

## Высокочастотные SiGe-избирательные усилители с узкой полосой пропускания

С.Г. Крутчинский<sup>1</sup>, Н.Н. Прокопенко<sup>1</sup>, Б.М.Сухинин<sup>2</sup>, П.С. Будяков<sup>1</sup>.

<sup>1</sup>ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», г. Шахты Ростовской обл.

<sup>2</sup>ФГБОУ ВПО «МГТУ им. Н.Э. Баумана», г. Москва

### Введение

В радиотехнических системах и системах связи широкий класс применяемых изделий представляет собой высокоселективные (узкополосные, высокодобротные) избирательные усилители (ИУ). Численное значение добротности ( $Q$ ) этих устройств определяет параметрическую чувствительность их амплитудно-частотной (АЧХ) и фазочастотной (ФЧХ) характеристик [1]. Для расширения диапазона рабочих частот при экономичном режиме работы в качестве активных элементов используются усилители тока [2-4] и регенеративная обратная связь, направленная на увеличение добротности. Именно поэтому параметрическая чувствительность добротности избирательного усилителя пропорциональна своей величине.

В случае интегрального исполнения ИУ указанные выше их свойства и высокая технологическая погрешность элементов требует специальных мер функциональной настройки как частоты полюса ( $f_p$ ), так и добротности. С точки зрения применения избирательных усилителей в сложно-функциональных блоках микроэлектронных систем эти параметры должны контролироваться центральным процессорным элементом, как в режиме диагностики параметров аналоговых устройств, так и в режиме обработки сигналов [5]. Решение этой задачи для современных техпроцессов и является целью настоящей работы.

### 1 Обобщенная структура и свойства избирательных усилителей с преобразователями тока

Наиболее дешевой полупроводниковой технологией для создания микроэлектронных систем радиотехнического назначения является кремний-германиевая (SiGe) технология. Хорошие частотные свойства биполярных транзисторов с гетеропереходом обеспечивают потенциально высокие качественные показатели избирательных устройств. При этом предельной оценкой их качества является «электрическая длина» используемых усилителей тока. Несложно показать, что именно по этой причине оказывается нецелесообразным применение разделенных RC-цепей [6] и использование в качестве частото-задающих под схем Т-образных мостов.

Структурная схема избирательного усилителя на основе усилителя тока УТ1 и входного преобразователя «напряжение-ток» приведена на рис. 1.

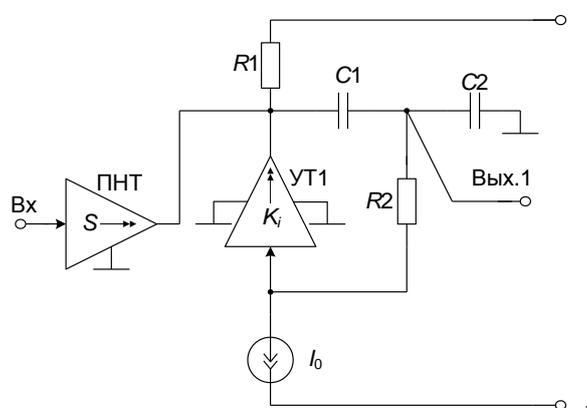


Рис. 1. Обобщенная структура избирательного усилителя на базе усилителя тока УТ1

Основные параметры полюса этой структуры определяются из следующих соотношений:

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1(R_2 + r_{\text{вх}})C_1C_2}}, \quad (1)$$

$$Q = [K_i D_0 + D_p(1 - K_i)]^{-1}, \quad (2)$$

$$K_0 = -SQ\sqrt{R_1(R_2 + r_{\text{вх}})k}, \quad (3)$$

где  $f_p$  - частота квазирезонанса ИУ;

$D_0, D_p$  - затухание нуля и полюса пассивной RC-цепи;

$r_{\text{вх}}$  - входное сопротивление УТ1;

$S, K_i$  - крутизна усиления входного преобразователя (ПНТ) напряжение-ток ( $S$ ) и коэффициент усиления по току УТ1.

В приведенных соотношениях использовано затухание нуля ( $D_0$ ) и полюса ( $D_p$ ) пассивной RC-цепи

$$D_0 = m(k + 1/k), \quad D_p = D_0 + \frac{1}{mk}, \quad (4)$$

где  $m = \sqrt{(R_2 + r_{\text{вх}})/R_1}$ ,  $k = \sqrt{C_1/C_2}$ .

Таким образом, добротность ИУ рис. 1

$$Q = \left[ D_0 + \frac{1}{mk}(1 - K_i) \right]^{-1}. \quad (5)$$

Поэтому параметрическая чувствительность к изменению коэффициента передачи УТ1

$$S_{K_i}^Q = Q \frac{K_i}{mk}$$

зависит от коэффициента усиления  $K_i$  и параметров проектирования схемы  $m$  и  $k$ . Эти же параметры определяют степень влияния частоты единичного усиления усилителя тока ( $f_1$ ). Используя методику [7], можно установить, что относительные изменения частоты полюса ( $\delta f_p$ ) и добротности ( $\delta Q$ ), вызванные конечностью этого параметра и параметрические чувствительности определяются по формулам:

$$\delta f_p = -\delta Q = -\frac{1}{2} \frac{f_p}{f_1} K_i D_p, \quad (6)$$

$$S_{f_1}^Q = -S_{f_1}^{f_p} \approx \frac{1}{2} \frac{f_p}{f_1} K_i D_p. \quad (7)$$

Следовательно, для расширения диапазона рабочих частот избирательных усилителей рассматриваемого класса необходимо минимизировать произведение  $K_i D_p$ .

Из соотношений (4) и (2) следует, что минимизация влияния  $f_1$  требует оптимального выбора параметров проектирования  $m$  и  $k$  при заданной добротности  $Q$ . В случае построения высокодобротных избирательных усилителей это требует минимизации функции

$$\Psi = K_i D_p = \frac{[m^2(k^2 + 1) + 1]^2}{mk}, \quad (8)$$

которая однозначно влияет на относительные изменения чувствительности и параметров полюса

$$\delta f_p = -\delta Q = S_{f_1}^{f_p} = -S_{f_1}^Q = \frac{1}{2} \frac{f_p}{f_1} \Psi. \quad (9)$$

При

$$m_{\text{opt}} = \frac{1}{\sqrt{3(k^2 + 1)}}$$

данная функция принимает минимальное значение

$$\Psi_{\text{min}} = 2,3\sqrt{1 + \frac{1}{k^2}}. \quad (10)$$

Например, при  $m = 0,26$ ,  $k = 2$ , получаем, что  $\Psi_{\min} = 2,57$ , а требуемое значение коэффициента усиления по току УТ1, который можно реализовать относительно простыми средствами [8]

$$K_i = 1,338 - 0,52/Q. \quad (11)$$

Для сравнения отметим, что использование наиболее распространенного случая  $m = k = 1$  (равнономинальность RC-цепи) приводит к численному значению  $\Psi = 9$ , т.е. к более, чем трехкратному увеличению влияния частоты единичного усиления.

Приведенная на рис. 2 функциональная зависимость  $\Psi$  от параметров проектирования  $m$  и  $k$  показывает при решении практических задач существует область компромисса в выборе  $m$  и  $k$  при сохранении минимального значения целевой функции  $\Psi$ . В этом случае требуемое значение коэффициента усиления по току  $K_i$  определяется из соотношения

$$K_i = 1 + m^2(k^2 + 1) - mkD_p. \quad (12)$$

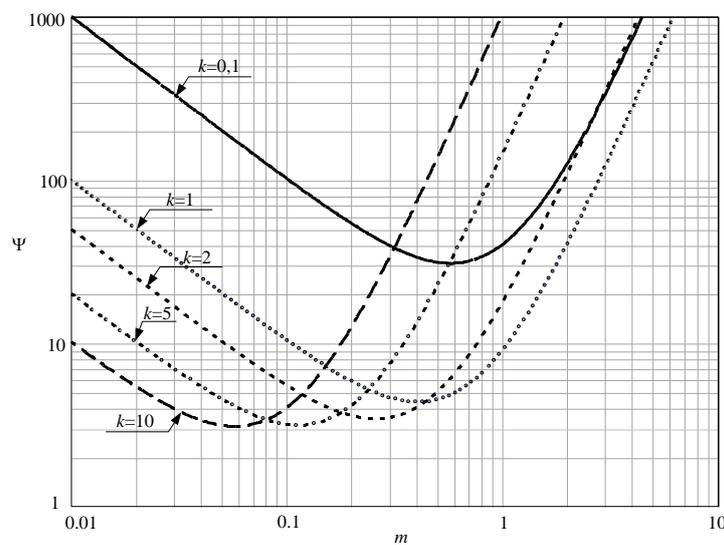


Рис. 2. Зависимость целевой функции  $\Psi$  (показателя качества) от параметров проектирования избирательных усилителей  $m$  и  $k$

Характерный для неинвертирующих усилителей тока разностный принцип реализации добротности полюса повышает параметрическую чувствительность к нестабильности пассивных элементов структуры:

$$S_{R_1}^Q = -S_{R_2+r_{вх}}^Q \approx Q \frac{1-K_i}{mk} = Qm(k + 1/k). \quad (13)$$

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

При этом чувствительность частоты полюса в силу симметрии частотных характеристик RC-цепи остается неизменной

$$S_{R_1}^{f_p} = S_{R_2+r_{вх}}^{f_p} = S_{C_1}^{f_p} = S_{C_2}^{f_p} = -\frac{1}{2}. \quad (15)$$

Приведенные соотношения показывают, что в рассматриваемой структуре избирательного усилителя возможна функциональная настройка его основных параметров. Зависимость  $f_p$  от входного сопротивления усилителя тока  $r_{вх}$  позволяет за счет изменения режима работы его входной цепи (цифруправляемый источник тока) обеспечить необходимое значение частоты настройки. Возникающее при этом изменение добротности в совокупности с другими технологическими факторами целесообразно устранить изменением коэффициента усиления  $K_i$  усилителя тока УТ1. При этом, как следует из (15), (7), отклонение  $f_p$  не может

быть существенным и зависит только от рационального выбора параметров проектирования  $m$  и  $k$ .

## 2 Пример реализации принципиальной схемы избирательного усилителя

Для успешного решения общей задачи необходимо, как это было показано выше, создание усилителя тока с коэффициентом передачи  $K_i > 1$  и независимым управлением входного сопротивления  $r_{вх}$  и коэффициента усиления  $K_i$ . Возможный вариант реализации всего устройства показан на рис. 3.

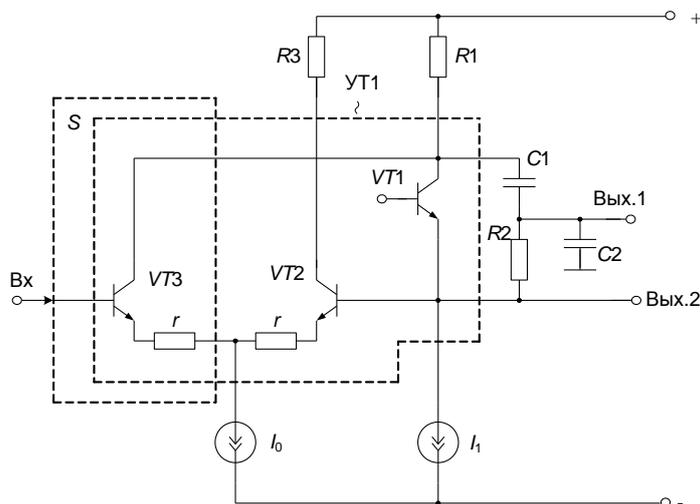


Рис. 3. Упрощенная принципиальная схема избирательного усилителя

В этой схеме

$$K_i = \alpha_1 + \alpha_3 \frac{h_{11.1}}{2(r + h_{11.3})}, \quad r_{вх} = h_{11.1}, \quad S = \alpha_3 / (2r + h_{11.3} + h_{11.2}), \quad (16)$$

где  $\alpha_i$ ,  $h_{11.i}$  – малосигнальные параметры  $i$ -го транзистора,  $r$  – сопротивление эмиттера транзисторов VT3 и VT2.

Следовательно,

$$r_{вх} = \frac{\varphi_T}{I_1}, \quad K_i = \alpha_1 + \frac{\alpha_3}{2} \frac{I_0}{I_1} \frac{1}{rI_0/\varphi_T + 2}, \quad (17)$$

где  $\varphi_T \approx 25$  мВ - температурный потенциал.

Источники тока  $I_0$  и  $I_1$  легко реализуются на базе транзисторов SiGe-техпроцесса и при необходимости с цифровым управлением режимных токов и, следовательно, частоты и добротности полюса ИУ. Учитывая взаимосвязь реализуемой добротности и коэффициента усиления (3), а также влияние  $I_0$  на крутизну входного преобразователя «напряжение-ток»  $S$ , увеличение  $Q$  приводит и к увеличению коэффициента усиления  $K_0$  на частоте квазирезонанса  $f_p$ . На рис. 4 показана принципиальная схема звена RC-фильтра в САПР Agilent ADS на моделях SiGe транзисторов, техпроцесса SG25H1 с проектными нормами 0,25 мкм.

Результаты моделирования схемы при различном режимном токе VT1 ( $I_1$ ) приведены на рис. 5 и показывают, что изменение этого тока от 0,8 до 1,4 мА обеспечивает изменение частоты полюса на 15%, что вполне достаточно для компенсации влияния технологических погрешностей изготовления всех компонентов. Как и отмечалось выше, это приводит к изменению добротности звена, которое легко восстанавливается изменением режимного тока дифференциального каскада  $I_0$  (рис.6). Как видно из (7), (17) и рис. 6 изменение реализуемого  $Q$  более чем на порядок приводит к изменению  $f_p$  за счет влияния частоты единичного усиления на 1,58%.

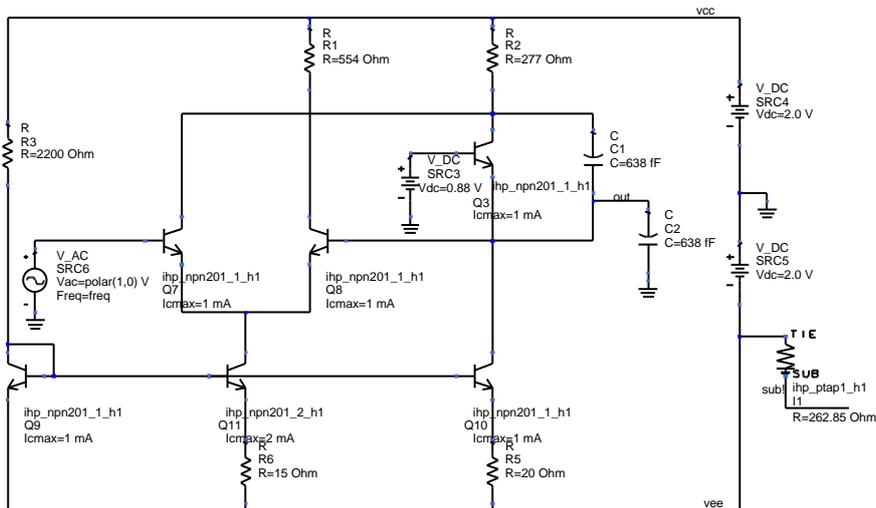


Рис. 4 Принципиальная схема звена RC-фильтра (рис. 3) в САИР Agilent ADS

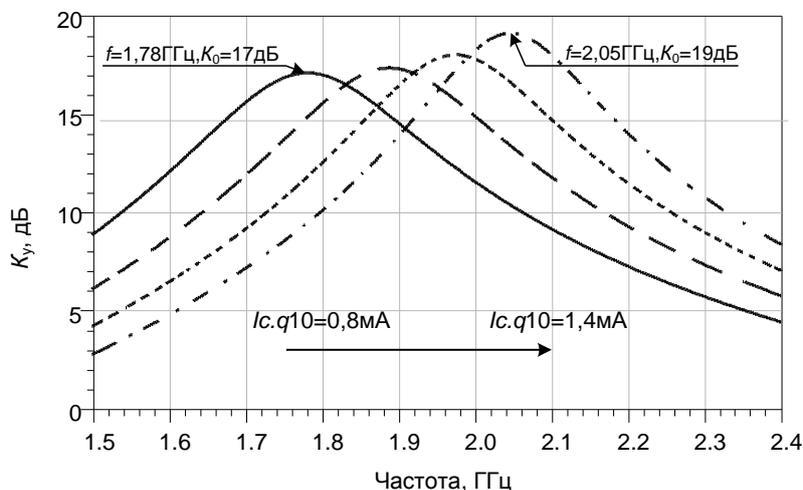


Рис. 5 Амплитудная характеристика звена активного СВЧ фильтра при изменении выходного тока токового зеркала на транзисторах Q9, Q10 (рис. 4)

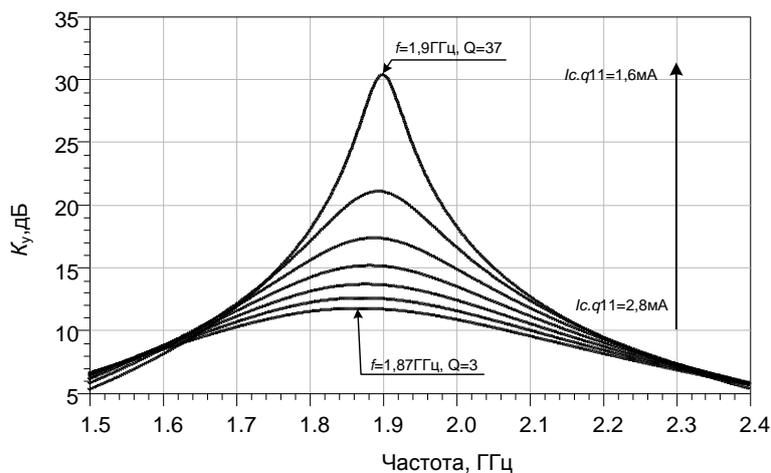


Рис. 6 Амплитудная характеристика звена активного СВЧ фильтра при изменении выходного тока токового зеркала на транзисторах Q9, Q11 (рис. 4)

**Основные выводы**

Полученные результаты показывают, что на базе простейших усилителей тока в рамках традиционных технологических процессов, за счет структурной особенности реализуемых базовых активных элементов звена второго порядка, можно реализовать относительно высокочастотные звенья второго порядка, которые легко интегрируются в многозвенные полосовые фильтры.

Действительно, как это следует из соотношения (9)-(12), параметрическая оптимизация схемы позволяет практически в 4 раза (рис. 2) уменьшить влияние частоты единичного усиления усилителя тока и как видно из рис. 5 и рис. 6 обеспечить практически неитерационную настройку схемы.

### Литература:

1. Krutchinsky S.G. Active R-filters with additional RC-circuits. Proceeding ICCSC'08, Bucharest, Romania, 2008 p.p. 105– 100.
2. 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.
3. Прокопенко Н.Н., Будяков А.С., Савченко Е.М. Операционные усилители с обобщенной токовой обратной связью // Всероссийская научно-техническая конференция "Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС)": Сборник трудов. 2008. № 1. С. 330-333.
4. Прокопенко Н.Н., Будяков А.С., Савченко Е.М., Корнеев С.В. Предельные динамические параметры операционных усилителей с обратной связью по напряжению и усилителей с «токовой обратной связью» в линейном и нелинейном режимах // Всероссийская научно-техническая конференция "Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС)": Сборник трудов. 2006. № 1. С. 229-234.
5. Крутччинский С.Г. Смешанные системы на кристалле для систем автоматического управления и технической диагностики // 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. 217 – 222.
6. Крутччинский С.Г. Повышение стабильности ARC-устройств на базе унифицированных микрокомпонентов // Изв. ВУЗов. Радиоэлектроника. 2002. Т. 45. № 2. С.55-61.
7. Крутччинский С.Г. Иванов Ю.И., Григорьев В.С. Прецизионные ARC-звенья второго порядка // Изв. ВУЗов. Радиоэлектроника. 1999. Т. 42. № 8.
8. 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 : Сборник трудов. 2008. № 1. С. 324-329.

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»