

**Жебрун Евгений Андреевич**

E-mail: JackJK@mail.ru.

Кафедра систем автоматического управления; магистрант.

**Tsibin Michael Sergeevich**

Taganrog Institute of Technology – Federal State-Owned Autonomy Educational Establishment of Higher Vocational Education “Southern Federal University”.

E-mail: mc.tsibin@gmail.com.

44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia.

Phone: +79514974071.

The Department of Automatic Control Systems; Assistant.

**Zhebrun Evgenij Andreevich**

E-mail: JackJK@mail.ru.

The Department of Automatic Control Systems; Master.

УДК 621.372

**А.В. Золоторев, М.С. Цыбин**

### **БЕЗДРЕЙФОВЫЕ ОГРАНИЧИТЕЛИ СПЕКТРА**

*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. 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.*

*Собственная и взаимная компенсация; компенсирующие контуры обратных связей; сложно-функциональные блоки (СФ-блоки).*

**A.V. Zolotarev, M.S. Tsibin**

### **DRIFT-STABILIZED LOW-PASS FILTER**

*Application of a principle and the circuit design general technique of schemes with cancellation for the most difficult low-pass filter in IP-blocks structure is considered. It is representing drift-stabilized low-pass filter. Reasonability of Antonio's structure using in filter with cancellation is shown. The problem D-elements with cancellation of influence OA gain bandwidth structures synthesis on pole frequency is formulated and solved.*

*Self compensation and cancellation; compensation feedback loop; IP-block.*

**Введение.** 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 того, дополнительные требования к стабильности (неравномерности) АЧХ такого фильтра в полосе пропускания предопределяют целесообразность использования лестничных структур [1].

Особенность функций параметрических чувствительностей таких структур в широком диапазоне частот показывает, что влияние пассивных (частотоподающих)

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 (суперемкости) [1], имеющие входную проводимость

$$Y_{ex_i} = p^2 C_1 C_2 R_2 k / R_i, \tag{1}$$

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

**Компенсация влияния доминирующих параметров активных элементов.**

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).

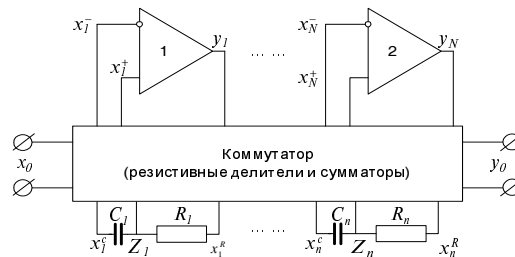


Рис. 1. Обобщенная структура ARC-устройств с дифференциальными операционными усилителями

Если ОУ описываются передаточной функцией первого порядка

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

то передаточная функция обобщенной структуры будет иметь следующий вид:

$$\Phi(p) = \Phi_u(p) - \sum_{j=1}^N \frac{1}{\mu_j} \frac{H_j(p) \cdot F_j(p)}{1 + \frac{1}{\mu_j} F_{jj}(p)} - \sum_{j=1}^N \frac{p}{\Pi_j} \frac{H_j(p) \cdot F_j(p)}{1 + \frac{p}{\Pi_j} F_{jj}(p)}, \tag{3}$$

где  $H_j(p)$ ,  $F_{jj}(p)$  и  $F_j(p)$  – локальные передаточные функции для идеализированной системы.

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.

В [1] доказано, что 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 (рис. 2).

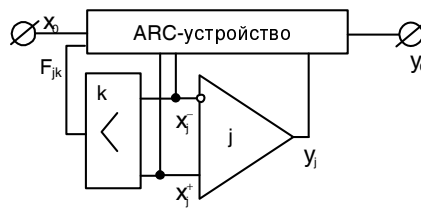


Рис. 2. Структура ARC-устройств с дифференциальными ОУ и дополнительным компенсирующим контуром

Передаточная функция этой структуры имеет следующий вид:

$$\Phi(p) = \Phi_u(p) - \frac{1}{K_j(p)} \frac{F_j(p)(H_j(p) + \Delta H_j(p))}{1 + \frac{1}{K_j(p)}(F_{jj}(p) + \Delta F_{jj}(p))}, \quad (4)$$

где  $\Delta H_j(p) = F_{kj}(p)$  и  $\Delta F_{jj}(p) = F_{kj}(p)$ .

**Базовая схемотехника низкочувствительных D-элементов.** Можно достаточно строго показать, что для минимизации параметрической чувствительности лестничных фильтров необходимо использовать суперемкости, реализованные на базе двух ОУ. Причем, как показано в [1], лучшие результаты по динамическому диапазону дает звено Антонио с емкостной нагрузкой (рис. 3). В случае применения идентичных ОУ в схеме рис. 3 при  $\beta = 0,5$  наблюдается собственная компенсация влияния частоты единичного усиления на затухание полюса. Однако указанная схема не обеспечивает минимизацию влияния частоты единичного усиления ОУ на граничную частоту, что приводит к необходимости введения дополнительных компенсирующих обратных связей. Как будет показано ниже, для сохранения заданной полосы пропускания в схеме (рис. 4) предварительно емкости всех конденсаторов уменьшены на 20%. Так, для обеспечения потенциально минимального уровня дрейфа нуля и степени влияния ОУ на параметры D-элемента следует подробно рассмотреть схему на рис. 3.

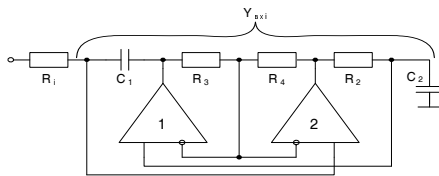


Рис. 3. Звено Антонио с емкостной нагрузкой

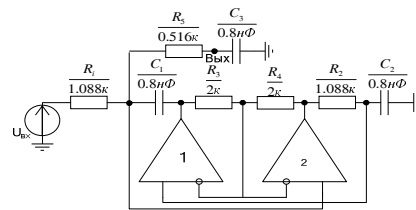


Рис. 4. ФНЧ 3-го порядка с низким дрейфом нуля

Показанные в работе [1] соотношения 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 3-го порядка с методической неравномерностью в 0,1 дБ и граничной частотой 160 кГц. Отметим, что добротность комплексно-сопряженного полюса в этом фильтре составляет 1,41 и, следовательно, при ARC-реализации доминирующие параметры, определяющие влияние активных элементов на точность реализации, отсутствуют.

Принципиальная схема ФНЧ 3-го порядка, на основе указанного D-элемента показана на рис. 4.

Для рассматриваемого сквозного примера проектирования схем с взаимной компенсацией в схему фильтра заранее введены предварительные предсказания ( $C_1=C_2=C_3=0,8$  нФ) и результаты моделирования показаны на рис. 5.

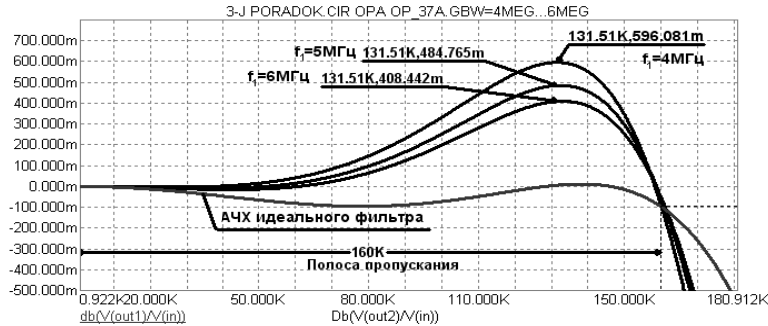


Рис. 5. АЧХ ФНЧ (рис. 4) с предварительными предсказаниями

Как видно из графика, влияние реальных условий эксплуатации ОУ ( $f_j=4-6$  МГц) приводит к неравномерности АЧХ в 0,63 дБ, что практически в 6 раз больше ожидаемой (аппроксимационной) (0,1 дБ) величины. Такое увеличение объясняется ростом порядка передаточной функции.

Для устранения влияния доминирующих параметров возможно использование в структуре D-элементов мультидифференциальных ОУ (МОУ) [2], имеющих в структуре входных каскадов дополнительные параллельно работающие дифференциальные пары. Эти МОУ направлены на организацию контуров собственной и взаимной компенсации влияния «старших» коэффициентов (числители  $F_{11}$  и  $F_{22}$ ) на АЧХ фильтра в полосе пропускания. Повышение уровня собственной компенсации влияния  $P_1$  и  $P_2$  возможно выполнением условия  $K_1=K_2=1$ , при этом в ФНЧ 3-го порядка запас устойчивости обеспечивается  $R_5$ ,  $C_3$ . Выполнение указанного равенства предполагает применение в структуре D-элемента МОУ1 ( $K_1=1$ ) и МОУ2 ( $K_2=1$ ) (рис. 6).

Результаты моделирования схемы (рис. 7) показывают, что основная погрешность фильтра обусловлена уменьшением граничной частоты фильтра на 25 %, позволяет получить неравномерность фильтра с учётом влияния реальных дестабилизирующих факторов ( $f_j=4-6$  МГц), точно согласующуюся с неравномерностью идеального фильтра. Как видно из АЧХ различных вариантов реализации рассматриваемого ФНЧ в широком диапазоне частот (рис. 8), применение МОУ в D-элементах повышает также и гарантируемое затухание фильтра.

Для повышения эффективности контуров взаимной компенсации необходимо обеспечить дополнительную компенсацию  $f_j$  МОУ за счет других активных элементов схемы. Такая постановка задачи реальна в силу идентичности реализаций D-элементов, входящих в структуру ФНЧ. Её решение связано с поиском дополнительного входа схемы, при котором приращение локальных передаточных функций  $\Delta H_j(p)$  и  $\Delta F_{jj}(p)$  обеспечивает вещественную передачу компенсирующего сигнала. Для обеспечения взаимной компенсации влияния  $f_j$  этот вход должен обладать следующими свойствами:

- ♦ реализовать на входе одного из ОУ передаточную функцию:

$$F_{kj}(p) = \frac{1}{K} \sum_{j=1}^N F_{jj}(p), \tag{5}$$

где  $K$  – коэффициент, определяемый из условия параметрической оптимизации суммарной чувствительности схемы к влиянию параметров активных элементов;

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

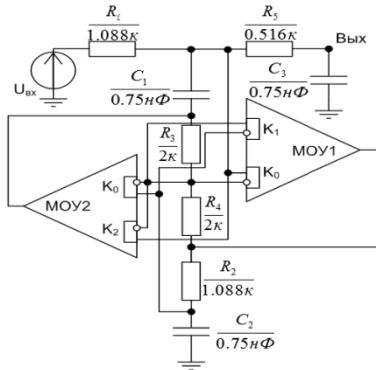


Рис. 6. Бездрейфовый ФНЧ на базе МОУ

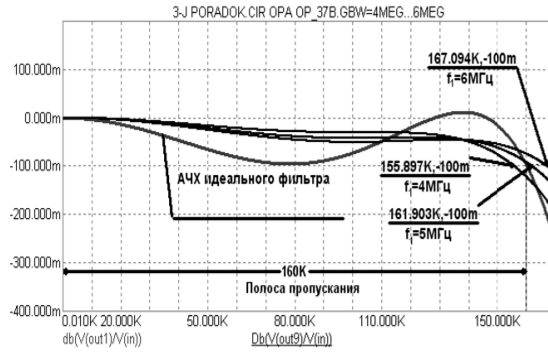


Рис. 7. АЧХ Чебышевского ФНЧ с собственной компенсацией ( $K1=K2=1$ )

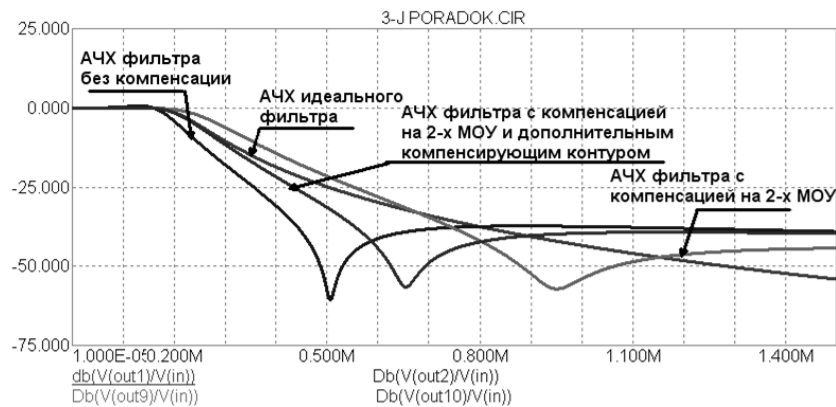


Рис. 8. Сравнительные АЧХ ФНЧ в широком диапазоне частот

Из принципиальной схемы фильтра (см. рис. 4) следует, что входом может являться один из «заземленных» конденсаторов или один из входов ОУ. Именно в этом случае реализуется свойство «бездрейфовования» ФНЧ – отсутствие влияния ЭДС смещения ОУ на выходное напряжение схемы.

Следовательно, что в этом случае передаточная функция электронной схемы будет иметь следующий вид:

$$\Phi(p) = \frac{A(p)}{B(p) + \Delta B(p)}, \quad (6)$$

причем приращение полинома знаменателя обусловлено влиянием основных параметров активных элементов:

$$\frac{\Delta B(p)}{B(p)} \approx \sum_{j=1}^N \frac{1}{\mu_j} F_{jj}(p) + \sum_{j=1}^N \frac{p}{\Pi_j} F_{jj}(p). \quad (7)$$

Условия взаимной компенсации имеют следующий вид:

$$\frac{\Delta B(p)}{B(p)} - \sum_k \sum_j \frac{K_k}{\mu_j} F_{jk}(p) - \sum_k \sum_j \frac{pK_k}{\Pi_j} F_{jk}(p) \rightarrow \min, \quad (8)$$

где  $K_k$  – масштабный коэффициент, 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 (7) и (8) следует, что успех параметрической оптимизации коэффициентами  $K_k (\forall k)$  определяется структурной «близостью» полиномов числителя локальных функций  $F_{ij}(p)$  и  $F_{jk}(p) (\forall k)$ . Таким образом, задача (8) в общем случае решается перебором альтернативных вариантов и связана с достаточно сложной процедурой синтеза набора  $F_{jk}(p)$ , даже при условии априорной информации о функции  $F_{ij}(p)$ .

Реализация дополнительного компенсирующего контура обеспечивается дополнительным МОУ (рис. 9). Здесь компенсирующее напряжение передается в  $C_2$  D-элемента. Приведенная схема требует дополнительной параметрической оптимизации коэффициентов  $K_1, K_2$ , обеспечивающих максимальный уровень компенсации и устойчивость работы фильтра и  $K_{11}=K_{22}$  (каналов МОУ 3). Максимизация уровня компенсации влияния частоты единичного усиления на граничную частоту ФНЧ приводит к условию  $K_{11}=K_{22}=0,5$ .

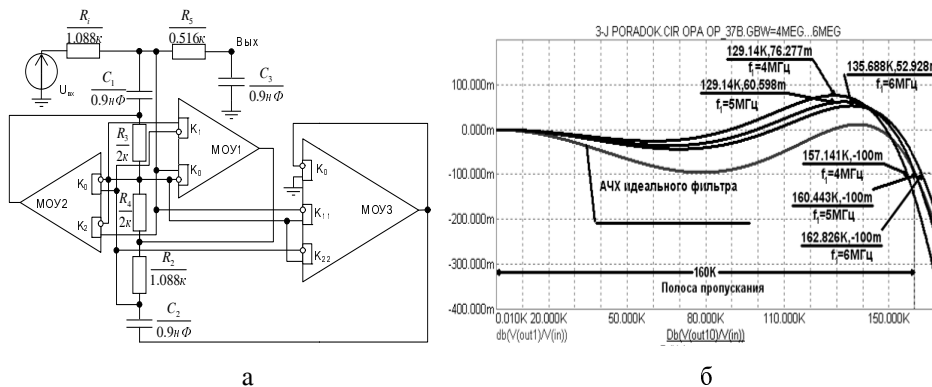


Рис. 9. ФНЧ 3-го порядка на базе МОУ с дополнительным компенсирующим контуром обратной связи (а) и АЧХ фильтра (б) ( $K_1=0,8, K_2=1, K_{11}=K_{22}=0,5$ )

Требуемое предварительное увеличение граничной частоты фильтра, необходимое для учета некомпенсируемого остатка, не превышает 10 %. Результаты моделирования схемы приведены на рис. 8 и 9,б. Как видно из АЧХ фильтра в полосе пропускания (рис. 9,б), 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. 8), указанный контур уменьшает ослабление сигнала.

**Выводы.** Полученные результаты для лестничных ФНЧ позволяют сделать следующие выводы. Во-первых, в цепях взаимной компенсации влияния частоты единичного усиления основных ОУ целесообразно использовать МОУ, обеспечи-

вающие 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.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Крутччинский С.Г., Цыбин М.С. Схемотехнические принципы взаимной компенсации влияния активных элементов. Бездрейфовые ограничители спектра // VII Междунар. науч.-практ. семинар «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники»: В 2 ч. Ч.2. – Шахты: ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2010. – С. 17-26.
2. Крутччинский С.Г., Старченко Е.И. Мультидифференциальные операционные усилители. Особенности схемотехники и практического применения // Труды 8-й Международной НТК «Актуальные проблемы твердотельной электроники и микроэлектроники». – Таганрог, 14-19 сентября 2002.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор С.Г. Крутччинский.

#### **Золотарёв Антон Владимирович**

Технологический институт федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Южный федеральный университет» в г. Таганроге.

E-mail: LiNED@mail.ru.

347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44.

Тел.: 88634371689.

Кафедра систем автоматического управления; магистрант.

#### **Цыбин Михаил Сергеевич**

E-mail: mc.tsibin@gmail.com.

Кафедра систем автоматического управления; ассистент.

#### **Zolotarev Anton Vladimirovich**

Taganrog Institute of Technology – Federal State-Owned Autonomy Educational Establishment of Higher Vocational Education “Southern Federal University”.

E-mail: LiNED@mail.ru.

44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia.

Phone: +78634371689.

The Department of Automatic Control Systems; Master.

#### **Tsibin Michael Sergeevich**

E-mail: mc.tsibin@gmail.com.

The Department of Automatic Control Systems; Assistant.

УДК 621.372.54.01

**И.И. Турулин, Ю.И. Булгакова**

### **МЕТОДИКА СИНТЕЗА УПРАВЛЯЕМЫХ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ НА БАЗЕ ЧАСТОТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ СИСТЕМНОЙ ФУНКЦИИ**

*Предлагается методика синтеза цифрового управляемого фильтра, коэффициенты которого выражаются в элементарных функциях и явным образом зависят от частоты среза или граничных частот. Это касается адаптивных систем, а также систем, работающих в условиях изменяющейся помехосигнальной обстановки, устройств адаптивной дискретизации. Данная методика позволяет достаточно просто синтезировать управляемые цифровые фильтры.*

*Управляемый цифровой фильтр; замена переменной.*