

## Высокочастотные полосовые RC фильтры на повторителях тока

С.Г.Крутччинский<sup>1</sup>, Е.С.Устинова<sup>2</sup>, П.С. Будяков<sup>1</sup>, Н.Н.Прокопенко<sup>1</sup>

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

<sup>2</sup>ФГБОУ ВПО «ПВГУС», г. Тольятти Самарской обл.

### Введение

Расширение диапазона рабочих частот активных RC фильтров, как правило, связано с использованием усилителей тока [1]. Возникающий при этом «разностный» принцип реализации их добротности  $Q$  приводит к существенному (пропорциональному  $Q$ ) увеличению параметрической чувствительности  $Q$  к нестабильности параметров частотозависимой цепи [2].

В указанных устройствах с целью уменьшения требований к широкополосности активных элементов (частоты единичного усиления ( $f_1$ )) используется принцип каскадирования звеньев второго порядка с относительно высокой чувствительностью амплитудно (АЧХ) и фазочастотных (ФЧХ) характеристик в полосе пропускания. В этой связи для уменьшения влияния основных параметров усилителей тока на частоту полюса ( $f_p$ ) каждого звена оказывается необходимым в контуре их обратной связи использовать симметричную частотозависимую цепь полосно-пропускающего типа [1]. Таким образом, повышение стабильности (уменьшение параметрической чувствительности) при сохранении разностного принципа реализации добротности полюса является важной составной частью общей задачи улучшения качественных показателей каскадных RC фильтров на усилителях тока.

### 1 Постановка задачи

Предварительно отметим, что принцип разделения частотозависимых цепей дополнительными активными элементами [3] увеличивает «электрическую длину» схемы и уменьшает достигаемый диапазон рабочих частот и поэтому в работе не используется. Тогда, достаточно в общем случае структура звена второго порядка будет иметь вид, показанный на рис. 1.

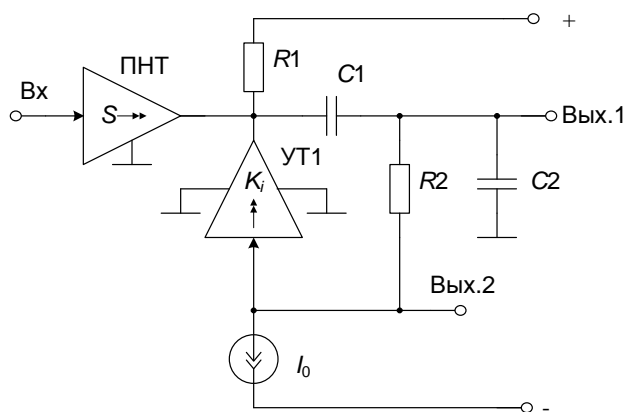


Рис. 1 Обобщенная структура звена полосового фильтра

В этом случае параметры полюса звена определяются следующими соотношениями

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

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

где  $K_i$ ,  $r_{вх}$  – коэффициент передачи и входное сопротивление усилителя тока.

Затухания ( $D_0$ ) и полюса ( $D_p$ ) пассивной цепи не только определяют реализуемую добротность, но и степень влияния частоты единичного усиления ( $f_1$ ) усилителя тока на указанные параметры полюса. Их относительные изменения ( $\delta f_p$ ,  $\delta Q$ ), вызванные

конечностью этого параметра, и параметрическими чувствительностями следуют из соотношений

$$\delta f_p = -\delta Q = -\frac{1}{2} \frac{f_p}{f_1} D_p K_i, \quad (3)$$

$$S_{f_1}^{f_p} = -S_{f_1}^Q \approx \frac{1}{2} \frac{f_p}{f_1} D_p K_i. \quad (4)$$

Таким образом, затухание полюса этой цепи непосредственно определяет потенциальную широкополосность звена и стабильность его параметров. Для рассматриваемой RC-цепи

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

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

Из соотношения (2) следует, что при  $K_i=1$  добротность

$$Q = 1/D_0 = 1/m(k + 1/k), \quad (6)$$

а ее параметрическая чувствительность минимизируется при  $k=1$ . Действительно,

$$S_{C_1}^Q = S_{C_2}^Q = 0, \quad S_{R_1}^Q = -S_{R_2+r_{\text{вх}}}^Q = \frac{1}{2}. \quad (7)$$

Кроме этого, при  $K_i=1$  можно максимизировать частоту  $f_1$ , приблизив ее значение к  $f_T$  транзисторов реального техпроцесса [4]. Реализация сформулированных требований и является основной задачей настоящей работы.

Предварительно отметим, что использование полевых транзисторов, у которых условие  $K_i=1$  реализуется автоматически, не обеспечивает решение задачи в силу как недостаточной их крутизны  $S(r_{\text{вх}} \approx 1/S)$ , так и относительно низкого значения  $f_T$ .

## 2 Основные свойства звена на базе повторителя тока

Если предположить, что  $K_i=1$ , то, как было показано выше в (7), чувствительность добротности  $Q$  к пассивным элементам схемы минимизируется, при этом соотношение между сопротивлениями резисторов  $m = 1/2Q$ . Именно поэтому затухание полюса пассивной RC цепи увеличивается ( $D_p \approx 2Q$ ) и увеличивает степень влияния повторителя тока на реализуемые параметры

$$S_{f_1}^{f_p} = -S_{f_1}^Q \approx \frac{f_p}{f_1} Q, \quad (8)$$

$$S_K^Q = \frac{K_i}{m} Q \approx 2Q^2. \quad (9)$$

Параметрическая или технологическая неточность выполнения этого условия ограничивает реализуемую схемой добротность. Действительно, как это следует из (2) и (5), при

$$m_{\text{opt}} = \sqrt{\frac{1-K_i}{2}}, \quad Q_{\text{max}} = \frac{1}{2\sqrt{2}} / \sqrt{1-K_i}. \quad (10)$$

Так, при использовании в качестве повторителя тока высокочастотного биполярного транзистора ( $K_i \approx \alpha \approx 0,99$ ) добротность  $Q_{\text{max}} = 3,5$  даже при условии увеличения чувствительности (7). Из (2) следует, что

$$S_{R_2+r_{\text{вх}}}^Q = -S_{R_1}^Q = S_{C_2}^Q = -S_{C_1}^Q = \frac{1}{2} - Q^2(1-K_i). \quad (11)$$

Таким образом, для реализации низкой параметрической чувствительности добротности к пассивным элементам схемы необходимо выполнить параметрическое условие

$$1 + \frac{1}{2}Q^2 \geq K_i \geq 1 - \frac{1}{2}Q^2, \quad (12)$$

которое является основным для построения усилителя тока УТ1.

Настоящая задача решается схемотехническим принципом собственной компенсации влияния малосигнальных параметров биполярных транзисторов на параметры усилительных каскадов [4,5,7]. Действительно, рекомбинационная составляющая тока базы является доминирующим фактором, ограничивающим коэффициент передачи по току. Кроме этого, такая обратная связь уменьшает влияние проходной емкости транзистора на частоту единичного усиления  $f_1$  и, следовательно, в соответствии с (8) уменьшает параметрическую чувствительность звена. Важным является условие достаточности и единственности таких цепей компенсации [4].

Принципиальная схема звена полосового фильтра, точно соответствующая этому принципу собственной компенсации, приведена на рис. 2. Анализ повторителя тока УТ1 при условии, что  $h_{12.1}=0$  показывает, что его коэффициент передачи

$$K_i = \frac{\alpha_1}{1 - \alpha_2(1 - \alpha_1)}, \quad (13)$$

где  $\alpha_1, \alpha_2, h_{12.1}$  - малосигнальные параметры транзисторов  $VT1$  и  $VT2$ .

В случае использования СВЧ транзисторов с гетеропереходом  $(1 - \alpha_1)$  достаточно мало, поэтому

$$K_i \approx \alpha_1 [1 + \alpha_2(1 - \alpha_1)]. \quad (14)$$

Так, при типовых значениях  $\alpha_1 = 0,99, \alpha_2 = 0,97$  и потребляемом токе 1 мА  $K_i = 0,999$ . Поэтому условие (12) выполняется при  $Q \leq 20$ .

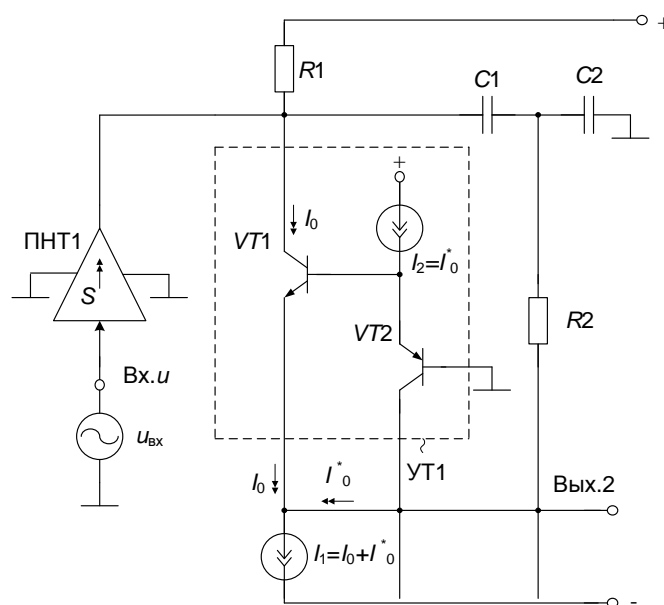


Рис. 2 Упрощенная принципиальная схема RC-звена с повторителем тока

В [4-7] отмечается, что контур регенеративной обратной связи, связывающей базу  $VT1$  через усилитель тока (каскад с общей базой на транзисторе  $VT2$ ) с его эмиттерной цепью уменьшает влияние емкости коллекторного перехода  $VT1$  ( $C_k$ ) на частоту единичного усиления усилителя тока УТ1.

$$f_1 = \frac{f_T}{1 + 2\pi f_T C_k K_i (1 - \alpha_1 \alpha_2)}. \quad (15)$$

Таким образом, в случае применения транзисторов в рамках современных техпроцессов  $f_1$  практически точно определяется величиной их  $f_T$ .

Дополнительно отметим, что применение входного преобразователя «напряжение-ток» (ПНТ) позволяет реализовать требуемое значение коэффициента усиления звена на частоте полюса

$$K_0 = |K(jf_m)| = -SQ\sqrt{R_1(R_2 + r_{ex})} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}. \quad (16)$$

Пример реализации звена второго порядка на базе повторителя тока приведен на рис. 3, а результаты его моделирования на рис. 4. Несмотря на относительно большое влияние частоты единичного усиления на основные параметры звена (3), (4), как видно из сравнения частоты максимума АЧХ и полюса ( $\varphi=0$ ) их отличие не превышает 5%. Указанный факт объясняется, как отмечалось выше, особенностями реализации повторителя на базе собственной компенсации влияния емкости коллекторного перехода [4-7].

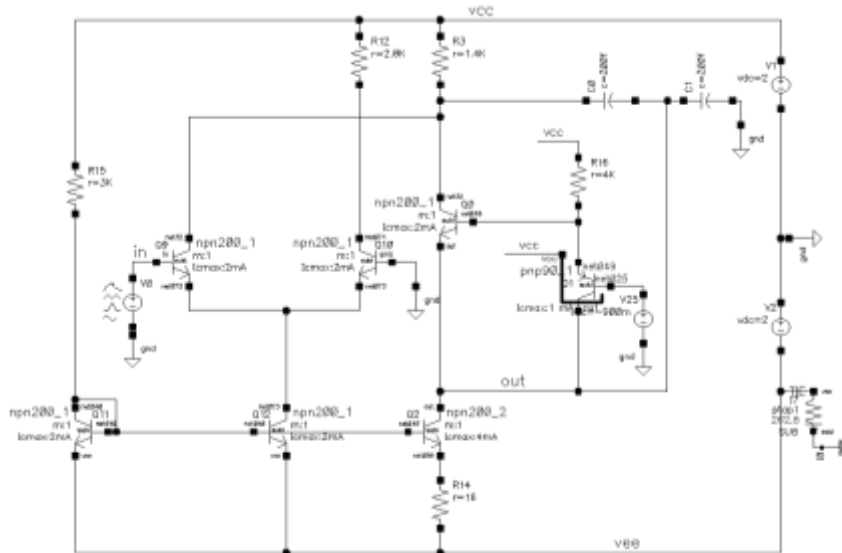


Рис. 3 Принципиальная схема звена RC-фильтра в САПР Cadence Virtuoso

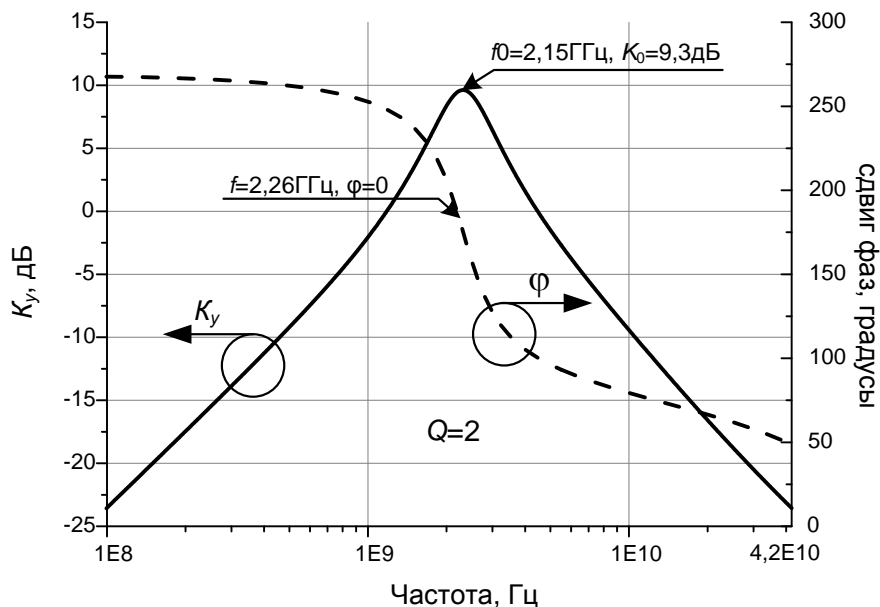


Рис. 4 Амплитудная и фазочастотная характеристика звена активного СВЧ фильтра

#### Основные выводы

Полученные результаты показывают, что базовый принцип собственной компенсации [4-7] влияния неидеальности полупроводниковых компонентов позволяет существенно (соотношение (11)) уменьшить параметрическую чувствительность звеньев второго порядка полосовых фильтров и поэтому создать достаточные условия их реализации на базе существующих неприцизионных технологий.

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 sections of active filters of mixed-signal SoC based on current amplifiers // <http://mts.isrn.com/author/submit/electronics/>
2. Крутчинский С.Г. Особенность структурного синтеза принципиальных схем микроэлектронных устройств частотной селекции // Известия РАН “Микро-электроника”. 1996. №4.
3. Крутчинский С.Г. Повышение стабильности ARC-устройств на базе унифицированных микрокомпонентов // Изв. ВУЗов Радиоэлектроника. 2002. Т. 45. № 2. С.55-61.
4. Крутчинский 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..
5. Крутчинский 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.
6. Крутчинский С.Г. Прокопенко Н.Н., Старченко Е.И., Будяков А.С., Савченко Е.М. Опыт разработки и моделирования аналоговых микросхем с предельными параметрами на базе Российских биполярных технологий // 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. 206 – 211.
7. Prokopenko N.N., Budyakov A.S., Kovbasjuk N.V., Krutchinsky S.G., Savchenko J.M. Compensation methods of basic transistors output capacitance components in analog integrated circuits // 4th European Conference on Circuits and Systems for Communications, ECCSC '08 sponsors: Romanian Ministry of Education. Bucharest, 2008. С. 77-82.