

11. *Ivanova G.A., Pugachev A.A. Algoritm vychisleniya funktsii peredachi modulyatsii matrichnykh fotopriemnikov i ego realizatsiya v srede MATLAB [The algorithm for computing the transfer function of the modulation matrix photodetectors and its implementation in MATLAB], Materialy nauchno-tehnicheskoy konferentsii «Tverdotel'naya elektronika, slozhnye funktsional'nye bloki REA» [Materials of the scientific-technical conference "Solid-state electronics, functional blocks of electronic equipment"]*. Moscow: MNTORES im. A.S. Popova, 2013, pp. 147-150.
12. *Ivanova G.A., Pugachev A.A. Metod modelirovaniya funktsii peredachi modulyatsii matrichnykh fotopriemnykh SBIS [Method of modeling the transfer functions of the modulation matrix photodetector VLSI Sbornik nauchnykh trudov «Problemy razrabotki perspektivnykh mikroelektronnykh sistem» [Collection of scientific works "problems of development of perspective micro-and nanoelectronic systems"]*, Under ed. A.L. Stempkovskogo. Moscow: IPPM RAN, 2014. Part I, pp. 65-70.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н. В.А. Скиданов.

Иванова Галина Александровна – Институт проблем проектирования в микроэлектронике РАН; e-mail: pirutina_g@ippm.ru; 124365, Москва, Зеленоград, ул. Советская, 3; тел.: +74997299890; м.н.с.

Щелоков Альберт Николаевич – e-mail: schan@ippm.ru; тел.: +74997299890; зам. директора; к.ф.-м.н.

Пугачев Андрей Алексеевич – Открытое акционерное общество «Научно-производственное предприятие «Пульсар»; e-mail: pugachev@pulsarnpp.ru; 105187, г. Москва, Окружной проезд, 27; тел.: +74953653111; в.н.с., к.т.н.

Пузырьков Дмитрий Валериевич – Институт прикладной математики им. М.В. Келдыша РАН; e-mail: dpuzyrkov@gmail.com; 125047, Москва, Миусская пл., 4; тел.: +79057285780; аспирант.

Ivanova Galina Aleksandrovna – Institute for design problems in microelectronics of Russian Academy of Science; e-mail: pirutina_g@ippm.ru; 3, Sovetskaya street, Zelenograd, Moscow, 124365, Russia; phone: +74997299890; researcher.

Schelokov Albert Nikolaevich – e-mail: schan@ippm.ru; phone: +74997299890; deputy director; cand. of ph.-m. sc.

Pugachev Andrey Alekseevich – «PULSAR» Scientific and Production Enterprise Join Stock Company; e-mail: pugachev@pulsarnpp.ru; 27, Okrujnouy travel, Moscow, 105187, Rusia; phone: +74953653111; senior researcher, cand. of eng. sc.

Puzyrkov Dmitry Valerievich – Keldysh Institute of Applied Mathematics of Russian Academy of Sciences; e-mail: dpuzyrkov@gmail.com; 4, Miusskaya sq., Moscow, 125047, Russia; phone: +79057285780; postgraduate student.

УДК 621.372

С.Г. Крутччинский, Е.А. Жебрун

ОСОБЕННОСТЬ СХЕМОТЕХНИКИ ПРЕЦИЗИОННЫХ СУПЕРЕМКОСТЕЙ*

Для повышения основных качественных показателей оптимальных по критерию минимума пассивной чувствительности лестничных фильтров как сложно-функциональных блоков смешанных микроэлектронных систем рассматривается задача особенности схемотехнического проектирования прецизионных суперемкостей (D-элементов). В основе

* Статья подготовлена по проекту № 8.374.2014/К Госзадания Минобрнауки РФ на 2014–2016 гг.

предложенного принципа решения задачи положена собственная компенсация, обеспечивающая минимизацию параметрической чувствительности основных параметров электронных схем к частоте единичного усиления операционных усилителей, используемых для реализации суперемкостей. Топологическая реализация этих контуров связана с соединением дифференциальных входов этих активных элементов и дополнительного входа, обеспечивающего реализацию на его выходе заданную передаточную функцию. Показано, что развитие принципа собственной компенсации влияния частот единичного усиления операционных усилителей обеспечивает как собственную, так и взаимную компенсацию этого влияния не только на затухание, но и на частоту полюса D -элемента. Реализация этого принципа связано с введением дополнительных обратных связей, действие которых направлено на указанную компенсацию и чередование знаков параметрических функций чувствительности. Показана целесообразность использования мультидифференциальных ОУ в схемах прецизионных и высокочастотных суперемкостей. В этом случае реализация дополнительных компенсирующих контуров обратных связей связана с перекрестным соединением дифференциальных входов активных элементов. На примере реализации оптимального Чебышевского «бездрейфового» фильтра нижних частот 5-го порядка демонстрируется эффективность предложенных проектных процедур и схемы синтезированного в работе широкополосного D -элемента с мультидифференциальными ОУ. Приводятся результаты моделирования практической схемы для базового технологического процесса SGB25VD, показывающие, что предложенное в работе решение обеспечивает практически точное совпадение реализуемой неравномерности (0,313 дБ) с оптимальной (аппроксимационной) (0,25 дБ).

Суперемкость; D -элемент; мультидифференциальный ОУ.

S.G. Krutchinsky, **E.A. Zhebrun**

CIRCUITRY FEATURE OF PRECISION SUPER CAPACITANCES

To improve the basic quality indicators of optimal by the criterion of a minimum sensitivity passive ladder filters as IP blocks of mixed microelectronic systems we consider the problem of circuit design features precision super capacitances (D -elements). At the heart of the proposed problem solving principle is the cancellation that minimizes the parametric sensitivity of the main parameters of the electronic circuits to the unity gain frequency of operational amplifiers used to implement super capacitances. Topological implementation of these circuits associated with the connection of the differential inputs of these active components and auxiliary input, ensures the realization of its output given transfer function. It is shown that the development of the principle of self-compensation of operational amplifier unity gain frequency influence provides both self-compensation and cancellation of this influence not only on the attenuation, but also on D -element pole frequency. The implementation of this principle is connected with the introduction of additional feedbacks, which action is directed to the specified compensation and the alternation of signs of parametric sensitivity functions. The appropriateness of the use of multidifferential op amps in schemes of precision and high-frequency super capacitances is shown. In this case, the implementation of additional compensating feedback loop associated with cross connection of the differential inputs of the active elements. By implementing optimal Chebyshev "Drift free" low-pass 5th order filter we demonstrate the effectiveness of the proposed design procedures and synthesized in the work broadband D -element circuit with multidifferential op amp. Shown results of the simulation of practical schemes for basic process SGB25VD, demonstrate that the proposed in the work solution provides almost an exact match of implemented ripple (0.313 dB) with the optimal (approximated) (0.25 dB).

Super capacitance; D -element; multidifferential op amps.

Введение. Создание смешанных «систем на кристалле» (СнК) предполагает разработку аналоговых сложно-функциональных блоков (СФ-блоков), обеспечивающих высокую точность частотной селекции сигналов при низкой потребляемой мощности. Повышенная прецизионность требует применения оптимальных структур, характеризующихся минимальной среднеквадратической чувствительностью в полосе пропускания фильтров. К таким структурам, не связанным с до-

полнительными ограничениями на порядок реализуемой передаточной функции, относятся лестничные схемы с суперемкостями (D-элементами) [1–10]. В этих 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. Дополнительным преимуществом этих структур является возможность минимизации дрейфа нуля при нечетном порядке фильтра-прототипа.

Применение в СФ-блоках традиционных схемотехнических решений при проектировании фильтров рассматриваемого класса приводит к противоречивым требованиям. Высокая точность (низкая параметрическая чувствительность) предполагает использование активных элементов (например, ОУ) с большим потребляемым током. В силу этих причин при развитии концепции СнК такие оптимальные структуры практически не рассматриваются, а теоретические исследования в этом направлении остановились на работах [11–13].

Практические попытки использовать «предварительные изменения» номиналов цепи для учета влияния частотных свойств ОУ на характеристики фильтров повышают их параметрическую чувствительность в полосе пропускания и делают общую структуру не оптимальной.

Для снятия указанного противоречия на функциональном уровне в [14] предложено применение принципа собственной компенсации влияния частоты единичного усиления активных элементов (f_1) на характеристики и параметры различных аналоговых устройств. Соответствующие схемы СФ блоков позволяют использовать ОУ с низкой потребляемой мощностью. Эта задача решена в [15] на компонентном уровне, когда собственная компенсация влияния доминирующих паразитных емкостей транзисторов позволяет за счет дополнительной параметрической оптимизации значительно уменьшить потребляемую усилителем мощность при максимальных значениях частоты единичного усиления. Однако при таком подходе существуют строгие ограничения, не позволяющие решать задачи обсуждаемого класса.

Современная технология производства смешанных СнК обеспечивает высокую идентичность параметров активных элементов. Так, в ОУ относительные изменения статического коэффициента усиления (μ) и частоты единичного усиления (f_1) в температурном диапазоне до 100 °С составляет 5–10 %, а их разность для отдельных ОУ на порядок ниже.

Эта технологическая особенность не в полной мере используется в схемотехнике суперемкостей [1–10], но, как будет показано в настоящей работе, имеет хорошие возможности повышения качественных показателей лестничных фильтров.

Постановка задачи. В качестве базовых функциональных элементов лестничных фильтров используются нормальные D-элементы [1], имеющие входную проводимость

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

где C_1 , C_2 , R_2 – параметры емкостных и резистивных элементов канонической D цепи, R_i – сопротивление источника сигнала; k – коэффициент пропорциональности.

Эта проводимость обеспечивает реализацию характеристического полинома D-элементов

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

где b_2 – параметр D-элемента [1].

Можно достаточно строго показать, что для минимизации параметрической чувствительности лестничных фильтров необходимо использовать суперемкости, реализованные на базе двух ОУ (рис. 1).

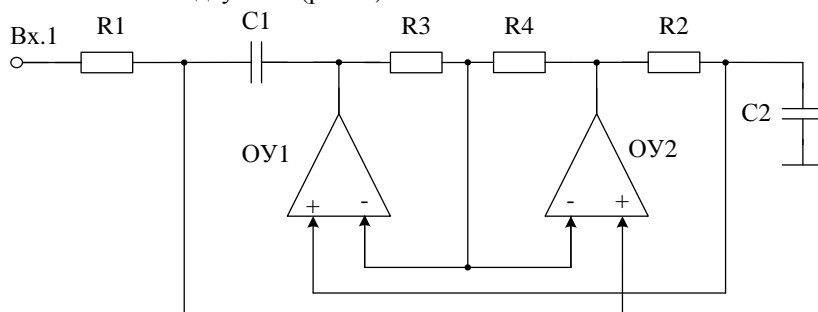


Рис. 1. Звено Антонио с емкостной нагрузкой

Варианты возможных схемотехнических решений этих элементов приведены в [1]. Причем, как отмечается в этой работе, наилучшими частотными свойствами характеризуется схема Антонио с емкостной нагрузкой (рис. 1). Влияние площади усиления (Π_i) i -го ОУ приводит к изменению полинома $B(p)$, который в этом случае имеет следующий вид:

$$\hat{B}(p) = B(p) \left[1 + \frac{p}{\Pi_1} \hat{F}_{11}(p) + \frac{p}{\Pi_2} \hat{F}_{22}(p) \right], \quad (3)$$

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

$$\beta = \frac{R_4}{R_3 + R_4}, \quad \tau_1 = R_1 C_1, \quad \tau_2 = R_2 C_2, \quad \Pi_1 = 2\pi f_{11}, \quad \Pi_2 = 2\pi f_{12},$$

f_{1i} – частота единичного усиления i -го ОУ; $F_{11}(p)$ и $F_{22}(p)$ – локальные передаточные функции схемы на выходах первого и второго ОУ при подключении источника сигнала к их неинвертирующим входам.

Соотношения (2) и (3) показывают, что задачей схемотехнического проектирования прецизионных ФНЧ является минимизация в диапазоне рабочих частот суммы

$$\hat{F}_{11}(p) + \hat{F}_{22}(p). \quad (4)$$

Предварительно отметим, что в схеме D-элемента рис. 1

$$\hat{B}(p) = p^2 + p \omega_p d_p + \omega_p^2 (1 + 2\delta \omega_p), \quad (5)$$

где ω_p , d_p – частота и затухание полюса,

$$\delta \omega_p = -\frac{\omega_p}{2} \left(\frac{1}{\Pi_1} \sqrt{\frac{1-\beta}{\beta}} + \frac{1}{\Pi_2} \sqrt{\frac{\beta}{1-\beta}} \right) \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2} + \frac{\tau_2}{\tau_1}}, \quad (6)$$

– относительное изменение ω_p , вызванное влиянием Π_1 и Π_2 операционным усилителей,

$$d_p = \omega_p \left(\frac{1}{\Pi_1} \frac{1-\beta}{\beta} \left(1 - \frac{\beta}{1-\beta} \right) + \frac{1}{\Pi_2} \left(1 - \frac{\beta}{1-\beta} \right) \right). \quad (7)$$

Полученные результаты показывают, что в схеме рис. 1 при $\beta = 0.5$ наблюдается собственная компенсация влияния частотных свойств первого (ОУ1) и второго (ОУ2) ОУ на затухание полюса. Однако данная схема не обеспечивает аналогичную минимизацию $\delta\omega_p$.

Собственная компенсация влияния частоты единичного усиления ОУ на параметры D-элементов. Рассмотрим применение предложенной в [11] методики к синтезу структур малошумящих D-элементов с расширенным частотным диапазоном, которые позволяют создавать потенциально «бездрейфовые» ограничители спектра. Базовым принципом синтеза таких схем является создание дополнительных (компенсирующих) контуров обратных связей. Эти контуры минимизируют не только составляющие суммы (4) (собственная компенсация), но и их результирующую сумму (взаимная компенсация) [14]. Конечно, такая минимизация возможна в ограниченном диапазоне частот. Структурным признаком таких контуров является соединение дифференциальных входов каждого ОУ с дополнительным входом схемы [14].

Анализ схемы рис. 1 показывает, что в качестве дополнительного контура обратной связи для организации компенсирующего контура обратной связи целесообразно использовать «заземленный» вывод конденсатора С2. Таким образом, дополнительные передаточные функции схемы с этого дополнительного входа на выход первого и второго ОУ будут иметь следующий вид:

$$F_{1C} = -\frac{1-\beta}{\beta} \frac{p^2 \tau_1 \tau_2 + p \tau_2}{p^2 \tau_1 \tau_2 \frac{1-\beta}{\beta} + 1}, \quad (8)$$

$$F_{2C} = \frac{p^2 \tau_1 \tau_2 + p \left(\tau_2 - \frac{\tau_1}{\beta} \right)}{p^2 \tau_1 \tau_2 \frac{1-\beta}{\beta} + 1}. \quad (9)$$

В этом случае при условии $\beta = 0.5$ ($R_3 = R_4$) в соответствии с (6) и (7) вблизи частоты среза наблюдается собственная компенсация влияния площадей усиления ОУ на затухание, а относительное изменение частоты полюса примет вид:

$$\delta\omega_p = \frac{\Delta\omega_p}{\omega_p} = -\frac{\omega_p}{2} \left(\frac{1}{\Pi_1} - \frac{1}{\Pi_2} \right) \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2} + \frac{\tau_2}{\tau_1}}. \quad (10)$$

При реализации дополнительного контура компенсирующей обратной связи необходимо выполнить условие:

$$F_{1C} + F_{2C} = \frac{-2 p \tau_1}{p^2 \tau_1 \tau_2 + 1}, \quad (11)$$

В этом случае действие контура будет направлено на взаимную компенсацию относительного изменения частоты полюса (10). Необходимое суммирование можно выполнить только на дополнительном активном элементе [16]. Однако этот вариант не является оптимальным и связан с использованием дополнительных ОУ.

Согласно теоретическим результатам [14] действие указанных компенсирующих обратных связей направлено также и на уменьшение вклада каждого ОУ в собственный шум схемы. Поэтому реализация такого контура или их группы без дополнительных активных элементов создает структуры широкодиапазонных лестничных ФНЧ с низким дрейфом нуля.

Соотношение (10) показывает, что успешное решение сформулированной задачи обеспечивается суммированием локальных передаточных функций (8), (9), причем степень влияния ОУ1 и ОУ2 в соответствии с соотношениями (3) структурно идентична. Именно поэтому, как будет показано ниже, более эффективным способом расширения диапазона рабочих частот D-элемента является использование мультидифференциальных ОУ (МОУ) [17]. Действительно, как отмечалось выше и строго показано в [15], контуры как собственной, так и взаимной компенсации реализуются соединением дифференциального входа ОУ, параметры которого необходимо компенсировать с дополнительным входом схемы, реализующей на выходе этого усилителя аналогичную передаточную функцию. Что касается знака требуемой для компенсации функции, то он легко реализуется дифференциальными свойствами операционных усилителей. Таким образом, если структурно такие функции на выходах ОУ идентичны, в D-элементах с цепями компенсации не требуются дополнительные усилители. Необходимым условием такой компенсации является использование ОУ с дополнительными входными каналами – МОУ, которые связаны с основными каналами попарно. Следовательно, структурным признаком D-элементов с расширенным частотным диапазоном является попарное соединение основных и вспомогательных дифференциальных входов МОУ с определенным отношением их дифференциальных коэффициентов усиления.

Как видно из соотношения (3), приращение характеристического полинома D-элемента (2)

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

обусловлено структурой числителя локальных передаточных функций $F_{11}(p)$ и $F_{22}(p)$ (3). 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

$$\Delta B(p) = B(p) \left[\frac{p}{\Pi_1} F_{11}(p) + \frac{p}{\Pi_2} (F_{22}(p) + K_1 F_{12}(p)) \right], \quad (13)$$

где $F_{12}(p)$ – передаточная функция на выходе второго ОУ при подаче сигнала на дифференциальный вход первого ОУ, K_1 – масштабный коэффициент передачи дополнительно вводимого четырёхполосника, связывающего дифференциальный вход первого (1) ОУ с неинвертирующим входом второго ОУ.

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 приращение характеристического полинома

$$\Delta B(p) = B(p) \left[\frac{p}{\Pi_1} (F_{11}(p) + K_2 F_{21}(p)) + \frac{p}{\Pi_2} (F_{22}(p) + K_1 F_{12}(p)) \right], \quad (14)$$

В соотношении (14) K_2 – масштабный коэффициент передачи дополнительно вводимого (синтезируемого) четырёхполосника, связывающего дифференциальный вход второго (2) ОУ с неинвертирующим входом первого ОУ; $F_{12}(p)$ и $F_{21}(p)$ – соответствующие им передаточные функции на выходе первого и второго ОУ.

Из соотношения (4) следует, что

$$F_{12}(p) = \frac{1}{B(p)} \left[-p^2 \tau_1 \tau_2 \frac{\beta}{1-\beta} + p(\tau_1 - \tau_2 \frac{\beta}{1-\beta}) + 1 \right], \quad (15)$$

$$F_{21}(p) = \frac{1}{B(p)} \left[-p^2 \tau_1 \tau_2 \frac{\beta}{1-\beta} + p(\tau_2 - \tau_1 \frac{\beta}{1-\beta}) + 1 \right]. \quad (16)$$

Таким образом, при $\beta = 0,5$ можно конкретизировать изменение характеристического полинома D-элемента. Действительно,

$$\begin{aligned} \frac{\Delta B(p)}{B(p)} = & \left[\frac{p^3 \tau_1 \tau_2}{\Pi_1} (1 - K_2) + \frac{p^3 \tau_1 \tau_2}{\Pi_2} (1 - K_1) \right. \\ & + \frac{p^2}{\Pi_1} (\tau_1 (1 - K_2) + \tau_2 (1 + K_2)) + \\ & \left. + \frac{p^2}{\Pi_2} (\tau_1 (1 + K_2) + \tau_2 (1 - K_2)) + \frac{p}{\Pi_1} (1 + K_2) + \frac{p}{\Pi_2} (1 + K_1) \right] \end{aligned} \quad (17)$$

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 [1], несложно показать, что данное смещение можно предварительно учесть изменением резистивных элементов схемы. Основным ограничением достижимого уровня компенсации является необходимый запас устойчивости собственно D-элемента. Поэтому варианты реализации $K_1=2$, $K_2=0$ и $K_1=K_2=1$ являются недопустимыми.

В общем случае параметрическая оптимизация D-элементов с контурами компенсации (выбор коэффициентов K_1 и K_2) должна учитывать более точную аппроксимацию передаточных функций операционных усилителей. Наличие второго и третьего полюса в МОУ может не только влиять на требуемый запас устойчивости, но и затухание фильтра в переходной области частот. В силу сказанного эта задача решается при проектировании фильтра в целом.

Указанные в соотношении (17) коэффициенты передачи K_1 и K_2 реализуются в ОУ дополнительными параллельными входными дифференциальными каскадами, которые превращают обычный ОУ в мультидифференциальный. Как показано в [17], 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 [18].

Взаимодействие основных ($K_0 = 1$) и дополнительных (K_1 и K_2) входов МОУ в схеме рис. 2 достаточно точно воспроизводит соотношение (7). В силу особенностей полинома (2) отличие качественных показателей D-элементов рис. 1, 2 проявляется только в структуре реальных фильтров.

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

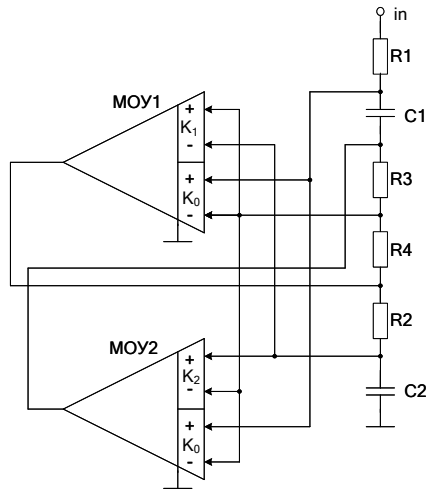


Рис. 2. Принципиальная схема D-элемента с расширенным диапазоном рабочих частот на основе МОУ

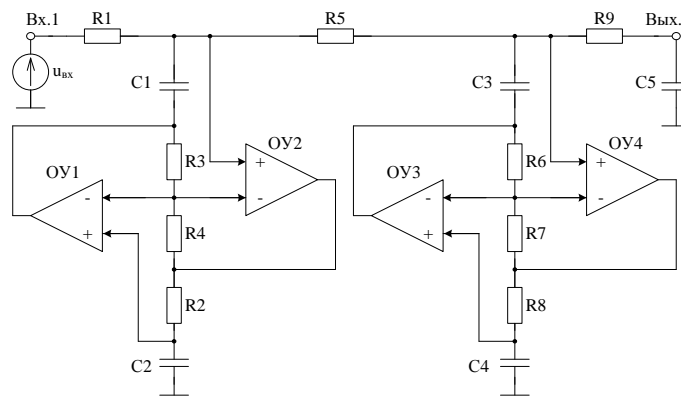


Рис. 3. Бездрейфовый ФНЧ на базе классических ОУ

Отметим, что в схеме рис. 3 дрейф нуля определяется входными токами ($I_{ax_j}^+$) четных ОУ

$$U_{op} = I_{ax_2}^+ R_1 + I_{ax_4}^+ (R_1 + R_5) \quad (18)$$

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 СФ блока. Для обеспечения граничной частоты полосы пропускания фильтра $f_{rp}=10,5$ МГц и Чебышевской аппроксимации его АЧХ в схеме использованы следующие оптимальные для суперемкости (рис. 1) (с учетом предискажений [1]) и других пассивных RC-элементов параметрические соотношения:

$$\begin{aligned} R_1 &= 5.075 \text{кОм}, R_2 = 5.777 \text{кОм}, R_3 = R_4 = 2 \text{кОм}, \\ R_5 &= 5.04 \text{кОм}, R_6 = R_7 = 2 \text{кОм}, R_8 = 3.531 \text{кОм}, \\ R_9 &= 1.292 \text{кОм}, C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = 5 \text{пФ} \end{aligned} \quad (19)$$

При практической реализации ФНЧ использовались ОУ в КМОП базе технологического процесса SGB25VD с частотой единичного усиления $f_1=260$ МГц. Результаты моделирования в среде Cadence Virtoso приведены на рис. 4 как в полосе пропускания, так и в широком диапазоне частот.

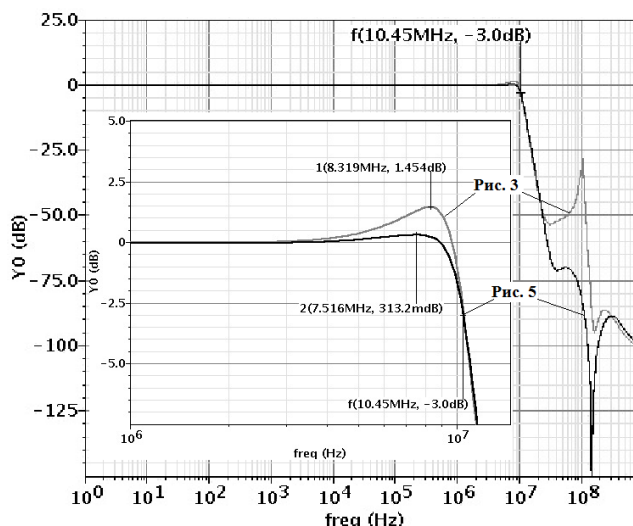


Рис. 4. Результаты моделирования схем рис. 3 и рис. 5

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.

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 $f_1=260$ 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 значительно более низкий (на порядок) уровень «предыскажений» АЧХ ($C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = 4.6$ пФ). Сравнение уровня неравномерности показывает, что в предлагаемом на базе МОУ варианте D-элементов неравномерность ФНЧ составляет 0,313 дБ и практически совпадает с идеализированным вариантом фильтра. Таким образом, предложенная схема позволяет практически в 5 раз повысить точность обработки сигнала в полосе пропускания ФНЧ. Целесообразно отметить, что достижение этой неравномерности АЧХ в рамках традиционной схемы (рис.3) требует применения ОУ с $f_1=3$ ГГц. и, следовательно, связано с многократным увеличением потребляемого схемой тока.

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.

Полученные результаты для лестничных ФНЧ позволяет 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 дополнитель-

ные ограничения в виде неравенств на их номиналы. Однако, граничные синфазные напряжения и диапазон частот для коэффициента ослабления этого напряжения должны превосходить полосу пропускания ФНЧ [19]. Во-вторых, использование дополнительных усилителей практически не изменяет дрейф нуля схемы. Как видно из принципиальных схем рис. 3 и рис. 5 оценка дрейфа нуля из соотношения (18) удваивается при условии идентичности входных каскадов ОУ и МОУ. Отметим, для обеспечения полученной неравномерности АЧХ в полосе пропускания (рис. 4) при условии изменения рабочей температуры на 100 °С в рамках традиционной схемы (рис. 3) необходимо использовать ОУ с $f_1 \geq 3000$ МГц, которые увеличивают потребление от источников питания ток примерно в 4 раза [20].

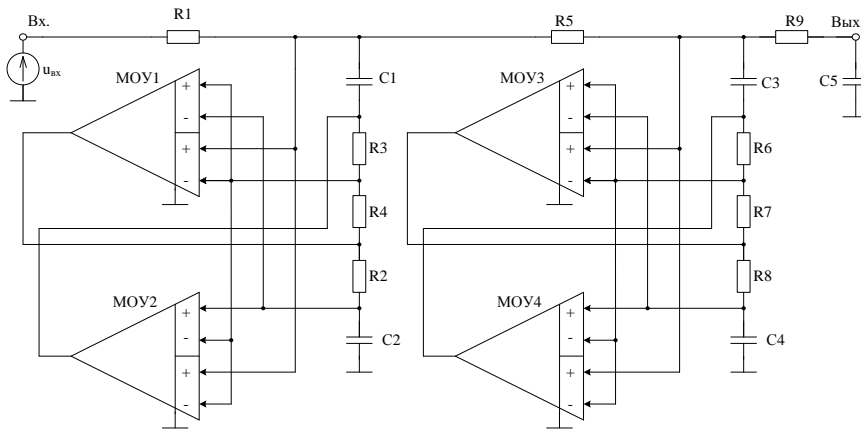


Рис. 5. Бездрейфовый ФНЧ на базе МОУ [18]

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.

Основные выводы. Полученные в настоящей работе результаты позволяют сделать ряд важных для лестничных фильтров выводов.

Технологическая особенность производства СнК с использованием суперемкостей создает дополнительные параметрические условия их схемотехнического проектирования с низким влиянием доминирующих параметров активных элементов. Эта особенность может проявляться только в специальных структурах суперемкостей, обеспечивающих чередование знаков в функциях параметрической чувствительности к нестабильности параметров активных элементов (10).

Применение общей методики схемотехнического проектирования требует предварительного анализа базовых принципов построения соответствующих суперемкостей, сопоставительного исследования возможных способов введения компенсирующих обратных связей, а также использования МОУ.

Применение схем с собственной компенсацией влияния частотных свойств активных элементов и, в частности, мультидифференциальных ОУ, позволяет более эффективно использовать оптимальные (по критерию минимума пассивной составляющей общей чувствительности) структуры активных фильтров и, следовательно, повышать качественные показатели соответствующих СФ-блоков. Решение ряда практических задач показывает, что многие типы прецизионных и микромощных фильтров могут быть реализованы на базе рассмотренной в работе схемы суперемкости.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Крутччинский С.Г., Прокопенко Н.Н., Старченко Е.И. Собственная компенсация в электронных усилителях // Электроника и связь. – 2004. – № 21. – С. 85-91.
2. Robert A. Pease. Analog Circuits World Class Designs. – 2004. – 461 p.
3. Пат. US 7619472 B1 H03F3/45, Noise-shaped blocker-reject amplifier / Ahmet Tekin, Hassan Elwan, Edward Youssoufian. Newport Media, Inc. – US20090302944; Заяв. 4 июня 2008; Оpubл. 17 ноября 2009. – 17 p.
4. Akerberg D., Mossberg K. A versatile RC building block with inherent compensation for the finite bandwidth of the amplifier // IEEE Trans. – 2009. – Vol. CAS-21. – P. 75-78.
5. Brackett P., Sedra A. Active compensation for high frequency effects in op-amp circuits with applications to active RC-filters // IEEE Trans. – 2006. – Vol. CAS-23, № 2. – P. 68-72.
6. Mitra S.K., Soderstrand M.A. Fundamental limitation of active filters // Proc. of 4-th colloquium on microwave communication. - Budapest, 2010.
7. Soderstrand M.A., Mitra S.K. Design of active filters with zero passive Q-sensitivity // IEEE Trans. on circuit theory. – 2008. – № 3.
8. Vlach J. The influence of the limited bandwidth of active elements on active filters // Proc., Nat. Electron Conf, Chicago. III. – 2007. – P. 449-453.
9. Пат. US20060068749 A1 H04B1/16, Low noise filter for a wireless receiver / Aly Ismail, John Vasa, Balasubramanian Ramachandran; Aly Ismail, Vasa John E, Balasubramanian Ramachandran - Заяв. 25 сен 2004; Оpubл. 30 мар 2006. –18 p.
10. Пат. US5327580 A H04B7/24, H04B1/40, Full duplex RF repeater/base station providing microprocessor-controlled simultaneous CTCSS tone encode/decode / Claude L. Vignali, John R. Martin, Rodney L. Nickel, Daniel I. Schwed; Ericsson Ge Mobile Communications Inc. – US 08/070,030 Заяв. 1 июн 1993, Оpubл. 5 июля 1994. –18 p.
11. Коротков А.С. Микроэлектронные аналоговые фильтры на преобразователях импеданса. – СПб.: Наука, 1999. – 416 с.
12. Antoniou A. Realisation of gyrators using operational amplifiers, and their use in RC-active-network synthesis // Pros. IEEE. – Nov., 1969. – Vol. 116. – P. 1838-1850.
13. Bruton L.T. Network Transfer Functions Using the Concept of Frequency-Dependent Negative Resistance // IEEE Trans. – Aug., 1969. – Vol. ct-16. – P. 406-408.
14. Maskay R., Sedra A.S. Generation of low-sensitivity state-space active filters // IEEE Trans. – Oct., 1980. – Vol. CAS-27, № 10. – P. 863-870.
15. Крутччинский С.Г. Структурный синтез аналоговых электронных схем. – Ростов-на-Дону: СКНЦ ВШ, 2001. – 180 с.
16. Крутччинский С.Г. Щекин Д.А. Структурный синтез D-элементов с расширенным частотным диапазоном // Электроника и связь. – 2001. – Т. 2, №. 8. – С. 83-87.
17. Крутччинский С.Г., Старченко Е.И. Мультидифференциальные операционные усилители и прецизионная микросхемотехника // Электроника и связь. – 2004. – № 20. – С. 37-45.
18. Пат. № 2506694 Российская Федерация, С1, МПК H03H 11/00. Прецизионный ограничитель спектра / Свизев Г.А., Прокопенко Н.Н., Крутччинский С.Г., Дворников О.В.; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса». – № 2012140984; Заяв. 25.09.2012; Оpubл. 10.02.2014 Бюл. №4. – 13 с.
19. Rikitin V.V., Integrated circuits in CMOS – transistors: Textbook. – М., 2007. – 307 p.
20. Filanovsky I.M., Ivanov V.V. Operational amplifier speed and accuracy improvement: analog circuit design with structural methodology. Kluwer Academic Publishers, New York, Boston, Dordrecht, London, Moscow, 2004. – 194 p.

REFERENCES

1. Krutchinskiy S.G., Prokopenko N.N., Starchenko E.I. Sobstvennaya kompensatsiya v elektronnykh usilitel'yakh [Self-compensation in electronic amplifiers], Mezhdunarodnyy nauchno-tekhnicheskyy zhurnal "Elektronika i svyaz" [Electronics and Communications], 2004, No. 21, pp. 85-91.
2. Robert A. Pease. Analog Circuits World Class Designs, 2004, 461 p.
3. Ahmet Tekin, Hassan Elwan, Edward Youssoufian. Patent US 7619472 B1 H03F3/45, Noise-shaped blocker-reject amplifier. Newport Media, Inc. US20090302944; 17 November 2009, 17 p.
4. Akerberg D., Mossberg K. A versatile RC building block with inherent compensation for the finite bandwidth of the amplifier, *IEEE Trans.*, 2009, Vol. CAS-21, pp. 75-78.
5. Brackett P., Sedra A. Active compensation for high frequency effects in op-amp circuits with applications to active RC-filters, *IEEE Trans.*, 2006, Vol. CAS-23, No. 2, pp. 68-72.

6. *Mitra S.K., Soderstrand M.A.* Fundamental limitation of active filters, *Proc. of 4-th colloquim on microwave communication*. Budapest, 2010.
7. *Soderstrand M.A., Mitra S.K.* Design of active filters with zero passive Q-sensitivity, *IEEE Trans. on circuit theory*, 2008, No. 3.
8. *Vlach J.* The influence of the limited bandwidth of active elements on active filters, *Proc., Nat. Electron Conf. Chicago. III*, 2007, pp. 449-453.
9. *Aly Ismail, John Vasa, Balasubramanian Ramachandran; Aly Ismail, Vasa John E, Balasubramanian Ramachandran.* Low noise filter for a wireless receiver. Patent US20060068749 A1 H04B1/16. 30 March 2006, 18 p.
10. *Claude L. Vignali, John R. Martin, Rodney L. Nickel, Daniel I. Schwed.* Full duplex RF repeater/base station providing microprocessor-controlled simultaneous CTCSS tone encode/decode. Patent US5327580 A H04B7/24, H04B1/40, /; Ericsson Ge Mobile Communications Inc. US 08/070,030. 5 July 1994, 18 p.
11. *Korotkov A.S.* Mikroelektronnye analogovye fil'try na preobrazovatelyakh impedansa [Microelectronic analog filters on the impedance converters]. St. Petersburg: Nauka, 1999, 416 p.
12. *Antoniu A.* Realisation of gyrators using operational amplifiers, and their use in RC-active-network synthesis, *Pros. IEEE*, Nov., 1969, Vol. 116, pp. 1838-1850.
13. *Bruton L.T.* Network Transfer Functions Using the Concept of Frequency-Dependent Negative Resistance, *IEEE Trans.*, Aug., 1969, Vol. CT-16, pp. 406-408.
14. *Maskay R., Sedra A.S.* Generation of low-sensitivity state-space active filters, *IEEE Trans.*, Oct., 1980, Vol. CAS-27, No. 10, pp. 863-870.
15. *Krutchinskiy S.G.* Strukturnyy sintez analogovykh elektronnykh skhem [Structural synthesis of analog electronic circuits]. Rostovon-Don: SKNTs VSh, 2001, 180 p.
16. *Krutchinskiy S.G. Shchekin D.A.* Strukturnyy sintez D-elementov s rasshirenym chastotnym diapazonom [Structural synthesis of D-elements with extended frequency range] *Elektronika i svyaz'* [Electronics and Communications], 2001, Vol. 2, No. 8, pp. 83-87.
17. *Krutchinskiy S.G., Starchenko E.I.* Mul'tidifferentsial'nye operatsionnye usiliteli i pretsizionnaya mikroskhemotekhnika [Multidifferential operational amplifiers and a precision micro circuitry], *Elektronika i svyaz'* [Electronics and Communications], 2004, No. 20, pp. 37-45.
18. *Svizev G.A., Prokopenko N.N., Krutchinskiy S.G., Dvornikov O.V.* Patent No. 2506694, RF, S1, MPK H03H 11/00. Pretsizionnyy ogranichitel' spektra [Precision limiter spectrum]; zayavitel' i patentoobladatel' FGBOU VPO «Yuzhno-Rossiyskiy gosudarstvennyy universitet ekonomiki i servisa». No. 2012140984; Zayav. 25.09.2012; Opubl. 10.02.2014 Byul. №4. 13 p.
19. *Rakitin V.V.*, Integrated circuits in CMOS – transistors: Textbook. Moscow, 2007, 307 p.
20. *Filanovsky I.M., Ivanov V.V.* Operational amplifier speed and accuracy improvement: analog circuit design with structural methodology. Kluwer Academic Publishers, New York, Boston, Dordrecht, London, Moscow, 2004, 194 p.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор Н.Н. Прокопенко.

Крутчинский Сергей Георгиевич – Южный федеральный университет; e-mail: sgkrutch@mail.ru; 347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44; тел.: 88634361789; кафедра систем автоматического управления; д.т.н.; профессор.

Жебрун Евгений Андреевич – e-mail: jackjk@mail.ru; кафедра систем автоматического управления; аспирант.

Krutchinsky Sergei Georgievich – Southern Federal University; e-mail: sgkrutch@mail.ru; 44, Nekrasovskiy lane, Taganrog, 347928, Russia; phone: +78634361789; the department of automatic control systems; dr. of eng. sc.; professor.

Zhebrun Evgeniy Andreevich – e-mail: jackjk@mail.ru; the department of automatic control systems; postgraduate student.