

# Микро мощный избирательный усилитель в элементном базисе радиационно-стойкого техпроцесса АБМК\_1\_3

О.В. Дворников, Н.Н. Прокопенко, П.С. Будяков, В.В. Суворов

Интегральные операционные усилители со специальными элементами RC-коррекции, формирующими амплитудно-частотную характеристику резонансного типа, широко используются в задачах выделения сигналов считывающей электроники. Однако классическое построение таких избирательных усилителей (ИУ) сопровождается значительными энергетическими потерями, которые идут в основном на обеспечение статического режима достаточно большого числа второстепенных транзисторов, образующих операционный усилитель [1-5]. В этой связи весьма актуальной является задача построения ИУ, обеспечивающих выделение узкого спектра сигналов с достаточно высокой добротностью ( $Q$ ) резонансной характеристики ( $Q=2\div 10$ ) при малом энергопотреблении [4-6].

На рис. 1а показаны базовые схемы предлагаемого ИУ [6-9].

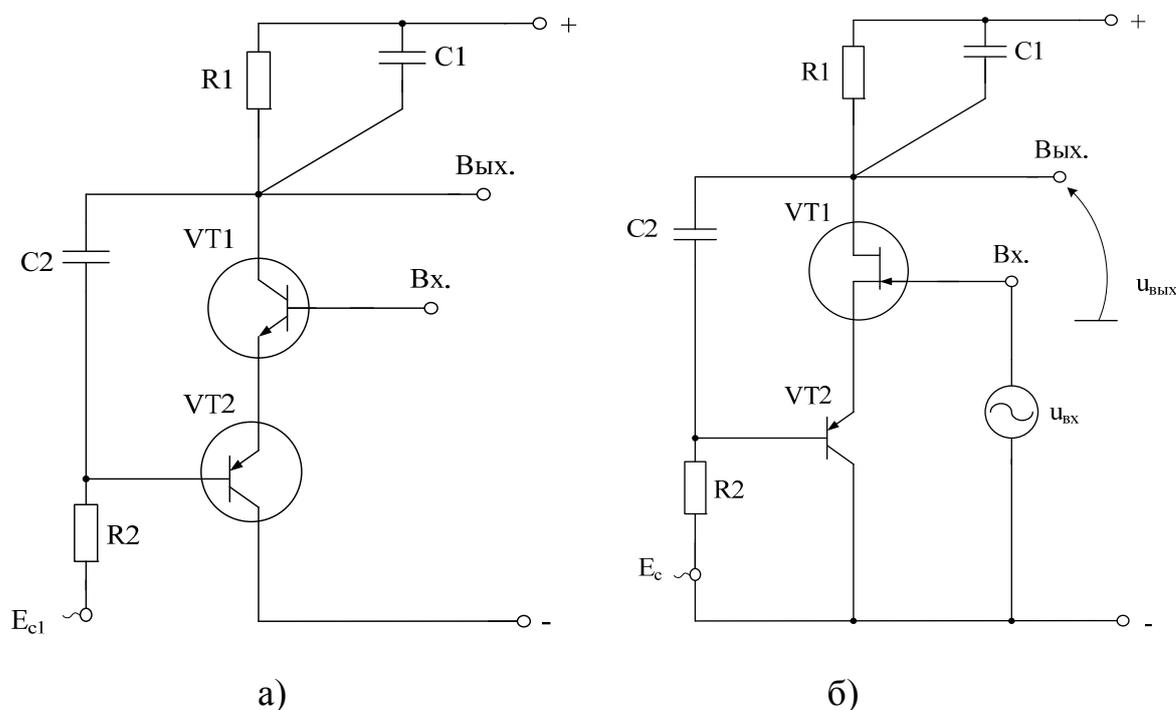


Рис. 1. – Базовые схемы микро мощного избирательного усилителя [10]

Источник входного напряжения  $u_{вх}$  в схеме рис. 1б изменяет ток стока ( $i_c$ ) полевого транзистора VT1. Характер стоковой нагрузки этого транзистора, образованной резисторами R1 и R2, а также конденсаторами C1 и C2 обеспечивает преобразование  $i_c$  в выходной сигнал ИУ. При этом наличие емкостного делителя, образованного конденсаторами C1 и C2 формирует функциональную зависимость выходного сигнала, соответствующую частотным характеристикам избирательного усилителя.

Применение полевого транзистора управляющим р-п переходом обеспечивает минимально возможное потребление тока от источника питания, а также работу с однополярным питанием [10].

Комплексный коэффициент передачи ИУ рис. 1б как отношение выходного напряжения (Вых.) к входному напряжению  $u_{вх}$  определяется формулой, которую можно получить с помощью методов анализа электронных схем

$$K(jf) = \frac{u_3}{u_{вх}} = K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}},$$

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:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}},$$

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

Добротность ИУ определяется формулой

$$Q^{-1} = D_0 + \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \left[ 1 - \frac{R_1}{h_{11.2} + S_1^{-1}} \right], \quad (1)$$

где  $h_{11.2}$  – входное сопротивление транзистора VT2 в схеме с общей базой;

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

зависимой цепи;  $S_1$  – крутизна полевого транзистора VT1.

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

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

$$K_0 = -QS \sqrt{R_1 R_2} \sqrt{\frac{C_2}{C_1}},$$

где  $S \approx \frac{I}{(h_{11.2} + S_1^{-1})}$ .

Из соотношения (1) следует возможность параметрической оптимизации схемы ИУ при реализации требуемой добротности. Действительно,

$$Q^{-1} = \frac{m(k^2 + 1)}{k} + \frac{1 - R_1 S}{mk}, \quad (2)$$

где  $k = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$ ;  $m = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}$ .

При этом параметрические чувствительности

$$S_{C_1}^Q = -S_{C_2}^Q = \frac{1}{2} \left[ \frac{m(k^2 - 1)}{kD_p} - \frac{SR_1}{mk} \right],$$

$$S_{R_1}^Q = -S_{R_2}^Q = \frac{1}{2} \left[ \frac{m(k^2 - 1)}{km} - \frac{1 + SR_1}{mk} \right],$$

$$S_S^Q = -\frac{QSR_1}{mk}$$

могут оптимизироваться по одному из критериев – суммарная чувствительность, среднеквадратическая чувствительность и т.п. Так, при минимизации среднеквадратической чувствительности получаем, что

$$k_{opt} = 1,6, (SR_1)_{opt} = 2,5, \quad (3)$$

а соотношение между резистивными элементами схемы определяется из условия (2) для практических значений добротности  $Q$ .

При условиях  $C_1=C_2=C$  и  $h_{11.2} + S_1^{-1} = R_1$  параметрические чувствительности основных параметров ИУ имеют следующий вид:

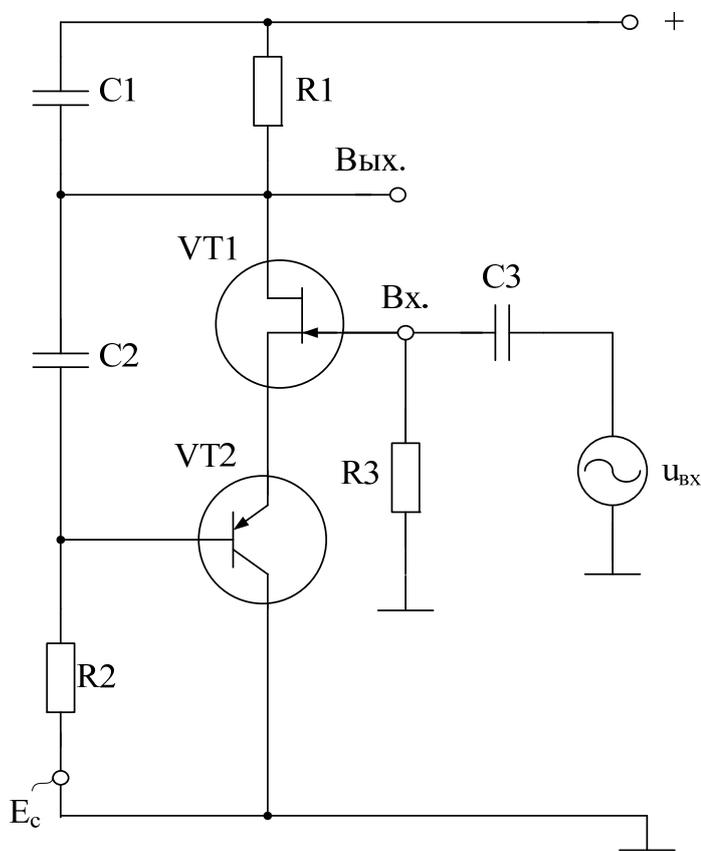
$$S_{C_2}^{f_0} = S_{C_1}^{f_0} = S_{R_1}^{f_0} = S_{R_2}^{f_0} = -\frac{1}{2},$$

$$S_{C_2}^Q = S_{C_1}^Q = 0, \quad S_{C_2}^{K_0} = -S_{C_1}^{K_0} = \frac{1}{2},$$

$$S_{R_2}^Q = -S_{R_1}^Q = \frac{1}{2}, \quad S_{R_2}^{K_0} = S_{R_1}^{K_0} = \frac{1}{2}.$$

Это характеризует схему предлагаемого ИУ в классе низкочувствительных звеньев второго порядка. В этом случае  $K_0 = Q$ .

Схема рис. 2 имеет дополнительное качество при однополярном питании – высокое ослабление выходного сигнала в диапазоне низких частот.



а)



На рис. 3б в исток полевого транзистора с управляющим р-п переходом, который используется в качестве входного транзистора VT2, включен дополнительный р-п переход VD1. В данной схеме предусмотрено дальнейшее снижение токопотребления за счет перевода полевого транзистора в микрорежим.

На рис. 4 представлена схема ИУ рис. 3б в элементном базисе техпроцесса АБМК\_1\_3 (г. Минск) в среде компьютерного моделирования PSpice.

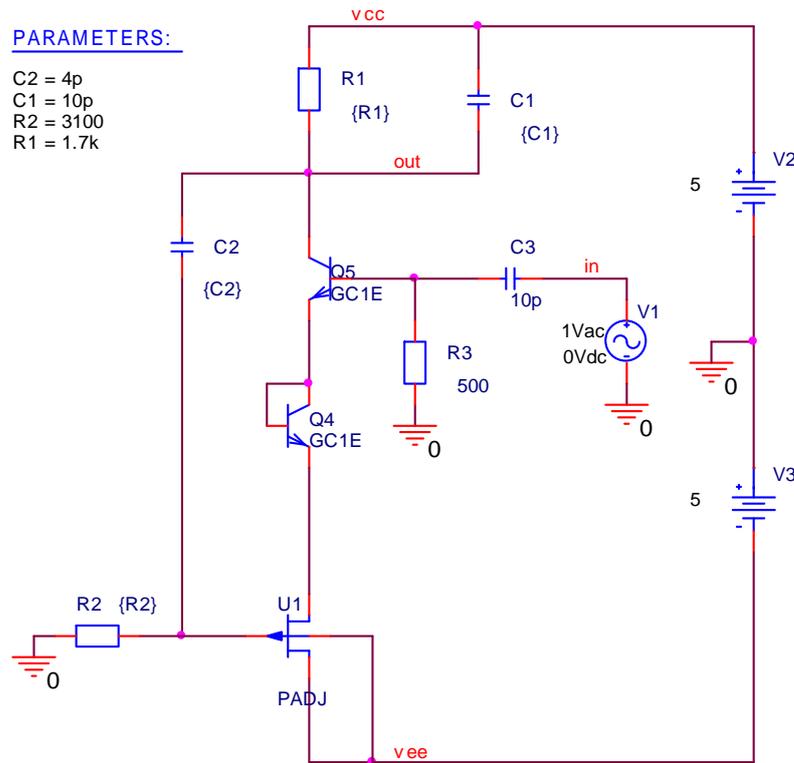


Рис. 4. – Схема ИУ в элементном базисе техпроцесса АБМК\_1\_3 в среде компьютерного моделирования PSpice

На рис. 5 приведена логарифмическая амплитудно-частотная (ЛАЧХ) и фазо-частотная (ФЧХ) характеристики ИУ рис. 4 в диапазоне частот от 10 кГц до 10 ГГц при  $R1=1,7$  кОм,  $C1=10$  пФ,  $R2=3,1$  кОм,  $C2=4$  пФ.

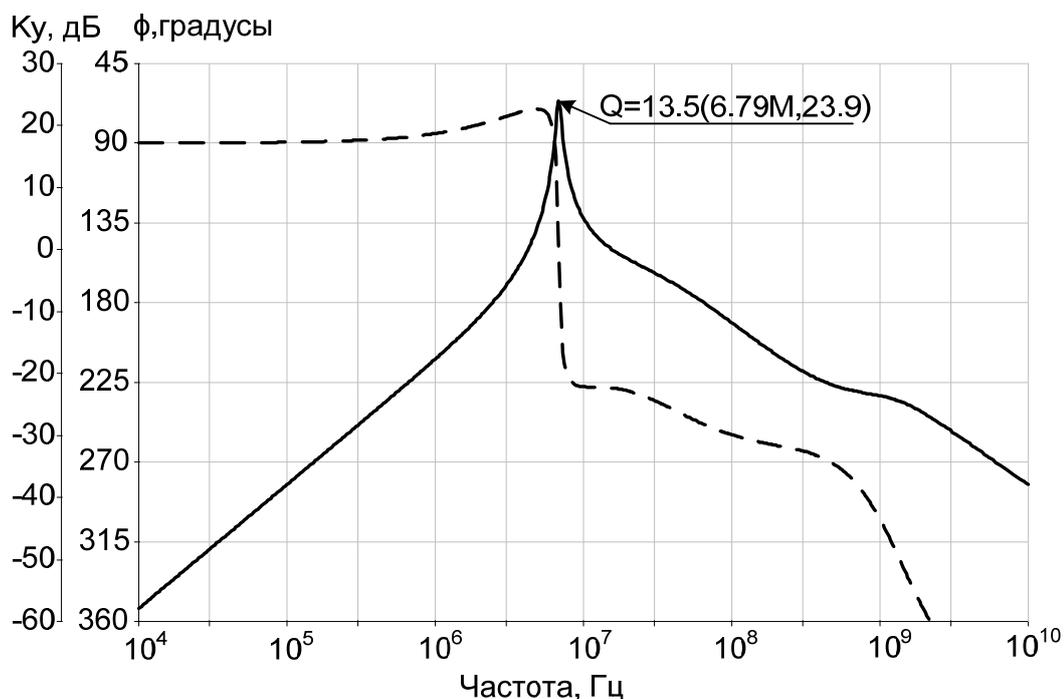


Рис. 5. – Логарифмическая амплитудно-частотная (ЛАЧХ) и фазо-частотная (ФЧХ) характеристики ИУ в диапазоне частот от 10 кГц до 10 ГГц

На рис. 6 показана ЛАЧХ ИУ рис. 4 при значениях сопротивления коллекторной нагрузки  $R_1$ , изменяющегося в диапазоне от 1,4 кОм до 1,7 кОм.

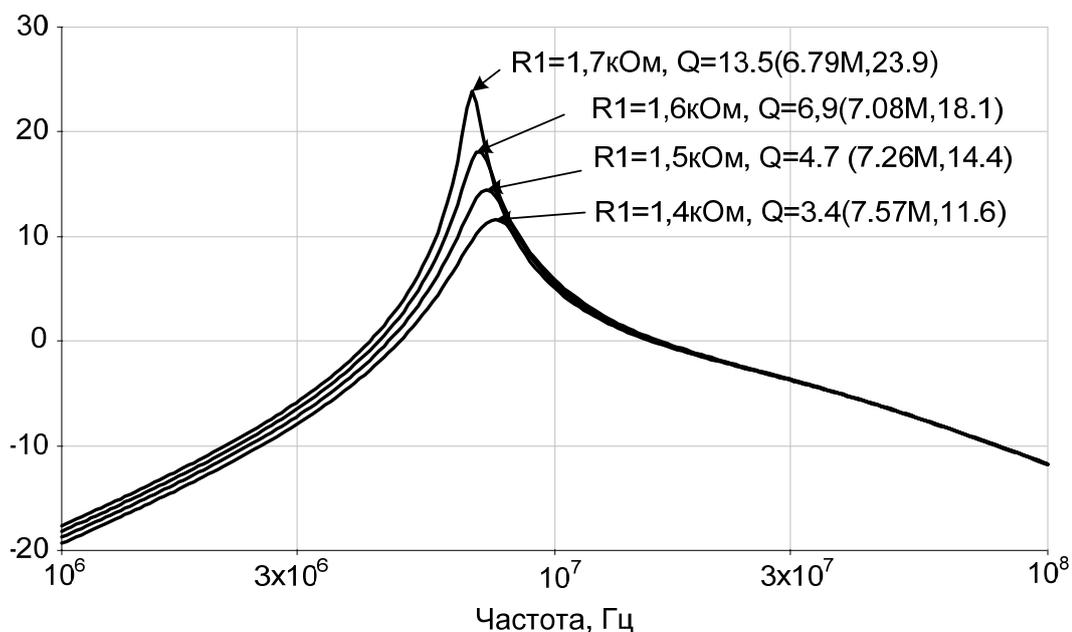


Рис. 6. – ЛАЧХ ИУ при изменении значения сопротивления  $R_1$  от 1,4 кОм до 1,7 кОм

Соотношение емкостей в схеме рис. 4 выбрано таким образом, чтобы выполнялся, приведенный в (3) критерий  $k_{opt} = 1,6$ .

Представленные на рис. 5 – рис. 6 результаты моделирования подтверждают указанные свойства предлагаемой схемы.

Таким образом, рассмотренные схмотехнические решения полосового фильтра характеризуется достаточно высокими значениями коэффициента усиления по напряжению  $K_0$  на частоте квазирезонанса  $f_0$ , а также стабильными величинами добротности  $Q$ , характеризующей его избирательные свойства, при малом энергопотреблении и низкой параметрической чувствительности.

Исследование выполнено в рамках соглашения 14.В37.21.0781 «Разработка архитектурных, технологических и схмотехнических основ проектирования специализированных микросхем для обработки сигналов фотоприёмников нового поколения и мостовых резистивных датчиков» ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009-2013 гг.

### **Литература:**

1. N. Prokopenko, A. Budyakov, K. Schmalz , C. Scheytt , P. Ostrovskyy Design of Bipolar Differential OpAmps with Unity Gain Bandwidth up to 23 GHz [Текст] // 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. Voinigescu, S.P., Beerkens, R., Dickson, T.O., Chalvatzis, T. Design methodology and applications of SiGe BiCMOS cascode opamps with up to 37-GHz unity gain bandwidth [Текст] // IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium, 2005. CSIC '05., Nov 2005
3. Jurisic, D., Moschytz, G.S., Mijat, N. Low active-sensitivity allpole active-RC filters using impedance tapering [Текст] // ISCAS '04. Proceedings of the 2004 International Symposium on Circuits and Systems, Volume 1, p.p. 89-92

4. Le Ye, Congyin Shi, Huailin Liao, Ru Huang, Yangyuan Wang Highly Power-Efficient Active-RC Filters With Wide Bandwidth-Range Using Low-Gain Push-Pull Opamps [Текст] // IEEE Transactions on Circuits and Systems, Volume: 60, Issue 1, p.p. 95-107

5. Прокопенко Н.Н., Будяков А.С., К. Schmalz, С. Scheytt СВЧ СФ-блоки систем связи на базе полностью дифференциальных операционных усилителей [Текст] // 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

6. Крутччинский С.Г., Устинова Е.С., Будяков П.С., Прокопенко Н.Н. Высокочастотные полосовые RC фильтры на повторителях тока [Электронный ресурс] // «Инженерный вестник Дона», 2012, №3. – Режим доступа: <http://www.ivdon.ru/magazine/archive/n3y2012/1035> (доступ свободный) – Загл. с экрана. – Яз. рус.

7. Крутччинский С.Г., Прокопенко Н.Н., Сухинин Б.М., Будяков П.С., Высокочастотные SiGe-избирательные усилители с узкой полосой пропускания [Электронный ресурс] // «Инженерный вестник Дона», 2012, №3. – Режим доступа: <http://www.ivdon.ru/magazine/archive/n3y2012/1031> (доступ свободный) – Загл. с экрана. – Яз. рус.

8. Прокопенко Н.Н., Крутччинский С.Г., Будяков П.С., Махмудов М.Н. Полосовые фильтры СВЧ и КВЧ диапазонов [Текст] // Известия высших учебных заведений. Северо-Кавказский регион. Технические науки. 2012. № 5. С. 35-39.

9. Krutchinsky, S.G. Active R-filters with additional RC-circuits [Текст] // Proceeding ICCSC`08, Bucharest, Romania, 2008, p.p. 105–100.

10. Избирательный усилитель : заявка на патент РФ [Текст]; МПК8 H03F 3/45, H03H 11/00, H03K 5/00 / Дворников О.В., Прокопенко Н.Н., Крутччинский С.Г., Бутырлагин Н.В. – № 2012137330/08; заявл. 31.08.2012 (473)