

Высокочастотные избирательные усилители и полосовые фильтры на КМОП транзисторах SiGe техпроцесса

Е.А. Жебрун¹, С.И. Миляева², Н.Н. Прокопенко³

¹ ТТИ «ЮФУ» г. Таганрог Ростовской обл.

² ФГАОУ ВПО НИТУ «МИСиС» г. Москва

³ ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС» г. Шахты Ростовской обл.

Введение

Создание микроэлектронных систем на кристалле (СнК) для задач мобильной связи и сигнализации связано с интеграцией в специализированные сложно-функциональные блоки (СФ-блоки) как аналоговых, так и цифровых устройств. Среди этого функционального многообразия особое место занимают полосовые фильтры и избирательные усилители, которые являются параметрически высокочувствительными схемами, требующими высокой потребляемой мощности. Как правило, для их построения используются биполярные транзисторы, обеспечивающие не только высокие частотные свойства, но и возможность параметрической оптимизации в силу более низкого значения входного сопротивления усилителей тока [1]. Однако такой подход существенно усложняет системную интеграцию СФ-блоков и повышает себестоимость СнК. Использование КМОП реализации таких фильтров на преобразователях напряжение-ток характеризуется относительно большой "электрической длиной" и значительно более низким диапазоном рабочих частот [2,3].

2 Обобщенная структура и основные свойства звеньев полосовых фильтров

В [1] показано, что для расширения потенциального диапазона рабочих частот энергоэкономичных звеньев второго порядка целесообразно использовать усилители тока. По этой причине при построении фильтров высокого порядка оказывается практически невозможным применение дополнительных межзвенных обратных связей [4], направленных на уменьшение параметрической чувствительности его частотных характеристик в полосе пропускания. Несложно показать, что по этой же причине нецелесообразно применение разделённых частотозависимых цепей [4]. Именно по этой причине в базовой структуре звена второго порядка на базе усилителей тока [5-8] использован емкостной делитель (рис.1).

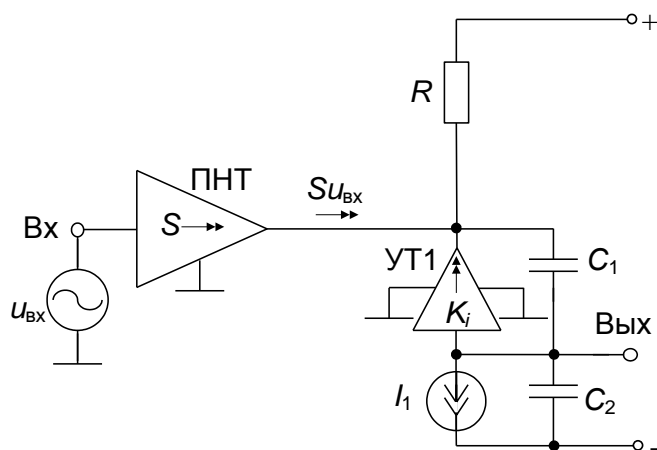


Рис. 1 Обобщенная структура полосового звена с усилителем тока.

Приведенная структура имеет комплексный коэффициент передачи:

$$K(jf) = \frac{jK_0 f f_p / Q}{f_p^2 - f^2 + jff_p / Q} \quad (1)$$

Здесь частота полюса (f_p), его добротность (Q) и коэффициент усиления K_0 на этой частоте определяются следующими соотношениями:

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R r_{\text{вх}}}}, \quad (2)$$

$$Q = [K_i D_0 + D_p (1 - K_i)]^{-1}, \quad (3)$$

$$K_0 = S Q \sqrt{R r_{\text{вх}}} k^{-1}, \quad (4)$$

где S – крутизна усиления входного преобразователя напряжение-ток (ПНТ), K_i – коэффициент усиления усилителя тока УТ1.

В приведенных соотношениях использованы затухание нуля (D_0) и полюса (D_p) пассивной RC-цепи:

$$D_0 = m(k + 1/k), \quad D_p = D_0 + \frac{1}{mk}, \quad (5)$$

где $m = \sqrt{r_{\text{вх}} / R}$, $k = \sqrt{C_2 / C_1}$, $r_{\text{вх}}$ – входное сопротивление усилителя тока.

Таким образом добротность имеет разностные члены

$$Q = \left[D_0 + \frac{1}{mk} (1 - K_i) \right]^{-1}, \quad (6)$$

а параметрическая чувствительность

$$S_{K_i}^Q = Q \frac{K_i}{mk} \quad (7)$$

оказывается достаточно высокой и зависит как от реализуемой добротности Q , так и от параметров m и k .

Эти же параметры определяют и степень влияния частотных свойств усилителя тока УТ1 на точность реализации параметров полюса (2), (3) звена второго порядка.

Если в качестве интегрального показателя использовать частоту единичного усиления (f_1) усилителя тока, то относительные изменения частоты полюса (δf_p) и его добротности (δQ) определяются из следующего соотношения:

$$\delta f_p = \delta Q = -\frac{1}{2} \frac{f_p}{f_1} K_i D_p. \quad (8)$$

Аналогично, используя методику [9], можно определить и параметрическую чувствительность этих параметров:

$$S_{f_1}^Q = S_{f_1}^{f_p} \approx \frac{f_p}{f_1} K_i D_p. \quad (9)$$

Из соотношений (5) и (6) следует, что наиболее простым решением общей задачи является использование повторителей тока ($K_i=1$), которые легко реализуются на МОП транзисторах. Однако, в этом случае, несмотря на возможность параметрической оптимизации чувствительности, реализация её численного значения оказывается практически невозможной. Действительно, при $k=1$

$$S_{C_1}^Q = S_{C_2}^{f_p} = 0, \quad S_R^Q = -S_{r_{\text{вх}}}^{f_p} = \frac{1}{2}, \quad (10)$$

$$R = 4Q^2 r_{\text{вх}} = 4Q^2 / S, \quad (11)$$

где S – крутизна МОП транзистора

В этой связи даже для небольшой добротности численное значение R технически реализовать не только затруднительно, но невозможно по энергетическим соображениям. Таким образом, с учетом чувствительности (7) решение общей задачи связано с созданием экономичных усилителей тока с $K_i > 1$ и стабильным численным значением этой величины. Тогда требуемое значение

$$K_i = 1 + m^2(k^2 + 1) - m k d_p, \quad d_p = 1/Q \quad (12)$$

приводит к следующим параметрическим чувствительностям

$$S_R^Q = -S_{r_{\text{вх}}}^Q \approx Q \frac{1 - K_i}{mk}, \quad (13)$$

$$S_{C_2}^Q = -S_{C_1}^Q \approx \frac{Q}{2} \left[\frac{1 - K_i}{mk} - m(k - 1/k) \right], \quad (14)$$

которые наряду с (8) и (9) являются критерием рациональности выбора параметрических условий при решении общей задачи.

3 Пример схемотехнического проектирования звена второго порядка

Как видно из приведенных выше результатов анализа структуры звена, решение общей задачи требует создания усилителя тока с $K_i > 1$, при этом его принципиальную схему необходимо интегрировать с входным преобразователем напряжение-ток (ПНТ) так, чтобы при каскадировании звеньев не возникало проблем согласования режимов работы активных компонентов.

На рис. 2 приведена упрощенная принципиальная схема такого звена на n-МОП транзисторах.

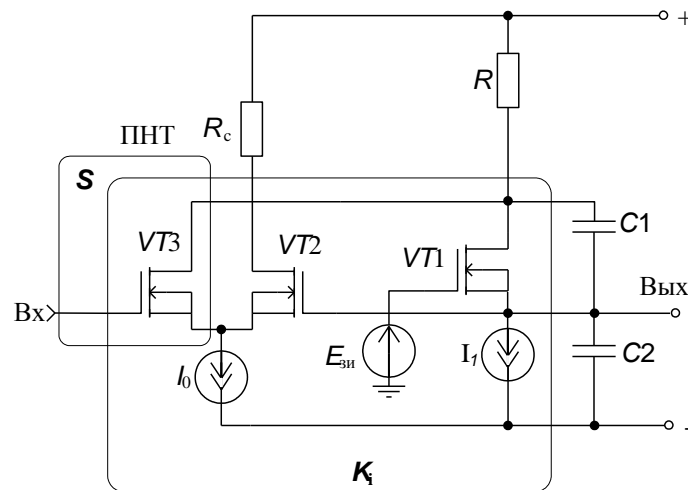


Рис. 2 Упрощенная принципиальная схема полосового звена второго порядка на базе усилителя тока

Здесь дифференциальный каскад на $VT2, VT3$ реализует не только входной преобразователь напряжение-ток (ПНТ), но и совместно с $VT1$ (в силу конечного значения его крутизны S) усилитель тока. Анализ схемы приводит к следующему результату

$$K_i = 1 + \frac{S_2}{S_1} \frac{S_3}{S_2 + S_3}; \quad r_{\text{вх}} = 1/S_1, \quad (15)$$

$$S = \frac{S_2 S_3}{S_2 + S_3}, \quad (16)$$

где S_i – крутизна i -го МОП транзистора.

Структурно увеличения коэффициента усиления K_i можно добиться за счет параллельного подключения дополнительных входных дифференциальных каскадов, а параметрически – выбором геометрии транзисторов $VT2$ и $VT3$, направленным на увеличение их крутизны. Кроме этого, реализация относительно большой добротности полюса возможна и при использовании в схеме однотипных транзисторов с одинаковым режимом работы ($S_1=S_2=S_3$). Действительно, как это следует из соотношений (15), (6), (5)

$$Q = \left[m(k + 1/k) - \frac{1}{2mk} \right]^{-1} \quad (17)$$

выбор параметров m и k RC-цепи позволяет добиться практически любого значения Q . Однако в этом случае наблюдается увеличение параметрических чувствительностей (9), (13), (14) и увеличение относительной погрешности параметров полюса (8).

Графическая интерпретация этого вывода показана на рис. 3.

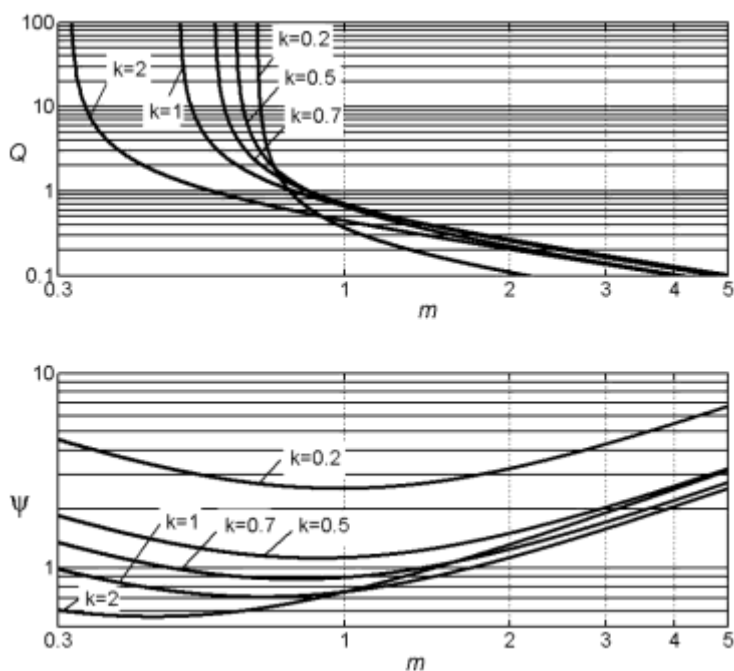


Рис. 3 Зависимость реализуемой добротности Q и ψ -степени влияния f_1 на δf_p и δQ для схемы полосового звена с усилителем тока при $K_i=1,5$

Для уменьшения интегрального показателя ψ , определяющего в соответствии с соотношениями (8), (9) погрешности параметров полюса и составляющие чувствительностей

$$\delta f_p = \delta Q = -S_{f_1}^{f_p} = S_{f_1}^Q = \frac{f_p}{f_1} \psi(m, k) \quad (18)$$

необходимо использовать области локальных минимумов для различных параметров k . Однако реализация относительно больших значений добротности Q в этом случае оказывается невозможна, поэтому область практических параметров m определяется неравенством $0.3 \leq m \leq 0.8$. В этом случае параметр k позволяет уменьшить ψ и, следовательно, расширить диапазон рабочих частот схемы.

Дополнительным фактором повышающим качество схемы является согласно чувствительностям (7), (13) и (14) максимизация произведения mk . Именно поэтому увеличение этих чувствительностей является "платой" за уменьшение влияния f_1 на параметры полюса. Действительно, при $K_i=1$ минимизация чувствительностей (13) и (14) приводит к $f_1 \approx Q$ и увеличению влияния f_1 усилителя тока на параметры схемы. Аналогичные зависимости легко построить и для иных практических случаев реализации коэффициента усиления усилителя тока.

Результаты моделирования принципиальной схемы на базе n -МОП транзисторов технологического процесса SGB25VD ($w=50\mu$, $l=250nm$, $ng=1$) в среде Cadence Virtuoso приведены на рис. 4. При этом для реализации добротности $Q=3.1$ при $f_p=915.6$ МГц использовались в соответствии с рис. 3 параметры проектирования $m=0.7$, $k=0.5$, что позволяет реализовать $\psi = 1,5$ и практически двукратное расширение диапазона рабочих частот звена.

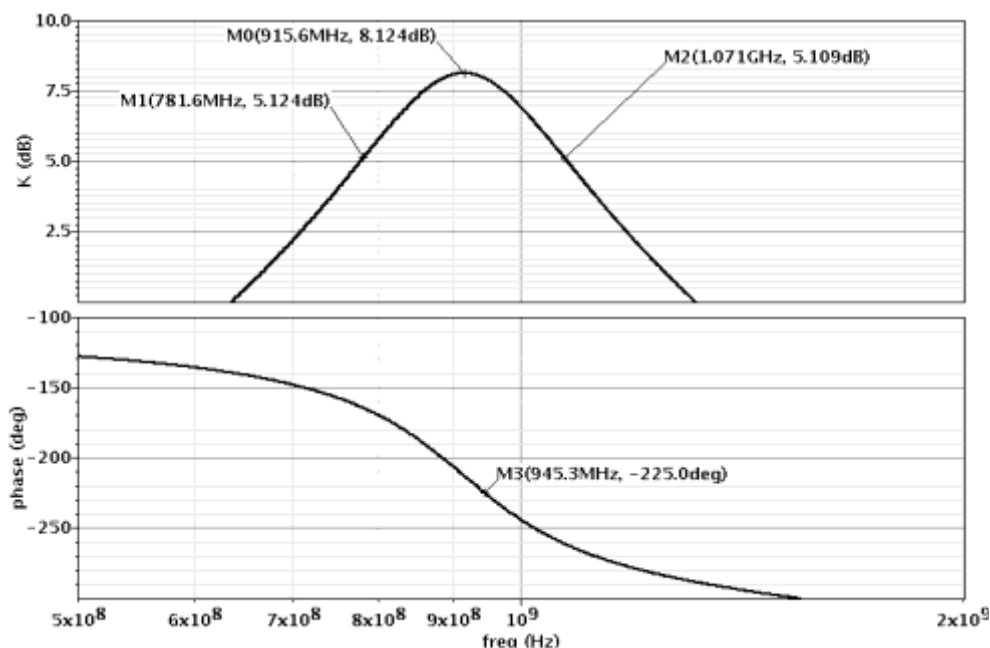


Рис. 4 Результаты моделирования принципиальной схемы в Cadence Virtuoso ($C_1=400\text{фФ}$, $C_2=100\text{фФ}$, $R=1.1\text{кОм}$, $S1=2.1\text{мА/В}$, токи стоков транзисторов $I_{V1.C}=I_{V2.C}=I_{V3.C}=0.5\text{мА}$)

Таким образом, использование усилителей тока на МОП транзисторах позволяет не только расширить диапазон рабочих частот экономичных полосовых фильтров, но и в отличие от традиционных решений [2] существенно упростить согласование звеньев второго порядка в фильтрах высокого порядка. Действительно, из принципиальной схемы рис. 2 видно, что постоянные напряжения, а также входные и выходные импедансы $VT3$ и $VT1$ структурно согласованы.

Основные выводы

При реализации более высокой добротности в соответствии с соотношением (6) при жёстких ограничениях на δQ и δf_p (8) и (9) увеличение коэффициента усиления K_i в соответствии с (15) возможно увеличением крутизны $VT2$ и $VT3$, что достигается в рамках практически любых КМОП технологий выбором геометрии этих транзисторов. Например, в техпроцессе SGB25VD для увеличения S_2 и S_3 в два раза и реализации $K_i=2$ достаточно использовать приборы с увеличенной геометрией ($w=100\mu$, $l=250n$, $ng=1$). Указанный вариант можно использовать для уменьшения параметрической чувствительности (9).

В ряде случаев целесообразно использование повторителя тока ($K_i=1$). Как видно из соотношения (10), (9), (8) уменьшение параметрической чувствительности приводит к увеличению влияния f_1 . Увеличение f_1 в этом случае возможно применением принципа собственной компенсации [10,11].

Статья подготовлена при выполнении НИР по теме «Разработка и исследование аналоговой электронной компонентной базы нового поколения для систем связи, радиоэлектроники и технической кибернетики» в рамках федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009 - 2013 годы»

Литература

1 S.G. Krutchinsky, N.N. Prokopenko High-frequency section of active filters of mixed-signal SoC based on current amplifiers // <http://mts.isrn.com/autor/submit/electronics/>

2 S. Maheshwari and I.A. Khan "High performance versatile translinear - c universal filter" Journal of Active and Passive Electronic Devices, V1, pp. 41-51, 2005.

3 Krutchinsky S.G. Active R-filters with additional RC-circuits // Proceeding ICCSC'08, Bucharest, Romania, 2008. - P.p. 100-105.

4 Крутччинский С.Г., Иванов Ю.И., Григорьев В.С. Прецизионные ARC-звенья второго порядка // Изв. ВУЗов. Радиоэлектроника. 1999. Т. 42. № 8.

5 Прокопенко Н.Н., Крюков С.В., Хорунжий А.В. Особенности проектирования аналоговых микросхем на транзисторах с малым напряжением Эрли // Всероссийская научно-техническая конференция "Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС)": Сборник трудов. 2008. № 1. С. 324-329.

6 Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Крюков С.В. Способ усиления сигналов в структуре дифференциальных каскадов с цепями взаимной компенсации импедансов низкоомных резисторов // Известия Южного федерального университета. Технические науки. 2010. Т. 102. № 1. С. 90-94.

7 Прокопенко Н.Н., Конев Д.Н., Серебряков А.И. Широкополосный аналоговый перемножитель напряжений на базе токовых зеркал // Известия Южного федерального университета. Технические науки. 2009. Т. 94. № 5. С. 86-92.

8 Прокопенко Н.Н., Хорунжий А.В., Конев Д.Н. Способ расширения диапазона рабочих частот каскодного дифференциального усилителя // Известия Южного федерального университета. Технические науки. 2008. Т. 80. № 3. С. 192-194.

9 Крутччинский С.Г. Особенность структурного синтеза принципиальных схем микроэлектронных устройств частотной селекции // Известия РАН "Микроэлектроника". 1996. №4.

10 Крутччинский С.Г., Прокопенко Н.Н., Старченко Е.И. Компенсация паразитных емкостей активных элементов в электронных устройствах // Проблемы разработки перспективных микроэлектронных систем: Сборник научных трудов / под общ. ред. Академика РАН А.Л. Стемпковского. М.: Институт проблем проектирования в микроэлектронике РАН. 2006. С. 194-199.

11 Крутччинский С.Г., Прокопенко Н.Н., Ковбасюк Н.В., Будяков А.С., Савченко Е.М. Методы компенсации основных составляющих выходной емкости транзисторов в аналоговых микросхемах // Проблемы разработки перспективных микроэлектронных систем: Сборник научных трудов / под общ. ред. Академика РАН А.Л. Стемпковского. М.: Институт проблем проектирования в микроэлектронике РАН. 2006. С. 223-228.