

# ГЛАВА 3

## БАЗОВЫЕ СХЕМЫ ИЗБИРАТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Практическое построение избирательных усилителей, структуры которых рассмотрены в разделе 1, сводится к схемотехническому синтезу активных усилительных элементов и выбору параметров резисторов и конденсаторов, определяющих частоту квазирезонанса ИУ. Ниже приводятся примеры созданных таким образом ИУ и результаты их компьютерного моделирования.

### 3.1. Избирательные усилители на основе комплементарных «перегнутых» каскодов

Так называемые «перегнутые» каскоды относятся к числу наиболее популярных схемотехнических решений современной аналоговой микросхемотехники. В этой связи представляет существенный интерес их применение в качестве усилительных элементов избирательных усилителей ВЧ- и СВЧ-диапазона.

#### 3.1.1. Первая базовая структура

Ниже рассматривается метод построения высокочастотных активных RC-фильтров с низкой чувствительностью основных параметров к неустойчивости элементов на основе «перегнутого» каскода [39] (рис. 3.1).

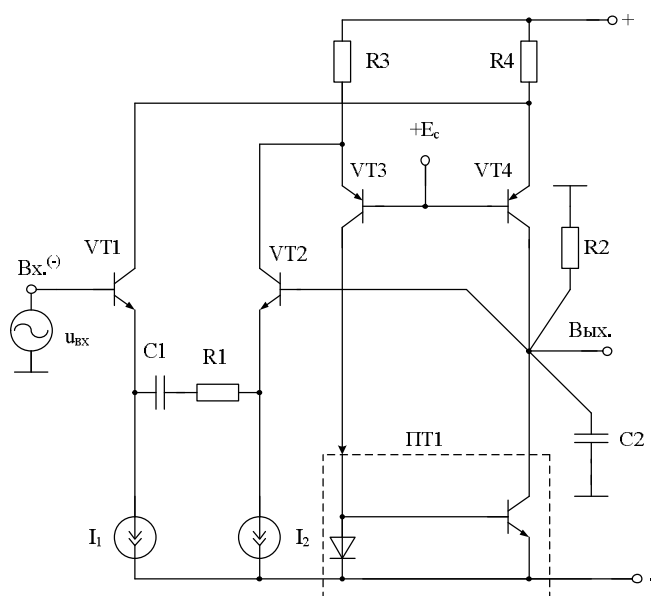


Рис. 3.1. Активный RC-фильтр на основе «перегнутого» каскода



Комплексный коэффициент передачи по напряжению  $K_y(jf)$  избирательного усилителя рисунка 3.1 определяется соотношением, которое можно получить с помощью методов анализа электронных схем:

$$K_y(jf) = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = -K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (3.1)$$

где  $f$  – частота сигнала;  $Q$  – добротность АЧХ избирательного усилителя;  $K_0$  – коэффициент усиления ИУ на частоте квазирезонанса  $f_0$ ;  $f_0$  – частота квазирезонанса.

Причём:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_1\tau_2}}, \quad (3.2)$$

$$\tau_1 = C_1(R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}), \quad (3.3)$$

$$\tau_2 = R_2 C_2, \quad (3.4)$$

$$K_0 \approx Q \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \frac{R_2 K_{i\Sigma}}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}}, \quad (3.5)$$

$$Q_0 = \frac{1}{\sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \left[ 1 - \frac{R_2 K_{i\Sigma}}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}} \right] + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}}}, \quad (3.6)$$

где  $C_1, C_2$  – ёмкость конденсаторов  $C1$  и  $C2$ ;  $h_{11.i} \approx \frac{\varphi_T}{I_{\text{э}}}$  – входное сопротивление  $i$ -го транзистора в схеме с общей базой;  $\varphi_T \approx 25$  мВ – температурный потенциал;  $I_{\text{э}}$  – статический ток эмиттера  $i$ -го транзистора;  $\alpha_i < 1$  – коэффициент усиления по току эмиттера  $i$ -го транзистора.

$$K_{i\Sigma} = \alpha_1 \alpha_4 + \alpha_2 \alpha_3 K_{i12}, \quad (3.7)$$

где  $K_{i12}$  – коэффициент усиления по току инвертирующего усилителя тока ПТ1.

Если выбрать  $\tau_1 = \tau_2$ ,  $R_2 = R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}$ , то уравнения для  $Q$  (3.6) и  $K_0$  (3.5) существенно упрощаются:

$$Q \approx \frac{1}{2 - K_{i\Sigma}}, \quad (3.8)$$

$$K_0 \approx \frac{K_{i\Sigma}}{2 - K_{i\Sigma}} = K_{i\Sigma} Q. \quad (3.9)$$

Это позволяет за счёт целенаправленного выбора параметров элементов, входящих в формулу (3.7), получить заданные значения  $Q$  (3.8) и  $K_0$  (3.9).

На рисунке 3.2 показана схема ИУ, в которой инвертирующий усилитель тока ПТ1 выполнен на транзисторах VT6, VT7 и p-n переходе VD1.

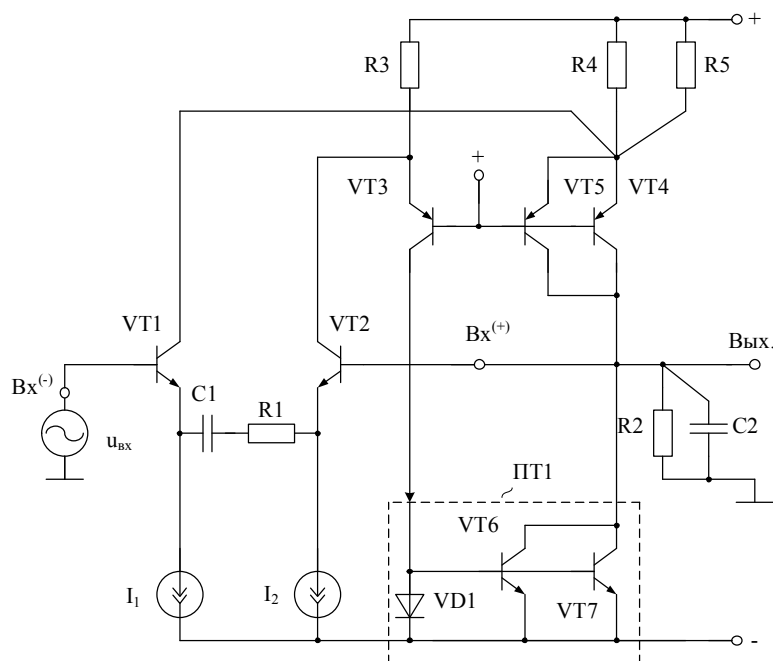


Рис. 3.2. Модифицированная схема усилителя с  $K_i=3$

На рисунке 3.3 показана схема ИУ рисунка 3.1 в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар», а на рисунке 3.4 – частотная зависимость его коэффициента усиления по напряжению.

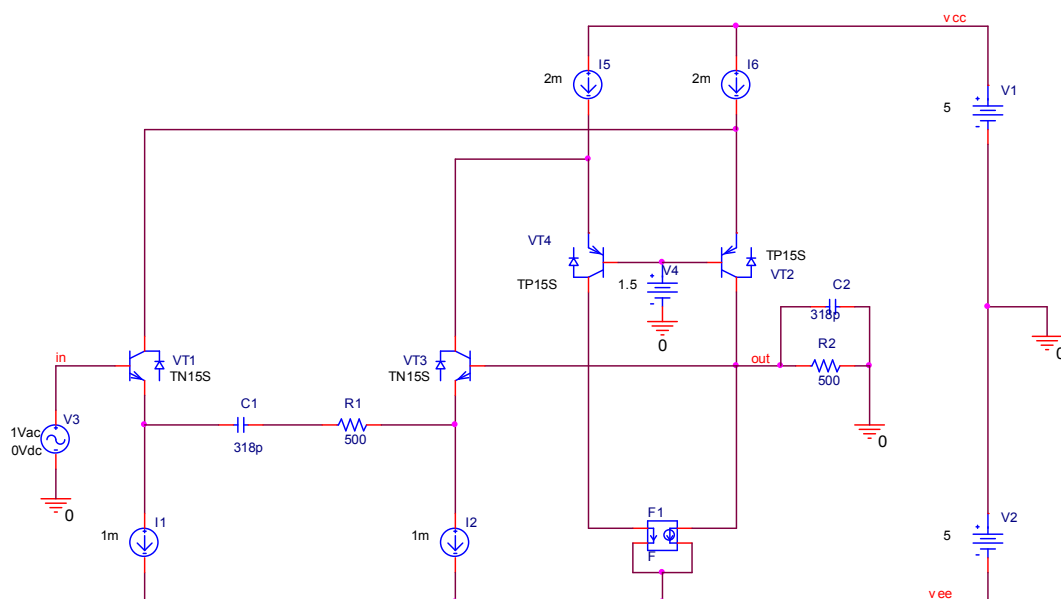


Рис. 3.3. Схема ИУ в среде компьютерного моделирования PSpice

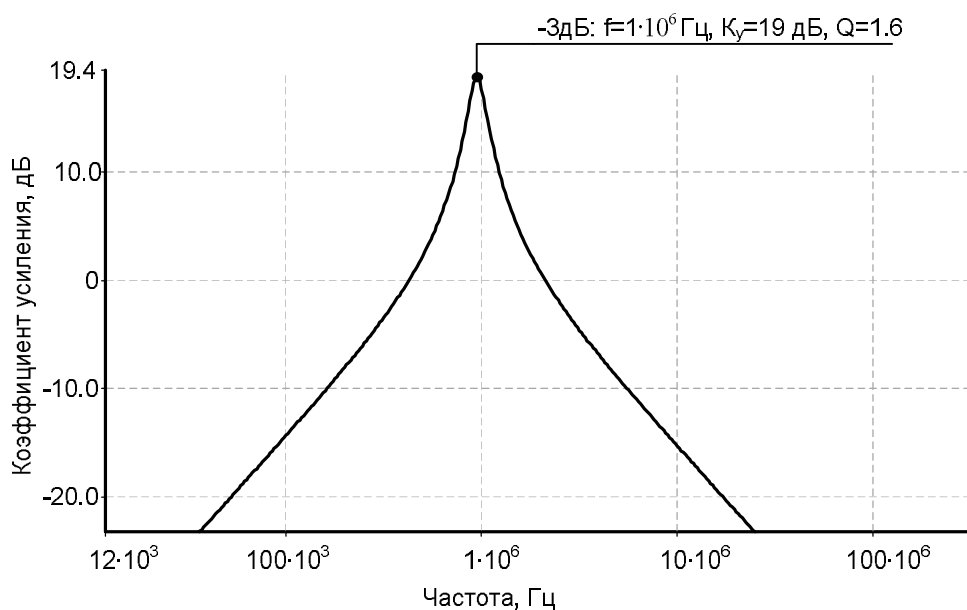


Рис. 3.4. Частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению ИУ

На рисунке 3.5 показана схема ИУ рисунка 3.2 в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов, а на рисунке 3.6 – частотная зависимость его коэффициента усиления по напряжению.

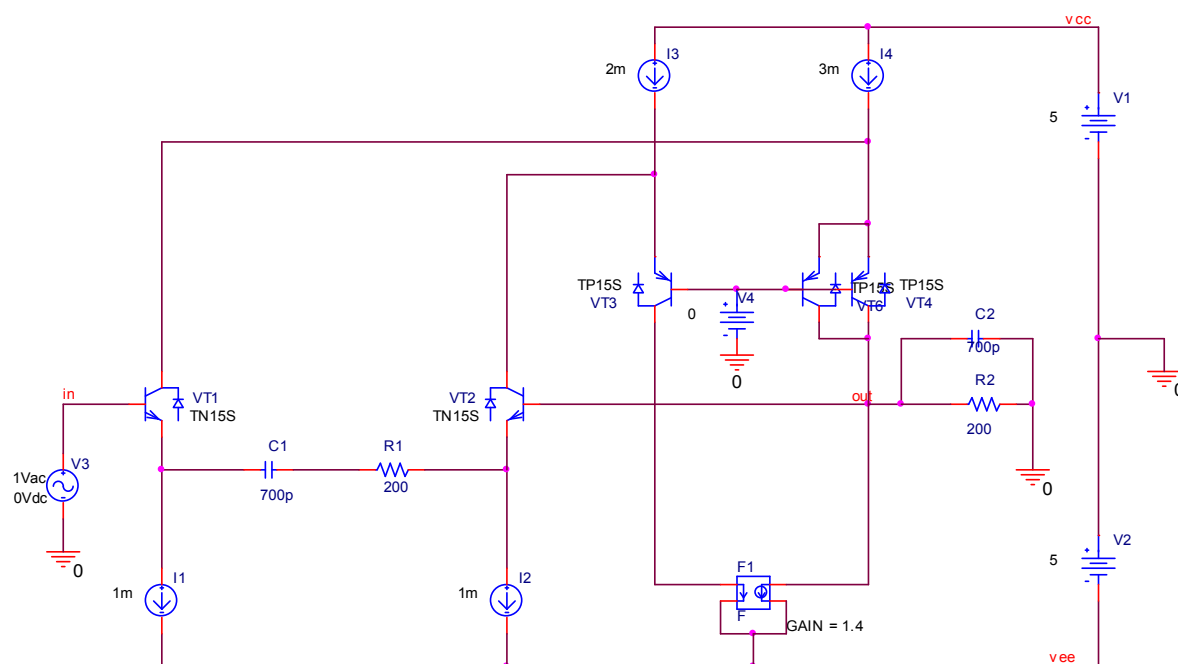


Рис. 3.5. Схема ИУ (рис. 3.2) в среде компьютерного моделирования PSpice

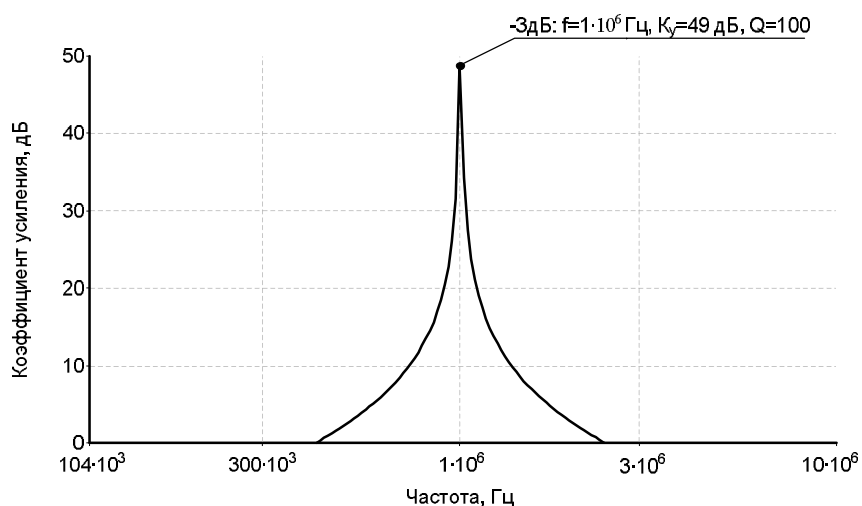


Рис. 3.6. Частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению ИУ

Таким образом, рассмотренное схемотехническое решение ИУ характеризуется высокими значениями коэффициента усиления на частоте квазирезонанса  $f_0$  и повышенными величинами добротности, величина которой определяется числом параллельно включённых транзисторов в токовом зеркале ПТ1.

### 3.1.2. Вторая базовая структура

На рисунке 3.7 показана схема предлагаемого ИУ [40]. Решаемая им задача – повышение добротности АЧХ усилителя и его коэффициента усиления по напряжению на частоте квазирезонанса  $f_0$ . Это позволяет в ряде случаев уменьшить общее энергопотребление и реализовать высококачественное избирательное устройство СВЧ-диапазона с  $f_0=1\div5$  ГГц.

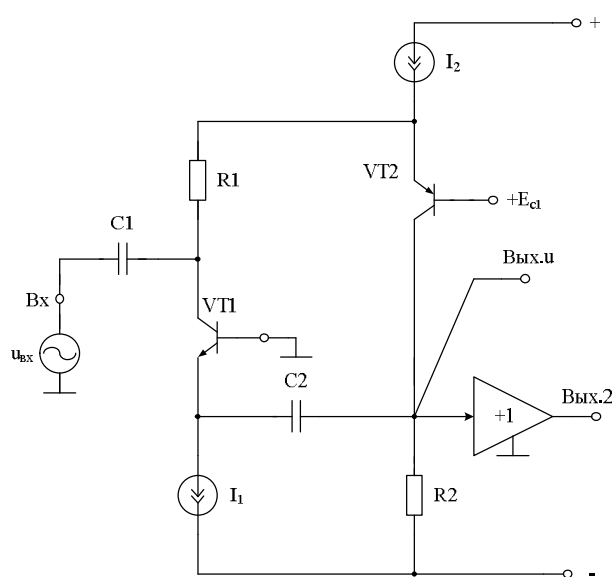


Рис. 3.7. Схема предлагаемого избирательного усилителя [40]

Источник входного сигнала  $u_{вх}$  через входную дифференцирующую цепь, образованную конденсатором  $C1$  и резистором  $R1$ , изменяет (в соответствии с указанным законом) входной (эмиттерный) ток транзистора  $V T2$ . Характер коллекторной нагрузки этого транзистора (резистор  $R2$  и конденсатор  $C2$ ) обеспечивает интегрирующий закон преобразования этого тока в выходное напряжение ИУ ( $Вых. u$ ). В этой связи АЧХ ИУ имеет экстремум на частоте квазирезонанса ( $f_0$ ) и нулевые асимптотические значения коэффициента передачи. Преобразование части выходного напряжения ИУ через конденсатор  $C2$  в дополнительный ток эмиттера транзистора  $VT1$  способствует реализации контура регенеративной обратной связи. При этом конденсатор  $C2$  и входное сопротивление транзистора  $VT1$  образуют дифференцирующую цепь, а параллельное (по переменному току) соединение конденсатора  $C1$  и резистора  $R1$  – интегрирующую цепь преобразования ток коллектора транзистора  $VT1$  в изменения тока эмиттера транзистора  $VT2$ . Таким образом, характер частотной зависимости вводимого контура обратной связи совпадает с АЧХ и ФЧХ ИУ и, следовательно, действие этой обратной связи направлено на увеличение добротности  $Q$  и коэффициента усиления  $K_0$  при неизменной частоте квазирезонанса.

Покажем аналитически, что более высокие значения  $K_0$  и  $Q$  в рабочем диапазоне частот реализуются в схеме рисунка 3.7.

Действительно, в результате анализа можно найти, что комплексный коэффициент передачи по напряжению ИУ рисунка 3.7 определяется по формуле:

$$K_y(jf) = K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (3.10)$$

где  $f$  – частота сигнала;  $f_0$  – частота квазирезонанса,

$$\begin{aligned} f_0 &= \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_1\tau_2}}, \\ \tau_1 &= C_1(R_1 + h_{11.2}), \\ \tau_2 &= C_2(R_2 + h_{11.1}), \end{aligned} \quad (3.11)$$

$K_0$  – коэффициент усиления ИУ на частоте  $f_0$ ,

$$K_0 = \alpha_2 Q \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}}, \quad (3.12)$$

$Q$  – добротность, причём:

$$Q = \left[ \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} + (1 - \alpha_1 \alpha_2) \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \right]^{-1}, \quad (3.13)$$

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

Таким образом, численные значения коэффициентов  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  обеспечивают необходимые (требуемые) значения добротности  $Q$  и коэффициента усиления  $K_0$  ИУ при постоянном (неизменном) значении его частоты квазирезонанса  $f_0$  (3.7).

Важнейшим свойством предлагаемой схемы ИУ является возможность параметрической оптимизации её элементной чувствительности при относительно небольшой добротности. Как видно из (3.13), при реализации условия

$$\tau_1 = \tau_2 (1 - \alpha_1 \alpha_2), \quad (3.14)$$

добротность достигает максимального значения

$$Q_{\max} = \frac{1}{2\sqrt{1 - \alpha_1 \alpha_2}}. \quad (3.15)$$

В схеме рисунка 3.7 обеспечивается возможность структурной оптимизации как добротности  $Q$ , так и её чувствительности. Действительно, в рассматриваемом случае

$$S_{\tau_2}^Q = -S_{\tau_1}^Q = \frac{\frac{\tau_2}{\tau_1} - (1 - \alpha_1 \alpha_2)}{\frac{\tau_2}{\tau_1} + (1 - \alpha_1 \alpha_2)}. \quad (3.16)$$

Коэффициенты параметрической чувствительности при выполнении условия (3.14):

$$S_{R_{13}}^Q = S_{R_{11}}^Q = 0, \quad S_{C_{12}}^Q = S_{C_{14}}^Q = 0, \quad S_{C_{12}}^{K_0} = -S_{C_{14}}^{K_0} = S_{R_{13}}^{K_0} = -S_{R_{11}}^{K_0} = \frac{1}{2}. \quad (3.17)$$

При этом частота квазирезонанса (3.11) и её параметрическая чувствительность сохраняются неизменными.

Как видно из рисунка 3.8, на котором показана практическая реализация схемы рисунка 3.7, сформулированные выше условия легко реализуются на базе комплементарных биполярных транзисторов, обеспечивающих преобразование входного напряжения  $u_{\text{вх}}$  во входной ток  $i_{\text{вх.1}}$ .

Данные теоретические выводы подтверждают графики рисунков 3.9, 3.10.

На рисунке 3.8 приведена схема предлагаемого ИУ рисунка 3.7 в среде Cadence на моделях SiGe интегральных транзисторов.

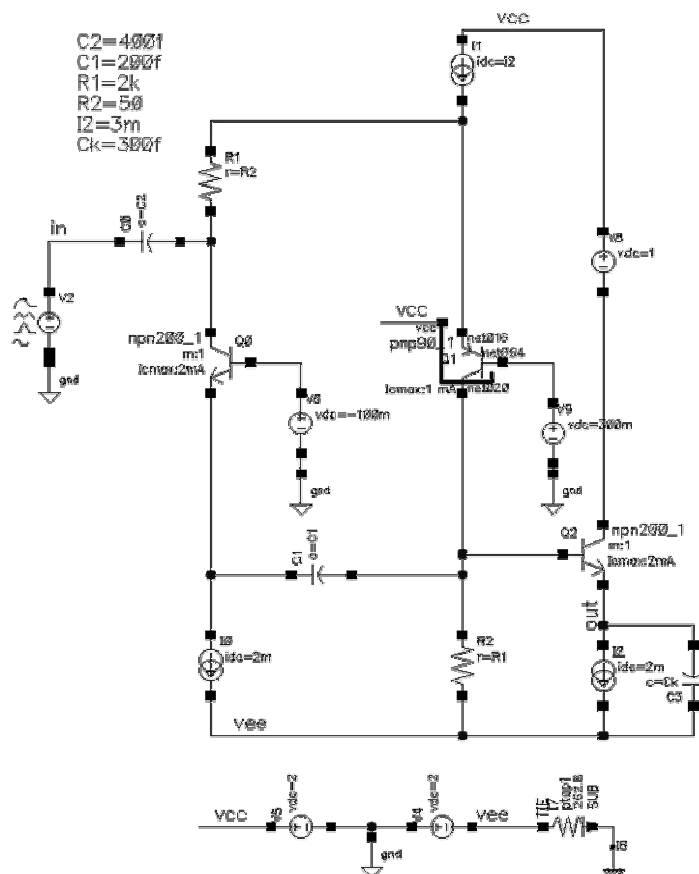


Рис. 3.8. Схема предлагаемого избирательного усилителя в среде Cadence

На рисунке 3.9 показана зависимость коэффициента усиления по напряжению и фазового сдвига от частоты ИУ рисунка 3.8 в крупном масштабе, а на рисунке 3.10 – частотная зависимость коэффициента усиления и фазовый сдвиг ИУ рисунка 3.8 в более мелком масштабе.

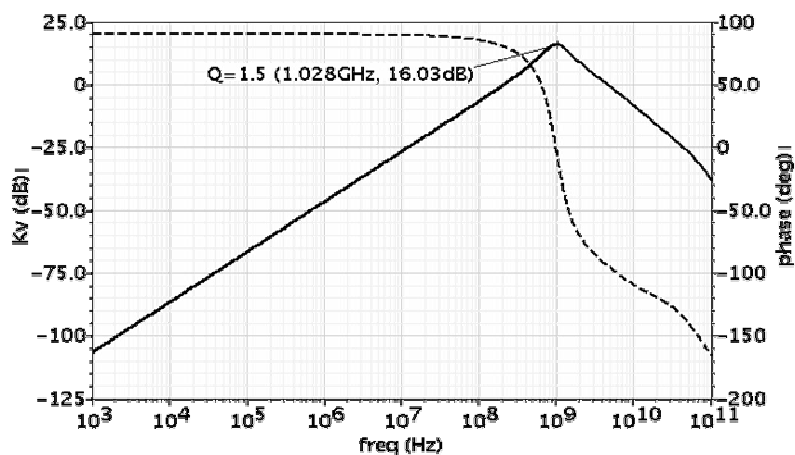


Рис. 3.9. Зависимость коэффициента усиления по напряжению и фазового сдвига от частоты предлагаемого ИУ в крупном масштабе

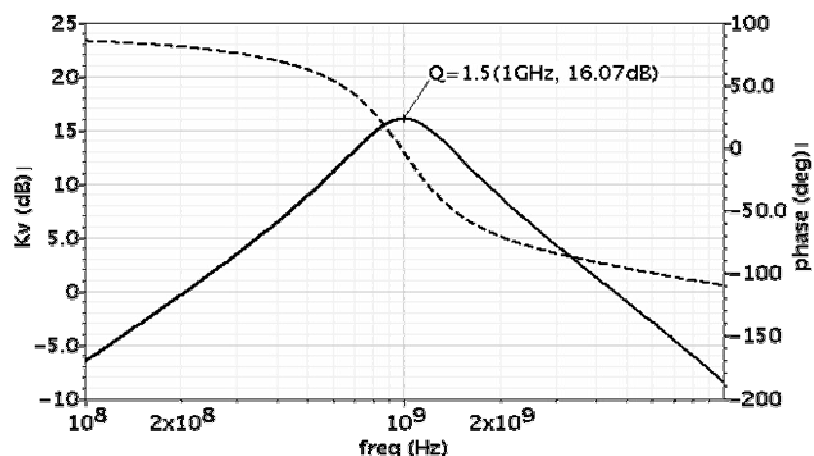


Рис. 3.10. Зависимость коэффициента усиления по напряжению и фазового сдвига от частоты предлагаемого ИУ в более мелком масштабе

Таким образом, предлагаемое схемотехническое решение характеризуется более высокими значениями коэффициента усиления  $K_0$  на частоте квазирезонанса  $f_0$  и повышенными величинами добротности  $Q$  при низкой параметрической чувствительности и, следовательно, высокой стабильностью его частотных характеристик.

### 3.1.3. Третья базовая структура

В числе усилительных элементов, которые могут использоваться в избирательных усилителях, реализуемых на основе рассмотренных в разделе 1 архитектур, следует указать схему каскода на  $n$ - $p$ - $n$  и  $p$ - $n$ - $p$  транзисторах (рис. 3.11).

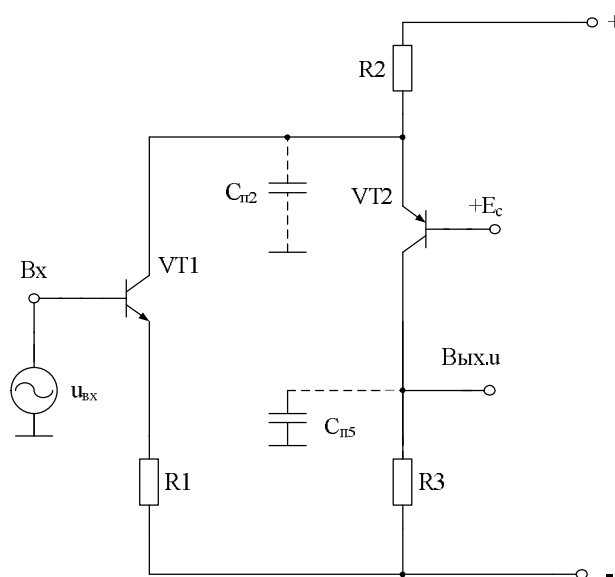


Рис. 3.11. Классическая схема усилителя для активных RC-фильтров



122

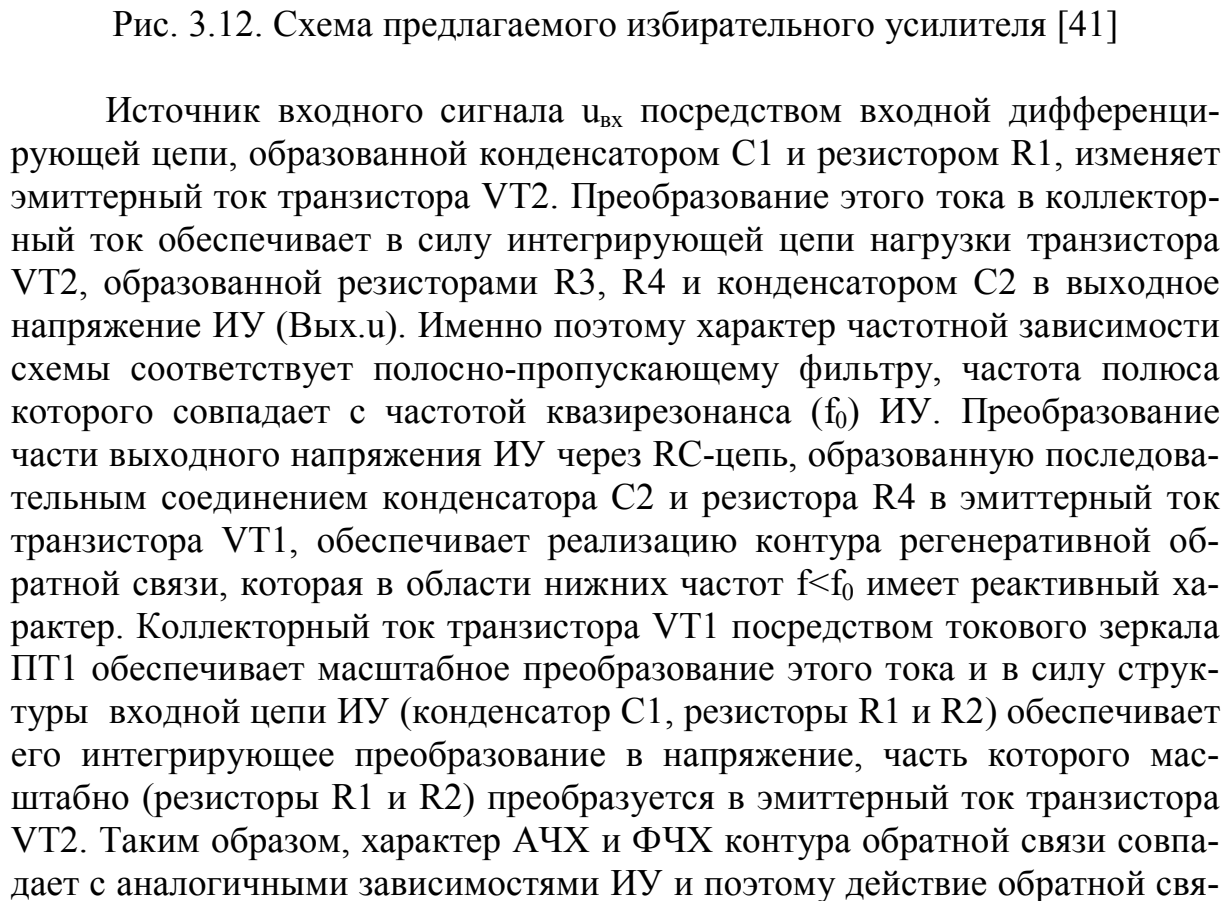


Рис. 3.12. Схема предлагаемого избирательного усилителя [41]

Источник входного сигнала  $u_{\text{вх}}$  посредством входной дифференцирующей цепи, образованной конденсатором C1 и резистором R1, изменяет эмиттерный ток транзистора VT2. Преобразование этого тока в коллекторный ток обеспечивает в силу интегрирующей цепи нагрузки транзистора VT2, образованной резисторами R3, R4 и конденсатором C2 в выходное напряжение ИУ (Вых.у). Именно поэтому характер частотной зависимости схемы соответствует полосно-пропускающему фильтру, частота полюса которого совпадает с частотой квазирезонанса ( $f_0$ ) ИУ. Преобразование части выходного напряжения ИУ через RC-цепь, образованную последовательным соединением конденсатора C2 и резистора R4 в эмиттерный ток транзистора VT1, обеспечивает реализацию контура регенеративной обратной связи, которая в области нижних частот  $f < f_0$  имеет реактивный характер. Коллекторный ток транзистора VT1 посредством токового зеркала ПТ1 обеспечивает масштабное преобразование этого тока и в силу структуры входной цепи ИУ (конденсатор C1, резисторы R1 и R2) обеспечивает его интегрирующее преобразование в напряжение, часть которого масштабно (резисторы R1 и R2) преобразуется в эмиттерный ток транзистора VT2. Таким образом, характер АЧХ и ФЧХ контура обратной связи совпадает с аналогичными зависимостями ИУ и поэтому действие обратной свя-

зи направлено на увеличение добротности  $Q$  и коэффициента усиления  $K_0$  схемы при сохранении частоты квазирезонанса  $f_0$ . Глубина вещественной обратной связи ( $f=f_0$ ) непосредственно определяется указанным выше масштабированием токов и, следовательно, зависит от коэффициента передачи токового зеркала ПТ1.

Для увеличения асимптотического затухания ИУ в области верхних частот ( $f \gg f_0$ ) к его выходу можно подключить буферный усилитель БУ с шунтирующей ёмкостью  $C_3$ .

Комплексный коэффициент передачи по напряжению  $K_y(jf)$  избирательного усилителя рисунка 3.12 определяется соотношением:

$$K_y(jf) = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = -K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (3.18)$$

где  $f$  – частота сигнала;  $f_0$  – частота квазирезонанса;

$$\begin{aligned} f_0 &= \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_1\tau_2}}, \\ \tau_1 &= C_1(R_1 + h_{11.2}), \\ \tau_2 &= C_2(R_3 + R_4 + h_{11.1}), \end{aligned} \quad (3.19)$$

$$Q = \left[ \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} (1 - \alpha_1 \alpha_2 K_{i13}) \right]^{-1}, \quad (3.20)$$

$$K_0 = Q \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \alpha_2, \quad (3.21)$$

где  $K_{i13}$  – коэффициент передачи по току токового зеркала ПТ1;  $\alpha_i$  – коэффициент передачи эмиттерного тока  $i$ -го транзистора.

Важной особенностью схемы рисунка 3.12 является возможность реализации ИУ с различными потребительскими свойствами. Так, при выборе условия

$$K_{i13} = 1/\alpha_1 \alpha_2, \quad (3.22)$$

а также за счёт выбора структуры токового зеркала ПТ1 (как видно из соотношения (3.20)) можно получить:

$$Q = \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}}. \quad (3.23)$$

Такой ИУ характеризуется низкой параметрической чувствительностью основных параметров:

$$S_{C_2}^Q = -S_{C_1}^Q = S_{R_1}^Q = \frac{1}{2}, \quad S_{R_3}^Q = \frac{1}{2} \frac{R_3}{R_3 + R_4 + h_{11.1}}, \quad S_{R_4}^Q = \frac{1}{2} \frac{R_4}{R_3 + R_4 + h_{11.1}}, \quad (3.24)$$

$$S_{C_2}^{K_0} = -S_{C_1}^{K_0} = 1, S_{R_3}^{K_0} = 2S_{R_3}^Q, S_{R_4}^{K_0} = 2S_{R_4}^Q. \quad (3.25)$$

Однако при высокой добротности ( $Q \gg 1$ ) это сопровождается уменьшением динамического диапазона схемы.

С другой стороны, как следует из (3.20), при реализации условия  $\tau_1 = \tau_2$  можно получить

$$Q = \frac{1}{2 - \alpha_1 \alpha_2 K_{i13}}. \quad (3.26)$$

Следовательно, за счёт выбора численного значения коэффициента передачи по току  $K_{i13}$  токового зеркала ПТ1 можно реализовать требуемое значение добротности  $Q$  и его коэффициента усиления  $K_0$  (3.21). При этом, как это следует из (3.19), значение частоты квазирезонанса  $f_0$  и её параметрическая чувствительность не изменяются.

На рисунке 3.13 приведена схема ИУ рисунка 3.12 с буферным усилителем БУ на транзисторе Q1 в среде Cadence и корректирующим конденсатором C7 (C3).

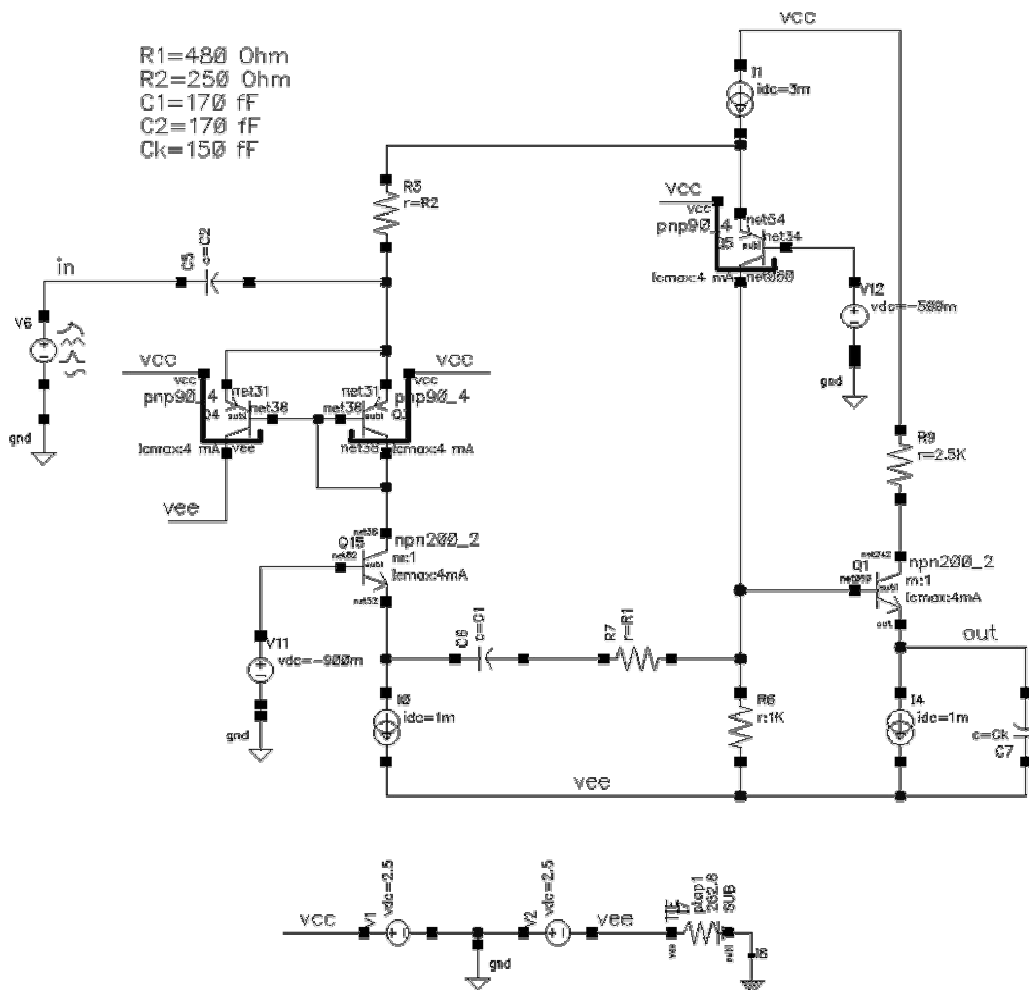
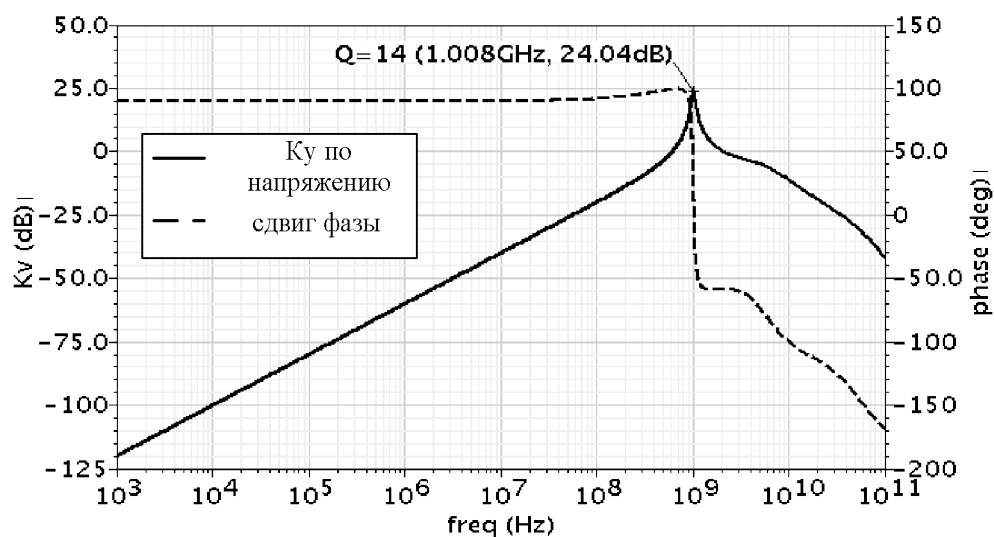
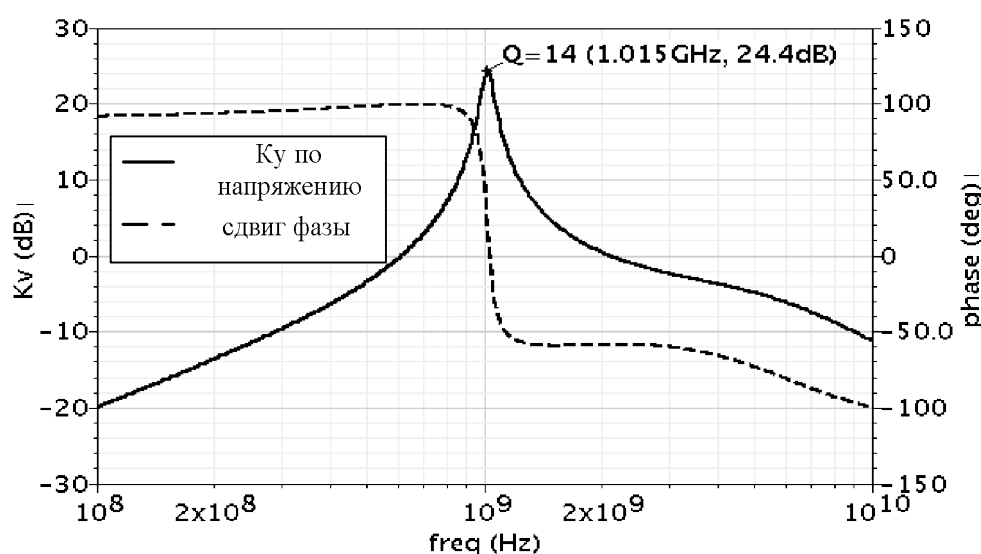


Рис. 3.13. Схема предлагаемого избирательного усилителя в среде компьютерного моделирования Cadence

На рисунке 3.14 показаны логарифмические амплитудно-частотная (ЛАЧХ) и фазо-частотная характеристики ИУ рисунка 3.13 в диапазоне частот от 1 кГц до 100 ГГц, а на рис. 3.15 – в диапазоне частот от 100 МГц до 10 ГГц.



а)



б)

Рис. 3.14. Логарифмические амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики ИУ в диапазоне частот от 1 кГц до 100 ГГц (а) и от 100 МГц до 10 ГГц (б)

На рисунке 3.15 приведена схема ИУ без выходного буферного усилителя БУ.

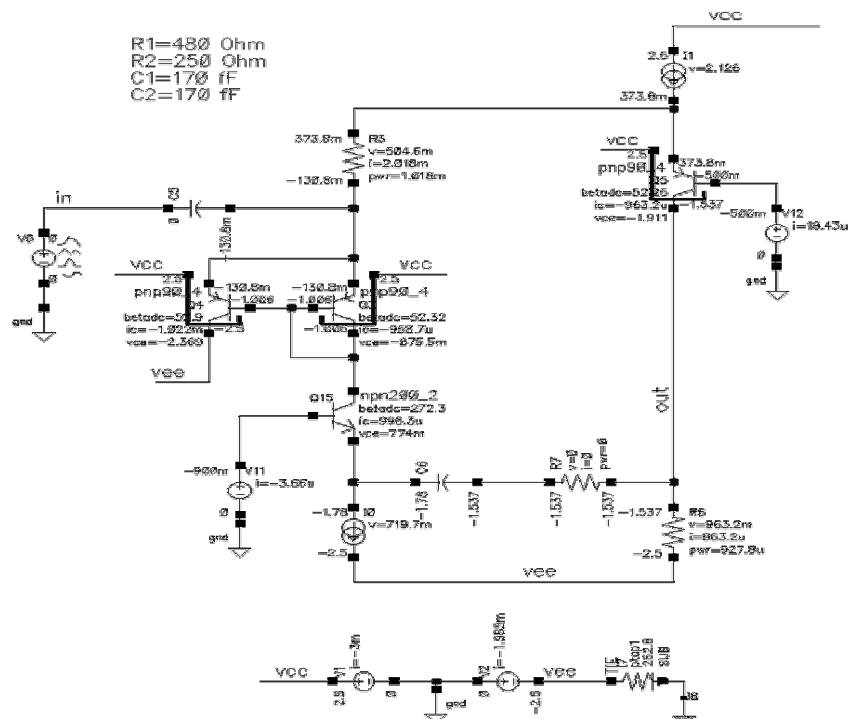


Рис. 3.15. Схема ИУ без выходного буферного усилителя

На рисунке 3.16 показан статический режим ИУ рисунка 3.15.

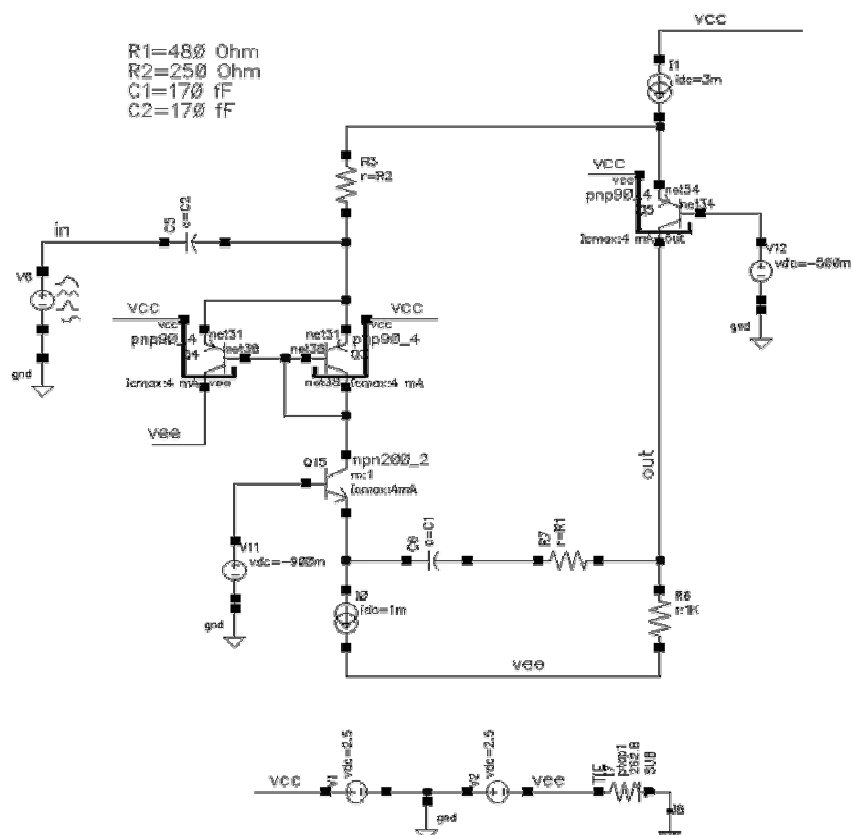


Рис. 3.16. Статический режим ИУ без буферного усилителя

На рисунке 3.17 показаны логарифмические амплитудно-частотная (АЧХ) и фазочастотная (ФЧХ) характеристики ИУ рисунка 3.16, в диапазоне частот от 1 кГц до 100 ГГц.

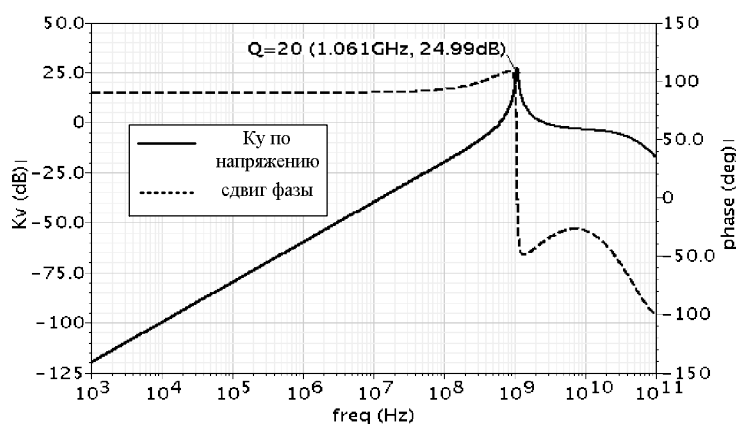


Рис. 3.17. Логарифмические амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики ИУ в диапазоне частот от 1 кГц до 100 ГГц

На рисунке 3.18 приведено сравнение ЛАЧХ ИУ с коррекцией (рис. 3.13) и без коррекции (рис. 3.16) конденсатором С3 (С7) в диапазоне частот от 100 МГц до 100 ГГц.

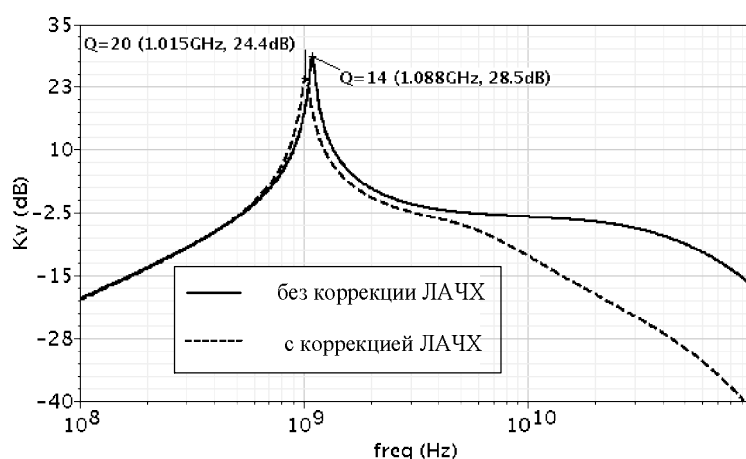


Рис. 3.18. Логарифмические амплитудно-частотные характеристики ИУ с коррекцией и без коррекции ЛАЧХ

Данные теоретические выводы подтверждают графики рисунков 3.14, 3.17, 3.18.

Таким образом, предлагаемое схемотехническое решение характеризуется высокими значениями коэффициента усиления на частоте квазирезонанса  $f_0$  и повышенными величинами добротности  $Q$ , характеризующей его избирательные свойства.

### 3.1.4. Четвёртая базовая структура

Усилители на основе «перегнутых» каскодов имеют ряд модификаций, в т.ч. схема рисунка 3.19, которая отличается широкополосностью и широким диапазоном изменения выходного сигнала. В этой связи целесообразно рассмотреть практические аспекты её использования в избирательных усилителях ВЧ- и СВЧ-диапазона.

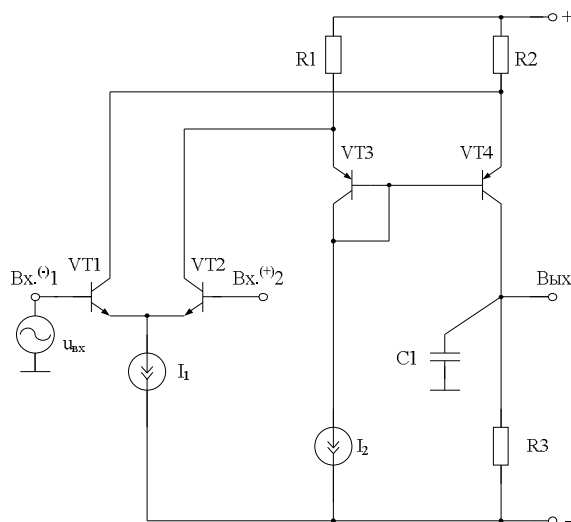


Рис. 3.19. Схема классического усилителя на основе несимметричного «перегнутого» каскода

На рисунке 3.20 представлена схема предлагаемого ИУ на базе усилителя рисунка 3.19 [42].

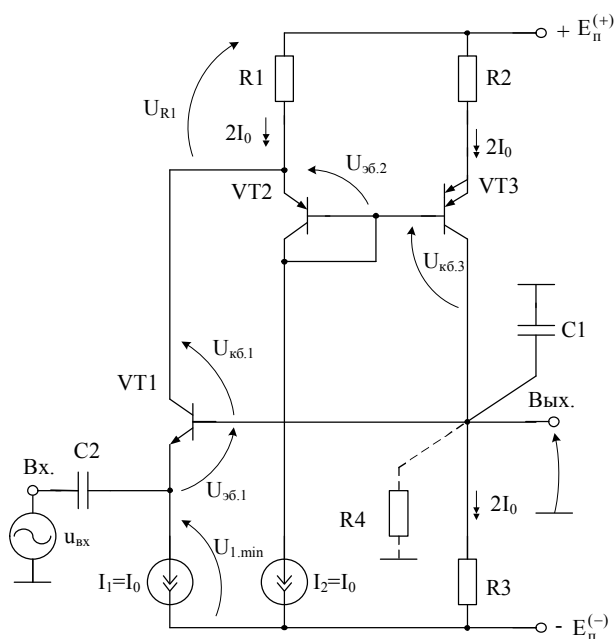


Рис. 3.20. Схема предлагаемого избирательного усилителя [42]

Источник сигнала  $u_{\text{вх}}$  через разделительный конденсатор  $C_2$ , выполняющий совместно с входным сопротивлением транзистора  $VT_1$  функцию дифференцирующей цепи, изменяет эмиттерный ток входного транзистора  $VT_1$ , что приводит к изменению его коллекторного тока и входного тока токового зеркала, образованного транзисторами  $VT_2$  и  $VT_3$ . Именно по этой причине масштабное преобразование этого тока в выходной (коллекторный) ток транзистора  $VT_3$  в силу интегрирующих свойств нагрузки ИУ, образованной параллельным подключением конденсатора  $C_1$  и резисторов  $R_3$  и  $R_4$ , обеспечивает реализацию на выходе ИУ (Вых.) частотных характеристик полосно-пропускающего типа (АЧХ и ФЧХ). Зависимость этого тока от тока эмиттера транзистора  $VT_1$  обеспечивает независимость частоты квазирезонанса ИУ ( $f_0$ ) от коэффициента передачи по току указанного токового зеркала. Передача выходного напряжения ИУ в базовую цепь входного транзистора  $VT_1$  в силу ёмкостного характера его эмиттерной цепи, образованной конденсатором  $C_2$  и токостабилизирующим двухполюсником  $I_1$ , приводит к дифференциальному изменению его коллекторного тока, который является входным током токового зеркала на транзисторах  $VT_2$  и  $VT_3$ . Таким образом, идентичность преобразования входного ( $u_{\text{вх}}$ ) и выходного напряжений ИУ в ток эмиттера транзистора  $VT_3$  создаёт контур обратной связи, который в области низких частот ( $f \ll f_0$ ) и в области верхних частот ( $f \gg f_0$ ) ИУ является реактивным. На частоте квазирезонанса  $f_0$  эта обратная связь в силу полосно-пропускающей характеристики ИУ является вещественной и направлена на увеличение его добротности  $Q$  и коэффициента усиления  $K_0$  без изменения частоты квазирезонанса  $f_0$ . В силу указанных свойств введённого контура обратной связи, его глубина, зависящая от коэффициента передачи по току каскада на транзисторах  $VT_2$  и  $VT_3$ , определяет основные параметры ИУ –  $Q$  и  $K_0$ .

Покажем аналитически, что более высокие значения  $Q$  и  $K_0$  в диапазоне высоких частот реализуются в схеме рисунка 3.20.

Действительно, в результате анализа можно найти, что комплексный коэффициент передачи по напряжению ИУ рисунка 3.20 определяется по формуле:

$$K_y(jf) = K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (3.27)$$

где

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_1\tau_2}} - \text{частота квазирезонанса}, \quad (3.28)$$

$$\tau_1 = C_2 h_{11.1};$$

$$\tau_2 = C_1 \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}$$



$$Q \approx \left[ \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2} \left( 1 - \frac{R_3 R_4 K_i \alpha_i}{(R_3 + R_4) \cdot h_{11.1}} \right)} + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \right]^{-1} - \text{добротность АЧХ}; \quad (3.29)$$

$$K_0 \approx -Q \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2} \frac{R_3 R_4 K_i \alpha_i}{(R_3 + R_4) \cdot h_{11.1}}} - \text{коэффициент усиления ИУ на частоте } f_0, \quad (3.30)$$

где  $\alpha_i$ ,  $h_{11.i}$  – коэффициент передачи эмиттерного тока и дифференциальное входное сопротивление  $i$ -го транзистора с общей базой;  $K_i$  – коэффициент передачи по току каскада на транзисторах VT2 и VT3.

Приведённые соотношения справедливы при выполнении неравенств  $R_1 \gg h_{11.2}$ ,  $R_2 \gg h_{11.3}$ .

Таким образом, численное значение  $K_i$  при любом соотношении постоянных времени  $\tau_1$  и  $\tau_2$  позволяет реализовать необходимые значения  $Q$  (3.29) и  $K_0$  (3.30) при постоянном (неизменном) значении частоты квазирезонанса (3.20).

Отличительной особенностью настоящей схемы является возможность настройки частоты квазирезонанса  $f_0$  режимным током  $I_1$ . Действительно,

$$\tau_1 \approx \frac{\varphi_T}{I_1} C_2, \quad (3.31)$$

где  $\varphi_T = 26$  мВ – температурный потенциал.

Поэтому, как следует из (3.28), изменение  $I_1$  позволяет установить требуемое значение  $f_0$ . Что касается  $Q$  и  $K_0$ , то в этом случае сопротивление резистора  $R_4$  обеспечивает дополнительную параметрическую степень свободы для этих параметров. Аналогичные функции выполняют и сопротивления  $R_1$  и  $R_2$ , действие которых направлено на изменение коэффициента передачи по току каскада на транзисторах VT2 и VT3:

$$K_i \approx \frac{R_1}{R_2}. \quad (3.32)$$

Если, например,  $K_i=3$ , то для обеспечения симметрии число параллельно включённых транзисторов VT3 должно быть равно 3.

Таким образом, совокупность указанных выше свойств принципиальной схемы ИУ рисунка 3.20 обеспечивает реализацию высокой добротности (3.29) и коэффициента усиления (3.30) в области высоких частот без изменения  $f_0$  и её стабильности, которая согласно (3.28) определяется в основном пассивными элементами.

Введение новых элементов и связей между ними в соответствии с рисунком 3.20 обеспечивает расширение диапазона изменения выходного напряжения ИУ  $U_{\text{вых}}$  как минимум на  $U_{36.2}=0,6 \div 0,7$ В. При малых напряжениях питания  $E_{\text{п}}^{(+)}$ ,  $E_{\text{п}}^{(-)}$  это весьма существенное достоинство схемы рисунка 3.20.

Для уменьшения режимной зависимости частоты квазирезонанса можно использовать модификацию схемы, показанную на рисунке 3.21.

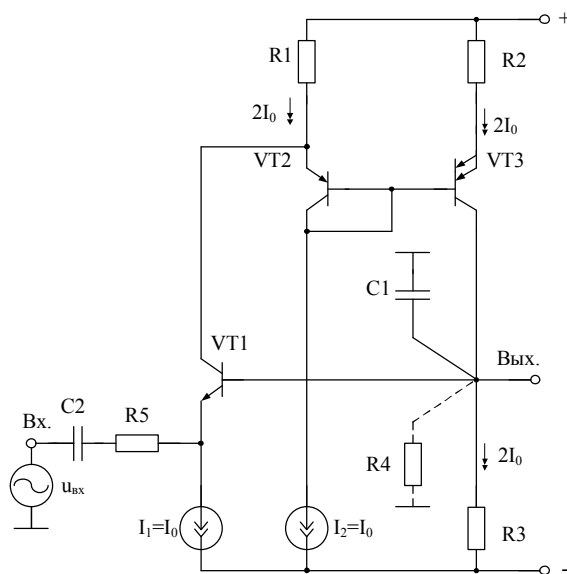


Рис. 3.21. Схема ИУ с повышенной стабильностью статического режима

Здесь:

$$\tau_1 = C_2(R_5 + h_{11.1}). \quad (3.33)$$

Поэтому, как это следует из (3.28), частота квазирезонанса  $f_0$  при выполнении условия  $R_5 \gg h_{11.1}$  будет определяться только пассивными RC-элементами. В этом случае возможно выполнение параметрического условия  $\tau_1 = \tau_2$ , обеспечивающего максимизацию динамического диапазона ИУ. При этом для  $K_i=3$ :

$$f_0 = \frac{1/2\pi}{\sqrt{C_2 C_1 R_5 R_{\pi}}}, \quad (3.34)$$

$$Q = \frac{1}{2 - 3\alpha_1 R_{\pi}/R_5}, \quad (3.35)$$

$$K_0 = Q \frac{3\alpha_1 R_{\pi}}{R_5}, \quad (3.36)$$

где

$$R_{\pi} = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}.$$

Таким образом,  $f_0$ ,  $Q$ ,  $K_0$  практически не зависят от малосигнальных параметров транзисторов.

Схема ИУ (рис. 3.21), которая позволяет обеспечить необходимые условия по стабильности статического режима ИУ, при этом численные значения дополнительного резистора  $R_4$  лежат в пределах сотен Ом.

На рисунке 3.22 приведена схема предлагаемого ИУ рисунка 3.21 в среде PSpice на моделях интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар».

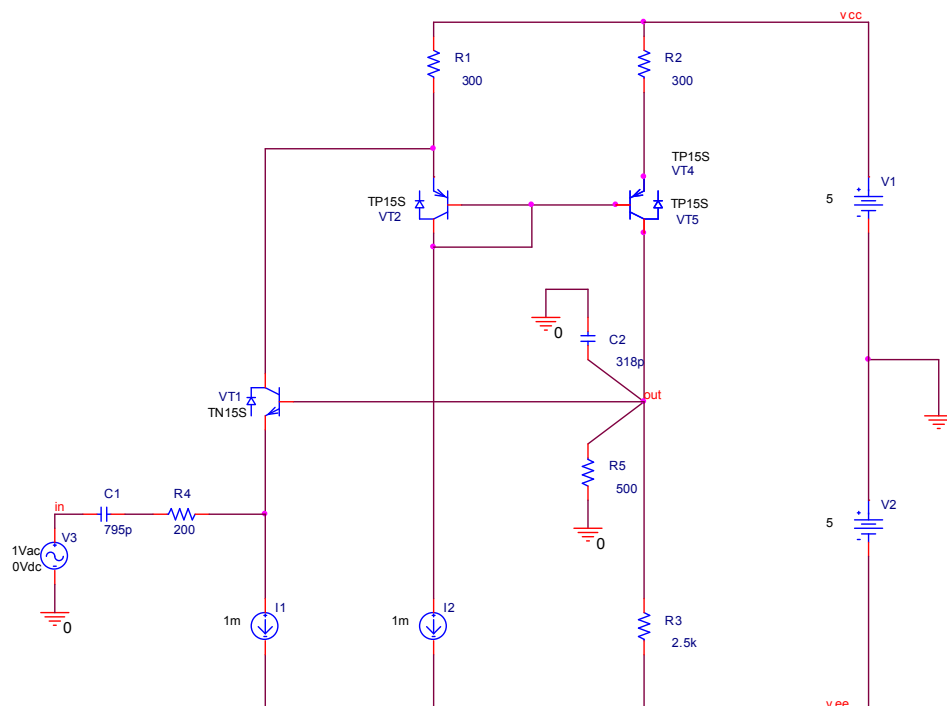


Рис. 3.22. Схема предлагаемого ИУ в среде компьютерного моделирования PSpice

Данные теоретические выводы подтверждают графики рисунков 3.23, 3.24.

На рисунке 3.23 показана логарифмическая амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению схемы рисунка 3.22 в крупном, а на рисунке 3.24 – в более мелком масштабах.

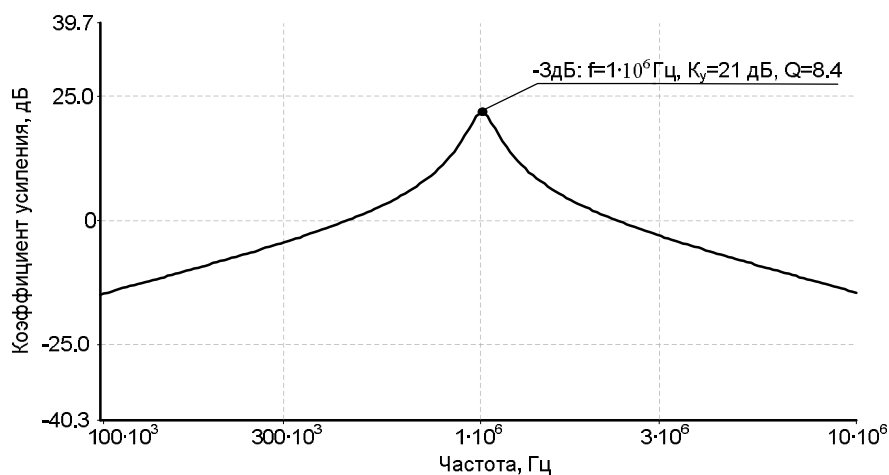


Рис. 3.23. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика усиления по напряжению схемы рисунка 3.22 в крупном масштабе

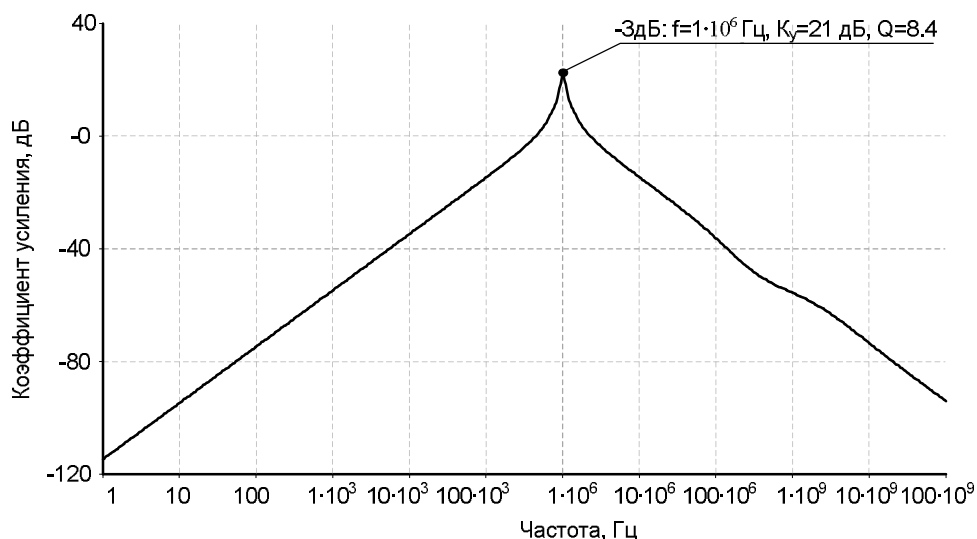


Рис. 3.24. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика усиления по напряжению схемы рис. 3.22 в уменьшенном масштабе

Таким образом, предлагаемое схемотехническое решение характеризуется более высокими значениями коэффициента усиления  $K_0$  на частоте квазирезонанса  $f_0$  и повышенными величинами добротности  $Q$ , характеризующей его избирательные свойства.

### 3.1.5. Пятая базовая структура

Практический интерес представляет исследование возможностей использования другой классической схемы активного усилительного элемента рисунка 3.25 в структурах RC-фильтров ВЧ- и СВЧ-диапазонов.

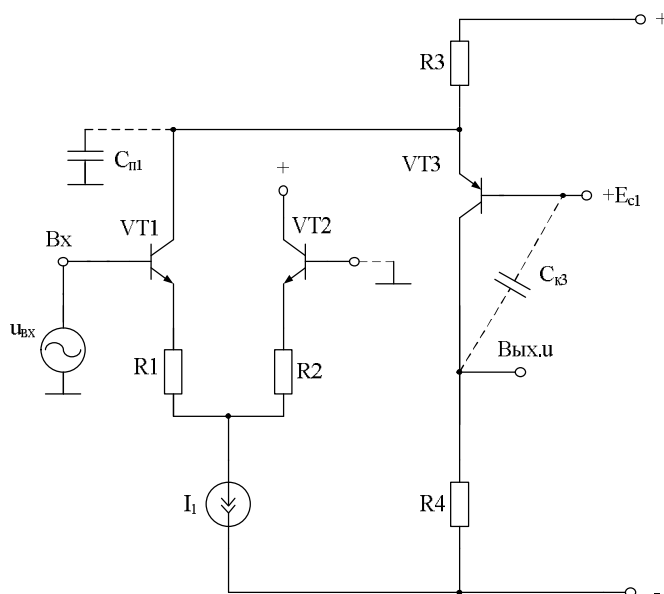


Рис. 3.25. Схема классического усилительного элемента

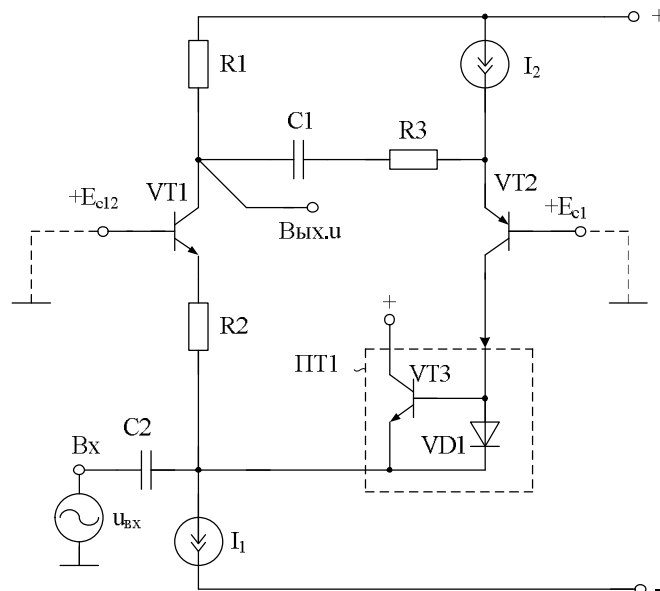


Рис. 3.26. Схема предлагаемого ИУ [43]

Источник входного сигнала  $u_{\text{вх}}$  в силу дифференцирующего характера входной цепи, образованной конденсатором  $C2$  и резистором  $R2$ , увеличивает пропорционально частоте входного сигнала  $f$  ток эмиттера транзистора  $VT1$ . Масштабное преобразование этого тока в его коллекторную цепь и интегрирующий характер этой цепи обеспечивает реализацию требуемого вида АЧХ и ФЧХ ИУ. Взаимодействие разделительного конденсатора  $C1$  и дополнительного резистора  $R3$  с выходной цепью ИУ и эмиттером транзистора  $VT2$  обеспечивает формирование контура обратной связи, причём в области нижних частот ( $f \ll f_0$ ) эта связь (в силу влияния разделительного конденсатора) оказывается реактивной. Масштабное преобразование эмиттерного тока транзистора  $VT2$  через его коллекторную цепь и токовое зеркало  $ПТ1$  изменяет через интегрирующую цепь, образованную конденсатором  $C2$  и резистором  $R2$ , эмиттерный ток транзистора  $VT1$ . Таким образом, этот ток зависит не только от входного сигнала, но и от масштабно-преобразованной доли выходного напряжения в соответствии с дифференцирующим действием цепи контура обратной связи. Именно поэтому возвратное отношение контура обратной связи только масштабно отличается от характеристики ИУ. Эта особенность приводит к вещественности обратной связи только на частоте квазирезонанса  $f_0$  и, следовательно, к её независимости от глубины обратной связи. Таким образом, действие данного контура распространяется только на значение добротности

сти  $Q$  и коэффициента усиления  $K_0$  ИУ. При этом масштабные коэффициенты преобразования тока в транзисторе VT2 и токовом зеркале ПТ1 непосредственно влияют на их численные значения.

Комплексный коэффициент передачи по напряжению  $K_y(jf)$  избирательного усилителя рисунка 3.26 определяется соотношением, которое можно получить с помощью методов анализа электронных схем:

$$K_y(jf) = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = -K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (3.37)$$

где  $f$  – частота сигнала;  $Q$  – добротность АЧХ избирательного усилителя;  $K_0$  – коэффициент усиления ИУ на частоте квазирезонанса  $f_0$ ;  $f_0$  – частота квазирезонанса;

$$\begin{aligned} f_0 &= \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_1 \cdot \tau_2}}, \\ \tau_1 &= C_1(R_1 + R_3 + h_{11.2}), \\ \tau_2 &= C_2(R_2 + h_{11.1}), \end{aligned} \quad (3.38)$$

$$Q = \left[ \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} (1 - \alpha_1 \alpha_2 K_i) \right]^{-1}, \quad (3.39)$$

$$K_0 = \alpha_1 Q \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}}, \quad (3.40)$$

где  $\alpha_i$  – коэффициент передачи эмиттерного тока  $i$ -го транзистора;  $K_i$  – коэффициент передачи по току токового зеркала ПТ1 со входа к его общему эмиттерному выходу.

Таким образом, необходимое значение добротности  $Q$  (3.39) и коэффициента усиления  $K_0$  схемы (3.40) может реализоваться через численное значение  $K_i$  и, следовательно, зависит от структуры токового зеркала. В частности, как показано на рисунке 3.26, при  $K_i=2$  в схеме возможна реализация параметрического условия  $\tau_1 = \tau_2$ , обеспечивающего увеличенный (максимальный) динамический диапазон обрабатываемых сигналов. Тогда добротность

$$Q \approx \frac{1}{2(1 - \alpha_1 \alpha_2)}. \quad (3.41)$$

Для реальных технологий с учётом свойств n-p-n и p-n-p транзисторов

$$Q \approx \beta_2 / 2, \quad (3.42)$$

где  $\beta_2 = \alpha_2 / (1 - \alpha_2)$  – коэффициент усиления по току базы транзистора VT2.

Таким образом, используя регулируемую зависимость  $h_{11,2}$  от тока  $I_2$ , можно осуществлять подстройку или первоначальную настройку схемы посредством низкочастотной цепи токостабилизирующего двухполюсника  $I_2$ .

На рисунке 3.27 приведена схема предлагаемого ИУ рисунка 3.26 в среде Cadence на моделях SiGe транзисторов.

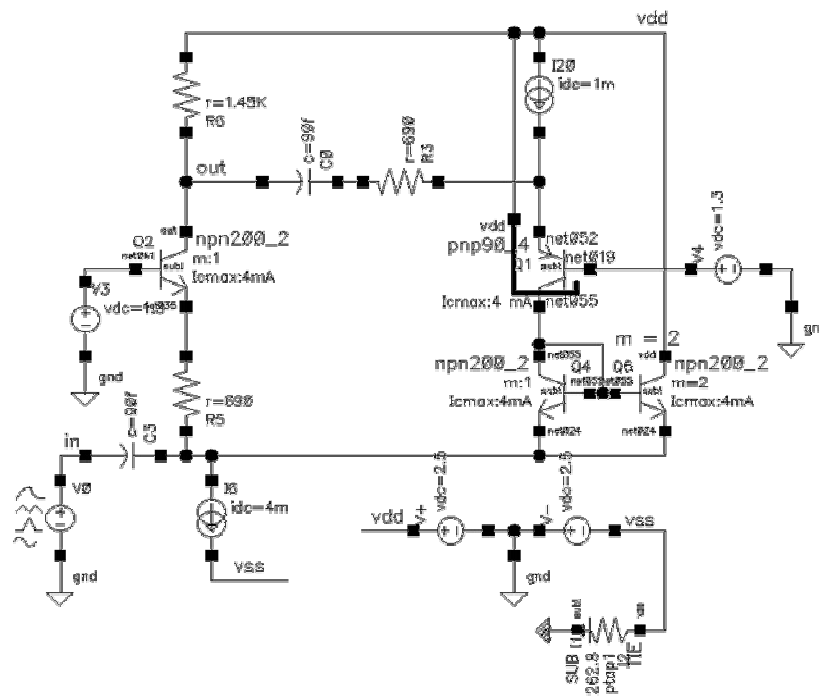


Рис. 3.27. Схема предлагаемого ИУ в среде Cadence

На рисунке 3.28 показаны логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики ИУ рисунка 3.27 (укрупнённый масштаб), а на рисунке 3.29 – логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики ИУ рисунка 3.27 в более мелком масштабе.

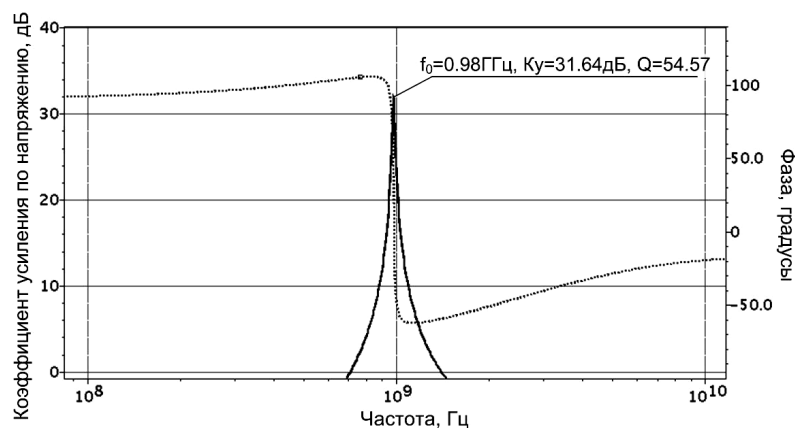


Рис. 3.28. Логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики ИУ (укрупнённый масштаб)

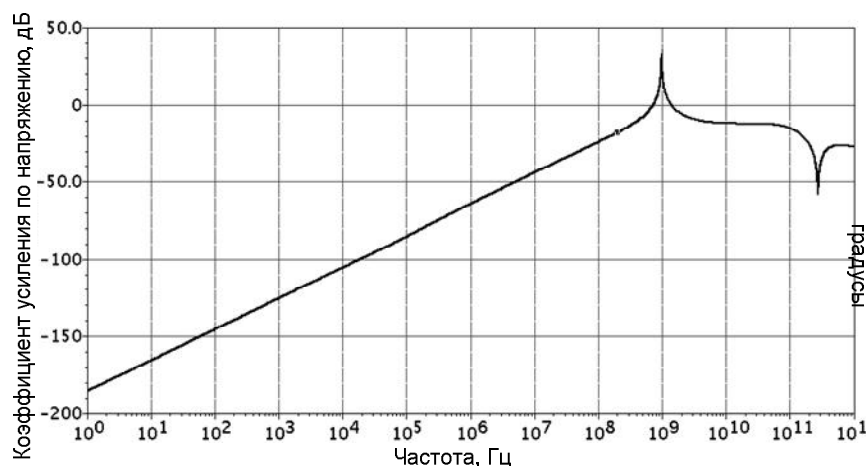


Рис. 3.29. Логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики ИУ в более мелком масштабе

Таким образом, предлагаемое схемотехническое решение обеспечивает высокие значения коэффициента усиления  $K_0$  на частоте квазирезонанса  $f_0$  и повышенные величины добротности  $Q$ , характеризующей его избирательные свойства.

### 3.2. Rail-to-rail усилительные каскады на основе трёх токовых зеркал в ИУ с низковольтным питанием

Архитектура многих модификаций современных операционных усилителей включает транзисторный усилитель тока рисунка 3.30, который может использоваться в качестве активного элемента ВЧ- и СВЧ-ИУ.

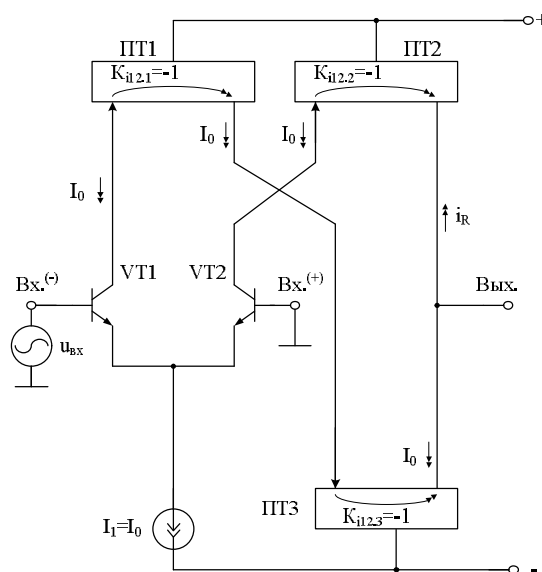


Рис. 3.30. Схема классического усилителя тока с rail-to-rail выходом



На рисунке 3.31 представлена схема предлагаемого усилителя, в котором используется активный элемент рисунка 3.30 [44]. Решаемая здесь задача – повышение добротности АЧХ усилителя и его коэффициента усиления по напряжению на частоте квазирезонанса  $f_0$  при высокой стабильности данных параметров и расширенном диапазоне изменения выходного напряжения.

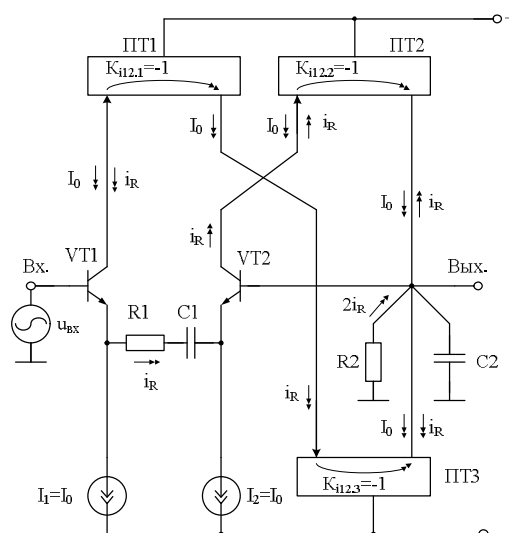


Рис. 3.31. Схема предлагаемого избирательного усилителя [44]

В схеме на рисунке 3.31 коэффициент передачи по току  $K_i$  токовых зеркал ПТ1 и ПТ2 идентичны и имеют одинаковые значения в диапазоне  $K_i=1\div 2$ , а коэффициент передачи по току токового зеркала ПТ3 всегда близок к единице.

В качестве токовых зеркал ПТ1, ПТ2, ПТ3 может применяться широкий спектр классических решений, описанных в технической литературе.

Комплексный коэффициент передачи по напряжению  $K_y(jf)$  избирательного усилителя рисунка 3.31 определяется соотношением, которое можно получить с помощью методов анализа электронных схем:

$$K_y(jf) = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = -K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (3.43)$$

где  $f$  – частота сигнала;  $Q$  – добротность АЧХ избирательного усилителя;  $K_0$  – коэффициент усиления ИУ на частоте квазирезонанса  $f_0$ ;  $f_0$  – частота квазирезонанса.

Причём

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_1\tau_2}}, \quad (3.44)$$

$$\tau_1 = C_1(R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}), \quad (3.45)$$

$$\tau_2 = R_2C_2, \quad (3.46)$$

$$K_0 \approx Q \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \frac{R_2 K_{i\Sigma}}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}}, \quad (3.47)$$

$$Q_0 = \frac{1}{\sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \left[ 1 - \frac{R_2 K_{i\Sigma}}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}} \right] + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}}}, \quad (3.48)$$

где  $C_1, C_2$  – ёмкость конденсаторов  $C1$  и  $C2$ ;  $h_{11.i} \approx \frac{\varphi_T}{I_{\varphi}}$  – входное сопротивление  $i$ -го транзистора в схеме с общей базой;  $\varphi_T \approx 25$  мВ – температурный потенциал;  $I_{\varphi i}$  – статический ток эмиттера  $i$ -го транзистора;  $\alpha_i < 1$  – коэффициент усиления по току эмиттера  $i$ -го транзистора.

$$K_{i\Sigma} = \alpha_1 K_{i12.1} \cdot K_{i12.3} + \alpha_2 K_{i12.2}. \quad (3.49)$$

Если выбрать  $\tau_1 = \tau_2$ ,  $R_2 = R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}$ , то уравнения для  $Q$  (3.48) и  $K_0$  (3.47) существенно упрощаются:

$$Q \approx \frac{1}{2 - K_{i\Sigma}}, \quad (3.50)$$

$$K_0 \approx \frac{K_{i\Sigma}}{2 - K_{i\Sigma}} = K_{i\Sigma} Q. \quad (3.51)$$

Это позволяет за счёт целенаправленного выбора параметров элементов, входящих в формулу (3.49), получить заданные значения  $Q$  (3.50) и  $K_0$  (3.51).

Данные теоретические выводы подтверждают графики рисунков 3.33–3.35.

На рисунке 3.32 приведена схема предлагаемого ИУ в среде Cadence на моделях SiGe транзисторов.

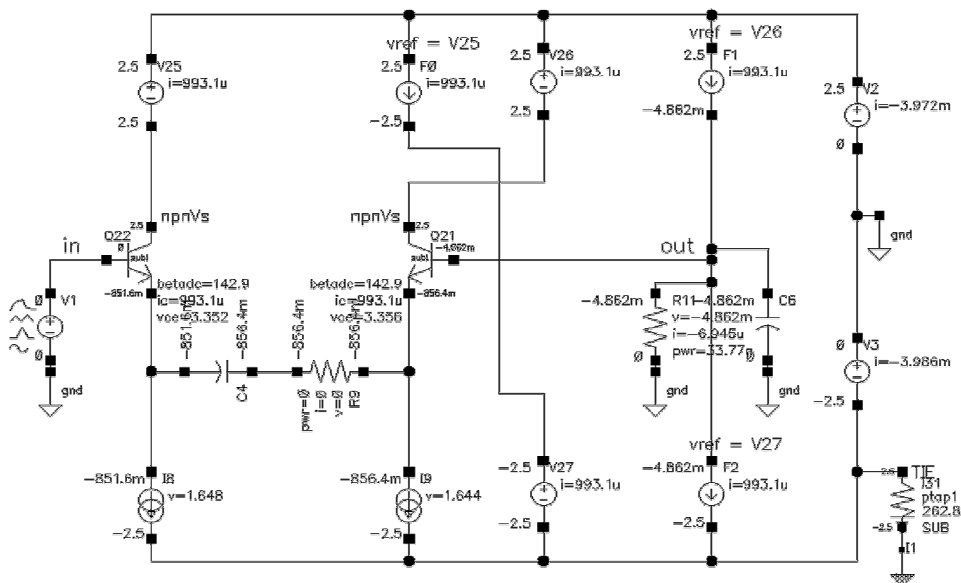


Рис. 3.32. Схема предлагаемого усилителя в среде Cadence

На рисунке 3.33 показана зависимость коэффициента передачи по напряжению от частоты ИУ рисунка 3.32 при ёмкостях конденсатора  $C_1$  ( $C_2$ )  $C_1=C_2=C=200\text{fF}$  и  $R_1=R_2=R=700\text{ Ом}$ , а на совмещённом рисунке 3.34 – частотная зависимость коэффициента усиления и фазовый сдвиг ИУ рисунка 3.32.

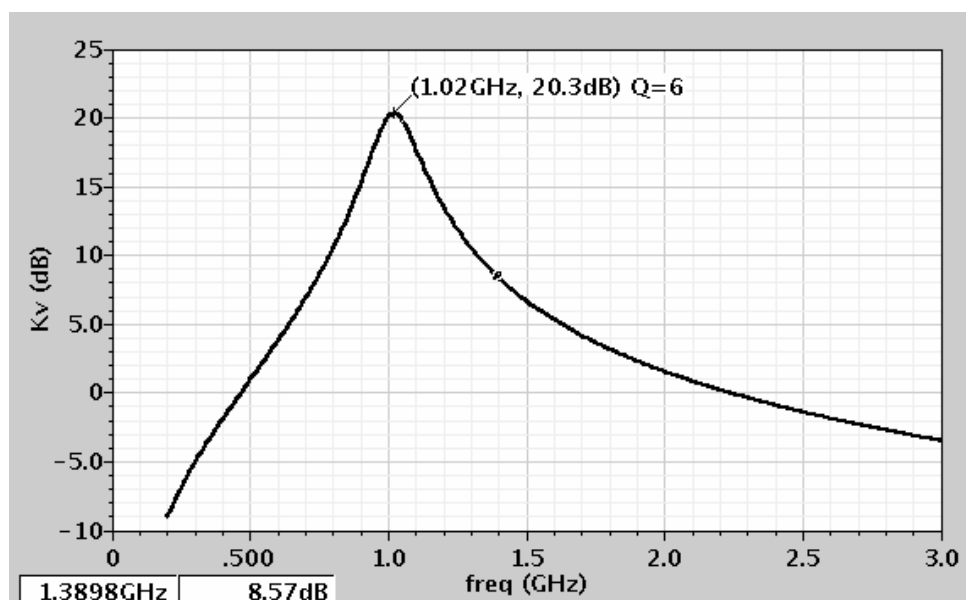


Рис. 3.33. Частотная зависимость коэффициента передачи по напряжению ИУ

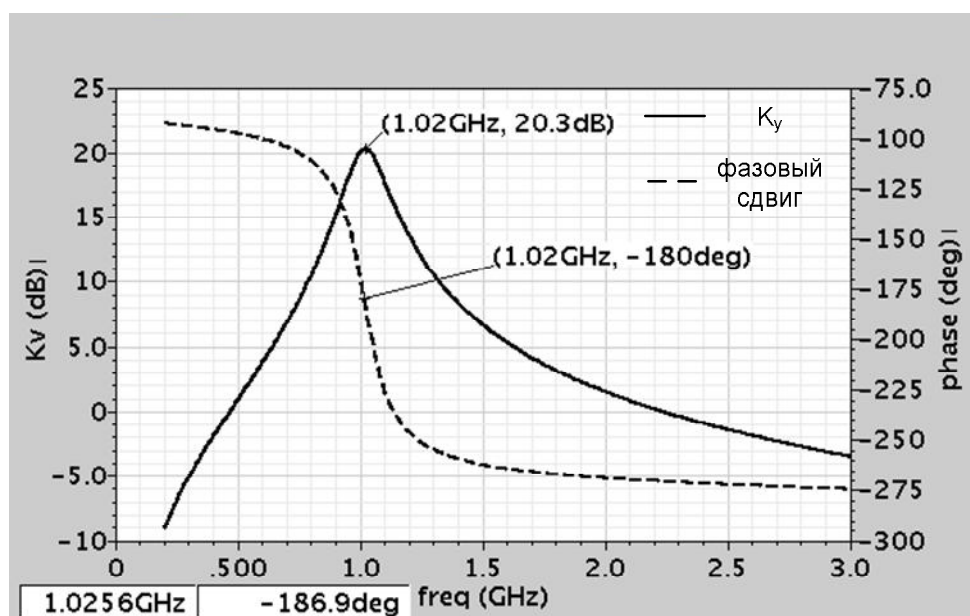


Рис. 3.34. Частотная зависимость коэффициента усиления и фазовый сдвиг ИУ

На рисунке 3.35 представлена зависимость коэффициента передачи по напряжению и фазового сдвига ИУ рисунка 3.32 от частоты при других параметрах элементов схемы рисунка 3.32 ( $C=600\text{fF}$ ,  $R=220\text{ Ом}$ ).

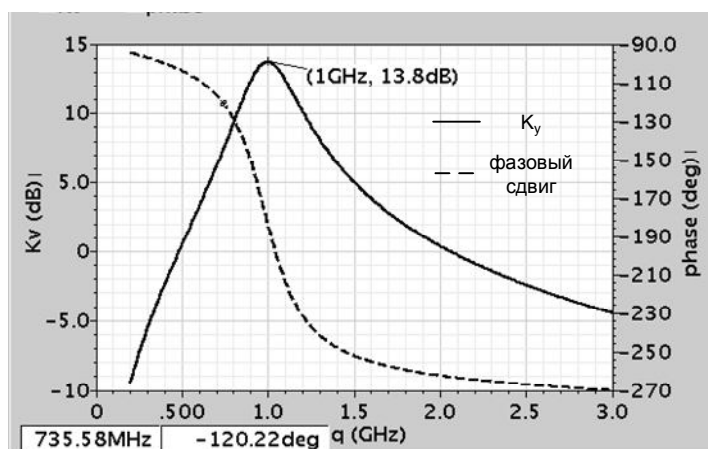


Рис. 3.35. Частотная зависимость коэффициента усиления и фазовый сдвиг ИУ при других параметрах элементов схемы

Таким образом, предлагаемое схемотехническое решение ИУ характеризуется высокими значениями коэффициента усиления на частоте квазирезонанса  $f_0$ , повышенными величинами добротности  $Q$  и низкой чувствительностью  $f_0$ ,  $Q$ ,  $K_0$  к нестабильности элементов.

### 3.3. Симметричные по входу ИУ с rail-to-rail выходом

Усилитель тока с rail-to-rail выходом (рис. 3.36) является одним из наиболее широко применяемых функциональных узлов аналоговой микросхемотехники. В этой связи практический интерес представляет его практическое использование в активных RC-фильтрах ВЧ- и СВЧ-диапазона.

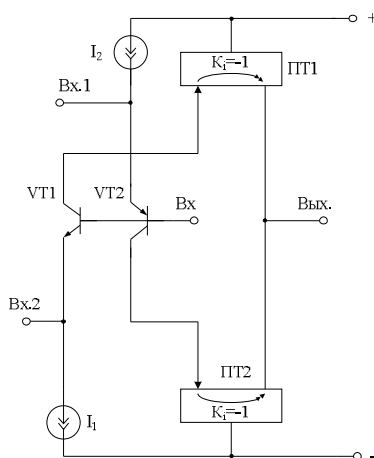


Рис. 3.36. Схема классического усилителя тока с rail-to-rail выходом

На рисунке 3.37 представлена схема предлагаемого усилителя [45]. Решаемая им задача – повышение добротности АЧХ усилителя  $Q$  и его коэффициента усиления по напряжению  $K_0$  на частоте квазирезонанса  $f_0$ .

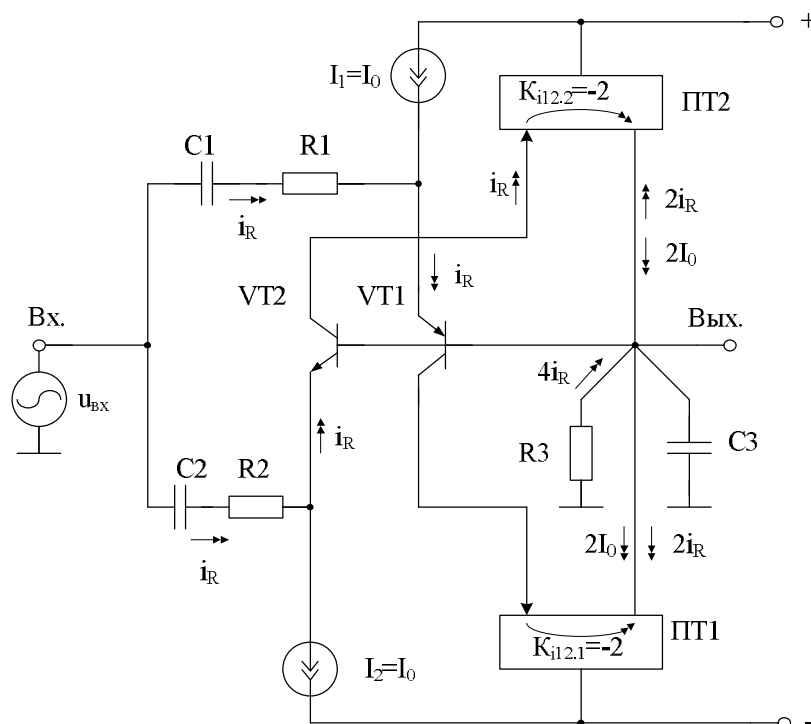


Рис. 3.37. Схема предлагаемого избирательного усилителя [45]

Источник входного сигнала  $u_{BX}$  изменяет токи эмиттеров ( $i_R$ ) входных транзисторов  $VT1$ ,  $VT2$ , причём комплексный характер проводимости эмиттерных цепей, образованных резисторами  $R1$ ,  $R2$  и корректирующими конденсаторами  $C1$ ,  $C2$ , обеспечивает в диапазоне нижних частот ИУ ( $f < f_0$ ) увеличение этого тока с ростом частоты входного сигнала  $f$ . Посредством передачи этих токов через коллекторы упомянутых транзисторов во входные цепи токовых зеркал ПТ1 и ПТ2 осуществляется противофазное изменение тока нагрузки ИУ. Характер комплексной проводимости этой нагрузки, образованной резистором  $R3$  и корректирующим конденсатором  $C3$ , приводит к уменьшению выходного напряжения ИУ в диапазоне верхних частот ( $f > f_0$ ). Взаимосвязь характера изменения тока  $i_R$  от частоты входного сигнала и указанное влияние этого параметра на выходное напряжение ИУ обеспечивают резонансный вид амплитудно-частотной характеристики схемы ИУ рисунка 3.37, которая имеет максимум на частоте квазирезонанса  $f_0$ .

Аналитически можно показать, что в предлагаемой схеме реализуются более высокие значения  $K_0$  и  $Q$  в диапазоне высоких частот.

Действительно, комплексный коэффициент передачи по напряжению предлагаемого ИУ при  $C_1=C_2$ ,  $R_1=R_2$  определяется по формуле:

$$K_y(jf) = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = -K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}} = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}}, \quad (3.52)$$

$$\text{где } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_1\tau_2}} - \text{частота квазирезонанса}; \quad (3.53)$$

$$\tau_1 = C_1(R_1 + h_{11.1}); \quad \tau_2 = C_3R_3,$$

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}}}{1 + \frac{\tau_2}{\tau_1} - \frac{R_3K_{i\Sigma}}{R_{11} + h_{11.2}}} - \text{добротность АЧХ ИУ}, \quad (3.54)$$

$$K_0 = Q \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \frac{R_3K_{i\Sigma}}{R_{11} + h_{11.2}}, \quad (3.55)$$

где  $K_{i\Sigma} = \alpha_1 K_{i12.1} + \alpha_2 K_{i12.2}$ ;  $\alpha_i$  – коэффициент передачи эмиттерного тока  $i$ -го транзистора;  $K_{i12.1}$  и  $K_{i12.2}$  – коэффициенты передачи токовых зеркал ПТ1 и ПТ2;  $h_{11.i}$  – входное сопротивление  $i$ -го транзистора в схеме с общей базой.

При равенстве проводимостей входных цепей ИУ целенаправленный выбор коэффициентов передачи тока  $K_{i12.1}$  и  $K_{i12.2}$  позволяет реализовать практически любое значение добротности АЧХ  $Q$  (3.54) и коэффициента усиления  $K_0$  (3.55) на частоте квазирезонанса  $f_0$  (3.53), численное значение которой не зависит от реализуемой добротности  $Q$ .

Действительно, из (3.54) следует, что при  $\tau_1 = \tau_2$ ,  $R_2=R_3$  для получения заданной добротности  $Q_3$ , например  $Q_3=10$ , необходимо, чтобы параметр схемы

$$K_{i\Sigma} = (2 - Q_3^{-1}) \left( \frac{R_2}{R_3} + \frac{h_{11.1}}{R_3} \right) = \alpha_1 K_{i12.1} + \alpha_2 K_{i12.2}. \quad (3.56)$$

На рисунке 3.38 представлена схема предлагаемого усилителя с подключением ко входу ИУ дополнительных эмиттерных повторителей ЭП1 и ЭП2, кроме этого коэффициенты передачи по току токовых зеркал ПТ1 и ПТ2 лежат в пределах  $1 \div 2$ . В данной схеме сохраняется частота квазирезонанса  $f_0$  (3.53) и добротность (3.54), причём коэффициент усиления ИУ принимает значение

$$K_0 \approx Q \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \frac{R_3(K_{\text{эп2}}K_{i12.2} + K_{\text{эп1}}K_{i12.1})}{R_1 + h_{11.1}}, \quad (3.57)$$

где  $K_{\text{эп1}} \approx 1$ ,  $K_{\text{эп2}} \approx 1$  – коэффициенты передачи по напряжению эмиттерных повторителей ЭП1 и ЭП2.

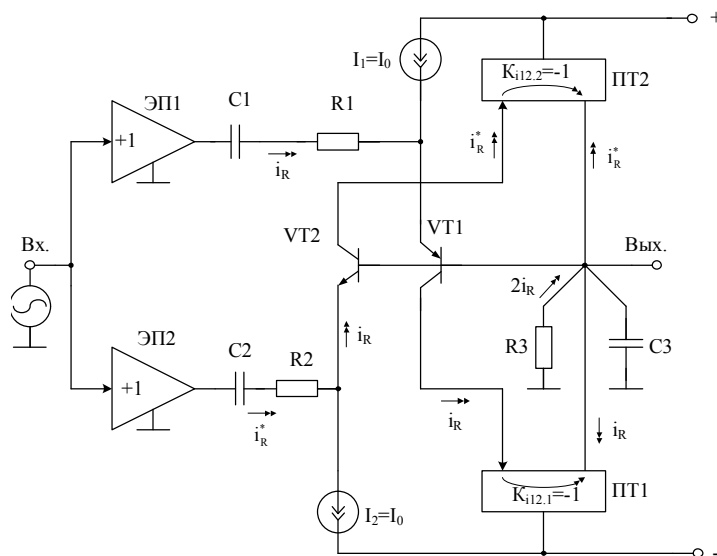


Рис. 3.38. Избирательный усилитель с входными эмиттерными повторителями (ЭП1, ЭП2)

На схеме рисунка 3.39, которая соответствует рисунку 3.38, показан ИУ с конкретным выполнением эмиттерных повторителей. С точки зрения системной интеграции ИУ в РЭА нового поколения в качестве эмиттерных повторителей ЭП1 и ЭП2 целесообразно использовать традиционные схемотехнические решения, реализованные на базе транзисторов VT3, VT4 и источниках тока  $I_3$  и  $I_4$ .

В качестве токовых зеркал ПТ1 и ПТ2 рекомендуется применять классические схемы.

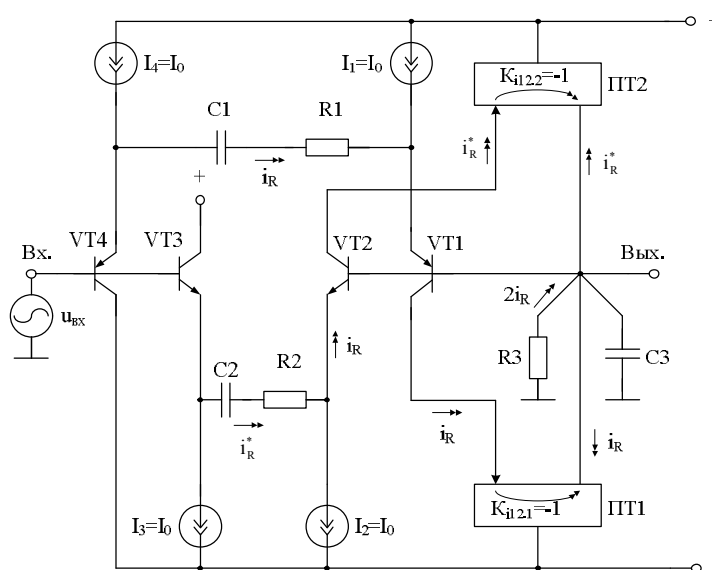


Рис. 3.39. ИУ с конкретным выполнением входных эмиттерных повторителей

Если соблюдаются статические режимные условия, то параметры ИУ определяются следующими соотношениями:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_1\tau_2}}; \quad (3.58)$$

$$\tau_1 = C_1(R_1 + 2h_{11.1});$$

$$\tau_2 = C_3R_3,$$

$$Q \approx \left[ \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \left( 1 - \frac{R_3\alpha(K_{i12.1} + K_{i12.2})}{R_1 + 2h_{11.1}} \right) + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \right]^{-1}, \quad (3.59)$$

$$K_0 \approx Q \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \frac{R_3\alpha(K_{i12.1} + K_{i12.2})}{R_1 + 2h_{11.1}}, \quad (3.60)$$

где  $\alpha_i$ ,  $h_{11.i}$  – статический коэффициент передачи эмиттерного тока  $i$ -го биполярного транзистора и его входное дифференциальное сопротивление в схеме с общей базой.

Таким образом, конкретная схемотехническая реализация токовых зеркал ПТ1 и ПТ2 позволяет реализовать желаемые значения  $Q$  (3.58) и  $K_0$  (3.59) при заданных соотношениях частото задающих резисторов  $R_1=R_2$  и  $R_3$ . Например, в ИУ на базе токовых зеркал (при  $K_{i12.1} = K_{i12.2} = 1$ ) не изменяются условия его системной интеграции в СФ-блоке.

Данные теоретические выводы подтверждают графики рисунков 3.41–3.45.

На рисунке 3.40 приведена схема ИУ рисунка 3.37 в среде Cadence на моделях SiGe интегральных транзисторов.

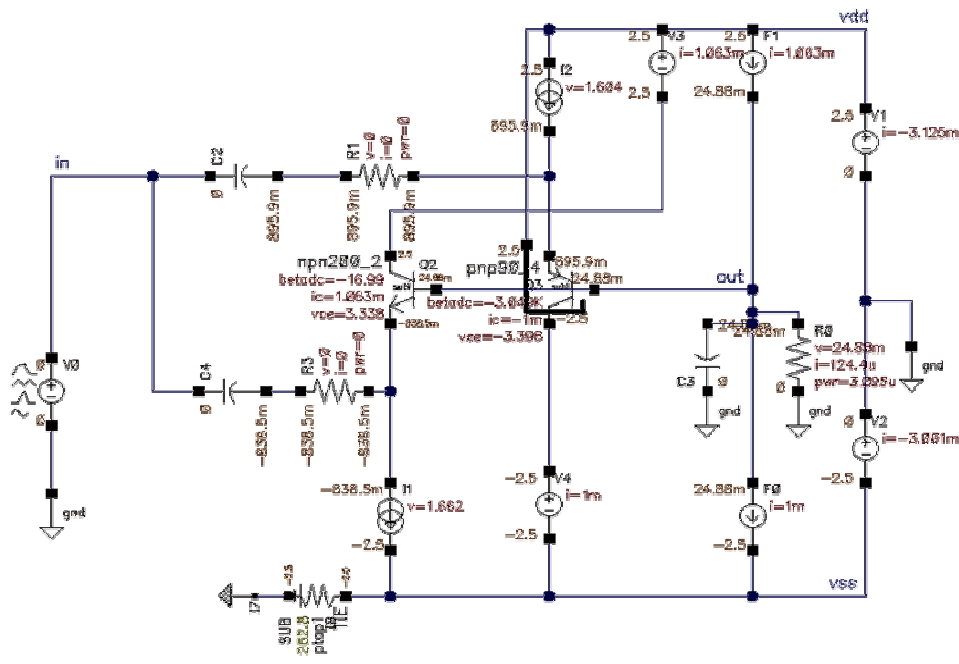


Рис. 3.40. Схема предлагаемого усилителя в среде Cadence



На рисунке 3.41 показана частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению (укрупнённый масштаб), а на рисунке 3.42 – частотные зависимости коэффициента усиления по напряжению и фазового сдвига ИУ (мелкий масштаб).

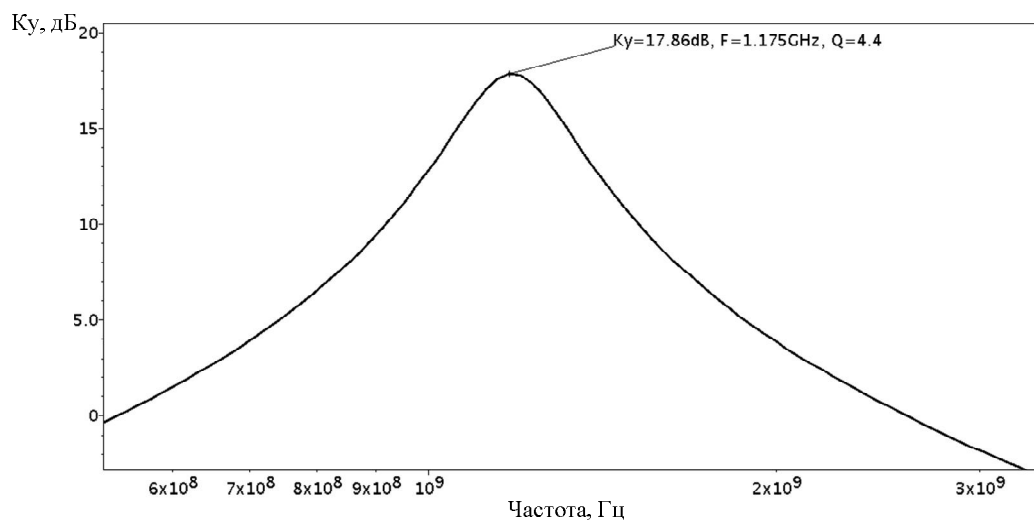


Рис. 3.41. Частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению (укрупнённый масштаб)

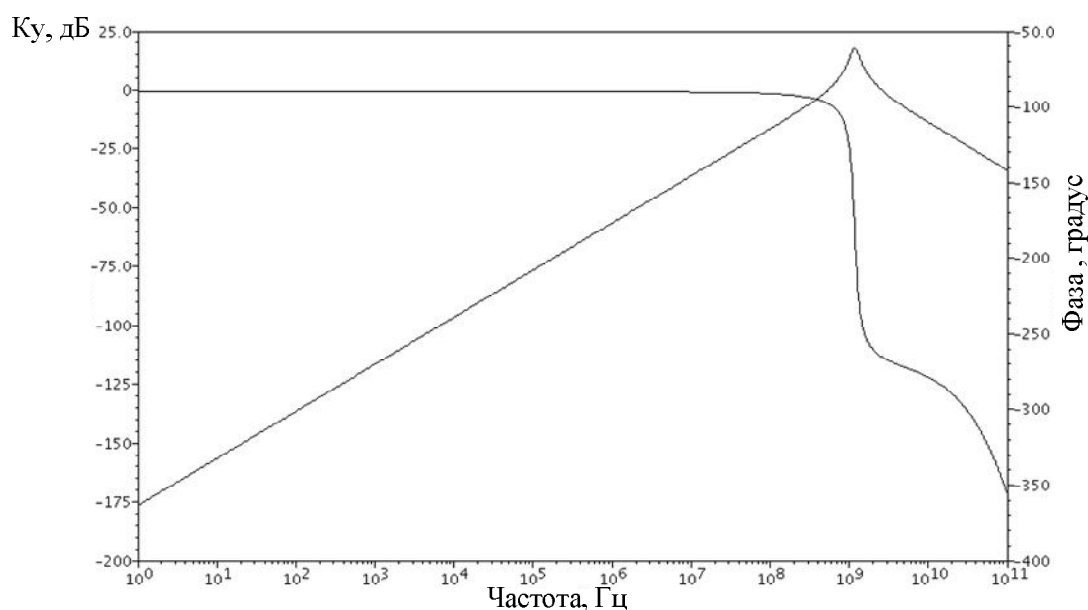


Рис. 3.42. Частотные зависимости коэффициента усиления по напряжению и фазового сдвига ИУ (мелкий масштаб)

На рисунке 3.43 представлена схема ИУ рисунка 3.39 в среде Cadence на моделях SiGe интегральных транзисторов.

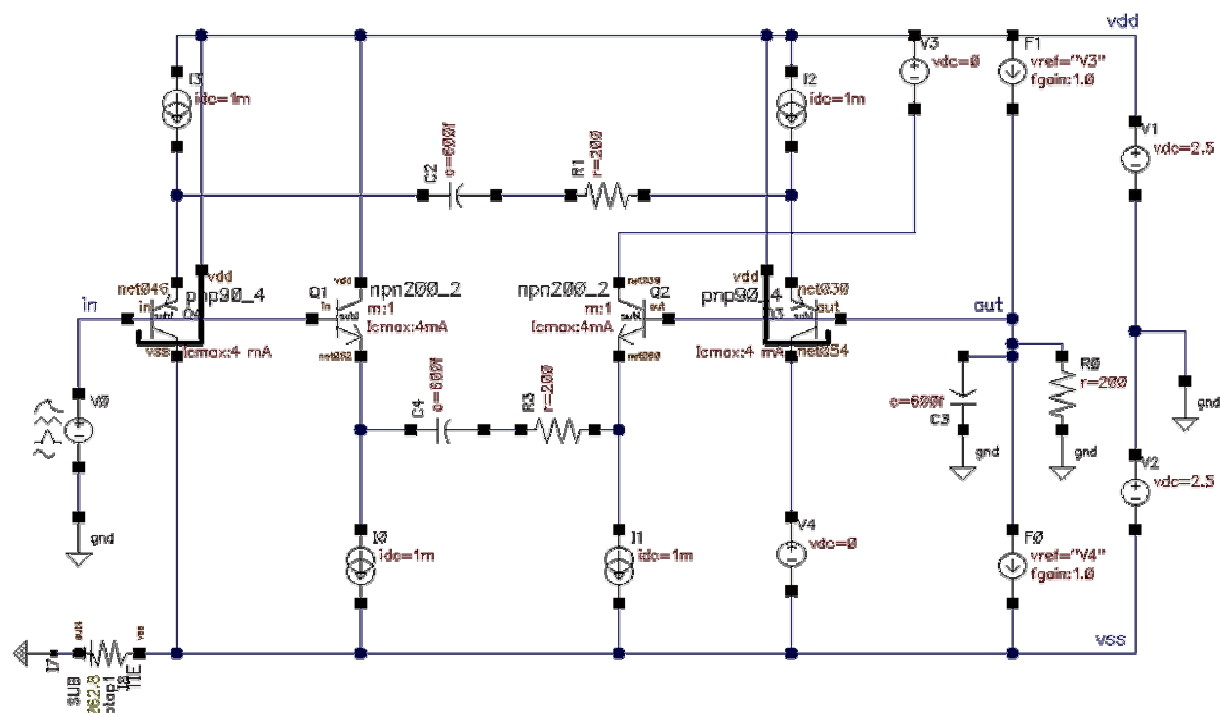


Рис. 3.43. Схема ИУ с входными эмиттерными повторителями в среде Cadence

На графике рисунка 3.44 показана частотная зависимость коэффициентов усиления по напряжению ИУ рисунка 3.43 (укрупнённый масштаб), а на рисунке 3.45 – частотные зависимости коэффициента усиления по напряжению и фазового сдвига ИУ рисунка 3.43 (мелкий масштаб).

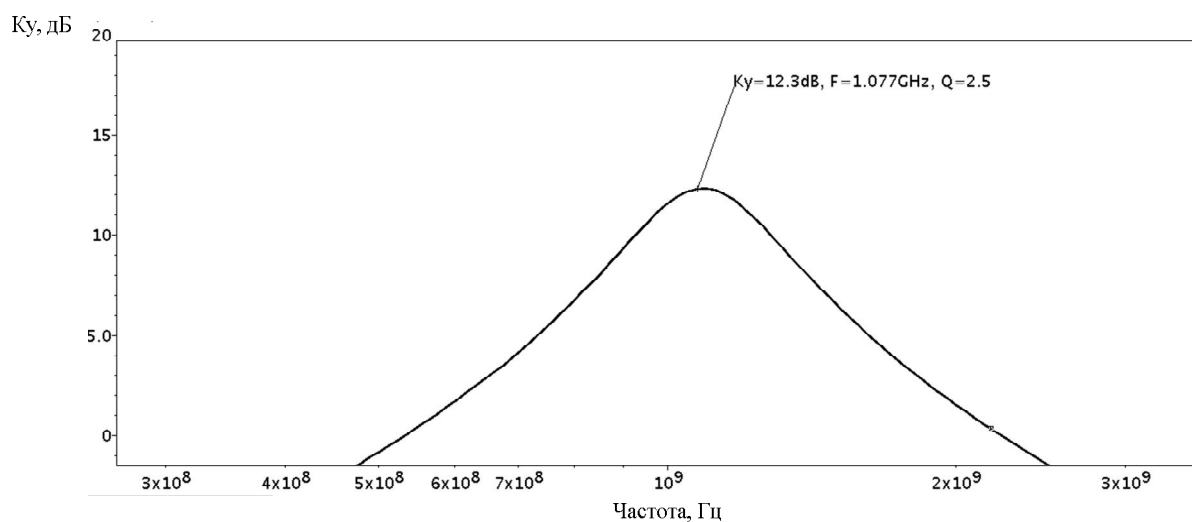


Рис. 3.44. Частотная зависимость коэффициентов усиления по напряжению ИУ (укрупнённый масштаб)

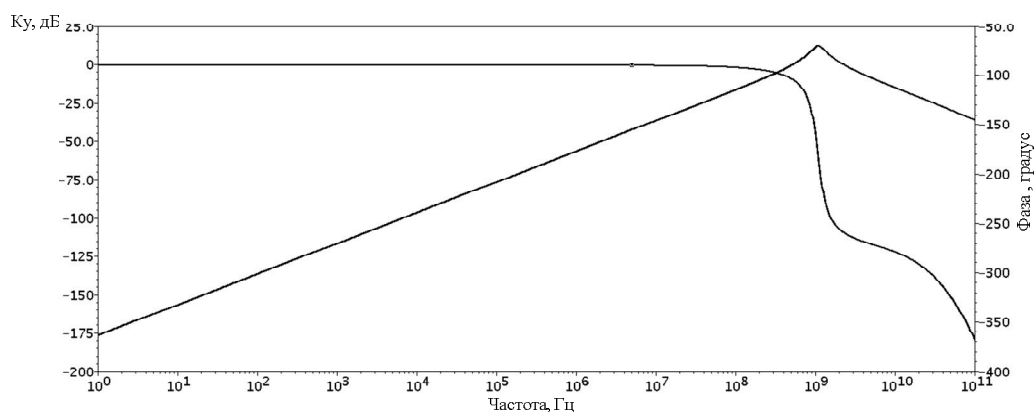


Рис. 3.45. Частотные зависимости коэффициента усиления по напряжению и фазового сдвига ИУ (мелкий масштаб)

Выполненные исследования показывают, что предлагаемое схемотехническое решение характеризуется более высокими значениями коэффициента усиления  $K_0$  на частоте квазирезонанса  $f_0$  и повышенными величинами добротности  $Q$ .

### 3.4. Применение усилителей тока с цепью собственной компенсации ёмкости $S_{кб}$ в активных RC-фильтрах

На рисунке 3.46 представлена схема избирательного усилителя, в котором базовый усилитель тока имеет цепь собственной компенсации ёмкости  $S_{кб}$  выходного транзистора, что расширяет диапазон рабочих частот. Решаемая здесь задача – повышение добротности АЧХ ИУ и его коэффициента усиления по напряжению ( $K_0$ ) на частоте квазирезонанса  $f_0$ .

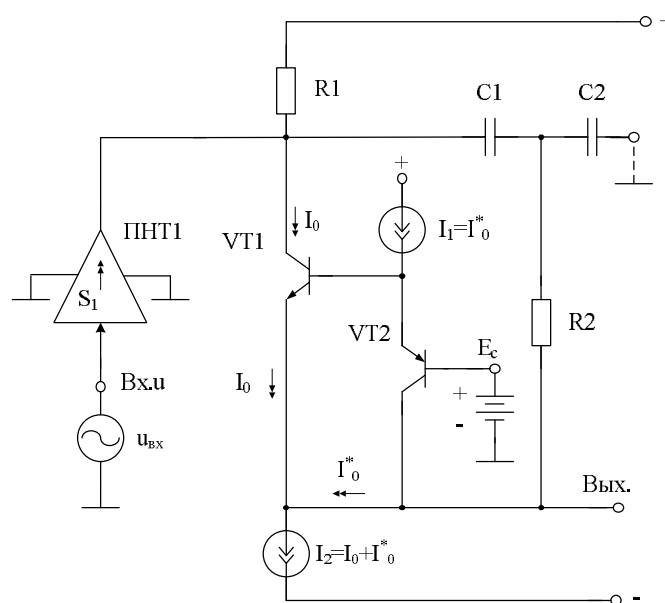


Рис. 3.46. Схема предлагаемого избирательного усилителя [46]

Источник входного сигнала  $u_{вх}$  посредством входного преобразователя «напряжение-ток» ПНТ1 изменяет ток коллекторной цепи транзистора VT1. Характер коллекторной нагрузки этого транзистора, образованной резисторами R1 и R2, а также конденсаторами C1 и C2, обеспечивает преобразование этого тока в ток резистора R2 выходной цепи ИУ. При этом наличие ёмкостного делителя, образованного конденсаторами C1 и C2, обеспечивает функциональную зависимость этого тока, соответствующую частотным характеристикам избирательного усилителя. Действительно, конденсатор C1 уменьшает этот ток в области нижних частот ( $f < f_0$ ), где  $f_0$  является частотой квазирезонанса ИУ, а конденсатор C2 уменьшает выходное напряжение в области верхних частот ( $f > f_0$ ). Таким образом, используемая коллекторная нагрузка обеспечивает необходимый вид амплитудно- и фазочастотных характеристик схемы ИУ. В силу этого, действие контура обратной связи направлено на увеличение добротности Q и коэффициента усиления  $K_0$  ИУ.

Комплексный коэффициент передачи ИУ рисунка 3.46 как отношение выходного напряжения к входному напряжению  $u_{вх}$  определяется формулой, которую можно получить с помощью методов анализа электронных схем:

$$K(jf) = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (3.61)$$

где  $f$  – частота входного сигнала;  $f_0$  – частота квазирезонанса избирательного усилителя;  $Q$  – добротность АЧХ избирательного усилителя;  $K_0$  – коэффициент усиления ИУ на частоте квазирезонанса  $f_0$ .

Причём:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_1 (R_2 + h_{11.1})}}, \quad (3.62)$$

где  $C_1, C_2, R_1, R_2$  – параметры элементов C1, C2, R1 и R2;  $h_{11.i}$  – h-параметр i-го транзистора в схеме с общей базой.

Добротность ИУ определяется формулой:

$$Q^{-1} = D_0 + \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \sqrt{\frac{R_1}{R_2 + h_{11.1}}} [1 - \alpha_1 (1 + \alpha_2 (1 - \alpha_1))], \quad (3.63)$$

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

$D_0 = \left( \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} + \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \right) \sqrt{\frac{R_2 + h_{11.1}}{R_1}}$  – эквивалентное затухание пассивной частотозависимой цепи.

За счёт выбора параметров элементов, входящих в формулу (3.63), можно обеспечить  $Q \gg 1$ .

Формула для коэффициента усиления  $K_0$  в комплексном коэффициенте передачи (3.61) имеет вид:

$$K_0 = -QS_1 \sqrt{R_1(R_2 + h_{11.1})} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}, \quad (3.64)$$

где  $S_1$  – крутизна входного преобразователя «напряжение-ток» ПНТ1.

Важной особенностью схемы является возможность реализации высокой добротности и оптимизации её параметрической чувствительности. Оптимальным соотношением является равенство ёмкостей конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  ( $C_1 = C_2$ ). В этой связи необходимое максимальное значение добротности  $Q$  может быть обеспечено выбором оптимального соотношения сопротивлений резисторов  $R_1$  и  $R_2$ .

Из соотношения (3.63) следует, что при реализации параметрического условия:

$$R_2 = \frac{R_1}{2} [1 - \alpha_1(1 + \alpha_2(1 - \alpha_1))] - h_{11.1}, \quad (3.65)$$

добротность ИУ принимает максимальное значение:

$$Q_{\max} = \frac{1}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \alpha_1(1 + \alpha_2(1 - \alpha_1))}}, \quad (3.66)$$

Например, при  $\alpha_1 \approx \alpha_2 \approx 0,99$ ,  $Q_{\max} = 25$ , а без указанных в схеме специальных обратных связей эта величина не превышает 3,5.

При реализации более низких численных значений добротности  $Q$  в схеме ИУ возможна минимизация её параметрической чувствительности при выполнении условия  $C_1 = C_2$ . Тогда:

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_1}{R_2 + h_{11.1}}} \ll Q_{\max}, \quad (3.67)$$

а её параметрическая чувствительность глобально минимизируется:

$$S_{C_1}^Q = S_{C_2}^Q = 0; \quad S_{R_1}^Q = -S_{R_2 + h_{11.1}}^Q = \frac{1}{2}. \quad (3.68)$$

Указанные возможности обеспечивают универсальность схемы предлагаемого ИУ.

На рисунке 3.47 представлена схема предлагаемого ИУ с конкретным выполнением преобразователя «напряжение-ток» ПНТ1 в виде дифференциального каскада на элементах VT3, VT4 и  $I_1$ .

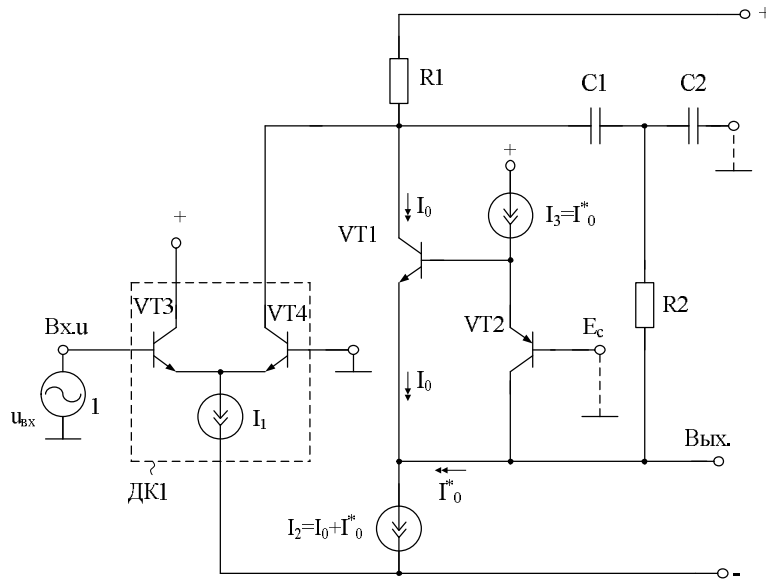


Рис. 3.47. Практическая реализация предлагаемого ИУ

Представленное на рисунке 3.48 развитие принципиальной схемы ИУ рисунка 3.46 позволяет снять ограничение, входящее в соотношение (3.67). Действительно в этом случае:

$$Q^{-1} = D_0 + \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \sqrt{\frac{R_1}{R_2 + h_{11.1}}} [1 - K_i \alpha_1 (1 + \alpha_2 (1 - \alpha_1))], \quad (3.69)$$

где  $K_i$  – коэффициент усиления по току дополнительного усилителя тока УТ1.

Поэтому при выполнении параметрического условия:

$$K_i = \frac{1}{\alpha_1 + \alpha_2 \alpha_1 (1 - \alpha_1)}, \quad (3.70)$$

добротность схемы ИУ рисунка 3.48 при сохранении параметрических чувствительностей (3.68) принимает значение:

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_1}{R_2 + h_{11.1}}}. \quad (3.71)$$

Кроме этого указанная модификация ИУ позволяет использовать условия равнономинальности ( $R_1 = R_2$ ). Тогда добротность:

$$Q^{-1} = 3 - K_i \alpha_1 [1 + \alpha_2 (1 - \alpha_1)]. \quad (3.72)$$

Следовательно, выбором  $K_i$  можно реализовать заданную добротность ИУ рисунка 3.48.

На рисунке 3.48 представлена схема предлагаемого ИУ, в которой коллектор транзистора VT2 связан с эмиттером выходного транзистора VT1 через усилитель тока УТ1 (токовое зеркало). В частном случае дополнительным выходом устройства может быть узел Вых.\*.

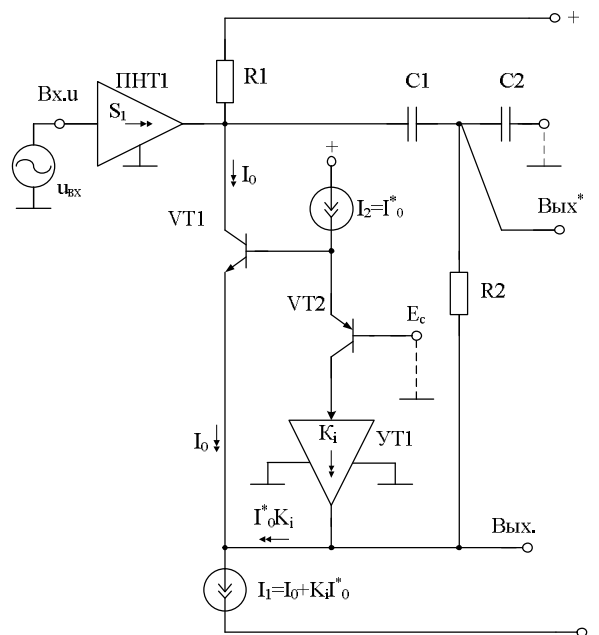


Рис. 3.48. Вариант реализации предлагаемого ИУ

На рисунке 3.49 представлена схема ИУ рисунка 3.47 без дополнительного усилителя тока УТ в среде Cadence на моделях SiGe транзисторов. Здесь входной преобразователь ПНТ1 реализован на транзисторе Q3.

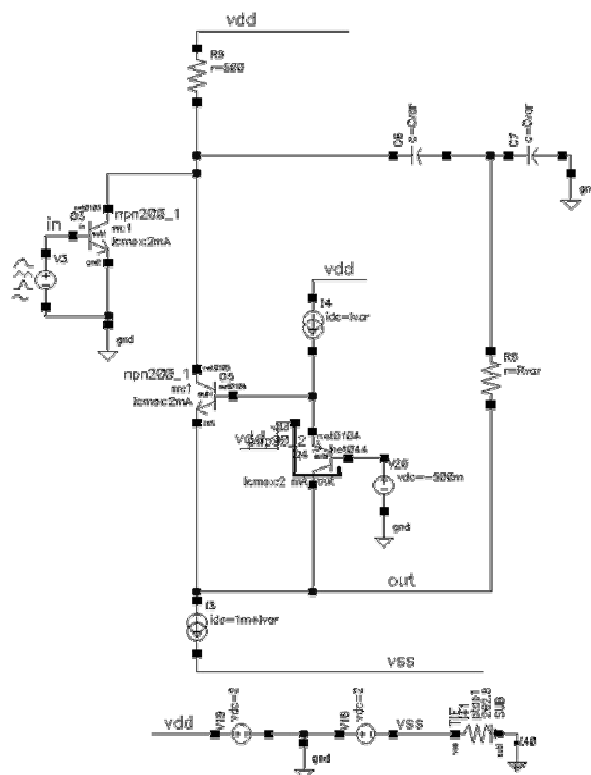


Рис. 3.49. Схема ИУ без дополнительного усилителя тока в среде Cadence

На рисунке 3.50 показаны логарифмическая амплитудно-частотная (ЛАЧХ) и фазочастотная (ФЧХ) характеристики ИУ рисунка 3.49 в широком диапазоне частот от 1 кГц до 100 ГГц при  $R_{var}=0$ ,  $C_{var}=700$  фФ,  $I_{var}=200$  мкА.

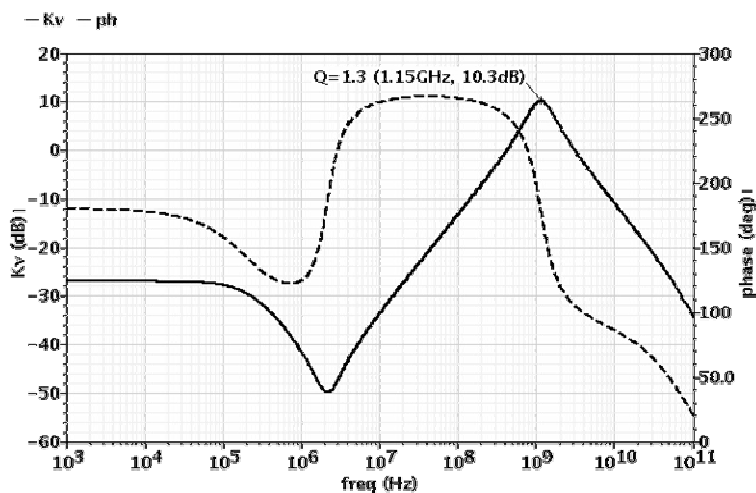


Рис. 3.50. Логарифмическая амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики ИУ в широком диапазоне частот

На рисунке 3.51 приведена зависимость добротности  $Q$  и резонансной частоты  $f_0$  ИУ рисунка 3.49 от тока  $I_{var}$ .

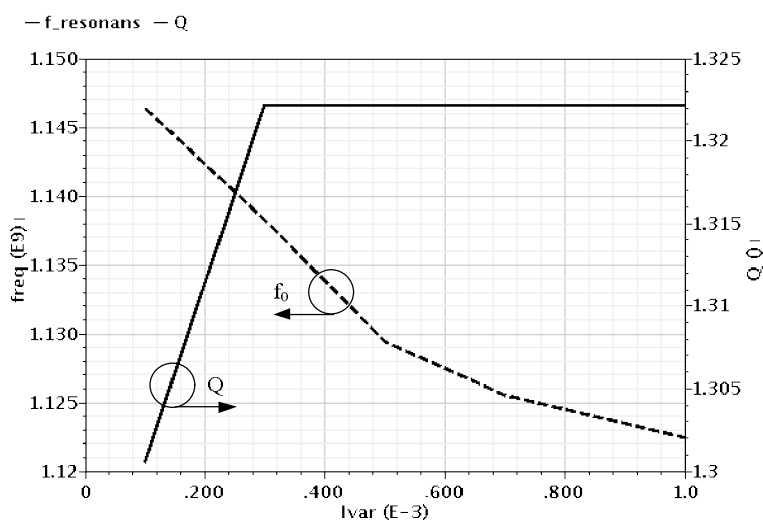


Рис. 3.51. Зависимость добротности  $Q$  и резонансной частоты  $f_0$  ИУ от тока  $I_{var}$

На рисунке 3.52 показан ИУ рисунок 3.48 с дополнительным усилителем тока УТ1 ( $K_i$ ) в среде Cadence на модулях SiGe транзисторов.



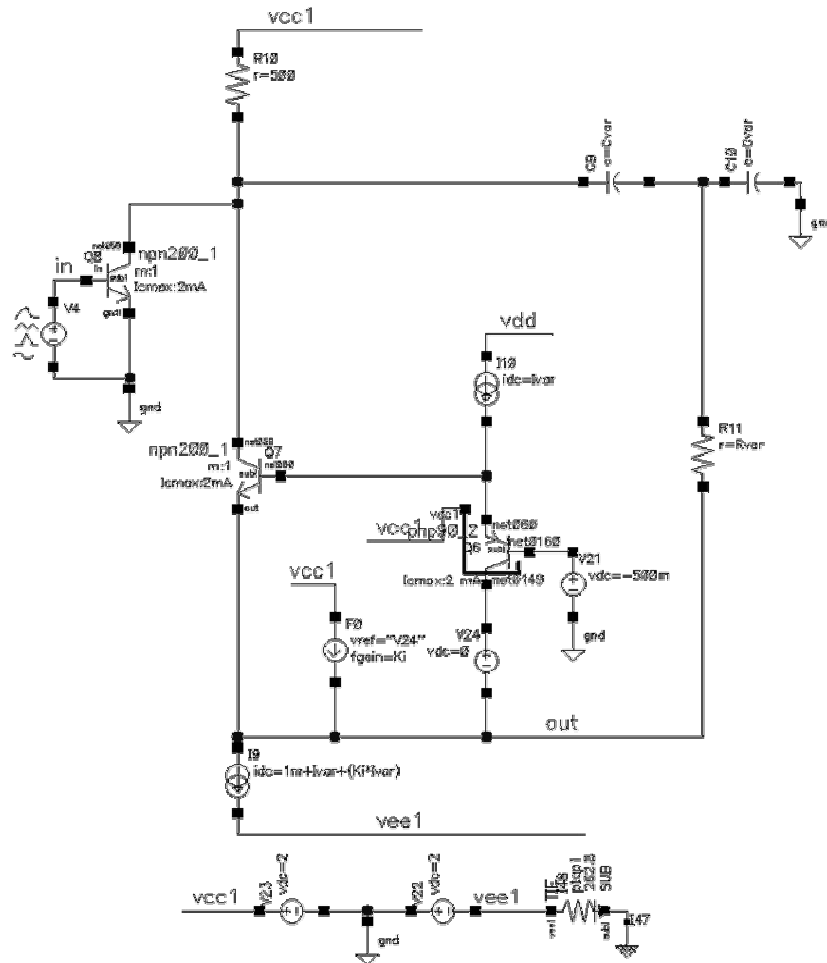


Рис. 3.52. Схема ИУ с дополнительным усилителем тока ( $K_i$ ) в среде Cadence

На рисунке 3.53 показаны ЛАЧХ и ФЧХ ИУ рисунка 3.52 в широком диапазоне частот от 1 кГц до 100 ГГц при  $R_{var}=0$ ,  $C_{var}=700$  фФ,  $K_i=25$ ,  $I_{var}=50$  мкА.

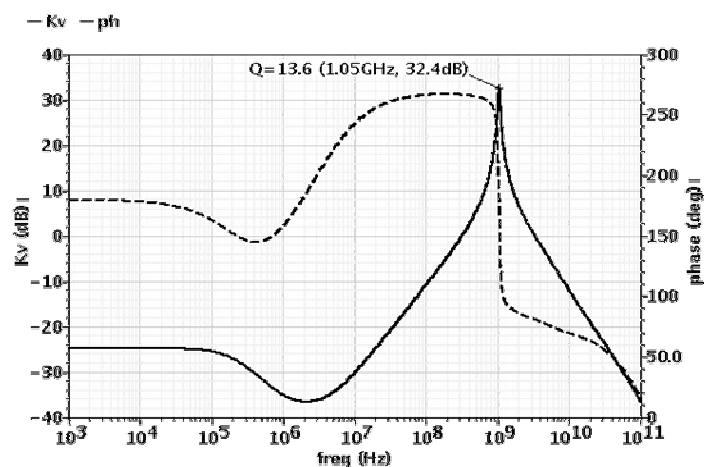


Рис. 3.53. ЛАЧХ и ФЧХ ИУ в широком диапазоне частот

На рисунке 3.54 приведена зависимость добротности  $Q$  ИУ рисунка 3.52 от коэффициента передачи тока  $K_i$  дополнительного усилителя тока УТ1.

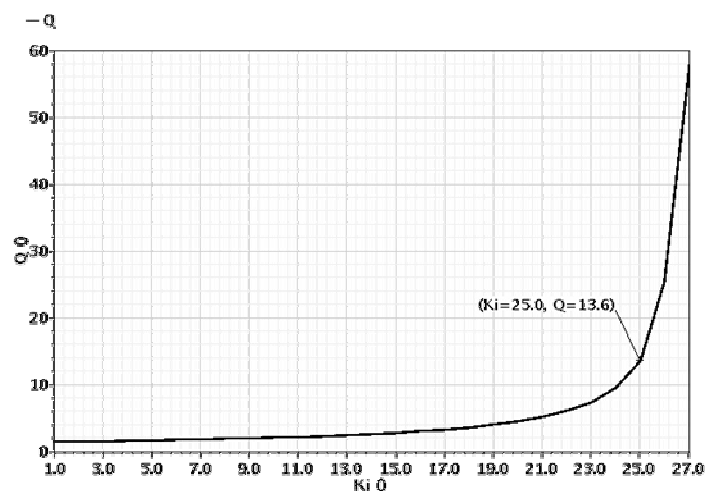


Рис. 3.54. Зависимость добротности  $Q$  ИУ от коэффициента передачи тока  $K_i$  дополнительного усилителя тока

Представленные на рисунках 3.50–3.51, а также рисунках 3.53–3.54 результаты моделирования подтверждают указанные выше свойства предлагаемых схем.

### 3.5. Метод построения ИУ на основе усилителей с токовой ВЧ-коррекцией

Токовая ВЧ-коррекция [47] обеспечивает формирование амплитудно-частотной характеристики резонансного типа, однако не гарантирует высоких добротностей АЧХ.

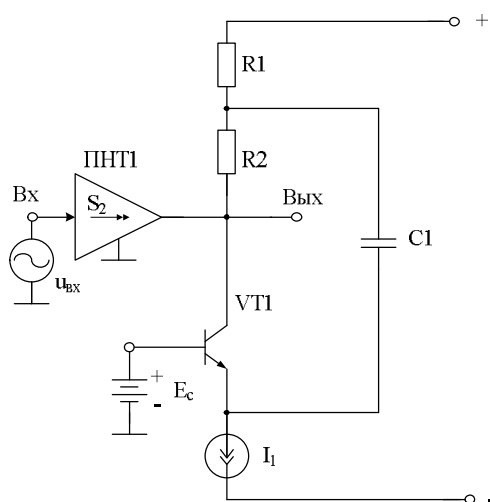


Рис. 3.55. Схема классического ИУ с токовой ВЧ-коррекцией

На рисунке 3.56 показана схема ИУ, в котором устраняется этот недостаток [48]. Основная решаемая им задача – повышение добротности АЧХ ИУ и его коэффициента усиления по напряжению ( $K_0$ ) на частоте квазирезонанса  $f_0$ . Это позволяет в ряде случаев уменьшить общее энергопотребление и реализовать высококачественное избирательное устройство.

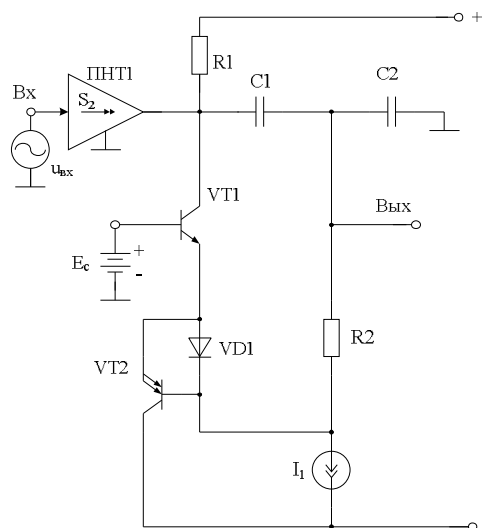


Рис. 3.56. Схема предлагаемого ИУ [48]

На рисунке 3.57 показан предлагаемый ИУ, в котором в качестве источника вспомогательного напряжения  $E_c$  используется потенциал общей шины источников питания. Кроме этого, для уменьшения влияния низкоомной нагрузки ИУ в схему введён буферный усилитель БУ, связанный с выходом устройства (Вых.), к выходу (Вых.\*) которого подключаются последующие каскады преобразования сигналов.

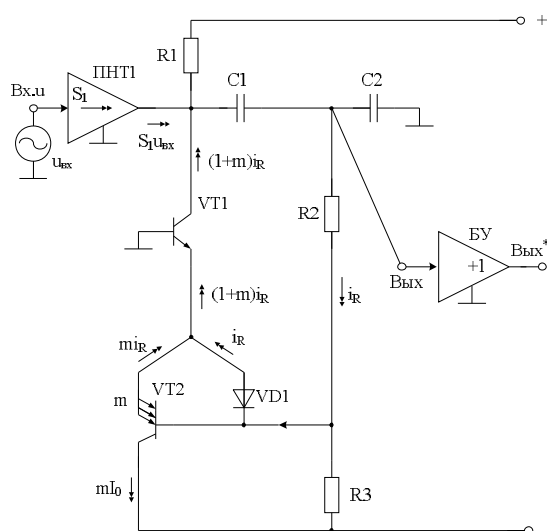


Рис. 3.57. Схема предлагаемого ИУ

Источник входного сигнала  $u_{вх}$  посредством входного преобразователя «напряжение-ток» ПНТ1 изменяет ток коллекторной цепи транзистора VT1. Характер коллекторной нагрузки этого транзистора, образованной резисторами R1 и R2, а также конденсаторами C1 и C2, обеспечивает преобразование этого тока в ток резистора R2 выходной цепи. При этом наличие ёмкостного делителя, образованного конденсаторами C1 и C2, обеспечивает функциональную зависимость этого тока, соответствующую частотным характеристикам избирательного усилителя. Действительно, конденсатор C1 уменьшает этот ток в области нижних частот ( $f < f_0$ ), где  $f_0$  является частотой квазирезонанса ИУ, а конденсатор C2 уменьшает выходное напряжение в области верхних частот ( $f > f_0$ ). Таким образом, используемая коллекторная нагрузка обеспечивает необходимый вид амплитудно- и фазочастотных характеристик схемы. Подключение к резистору R2 через прямосмещённый переход VD1 базовой цепи транзистора VT2 и эмиттерной цепи транзистора VT1 обеспечивает реализацию в схеме контура обратной связи, причём часть тока резистора R2 изменяет эмиттерные токи транзисторов VT2 и VT1 и, следовательно, входной ток частотозависимой цепи (резисторы R1, R2 и конденсаторы C1, C2). В области нижних частот ( $f < f_0$ ) эта связь в силу действия конденсатора C1 оказывается реактивной, а в области верхних частот ( $f > f_0$ ) из-за шунтирующего действия конденсатора C2 не только реактивной, но и асимптотически отсутствующей. Таким образом, в силу указанных выше свойств коллекторной нагрузки используемая обратная связь на частоте квазирезонанса ИУ  $f_0$  является вещественной, и её глубина непосредственно определяет как реализуемую схемой добротность Q, так и коэффициент усиления  $K_0$ . Глубина этой обратной связи определяется соотношением тока эмиттера транзистора VT2 и тока прямосмещённого p-n перехода VD1 и направлена на увеличение Q и  $K_0$  при сохранении частоты квазирезонанса  $f_0$  без изменений.

Комплексный коэффициент передачи ИУ рисунка 3.57 как отношение выходного напряжения (выходы устройства Вых., Вых.\* ) к входному напряжению  $u_{вх}$  определяется формулой, которую можно получить с помощью методов анализа электронных схем:

$$K(jf) = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (3.73)$$

где  $f$  – частота сигнала;  $f_0$  – частота квазирезонанса; Q – добротность АЧХ избирательного усилителя;  $K_0$  – коэффициент усиления ИУ на частоте квазирезонанса  $f_0$ .

Причём:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_1 (R_2 + r)}}, \quad (3.74)$$

где  $C_1, C_2, R_1, R_2$  – параметры элементов  $C1, C2, R1$  и  $R2$ ;  $r = h_{11.1} \| h_{11.2} + h_{11.VD1}$  – эквивалентное сопротивление;  $h_{11.i}$  –  $h$ -параметр  $i$ -го транзистора ( $p$ - $n$  перехода) в схеме с общей базой.

Добротность ИУ определяется формулой

$$Q^{-1} = D_0 + \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \sqrt{\frac{R_1}{R_2 + r}} [1 - \alpha_1 (1 + m)], \quad (3.75)$$

где  $\alpha_i$  – коэффициент передачи по току эмиттера  $i$ -го транзистора;  $m$  – число эмиттеров транзистора 15;  $D_0 = \left( \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} + \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \right) \sqrt{\frac{R_2 + r}{R_1}}$  – эквивалентное затухание пассивной цепи.

За счёт выбора параметров элементов, входящих в формулу (3.75), можно обеспечить  $Q \gg 1$ .

Формула для коэффициента усиления  $K_0$  в комплексном коэффициенте передачи (3.73) имеет вид:

$$K_0 = -QS_1 \sqrt{R_1(R_2 + r)} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}, \quad (3.76)$$

где  $S_1$  – крутизна входного преобразователя «напряжение-ток» ПНТ1.

Важной особенностью схемы является возможность оптимизации её параметрической чувствительности.

Оптимальным соотношением является равенство ёмкостей конденсаторов  $C1$  и  $C2$  ( $C_1 = C_2$ ). В этой связи необходимое значение добротности  $Q$  может быть реализовано как структурно (выбором числа эмиттерных переходов ( $m$ ) транзистора VT2), так и параметрически – установлением соотношения между сопротивлениями резисторов  $R_1$  и  $R_2$  ( $(R_2 + r)/R_1 = k$ ). В этом случае параметрическая чувствительность

$$S_k^Q = -Q(4k + 1/Q) \approx -4Qk \quad (3.77)$$

определяется коэффициентом отношения резисторов (коэффициентом  $k$ ). При этом численное значение числа  $m$  эмиттеров транзистора VT2:

$$m = \frac{1}{\alpha_1} \left( 2k^2 - \frac{k}{Q} + 1 \right) - 1 \quad (3.78)$$

позволяет получить заданное значение добротности при условии равнономальности цепи ( $k=1$ ). Действительно при  $m=2, k=1$

$$Q = \frac{1}{3(1 - \alpha_1)} \approx \frac{\beta_1}{3}, \quad (3.79)$$

а при  $m=3$  (рис. 3.57)

$$k = \sqrt{2\alpha_1 - 0,5 + \frac{1}{4Q^2}} + \frac{1}{2Q} \approx 1,87 + \frac{1}{2Q}. \quad (3.80)$$

Отметим, что условие  $k=1$  связано с минимизацией влияния частотных свойств биполярных транзисторов на частоту квазирезонанса ИУ и его добротность. Что касается чувствительности (3.77), то она влияет на нестабильность параметров ИУ только через погрешность, обусловленную неидентичностью резистивных элементов ( $\Delta\Theta_R$ ), которая для современных технологий значительно меньше относительных отклонений этих элементов, обуславливающих стабильность частоты квазирезонанса  $f_0$ .

На рисунке 3.58 показана схема ИУ рисунка 3.56 в среде компьютерного моделирования Cadence на моделях SiGe интегральных транзисторов.

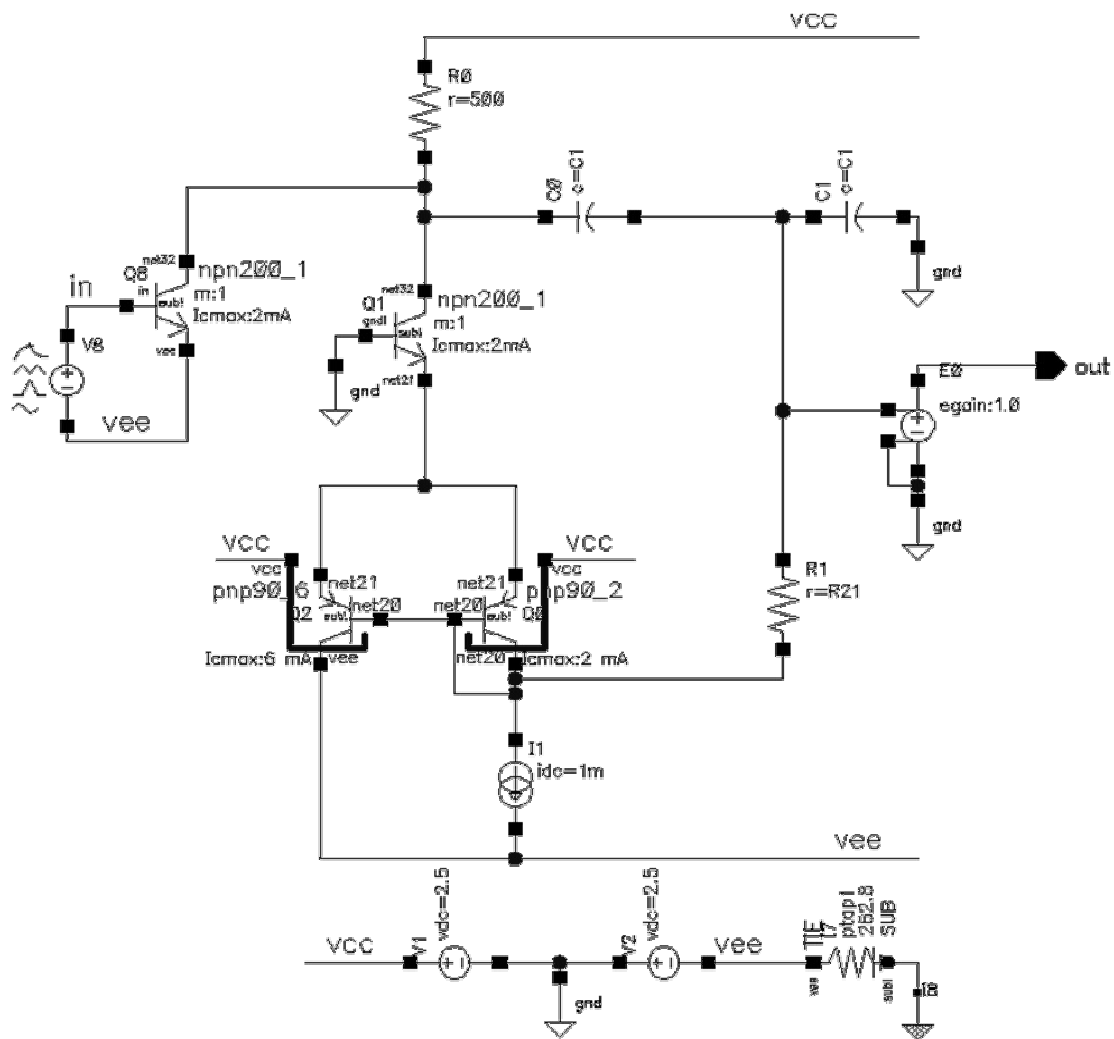


Рис. 3.58. Схема ИУ в среде компьютерного моделирования Cadence

На рисунке 3.59 приведены логарифмические амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики ИУ рисунка 3.58 в диапазоне частот от 1 кГц до 100 ГГц при  $R21=390$  Ом,  $C1=240$  фФ.

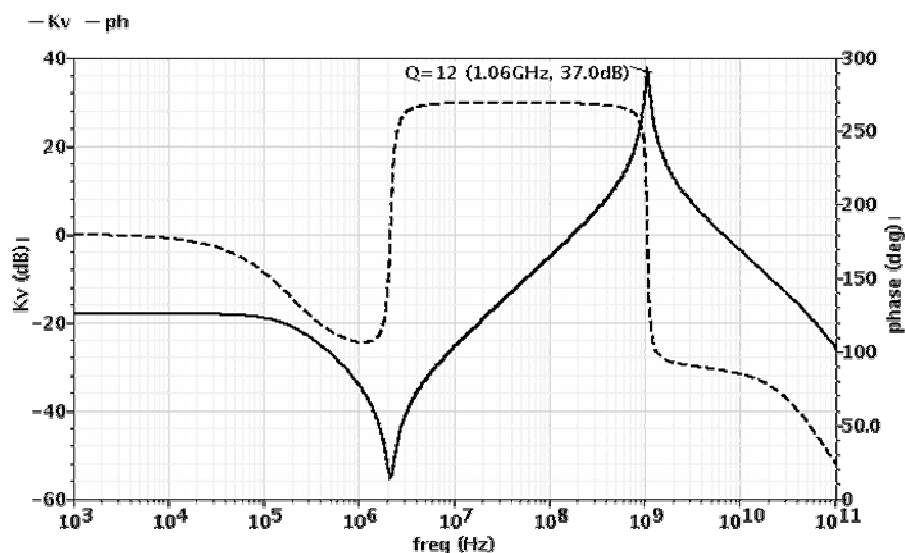


Рис. 3.59. Логарифмические амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики ИУ

На рисунке 3.60 приведены логарифмические амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики ИУ рисунка 3.58 в более узком диапазоне частот (от 100 МГц до 10 ГГц) при  $R_{21}=390 \text{ Ом}$ ,  $C_1=240 \text{ фФ}$ .

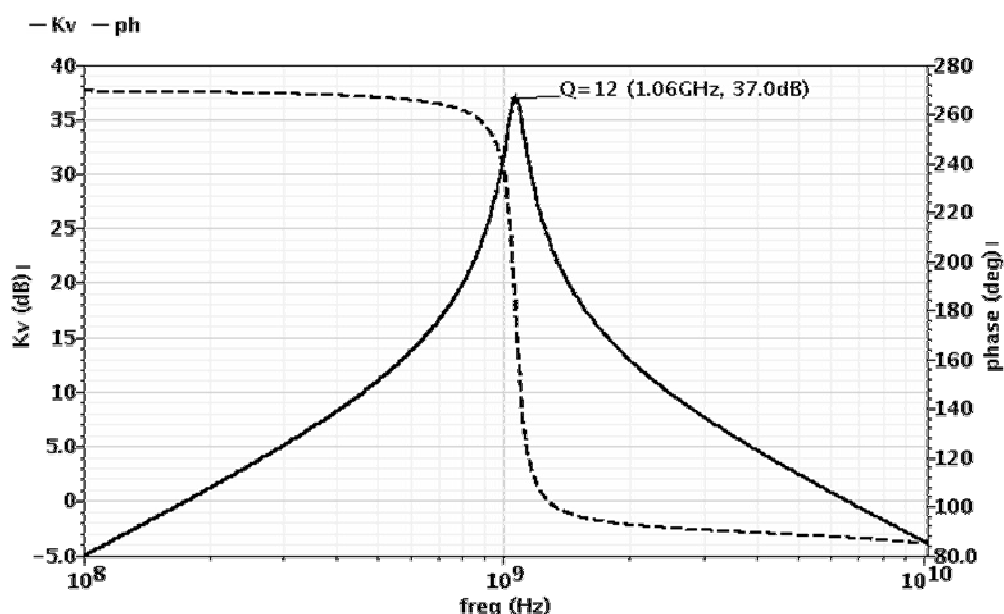


Рис. 3.60. Логарифмические амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики ИУ в более узком диапазоне частот

Представленные на рисунках 3.59–3.60 результаты моделирования ИУ рисунка 3.58 подтверждают вышеуказанные свойства предлагаемой схемы избирательного усилителя.

### 3.6. Избирательные усилители с токовым входом

На рисунке 3.61 показана схема избирательного усилителя с токовым входом  $V_{x.i_1}$ , который формируется применением типовых преобразователей «напряжение-ток». Решаемая им задача – повышение добротности АЧХ усилителя и его коэффициента усиления по напряжению на частоте квазирезонанса  $f_0$ .

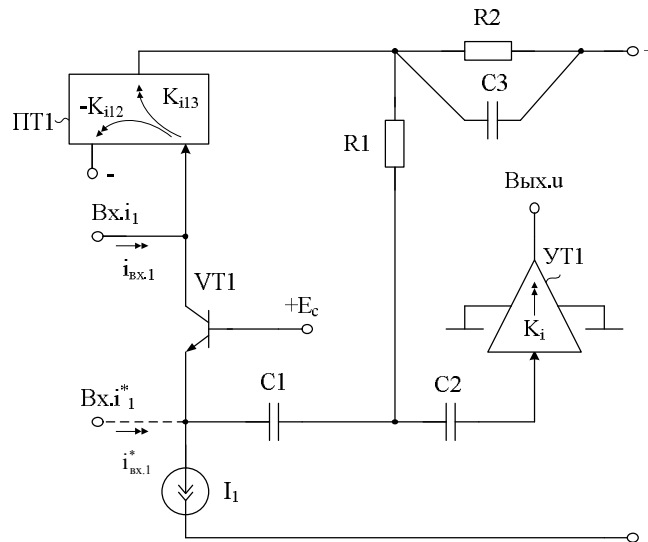


Рис. 3.61. Схема предлагаемого избирательного усилителя [49]

Источник входного переменного тока  $i_{вх.1}$  с частотой  $f$  изменяет или входной ток токового зеркала ПТ1, или эмиттерный ток входного транзистора VT1. Возникающее приращение тока увеличивается (усиливается) токовым зеркалом ПТ1, нагрузкой которого по выходу является частотозадающая цепь, образованная резисторами  $R_1$ ,  $R_2$  и конденсаторами  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$ . Указанная частотозадающая цепь обеспечивает необходимый вид АЧХ и ФЧХ ИУ и реализует посредством взаимодействия транзистора VT1 и входа токового зеркала ПТ1 регенеративную обратную связь, которая оказывается вещественной только на одной частоте – частоте квазирезонанса  $f_0$  ИУ. В области нижних частот ( $f \ll f_0$ ) и в области верхних частот ( $f \gg f_0$ ) эта же регенеративная обратная связь оказывается реактивной. Следовательно, частота квазирезонанса  $f_0$  не зависит от глубины этой обратной связи и определяется только значениями сопротивлений  $R_1$ ,  $R_2$  и ёмкостей  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$ , а численное значение добротности  $Q$  и коэффициента усиления  $K_0$  ИУ определяется возвратным отношением вещественной обратной связи и поэтому коэффициентом передачи токового зеркала ПТ1.

Покажем аналитически, что более высокие значения  $K_0$  и  $Q$  в рабочем диапазоне частот реализуются в предлагаемой схеме.



Действительно, в результате анализа можно найти, что комплексный коэффициент передачи по напряжению ИУ рисунка 3.61 определяется по формуле:

$$K_y(jf) = K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (3.81)$$

где  $f$  – частота входного сигнала;  $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_3(C_1 + C_2)}}$  – частота квазирезонанса;  $K_0$  – коэффициент усиления ИУ на частоте  $f_0$ ; (3.82)

$$K_0 \approx Q \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \frac{C_2}{\sqrt{C_3(C_1 + C_2)}} K_i; \quad (3.83)$$

$Q$  – добротность;

$$Q^{-1} = D_p \left( 1 - \frac{C_1}{C_1 + C_2} \alpha_1 K_{i136} \right), \quad (3.84)$$

$$D_p = \sqrt{\frac{(C_1 + C_2)R_2}{C_3 R_1}} + \sqrt{\frac{C_3 R_1}{(C_1 + C_2)R_2}} + \sqrt{\frac{C_3 R_1}{R_2(C_1 + C_2)}}, \quad (3.85)$$

где  $K_{i13}$  и  $K_i$  – коэффициент передачи по току токового зеркала ПТ1 и дополнительного усилителя тока УТ1;  $\alpha_1$  – коэффициент передачи по току эмиттера транзистора VT1.

Таким образом, численные значения коэффициента  $K_{i13}$  токового зеркала ПТ1 обеспечивают необходимые (требуемые) значения добротности  $Q$  и коэффициента усиления  $K_0$  ИУ при постоянном (неизменном) значении его частоты квазирезонанса  $f_0$  (3.82).

Важнейшим свойством предлагаемой схемы является возможность реализации частотозадающей цепи при относительно большой добротности. Как видно из (3.84) при  $R_1=R_2=R$ ,  $C_1=C_2=C_3=C$  и реализации условия:

$$Q = \frac{1}{8\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{2 - \alpha_1 K_{i13}}, \quad (3.86)$$

в схеме рисунка 3.61 обеспечивается возможность структурной оптимизации коэффициента передачи по току токового зеркала ПТ1 для необходимого значения добротности.

Данные теоретические выводы подтверждают графики, представленные на рисунках 3.65, 3.66.

Как видно из рисунка 3.62, на котором показана практическая реализация схемы рисунка 3.61, сформулированные выше условия легко реализуются на базе токового зеркала ПТ1 путём масштабирования площади эмиттерного перехода транзистора VT3. При этом выходной преобразователь в схеме рисунка 3.62 выполнен на базе транзистора VT2 с нагрузкой R3.

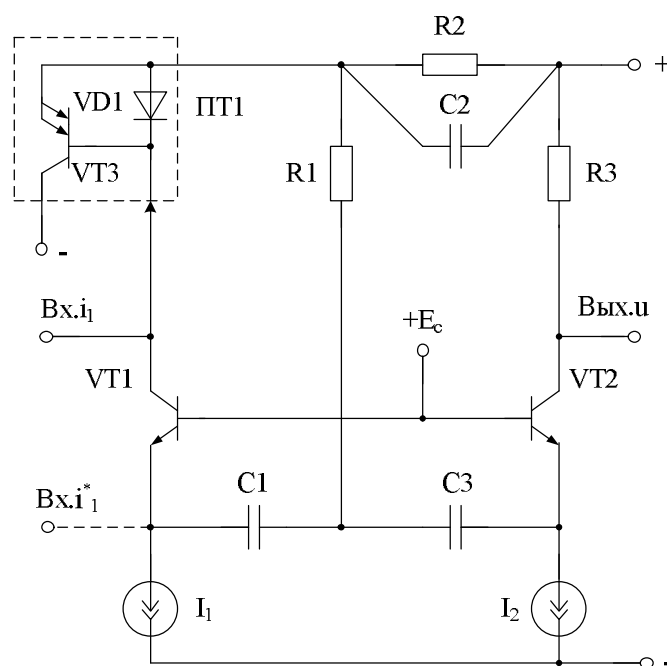


Рис.3.62. Практическая реализация предлагаемого ИУ

На рисунке 3.63 приведены варианты построения входных преобразователей «напряжение-ток», обеспечивающих (в необходимых случаях) преобразование потенциального входного сигнала в токовый сигнал, поступающий на вход ( $V_{x.i1}$ ) избирательного усилителя.

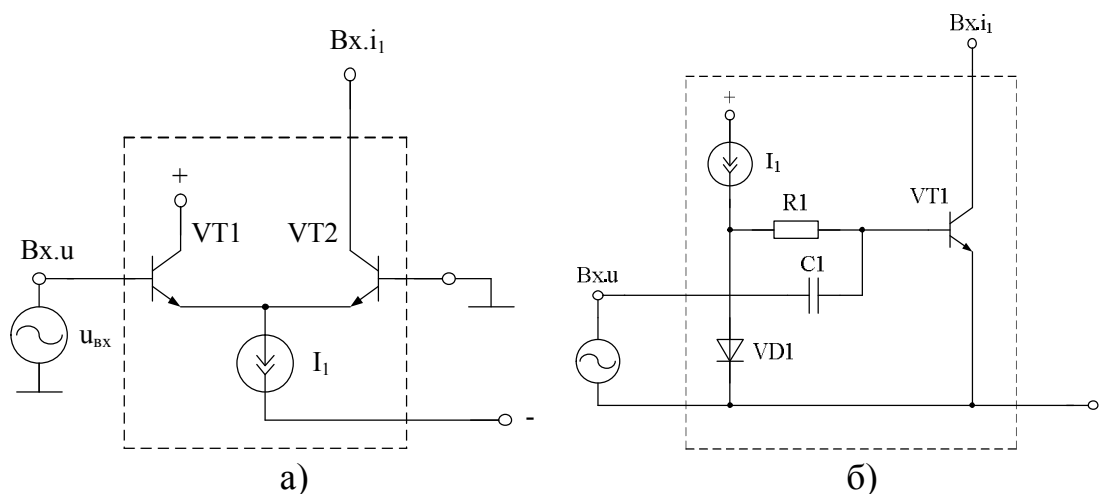


Рис. 3.63. Варианты построения входных преобразователей «напряжение-ток»

На рисунке 3.64 представлена схема предлагаемого усилителя рисунка 3.62 в среде Cadence на моделях SiGe транзисторов.

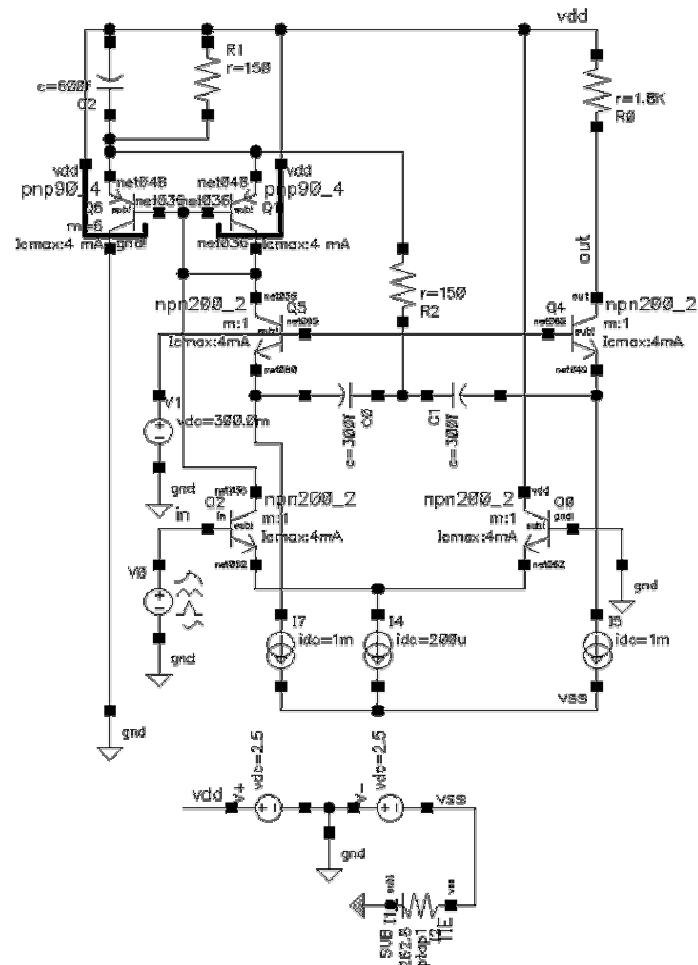


Рис. 3.64. Схема предлагаемого усилителя в среде Cadence

На рисунке 3.65 показана зависимость коэффициента усиления по напряжению и фазового сдвига от частоты ИУ рисунка 3.64 в крупном масштабе, а на рисунке 3.66 – логарифмическая амплитудно-частотная характеристика ИУ в более мелком масштабе.

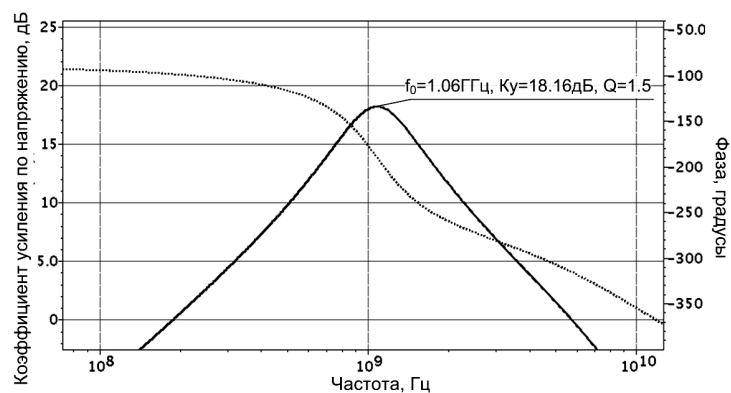


Рис. 3.65. Частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению и фазового сдвига ИУ в крупном масштабе

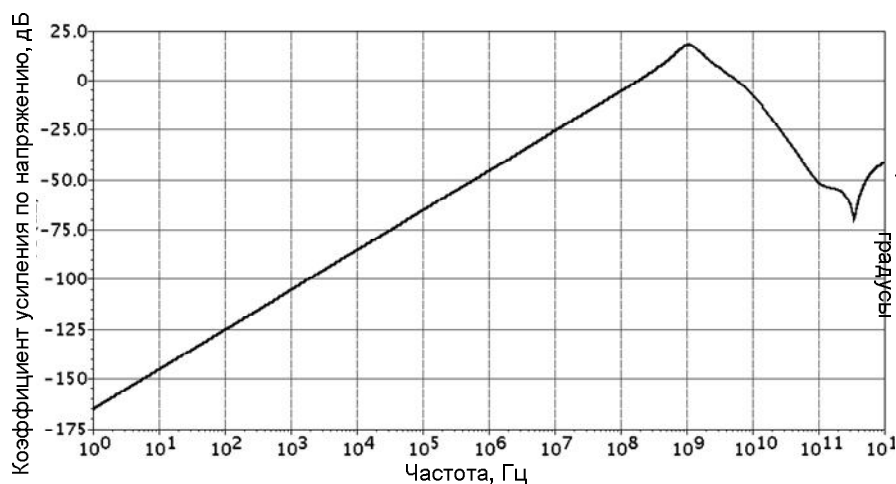


Рис. 3.66. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика ИУ в более мелком масштабе

Таким образом, разработанный избирательный усилитель характеризуется высокими значениями коэффициента усиления  $K_0$  на частоте квазирезонанса  $f_0$  и повышенными величинами добротности  $Q$ , характеризующей его избирательные свойства.

### 3.7. Избирательные усилители с токовым зеркалом на п-р-п транзисторах

На рисунке 3.67 представлена схема избирательного усилителя, в котором для обеспечения заданных значений добротности и коэффициента усиления используется токовое зеркало на п-р-п транзисторах (ПТ1) [50].

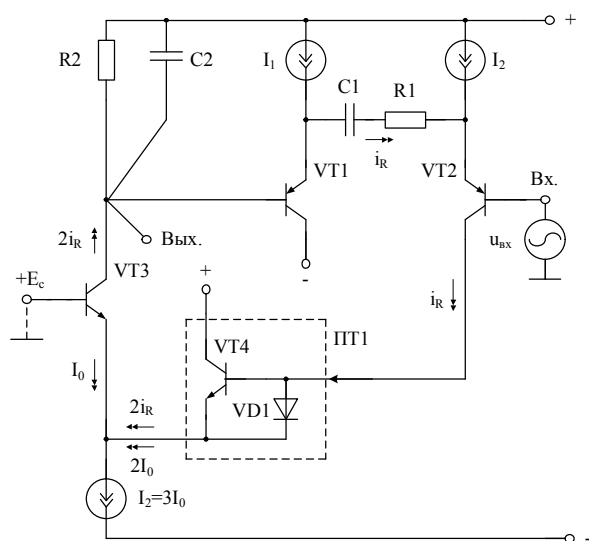


Рис. 3.67. Схема избирательного усилителя с токовым зеркалом ПТ1 на п-р-п транзисторах [50]

Покажем аналитически взаимосвязь  $K_0$  и  $Q$  параметров элементов схемы рисунка 3.67.

Можно показать, что комплексный коэффициент передачи по напряжению ИУ рисунка 3.67 определяется по формуле:

$$K_y(jf) = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ.1}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (3.87)$$

$$\text{где } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_1\tau_2}} - \text{частота квазирезонанса}; \quad (3.88)$$

$$\tau_1 = C_1(R_1 + h_{11.1} + h_{11.2});$$

$$\tau_2 = R_2 C_2,$$

$$Q \approx \left[ \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \left( 1 - \frac{\alpha_3 R_2 \cdot K_{\text{инт1}} \alpha_2}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}} \right) + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \right]^{-1} - \text{добротность АЧХ}; \quad (3.89)$$

$$K_0 \approx Q \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \frac{R_2 K_{\text{инт1}}}{(R_1 + h_{11.1} + h_{11.2})} - \text{коэффициент усиления на частоте } f_0; \quad (3.90)$$

$\alpha_1, \alpha_3$  – коэффициенты передачи эмиттерного тока транзисторов VT1 и VT3;  
 $K_{\text{инт1}}$  – коэффициент передачи по току токового зеркала ПТ1;  $h_{11.i}$  – входное сопротивление (h-параметр) i-го транзистора в схеме с общей базой.

Если выбрать  $\tau_1 = \tau_2$ , то

$$Q \approx \frac{1}{2 - \frac{R_2 \alpha_3 K_{\text{инт1}} \alpha_2}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}}}, \quad (3.91)$$

$$K_0 \approx Q \frac{R_2 K_{\text{инт1}} \alpha_2 \alpha_3}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}}. \quad (3.92)$$

В частном случае, когда  $h_{11.1} = h_{11.2} \ll R_1$

$$Q \approx \frac{1}{2 - \frac{R_2}{R_1} \alpha_3 K_{\text{инт1}} \alpha_2}, \quad (3.93)$$

$$K_0 \approx Q \frac{R_{10}}{R_9} K_{\text{ил5}} \alpha_1 \alpha_{12}. \quad (3.94)$$

Основными условиями получения высоких значений  $Q$  и  $K_0$  являются следующие приближённые формулы:

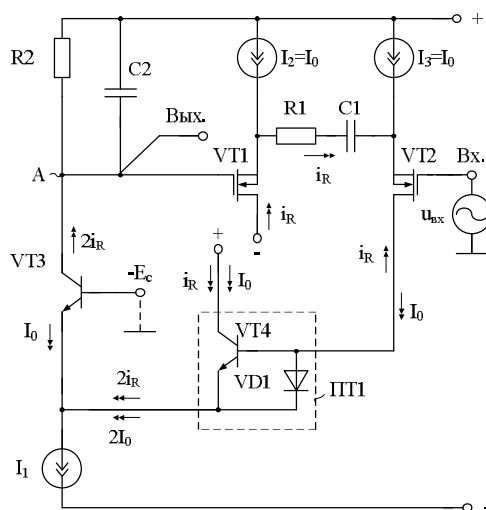
$$K_{\text{инт1}} \frac{R_2 \cdot \alpha_3}{R_1} \alpha_2 \approx 2 \quad (3.95)$$

или

$$K_{\text{инт1}} \approx 2 \frac{R_2}{\alpha_3 R_1 \alpha_2}. \quad (3.96)$$

Данные теоретические выводы подтверждают графики рисунков 3.71–3.73.

На рисунке 3.69 показана схема ИУ рисунка 3.67 при реализации входных транзисторов VT1, VT2 на КМОП-активных элементах.



167

На рисунке 3.70 приведена схема ИУ рисунка 3.68 в среде Cadence на моделях SiGe транзисторов, а на рисунке 3.71 – логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики ИУ рисунка 3.70 в мелком масштабе.

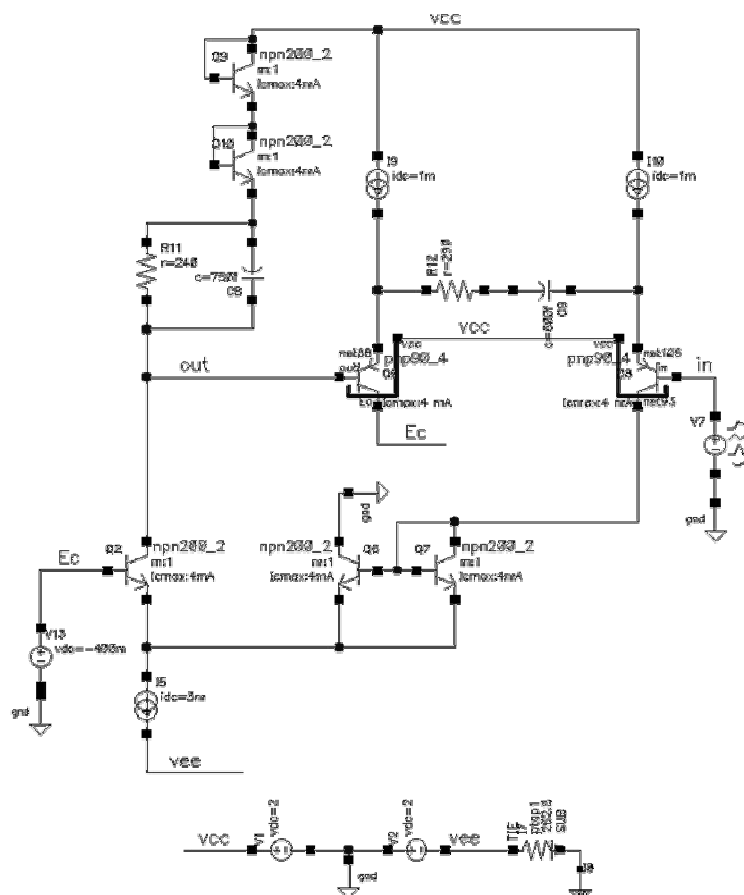


Рис. 3.70. Схема предлагаемого ИУ в среде Cadence

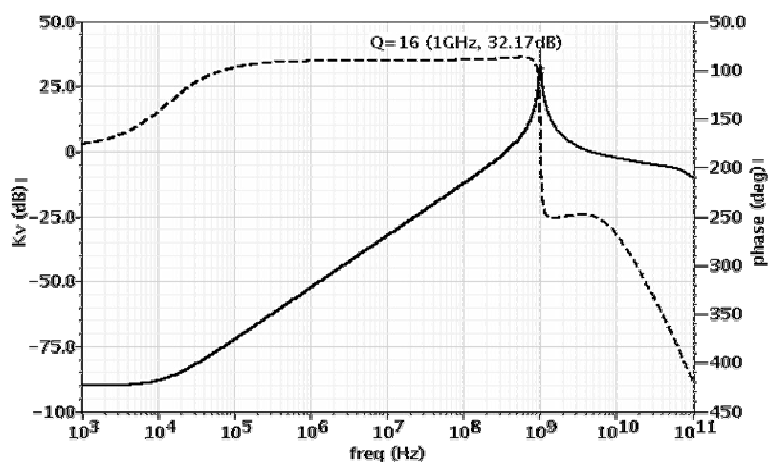


Рис. 3.71. Логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики ИУ в мелком масштабе

На рисунке 3.72 показаны логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики ИУ рисунка 3.70 в более крупном масштабе.

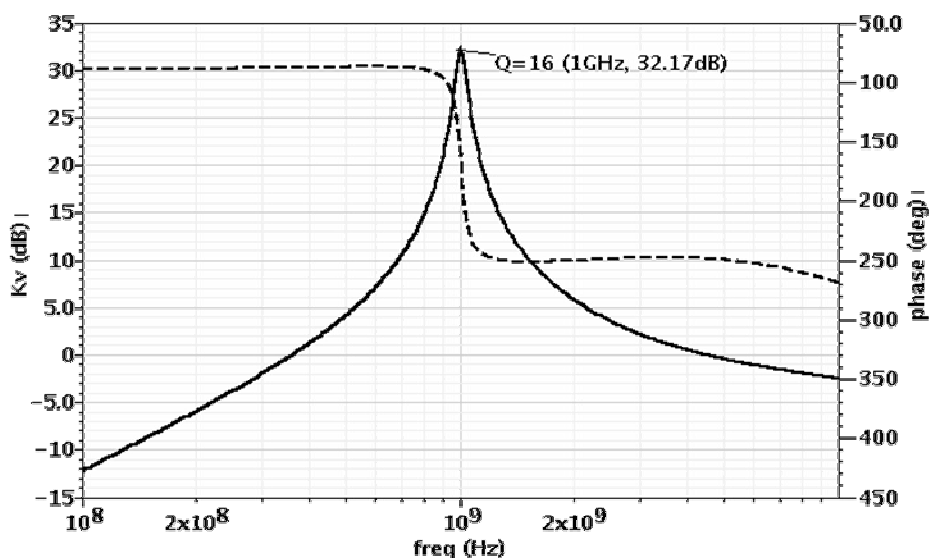


Рис. 3.72. Логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики ИУ в более крупном масштабе

На рисунке 3.73 показаны логарифмические амплитудно-частотные характеристики ИУ рисунка 3.70 при разных значениях коэффициента передачи ( $K_i$ ) токового зеркала ПТ1 на транзисторах Q6, Q7, который определяется числом параллельно включённых транзисторов Q5.

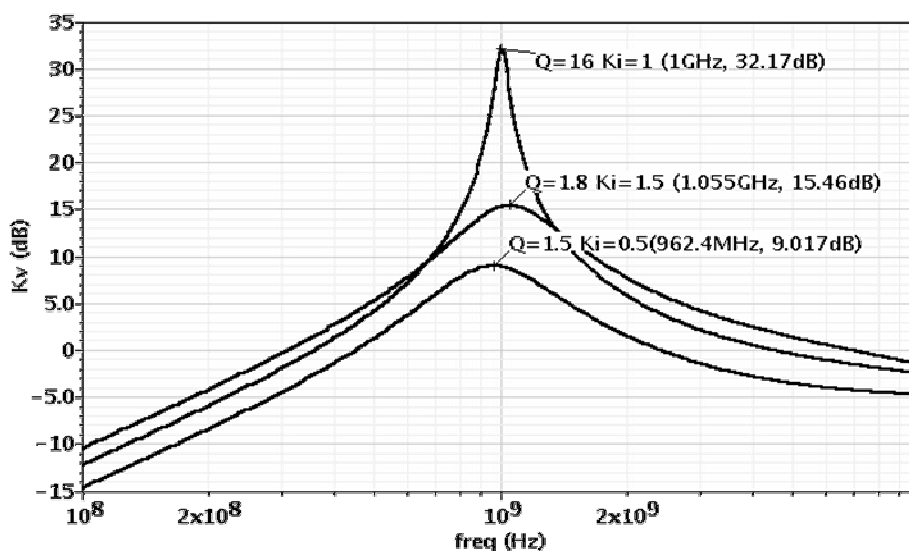


Рис. 3.73. Логарифмические амплитудно-частотные характеристики ИУ при разных значениях коэффициента передачи ( $K_i$ ) токового зеркала



Таким образом, в предлагаемом схемотехническом решении заданные значения коэффициента усиления  $K_0$  на частоте квазирезонанса  $f_0$  добротности  $Q$  могут регулироваться изменением числа параллельно включённых транзисторов токового зеркала ПТ1.

### 3.8. Схемотехника избирательных усилителей с низкоомным входом и rail-to-rail выходом

В аналоговых устройствах, например, в операционных усилителях с токовой обратной связью, широкое применение находит архитектура транзисторного каскада с низкоомным входом, показанная на рисунке 3.74.

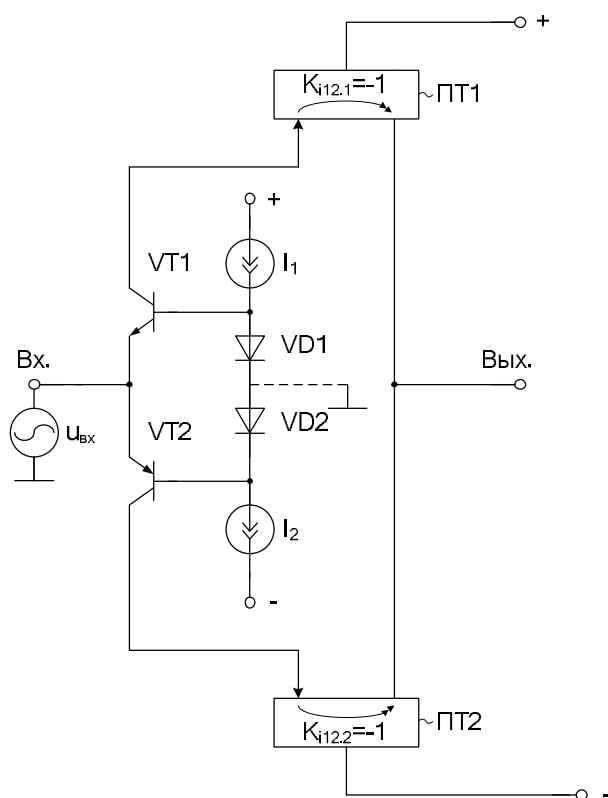


Рис. 3.74. Схема классического усилительного каскада с низкоомным входом

В этой связи актуальной является реализация активных RC-фильтров на её основе.

На рисунке 3.75 показана схема предлагаемого ИУ [51]. Решаемая им задача – повышение добротности АЧХ усилителя и его коэффициента усиления по напряжению на частоте квазирезонанса  $f_0$ .



напряжение ИУ обеспечивает резонансный вид амплитудно-частотной характеристики ИУ рисунка 3.75, которая имеет максимум на частоте квазирезонанса  $f_0$ .

Выбор соотношений площадей эмиттерных переходов транзисторов VT1, VT2 и элементов VD1 и VD2 позволяет обеспечить стабильный статический режим ИУ.

В предлагаемой схеме реализуются более высокие значения  $K_0$  и  $Q$  в диапазоне высоких частот.

Действительно, комплексный коэффициент передачи по напряжению ИУ рисунка 3.75 при  $R_1 = R_2 = R_3$ ,  $h_{11.1} = h_{11.2} = h_{11}$  определяется по формуле:

$$K_y(jf) = -K_0 \frac{jff_0/Q}{f_0^2 - f^2 + jff_0/Q} = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}}, \quad (3.97)$$

$$\text{где } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_1\tau_2}} - \text{частота квазирезонанса}; \quad (3.98)$$

$$\begin{aligned} \tau_1 &= C_1(R_3 + h_{11})/2; \\ \tau_2 &= R_3 C_2; \end{aligned}$$

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}}}{1 + \frac{\tau_2}{\tau_1} - \frac{R_3 K_{i\Sigma}}{R_3 + h_{11}}} - \text{добротность АЧХ ИУ}; \quad (3.99)$$

$$K_0 = Q \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \frac{R_3 K_{i\Sigma}}{R_3 + h_{11}} - \text{коэффициент усиления ИУ на частоте квазирезонанса } f_0; \quad (3.100)$$

$K_{i\Sigma} = \alpha_1 K_{i12.1} + \alpha_2 K_{i12.2}$ ;  $\alpha_i$  – коэффициент передачи эмиттерного тока  $i$ -го транзистора;  $K_{i12.1}$  и  $K_{i12.2}$  – коэффициенты передачи по току токовых зеркал ПТ1 и ПТ2;  $h_{11.i}$  – входное сопротивление  $i$ -го транзистора в схеме с общей базой.

Из (3.99) – (3.100) следует, что за счёт выбора коэффициентов передачи тока  $K_{i12.1}$  и  $K_{i12.2}$  можно реализовать любое (желаемое) значение добротности АЧХ  $Q$  (3.99) и коэффициента усиления  $K_0$  (3.100) на частоте квазирезонанса  $f_0$  (3.98), численное значение которой не зависит от реализуемой добротности  $Q$ . Действительно, из (3.99) следует, что в частном случае при  $\tau_1 = \tau_2$ ,  $R_1 \approx R_2 \approx R_3$  для получения заданной добротности  $Q_3$ , например,  $Q_3=10$ , необходимо, чтобы параметры схемы удовлетворяли условиям

$$K_{i\Sigma} = \alpha_1 K_{i12.1} + \alpha_2 K_{i12.2} = (2 - Q_3^{-1}) \left( \frac{R_3 + h_{11}}{R_3} \right). \quad (3.101)$$

Таким образом, конкретная схемотехническая реализация токовых зеркал ПТ1 и ПТ2 позволяет реализовать желаемые значения  $Q$  (3.99) и  $K_0$  (3.100) при заданных соотношениях частото задающих резисторов  $R_1 = R_2$  и  $R_3$ .

Данные теоретические выводы подтверждают графики, представленные на рисунках 3.77, 3.78.

На рисунке 3.76 приведена схема предлагаемого ИУ рисунка 3.75 в среде Cadence на моделях SiGe транзисторов.

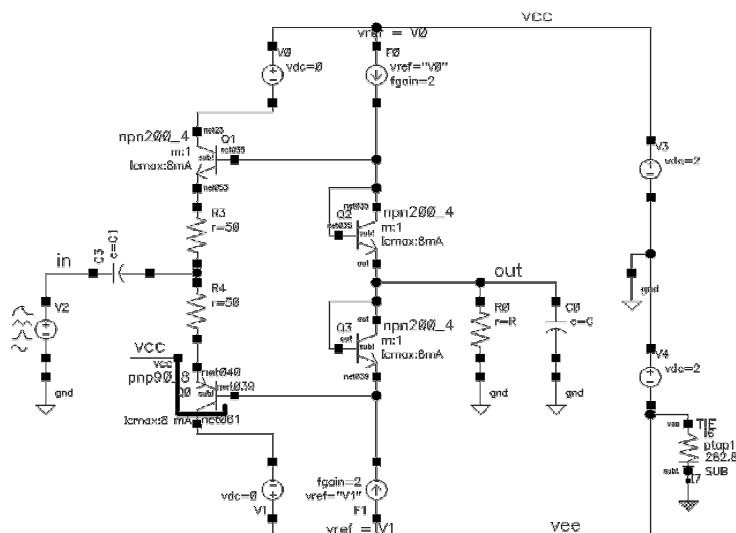


Рис. 3.76. Схема предлагаемого ИУ в среде компьютерного моделирования Cadence

На рисунке 3.77 показана зависимость коэффициента передачи по напряжению от частоты (АЧХ) и фазы ИУ рисунков 3.76–3.78 – зависимость добротности АЧХ ИУ рисунка 3.76 от ёмкости  $C1$  при  $R1=200\text{ Ом}$  и  $C=600\text{ фФ}$ .

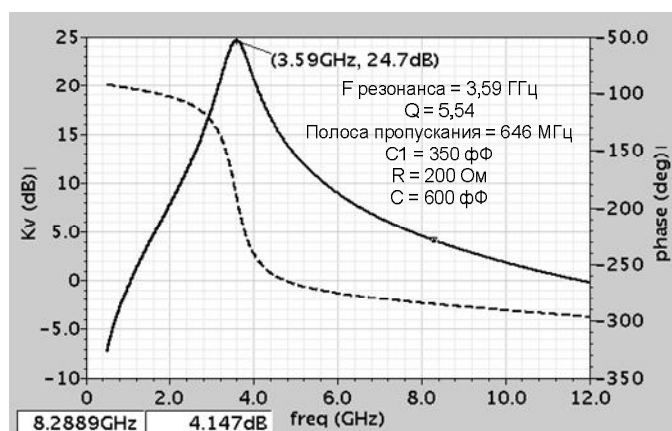


Рис. 3.77. Зависимость коэффициента передачи по напряжению от частоты (АЧХ) и фазы ИУ

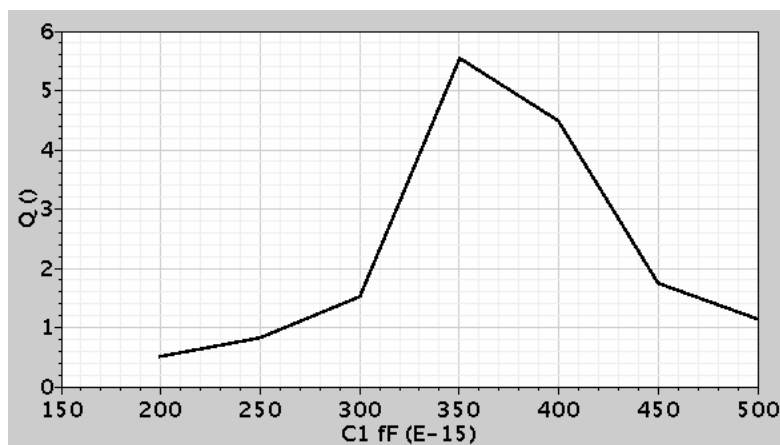


Рис. 3.78. Зависимость добротности АЧХ ИУ от ёмкости  $C1$

Таким образом, предлагаемое схемотехническое решение ИУ имеет широкий диапазон изменения выходного напряжения «от шины питания – до шины питания» (опцию rail-to-rail) и характеризуется высокими значениями коэффициента усиления  $K_0$  на частоте квазирезонанса  $f_0$  и повышенными величинами добротности  $Q$ , характеризующей его избирательные свойства.

### 3.9. Избирательные усилители с ёмкостным делителем выходного тока

В основу рассматриваемого ниже ИУ положена схема классического усилителя рисунка 3.79 с входным преобразователем «напряжение-ток».

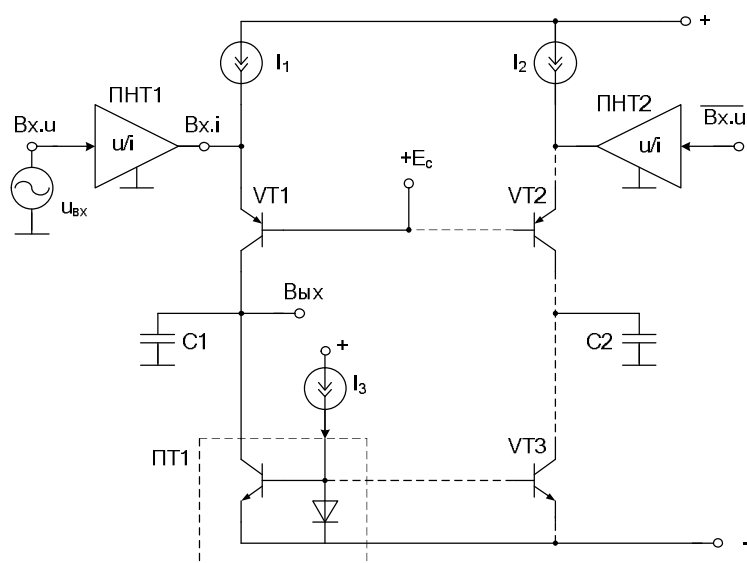


Рис. 3.79. Схема классического ИУ  
с входным преобразователем «напряжение-ток»

На рисунке 3.80 показана схема предлагаемого ИУ [52]. Решаемая им задача – повышение добротности АЧХ усилителя и его коэффициента усиления по напряжению на частоте квазирезонанса  $f_0$ . Это позволяет в ряде случаев уменьшить общее энергопотребление и реализовать высококачественное избирательное устройство СВЧ-диапазона с  $f_0=1\div 5$  ГГц.

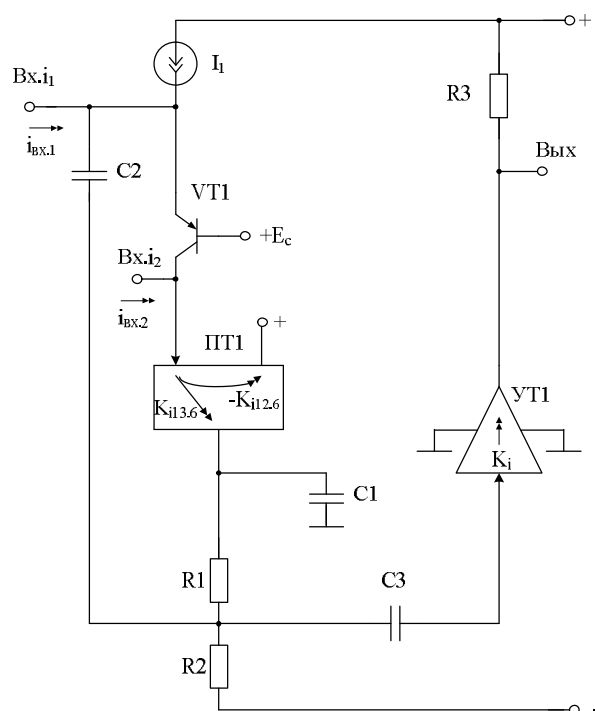


Рис. 3.80. Схема предлагаемого ИУ [52]

В предлагаемой схеме выход дополнительного усилителя тока УТ1 соединён с потенциальным выходом устройства (Вых.) и через вспомогательный резистор R3 связан с шиной положительного источника питания.

Источник входного переменного сигнала в виде тока  $i_{вх.1}$  или ( $i_{вх.2}$ ) изменяет эмиттерный ток входного транзистора VT1, либо непосредственно входной ток токового зеркала ПТ1. Эти изменения через коэффициент передачи по току  $K_{113.1}$  передаются в частотно-зависимую цепь нагрузки токового зеркала ПТ1. Структура этой цепи нагрузки, образованная резисторами R1, R2 и конденсаторами C1, C2, C3, обеспечивает полосно-пропускающий тип частотных характеристик ИУ – конденсатор C1 – формирует уменьшение амплитуды токов конденсаторов C2 и C3 в области верхних частот ИУ, а конденсаторы C2 и C3 – уменьшают сигнал в области нижних частот ИУ. В результате протекающие через конденсаторы C2 и C3 токи обеспечивают полосно-пропускающую селекцию выходного тока токового зеркала ПТ1. Именно поэтому протекающий через конденсатор C3 ток приводит к изменению входного тока дополнительного усилителя тока УТ1, выход которого посредством сопротивления вспомогательного

резистора R3 обеспечивает изменение выходного напряжения в соответствии с требуемой для ИУ частотной зависимостью его коэффициента усиления. Аналогично, ток конденсатора C2 изменяет ток эмиттера транзистора VT1 и, следовательно, выходной ток токового зеркала ПТ1. Совпадение вида частотной зависимости этого тока с характеристиками ИУ позволяет реализовать как в области верхних частот, так и в области нижних частот ИУ реактивную обратную связь, повышающую ослабление сигналов в этом диапазоне частот на выходе (Вых.). Таким образом, только на одной частоте (частоте квазирезонанса ИУ  $f_0$ ) фазовые сдвиги в контуре обратной связи ИУ совпадают, а численное значение коэффициента передачи тока  $K_{i13.1}$  будет направлено на повышение добротности Q и коэффициента усиления  $K_0$  избирательного усилителя.

Покажем аналитически, что в предлагаемой схеме рисунка 3.80 реализуются более высокие значения  $K_0$  и Q в рабочем диапазоне частот.

Действительно, в результате анализа можно найти, что комплексный коэффициент передачи по напряжению предлагаемого ИУ определяется по формуле:

$$K_y(jf) = K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (3.102)$$

$$\text{где } f_0 = 1/2\pi\sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1(C_2 + C_3)} - \text{частота квазирезонанса}; \quad (3.103)$$

$K_0$  – коэффициент усиления  $u_y$  на частоте  $f_0$ ,

$$K_0 \approx Q \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \frac{C_{12}}{\sqrt{C_1(C_2 + C_3)}} K_{id}, \quad (3.104)$$

Q – добротность, причём:

$$Q^{-1} = d_p = D_0 + \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{C_1}} \sqrt{\frac{R_2}{R_1} \left( 1 - \frac{C_2 \alpha_1}{C_2 + C_3} K_{i13.1} \right)}, \quad (3.105)$$

$$D_0 = \sqrt{\frac{C_1}{C_2 + C_3}} \left( \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} + \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \right), \quad (3.106)$$

$K_{i13.1}$  и  $K_{id}$  – коэффициент передачи по току токового зеркала ПТ1 и дополнительного усилителей тока УТ1;  $\alpha_1$  – коэффициент передачи по току эмиттера транзистора VT1.

Таким образом, численные значения коэффициента  $K_{i13.1}$  токового зеркала ПТ1 обеспечивают необходимые (требуемые) значения добротности Q и коэффициента усиления  $K_0$  ИУ при постоянном (неизменном) значении его частоты квазирезонанса  $f_0$  (3.103).

Важнейшим свойством предлагаемой схемы является возможность параметрической оптимизации её элементной чувствительности при относительно большой добротности. Как видно из (3.105), при  $R_1=R_2=R$  и реализации условия

$$C_3 = C_2 (\alpha_1 K_{i13} - 1), \quad (3.107)$$

в схеме рисунка 3.80 обеспечивается возможность структурной оптимизации как добротности  $Q$ , так и её чувствительности. Действительно, в рассматриваемом случае добротность:

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{C_1}}, \quad (3.108)$$

а её коэффициенты чувствительности:

$$S_{R_1}^Q = S_{R_2}^Q = 0, S_{C_1}^Q = -\frac{1}{2}, S_{C_2}^Q = \frac{1}{2} \frac{C_2}{C_2 + C_3}, S_{C_3}^Q = \frac{1}{2} \frac{C_3}{C_2 + C_3}. \quad (3.109)$$

При этом частота квазирезонанса (3.103) и её параметрическая чувствительность сохраняются неизменными.

Как видно из рисунка 3.81, на котором показана практическая реализация схемы рисунка 3.80, сформулированные выше условия легко реализуются на базе входного преобразователя «напряжение-ток» (дифференциального каскада ДК1), обеспечивающего преобразование входного напряжения  $u_{вх}$  во входной ток  $i_{вх.1}$ , а также токового зеркала ПТ1 на базе многоэмиттерного транзистора VT3 и p-n перехода VD1, который при  $C_2=C_3$  обеспечивает реализацию условия (3.104) и дополнительного усилителя тока УТ1, выполненного на базе биполярного транзистора VT2.

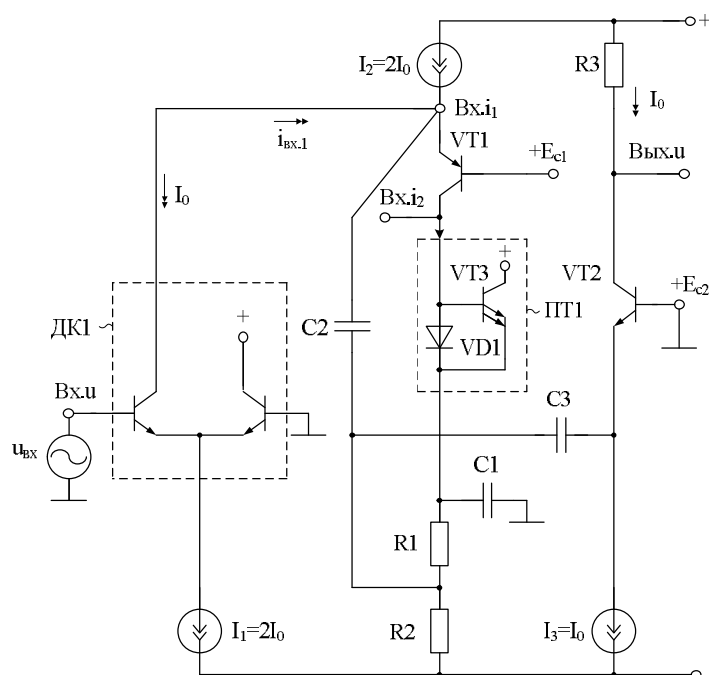


Рис. 3.81. Вариант реализации предлагаемого ИУ



Данные теоретические выводы подтверждают графики рисунков 3.83, 3.84.

На рисунков 3.82 приведена схема предлагаемого ИУ рисунка 3.81 в среде Cadence на моделях SiGe транзисторов.

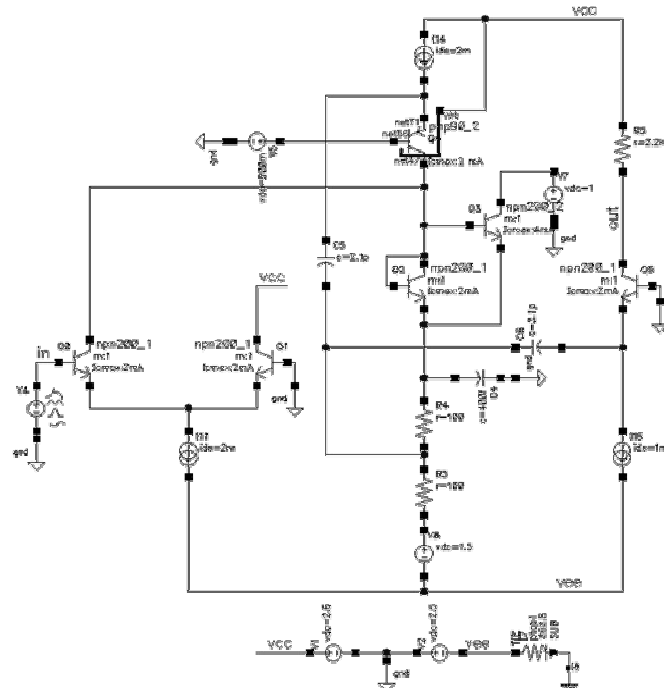


Рис. 3.82. Схема предлагаемого ИУ в среде Cadence

На рисунке 3.83 показана зависимость коэффициента усиления по напряжению от частоты ИУ рисунка 3.82 в крупном масштабе, а на рисунке 3.84 – частотная зависимость коэффициента усиления и фазовый сдвиг ИУ рисунка 3.82 в более мелком масштабе.

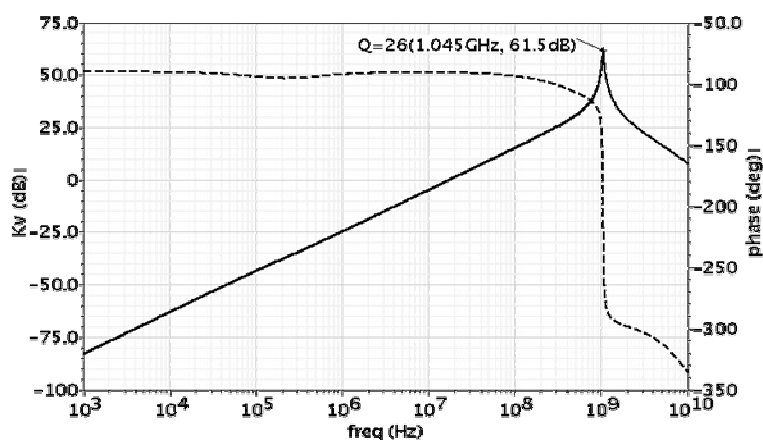


Рис. 3.83. Частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению ИУ в крупном масштабе

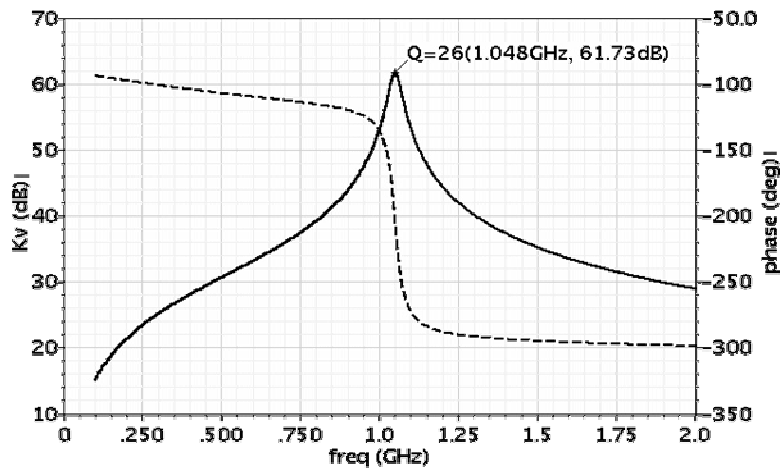


Рис. 3.84. Частотная зависимость коэффициента усиления и фазовый сдвиг ИУ в более мелком масштабе

Таким образом, предлагаемое схемотехническое решение характеризуется высокими значениями коэффициента усиления  $K_0$  на частоте квазирезонанса  $f_0$  и повышенными величинами добротности  $Q$ , характеризующей его избирательные свойства.

### 3.10. Применение комплементарных токовых зеркал в ИУ

В разделе 2 было показано, что токовые зеркала могут стать основой избирательных усилителей рассматриваемого класса. В аналоговой схемотехнике находит применение структура усилителя тока на двух комплементарных токовых зеркалах (рис. 3.85).

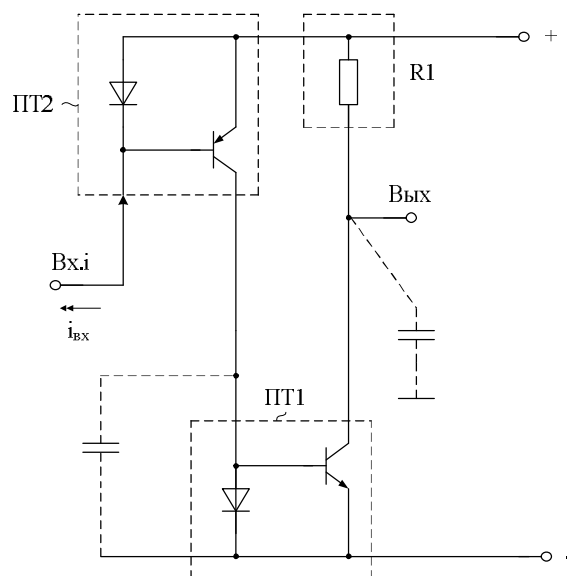


Рис. 3.85. Двухкаскадный усилитель тока на комплементарных токовых зеркалах

На рисунке 3.86 показана схема предлагаемого ИУ на основе архитектуры рисунка 3.85 [53]. Решаемая им задача – повышение добротности АЧХ усилителя и его коэффициента усиления по напряжению на частоте квазирезонанса  $f_0$ .

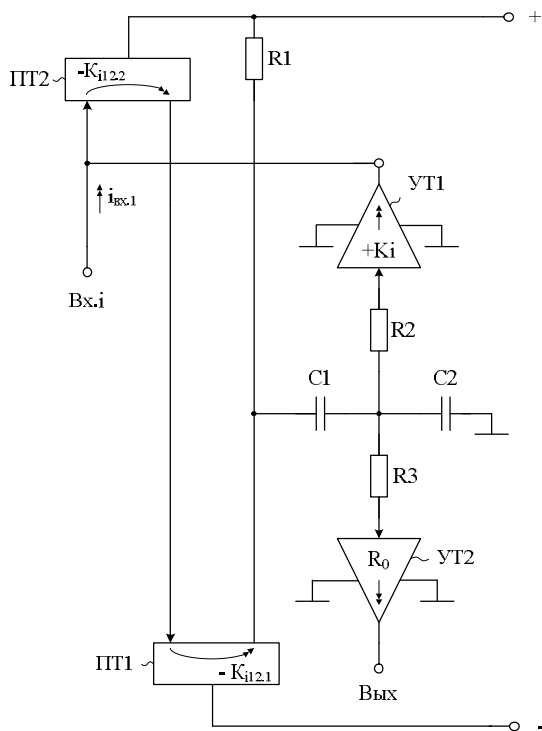


Рис. 3.86. Схема предлагаемого ИУ на основе комплементарных токовых зеркал [53]

Источник входного переменного сигнала в виде тока  $i_{Bx.1}$  изменяет входной ток токового зеркала ПТ2 и далее входной ток ( $i_{Bx.1}$ ) токового зеркала ПТ1. Эти изменения  $i_{Bx.1}$  через коэффициент передачи по току  $K_{i12.1}$  передаются в частотно-зависимую цепь нагрузки токового зеркала ПТ1. Структура этой цепи нагрузки, образованная резисторами R1, R2, R3 и конденсаторами C1, C2, обеспечивает полосно-пропускающий тип частотных характеристик ИУ – конденсатор C2 формирует уменьшение амплитуды токов резисторов R2 и R3 в области верхних частот ИУ, а конденсатор C1 уменьшает сигнал в области нижних частот ИУ. В результате протекающие через резисторы R2 и R3 токи обеспечивают полосно-пропускающую селекцию выходного напряжения усилителя УТ2. Аналогично, ток резистора R2 изменяет входной ток усилителя УТ1 и, следовательно, входной ток токового зеркала ПТ2. Совпадение вида частотной зависимости этого тока с характеристиками ИУ позволяет реализовать как в области верхних частот, так и в области нижних частот ИУ реактивную обратную связь, по-

вышающую ослабление сигналов в этом диапазоне частот на выходе. Таким образом, только на одной частоте (частоте квазирезонанса ИУ  $f_0$ ) фазовые сдвиги в контуре обратной связи ИУ совпадают, а численные значения коэффициентов передачи  $K_{i12.2}$ ,  $K_{i12.4}$  будет направлено на обеспечение добротности  $Q$  и коэффициента усиления  $K_0$  избирательного усилителя.

Покажем аналитически, что высокие и достаточно стабильные значения  $K_0$  и  $Q$  в рабочем диапазоне частот реализуются в схеме рисунка 3.86.

Действительно, в результате анализа можно найти, что комплексный коэффициент передачи по напряжению ИУ определяется по формуле:

$$K_y(jf) = K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (3.110)$$

где  $f$  – частота сигнала;  $f_0$  – частота квазирезонанса,

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 \cdot C_2 \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot R_3 / (R_2 + R_3)}}, \quad (3.111)$$

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

$$K_0 \approx Q \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \frac{R_1}{R_2 + R_3} \cdot K_{i12.2} K_{i12.1}, \quad (3.112)$$

$Q$  – добротность, причём:

$$Q^{-1} = d_p = D_0 + \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \sqrt{\frac{R_3}{R_2 + R_3}} (1 - K_{iUT1} K_{i12.2} K_{i12.1}), \quad (3.113)$$

$$D_0 = \left( \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} + \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \right) \sqrt{\frac{R_2 R_3 / R_1}{R_2 + R_3}}, \quad (3.114)$$

где  $K_{i12.1}$ ,  $K_{i12.2}$ ,  $K_{i11UT1}$  – коэффициенты передачи по току токовых зеркал ПТ1, ПТ2 и дополнительного усилителя тока УТ1.

Таким образом, численные значения коэффициентов  $K_{i12.1}$ ,  $K_{i12.2}$  токовых зеркал ПТ1, ПТ2 обеспечивают необходимые (требуемые) значения добротности  $Q$  и коэффициента усиления  $K_0$  ИУ при постоянном (неизменном) значении его частоты квазирезонанса  $f_0$  (3.111).

Важнейшим свойством предлагаемой схемы является возможность параметрической оптимизации её элементной чувствительности при относительно большой добротности. Как видно из (3.113), при  $C_1 = C_2$  и реализации условия

$$K_{iUT1} K_{i12.1} K_{i12.2} = 1, \quad (3.115)$$

в схеме рисунка 3.86 обеспечивается возможность структурной оптимизации как добротности  $Q$ , так и её чувствительности. Действительно, в рассматриваемом случае добротность:

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{(R_2 + R_3)R_1}{R_2 R_3}}, \quad (3.116)$$

а её коэффициенты чувствительности:

$$S_{C_1}^Q = S_{C_2}^Q = 0, \quad S_{R_1}^Q = -\frac{1}{2}, \quad S_{R_2}^Q = \frac{1}{2} \frac{R_2}{R_2 + R_3}, \quad S_{R_3}^Q = \frac{1}{2} \frac{R_3}{R_2 + R_3}. \quad (3.117)$$

При этом частота квазирезонанса (3.111) и её параметрическая чувствительность сохраняются неизменными.

На рисунке 3.87 показана схема предлагаемого ИУ с конкретным выполнением усилителей тока УТ1 и УТ2, имеющим низкое входное сопротивление.

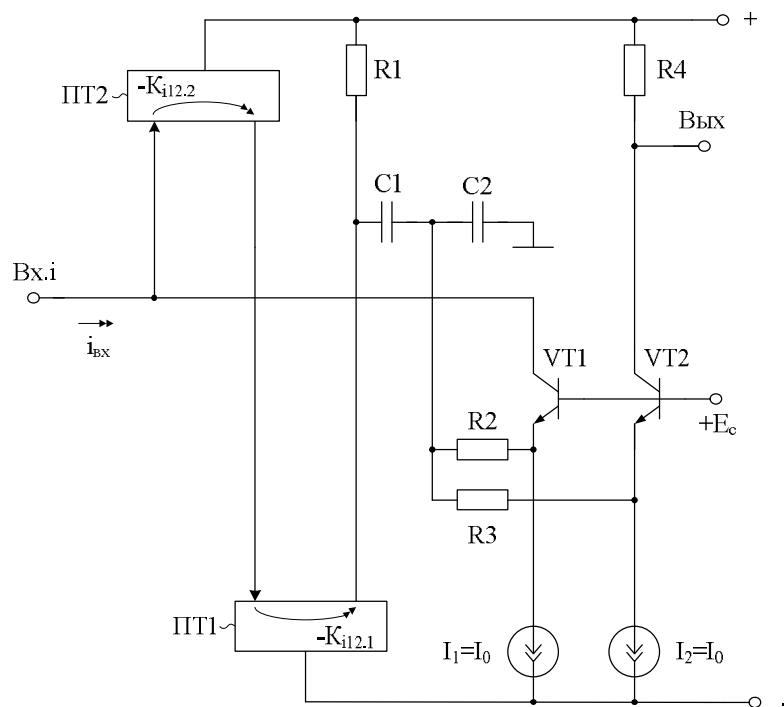


Рис.3.87. Схема предлагаемого ИУ  
с конкретным выполнением усилителей тока УТ1, УТ2

На рисунке 3.88 показана схема ИУ рисунка 3.86, в которой используются другие варианты выполнения усилителей тока УТ1 и УТ2. В частности, первый усилитель тока УТ1 реализован на транзисторе VT1 и резисторе R5, а второй усилитель тока УТ2 выполнен на транзисторе VT2, резисторах R4 и R6. Статический режим транзисторов VT1 и VT2 устанавливается резисторами R7, R8 и p-n переходами VDN1. В данной схеме выход усилителя тока УТ2, в отличие от схемы рисунка 3.87, согласован с отрицательной шиной источника питания.

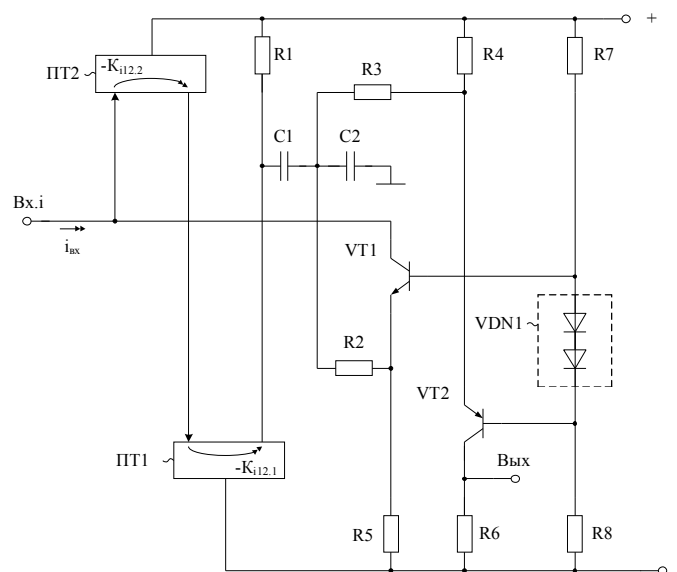


Рис. 3.88. Вариант практической реализации предлагаемого ИУ

Для случая, когда входным сигналом для ИУ является напряжение ( $u_{BX}$ ) между источником  $u_{BX}$  и токовым входом устройства, необходимо включить преобразователь «напряжение-ток», например на основе дифференциального каскада ДК1, который реализован (в частном случае) на транзисторах VT1, VT2, источнике тока  $I_1$  и цепи смещения потенциалов  $E_{c1}$ . Токовые зеркала ПТ1 и ПТ2 выполняются по классическим схемам.

На рисунке 3.89 показана практическая реализация схемы предлагаемого ИУ с преобразователем «напряжение-ток» ДК1 (дифференциальным каскадом), обеспечивающим преобразование входного напряжения  $u_{BX}$  во входной ток ИУ  $i_{BX.1}$ .

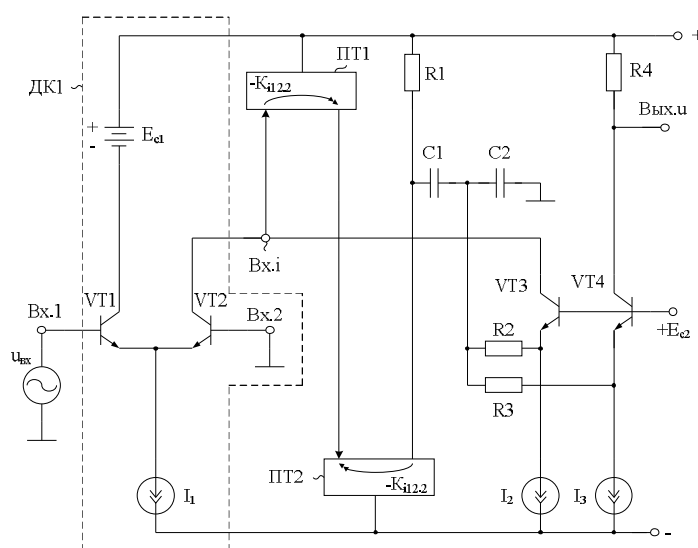


Рис. 3.89. Схема ИУ с преобразователем «напряжение-ток» во входной цепи

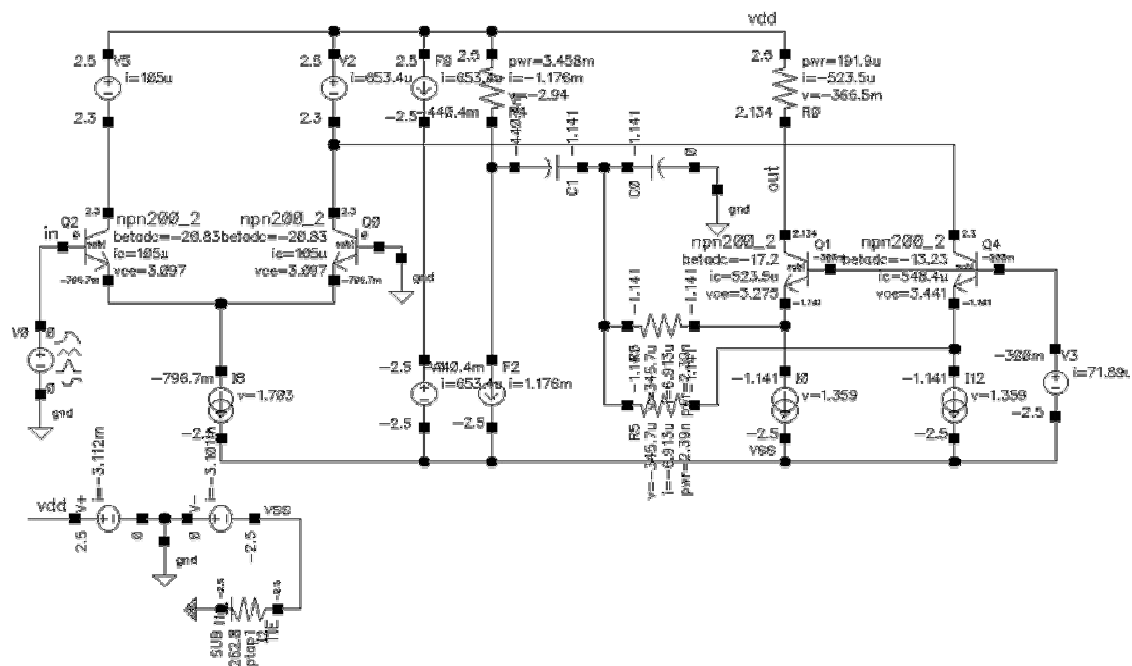


Рис. 3.90. Схема предлагаемого ИУ  
в среде компьютерного моделирования Cadence

На рисунке 3.91 показана зависимость коэффициента усиления по напряжению от частоты ИУ рисунка 3.90 в крупном масштабе при разных значениях коэффициентов усиления по току токового зеркала ПТ2 (ПТ1), а на рисунке 3.92 – частотная зависимость коэффициента усиления и фазовый сдвиг ИУ рисунка 3.90 в более мелком масштабе.

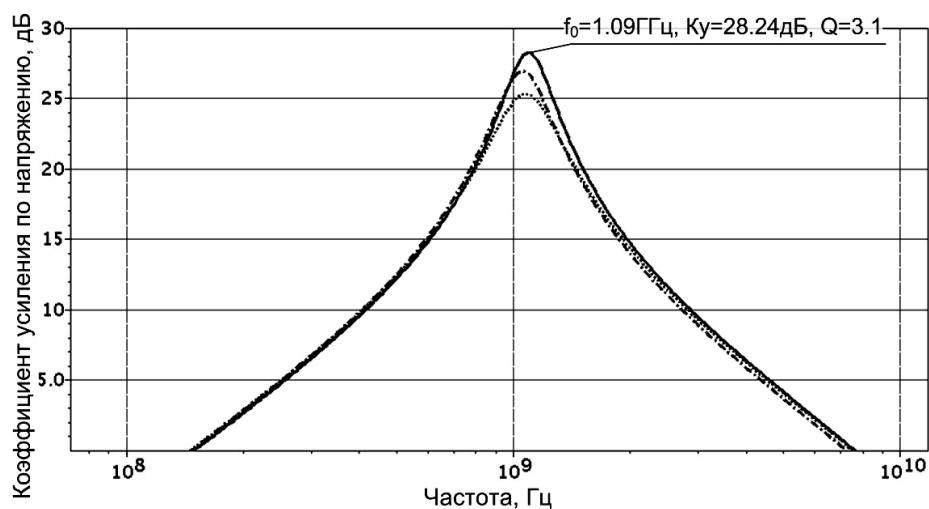


Рис. 3.91. Частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению от частоты ИУ в крупном масштабе

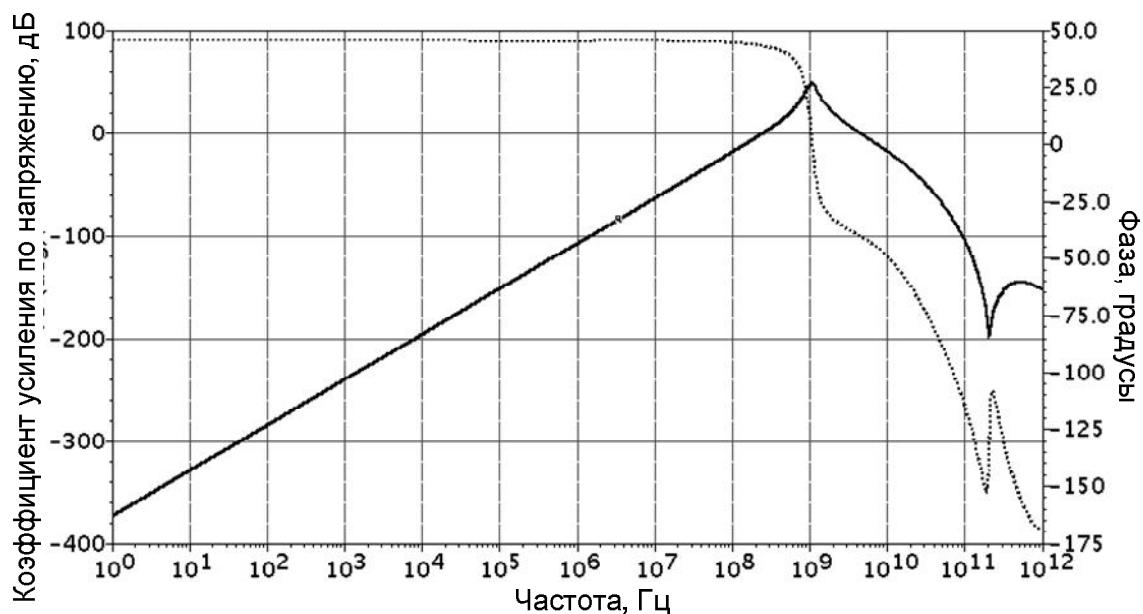


Рис. 3.92. Частотная зависимость коэффициента усиления и фазовый сдвиг ИУ в более мелком масштабе

Таким образом, рассмотренное схемотехническое решение характеризуется высокими и стабильными значениями коэффициента усиления  $K_0$  на частоте квазирезонанса  $f_0$  и повышенными величинами добротности  $Q$ , характеризующей его избирательные свойства при низких коэффициентах чувствительности (8).

### 3.11. Двухканальные избирательные усилители на основе классических токовых зеркал

В современной микроэлектронике широко применяются схемы двухканальных дифференциальных усилителей с классическими токовыми зеркалами, интегрируемые в архитектуру активных RC-фильтров (рис. 3.93). Причём их верхняя граничная частота  $f_v$  (по уровню -3дБ) иногда формируется инерционностью транзисторов схемы (ёмкостью на подложку  $C_{\Pi}$  и т.д.), а нижняя  $f_n$  определяется корректирующим конденсатором.

Основной недостаток ИУ рисунка 3.93 в том, что он не обеспечивает высокую добротность  $Q \approx \frac{f_0}{f_v - f_n}$  амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) и коэффициент усиления по напряжению ( $K_0$ ) на частоте квазирезонанса ( $f_0$ ).



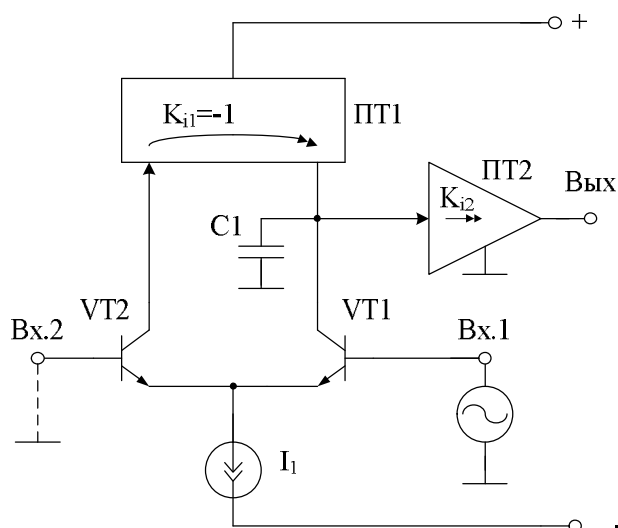


Рис. 3.93. Схема классического дифференциального усилителя

### 3.11.1. Первая базовая схема

На рисунке 3.94 представлена схема предлагаемого ИУ на основе усилительного элемента рисунка 3.93. Решаемая им задача – повышение добротности АЧХ усилителя и его коэффициента усиления по напряжению на частоте квазирезонанса  $f_0$ .

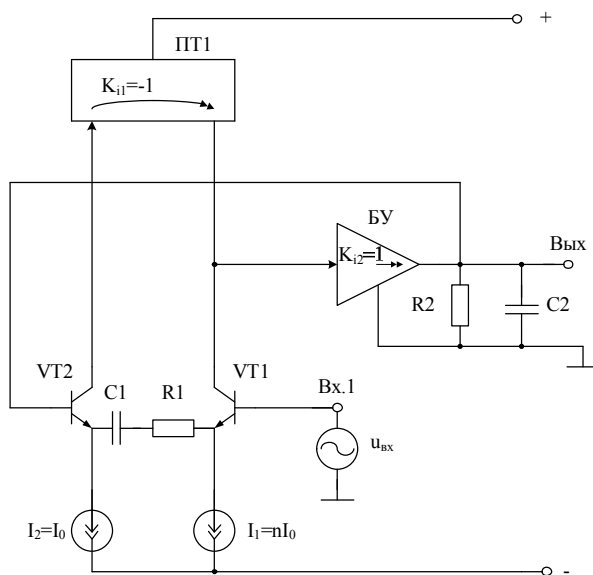


Рис. 3.94. Схема предлагаемого ИУ на базе двухканального усилительного элемента (VT1, VT2, ПТ1)

Источник входного переменного сигнала  $u_{\text{вх}}$  в силу комплексного характера сопротивления эмиттерной цепи входного транзистора VT1 (частотно-задающий резистор R1 и корректирующий конденсатор C1) из-

меняет не только ток его эмиттера, но и ток коллектора. Взаимодействие эмиттерных цепей входных транзисторов VT1, VT2 через указанные резистор и конденсатор приводит к изменению коллекторного тока входного транзистора VT2, причём с ростом частоты входного сигнала эти токи противофазно увеличиваются. Связь коллекторов входных транзисторов VT1, VT2 посредством токового зеркала ПТ1 приводит к увеличению входного и, следовательно, выходного тока неинвертирующего буферного каскада БУ, нагрузкой которого является параллельное соединение корректирующего конденсатора С2 и частотно-задающего резистора R2, представляющих собой нагрузку ИУ. Как следствие, указанные реактивные элементы обеспечивают резонансный вид амплитудно-частотной характеристики ИУ (на частотах  $f < f_0$  рост выходного напряжения объясняется увеличением токов коллектора входных транзисторов VT1, VT2, а на частотах  $f > f_0$  – уменьшением напряжения на корректирующем конденсаторе С2). Связь базы входного транзистора VT2 с выходом (Вых.) буферного каскада приводит к появлению сигналов обратной связи на эмиттере входного транзистора VT1 и коллекторе входного транзистора VT2, причём на частотах  $f < f_0$  эта связь реактивна, что сохраняет неизменной частоту квазирезонанса  $f_0$  ИУ, а передача сигнала обратной связи через токовое зеркало ПТ1 и неинвертирующий буферный каскад БУ к нагрузке позволяет реализовать необходимое численное значение возвратного отношения на частоте  $f_0$ . Именно поэтому в предлагаемой схеме ИУ можно получить заданную добротность и высокий коэффициент усиления, которые будут определяться усилительными свойствами токового зеркала ПТ1 и неинвертирующего буферного каскада БУ.

Аналитически можно показать, что более высокие и стабильные значения  $K_0$  и  $Q$  в диапазоне высоких частот реализуются в предлагаемой схеме. Причём

$$K_y(jf) = -K_0 \frac{jff_0/Q}{f_0^2 - f^2 + jff_0/Q} = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}}, \quad (3.118)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_1\tau_2}}; \quad (3.119)$$

$$\tau_1 = C_1(R_1 + h_{11.1} + h_{11.2})$$

$$\tau_2 = C_2R_1,$$

$$Q = \left[ \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \left( 1 - \frac{R_2(\alpha_1 K_{i1} + \alpha_2 K_{i2})}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}} \right) + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \right]^{-1}, \quad (3.120)$$

$$K_0 \approx Q \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \frac{R_2 K_{i2} (1 + \alpha_2 K_{i1})}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}} K_{i2}, \quad (3.121)$$

где  $K_{i1}$ ,  $K_{i2}$  – коэффициенты передачи по току токового зеркала ПТ1 и неинвертирующего буферного каскада БУ.

Выражения (3.120) и (3.121) показывают, что коэффициенты передачи по току  $K_{i1}$  и  $K_{i2}$  непосредственно определяют реализуемую в ИУ добротность  $Q$  и его коэффициент усиления  $K_0$  при неизменной частоте квазирезонанса  $f_0$  (3.119). Таким образом, схемотехническая реализация токового зеркала ПТ1 и неинвертирующего буферного каскада БУ в зависимости от требуемых значений их коэффициентов передачи обеспечивает решение поставленной задачи. Учитывая, что  $K_{i1}$  и  $K_{i2}$  влияют на  $Q$  (3.120) и  $K_0$  (3.121) не только аддитивно, но и мультипликативно, реализацию ИУ можно конкретизировать посредством применения неинвертирующего буферного каскада БУ ( $K_{i2} \approx 1$ ), обеспечивающего возможность соединения комплексной нагрузки ИУ (частотно-задающий резистор  $R2$  и корректирующий конденсатор  $C2$ ) с шиной отрицательного источника питания (рис. 3.95). Аналогично, как показано на рисунке 3.96, при этом же условии неинвертирующий буферный каскад БУ может быть согласован с положительным источником питания и выходной цепью токового зеркала ПТ1.

На рисунке 3.95 в качестве неинвертирующего буферного каскада БУ используется усилитель тока с коэффициентом передачи по току близким к единице и низким входным сопротивлением. Здесь частотно-задающий резистор  $R1$  включён между шиной положительного источника питания и выходом буферного каскада, причём численные значения тока токостабилизирующего двухполюсника  $I_1$  превышают численное значение тока токостабилизирующего двухполюсника  $I_2$ .

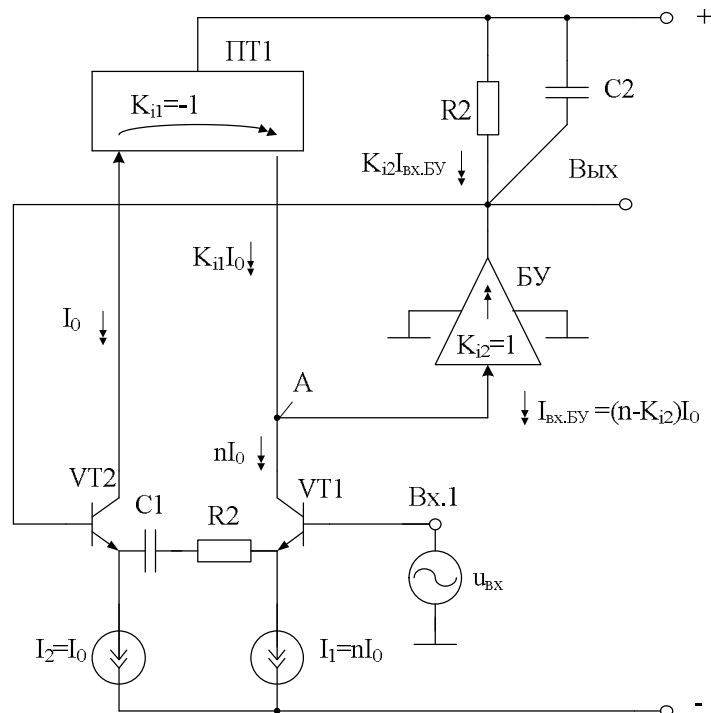


Рис. 3.95. Первая модифицированная схема предлагаемого усилителя

На рисунке 3.96 показана модифицированная схема ИУ, в которой в качестве неинвертирующего буферного каскада БУ используется усилитель тока с коэффициентом передачи близким к единице и низким входным сопротивлением. Здесь частотно-задающий резистор R2 включён между шиной отрицательного источника питания и выходом буферного каскада, причём численные значения тока токостабилизирующего двухполюсника  $I_2$  превышают численное значение тока токостабилизирующего двухполюсника  $I_1$ .

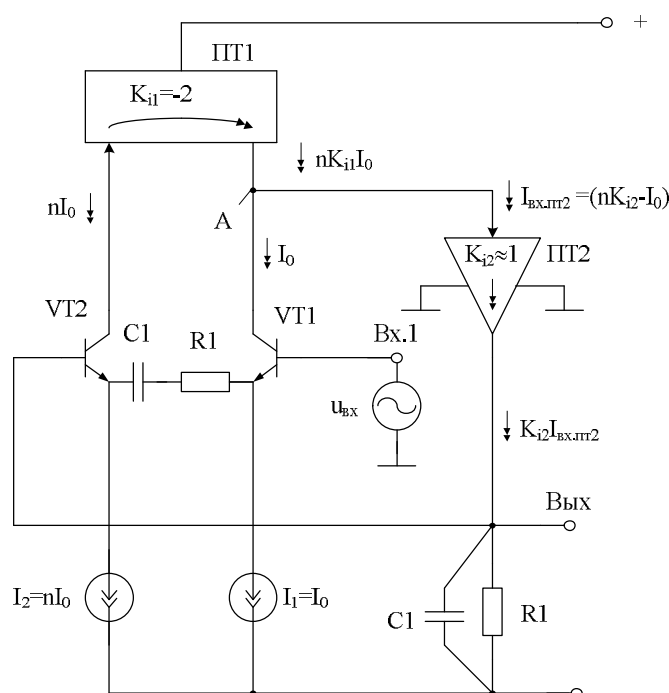


Рис. 3.96. Вторая модифицированная схема предлагаемого усилителя

Указанные варианты структурной реализации ИУ создают дополнительные схемотехнические степени свободы при построении конкретных принципиальных схем с учётом компонентных и режимных ограничений, связанных с особенностью функционирования радиоэлектронных модулей при использовании конкретных технологий.

Так, представленный на рисунке 3.97 неинвертирующий буферный каскад БУ реализован на базе биполярного транзистора VT4, входная (эмиттерная) цепь которого подключена к узлу «А» и интегрирована с выходной цепью токового зеркала ПТ1 и коллекторной цепью входного транзистора VT1. Кроме этого, в данной схеме выход ИУ связан с базой транзистора VT2 через эмиттерный повторитель, который реализован на транзисторе VT3, p-n переходе VD1 и источнике тока  $I_3$ , что упрощает согласование статических режимов. Токоевое зеркало ПТ1 реализовано на элементах VT5, VD2.

В этом случае коэффициент передачи токового зеркала ПТ1  $K_{i1} \approx 2$ , а  $K_{i2} = \alpha_4$ , поэтому

$$Q = \left[ \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \left( 1 - \frac{R_2(\alpha_1\alpha_4 + \alpha_2\alpha_4 K_{il})}{R_1 + h_{11,1} + h_{11,2}} \right) + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \right]^{-1}, \quad (3.122)$$

$$K_0 = Q \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \frac{R_2(\alpha_2 K_{i1} + \alpha_1)}{R_1 + h_{||,1} + h_{||,2}}, \quad (3.123)$$

где  $K_{i1}$  – коэффициент передачи токового зеркала ПТ1.

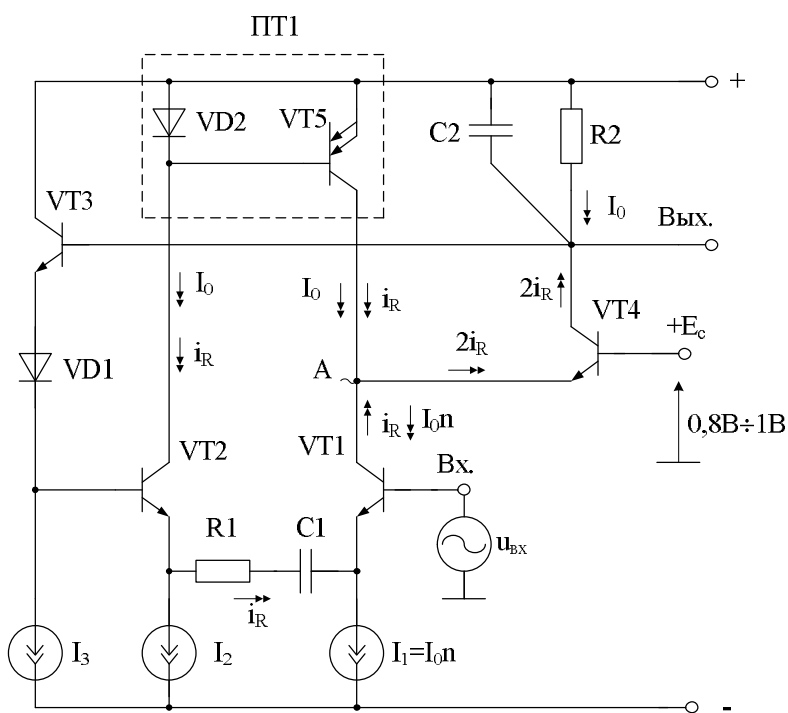


Рис. 3.97. Третья модифицированная схема предлагаемого усилителя

На рисунке 3.98 показан вариант построения неинвертирующего буферного каскада БУ на базе р-п-р транзистора VT3 с дополнительным обеспечивающим режим его работы источником тока  $I_3$ . Поэтому здесь  $K_{i2}=\alpha_3$  при любой схемотехнической реализации токового зеркала ПТ1. Следовательно,

$$Q \approx \left[ \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \left( 1 - \frac{R_2 \alpha_3 (\alpha_1 + \alpha_2 K_{il})}{R_1 + h_{11,1} + h_{11,2}} \right) + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \right]^{-1}, \quad (3.124)$$

$$K_0 \approx Q \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \frac{R_2 \alpha_3 (1 + \alpha_2 K_{11})}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}}. \quad (3.125)$$

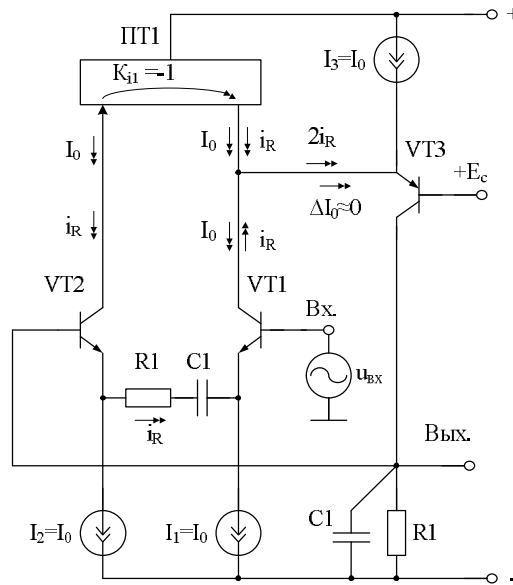


Рис. 3.98. Четвёртая модифицированная схема предлагаемого усилителя

Показанный на рисунке 3.99 вариант токового зеркала ПТ1 и неинвертирующего буферного каскада БУ на базе биполярных (VT3, VT1) и полевых (VT4) транзисторов приводит к следующему результату

$$K_{i1} \approx 2, K_{i2} \approx 2. \quad (3.126)$$

Поэтому для данной модификации ИУ

$$Q = \left[ \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \left( 1 - \frac{R_2(\alpha_1 + \alpha_2 K_{i1})}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}} \right) + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \right]^{-1}, \quad (3.127)$$

$$K_0 = Q \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \frac{R_2(\alpha_1 + \alpha_2 K_{i1})}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}}, \quad (3.128)$$

где  $K_{i1}$  – коэффициент передачи тока токового зеркала ПТ1.

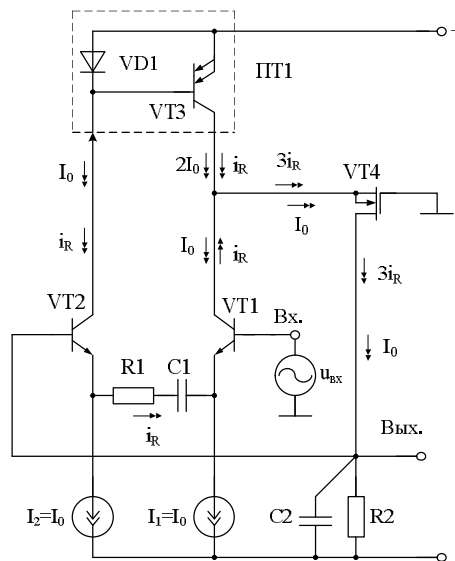


Рис. 3.99. Пятая модификация предлагаемого усилителя

На рисунке 3.100 показана реализация ИУ на базе полупроводниковых компонентов, характерных для SiGe технологии SGB25VD. Здесь токовое зеркало ПТ1 и неинвертирующий буферный каскад БУ реализованы на базе р и n МОП транзисторов, причём для обеспечения коэффициента передачи по току  $K_{i1}$  используется пара р-МОП транзисторов VT4 и VT5, режим работы которых согласуется с режимом работы входного транзистора VT2 посредством транзистора VT3, а неинвертирующий буферный каскад БУ реализован здесь на базе n-МОП транзистора VT6. Тогда  $K_{i1}=2$ ,  $K_{i2}=1$ . Поэтому для данной модификации ИУ

$$Q = \left[ \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \left( 1 - \frac{R_2(\alpha_1 + 2\alpha_2)}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}} \right) + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \right]^{-1}, \quad (3.129)$$

$$K_0 = Q \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \frac{R_2(1 + 2\alpha_2)}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}}. \quad (3.130)$$

Следует заметить, что во всех рассмотренных случаях частота квазирезонанса  $f_0$  сохраняет своё значение, определяемое соотношением (3.119).

Таким образом, как следует из формул (3.120) – (3.125) и (3.127) – (3.130), предлагаемый ИУ позволяет реализовать высокие численные значения добротности  $Q$  и коэффициента усиления  $K_0$  при неизменной частоте квазирезонанса (3.119).

Данные теоретические выводы подтверждают графики рисунков 3.102, 3.103, 3.105, 3.106.

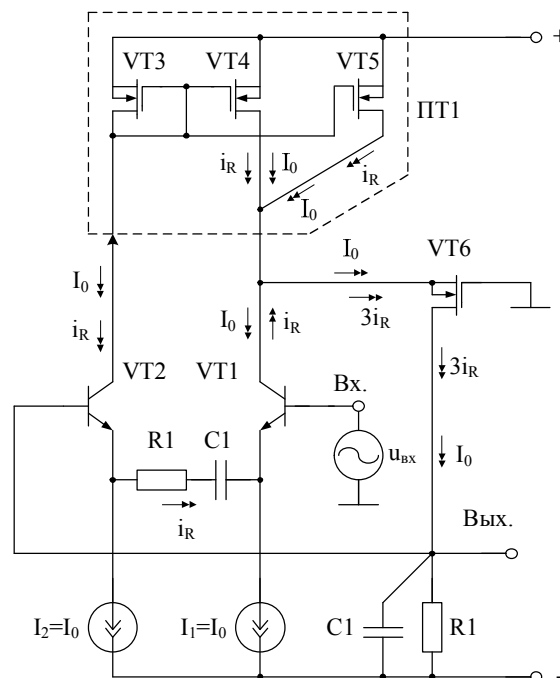


Рис. 3.100. Реализация ИУ на базе полупроводниковых компонентов, характерных для SiGe технологии

На рисунке 3.101 приведена схема фильтра рисунка 3.98 в среде Cadence на моделях SiGe транзисторов при коэффициенте передачи по току токового зеркала ПТ1  $K_{i1}=-1,0$ .

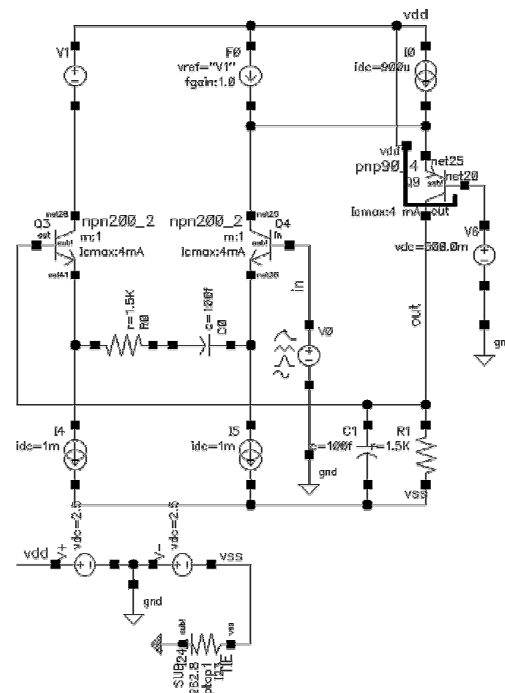


Рис. 3.101. Схема предлагаемого усилителя в среде Cadence при  $K_{i1}=-1,0$

На рисунке 3.102 показана логарифмическая амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению ИУ рисунка 3.101 при коэффициенте усиления по току токового зеркала ПТ1  $K_{i1}=-1$ , а на рисунке 3.103 – её логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики в более мелком масштабе.

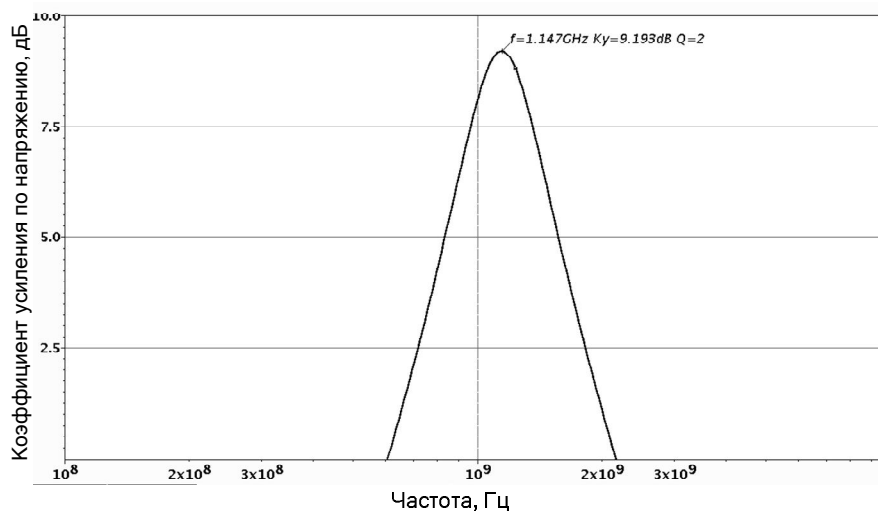


Рис. 3.102. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению ИУ



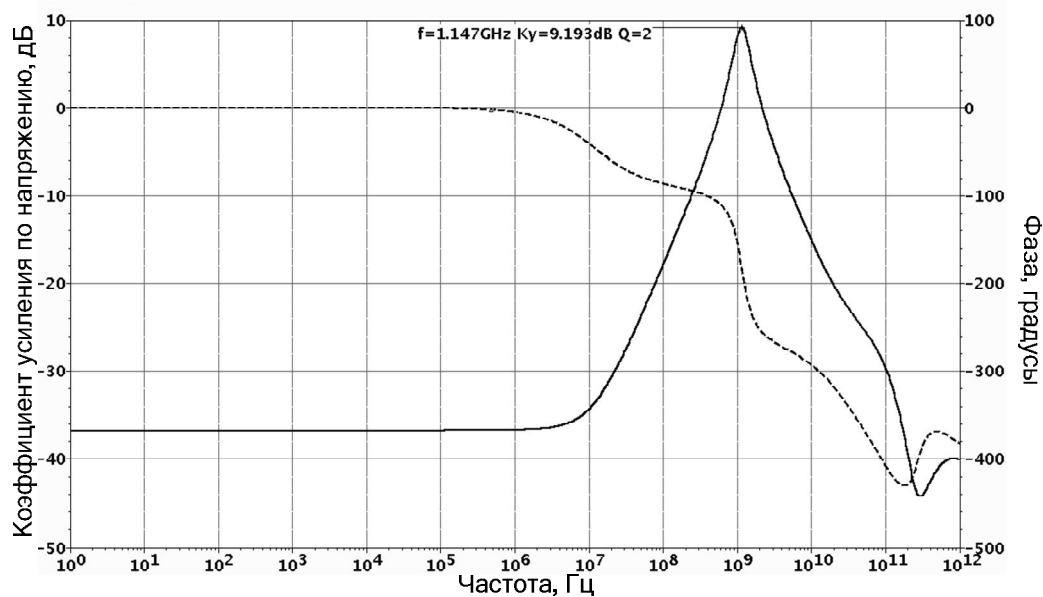


Рис. 3.103. Логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики в более мелком масштабе

На рисунке 3.104 представлена схема фильтра рисунка 3.96 в среде Cadence на моделях SiGe транзисторов при коэффициенте передачи  $K_{i1}$  по току токового зеркала ПТ1  $K_{i1}=-1,9$ .

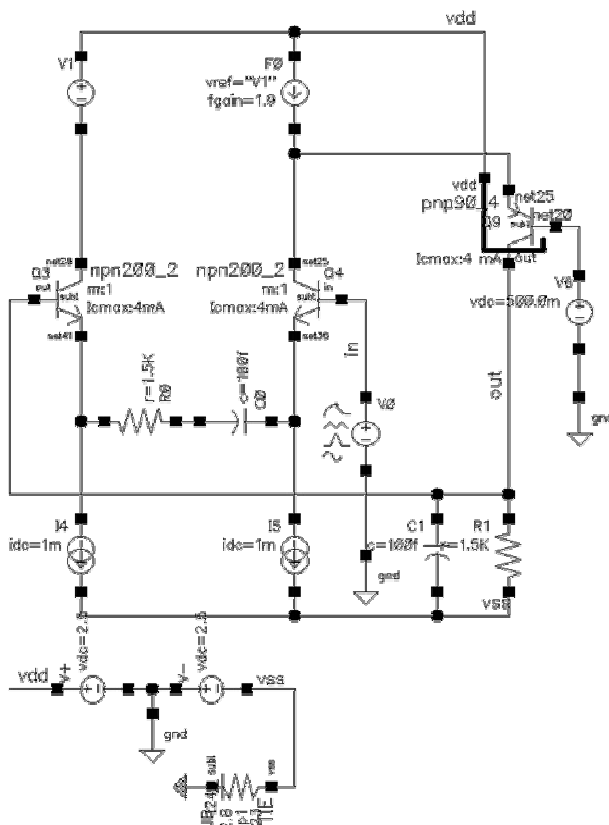


Рис. 3.104. Схема фильтра в среде Cadence при  $K_{i1}=-1,9$

На рисунке 3.105 показана логарифмическая амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению ИУ рисунка 3.104 при коэффициенте усиления токового зеркала ПТ1  $K_{i1}=-1,9$ , а на рисунке 3.106 – логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики данного ИУ в более мелком масштабе.

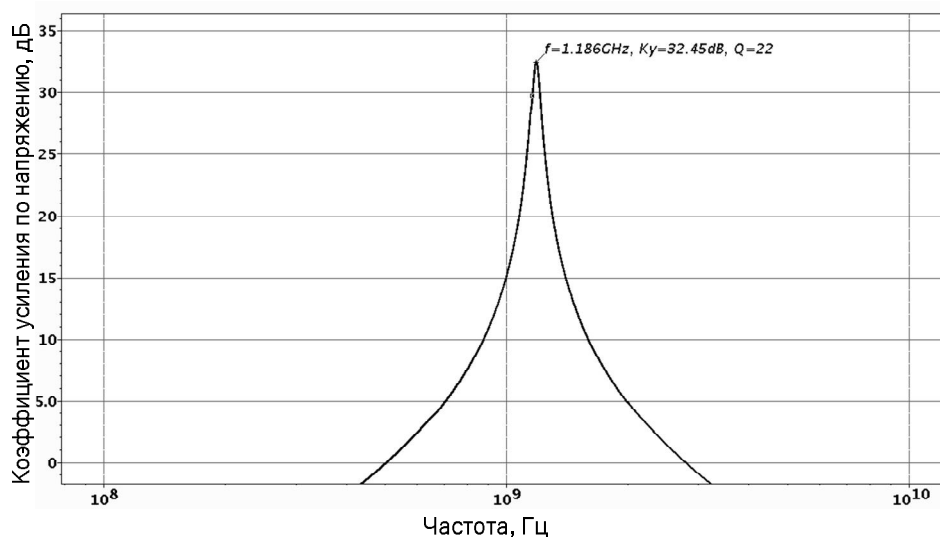


Рис. 3.105. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению ИУ

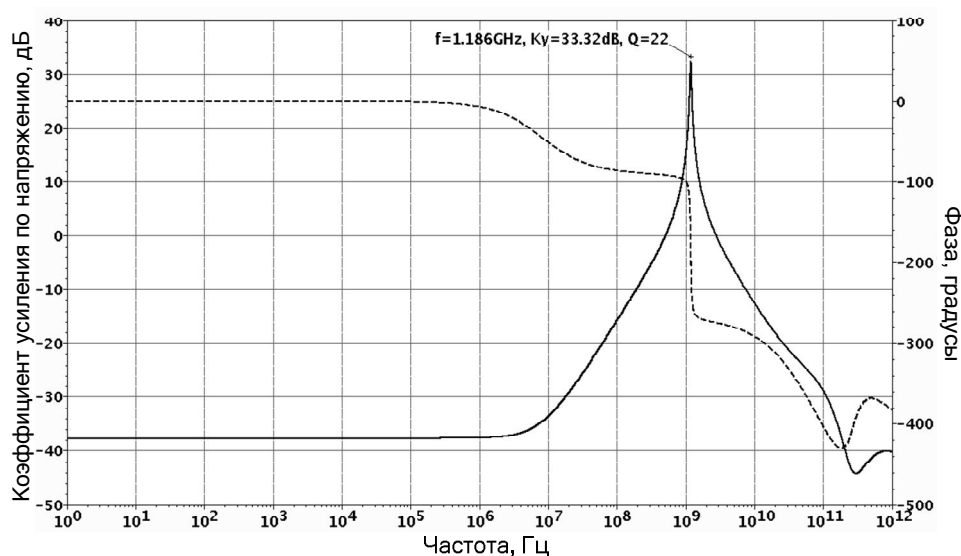


Рис. 3.106. Логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики в более мелком масштабе

На рисунке 3.107 приведена схема ИУ в среде Cadence на моделях SiGe транзисторов (npnVs, W=2, L=2, техпроцесс SGB25VD), а на рисунке 3.108 – логарифмические амплитудно-частотные характеристики ИУ

рисунка 3.107 при разных значениях коэффициента передачи по току токового зеркала ПТ2  $K_i = K_{i12,1} = 1 \div 1,5$ .

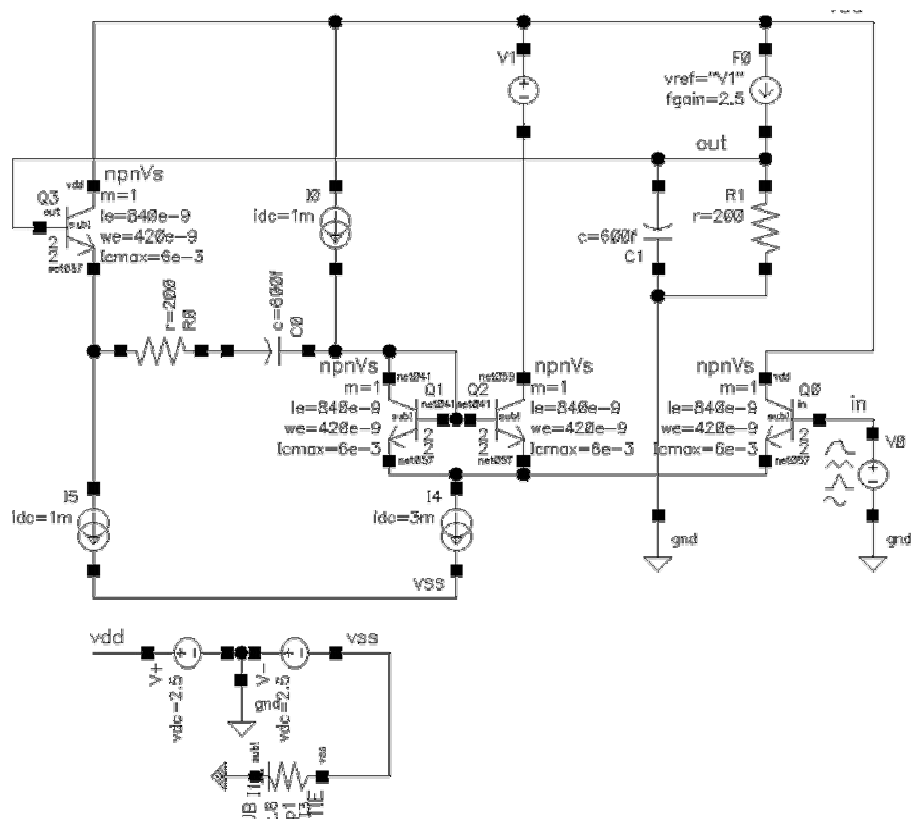


Рис. 3.107. Схема ИУ в среде компьютерного моделирования Cadence

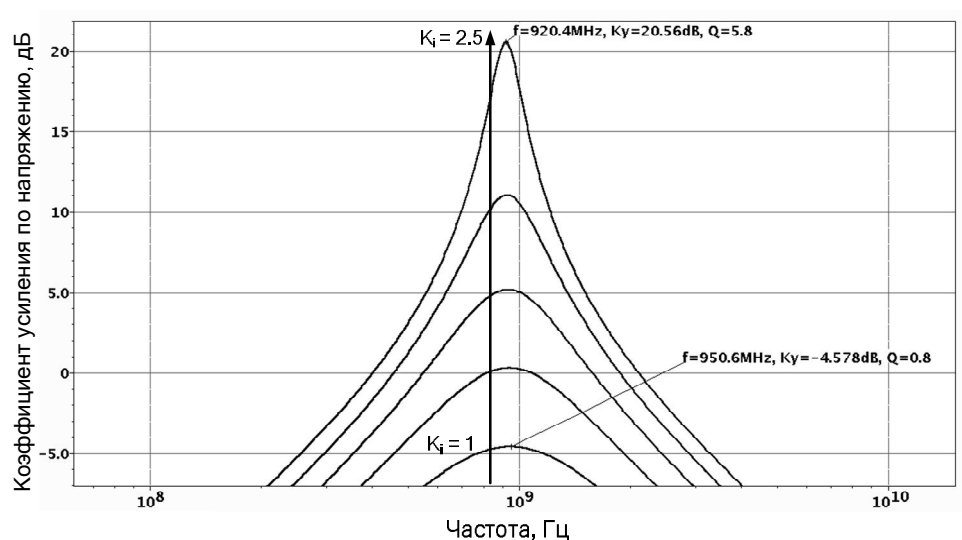


Рис. 3.108. Логарифмические амплитудно-частотные характеристики

На рисунке 3.109 показаны логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики ИУ в более мелком масштабе.

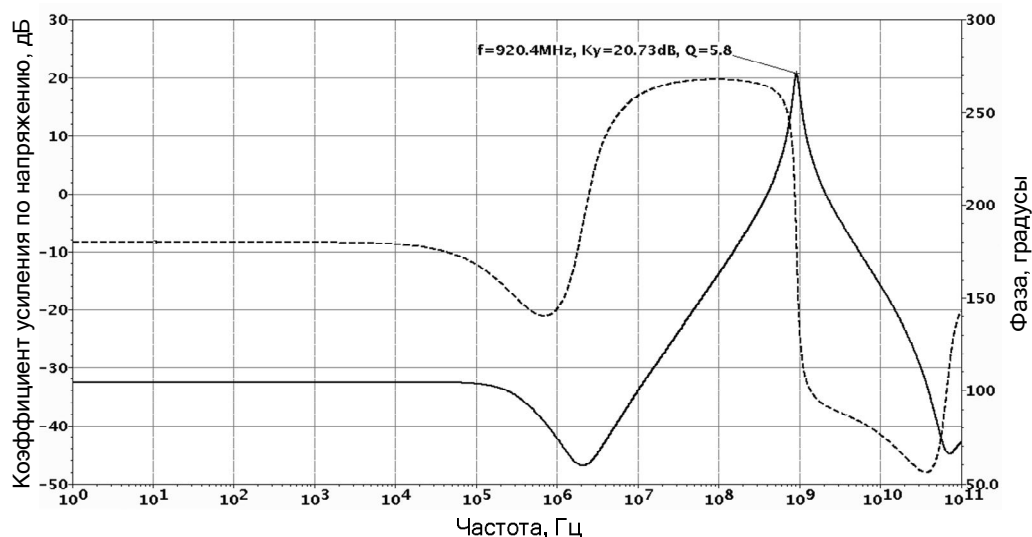


Рис. 3.109. Логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики ИУ в более мелком масштабе

Таким образом, рассмотренные схемы ИУ характеризуются высокими значениями коэффициента усиления  $K_0$  на частоте квазирезонанса  $f_0$  и повышенными величинами добротности  $Q$ , характеризующей его избирательные свойства.

### 3.11.2. Вторая базовая схема

На рисунке 3.110 представлена вторая базовая схема избирательного усилителя на основе токового зеркала [54]. Решаемая им задача – повышение добротности АЧХ усилителя и его коэффициента усиления по напряжению на частоте квазирезонанса  $f_0$ , а также создание условий для управления параметрами  $Q$  и  $K_0$ .

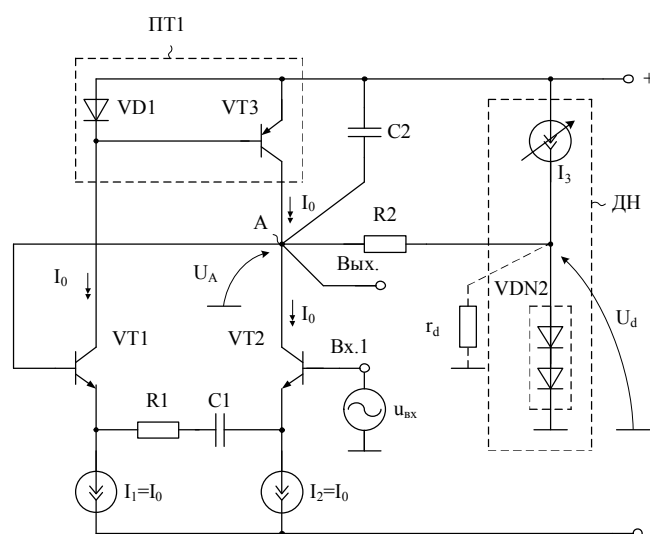


Рис. 3.110. Вторая базовая схема предлагаемого усилителя [54]

Делитель напряжения ДН в данной схеме реализован в частном случае на основе управляемого источника тока  $I_3$  и двух прямосмещённых р-п переходов VDN2, дифференциальное сопротивление которых  $r_d$  изменяется при изменении тока  $I_3$ .

Источник переменного входного сигнала  $u_{вх}$  изменяет коллекторный и эмиттерный токи входного транзистора VT2. Комплексный характер проводимости его эмиттерной цепи, образованной резистором R1 и корректирующим конденсатором C1, обеспечивает передачу этого сигнала через эмиттер входного транзистора VT1 и токовое зеркало ПТ1, реализованное на р-п переходе VD1 и транзисторе VT3, и далее в коллекторную (выходную) цепь входного транзистора VT2, которая реализована на базе корректирующего конденсатора C2, резистора R2 и, в общем случае, управляемого делителя напряжения ДН, образованного источником тока  $I_3$ , и набора прямосмещённых р-п переходов VDN2. Комплексность полного сопротивления этой цепи ( $C_2$ ,  $R_2 + r_d$ ) и характер изменения токов названных выше транзисторов обеспечивают резонансный вид его амплитудно-частотной характеристики. Вводимый в ИУ контур обратной связи, образованный подключением базы входного транзистора VT1 к выходу устройства, имеет реактивный характер в области низких частот ( $f \ll f_0$ ) благодаря комплексной проводимости эмиттерных цепей входных транзисторов VT1, VT2 (резистор R1 и корректирующий конденсатор C1). Указанная особенность сохраняет неизменной частоту квазирезонанса ИУ ( $f_0$ ) при любой глубине этой обратной связи и позволяет увеличить добротность Q ИУ и его коэффициент усиления  $K_0$  при заданном значении полного сопротивления в цепи коллекторов транзисторов VT2 и VT3 (конденсатор C2 и эквивалентное сопротивление  $R_2 + r_d$ ).

Покажем аналитически, что более высокие значения  $K_0$  и Q в диапазоне высоких частот реализуются в предлагаемой схеме.

Действительно, комплексный коэффициент передачи по напряжению ИУ рисунка 3.110 определяется по формуле:

$$K(jf) = -K_0 \frac{jf f_0 / Q}{f_0^2 - f^2 + jf f_0 / Q}, \quad (3.131)$$

$$\text{где } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_1\tau_2}}; \quad \tau_1 = C_1(R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}); \quad \tau_2 = C_2(R_2 + r_d), \quad (3.132)$$

$$Q = \left[ \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \left( 1 - \frac{(\alpha_1 K_{\text{инт}} + \alpha_2)(R_2 + r_d)}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}} \right) + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \right]^{-1}, \quad (3.133)$$

$$K_0 = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \sqrt{\frac{R_2 + r_d}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}}} Q(\alpha_2 + \alpha_1 K_{\text{инт}}), \quad (3.134)$$

$h_{21.i} = \alpha_i$ ,  $h_{11.i}$  – малосигнальные h-параметры i-го транзистора в схеме с общей базой;  $K_{\text{инт}}$  – коэффициент передачи по току токового зеркала ПТ1;  $r_{vd} \approx r_d$  – дифференциальное сопротивление прямосмещённых р-п переходов VDN2.

Для классического ИУ [54] можно найти, что

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_1\tau_2}}; \quad (3.135)$$

где  $\tau_1 = K'_0 C_K (h_{11.1} + h_{11.2})$ ,  $\tau_2 = C_2 / [(h_{22})_2 + (h_{22})_3]$ ,

$$Q = \left[ \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \right]^{-1}, \quad (3.136)$$

$$K_0 = -\frac{\alpha_2}{2} K'_0 \frac{\tau_1}{\tau_1 + \tau_2}, \quad (3.137)$$

где  $K'_0$  – коэффициент передачи ИУ на постоянном токе;  $C_K$  и  $(h_{22})_3$  – ёмкость и проводимость коллекторного перехода транзистора VT3 токового зеркала ПТ1;  $(h_{22})_2$  – выходная малосигнальная проводимость входного транзистора VT2.

Таким образом, в предлагаемом ИУ может быть реализована заданная добротность независимо от выбранной частоты квазирезонанса  $f_0$ , которая в соответствии с формулой (3.132) может, в частности, определяться статическим режимом работы прямосмещённых p-n переходов VDN2.

Так, если  $I_1 = I_2 = I_0$ , то при выполнении дополнительных условий  $R_1 \gg 2h_{11.i}$ ,  $R_2 \gg r_d$ ,  $\tau_1 = \tau_2$ ,  $\alpha_i = 1$ ,

$$K_0 = 2Q \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \cdot \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}, \quad (3.138)$$

и, следовательно, выполнении заданного соотношения между  $R_2$ ,  $R_1$  и  $C_1$ ,  $C_2$  могут быть реализованы требуемые значения основных параметров ИУ.

На рисунке 3.111 показана схема модифицированного ИУ, в которой делитель напряжения реализован в ином виде – на стабилитроне VD2 и резисторе R3.

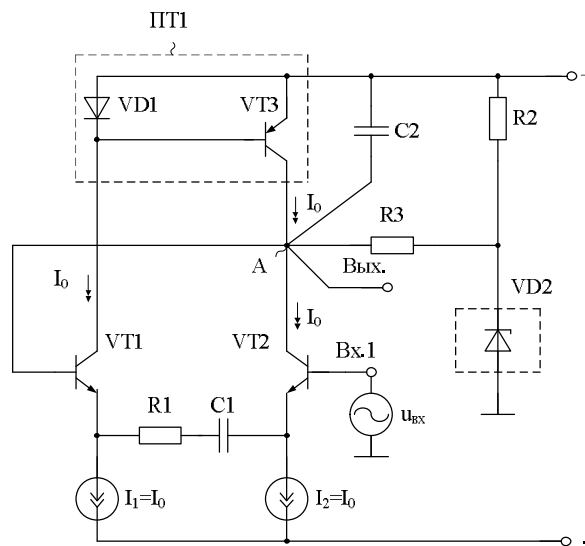


Рис. 3.111. Схема предлагаемого усилителя [54]

Аналогично можно показать, что коэффициент усиления по напряжению ( $K_0$ ) и добротность ( $Q$ ) модифицированной схемы избирательного усилителя рисунка 3.111 определяются по формулам:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_1\tau_2}}; \quad (1.139)$$

$$Q = \left[ \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \left( 1 - \frac{(\alpha_1 K_{\text{имп}} + \alpha_2)(R_2 + r_d)}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}} \right) + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \right]^{-1}, \quad (1.140)$$

$$K_0 = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \sqrt{\frac{R_2 + r_d \parallel r_{vd}}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}}} Q(\alpha_2 + \alpha_1 K_{\text{имп}}), \quad (1.141)$$

где  $\tau_1 = C_1[R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}]$ ;  $\tau_2 = C_2(R_2 + R_3 \parallel r_d)$ ;  $r_{17}$  – дифференциальное сопротивление обратносмещённого р-п перехода VDN2.

Сравнение (3.133), (3.140) и (3.131), (3.139) показывает, что введение в схему элементов  $I_3$ , VDN2 уменьшает режимную зависимость  $f_0$  при заданных значениях  $Q$  и  $K_0$ .

На рисунке 3.112 приведена схема ИУ рисунка 3.111 в среде Cadence на моделях SiGe транзисторов (SiGe: npnVs,  $W=2$ ,  $L=2$ , техпроцесс SGB25VD,  $I_{k,\text{max}} = 6 \text{ мА}$ ), а на рисунке 3.113 – логарифмическая амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению ИУ рисунка 3.112.

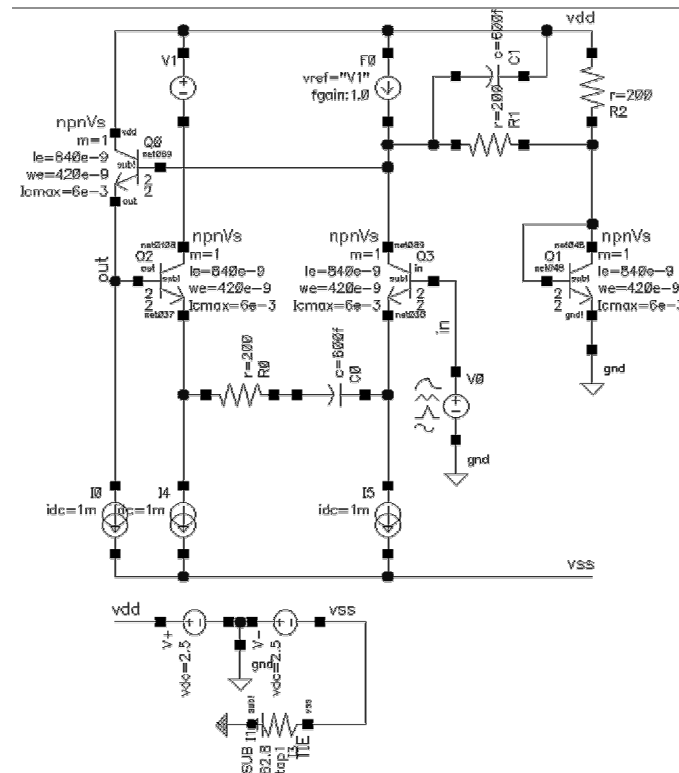


Рис. 3.112. Схема предлагаемого усилителя в среде Cadence

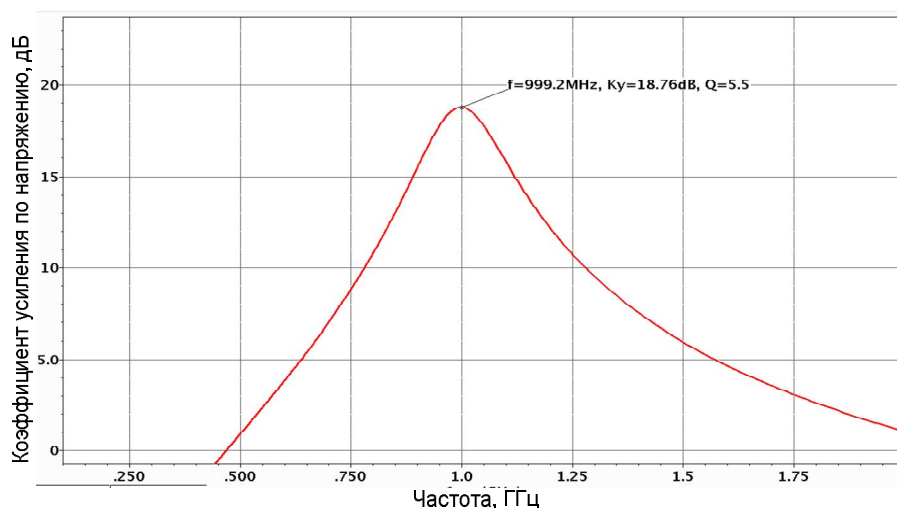


Рис. 3.113. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению ИУ

На рисунке 3.114 приведены логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики коэффициента усиления по напряжению схемы рисунка 3.112 в более мелком масштабе.

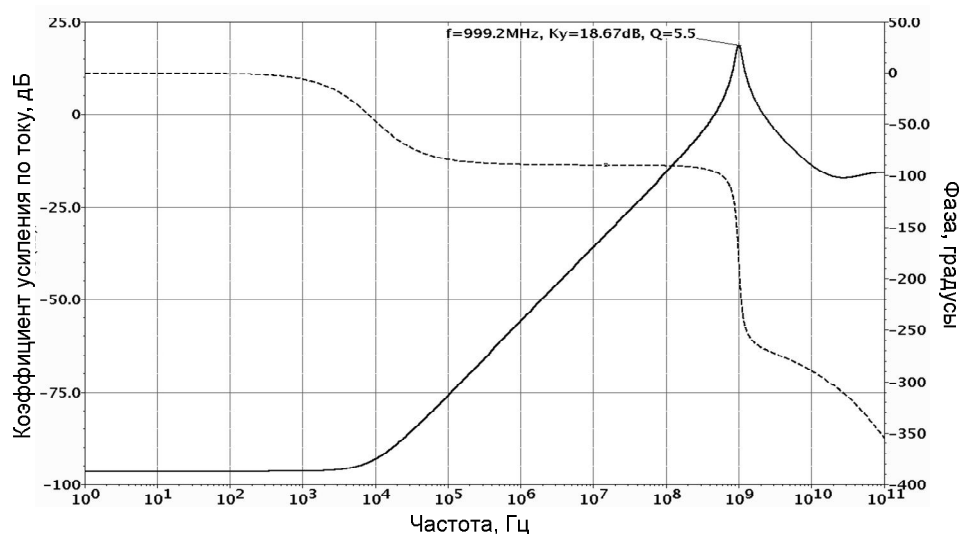


Рис. 3.114. Логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики коэффициента усиления по напряжению в мелком масштабе

На рисунке 3.115 приведена схема фильтра с управляемыми параметрами рисунка 1.3.110 в среде Cadence на моделях SiGe транзисторов (SiGe: npnVs,  $W=2$ ,  $L=2$ , техпроцесс SGB25VD,  $I_{k,max} = 6$  мА), а на рисунке 3.116 – логарифмические амплитудно-частотные характеристики коэффициента усиления по напряжению при разных значениях управляющего тока  $I_{var}$  в делителе напряжения  $Q_1$ ,  $Q_4$ .





На рисунке 3.117 приведены амплитудно-частотные характеристики ИУ рисунка 3.115 в укрупнённом масштабе при разных значениях коэффициента передачи по току токового зеркала 6 ( $K_i=2$  – верхний график,  $K_i=1$  – нижний график).

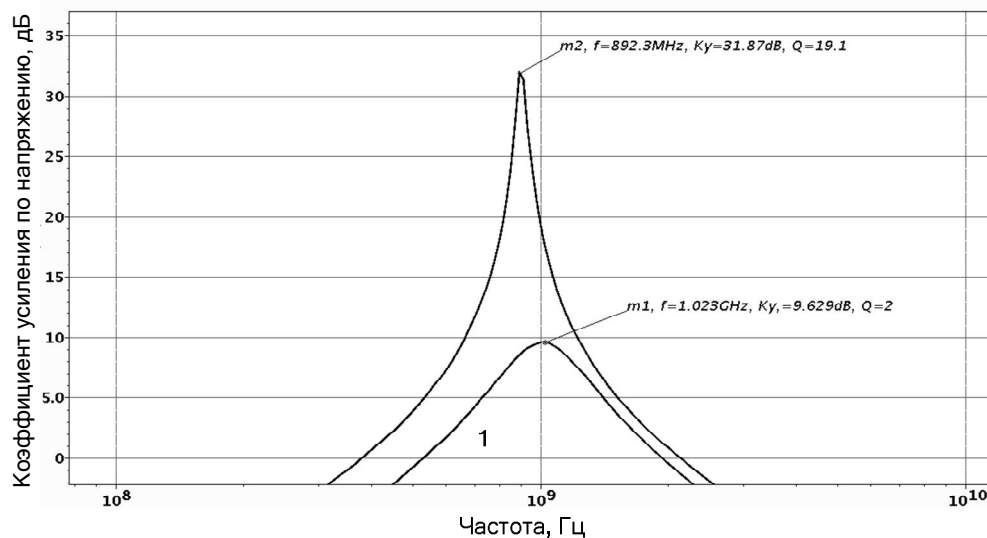


Рис. 3.117. Амплитудно-частотные характеристики ИУ в укрупнённом масштабе

На рисунке 3.118 приведены амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики ИУ рисунка 3.115 в более мелком масштабе при разных значениях коэффициента передачи по току токового зеркала 6 ( $K_i=2$  – верхний график,  $K_i=1$  – нижний график).

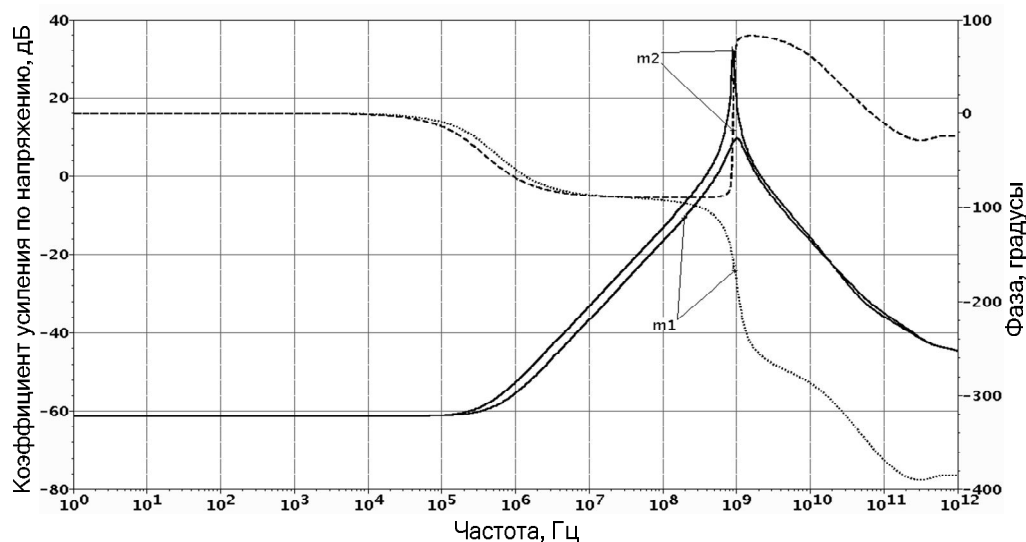


Рис. 3.118. Амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики ИУ в более мелком масштабе ИУ

Данные теоретические выводы подтверждают графики рисунков 3.113, 3.114, 3.116, 3.117, 3.118.

Таким образом, предлагаемое схмотехническое решение характеризуется высокими значениями коэффициента усиления на частоте квазирезонанса  $f_0$  и повышенными величинами добротности, характеризующей его избирательные свойства.

### 3.12. Избирательные усилители на р-п-р токовых зеркалах

Инвертирующие токовые зеркала [32, 55] являются базовым элементом современной аналоговой микросхемотехники. Для техпроцессов SG25H2, SG25VD они реализуются на основе КМОП-транзисторов либо р-п-р активных элементов (рис. 3.119).

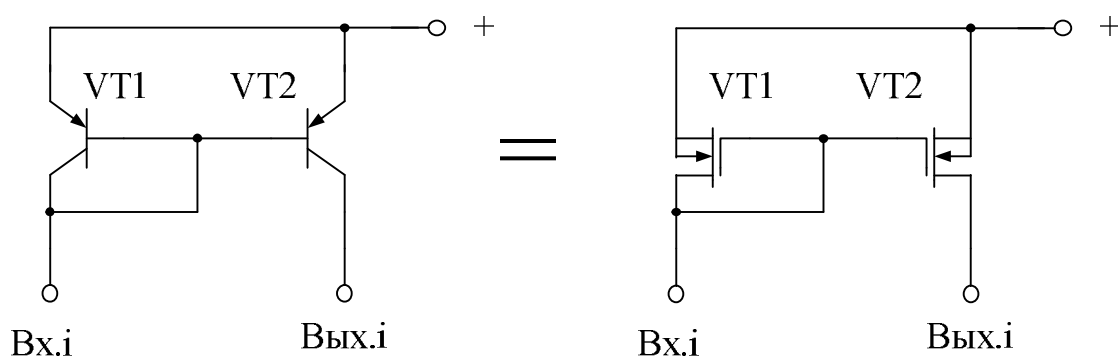


Рис. 3.119. Простейшие варианты реализации токовых зеркал на КМОП и р-п-р транзисторах

Ниже рассматриваются методы построения и оптимального проектирования избирательных усилителей, в основу которых положены свойства токовых зеркал.

В связи с повышенной радиационной стойкостью SiGe техпроцессов предлагаемые ниже схмотехнические решения могут работать в условиях спецвоздействий. Однако, в связи с использованием КМОП-транзисторов, для этого необходимы дополнительные исследования, прежде всего, на влияние тяжёлых заряженных частиц.

На рисунке 3.120 представлена первая базовая схема предлагаемого ИУ на базе токового зеркала ПТ1 [56]. Решаемая им задача – повышение добротности АЧХ усилителя и его коэффициента усиления по напряжению на частоте квазирезонанса  $f_0$ . Это позволяет в ряде случаев уменьшить общее энергопотребление и реализовать высококачественное избирательное устройство СВЧ-диапазона с  $f_0=1\div 5$  ГГц.

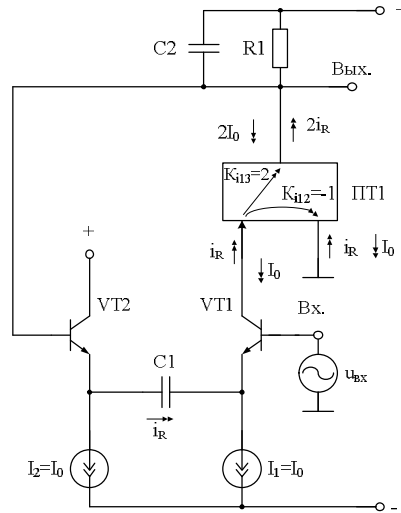


Рис. 3.120. Схема избирательного усилителя на основе токового зеркала ПТ1 [56]

Источник переменного входного сигнала  $u_{вх}$  (2) изменяет коллекторный и эмиттерный токи входного транзистора  $VT1$ . Комплексный характер проводимости его эмиттерной цепи, образованной корректирующим конденсатором  $C1$  и сопротивлениями эмиттерных переходов ( $r_{э1} \approx h_{11,1}$ ,  $r_{э5} \approx h_{11,5}$ ) входных транзисторов  $VT1$ ,  $VT2$ , обеспечивает передачу этого сигнала через эмиттер входного транзистора  $VT1$  и токовое зеркало ПТ1 в выходную цепь устройства, которая реализована на базе корректирующего конденсатора  $C2$  и частотно-задающего резистора  $R1$ . Комплексность полного сопротивления этой цепи ( $C2$ ,  $R1$ ) и характер изменения тока коллектора транзистора  $VT1$  обеспечивают резонансный вид амплитудно-частотной характеристики ИУ. Вводимый в ИУ контур обратной связи, образованный подключением базы входного транзистора  $VT2$  к выходу устройства, имеет реактивный характер в области низких частот ( $f \ll f_0$ ) благодаря комплексной проводимости эмиттерных цепей входных транзисторов  $VT1$ ,  $VT2$ . Указанная особенность сохраняет неизменной частоту квазирезонанса ИУ ( $f_0$ ) при любой глубине этой обратной связи и позволяет увеличить добротность  $Q$  ИУ и его коэффициент усиления по напряжению  $K_0$  при заданном значении полного сопротивления в выходной цепи устройства (конденсатор  $C2$  и сопротивление резистора  $R1$ ).

Аналитически можно показать, что более высокие значения  $K_0$  и  $Q$  в диапазоне высоких частот реализуются в данной схеме.

В результате анализа схемы рисунка 3.120 можно показать, что комплексный коэффициент передачи по напряжению ИУ определяется по формуле:

$$\dot{K}_y(jf) = -K_0 \frac{jff_0/Q}{f_0^2 - f^2 + jff_0/Q} = \frac{\dot{U}_{ВЫХ}}{\dot{U}_{ВХ}} = \frac{\dot{U}_{ВЫХ}}{\dot{U}_{ВХ}}, \quad (3.142)$$

$$\text{где } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_1\tau_2}}; \quad \tau_1 = C_1(h_{11,1} + h_{11,2}); \quad \tau_2 = C_2R_1, \quad (3.143)$$

$$Q = \frac{1}{\left[ \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \left( 1 - \frac{\alpha_1 \alpha_2 K_{il3} R_1}{h_{11.1} + h_{11.2}} \right) + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \right]}, \quad (3.144)$$

$$K_0 = Q\alpha_1 K_{i13} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \sqrt{\frac{R_1}{h_{111} + h_{112}}}, \quad (3.145)$$

$h_{21,i} = \alpha_i$ ,  $h_{11,i}$  – малосигнальные  $h$ -параметры  $i$ -го транзистора в схеме с общей базой;  $K_{i13} \approx 2$  – коэффициент передачи по току токового зеркала ПТ1 от базового входа к общему эмиттерному выходу. Под базовым входом понимается вход токового зеркала (например, узел соединения базы транзистора VT4 и перехода 20 (рис. 3.123), а под общим эмиттерным выходом – неинвертирующий выход токового зеркала (например, эмиттерный узел этих же компонентов на рис. 3.123).

Таким образом, из (3.142) – (3.144) следует, что в предлагаемом ИУ может быть реализована заданная добротность  $Q$  независимо от выбранной частоты квазирезонанса  $f_0$ .

На рисунке 3.121 показана схема ИУ, в которой последовательно с корректирующим конденсатором С1 включён частотно-задающий резистор R1, кроме этого выход устройства Вых. связан с базой входного транзистора VT2 через согласующий буферный усилитель БУ. Введение частотно-задающего резистора R1 позволяет ослабить влияние статического режима транзисторов схемы и его нестабильности на основные параметры ИУ: Q, K<sub>0</sub>, f<sub>0</sub>. Введение согласующего буферного усилителя БУ решает задачу согласования статических потенциалов в схеме предлагаемого ИУ и оптимизации динамического диапазона ИУ.

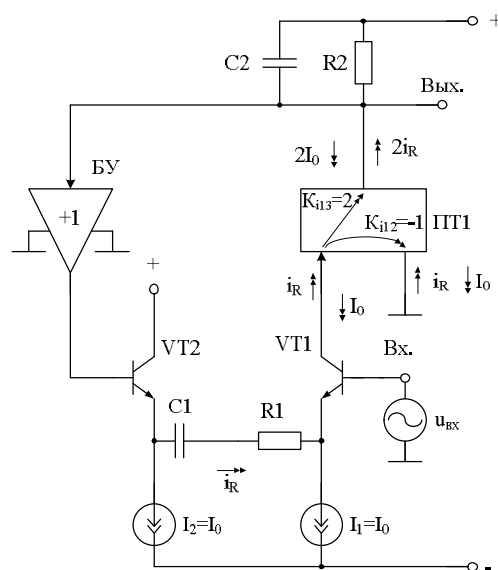


Рис. 3.121. Модифицированная схема избирательного усилителя с уменьшенным влиянием статического режима транзисторов [56]

Коэффициент усиления по напряжению ( $K_0$ ),  $f_0$  и добротность ( $Q$ ) модифицированной схемы избирательного усилителя рисунка 3.121 (при коэффициенте усиления по напряжению буферного усилителя БУ  $K_{\text{БУ}} = 1$ ) определяются по формулам:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_1\tau_2}}; \quad (3.146)$$

где  $\tau_1 = C_1(R_1 + h_{11.1} + h_{11.2})$ ;  $\tau_2 = C_2R_2$ ,

$$Q = \frac{1}{\left[ \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \left( 1 - \frac{\alpha_1 K_{i13} R_2}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}} \right) + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \right]}, \quad (3.147)$$

$$K_0 = QK_{i13}\alpha_1 \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \sqrt{\frac{R_2}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}}}. \quad (3.148)$$

Если выбрать  $R_1 \gg h_{11.1} \approx h_{11.2}$  и  $\tau_1 = \tau_2$ , то добротность предлагаемого ИУ и коэффициент  $K_0$  устройства рисунка 3.121 будут определяться формулами:

$$Q \approx \frac{1}{2-T} \approx K_0, \quad (3.149)$$

где  $T = \alpha_1 K_{i13} \frac{R_2}{R_1}$ .

На рисунке 3.122 показана схема ИУ, в которой общий узел корректирующего конденсатора  $C1$  и частотно-задающего резистора  $R1$  связан со входом устройства  $Vx.$  через корректирующий конденсатор  $C3$ . При реализации ИУ по данной схеме создаются условия для более грубого подавления сигнала в области частот  $f \ll f_0$ .

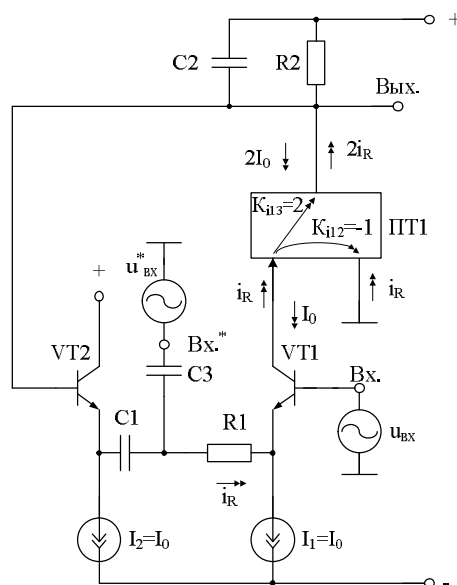


Рис. 3.122. Схема избирательного усилителя с RC-входом [56]

В этом случае

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_1\tau_2}}, \quad (3.150)$$

$$\tau_1 = (R_1 + h_{11.1} + h_{11.2})(C_1 + C_3),$$

$$\tau_2 = R_2 C_2,$$

$$Q = \frac{1}{\left[ \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \left( 1 - \frac{C_1}{C_1 + C_3} \frac{\alpha_1 \alpha_2 K_{i13} R_2}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}} \right) + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \right]}, \quad (3.151)$$

$$K_0 = Q \sqrt{\frac{C_3^2}{(C_1 + C_3)C_2}} \alpha_1 K_{i13} \sqrt{\frac{R_2}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}}}. \quad (3.152)$$

Так, при выполнении ранее оговорённых условий и с учётом реализации в токовом зеркале  $K_{i13} > 2$  добротность схемы (рис. 3.122) определяется из формулы (3.149) при

$$T = \alpha_1 K_{i13} \frac{R_2}{R_1} \frac{C_1}{C_1 + C_3}. \quad (3.153)$$

На рисунке 3.123 приведена схема ИУ, в которой между выходом устройства Вых. и базой транзистора VT2 включён согласующий буферный усилитель БУ, а токовое зеркало ПТ1 реализовано на транзисторе VT4 и p-n переходе VD1. Выбирая при  $R_1 = R_2$  те или иные значения коэффициента передачи токового зеркала ПТ1 ( $K_{i13} = 1,8 - 1,999$ ), которые (для схемы токового зеркала, показанной на рис. 3.123) зависят от отношения площадей эмиттерных переходов транзисторов VT4 и VD1, можно получить практически любые заданные значения добротности  $Q$  и коэффициента усиления  $K_0$  на частоте квазирезонанса.

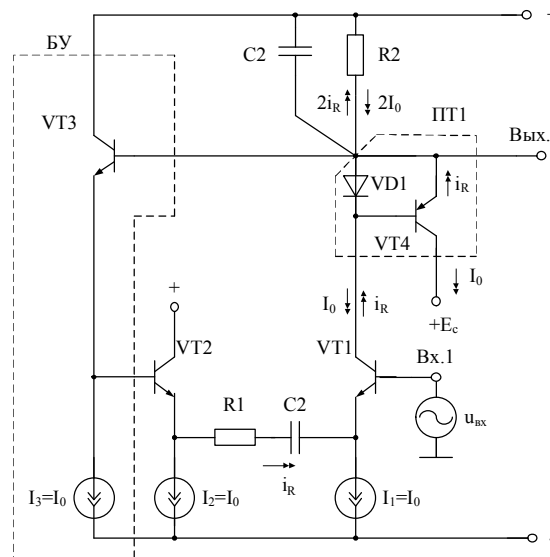


Рис. 3.123. Практическая реализация ИУ [56]

На рисунке 3.124 представлена схема ИУ рисунка 3.121, в которой показан другой вариант конкретного выполнения токового зеркала ПТ1 и согласующего буферного усилителя БУ. В данной схеме обеспечивается симметрирование статического режима входных транзисторов VT1 и VT2 по напряжению коллектор-база, что улучшает динамические параметры ИУ.

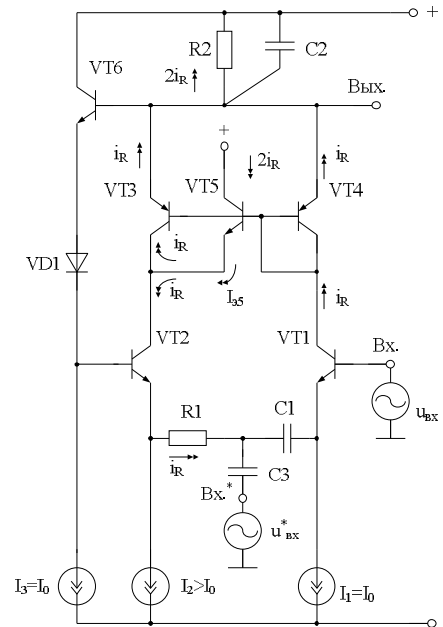


Рис. 3.124. Схема ИУ с симметрированием статического режима входных транзисторов [56]

На рисунке 3.125 показана схема предлагаемого ИУ в среде Cadence на моделях SiGe транзисторов.

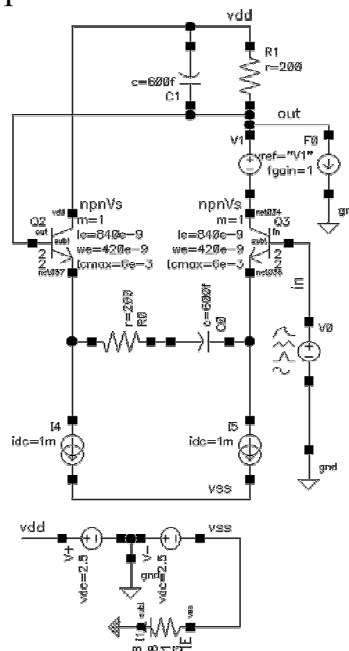


Рис. 3.125. Схема ИУ в среде компьютерного моделирования Cadence



Рассмотренные выше теоретические выводы подтверждают графики рисунков 3.126, 3.127, полученные в результате моделирования схемы рисунка 3.125 (рис. 3.120).

На рисунке 3.126 представлена логарифмическая амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению ИУ рисунка 3.125 в крупном масштабе, а на рисунке 3.127 – логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики ИУ рисунка 3.125 в более мелком масштабе.

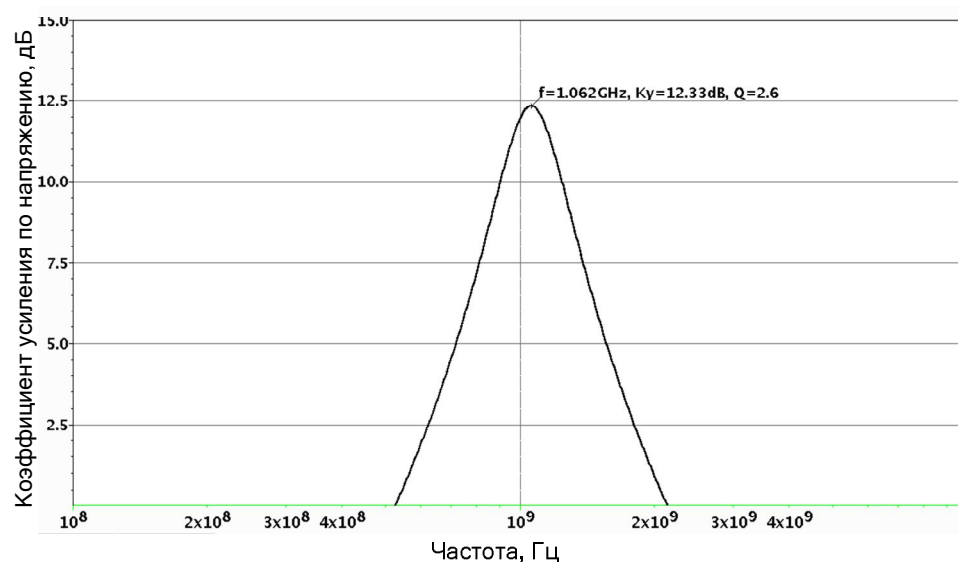


Рис. 3.126. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению ИУ в крупном масштабе

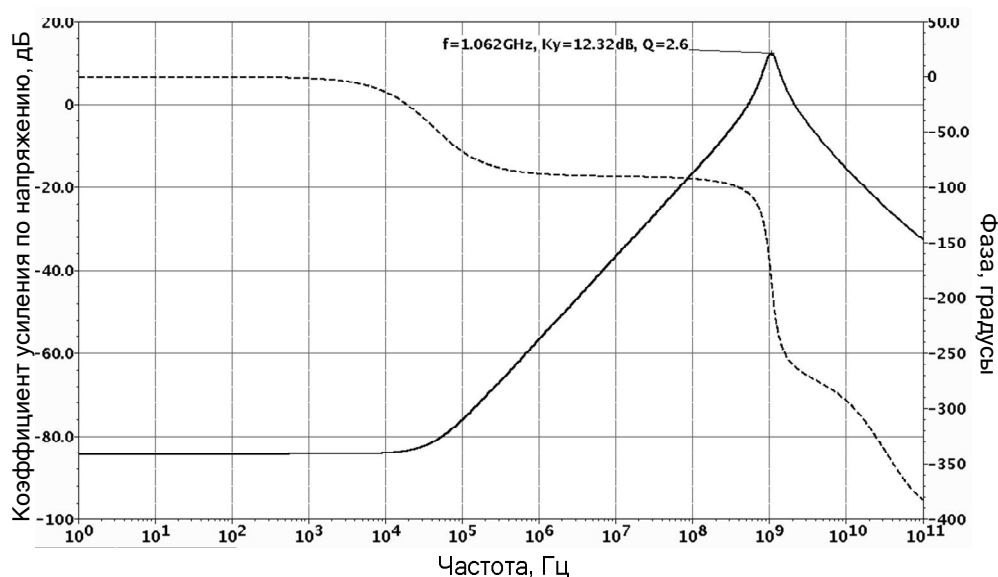


Рис. 3.127. Логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики ИУ в более мелком масштабе

Таким образом, предлагаемые схемы избирательных усилителей характеризуются более высокими значениями коэффициента усиления по напряжению на частоте квазирезонанса  $f_0$  и повышенными величинами добротности  $Q$ , характеризующей его избирательные свойства.

### 3.13. Избирательные усилители с параллельным включением частотозадающих цепей

В рассматриваемых ниже избирательных усилителях используется схемотехника транзисторного RC-фильтра с низкой добротностью, представленного на рисунке 3.128.

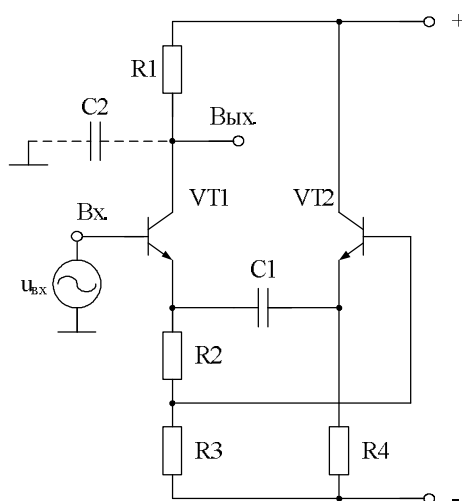


Рис. 3.128. Схема исходного низкодобротного избирательного усилителя

На рисунке 3.129 представлена схема предлагаемого усилителя [57] на основе ИУ рисунка 3.128. Решаемая им задача – повышение добротности АЧХ усилителя и его коэффициента усиления по напряжению на частоте квазирезонанса  $f_0$ .

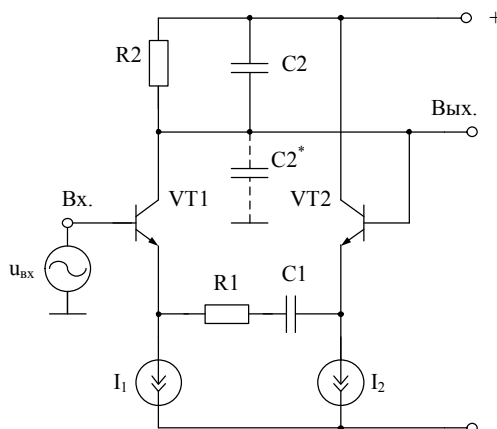


Рис. 3.129. Схема предлагаемого избирательного усилителя [57]

Входной сигнал  $u_{вх}$  через базовую цепь транзистора VT1 преобразуется цепью коллектора транзистора VT1 в выходное напряжение  $u_y$ , причём комплексный характер проводимостей цепи эмиттера, обусловленный резистором R1 и конденсатором C1, а также цепью коллектора, образованной резистором R2 и конденсатором C2 (или C2\*), обеспечивают полосно-пропускающий вид амплитудно-частотной характеристики устройства. Посредством контура реактивной обратной связи, образованного транзистором VT2, база которого подключена к выходу ИУ, а эмиттер – к комплексной проводимости (резистор R1 и конденсатор C1), обеспечивается обратнопропорциональное текущей частоте увеличение глубины обратной связи, которая параметрически максимизируется на частоте квазирезонанса  $f_0$  устройства. В то же время ёмкостный характер нагрузки транзистора VT1 (конденсаторы C2 или C2\*) обеспечивает уменьшение глубины этой обратной связи на частотах входного сигнала, превышающих частоту квазирезонанса  $f_0$ . Указанные особенности функционирования контура обратной связи и цепи прямой передачи входного сигнала сохраняют неизменной частоту квазирезонанса при любой глубине этой обратной связи.

Покажем аналитически, что более высокие значения коэффициента усиления  $K_0$  и добротности  $Q$  в диапазоне высоких частот реализуются в предлагаемой схеме.

Действительно, комплексный коэффициент передачи по напряжению предлагаемого ИУ определяется по формуле:

$$F(jf) = K_0 \frac{jf f_0 / Q}{f_0^2 - f^2 + jf f_0 / Q}, \quad (3.154)$$

где  $f_0 = 1/2\pi\sqrt{\tau_1\tau_2}$ ;

$$\tau_1 = C_1(R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}); \quad (3.155)$$

$$\tau_2 = C_2 R_2.$$

$$Q = \left[ \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} (1 - \alpha_1 \alpha_2 R_2 / (R_1 + h_{11.1} + h_{11.2})) + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \right]^{-1}, \quad (3.156)$$

$$K_0 = Q \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \frac{\alpha_1 R_2}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}}. \quad (3.157)$$

В схемах ИУ, представленных на рисунке 3.130, для увеличения предельно реализуемой добротности  $Q$  и коэффициента усиления ИУ используются наборы комплексных проводимостей в цепях эмиттеров биполярных транзисторов. Причём в схеме рисунка 3.130а используется параллельное подключение идентичных резисторов R1.1–R1.3 и конденсаторов C1.1–C1.3, действие которых направлено на увеличение глубины обратной связи в окрестности частоты квазирезонанса  $f_0$ .

В схеме, показанной на рисунке 3.130б, аналогичный эффект достигается использованием многоколлекторных и многоэмиттерных транзисторов с индивидуальными источниками тока ( $I_1, I_2, I_3, I_4$ ), которые попарно объединяются посредством автономных RC-цепей ( $R1, C1; R3, C3$ ).

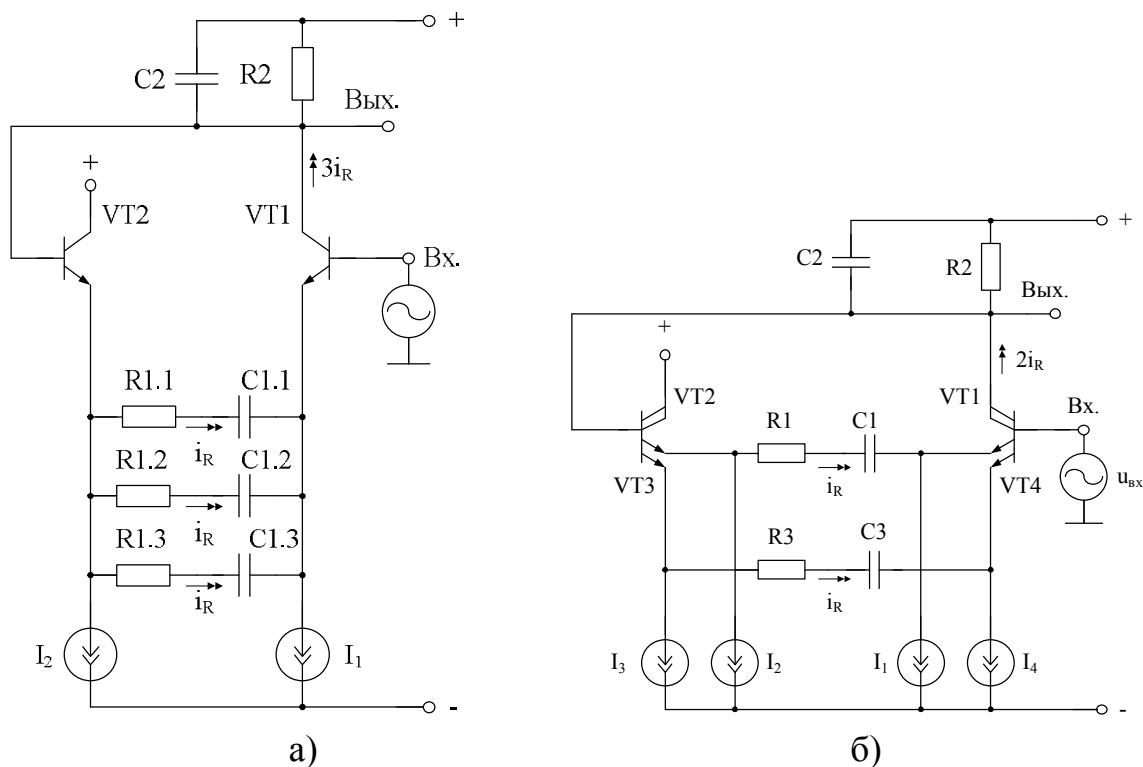


Рис. 3.130. Варианты построения предлагаемого усилителя с повышенной добротностью [57]

С учётом оговорённых выше параметрических условий коэффициент усиления по напряжению ( $K_0$ ) и добротность  $Q$  более совершенных схем избирательного усилителя рисунка 8.3 определяются по формулам:

$$K_0 = Q \cdot N \cdot \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \frac{\alpha_1 R_2}{R_{11} + h_{11.1} + h_{11.8}}, \quad (3.158)$$

$$Q = \left[ \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} (1 - \alpha_1 \alpha_8 N R_2 / (R_1 + h_{11.1} + h_{11.8})) + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \right]^{-1} \quad (3.159)$$

при сохранении неизменной частоты квазирезонанса (3.155), где  $N$  – число параллельных эмиттерных RC-цепей.

Сравнение (3.156), (3.157), (3.158), (3.159) показывает, что введение в схему дополнительных комплексных проводимостей, образованных последовательным соединением резистора и конденсатора приводит к увеличению добротности и коэффициента усиления ИУ, т.е. повышению его селективности.

Представленные выше теоретические выводы подтверждают графики рисунков 3.132, 3.133, 3.136, 3.138.

На рисунке 3.131 приведена схема ИУ в среде Cadence на моделях SiGe транзисторов (SiGe: npnVs, W=2, L=2, техпроцесс SGB25VD,  $I_{k,max} = 6$  мА), а на рисунке 3.132 – логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики при разных коллекторных токах транзистора Q5 ( $I = I_{k5} = 0,5 \div 1,2$  мА).

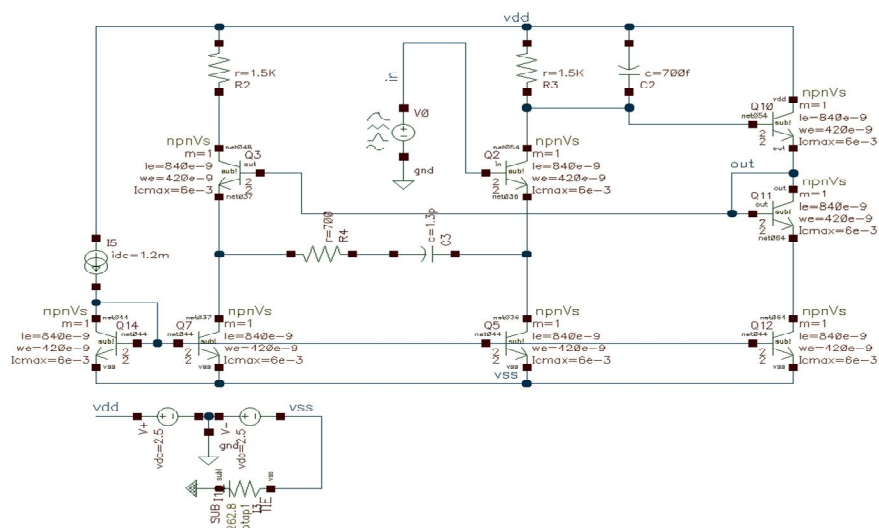


Рис. 3.131. Схема предлагаемого ИУ в среде компьютерного моделирования Cadence

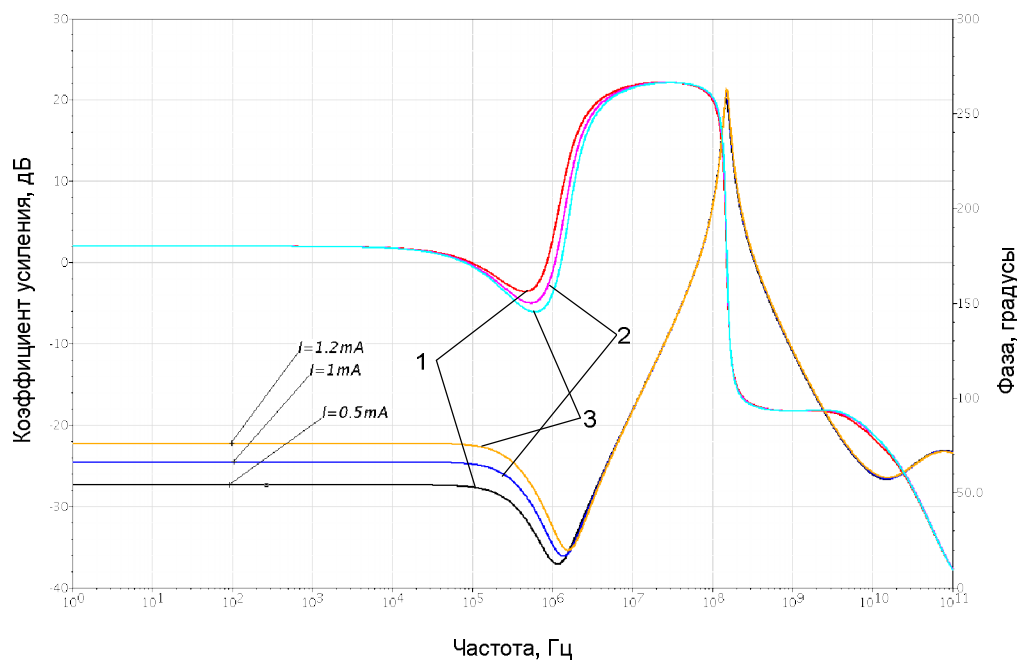
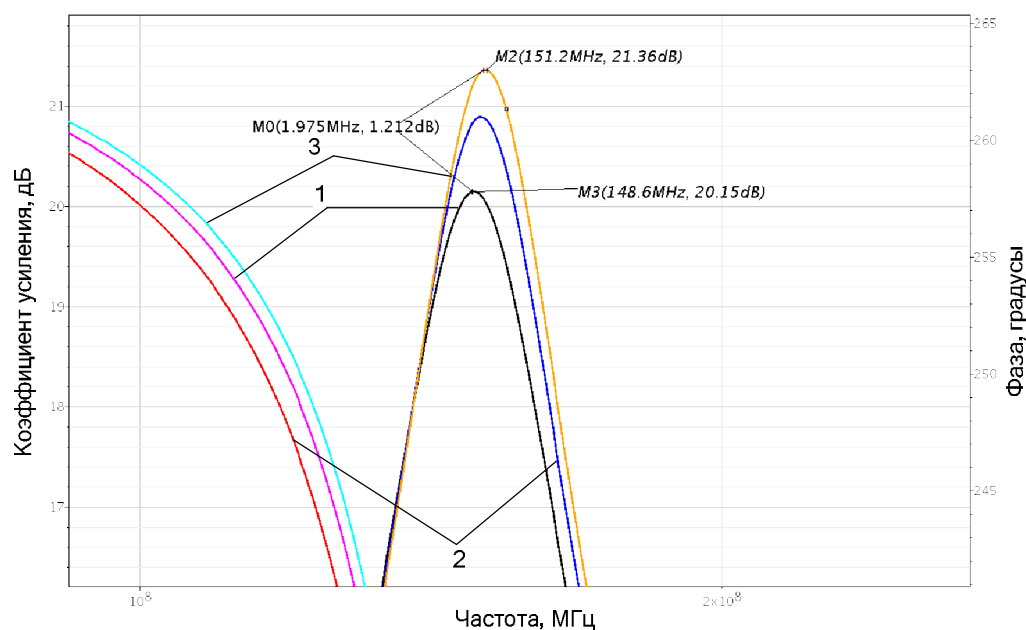
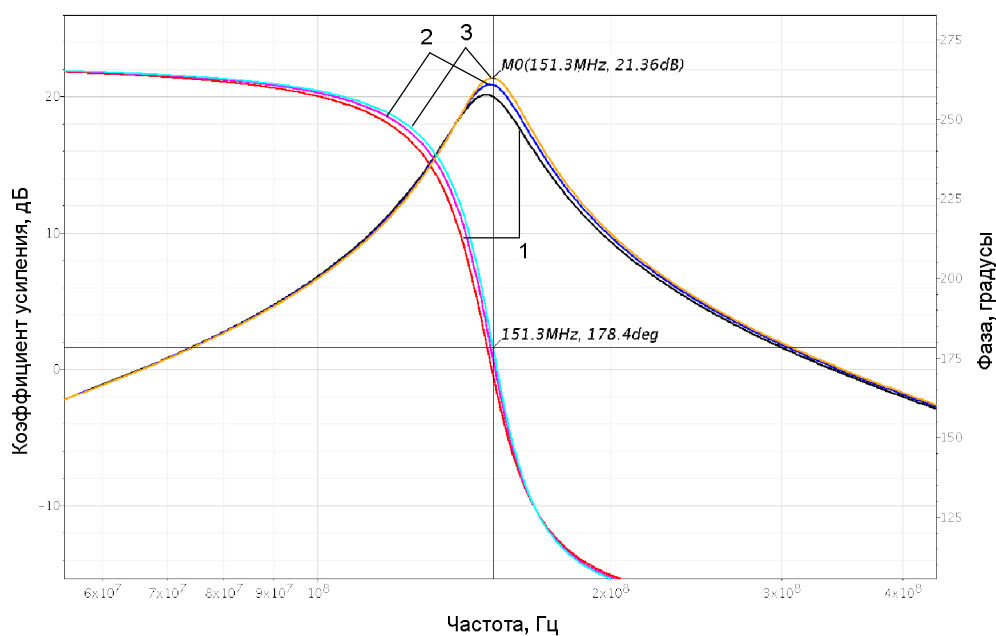


Рис. 3.132. Логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики ИУ

На рисунке 3.133а показаны логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики ИУ рисунка 3.131 при разных токах  $I_{K5} = 0,5 \div 1,2$  мА (увеличенный масштаб), а на рисунке 3.133б – логарифмические амплитудно-фазочастотные характеристики при тех же токах коллектора  $I = I_{K5} = 0,5 \div 1,2$  мА (мелкий масштаб).



а)



б)

Рис. 3.133. Логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики:  
а) увеличенный масштаб; б) мелкий масштаб

В схемах ИУ рисунков 3.134, 3.135 используется ёмкостная связь источника сигнала  $u_{\text{BX}}^*$  с базой транзистора VT1, что создаёт ряд дополнительных преимуществ данного ИУ, обусловленных наличием разделительного конденсатора C3, в сравнении с ранее рассмотренными схемами.

На рисунке 3.134 показана схема ИУ с ёмкостным входом C3. Кроме этого здесь введён дополнительный буферный усилитель, который реализован на транзисторе VT3, р-н переходе VD1 и токостабилизирующем двухполюснике  $I_3$ . Статический режим по напряжению на базе входного транзистора VT1 устанавливается резистором R3. Конденсатор C3 обеспечивает передачу переменного сигнала от источника  $u_{\text{BX}}^*$  на базу входного транзистора VT1.

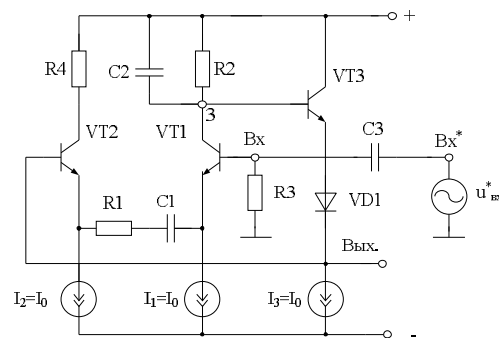


Рис. 3.134. Схема ИУ с ёмкостным входом [57]

На рисунке 3.135 показан среднечастотный вариант ИУ рисунка 3.134 с ёмкостным входом в среде Cadence на моделях SiGe транзисторов.

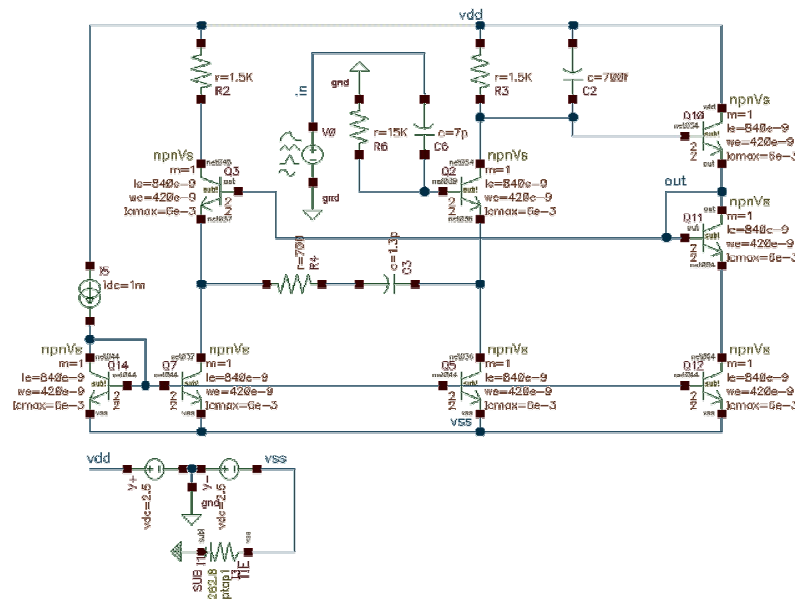


Рис. 3.135. Схема ИУ с ёмкостным входом в среде компьютерного моделирования Cadence

На рисунке 3.136 показана логарифмическая амплитудно-частотная характеристика ИУ с ёмкостным входом (увеличенный масштаб).

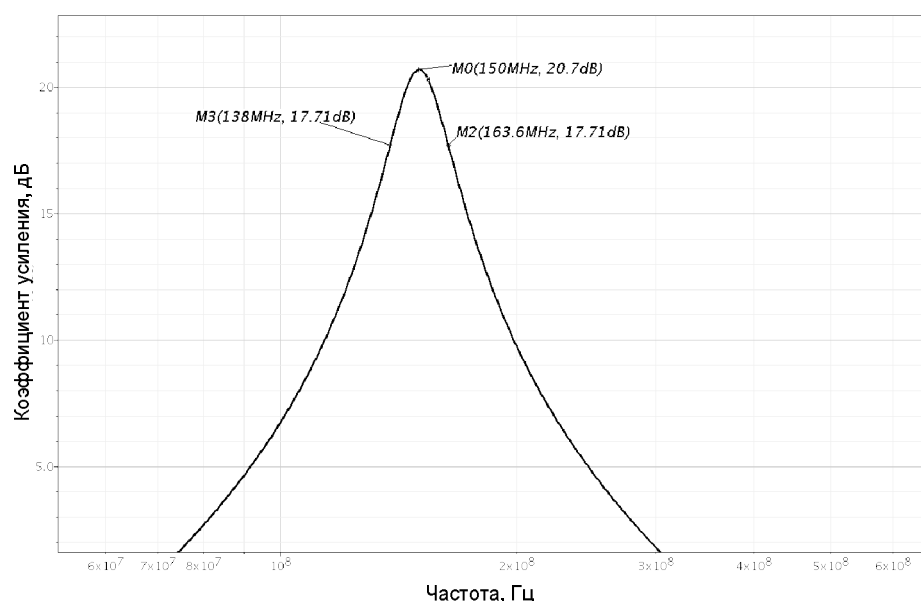


Рис. 3.136. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика ИУ с ёмкостным входом (увеличенный масштаб)

На рисунке 3.137 приведена схема ИУ рисунка 3.130 в среде Cadence на моделях SiGe транзисторов (SiGe: npnVs, W=2, L=2, техпроцесс SGB25VD,  $I_{k,max} = 6$  мА), а на рисунке 3.138 – логарифмические амплитудно-частотные характеристики ИУ при разных значениях числа дополнительных параллельно включённых двухполюсников (RC-цепей) R1.1, C1.1, R1.2, C1.2 (N=1 и N=2).

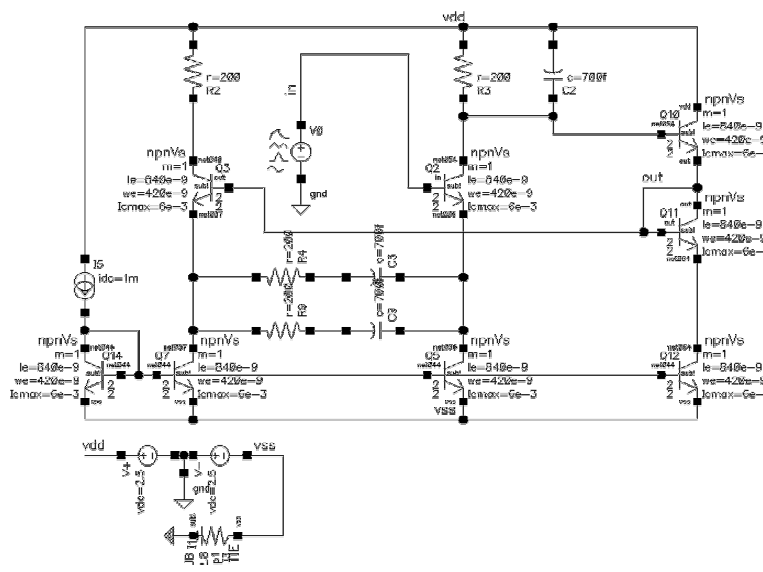


Рис. 3.137. Схема ИУ рисунка 3.130 в среде Cadence на моделях SiGe транзисторов



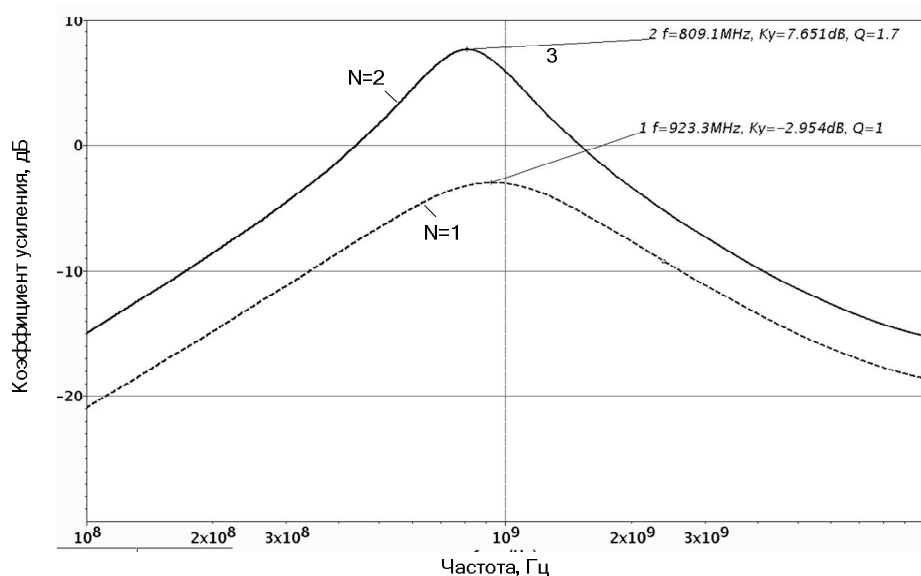


Рис. 3.138. Логарифмические амплитудно-частотные характеристики ИУ при разных значениях числа  $N$  дополнительных параллельно включённых двухполюсников (RC-цепей)

Предлагаемое схемотехническое решение характеризуется более высокими значениями коэффициента усиления на частоте квазирезонанса  $f_0$  и повышенными величинами добротности, характеризующей его избирательные свойства.

### 3.14. Выводы

На основе разработанных в разделе 1 структурных схем избирательных усилителей и топологических правил их построения показано, что практическое построение ИУ сводится к схемотехническому синтезу активных усилительных элементов и выбору параметров резисторов и конденсаторов частотозависимой обратной связи, определяющей частоту квазирезонанса ИУ. Приведено компьютерное моделирование более 20 примеров созданных таким образом ИУ, ориентированных на применение в ВЧ- и СВЧ-диапазонах.

Рассмотренные схемотехнические решения ИУ характеризуются достаточно высокими значениями коэффициента усиления на частоте квазирезонанса  $f_0$  и повышенными величинами добротности. При оптимальном выборе параметров элементов большинство схем ИУ относятся к классу низкочувствительных, т.е. обладающих слабым влиянием нестабильности параметров элементов на основные характеристики ИУ.