

## Управляемые избирательные усилители СВЧ диапазона

П.С.Будяков<sup>1</sup>, С.С.Белич<sup>1</sup>, Е.А.Семенов<sup>1</sup>,

С.В.Федосеев<sup>1</sup>, Д.В.Медведев<sup>1</sup>, А.И.Серебряков<sup>1</sup>

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

В радиотехнических системах сегодня широко используются интегральные операционные усилители (ИУ) со специальными элементами обратной связи, формирующими амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) резонансного типа [1,2]. Однако классическое построение таких ИУ сопровождается значительными энергетическими потерями, которые идут в основном на обеспечение статического режима достаточно большого числа второстепенных (с точки зрения работы в СВЧ диапазоне) транзисторов, образующих операционный усилитель. Предлагаемая архитектура ИУ может использоваться в устройствах СВЧ-фильтрации радиосигналов систем сотовой связи, спутникового телевидения, радиолокации.

Управление добротностью АЧХ усилителя и его коэффициентом усиления по напряжению ( $K_0$ ) на частоте квазирезонанса  $f_0$  реализовано в схеме рис. 1 [3].

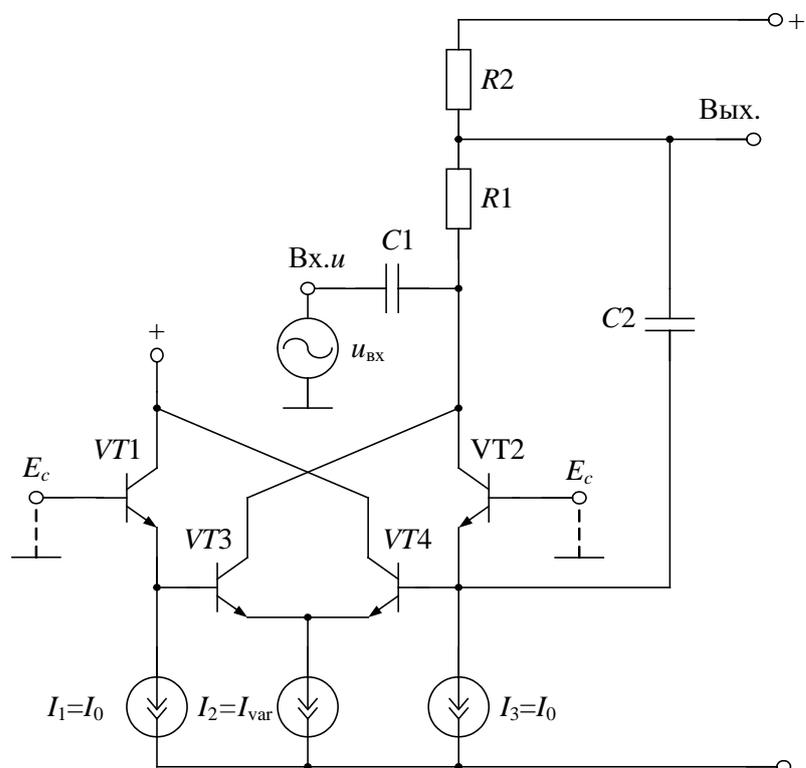


Рис.1. Схема управляемого избирательного усилителя [3]

Источник входного сигнала  $u_{вх}$  через корректирующий конденсатор  $C1$  изменяет ток коллекторной цепи транзистора  $VT2$ . Характер коллекторной нагрузки этого транзистора, образованной резисторами  $R1$  и  $R2$ , а также конденсатором  $C2$ , обеспечивает преобразование этого тока в выходное напряжение ИУ. При этом, наличие резистивного делителя ( $R1, R2$ ) формирует АЧХ, соответствующую частотным характеристикам избирательного усилителя. Действительно, конденсатор  $C1$  уменьшает  $u_{вых}$  в области нижних частот ( $f < f_0$ ), где  $f_0$  - частота квазирезонанса ИУ, а конденсатор  $C2$  уменьшает выходное напряжение в области верхних частот ( $f > f_0$ ). Таким образом, используемая коллекторная нагрузка формирует необходимый вид амплитудно и фазочастотных характеристик схемы ИУ.

Комплексный коэффициент передачи ИУ рис. 2 как отношение выходного напряжения ( $u_{вых.}$ ) к входному напряжению  $u_{вх}$  определяется формулой, которую можно получить с помощью методов анализа электронных схем:

$$K(jf) = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (1)$$

где  $f$  – частота входного сигнала;

$f_0$  - частота квазирезонанса избирательного усилителя;

$Q$  – добротность АЧХ избирательного усилителя;

$K_0$  – коэффициент усиления ИУ на частоте квазирезонанса  $f_0$ .

Причем:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_1 (R_2 + h_{11.2})}}, \quad (2)$$

где  $C_1, C_2, R_1, R_2$  – параметры элементов схемы  $C1, C2, R1$  и  $R2$ ;

$h_{11.2} - h$  - параметр выходного транзистора  $VT2$  в схеме с общей базой.

Добротность ИУ определяется формулой

$$Q^{-1} = D_0 + \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \sqrt{\frac{R_1}{R_2 + h_{11.2}}} \left[ 1 - \alpha_3 - \frac{\alpha_3 I_2}{4 I_0} \right], \quad (3)$$

где  $\alpha_i$  – коэффициент передачи по току эмиттера  $i$ -го транзистора;

$I_2, I_0$  – токи двухполюсников  $I_2$  и  $I_3$ ;

$D_0 = \left( \sqrt{\frac{R_2 + h_{11.2}}{R_1}} + \sqrt{\frac{R_1}{R_2 + h_{11.2}}} \right) \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$  - эквивалентное затухание пассивной частото-

зависимой цепи.

За счет выбора параметров элементов, входящих в формулу (3), можно обеспечить  $Q \gg 1$ .

Формула для коэффициента усиления  $K_0$  в комплексном коэффициенте передачи (1) имеет вид

$$K_0 = -Q \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \sqrt{\frac{R_1}{R_2 + h_{11,2}}}. \quad (4)$$

Важной особенностью схемы является возможность оптимизации ее параметрической чувствительности.

Оптимальным соотношением является равенство сопротивлений резисторов  $R_1$  и  $R_2$ . В этой связи необходимое значение добротности  $Q$  может быть реализовано как структурно (выбором соотношений токов  $I_2$  и  $I_0$  (3), так и параметрически – установлением определенного соотношения между емкостями конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$ .

Так, при реализации условия

$$\frac{I_2}{I_0} = 4 \frac{1 - \alpha_3}{\alpha_3}, \quad (5)$$

из (3) можно найти, что  $Q = 1/D_0$ . При этом указанное выше равенство  $R_1=R_2$  обеспечивает следующие параметрические чувствительности добротности ИУ

$$S_{R_1}^Q = S_{R_2}^Q = 0; \quad S_{C_1}^Q = -S_{C_2}^Q = -\frac{1}{2}, \quad (6)$$

которые являются минимальными для резистивных элементов схемы. Однако, для ряда техпроцессов доминирующими компонентами схемы оказываются конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$ , имеющие более высокие погрешности. Можно показать, что в этом случае реализация условия

$$\frac{I_2}{I_0} = \frac{4}{\alpha_3} \left( 1 - \frac{1}{8Q^2} - \alpha_3 \right) \quad (7)$$

обеспечивает минимизацию чувствительностей

$$S_{C_1}^Q = -S_{C_2}^Q = 0.$$

При этом реализуемая добротность определяется соотношением емкостных элементов схемы

$$Q = \frac{1}{4} \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}. \quad (8)$$

Отмеченные свойства схемы ИУ рис. 1 не исключают возможность реализации равнономинальных резистивных и емкостных элементов схемы. Действительно, как это следует из (3), при выполнении параметрических условий

$$R_1 = R_2 + h_{11,2} = R, \quad C_1 = C_2 = C \quad (9)$$

реализуемая добротность

$$Q^{-1} = 3 - \alpha_3 - \frac{\alpha_3 I_2}{4 I_0}, \quad (10)$$

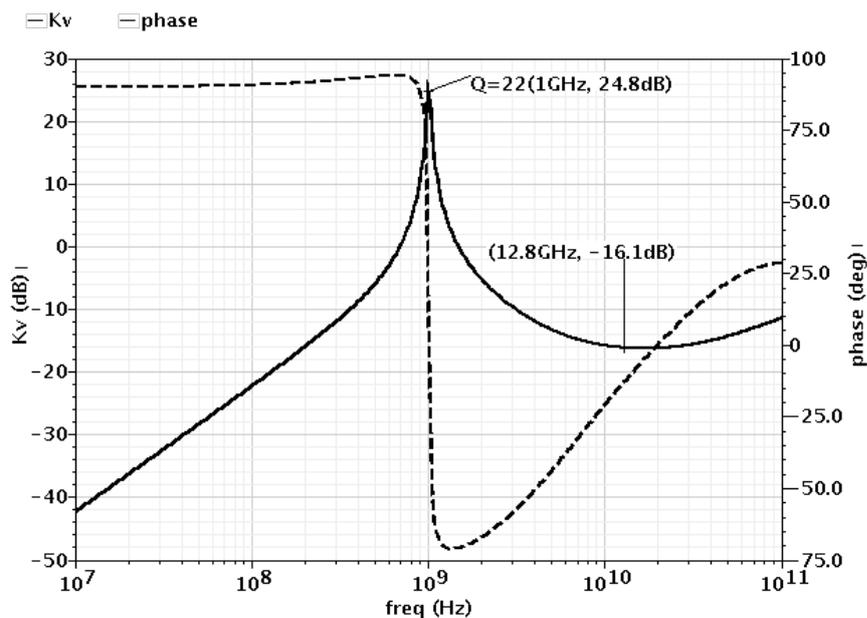
определяется соотношением токов источников тока  $I_2$  и  $I_3=I_0$  и может достигать любых численных значений. При этом параметрические чувствительности

$$S_{I_2}^Q = -S_{I_0}^Q = Q \frac{\alpha_3 I_2}{4 I_0} \quad (11)$$

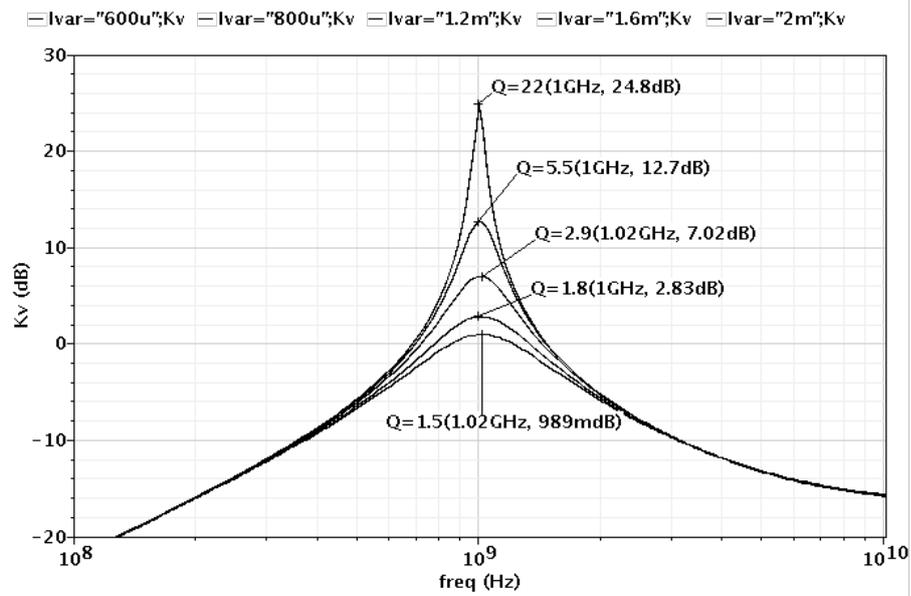
определяют основные требования к их реализации двухполюсников  $I_2$  и  $I_3$  при заданном значении добротности.

Кроме этого, все модификации предлагаемого ИУ реализуются на  $n-p-n$  транзисторах, что является их существенным преимуществом, например, при построении радиационно-стойких изделий.

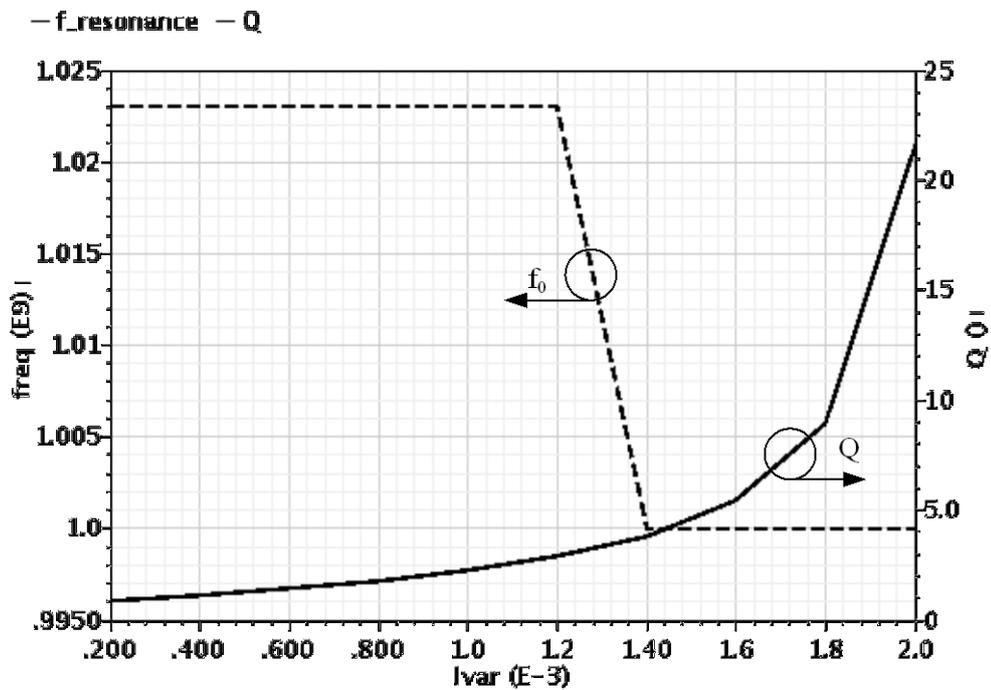
На рис. 2а показаны логарифмическая амплитудно-частотная (ЛАЧХ) и фазо-частотная (ФЧХ) характеристики ИУ рис. 1 в диапазоне частот от 10 МГц до 100 ГГц при следующих параметрах элементов:  $Rvar1=260$  Ом,  $Rvar2=730$  Ом,  $Cvar1=170$  фФ,  $Cvar2=560$  фФ. Графики рис. 2б и 2в характеризуют зависимость ЛАЧХ,  $f_0$  и  $Q_0$  от тока  $Ivar$ .



a)



б)



в)

Рис. 2. ЛАЧХ и ФЧХ (а), ЛАЧХ при различных значениях тока  $I_{var}$  (б), зависимость  $Q$  и  $f_0$  от тока  $I_{var}$  (в)

На рис. 3 показана схема ИУ рис. 1, в котором в качестве резисторов  $R1$  и  $R2$  используются управляемые током сопротивления  $p-n$  переходов  $Q_{22}$ ,  $Q_{23}$ .



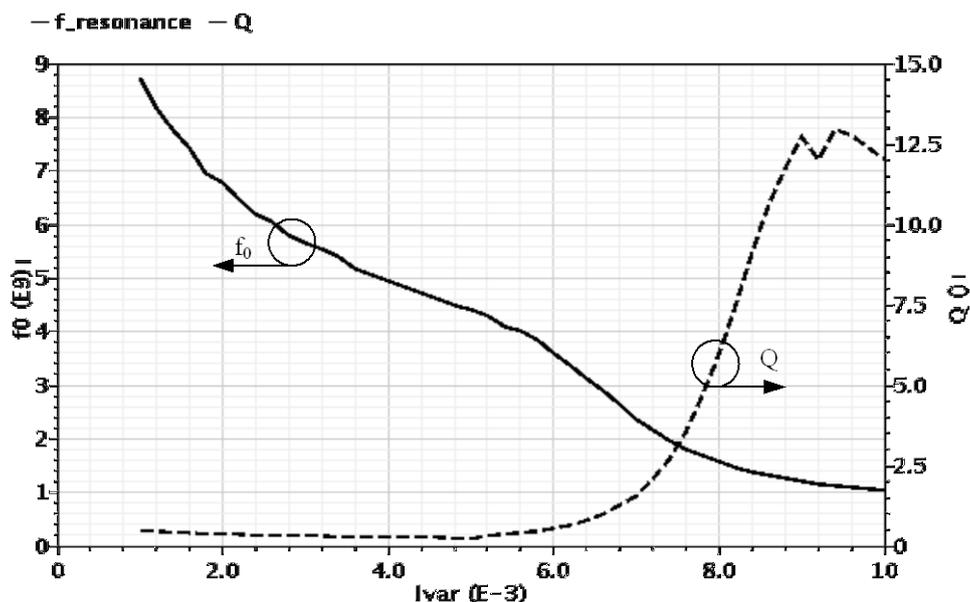


Рис. 5. Зависимость добротности  $Q$  и резонансной частоты  $f_0$  ИУ рис. 3 от тока  $I_{var}$

Представленные на рис. 2, рис.4 и рис.5 результаты моделирования предлагаемого ИУ подтверждают указанные свойства рассмотренных схем.

Таким образом, предлагаемые схемотехнические решения ИУ характеризуется сравнительно высокими значениями коэффициента усиления  $K_0$  на частоте квазирезонанса  $f_0$ , а также повышенными величинами добротности  $Q$ , характеризующей его избирательные свойства при удовлетворительной чувствительности к нестабильности элементов. Важное достоинство предлагаемого ИУ – токовое управление его основными параметрами.

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. Design of Bipolar Differential OpAmps with Unity Gain Bandwidth up to 23 GHz . N. Prokopenko, A. Budyakov, K. Schmalz , C. Scheytt , P. Ostrovsky // Proceeding of the 4-th European Conference on Circuits and Systems for Communications – ECCSC’08 - Politehnica University, Bucharest, Romania: July 10-11, 2008. – pp.50-53

2. СВЧ СФ-блоки систем связи на базе полностью дифференциальных операционных усилителей. Прокопенко Н.Н., Будяков А.С., K. Schmalz, C. Scheytt // Проблемы разработки

перспективных микро- и нанoeлектронных систем - 2010. Сборник трудов / под общ. ред. академика РАН А.Л.Стемпковского. - М.: ИППМ РАН, 2010. С. 583-586

3. Управляемый избирательный усилитель для техпроцесса SG25VD: заявка на патент Российской Федерации; МПК8 H03F 3/45, H03H 11/00, H03K 5/00. / Прокопенко Н.Н., Сухинин Б.М., Крутчинский С.Г., Будяков П.С. № 2012132332/08; заявл. 27.07.2012