

Лекция № 2 «Радиационно-стойкие низкочувствительные активные RC фильтры на основе SiGe технологических процессов SGB25RH, SGB25VD, SGBS13»

В настоящем разделе рассмотрены перспективные архитектурные и схемотехнические решения избирательных усилителей и активных RC фильтров, адаптированных к ограничениям радиационно-стойких технологических процессов SGB25RH, SGB25VD, SGBS13 и АБМК_1_3.

Сформулированы рекомендации по практическому применению рассмотренных схемотехнических решений, которые базируются на методиках проектирования ИУ СВЧ диапазона с использованием усилителей тока.

Исследованы структурные особенности высокодобротных избирательных усилителей на базе техпроцесса SGB25VD при токовом управлении резонансной частотой и добротностью. Показано, что за счёт параметрической оптимизации пассивных элементов частотозависимой цепи и коэффициента передачи усилителя тока можно существенно уменьшить влияние частотных свойств транзисторов на параметры полюса передаточной функции. При этом основные характеристики, описывающие изменение частоты квазирезонанса и добротности, зависят от рационального выбора параметров проектирования m и k пассивных элементов.

2.1 Избирательные усилители (ИУ) на основе усилителей тока. Основные свойства, функционально-топологические правила структурного синтеза принципиальных схем

Создание современных систем на кристалле (СнК) для систем связи и радиотехнических комплексов неразрывно связано с разработкой аналоговых и аналогово-цифровых IP-блоков, обеспечивающих достаточно точную обработку сигналов ВЧ- и СВЧ-диапазонов. Одним из базовых узлов этих блоков являются частотные фильтры, являющиеся параметрически высокочувствитель-

ными. Как правило, уменьшение этой параметрической чувствительности связано с необходимостью создания достаточно сложных активных элементов, потребляющих большую мощность. Именно энергетические проблемы прецизионных фильтров уменьшают достижимый уровень интеграции СнК и область из практического использования.

Как правило, частотный фильтр разрабатывается под конкретную задачу с учётом тех параметрических и структурных ограничений, которые определяются конкретной технологией. В указанном диапазоне частот в качестве активных элементов, компенсирующих потери в частотоподающих RC-цепях, достаточно часто используются трансимпедансные усилители или преобразователи напряжение-ток [56, 57]. Однако потенциально достижимые частоты единичного усилителя этих элементов уступают усилителям тока, что в конечном итоге и ограничивает реализуемое схемой произведение добротности (Q) и частоты полюса (f_p) при существующих ограничениях на потребляемую мощность. Именно поэтому потенциальные свойства фильтра на базе усилителей тока имеют практическую перспективу и требуют дополнительного теоретического исследования. По крайней мере, предельные теоретические оценки ещё не получены и практические рекомендации не сформулированы.

Как правило, для повышения стабильности частотных характеристик фильтров высокого порядка используются дополнительные межзвенные связи, обеспечивающие минимизацию чувствительности в диапазоне рабочих частот к неустойчивости пассивных RC-элементов [58, 59]. В ВЧ- и СВЧ-диапазонах этот схемотехнический приём практически не используется в силу высоких и, как правило, не достижимых требований к паразитным фазовым сдвигам используемых активных элементов. В этом отношении каскадирование секции (звеньев) второго порядка остаётся главным направлением реализации необходимых полюсов и нулей желаемой передаточной функции [60, 61]. Именно поэтому повышение стабильности их параметров и уменьшение (минимизация) соответствующих параметрических чувствительностей является главным направлением решения общей задачи. Кроме этого, достижимые в рамках со-

временных технологий точности реализации сопротивлений и ёмкостей частотозадающих элементов недостаточны для обеспечения допустимых погрешностей реализации полюсов передаточных функций основных типов частотных фильтров.

С учётом отмеченного представляется необходимым решение ряда взаимосвязанных задач схемотехнического характера, направленных на повышение точности реализации основных параметров звеньев второго порядка области высоких и сверхвысоких частот.

Во-первых, с учётом доминирующего характера влияния погрешности реализации частоты полюса (δf_p) на ёмкостные характеристики высокочастотных звеньев, необходимо создание структур с минимальной параметрической чувствительностью к нестабильности активных элементов и компонентов, и в первую очередь, усилителей тока [62]. Во-вторых, с точки зрения расширения диапазона рабочих частот, необходимы аналогичные структуры с максимально эффективным использованием ресурса этих усилителей (компонентные и энергетические затраты на производство добротности и частоты полюса) [63]. При этом возможным и допустимым компромиссом является равенство вкладов нестабильности затухания ($\delta d_p = -\delta Q$) и частоты полюса – $\delta f_p Q \approx \delta Q$. С точки зрения решения общей задачи это создаёт достаточные предпосылки для уменьшения энергопотребления или обеспечивает структурные степени свободы, направленные на увеличение диапазона рабочих частот. Наконец, и это с технологической точки зрения самое главное, существующие структурные и, следовательно, параметрические степени свободы можно использовать для коррекции (настройки) параметров полюса (f_p , Q) режимно-задающими и поэтому низкочастотными цепями. Указанное свойство таких схемотехнических решений позволяет не только интегрировать ИР-блоки и СнК, но и в процессе их эксплуатации осуществлять температурную и временную коррекцию многочисленных трактов преобразования через программируемые ядра системы и простейшие цифро-аналоговые преобразователи.

Предлагаемые ниже схемы активных RC фильтров СВЧ и КВЧ диапазонов реализованы на базе обобщенной структурной схемы звена второго порядка [64]. При их синтезе использовались функционально-топологические правила и типовые структуры звеньев полосовых фильтров [64].

В основе топологических правил лежит сопоставление полиномов $N(p)$ и $A(p)$, а также результаты минимизации затухания полюса (1.7) для двух базовых активных элементов – инвертирующие ($K>0$) и неинвертирующие ($K<0$) усилители и преобразователи. Так, для неинвертирующих усилителей максимизация эффективности использования их ресурса требует применения в контуре обратной связи частотозависимой цепи полосно-пропускающего типа ($a_2=a_0=0$, $a_1=1$). При этом цепь прямой передачи звена ($\gamma_1(p)$) должна воспроизводить требуемый от схемы вид амплитудно- и фазочастотной характеристик. Этот вывод позволяет сформулировать первое правило построения принципиальных схем.

Второе правило соответствует случаю инвертирующих усилителей ($K<0$). Здесь требования к цепи прямой передачи $\gamma_1(p)$ сохраняются, а в контуре обратной связи активного элемента должна использоваться цепь заграждающего типа ($a_2=a_0=a_1=1$).

2.2 Схема ИУ на основе двух каскадов с общей базой и повторителя напряжения

В задачах выделения высокочастотных и СВЧ сигналов сегодня широко используются интегральные операционные усилители со специальными элементами RC-коррекции, формирующими амплитудно-частотную характеристику резонансного типа. Однако классическое построение таких избирательных усилителей (ИУ) (RC-фильтров) сопровождается значительными энергетическими потерями, которые идут в основном на обеспечение статического режима достаточно большого числа вспомогательных транзисторов, образующих операционный усилитель СВЧ-диапазона. В этой связи достаточно актуальной

является задача построения узкоспециализированных СВЧ избирательных усилителей на трех-четырёх транзисторах, обеспечивающих выделение спектра сигналов с достаточно высокой добротностью резонансной характеристики $Q=2\div 10$ и $f_0 = 1 \div 5$ ГГц.

На рис. 2.1 представлена схема предлагаемого избирательного усилителя [65]. 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.

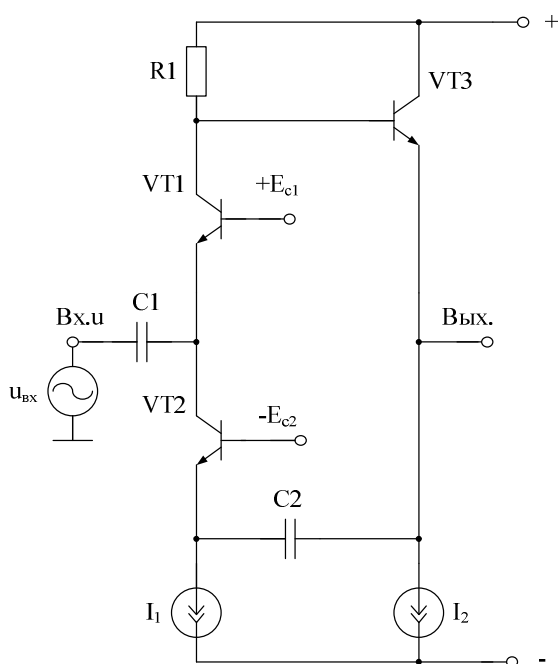


Рисунок 2.1 – Схема предлагаемого избирательного усилителя [65]

На рис. 2.2 показана схема предлагаемого с повышенным значением добротности АЧХ усилителя и его коэффициента усиления по напряжению.

Источник входного сигнала ($u_{вх}$) посредством дифференцирующей входной цепи (резистор R2 и частото задающий конденсатор C1) изменяет эмиттерный ток согласующего транзистора VT1. Пропорциональность преобразования этого тока в его коллекторное напряжение, обусловленная сопротивлением резистора R1, изменяет выходное напряжение ИУ по интегрирующему закону, который реализуется выходной RC-цепью (резистор R3 и конденсатор C2).

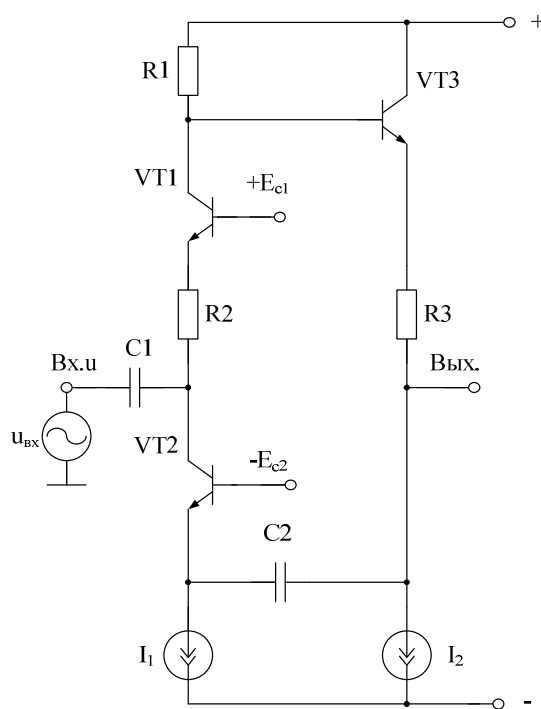


Рисунок 2.2 – Схема предлагаемого избирательного усилителя [65]

Именно поэтому форма АЧХ и ФЧХ схемы рис. 2.2 соответствует избирательной цепи, частота квазирезонанса (f_0) которой определяется соотношением постоянных времени входной (R_2, C_1) и выходной (R_3, C_2) RC-цепями. Передача части выходного сигнала посредством преобразования выходного напряжения ИУ через конденсатор C_2 в эмиттерный ток входного транзистора VT2 в коллекторную цепь согласующего транзистора VT1 обеспечивает реализацию контура комплексной обратной связи. В силу того, что входная цепь ИУ (частото задающий конденсатор C_1 и резистор R_2) в этом контуре выполняет функции интегрирующей RC-цепи, а интегрирующая цепь тракта передачи входного сигнала (C_2, R_3) функции дифференцирующего преобразования сигнала обратной связи, вид АЧХ и ФЧХ возвратного отношения ИУ соответствует характеристикам полосно-пропускающего типа. Именно поэтому действие контура обратной связи направлено на увеличение добротности Q и коэффициента усиления ИУ на частоте его квазирезонанса f_0 , которая не зависит от глубины этой обратной связи. Таким образом, с ростом частоты ток эмиттера транзистора VT2 увеличивается, а при $f > f_0$ напряжение его коллектора (в силу влияния

емкости конденсатора C_1) уменьшается. При $f < f_0$ происходит обратное явление. Таким образом, в указанных частотных диапазонах обратная связь не существенна и приближается к реактивной, а глубина вещественной обратной связи ($f = f_0$) непосредственно определяется коэффициентом преобразования тока коллектора согласующего транзистора VT1 в его коллекторное напряжение.

Покажем аналитически, что более высокие значения K_0 и Q в рабочем диапазоне частот реализуются в схеме рис. 2.2.

Действительно, в результате анализа можно найти, что комплексный коэффициент передачи по напряжению ИУ рис. 2.1 определяется по формуле:

$$K_y(jf) = K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (2.1)$$

где

$$f_0 = 1/2\pi\sqrt{\tau_1\tau_2} \text{ - частота квазирезонанаса}; \quad (2.2)$$

$$\tau_1 = C_1(R_2 + h_{11.1}); \quad \tau_2 = C_2(R_3 + h_{11.3} + h_{11.2})$$

$$K_0 = Q \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \frac{R_1}{R_3 + h_{11.3} + h_{11.2}} \alpha_1, \quad (2.3)$$

$$Q = \left[\sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \left(1 - \alpha_1 \alpha_2 \frac{R_1}{R_3 + h_{11.3} + h_{11.2}} \right) \right]^{-1}, \quad (2.4)$$

α_i - коэффициент передачи по току эмиттера транзистора i -го транзистора.

Таким образом, численные значения сопротивлений R_1 и R_3 независимо от соотношения постоянных времени τ_1 и τ_2 , т.е. от f_0 , обеспечивают необходимые значения добротности Q и коэффициента усиления K_0 .

Важнейшим свойством предлагаемой схемы является возможность параметрической оптимизации динамического диапазона, требующего равенства $\tau_1 = \tau_2$ при относительно большой добротности. Как видно из (2.4) и (2.3), при $C_1=C_2$, $R_2=R_3$

$$Q = \frac{1}{2 - \alpha_1 \alpha_2 R_1 / (R_3 + h_{11.3} + h_{11.2})}, \quad (2.5)$$

$$K_0 = \alpha_1 Q \frac{R_1}{R_3 + h_{11.3} + h_{11.2}}. \quad (2.6)$$

При этом её коэффициенты чувствительности:

$$S_{R_1}^{K_0} = S_{R_3}^{K_0} = 1, \quad S_{C_1}^{K_0} = \frac{1}{2}, \quad S_{C_2}^{K_0} = -\frac{1}{2}. \quad (2.7)$$

В то же время частота квазирезонанса (2.2) и её параметрическая чувствительность сохраняются неизменными.

Как видно из рис.2.3, на котором показана практическая реализация схемы рис. 2.1, сформулированные выше условия легко реализуются выбором соотношения между R_2 , R_3 и $h_{11.2}$, $h_{11.3}$ посредством токов режимных источников тока.

Данные теоретические выводы подтверждают графики рис. 2.4, рис. 2.5.

На рис. 2.3 приведена схема предлагаемого ИУ рис. 2.2 в среде Cadence на моделях SiGe интегральных транзисторов.

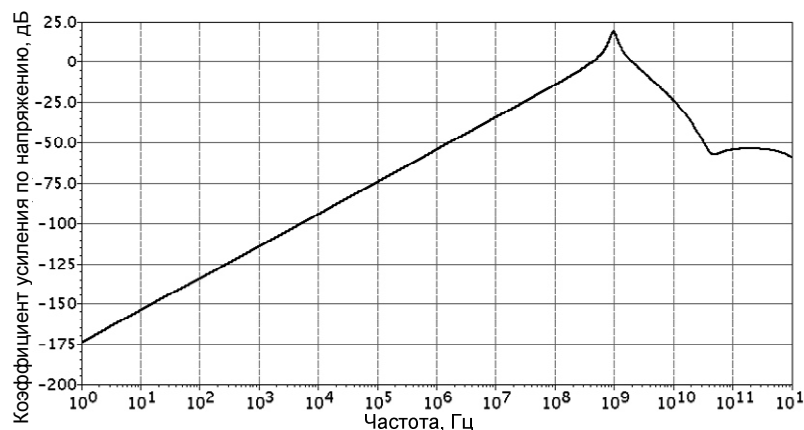


Рисунок 2.5 – Частотная зависимость коэффициента усиления ИУ
в более мелком масштабе

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

2.3 Избирательный усилитель на основе делителя тока и неинвертирующего токового зеркала

Особенность предлагаемой ниже схемы ИУ рис. 2.6 [66] – возможность построения в элементной базе SiGe n-p-n транзисторов.

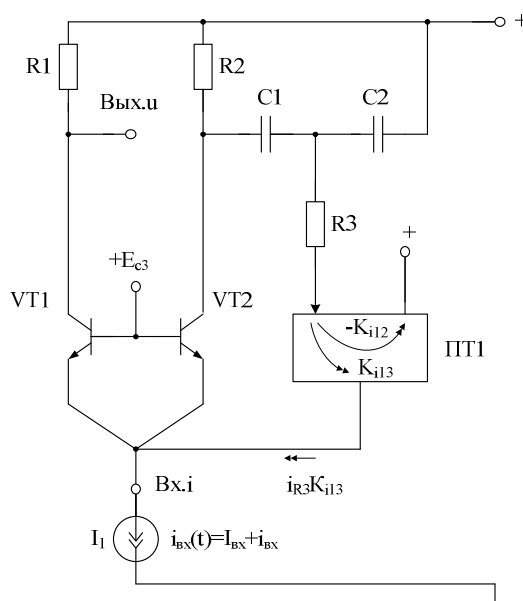


Рисунок 2.6 – Схема предлагаемого ИУ [66]

Приращение $i_{\text{вх}}$ токового источника сигнала I_1 приводит к изменению эмиттерных токов выходных транзисторов VT1 и VT2, следовательно, их коллекторных токов. В силу комплексного характера нагрузки коллекторной цепи выходного транзистора VT1 обеспечивается как активное (на резисторе нагрузки R2), так и реактивное (на корректирующих конденсаторах C1 и C2) его преобразование. Корректирующие конденсаторы C1 и C2 реализуют делитель тока, который изменяет через частотоподающий резистор R3 входной ток дополнительного токового зеркала ПТ1. Указанная особенность преобразования тока коллектора выходного транзистора VT2 обеспечивает полосно-пропускающую зависимость входного тока токового зеркала ПТ1 в широком диапазоне частот. Вещественный характер преобразования тока в токовом зеркале ПТ1 и взаимодействие его общего неинвертирующего выхода с эмиттерами выходных транзисторов VT1 и VT2 обеспечивает реализацию в схеме контура регенеративной обратной связи, действие которого в силу указанного характера частотной зависимости направлено на увеличение добротности Q и коэффициента усиления K_0 ИУ. Действительно, только на частоте квазирезонанса ИУ f_0 , которая определяется соотношением резистора нагрузки R2, частотоподающего резистора R3 и корректирующих конденсаторов C1 и C2, эта связь является вещественной и ее глубина определяется численным значением Q и K_0 . В области нижних частот ($f \ll f_0$) в силу действия конденсатора C1 и преобладающего влияния сопротивления резистора нагрузки R2 эта связь реактивна и имеет небольшое возвратное отношение, а в области верхних частот ($f \gg f_0$) в силу аналогичного влияния корректирующего конденсатора C2 и частотоподающего резистора R3 выполняется аналогичное условие в контуре обратной связи. Именно поэтому частота квазирезонанса ИУ не зависит от коэффициентов передачи по току выходных транзисторов VT1 и VT2 и коэффициента усиления токового зеркала ПТ1.

Комплексный коэффициент передачи как отношение выходного напряжения (выход устройства Вых.и) к входному току $i_{\text{вх}}$ усилителя рис. 2.6 опреде-

ляется соотношением, которое можно получить с помощью методов анализа электронных схем:

$$K(jf)_{\text{вых}} = \frac{u_{\text{вых}}}{i_{\text{вх}}} = K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (2.8)$$

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

Причем:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_2 R_3}}. \quad (2.9)$$

Добротность ИУ определяется формулой

$$Q = [D_p (1 - K_{\text{итт}} \alpha_2) + D_0]^{-1}, \quad (2.10)$$

где $K_{\text{итт}}$ – коэффициент передачи по току дополнительного токового зеркала

ПТ1; $D_0 = \left(\sqrt{\frac{C_1}{C_2}} + \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \right) \sqrt{\frac{R_3}{R_2}}$, $D_p = D_0 + \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \sqrt{\frac{R_2}{R_3}}$ – эквивалентные затухания

нуля и полюса пассивной цепи.

Формула для коэффициента усиления ИУ K_0 в комплексном коэффициенте (2.8) имеет вид

$$K_0 = Q \alpha_1 R_1, \quad (2.11)$$

где $\alpha_i < 1$ – коэффициент усиления по току эмиттера i -го транзистора.

Отличительной особенностью предлагаемой схемы ИУ является возможность реализации различных параметрических условий и ограничений. Так, для

обеспечения минимальной параметрической чувствительности добротности схемы и коэффициента передачи достаточно выполнить условие

$$K_{\text{инт}} \alpha_2 = 1. \quad (2.12)$$

В этом случае

$$Q = \sqrt{\frac{R_2}{R_3}} / \left(\sqrt{\frac{C_1}{C_2}} + \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \right), \quad (2.13)$$

поэтому равенство $C_1 = C_2 = C$ является оптимальным как для максимизации добротности, так и для минимизации ее чувствительности к емкостным элементам схемы

$$Q_{\text{max}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_3}}, \quad (2.14)$$

$$S_{C1}^Q = S_{C2}^Q = S_{C1}^{K_0} = S_{C21}^{K_0} = 0. \quad (2.15)$$

При этом чувствительности этих параметров к резистивным элементам будут иметь следующий вид

$$S_{R2}^Q = -S_{R3}^Q = S_{R2}^{K_0} = -S_{R3}^{K_0} = 1/2, \quad S_{R1}^{K_0} = 1, \quad S_{R1}^Q = 0, \quad (2.16)$$

т.е. соответствуют чувствительностям пассивных цепей, имеющих низкую добротность Q . В этом случае, как следует из (2.14),

$$R_2 = 4Q^2 R_3 \quad (2.17)$$

требует относительно низкого значения R_3 и, следовательно, входного сопротивления токового зеркала ПТ1. При этом параметрические чувствительности частоты квазирезонанса, как это следует из (2.9), не изменяются

$$S_{c1}^{f_0} = S_{c2}^{f_0} = S_{R2}^{f_0} = S_{R3}^{f_0} = -\frac{1}{2}. \quad (2.18)$$

Важным параметрическим условием для целого ряда технологий является равнономинальность пассивных элементов схемы ИУ. В этом случае условия $C_1 = C_2 = C$, $R_2 = R_3 = R$ сохраняют параметрическую чувствительность (2.18) и связаны с реализацией токовым зеркалом ПТ1 коэффициента усиления

$$\alpha_2 K_{\text{итт}} = \frac{5}{3} - \frac{1}{3Q}. \quad (2.19)$$

Следовательно, неравенства $5/3\alpha_2 > K_{\text{итт}} \geq 1/\alpha_2$ является достаточным для реализации любой добротности ИУ при сохранении низкой параметрической чувствительности его частоты квазирезонанса.

Для реализации ИУ коэффициента передачи по напряжению в его входной цепи, как это показано на рис. 2.7, достаточно использовать токовый источник входного сигнала ПНТ1 с крутизной преобразования S . Тогда

$$K_0 = SR_1\alpha_1 \quad (2.20)$$

при сохранении всех перечисленных особенностей схемы и параметрических чувствительностей, кроме дополнительной составляющей

$$S_{S^0}^{K_0} = 1. \quad (2.21)$$

На рис. 2.7 представлена схема предлагаемого ИУ, в которой токовый источник сигнала реализован на основе преобразователя «напряжение-ток» ПНТ1, на вход которого подается входной сигнал $u_{\text{вх}}$.

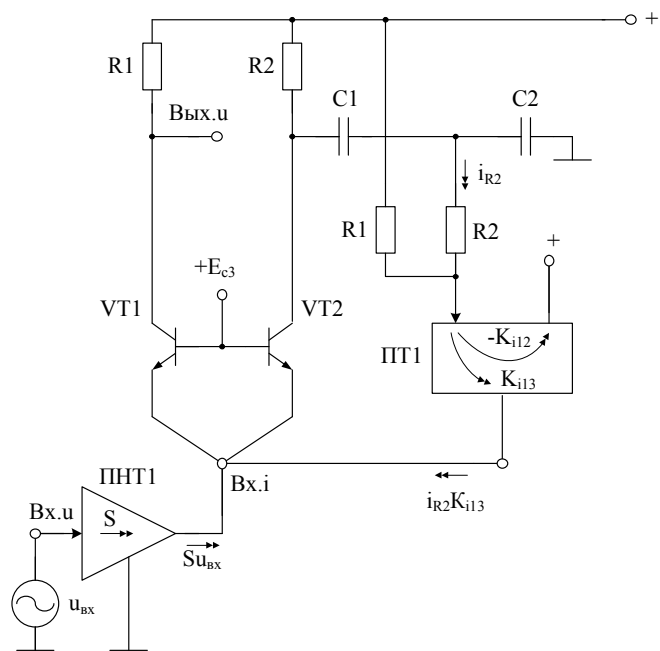


Рисунок 2.7 – Схема предлагаемого ИУ [66]

Возможный вариант реализации как преобразователя, так и усилителя тока показан на рис. 2.8, где входной дифференциальный каскад, образованный транзисторами VT4 и VT5, является преобразователем напряжение-ток, а усилитель тока реализован на базе многоэмиттерного транзистора VT3.

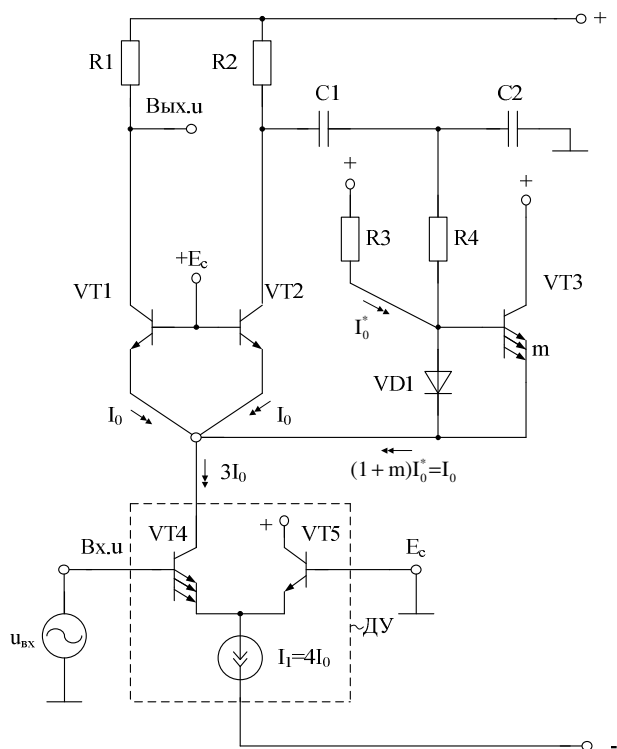


Рисунок 2.8 – Схема предлагаемого ИУ с конкретным выполнением дополнительного токового зеркала ИУ

В схеме на рис. 2.8 на потенциальный вход токового источника сигнала подается потенциальный сигнал u_{BX} . При этом токовое зеркало ПТ1 в данной схеме реализовано на основе p-n перехода VD1 и m-параллельного включенных транзисторов ($m=1, m=2$ и т.д.) В частном случае токовый источник входного сигнала выполнен здесь на базе составного транзистора VT4, вспомогательного транзистора VT5 и источника тока ($I_1=4I_0$).

На рис. 2.9 показана схема ИУ рис. 2.6 в среде компьютерного моделирования Cadence на моделях SiGe интегральных транзисторов.

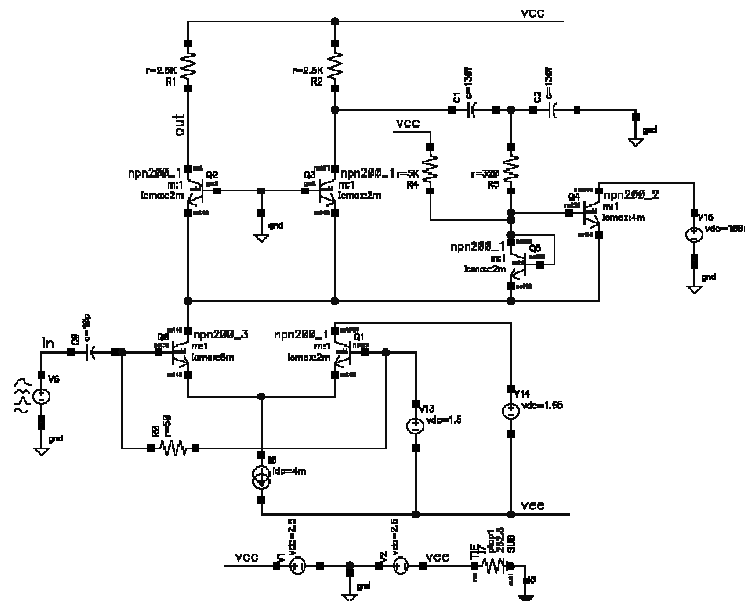


Рисунок 2.9– Схема предлагаемого ИУ в среде компьютерного моделирования Cadence

Представленные на рис. 2.10 – рис. 2.13 результаты моделирования предлагаемого ИУ подтверждают вышеуказанные свойства.

На рис. 2.10 приведены логарифмические амплитудно- и фазочастотных характеристики рис. 2.9 в диапазоне частот от 1 кГц до 100 ГГц при числе транзисторов в составе токового зеркала ПТ1, равном $m=2$.

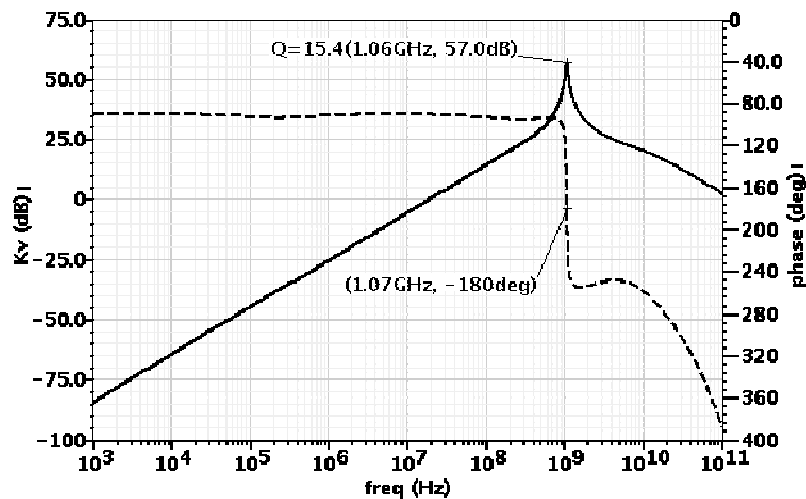


Рисунок 2.10 – Логарифмические амплитудно- и фазочастотных характеристики ИУ

На рис. 2.11 приведены логарифмические амплитудно- и фазочастотных характеристики ИУ рис. 2.9 в диапазоне частот от 1 кГц до 100 ГГц, т.е. в более крупном масштабе при числе транзисторов в составе дополнительного токового зеркала ПТ1, равном $m=2$.

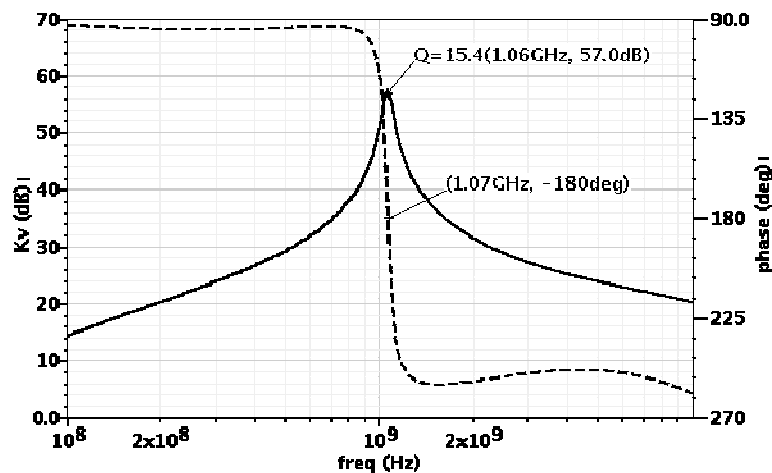


Рисунок 2.11 – Логарифмические амплитудно- и фазочастотных характеристики ИУ

На рис. 2.12 приведены логарифмические амплитудно- и фазочастотных характеристики ИУ рис. 2.9 в диапазоне частот от 1 кГц до 100 ГГц в крупном масштабе при числе транзисторов в составе дополнительного токового зеркала ПТ1, равном $m=1$.

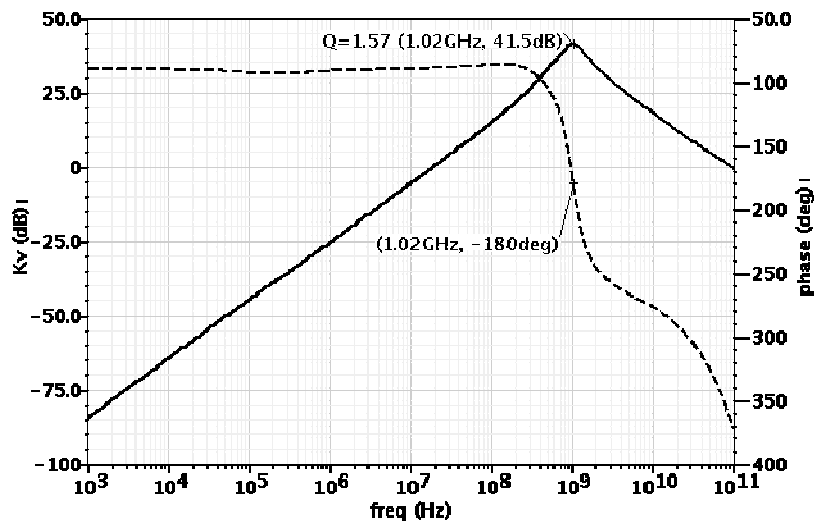


Рисунок 2.12 – Логарифмические амплитудно- и фазочастотных характеристики ИУ

На рис. 2.13 приведены логарифмические амплитудно- и фазочастотных характеристики ИУ рис. 2.9 в диапазоне частот от 100 МГц до 10 ГГц в крупном масштабе при числе транзисторов в составе дополнительного токового зеркала ПТ1, равном $m=1$.

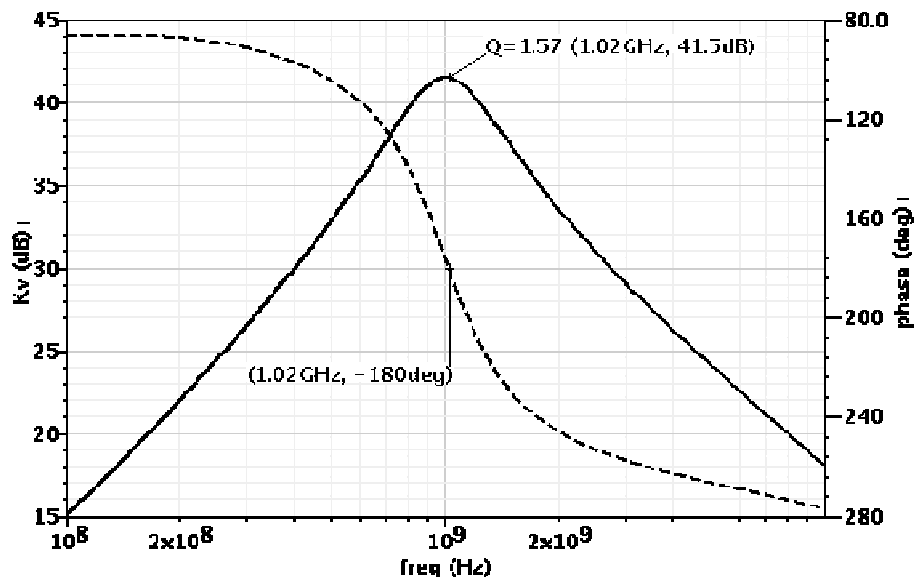


Рисунок 2.13 – Логарифмические амплитудно- и фазочастотных характеристики ИУ

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

2.4 Схема ИУ на основе каскада с общей базой и эмиттерного повторителя

Применение неинвертирующих повторителей напряжения и неинвертирующих повторителей тока достаточно перспективно при построении ИУ СВЧ диапазона. На рис. 2.14 представлена схема предлагаемого ИУ [67].

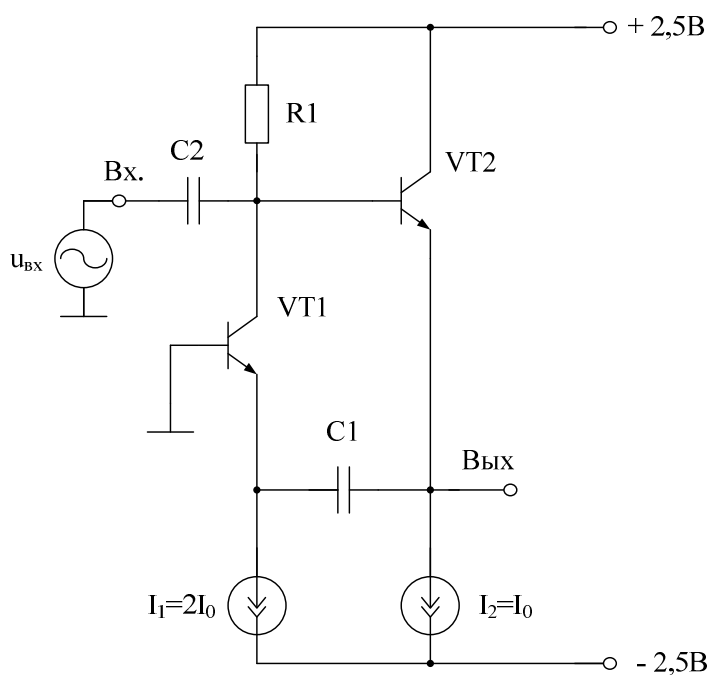


Рисунок 2.14 – Схема предлагаемого ИУ [67]

На рис. 2.15 представлена схема ИУ, в которой между эмиттером выходного транзистора VT2 и выходом устройства (Вых.) включен дополнительный резистор R2. Кроме этого, к выходу устройства подключен буферный усилитель БУ, обеспечивающий работу ИУ на низкоомную нагрузку.

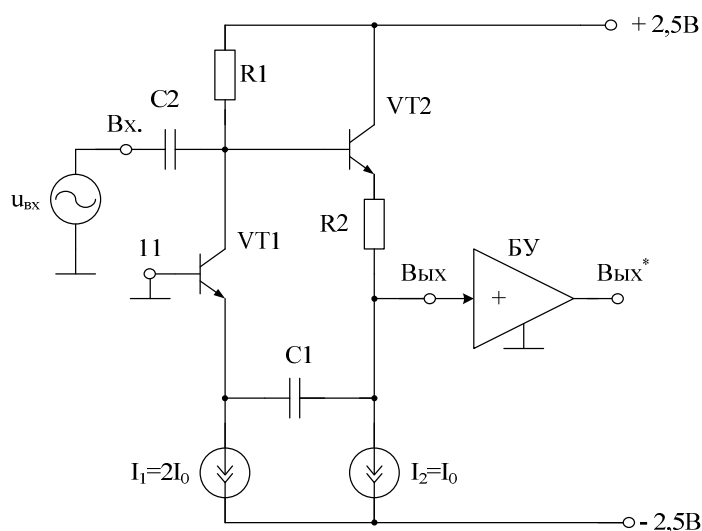


Рисунок 2.15 – Схема предлагаемого ИУ [67]

Источник входного сигнала $u_{вх}$ через конденсатор $C2$ изменяет по дифференциальному закону ток базы транзистора $VT2$ и, следовательно, его эмиттерный ток. Емкостной характер нагрузки этой цепи (конденсатор $C1$) обеспечивает интегрирующий закон преобразования этого тока в выходное напряжение схемы ($V_{вых.}$). Именно поэтому вид как амплитудно-частотной, так и фазочастотной характеристик схемы соответствует полосно-пропускающему фильтру второго порядка и, следовательно, избирательному усилителю, частота квазирезонанса f_0 которого определяется постоянными времени указанных законов преобразования. Преобразование выходного напряжения посредством конденсатора $C1$ в переменный эмиттерный ток транзистора $VT1$ подчиняется дифференцирующему закону. Комплексный характер нагрузки коллекторной цепи транзистора $VT1$, образованной параллельным соединением конденсатора $C2$ и резистора $R1$, способствует преобразованию этого тока в напряжение по интегрирующему закону и в пропорциональное изменение тока базы и, как следствие, тока эмиттера транзистора $VT2$. Таким образом, в области нижних частот ($f \ll f_0$) в схеме в силу влияния конденсатора $C1$ действует реактивная обратная связь, а в области верхних частот ($f \gg f_0$) за счёт преобладающего влияния проводимости конденсатора $C2$ характер этой связи сохраняется с изменением знака фазового соотношения цепи обратной связи. Таким образом, на ча-

стоте квазирезонанса ИУ f_0 обратная связь схемы является вещественной и её глубина максимальной. В силу положительного возвратного отношения этой связи на частоте f_0 ей действие направлено на увеличение добротности Q и коэффициента усиления K_0 .

Комплексный коэффициент передачи как отношение выходного напряжения $u_{\text{вых}}$ (выход устройства) к входному напряжению $u_{\text{вх}}$ усилителя рис. 2.14 определяется формулой, которую можно получить с помощью методов анализа электронных схем:

$$K(jf)_{\text{вых}} = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (2.22)$$

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

Причем:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_1\tau_2}}, \quad (2.23)$$

где $\tau_1 = C_2 R_1$, $\tau_2 = C_1(R_2 + h_{11.1} + h_{11.2})$; $h_{11.i}$ – h -параметр i -го транзистора; C_1 , C_2 , R_1 , R_2 – параметры элементов $C1$, $C2$, $R1$, $R2$.

Добротность ИУ рис. 2.15 определяется формулой

$$Q = 1/d_p, \quad (2.24)$$

где $d_p = \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \left(1 - \alpha_1 \frac{R_1}{R_2 + h_{11.1} + h_{11.2}} \right)$; α_1 – коэффициент усиления по току эмиттера транзистора VT1.

Если выбрать $\tau_1 = \tau_2$, то для получения заданного значения добротности Q параметры элементов R_1 и R_2 должны удовлетворять условию

$$Q \approx \frac{1}{2 - \alpha_1 \frac{R_1}{R_2 + h_{11.1} + h_{11.2}}}.$$

Формула для коэффициента усиления ИУ K_0 в комплексном коэффициенте передачи (2.22) имеет вид

$$K_0 = \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} Q. \quad (2.25)$$

Отличительной особенностью предлагаемой схемы ИУ является возможность реализации различных параметрических условий и ограничений на параметры элементов $VT1$, R_1 , $VT2$, C_1 , R_2 .

Как показано на рис. 2.14 при $R_2=0$

$$Q = \frac{\sqrt{\tau_1/\tau_2}}{\tau_1/\tau_2 + 1 - \alpha_1 R_1 / (h_{11.1} + h_{11.2})}, \quad (2.26)$$

поэтому изменением тока I_1 и I_2 можно изменить $h_{11.1} \approx \varphi_T / I_1$ и (или) $h_{11.2} \approx \varphi_T / I_2$ ($\varphi_T = kT/q$) и, следовательно, реализовать необходимые значения добротности. При максимизации динамического диапазона схемы, когда $\tau_1 = \tau_2$ можно также реализовать условие

$$R_1 = (h_{11.1} + h_{11.2}) \frac{2Q - 1}{\alpha_1 Q}, \quad (2.27)$$

направленное на минимизацию R_1 и обеспечение дополнительных условий выбора оптимального режима работы транзистора $VT1$.

Кроме этого включение (рис. 2.15) дополнительного резистора R2 за счёт изменения структуры τ_2 (соотношение (2.23)) можно обеспечить уменьшение чувствительности f_0 к малосигнальным параметрам биполярных транзисторов

$$S_{h_{11.1}}^{f_0} = -\frac{1}{2} \frac{h_{11.1}}{R_2 + h_{11.1} + h_{11.2}}, \quad S_{h_{11.2}}^{f_0} = -\frac{1}{2} \frac{h_{11.2}}{R_2 + h_{11.1} + h_{11.2}}. \quad (2.28)$$

Выбором соотношения между R1 и R2 можно реализовать заданную добротность

$$R_1 \approx \frac{2Q-1}{\alpha_1 Q} (R_2 + h_{11.1} + h_{11.2}). \quad (2.29)$$

При $R_1 = R_2 + h_{11.1} + h_{11.2}$, $\tau_1 = \tau_2(1 - \alpha_1)$ добротность можно найти по формуле

$$Q = \frac{1}{2\sqrt{1 - \alpha_1}}. \quad (2.30)$$

Кроме этого при выполнении параметрического условия

$$\tau_1 = \tau_2 \sqrt{1 - \alpha_1 R_1 / (R_2 + h_{11.1} + h_{11.2})} \quad (2.31)$$

добротность Q принимает значение

$$Q = \frac{1}{2\sqrt{1 - \alpha_1 R_1 / (R_2 + h_{11.1} + h_{11.2})}}, \quad (2.32)$$

обеспечивающее минимальную чувствительность добротности к изменению емкостей C1 и C2:

$$S_{C2}^Q = S_{C1}^Q = 0. \quad (2.33)$$

Представленные на рис. 2.19 – рис. 2.21 результаты моделирования предлагаемого ИУ подтверждают указанные свойства.

На рис. 2.16 буферный усилитель БУ реализован по схеме классического эмиттерного повторителя на транзисторе VT3 и источнике опорного тока I_3 .

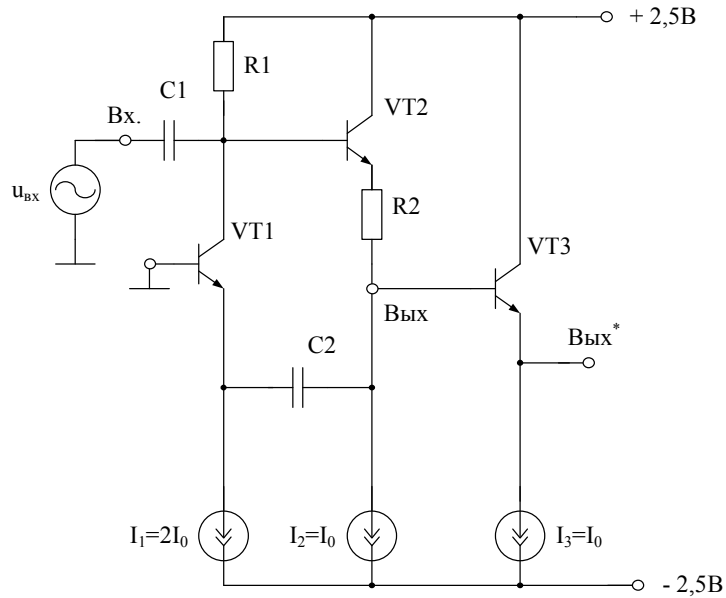


Рисунок 2.16 – Схема предлагаемого ИУ с конкретным выполнением буферного усилителя [67]

На рис. 2.17 показана схема ИУ рис. 2.16 в среде компьютерного моделирования Cadence на моделях SiGe интегральных транзисторов.

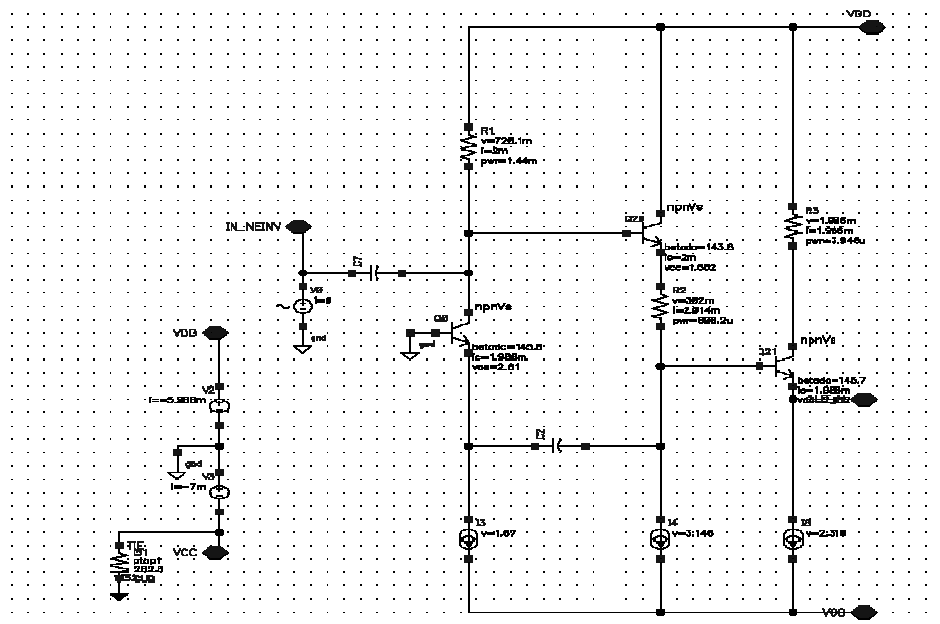


Рисунок 2.17 – Схема ИУ в среде компьютерного моделирования Cadence

На рис. 2.18 приведена логарифмическая амплитудно-частотная характеристика ИУ рис. 2.17 в диапазоне частот 0,5-1,5 ГГц.

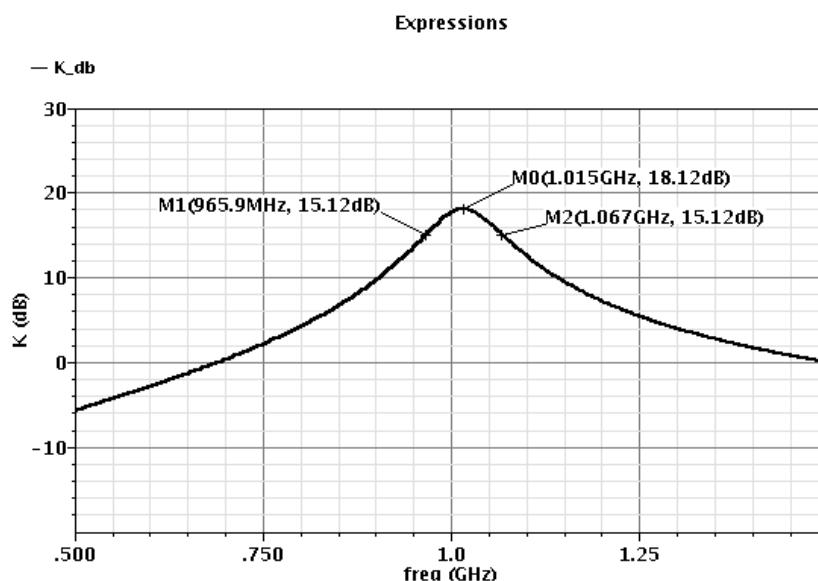


Рисунок 2.18 – Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика ИУ в диапазоне частот 0,5-1,5 ГГц

На рис. 2.19 приведена логарифмическая фазо-частотная характеристика ИУ рис. 2.17 в диапазоне частот 0,5-1,5 ГГц.

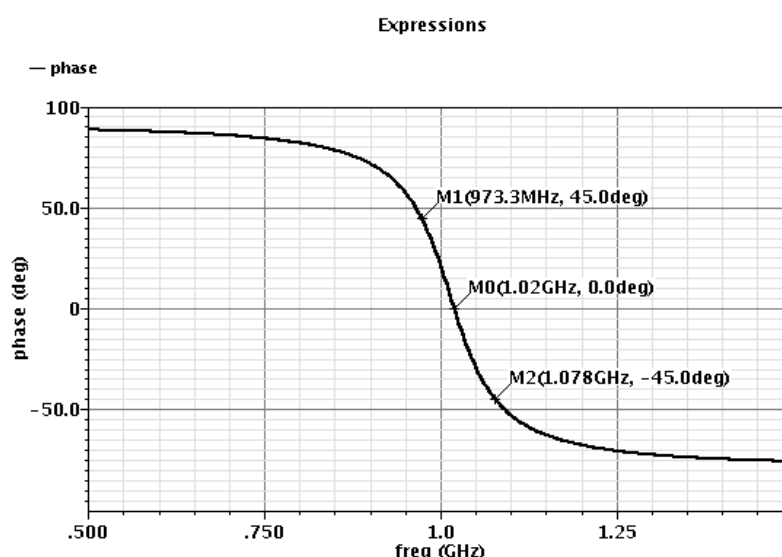


Рисунок 2.19 – Логарифмическая фазо-частотная характеристика ИУ в диапазоне частот 0,5-1,5 ГГц

На рис. 2.20 показаны амплитудно-частотная и фазо-частотные характеристики ИУ рис. 2.17 в диапазоне частот 0,5-1,5 ГГц.

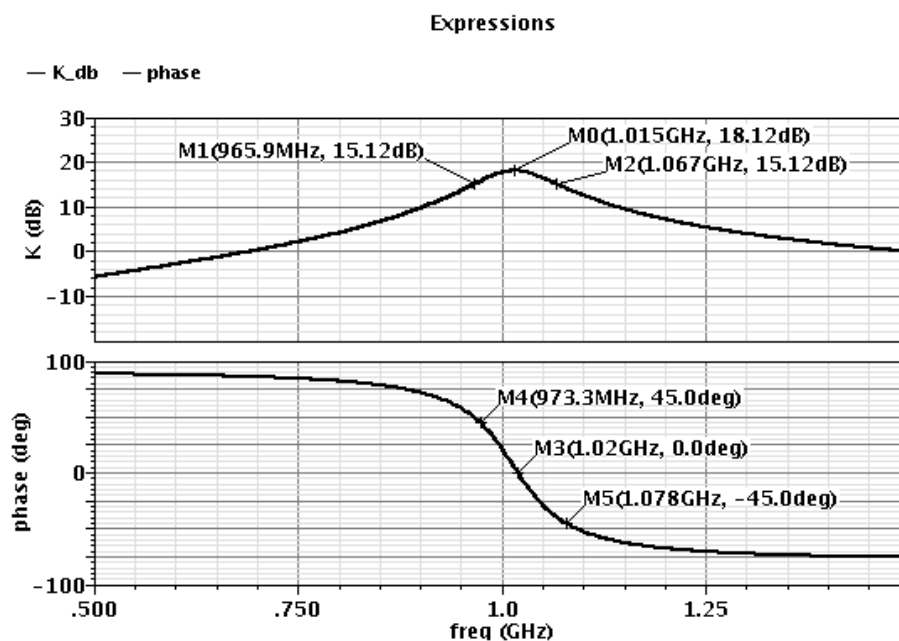


Рисунок 2.20 – Амплитудно-частотная и фазо-частотные характеристики ИУ в диапазоне частот 0,5-1,5 ГГц

На рис. 2.21 приведены амплитудно-частотная и фазо-частотные характеристики ИУ фиг. 2.17 в широком диапазоне частот (0-100 ГГц).

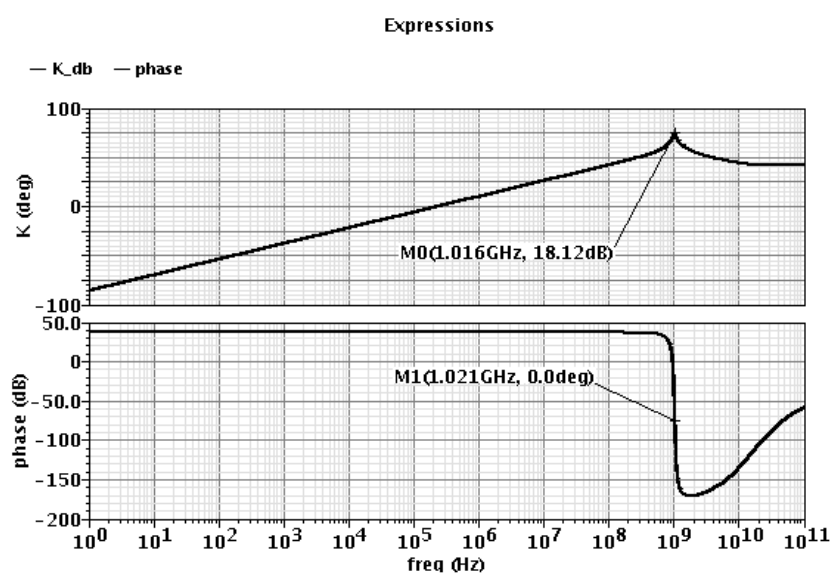


Рисунок 2.21 – Амплитудно-частотная и фазо-частотные характеристики ИУ в широком диапазоне частот (0-100 ГГц)

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

2.5 Избирательный усилитель на основе неинвертирующего усилителя переменного тока в эмиттерной цепи выходного транзистора

Особенность предлагаемой схемы ИУ рис. 2.22 [68] состоит в том, что необходимое усиление по петле обратной связи на переменном токе здесь обеспечивается транзисторами VT2 и VT3.

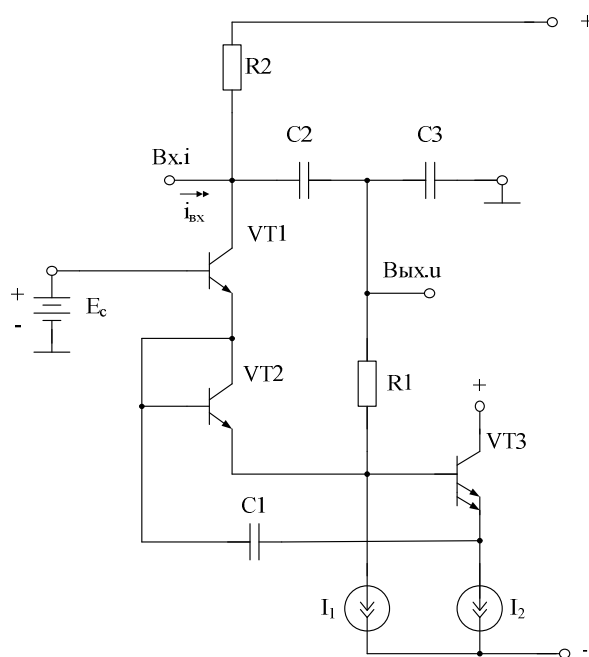


Рисунок 2.22 – Схема предлагаемого ИУ [68]

На рис.2.23 представлена схема предлагаемого устройства, в которой в качестве источников вспомогательного напряжения используется потенциал общей шины источников питания. Для преобразования напряжения источника входного сигнала во входной сигнал токового входа ($V_{x.i}$) в данной схеме используется преобразователь «напряжение-ток» ПНТ1 с крутизной преобразования S_1 . В качестве этого функционального узла могут применяться классические каскады с общим эмиттером, общей базой или дифференциальные усили-

тели. Буферный усилитель БУ, имеющий вспомогательный выход (Вых.*u), обеспечивает согласование фильтра с его низкоомной нагрузкой.

В ряде случаев в коллектор транзистора VT3 может включаться резистор коллекторной нагрузки, что позволяет получить дополнительный токовый выход устройства.

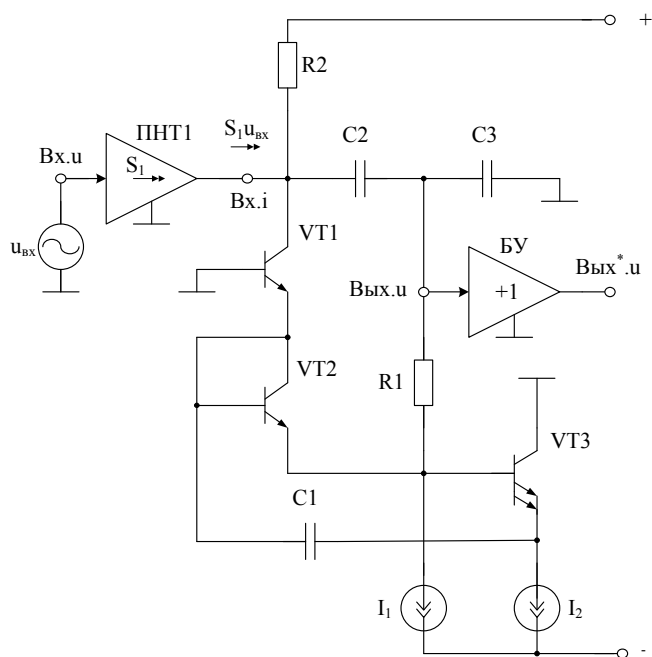


Рисунок 2.23 – Схема предлагаемого ИУ [68]

Источник входного токового сигнала i_{vx} изменяет ток коллекторной цепи транзистора VT1. Характер коллекторной нагрузки этого транзистора, образованной резисторами R1 и R2, а также конденсаторами C2 и C3 обеспечивает преобразование этого тока в ток резистора R1 выходной цепи ИУ. При этом наличие емкостного делителя, образованного конденсаторами C2 и C3 обеспечивает функциональную зависимость этого тока, соответствующую частотным характеристикам избирательного усилителя.

Комплексный коэффициент передачи предлагаемого ИУ как отношение выходного напряжения (выходы устройства Vых.u, Vых.*u) к входному напряжению u_{vx} при достаточно большой емкости корректирующего конденсатора C1 определяется формулой, которую можно получить с помощью методов анализа электронных схем:

$$K(jf) = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{ВХ}}} = K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (2.34)$$

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

Причем:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_2 C_3 R_2 (R_1 + r)}}, \quad (2.35)$$

где C_2, C_3, R_1, R_2 – параметры элементов C_2, C_3, R_1 и R_2 ; $r = h_{11.1}(1 + m) + h_{11.2}$ – эквивалентное сопротивление в цепи базы транзистора VT3; m – число параллельно включенных эмиттерных переходов транзистора VT3; $h_{11.i}$ – h -параметр i -го транзистора в схеме с общей базой.

Добротность ИУ определяется формулой

$$Q^{-1} = D_0 + \sqrt{\frac{C_2}{C_3}} \sqrt{\frac{R_2}{R_1 + r}} [1 - \alpha_1(1 + m)], \quad (2.36)$$

где α_i – коэффициент передачи по току эмиттера i -го транзистора;

$D_0 = \left(\sqrt{\frac{C_2}{C_3}} + \sqrt{\frac{C_3}{C_2}} \right) \sqrt{\frac{R_1 + r}{R_2}}$ – эквивалентное затухание пассивной цепи.

За счет выбора параметров элементов, входящих в формулу (2.36), можно обеспечить $Q \gg 1$.

Формула для коэффициента усиления K_0 в комплексном коэффициенте передачи (2.34) имеет вид

$$K_0 = QS_1 \sqrt{R_2(R_1 + r)} \sqrt{\frac{C_2}{C_3}}, \quad (2.37)$$

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

Важной особенностью схемы является возможность оптимизации ее параметрической чувствительности.

Оптимальным соотношением является равенство емкостей конденсаторов C_2 и C_3 ($C_2=C_3$). В этой связи необходимое значение добротности Q может быть реализовано как структурно (выбором числа эмиттерных переходов (m) транзистора VT3), так и параметрически – установлением соотношения между сопротивлениями резисторов R_1 и R_2 ($(R_1 + r)/R_2 = k$). В этом случае параметрическая чувствительность

$$S_k^Q = -Q(4k + 1/Q) \approx -4Qk \quad (2.38)$$

определяется коэффициентом отношения резисторов (коэффициентом k). При этом численное значение числа m эмиттеров транзистора VT3:

$$m = \frac{1}{\alpha_1} \left(2k^2 - \frac{k}{Q} + 1 \right) - 1 \quad (2.39)$$

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

$$Q = \frac{1}{3(1 - \alpha_1)} \approx \frac{\beta_1}{3}, \quad (2.40)$$

где $\beta_1 = \alpha_1(1 - \alpha_1)^{-1}$.

Если выбрать $m=3$

$$k = \sqrt{2\alpha_1 - 0,5 + \frac{1}{4Q^2}} + \frac{1}{2Q} \approx 1,87 + \frac{1}{2Q}. \quad (2.41)$$

Отметим, что условие $k=1$ связано с минимизацией влияния частотных свойств применяемых биполярных транзисторов на частоту квазирезонанса ИУ f_0 и его добротность Q . Что касается чувствительности (2.38), 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 .

Численные значения емкости конденсатора C_1 (C_1) следует выбирать из следующих соображений.

Если $C_1=0$, то следует считать, что $m=0$. Практически это означает, что схема ИУ рис. 2.23 при $C_1=0$ практически не имеет улучшения по параметрам K_0 и Q .

Если $C_1 \gg C_2$, $C_1 \gg C_3$, то справедливы все формулы (2.35)-(2.41) и ИУ имеет повышенные значения Q и K_0 .

В практических схемах емкость C_1 может быть соизмерима с C_2 и C_3 (рис. 2.24).

Полученные выше для Q и K_0 соотношения справедливы при выполнении неравенства

$$C_1 \gg \frac{1}{2\pi\pi_0(h_{11.1} + h_{11.3})}, \quad (2.42)$$

которое в области высоких рабочих частот ИУ не является жестким.

Указанные выше структурные особенности схемы ИУ позволяют при необходимости реализовать и предельно низкую чувствительность его добротности. Как это следует из (2.36), (2.38) и (2.39) выполнение условия

$$1 + m = \frac{1}{\alpha_1}, \quad (2.43)$$

которое требует соответствующего выбора площадей транзисторов VT2 и VT3, позволяет минимизировать параметрические чувствительности добротности ИУ

$$S_{C_2}^Q = S_{C_3}^Q = 0; \quad S_{R_2}^Q \approx -S_{R_1}^Q = \frac{1}{2}. \quad (2.44)$$

При этом численное значение Q определяется соотношением резисторов схемы

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{R_2 / (R_1 + r)} \quad (2.45)$$

и, как видно из (2.35), это обеспечивает однозначный выбор конденсаторов C_2 (C_2) и C_3 (C_3).

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

На рис. 2.24 приведена схема предлагаемого ИУ в среде компьютерного моделирования Cadence (техпроцесс SG25H1).

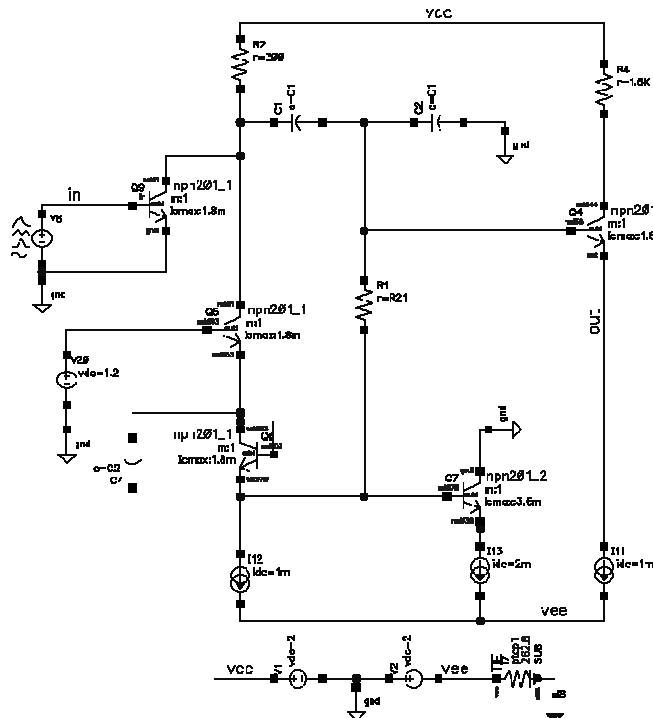


Рисунок 2.24 – Схема предлагаемого ИУ в среде компьютерного моделирования Cadence [68]

Представленные на рис. 2.25– рис. 2.27 результаты моделирования ИУ рис. 2.24 подтверждают указанные свойства предлагаемой схемы.

На рис. 2.25 показаны ЛАЧХ и ФЧХ ИУ рис. 2.24 в широком диапазоне частот (от 1 кГц до 100 ГГц) при $R_{21}=80\text{ Ом}$, $C_1=500\text{ фФ}$, $C_2=50\text{ пФ}$.

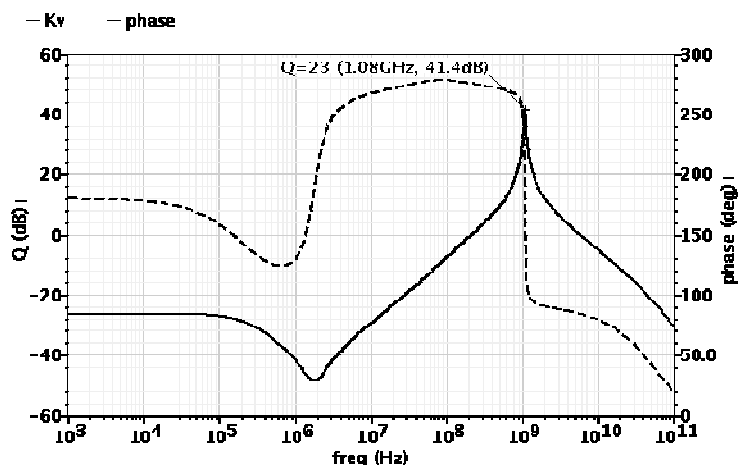


Рисунок 2.25 – Логарифмические амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики ИУ в широком диапазоне частот [68]

На рис. 2.26 приведены ЛАЧХ и ФЧХ ИУ рис. 2.24 в более узком диапазоне частот (от 100 МГц до 10 ГГц) при $R_{21}=80\text{ Ом}$, $C_1=500\text{ фФ}$, $C_2=50\text{ пФ}$.

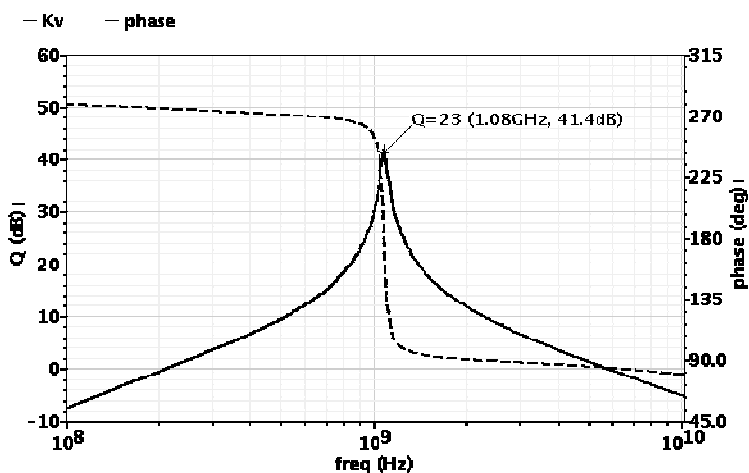


Рисунок 2.26 – Логарифмические амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики ИУ в более узком диапазоне частот [68]

На рис. 2.27 показана зависимость добротности Q от сопротивления резистора R_{21} схемы рис. 2.24.

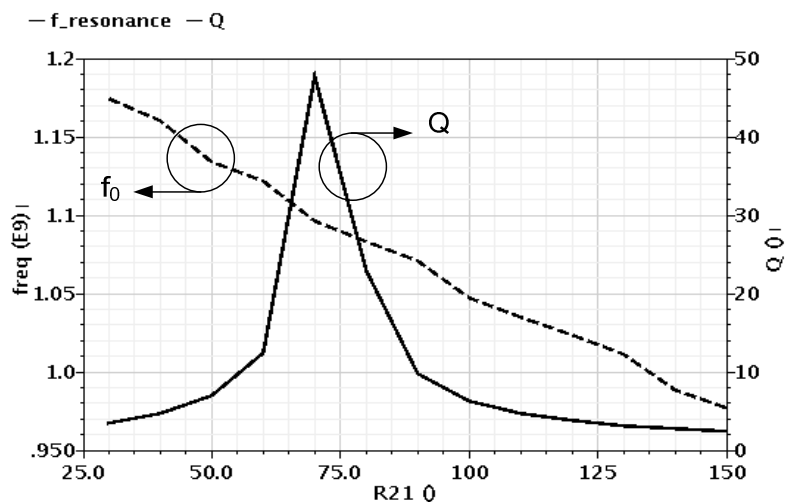


Рисунок 2.27 – Зависимость добротности Q от сопротивления резистора R_{21} схемы ИУ [68]

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

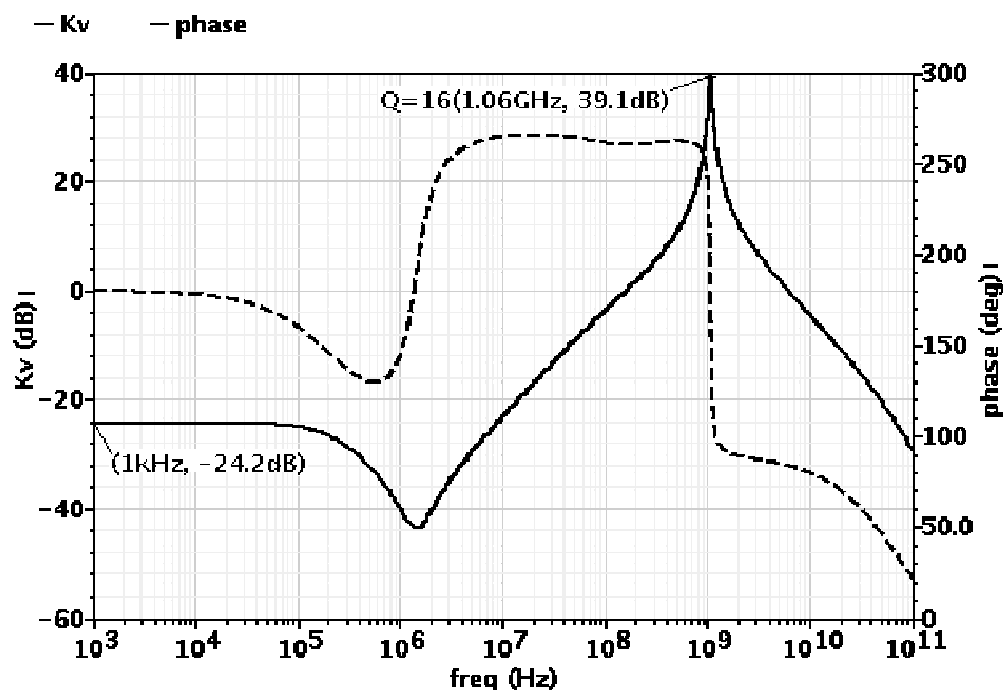


Рисунок 2.28 – ЛАЧХ и ФЧХ RC фильтра в диапазоне частот от 1 кГц до 100 ГГц при $R_{21}=310$ Ом, $C_1=410$ пФ, $C_2=30$ пФ [68]

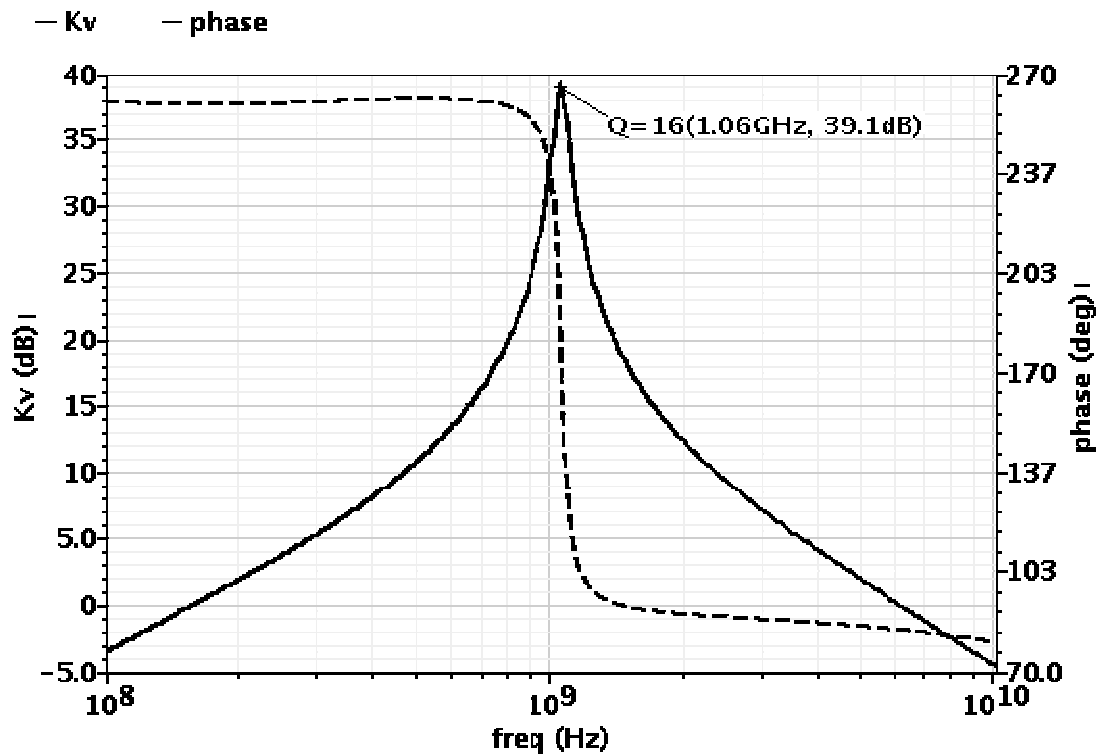


Рисунок 2.29 – ЛАЧХ и ФЧХ RC фильтра в диапазоне частот от 100 МГц до 10 ГГц при $R_{21}=310\text{ Ом}$, $C_1=410\text{ пФ}$, $C_2=30\text{ пФ}$ [68]

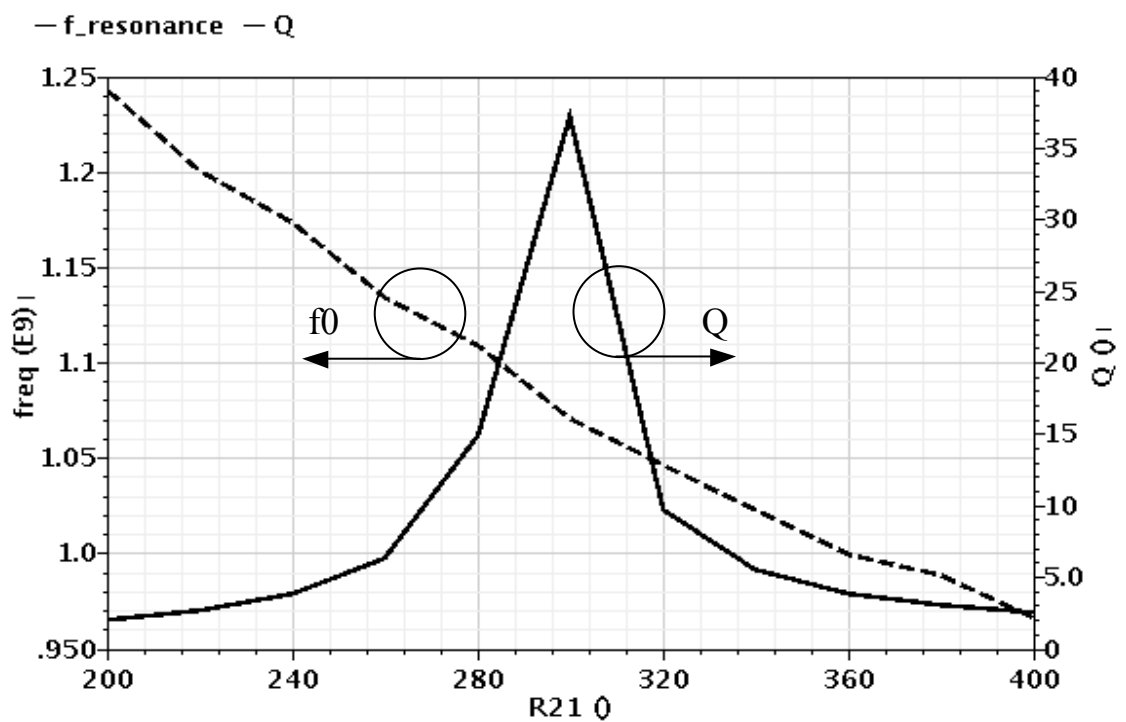


Рисунок 2.30 – Зависимость добротности Q от сопротивления резистора R_{21} [68]

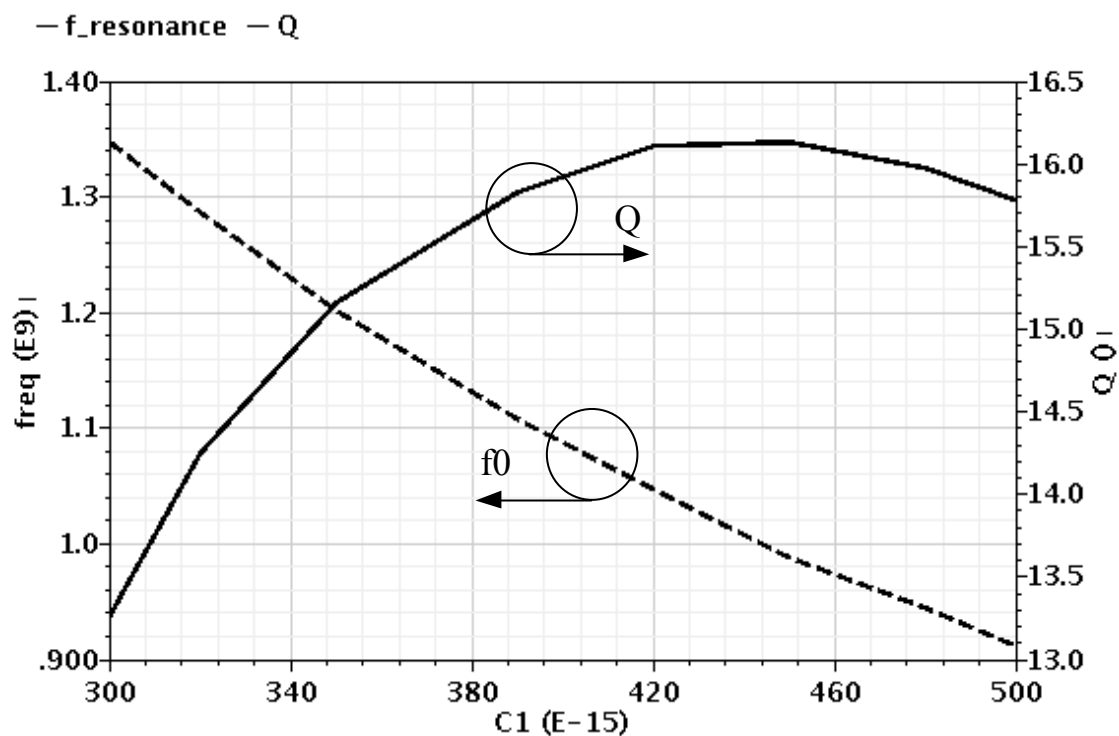


Рисунок 2.31 – Зависимость добротности Q и резонансной частоты f_0 от параметра $C1$ [68]

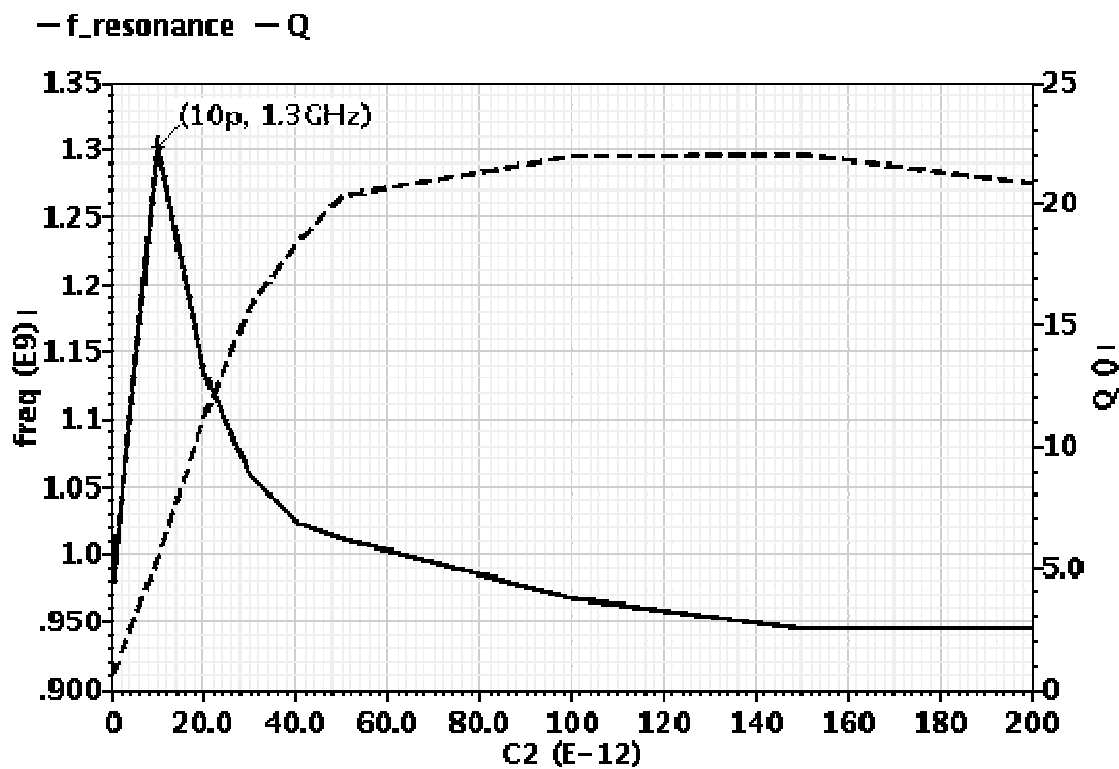


Рисунок 2.32 – Зависимость добротности Q и резонансной частоты f_0 от параметра $C2$ от 0 до 200пФ [68]

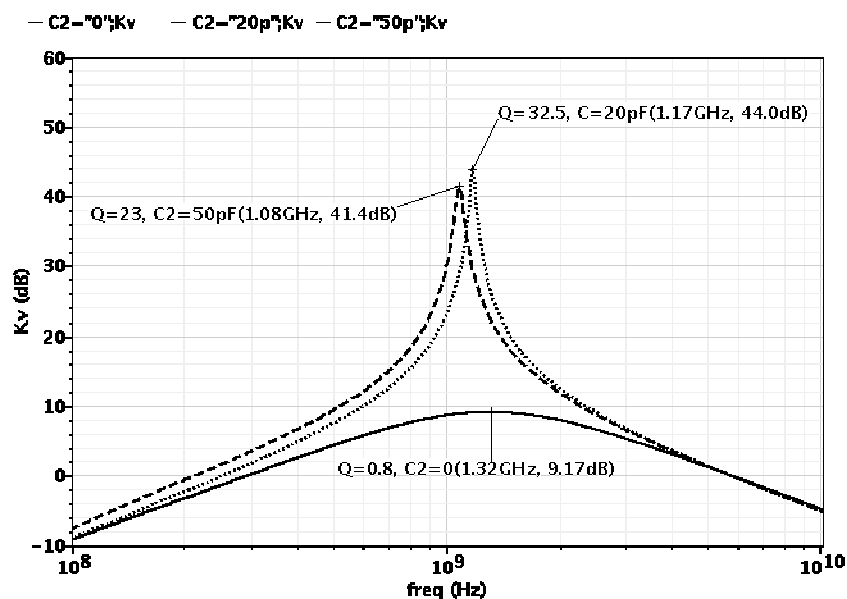


Рисунок 2.33 – ЛАЧХ RC фильтра в диапазоне частот от 100 МГц до 10 ГГц при $R_{21}=310$ Ом, $C_1=410$ фФ, $C_2=0, 10$ пФ, 100 пФ [68]

2.6 Избирательный усилитель на основе неинвертирующего усилителя переменного тока в коллекторной цепи выходного транзистора

Особенность предлагаемой схемы ИУ рис. 2.34 [69] состоит в том, что необходимое усиление по петле обратной связи на переменном токе здесь обеспечивается транзистором VT2 и диодом VD1, включенными в коллекторную цепь транзистора VT1.

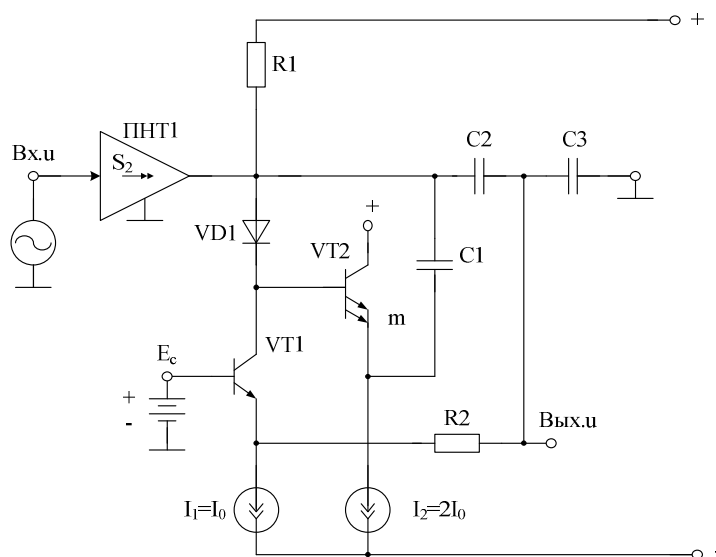


Рисунок 2.34 – Схема предлагаемого ИУ [69]

На рис. 2.35 представлена схема предлагаемого ИУ [69], в которой коллектор транзистора VT2 связан с положительной шиной источника питания через резистор R3 и соединен с дополнительным выходом устройства Вых.** и. Кроме этого, между выходом устройства Вых.и и дополнительным выходом Вых.* и включен буферный усилитель БУ1. В качестве преобразователя «напряжение-ток» ПНТ1 могут применяться классические усилительные каскады (ОБ, ОЭ, ДУ и т.п.)

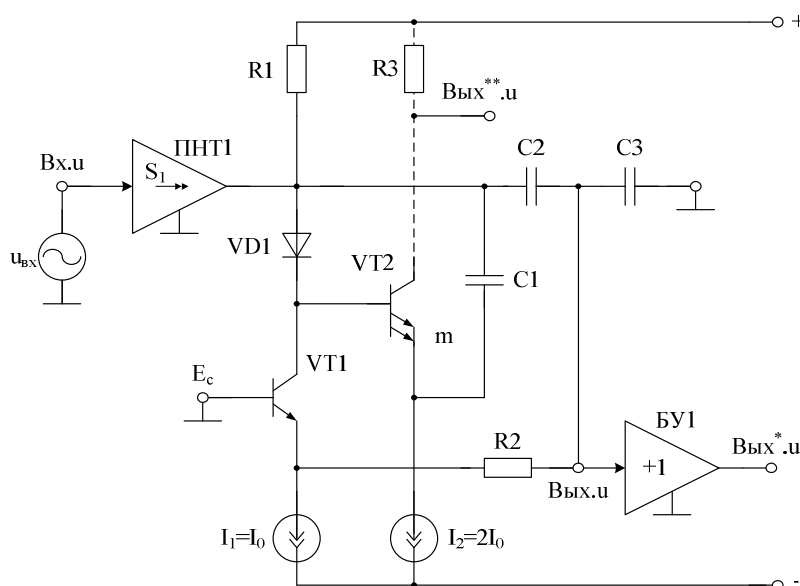


Рисунок 2.35 – Схема предлагаемого ИУ с повышенной добротностью [69]

Источник входного напряжения через преобразователь «напряжение-ток» ПНТ1 изменяет ток коллекторной цепи транзистора VT1. Характер коллекторной нагрузки этого транзистора, образованной резисторами R1 и R2, а также конденсаторами C2 и C3 обеспечивает преобразование этого тока в ток резистора R2 выходной цепи. При этом наличие емкостного делителя, образованного конденсаторами C2 и C3 обеспечивает функциональную зависимость этого тока, соответствующую частотным характеристикам избирательного усилителя.

При емкости конденсатора C1 ($C_1 \gg C_2$, $C_1 \gg C_3$) Комплексный коэффициент передачи ИУ рис. 2.34 как отношение выходного напряжения (выход

устройства Вых.и) к входному напряжению $u_{\text{вх}}$ определяется формулой, которую можно получить с помощью методов анализа электронных схем

$$K(jf) = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{ВХ}}} = K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (2.46)$$

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

Причем:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_2 C_3 R_1 (R_2 + h_{11.1})}}, \quad (2.47)$$

где C_2, C_3, R_1, R_2 – параметры элементов C_2, C_3, R_1 и R_2 ; $h_{11.i}$ – h-параметр i -го транзистора (р-н перехода VD1 на базе биполярного транзистора) в схеме с общей базой.

Добротность ИУ определяется формулой

$$Q^{-1} = D_0 + \sqrt{\frac{C_2}{C_3}} \sqrt{\frac{R_1}{R_2 + h_{11.1}}} [1 - \alpha_1 (1 + m)], \quad (2.48)$$

где α_1 – коэффициент передачи по току эмиттера транзистора VT3; m – число эмиттеров в транзисторе VT2; $D_0 = \left(\sqrt{\frac{C_2}{C_3}} + \sqrt{\frac{C_3}{C_2}} \right) \sqrt{\frac{R_2 + h_{11.1}}{R_1}}$ – эквивалентное затухание пассивной цепи.

За счет выбора параметров элементов, входящих в формулу (2.48), можно обеспечить $Q \gg 1$.

Формула для коэффициента усиления K_0 в комплексном коэффициенте передачи (2.46) имеет вид

$$K_0 = QS_1 \sqrt{R_1(R_2 + h_{11.1})} \sqrt{\frac{C_2}{C_3}}, \quad (2.49)$$

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

Важной особенностью схемы является возможность оптимизации ее параметрической чувствительности.

Оптимальным соотношением является равенство емкостей конденсаторов C_2 и C_3 ($C_2=C_3$). В этой связи необходимое значение добротности Q может быть реализовано как структурно (выбором числа эмиттерных переходов (m) транзистора VT2), так и параметрически – установлением заданного соотношения между сопротивлениями резисторов R_1 и R_2 ($(R_2 + h_{11.1})/R_1 = k$). В этом случае параметрическая чувствительность

$$S_k^Q = -Q(4k + 1/Q) \approx -4Qk \quad (2.50)$$

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

$$m = \frac{1}{\alpha_1} \left(2k^2 - \frac{k}{Q} + 1 \right) - 1 \quad (2.51)$$

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

$$Q = \frac{1}{3(1 - \alpha_1)} \approx \frac{\beta_1}{3}, \quad (2.52)$$

а при $m=3$

$$k = \sqrt{2\alpha_1 - 0,5 + \frac{1}{4Q^2}} + \frac{1}{2Q} \approx 1,87 + \frac{1}{2Q}. \quad (2.53)$$

Отметим, что условие $k=1$ связано с минимизацией влияния частотных свойств биполярных транзисторов на частоту квазирезонанса ИУ и его добротность. Что касается чувствительности (2.50), 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 .

Численные значения емкости конденсатора C_1 следует выбирать из следующих соображений.

Если $C_1=0$, то в формулах (2.47)-(2.53) следует считать, что $m=0$. Практически это означает, что схема ИУ рис. 2.35 при $C_1=0$ практически не имеет улучшения по параметрам K_0 и Q .

Если $C_1 \gg C_2$, $C_1 \gg C_3$, то справедливы все формулы (2.47)-(2.53) и ИУ имеет повышенные значения Q и K_0 , которые находятся в соответствии с (2.47)-(2.53).

В практических схемах емкость C_1 может быть соизмерима с C_2 и C_3 .

Графики рис. 2.41 показывают, что емкость конденсатора C_1 (рис.2.35) или то же самое C_2 (рис. 2.35) также может использоваться для формирования параметров резонансной характеристики ИУ, если ее значения лежат в пределах $2 \div 40$ пФ. Однако рекомендуется выбирать $C_1(C_2) = 40 \div 70$ пФ для техпроцесса SG25H1.

Кроме этого, все возможные модификации заявляемого ИУ реализуются на n-p-n транзисторах, что является их существенным преимуществом, например, при построении радиационно-стойких изделий, которые оказываются более работоспособными в условиях космического пространства.

На рис. 2.36 приведена схема ИУ рис. 2.35 в среде Cadence на моделях SiGe интегральных транзисторов (техпроцесс SG25H1).

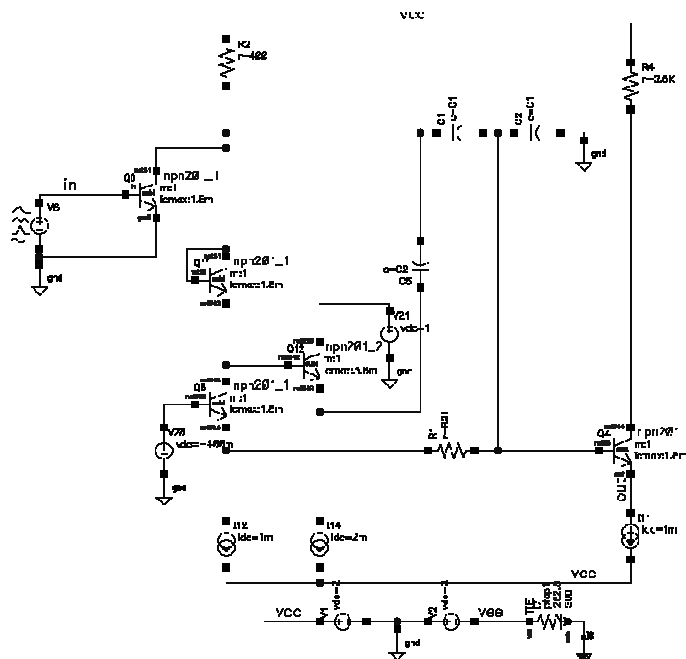


Рисунок 2.36 – Схема ИУ рис. 2.35 в среде Cadence [69]

На рис. 2.37 показаны логарифмическая амплитудно- и фазо-частотная характеристики ИУ рис. 2.35 в широком диапазоне частот (от 1 кГц до 100 ГГц) при $R_{21}=310 \text{ Ом}$, $C_1=410 \text{ пФ}$, $C_2=30 \text{ пФ}$.

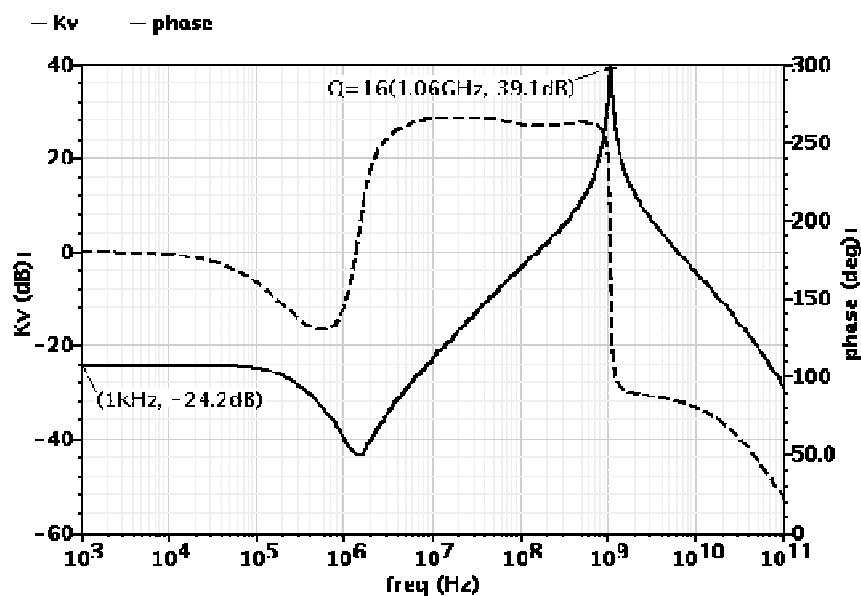


Рисунок 2.37 – Логарифмическая амплитудно- и фазо-частотная характеристики ИУ рис. 2.35 в широком диапазоне [69]

На рис. 2.38 приведены ЛАЧХ и ФЧХ ИУ рис. 2.35 в более узком диапазоне частот (от 100 МГц до 10 ГГц) при $R_{21}=310\ \text{Ом}$, $C_1=410\ \text{пФ}$, $C_2=30\ \text{пФ}$.

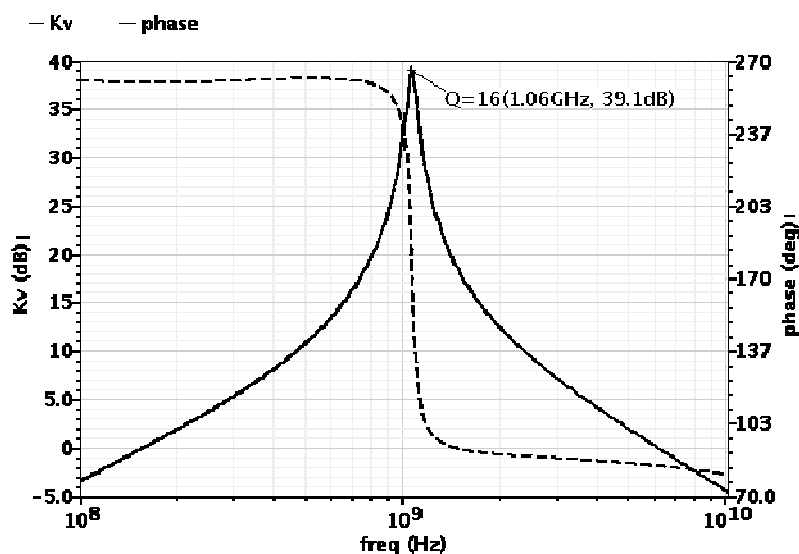


Рисунок 2.38 – ЛАЧХ и ФЧХ предлагаемого ИУ в более узком диапазоне частот [69]

График рис. 2.39 иллюстрирует зависимость добротности Q и частоты f_0 ИУ рис. 2.35 от сопротивления резистора R_{21} .

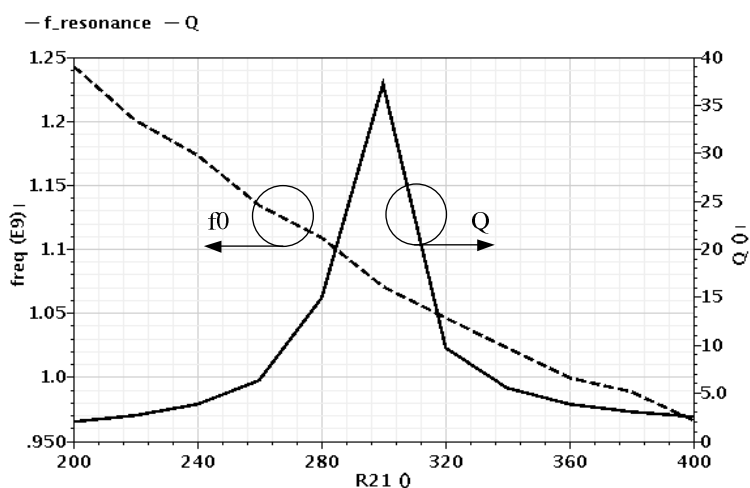


Рисунок 2.39 – Зависимость добротности Q и частоты f_0 ИУ от сопротивления резистора R_{21} [69]

На рис. 2.40 показана зависимость добротности Q и резонансной частоты f_0 от параметра элемента $C1$ в схеме ИУ рис. 2.35.

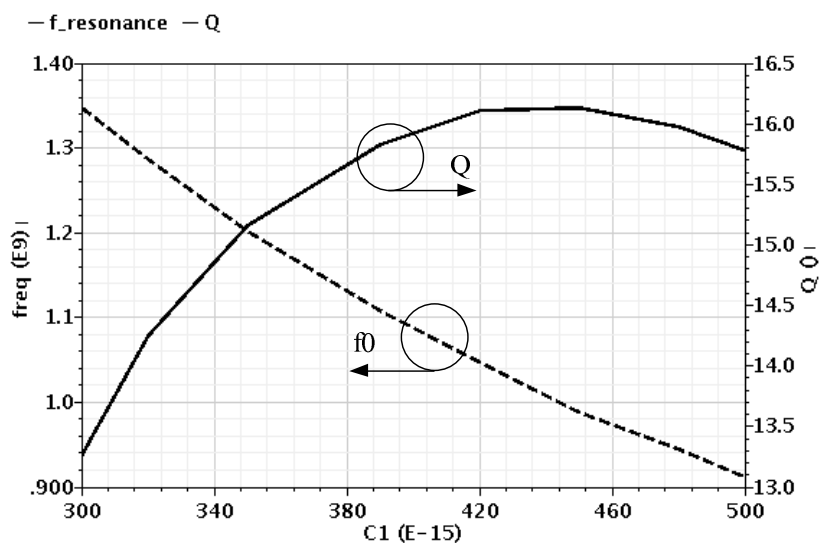


Рисунок 2.40 – Зависимость добротности Q и резонансной частоты f_0 ИУ от величины конденсатора $C1$ [69]

На рис.2.41 приведена зависимость добротности Q и резонансной частоты f_0 от параметра $C2$ ИУ рис. 2.35, изменяющегося в пределах от 0 до 200пФ.

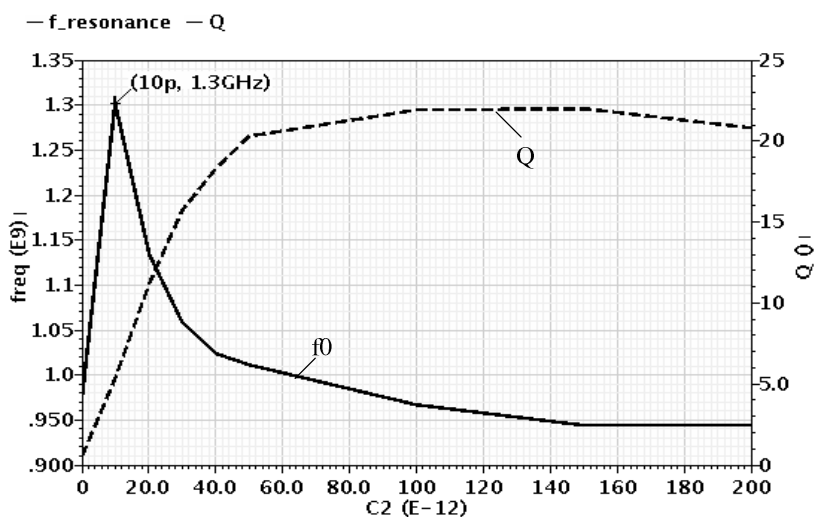


Рисунок 2.41 – Зависимость добротности Q и резонансной частоты f_0 ИУ от величины конденсатора $C2$ [69]

На рис. 2.42 показана ЛАЧХ ИУ рис. 2.35 в диапазоне частот от 100 МГц до 10 ГГц при $R_{21}=310$ Ом, $C_1=410$ пФ и трех значениях $C_2=0$; 10 пФ; 100 пФ.

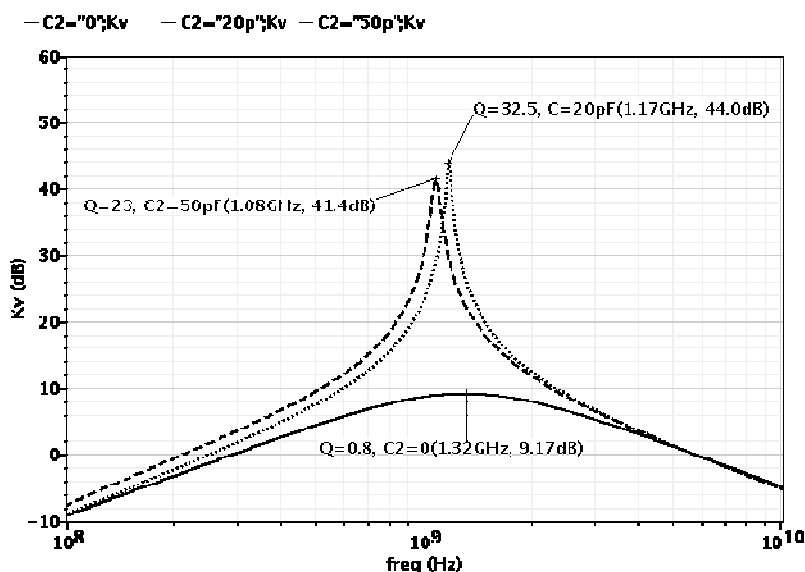


Рисунок 2.42 – ЛАЧХ ИУ в диапазоне частот от 100 МГц до 10 ГГц [69]

Представленные на рис. 2.37 – рис.2.42 результаты моделирования предлагаемого ИУ рис. 2.35 подтверждают указанные свойства предлагаемой схемы.

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

2.7 Метод расширения диапазона рабочих частот избирательного усилителя Рауха

Интегральные операционные усилители (ОУ) с элементами RC-коррекции, формирующими амплитудно-частотную характеристику резонансного типа, широко используются в задачах выделения высокочастотных сигналов. Однако классическое построение таких избирательных усилителей (ИУ) рис. 2.43 приводит к существенной зависимости их основных параметров (доб-

ротности Q и частоты квазирезонанса f_0) от частоты единичного усилителя f_1 используемых ОУ. Это не позволяет обеспечить работу ИУ с низкочастотными ОУ. В этой связи весьма актуальной является задача поиска архитектур избирательных усилителей, имеющих слабую зависимость частоты квазирезонанса f_0 от f_1 применяемых активных элементов (ОУ).

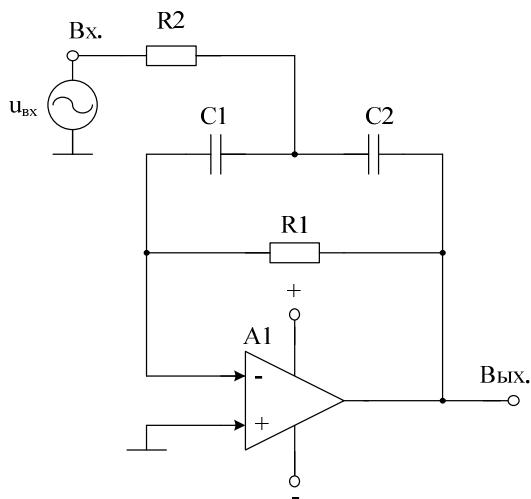


Рисунок 2.43 – Схема классического ИУ

На рис. 2.44 представлена схема предлагаемого ИУ [70]. Его задача - расширение частотного диапазона ИУ за счет ослабления влияния частоты единичного усиления f_1 основного ОУ на частоту квазирезонанса f_0 . Это позволяет, в ряде случаев, реализовать высококачественное избирательное устройство в диапазонах высоких и сверхвысоких частот на типовых ОУ с небольшими значениями f_1 .

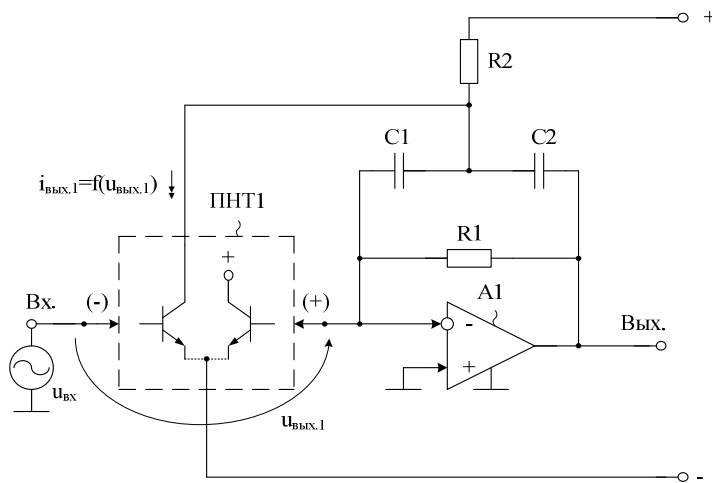


Рисунок 2.44 – Схема предлагаемого ИУ [70]

Комплексный коэффициент передачи ИУ рис. 2.44 как отношение выходного напряжения к входному напряжению $u_{\text{ВХ}}$ определяется формулой, которую можно получить с помощью методов анализа электронных схем

$$K(jf) = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{ВХ}}} = K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (2.54)$$

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 .

Можно показать аналитически, а также путем компьютерного моделирования (см. рис. 2.57), что предлагаемый избирательный усилитель рис. 2.44 характеризуется слабым влиянием частоты единичного усиления f_1 используемого операционного усилителя А1 на основные параметры ИУ – добротность и частоту единичного усиления. Это позволяет при прочих равных условиях получить более широкий диапазон рабочих частот ИУ при использовании относительно низкочастотных операционных усилителей.

На рис. 2.45 представлен предлагаемый ИУ с первым примером практической реализации преобразователя «напряжение-ток» ПНТ1 на основе дифференциального каскада (элементы VT1, VT2, I_1).

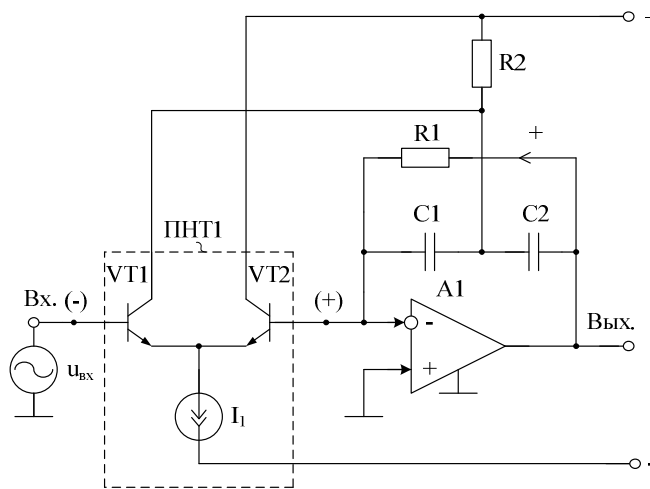


Рисунок 2.45 – Первый вариант реализации преобразователя «напряжение-ток» [70]

На рис. 2.46 показана схема ИУ рис. 2.45 с входной RC-цепью (элементы $C3$, $R3$), которая введена для дополнительного ослабления входного сигнала в диапазоне низких частот (второй вариант реализации преобразователя ПНТ1).

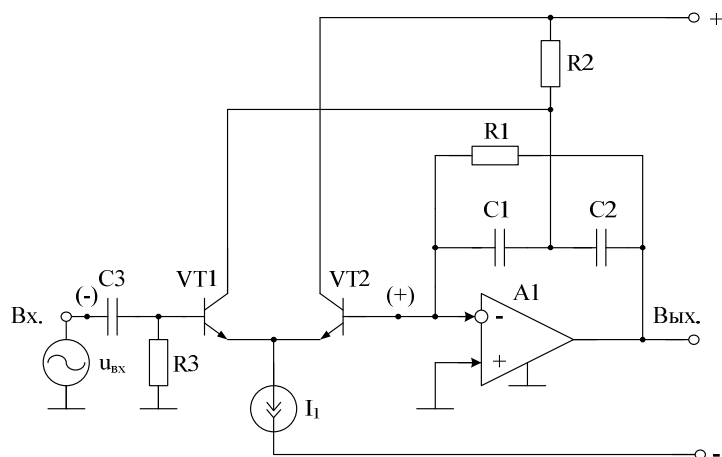


Рисунок 2.46 – Второй вариант реализации преобразователя
«напряжение-ток» [70]

На рис. 2.47 приведена схема ИУ рис. 2.45 с третьим вариантом выполнения входного преобразователя ПНТ1 «напряжение-ток» (элементы $VT1$, $VT2$, I_1 , $R3$, $C3$).

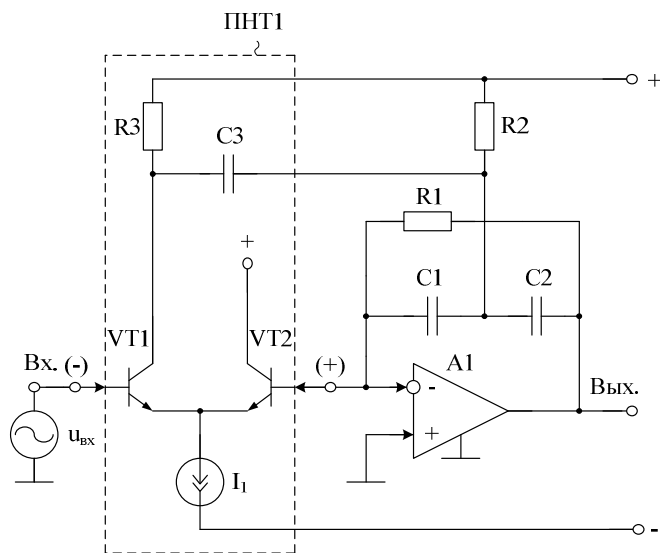


Рисунок 2.47 – Третий вариант реализации преобразователя
«напряжение-ток» [70]

Для повышения уровня ослабления входных сигналов в диапазоне низких частот в схеме ИУ рис. 2.48 используется преобразователь «напряжение-ток» ПНТ1 на элементах VT1, VT2, I₁, C1.

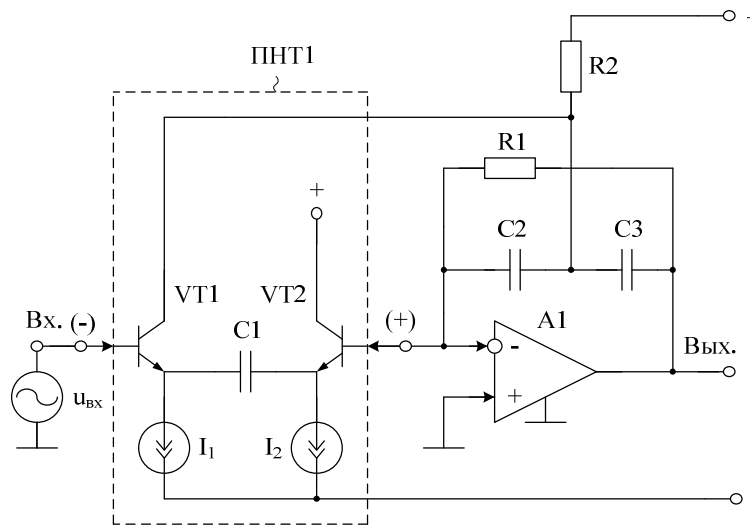


Рисунок 2.48 – Схема ИУ с повышенным ослаблением входных сигналов в диапазоне низких частот [70]

В ИУ рис. 2.49, который относится к классу управляемых усилителей, в качестве частотозадающего резистора R2 используется дифференциальное сопротивление дополнительного р-п перехода, которое управляется током двухполюсника ($I_y = \text{var}$), а на рис. 2.50 представлен ИУ рис. 2.48, у которого управление параметрами (Q , K_0) ИУ осуществляется изменением тока двухполюсника $I_1 = I_{\text{var}}$.

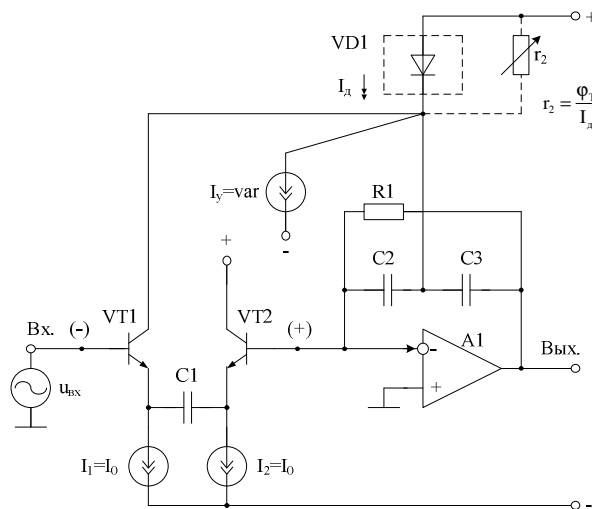


Рисунок 2.49 – ИУ, управляемый током ($I_y = \text{var}$) [70]

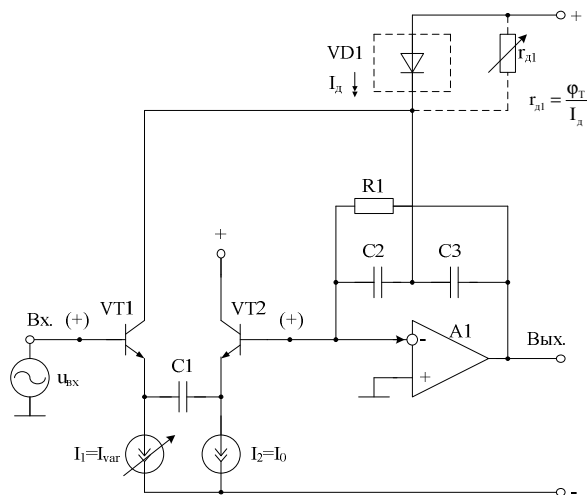


Рисунок 2.50 – ИУ, управляемый током $I_{30}=I_{var}$. [70]

Особенность схемы рис. 2.51, в которой входной преобразователь «напряжение-ток» ПНТ1 реализован на элементах VT1, VT2, I_1 , R3, C1, состоит в том, что в качестве конденсаторов здесь используются варикапы VD1, VD2, изменяющие частоту квазирезонанса f_0 под действием напряжения управления U_y .

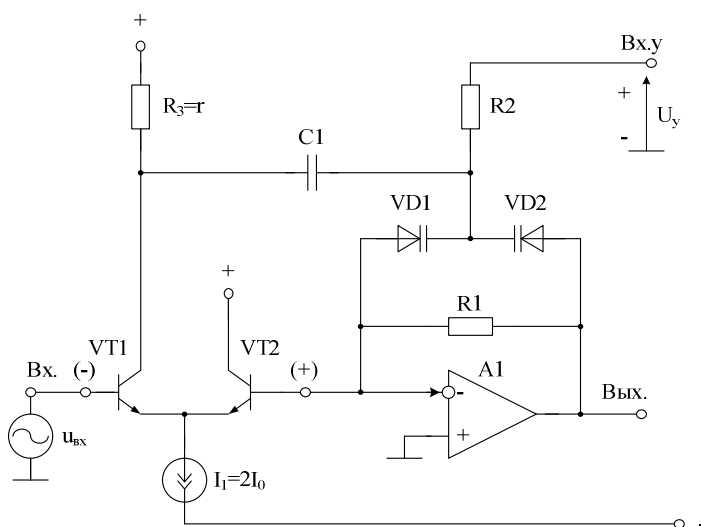


Рисунок 2.51 – Предлагаемый ИУ, управляемый напряжением U_y [70]

На рис.2.52 приведена схема ИУ рис. 2.48 в среде компьютерного моделирования Cadence на моделях SiGe интегральных транзисторов.

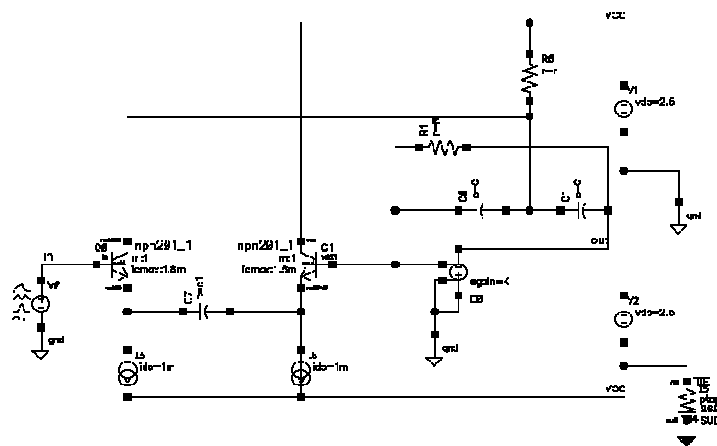


Рисунок 2.52 – Схема ИУ в среде компьютерного моделирования Cadence

Представленные на рис. 2.53, рис. 2.54, рис. 2.57 результаты моделирования ИУ подтверждают указанные свойства предлагаемых схем.

На рис. 2.53 приведена логарифмическая амплитудно-частотная характеристика ИУ рис. 2.52 в диапазоне частот 100МГц ÷ 10ГГц, которая получена в результате моделирования схемы в среде Cadence на SiGe транзисторах.

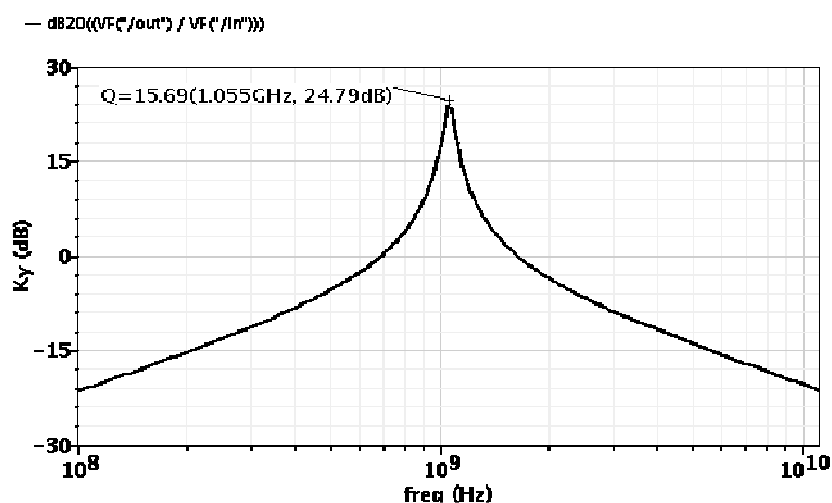


Рисунок 2.53 – Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика ИУ в диапазоне частот 100МГц ÷ 10ГГц

На рис. 2.54 приведена амплитудно-частотная характеристика ИУ рис. 2.52 (ЛАЧХ) с входным RC-фильтром в диапазоне частот 100кГц ÷ 100ГГц.

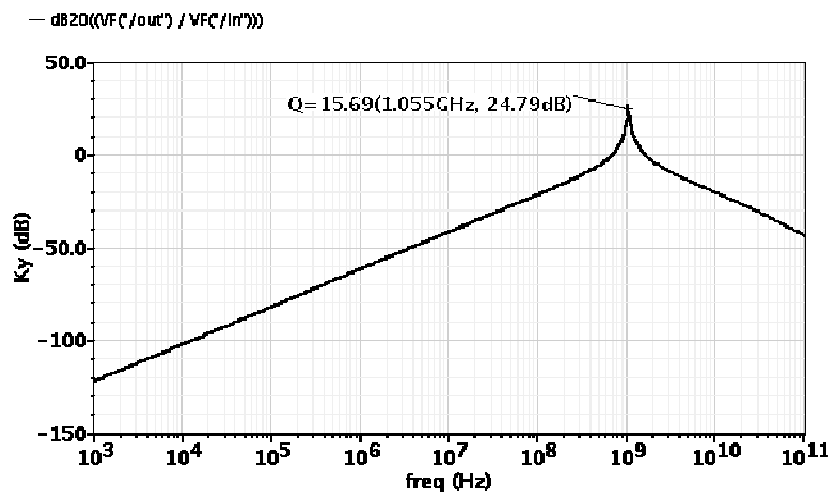


Рисунок 2.54 – Амплитудно-частотная характеристика ИУ с входным RC-фильтром

На рис. 2.55 показана схема ИУ рис. 2.48 в среде Cadence для случая, когда неинвертирующий вход преобразователя «напряжение-ток» ПНТ1 не связан с инвертирующим входом основного операционного усилителя. Т.е. в данной схеме исключена предлагаемая цепь компенсации влияния f_1 ОУ (1) на параметры избирательного усилителя.

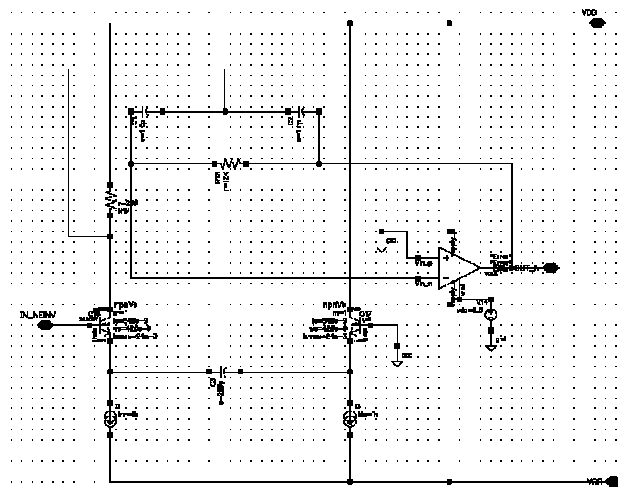


Рисунок 2.55 – Схема ИУ без цепи компенсации в среде Cadence

На рис. 2.56 показана схема ИУ рис. 2.48 в среде Cadence для случая, когда неинвертирующий вход преобразователя «напряжение-ток» ПНТ1 связан с инвертирующим входом основного операционного усилителя. Т.е. в данной

схеме включена предлагаемая цепь компенсации влияния частоты единичного усиления f_1 основного ОУ (1) на параметры избирательного усилителя.

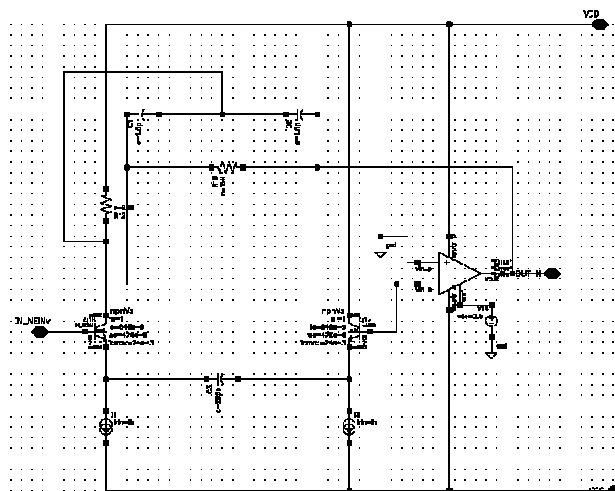


Рисунок 2.56 – Схема ИУ с цепью компенсации в среде Cadence

На рис. 2.57 приведены амплитудно-частотные характеристики сравниваемых схем ИУ: график 1 соответствует схеме рис. 2.55, т.е. ИУ без цепи компенсации; график 2 снят для случая, когда в схеме ИУ рис. 2.56 применяется идеальный операционный усилитель с бесконечно большими значениями f_1 ; график 3 соответствует схеме рис. 2.56, в котором введена цепь компенсации.

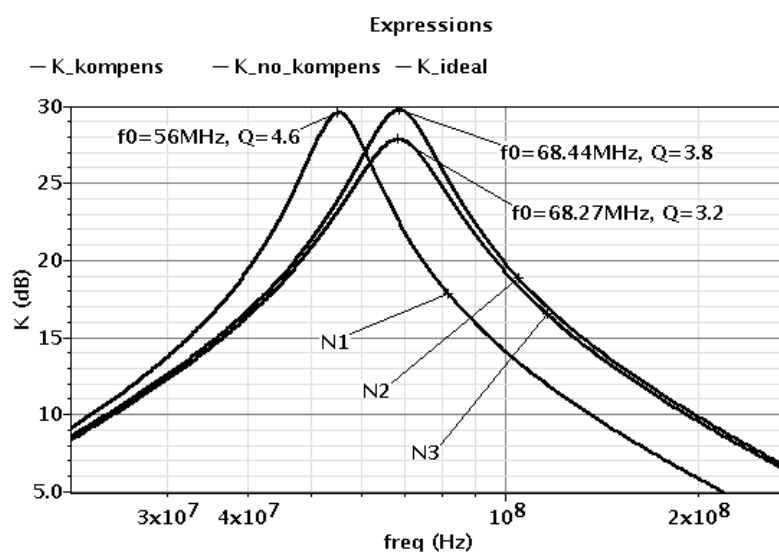


Рисунок 2.57 – Амплитудно-частотные характеристики сравниваемых схем ИУ

Анализ графиков на рис. 2.57 показывает, что предлагаемое устройство обладает значительно меньшим влиянием частоты единичного усиления ОУ на частоту квазирезонанса f_0 и добротность Q . При этом, предлагаемая схема близка по своим свойствам к идеальной (график 2).

2.8 Особенности проектирования избирательного усилителя на основе токового зеркала в цепи обратной связи

На рис. 2.58 представлена схема предлагаемого ИУ [71]. Особенность схемы – возможность реализации на основе n - p - n транзисторов радиационно-стойких SiGe техпроцессов.

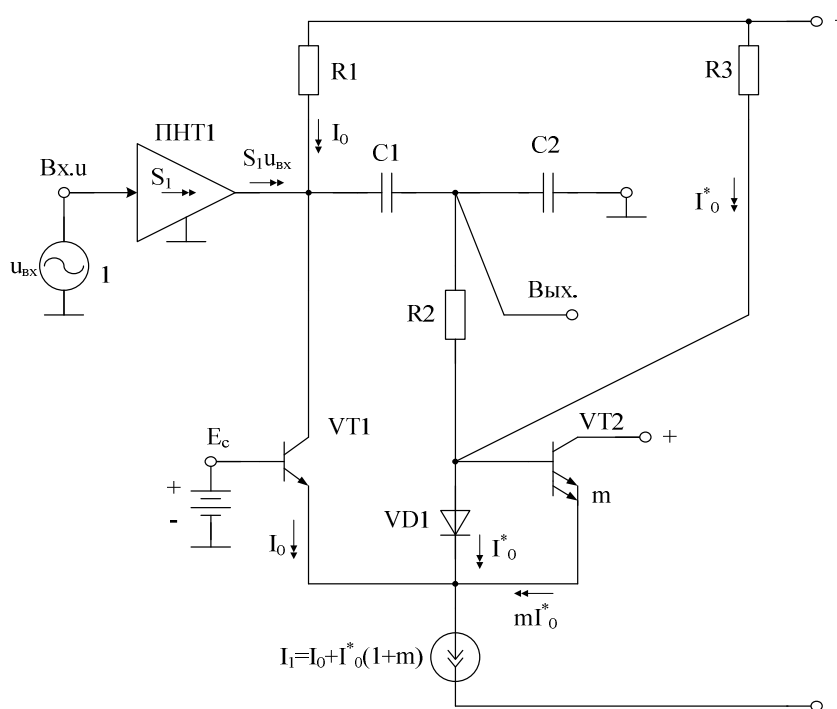


Рисунок 2.58 – Схема предлагаемого ИУ [71]

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 емкостного делителя, образованного конденсаторами C1 и C2 обеспечивает функциональную за-

висимость 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.

Комплексный коэффициент передачи ИУ рис. 2.58 как отношение выходного напряжения к входному напряжению $u_{\text{вх}}$ определяется формулой, которую можно получить с помощью методов анализа электронных схем

$$K(jf) = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (2.55)$$

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

Причем:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_1 (R_2 + r)}}, \quad (2.56)$$

где C_1 , C_2 , R_1 , R_2 – параметры элементов $C1$, $C2$, $R1$ и $R2$; $r = [h_{11,i}(1 + m) + h_{11,VD1}] \parallel R_3$ – эквивалентное входное сопротивление в цепи базы транзистора VT2, образованное параллельным включением двух импедансов; $h_{11,i}$ – h -параметр i -го транзистора (в т.ч. p - n перехода VD1) в схеме с общей базой; m – число параллельно включенных эмиттеров элементарных транзисторов, образующих транзистор VT2.

Добротность ИУ определяется формулой

$$Q^{-1} = D_0 + \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \sqrt{\frac{R_1}{R_2 + r}} [1 - \alpha_1 (1 + m)], \quad (2.57)$$

где α_1 – коэффициент передачи по току эмиттера транзистора VT1; m-число эмиттеров транзистора VT2; $D_0 = \left(\sqrt{\frac{C_1}{C_2}} + \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \right) \sqrt{\frac{R_2 + r}{R_1}}$ – эквивалентное затухание пассивной частото-зависимой цепи.

За счет выбора параметров элементов, входящих в формулу (2.57), можно обеспечить $Q \gg 1$.

Формула для коэффициента усиления K_0 в комплексном коэффициенте передачи (2.55) имеет вид

$$K_0 = -QS_1 \sqrt{R_1(R_2 + r)} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}, \quad (2.58)$$

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

Важной особенностью схемы является возможность оптимизации ее параметрической чувствительности.

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

$$S_k^Q = -Q(4k + 1/Q) \approx -4Qk \quad (2.59)$$

определяется коэффициентом отношения сопротивлений резисторов R_1 и R_2 и (коэффициентом k).

Например, уменьшение указанного отношения резисторов k до уровня $Q/2$ переводит настоящую схему в разряд низкочувствительных. Действительно, как это следует из (2.57), при условии выбора площадей эмиттерных переходов транзисторов VT2 и VT1 и, следовательно, чувствительности $\alpha_1(1+m)=1$

$$S_{C_1}^Q = S_{C_2}^Q = 0; \quad S_{R_1}^Q \approx -S_{R_2+r}^Q = \frac{1}{2} \quad (2.60)$$

переводят параметр Q в разряд недоминирующих по степени его влияния на частотные характеристики ИУ. В этом случае условие

$$R_1 = (R_2 + r)4Q^2 \quad (2.61)$$

является достаточным для реализации требуемой добротности Q .

Кроме этого численное значение числа (m) эмиттеров транзистора VT2:

$$m = \frac{1}{\alpha_1} \left(2k^2 - \frac{k}{Q} + 1 \right) - 1 \quad (2.62)$$

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

$$Q = \frac{1}{3(1-\alpha_3)} \approx \frac{\beta_3}{3}, \quad (2.63)$$

где $\beta_1 = \frac{\alpha_1}{1-\alpha_1}$ - коэффициент усиления по току базы.

Отметим, что условие $k=1$ связано с минимизацией влияния частотных свойств биполярных транзисторов схемы на частоту квазирезонанса ИУ f_0 и его добротность Q . Что касается чувствительности (2.59), то она влияет на неста-

бильность 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 рис. 2.59 представлена схема, в которой выход устройства подключен к положительной шине источника питания через резистор R3. Кроме этого, в качестве источника вспомогательного напряжения используется потенциал общей шины источников питания. Реализация ИУ по схеме ИУ рис. 2.59 обеспечивает уменьшение общей площади применяемых резисторов в сравнении со схемой ИУ рис. 2.58. Развитие этого принципа показано на рис. 2.60.

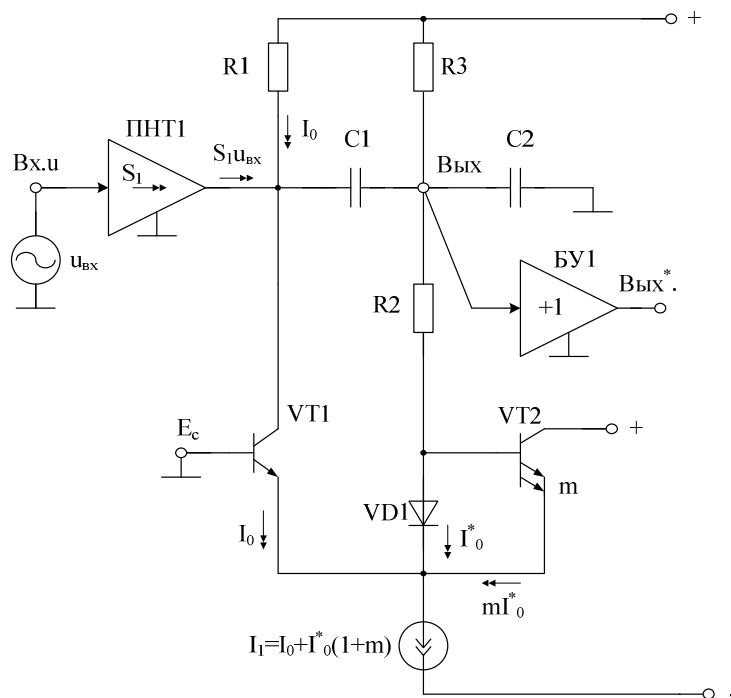


Рисунок 2.59 – Первая модификация предлагаемого ИУ [71]

На рис. 2.60 представлена схема ИУ, в которой выход устройства связан с общей шиной источников питания через последовательно соединенные резистор R3 и эмиттерно-базовый переход транзистора VT3, коллектор которого соединен со вспомогательным выходом устройства Вых.** и подключен к положительной шине источника питания через резистор нагрузки R4, причем входной транзистор VT1 выполнен в виде составного транзистора, содержащего биполярный транзистор VT4, в эмиттер которого включены резистор R5 и пря-

мосмещенный p-n переход VD2. В избирательном усилителе рис. 2.60 выходной буферный усилитель реализован на базе каскада с общей базой на транзисторе VT3.

Когда в соответствии с соотношением (2.62) в схему ИУ вводится избыточное число эмиттерных переходов транзистора VT2, в этом случае согласно (2.57) дополнительные эмиттерные цепи транзистора VT1 (переход VD2 и резистор R5) изменяют эквивалентное значение r , направленное на обеспечение требуемого значения k . При этом часть тока, протекающего через резистор R2, может быть использована для организации выходной цепи ИУ. В этом случае в соотношениях (2.56) – (2.58) необходимо $R_2 + r$ заменить на следующее выражение

$$R_2 + r \Rightarrow (R_2 + h_{11.VD1} + h_{11.VD2} + h_{11.4} + R) \parallel (R_3 + h_{11.3}), \quad (2.64)$$

а в (2.57) параметр

$$(1 + m) \Rightarrow \frac{(R_3 + h_{11.3})(1 + m)}{R_2 + R_3 + h_{11.VD1} + h_{11.VD2} + h_{11.VT4} + R}. \quad (2.65)$$

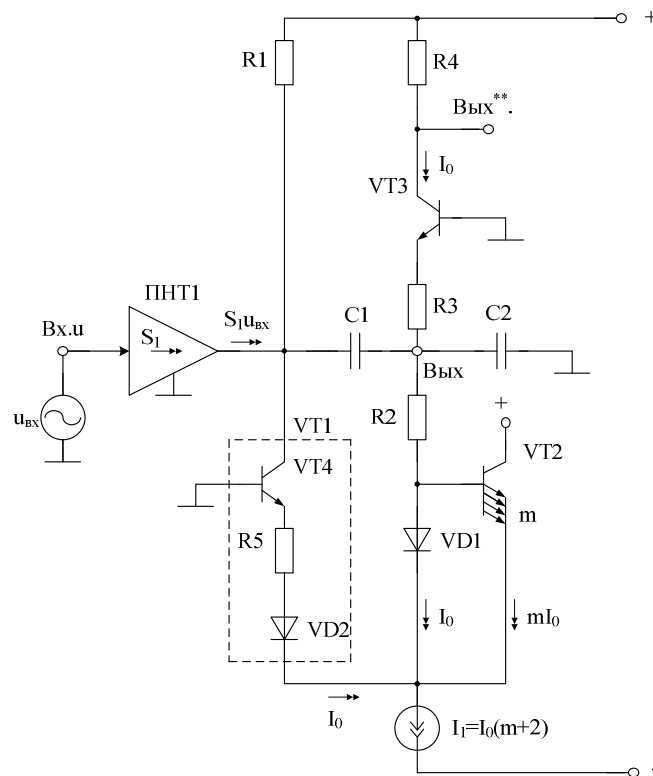


Рисунок 2.60 – Вторая модификация ИУ [71]

На рис. 2.61 представлена схема предлагаемого ИУ, в которой коллектор транзистора VT2 связан с положительной шиной источника питания через резистор R4 и соединен со вспомогательным выходом устройства Вых.*. Вспомогательным инвертирующим выходом устройства является коллектор транзистора VT2 (Вых.*). В ряде случаев это свойство схемы оказывается весьма полезным, так как обеспечивает привязку выхода ИУ к положительной шине питания.

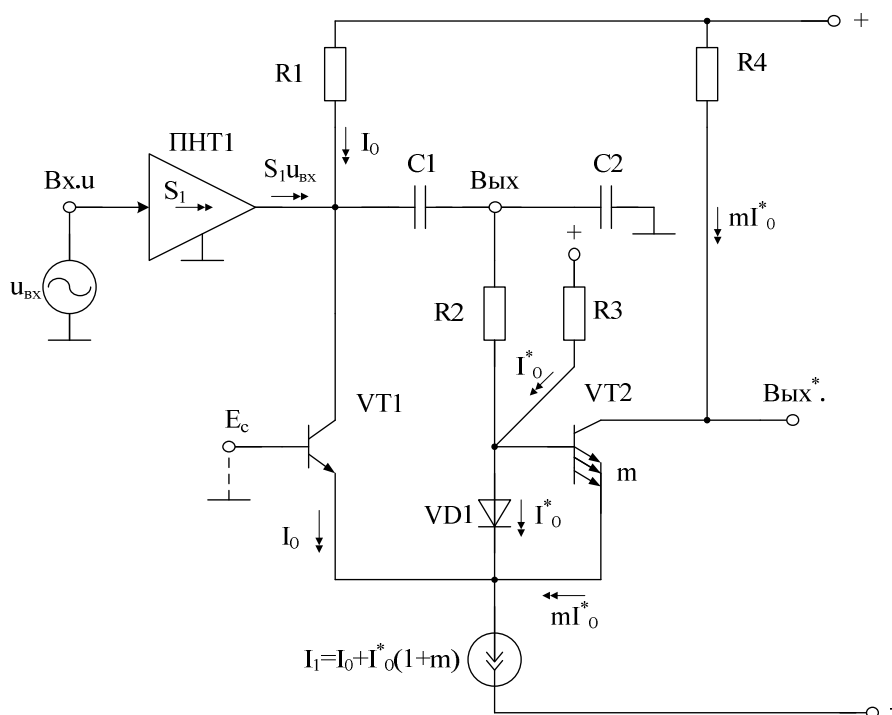


Рисунок 2.61 – Третья модификация предлагаемого ИУ [71]

Сравнительный анализ показывает, что каждая из рассмотренных выше схем ИУ имеет присущие только ей достоинства, которые могут играть доминирующую роль при проектировании конкретных изделий.

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

Представленные на рис. 2.63 – рис. 2.64, а также рис. 2.66- рис. 2.69 результаты моделирования предлагаемого ИУ подтверждают указанные свойства предлагаемых схем.

На рис. 2.62 приведена схема ИУ рис. 2.58 в среде компьютерного моделирования Cadence (техпроцесс SG25H1).

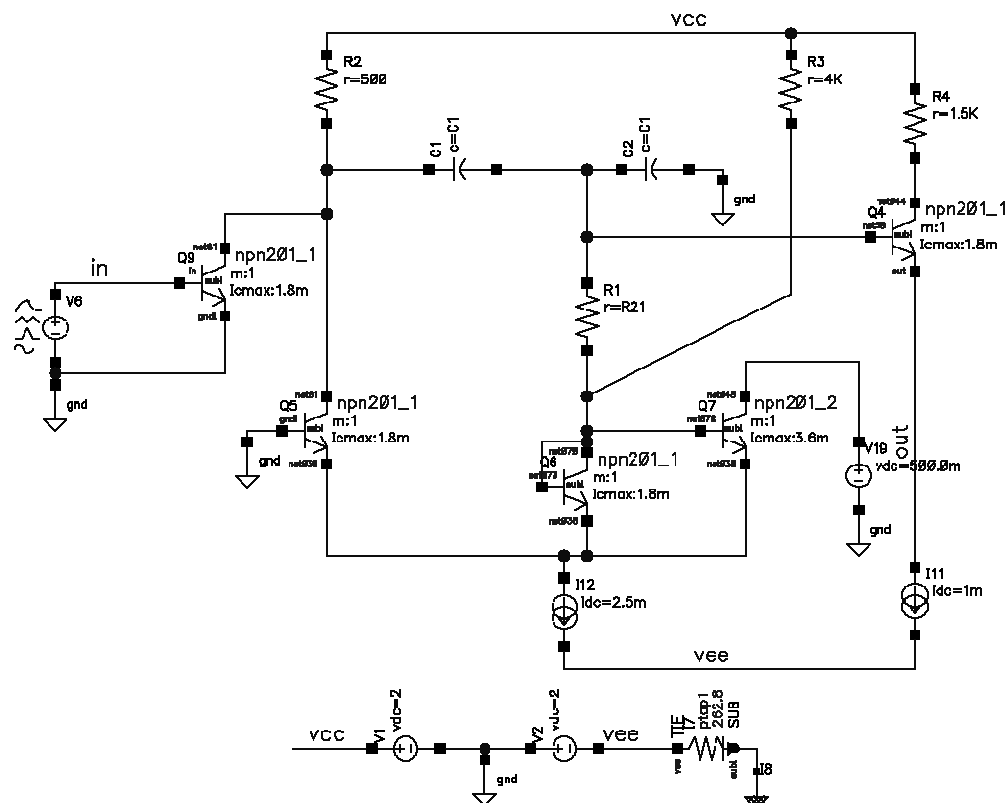


Рисунок 2.62 – Схема ИУ рис. 2.61 в среде компьютерного моделирования Cadence [71]

На рис. 2.63 показаны ЛАЧХ и ФЧХ ИУ рис. 2.62 в диапазоне частот от 1 кГц до 100 ГГц при $R_{21}=210$ Ом, $C_1=300$ фФ.

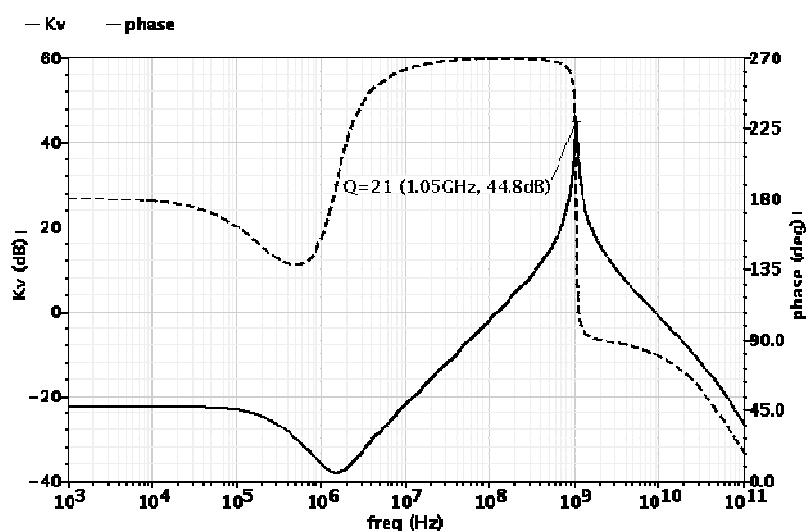


Рисунок 2.63 – ЛАЧХ и ФЧХ ИУ в широком диапазоне частот [71]

На рис. 2.64 приведены ЛАЧХ и ФЧХ ИУ рис. 2.62 в более узком диапазоне частот (от 100 МГц до 10 ГГц) при $R_{21}=210\ \text{Ом}$, $C_1=300\ \text{пФ}$.

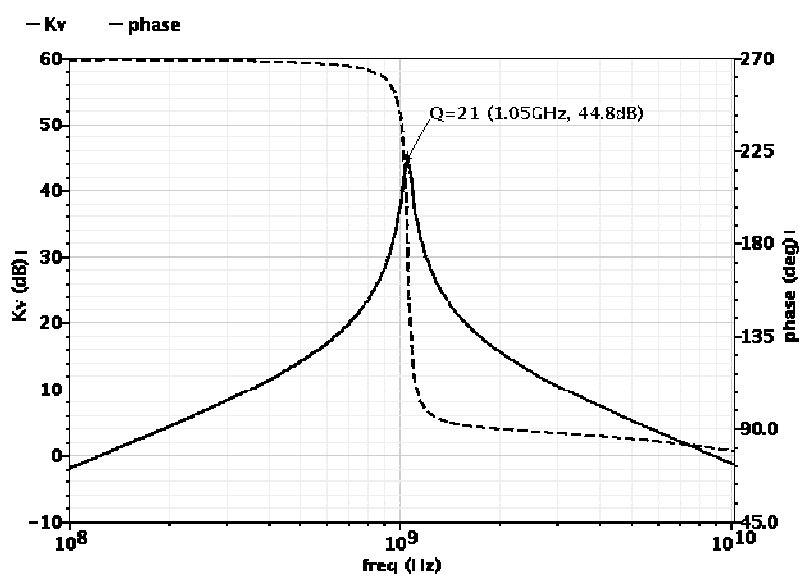


Рисунок 2.64 – ЛАЧХ и ФЧХ ИУ в узком диапазоне частот [71]

На рис. 2.65 приведена схема ИУ рис. 2.61 в среде компьютерного моделирования Cadence (техпроцесс SG25H1).

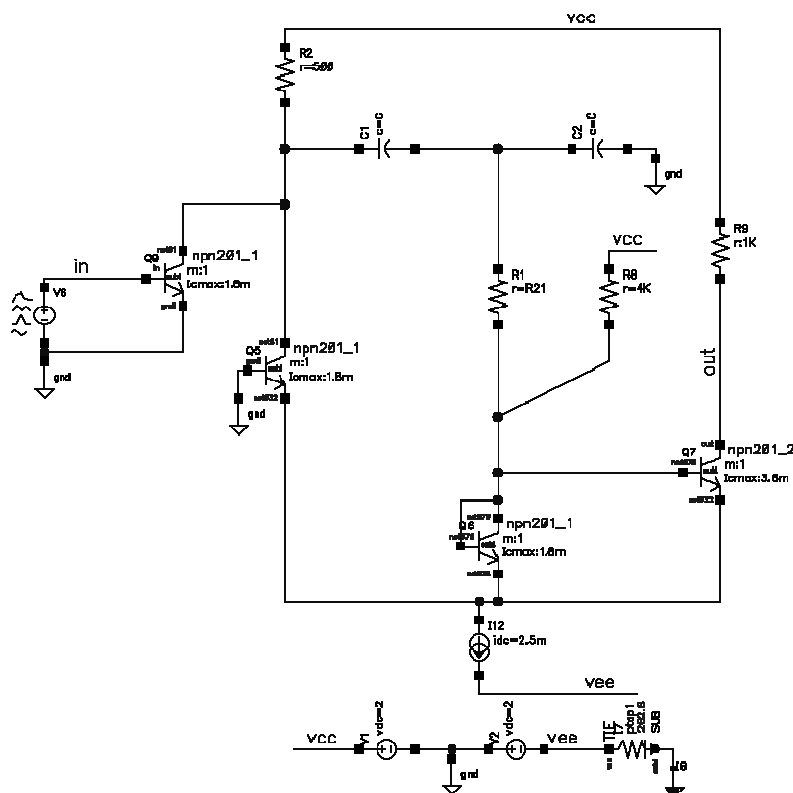


Рисунок 2.65 – Схема ИУ рис.2.61 в среде компьютерного моделирования Cadence [71]

На рис. 2.66 показаны ЛАЧХ и ФЧХ ИУ рис. 2.61 в диапазоне частот от 1 кГц до 100 ГГц при $R_{21}=200\text{ Ом}$, $C_1=300\text{ фФ}$.

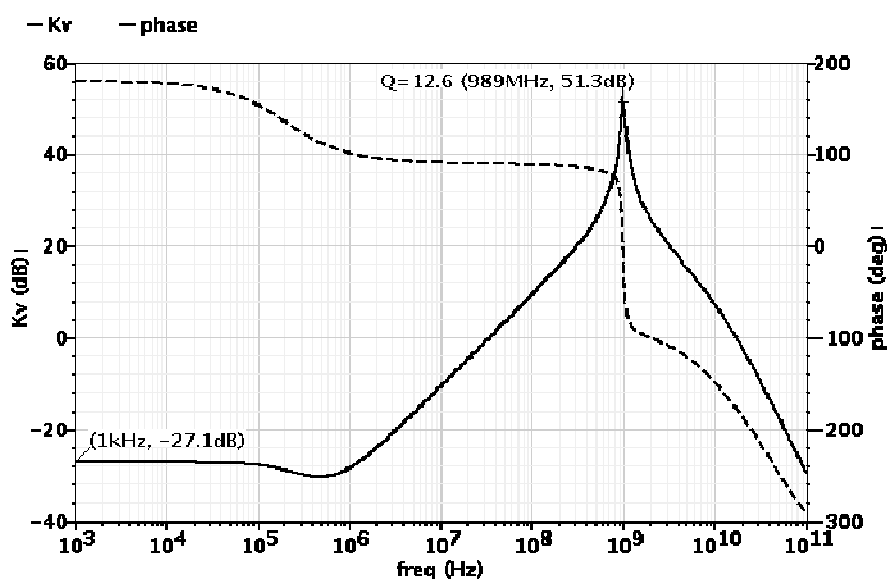


Рисунок 2.66 – ЛАЧХ и ФЧХ ИУ в диапазоне частот от 1 кГц до 100 ГГц [71]

На рис. 2.67 приведены ЛАЧХ и ФЧХ ИУ рис. 2.61 в более узком диапазоне частот (от 100 МГц до 10 ГГц) при $R_{21}=200\text{ Ом}$, $C_1=300\text{ фФ}$.

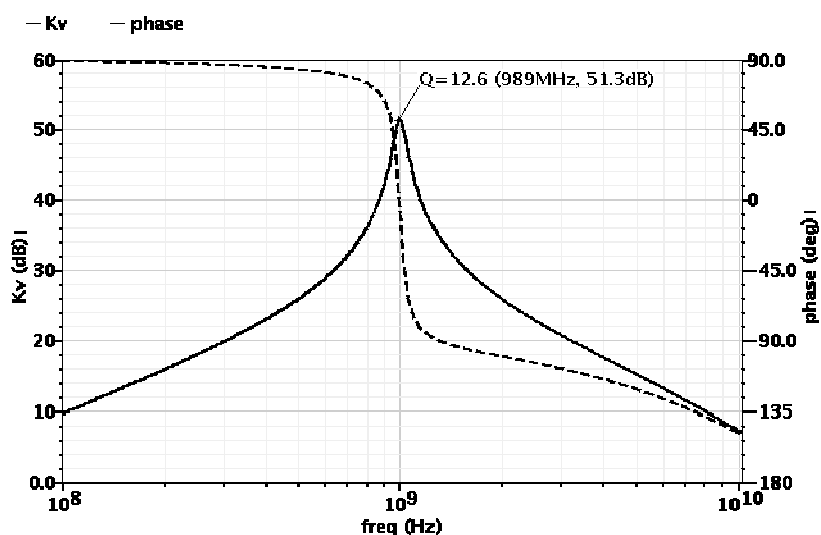


Рисунок 2.67 – ЛАЧХ и ФЧХ ИУ в диапазоне частот от 100 МГц до 10 ГГц [71]

Рис. 2.68 иллюстрирует зависимость добротности Q и частоты квазирезонанса f_0 ИУ рис. 2.61 от сопротивления резистора R_{21} .

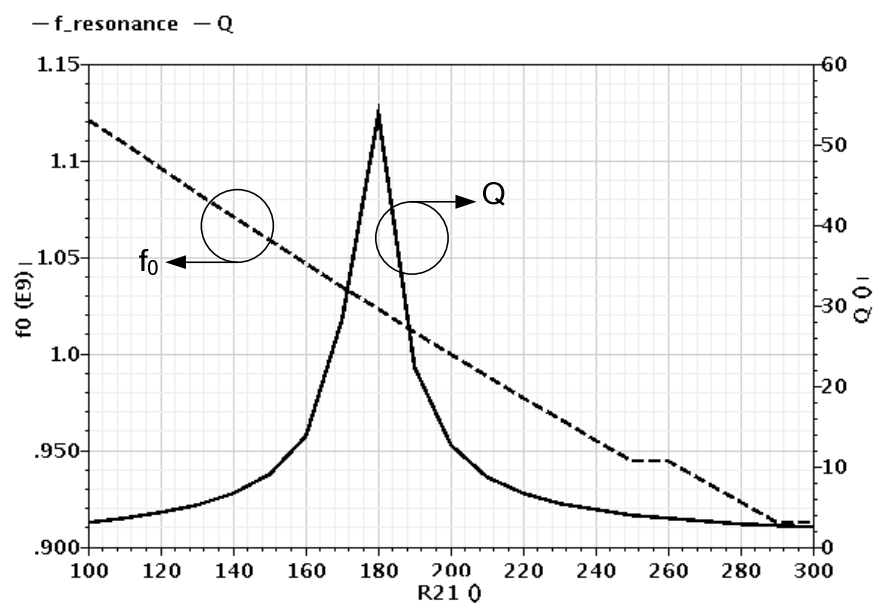


Рисунок 2.68 – Зависимость добротности Q и частоты квазирезонанса f_0 ИУ от сопротивления резистора R_{21} [71]

На рис. 2.69 приведена зависимость добротности Q и резонансной частоты f_0 схемы ИУ рис.2.61 от емкости C_1 и C_2 (при $C_1=C_2$ =параметр C).

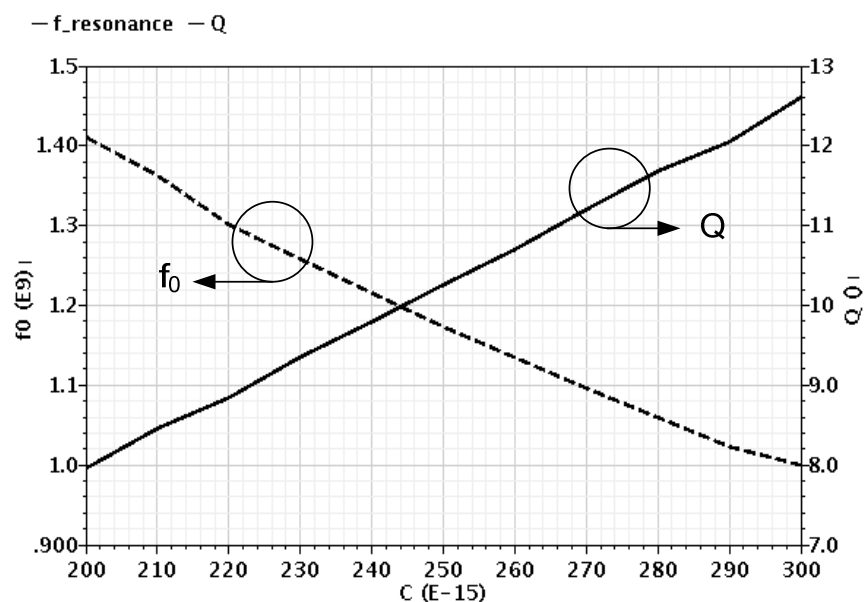


Рисунок 2.69 – Зависимость добротности Q и частоты квазирезонанса f_0 ИУ от емкости C_1 и C_2 [71]

Таким образом, предлагаемые схемотехнические решения ИУ характеризуется более высокими значениями коэффициента усиления K_0 на частоте квазирезонанса f_0 , а также повышенными величинами добротности Q , характеризующей его избирательные свойства.

2.9 Схема ИУ на основе дифференциального преобразователя «напряжение-ток»

На рис. 2.70 показана схема предлагаемого ИУ [72]. Особенность схемы - возможность реализации на n-p-n транзисторах радиационно-стойких SiGe технологий.

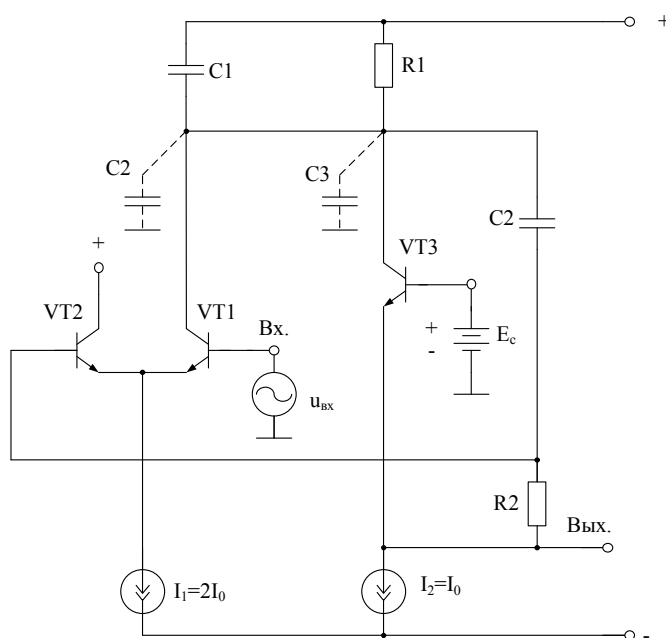


Рисунок 2.70 – Схема предлагаемого ИУ [72]

Источник входного сигнала $u_{вх}$ изменяет токи эмиттера и коллектора входного транзистора VT1. Характер коллекторной нагрузки транзистора VT1, образованной параллельным соединением резистора R1 и конденсатора C1, а также последовательным соединением конденсатора C2 и резистора R2, обеспечивает преобразование этого тока в ток резистора R2. В области нижних частот ($f < f_0$) конденсатор C2 обеспечивает увеличение тока с ростом частоты входного сигнала, а в области верхних частот ($f > f_0$) конденсатор C1 - уменьше-

ние как напряжения в цепи коллектора транзисторов VT1 и VT3, так и тока в резисторе R2. Именно поэтому максимальное значение этого тока соответствует частоте квазирезонанса f_0 ИУ, которая определяется соотношениями между резистивными и емкостными элементами этой цепи. Подключение резистора R2 к эмиттеру транзистора VT3 образует первый контур обратной связи, действие которого направлено на увеличение добротности Q. Так, изменение эмиттерного тока транзистора VT3 за счёт тока резистора R2 приводит к пропорциональному изменению тока его коллектора. В силу указанной выше особенности характера нагрузки коллекторной цепи отношение этих токов достигает максимального значения на частоте квазирезонанса f_0 ИУ. Следовательно, образованная обратная связь является вещественной только на частоте f_0 и её действие направлено на увеличение добротности Q. В силу ограничения на коэффициент передачи эмиттерного тока в коллекторную цепь ($\alpha < 1$) это не может привести к заметному увеличению добротности, и является достаточным для изменения структуры цепи и организации дополнительно контура обратной связи путём подключения резистора R2 к базе транзистора VT2. Пропорциональность напряжения на базе этого транзистора и тока резистора R2 приводит к изменению токов эмиттеров и коллекторов входных транзисторов VT1 и VT2. Таким образом, суммарный ток в нагрузке (резистор R1 и конденсатор C1) и тока резистора R2 гарантирует вещественность обратной связи только на частоте квазирезонанса f_0 , увеличение добротности Q и коэффициента усиления K_0 ИУ. Действительно, на частотах $f \ll f_0$ эта связь в силу действия конденсатора C2 является реактивной, на частотах $f \gg f_0$ её глубина в силу влияния конденсатора C1 оказывается очень низкой. Таким образом, вводимые в схему обратные связи увеличивают как добротность, так и коэффициент усиления ИУ без изменения его частоты квазирезонанса.

Комплексный коэффициент передачи как отношение выходного напряжения (Вых. 14) к входному напряжению $u_{вх}$ усилителя рис. 2.70 определяется соотношением, которое можно получить с помощью методов анализа электронных схем:

$$K(jf) = \frac{u_{14}}{u_{BX}} = K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (2.66)$$

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

Частота квазирезонанса схемы определяется из следующего соотношения

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_1 (R_2 + h_{11.3})}}, \quad (2.67)$$

а реализуемая добротность и коэффициент усиления

$$Q = \left[\sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \left(1 - \frac{\alpha_1 (R_2 + h_{11.3})}{h_{11.1} + h_{11.2}} \right) + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} + \sqrt{\frac{C_2 R_1}{C_1 (R_2 + h_{11.3})}} (1 - \alpha_3) \right]^{-1}, \quad (2.68)$$

$$K_0 = -Q \frac{\alpha_1 (R_2 + h_{11.3})}{h_{11.1} + h_{11.2}} \sqrt{\frac{C_2 R_1}{C_1 (R_2 + h_{11.3})}}, \quad (2.69)$$

где $\tau_1 = C_2(R_2 + h_{11.3})$; $\tau_2 = C_1 R_1$ – эквивалентные постоянные времени цепи нагрузки, α_i , $h_{11.i}$ – статический коэффициент передачи эмиттерного тока и входное сопротивление i -ого транзистора с общей базой.

Важным преимуществом схемы является возможность обеспечения равнономинальности цепи нагрузки и, следовательно, максимизации динамического диапазона схемы. Действительно, как это следует из (2.68) и (2.69) выполнение условий

$$C_1 = C_2 = C, \quad R_1 = R_2 + h_{11.3} = R \quad (2.70)$$

приводит к следующим соотношениям

$$Q = \left[3 - \alpha_3 - \alpha_1 \frac{R}{h_{11.1} + h_{11.2}} \right]^{-1}, \quad (2.71)$$

$$K_0 = -Q\alpha_1 \frac{h_{11.3}}{h_{11.1} + h_{11.2}}. \quad (2.72)$$

Таким образом, выбор сопротивления

$$R_2 = 2(h_{11.1} + h_{11.2}) \frac{Q(3 - \alpha_3) - 1}{\alpha_1 Q} - h_{11.3} \quad (2.73)$$

обеспечивает предельное значение Q и создаёт, согласно (2.70), необходимые степени параметрической свободы для реализации f_0 (2.67) при максимальном динамическом диапазоне схемы.

На рис. 2.71 показан ИУ рис. 2.70 с конкретным выполнением источника вспомогательного напряжения E_c на элементах R_2 и $VD1$.

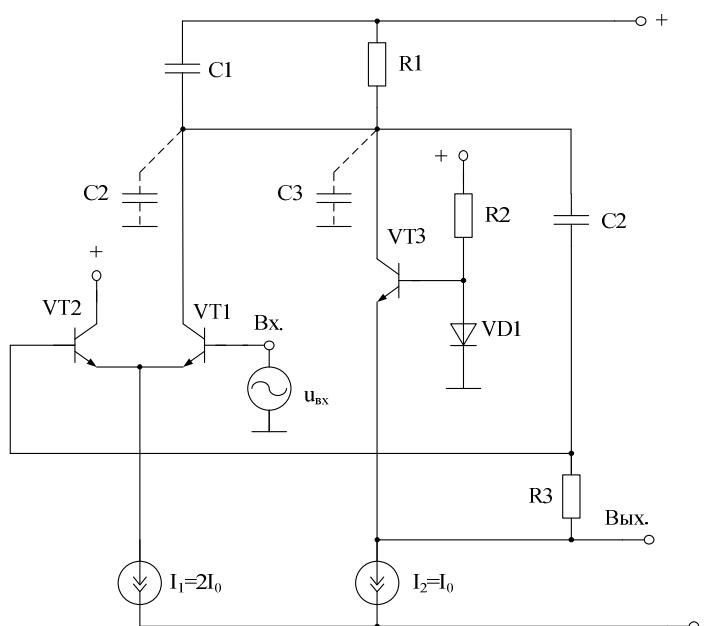


Рисунок 2.71 – ИУ с конкретным выполнением источника вспомогательного напряжения [72]

На рис. 2.72 показана схема ИУ рис. 2.71 в среде компьютерного моделирования Cadence на моделях SiGe интегральных транзисторов.

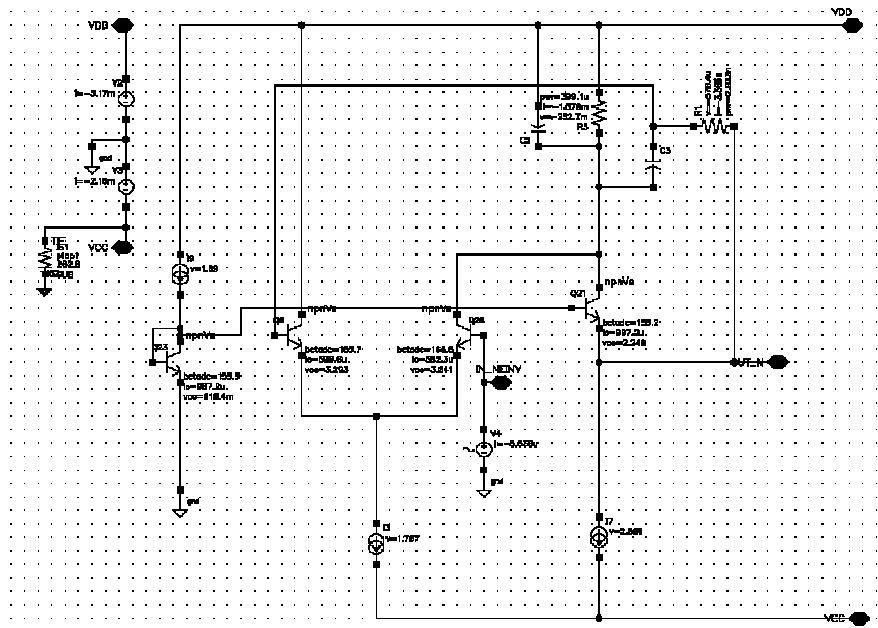


Рисунок 2.72 – Схема ИУ в среде компьютерного моделирования Cadence [72]

На рис. 2.73 приведены логарифмические амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики ИУ рис. 2.72 в диапазоне частот 0-100 ГГц.

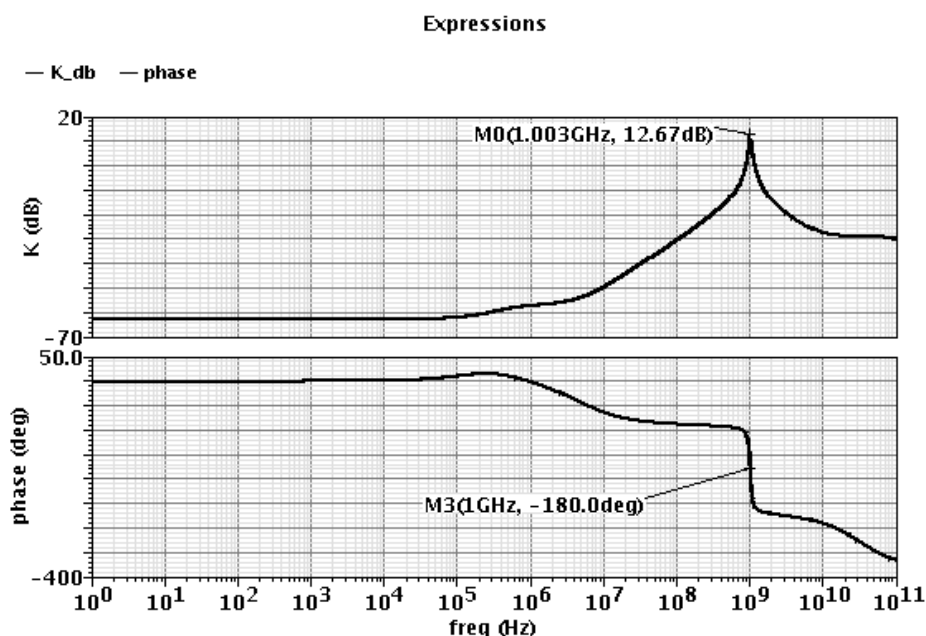


Рисунок 2.73 – Логарифмические амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики ИУ в диапазоне частот 0-100 ГГц [72]

На рис. 2.74 приведены логарифмические амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики ИУ рис. 2.72 в диапазоне частот 0,760-1,5 ГГц.

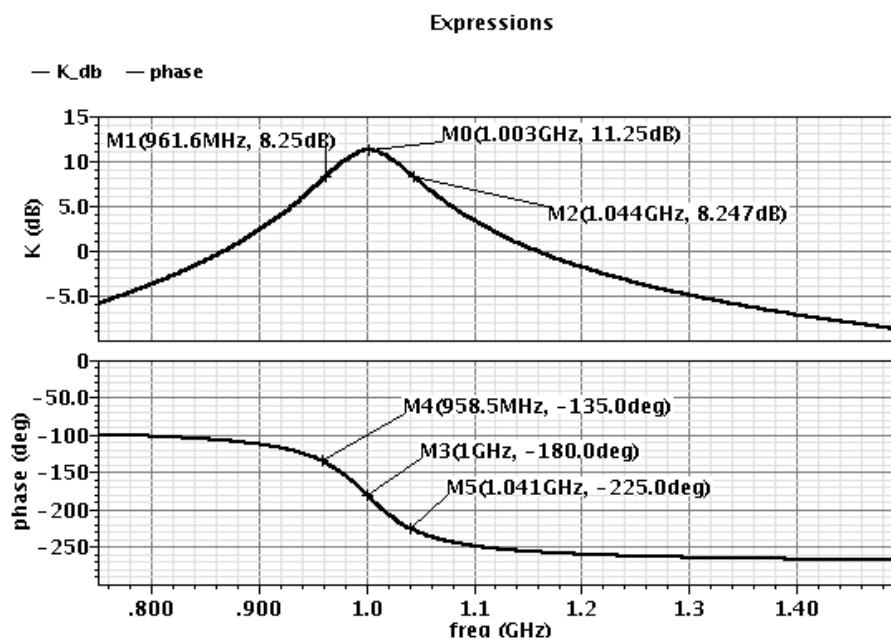


Рисунок 2.74 – Логарифмические амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики ИУ 0,760-1,5 ГГц [72]

На рис. 2.75 приведена амплитудно-частотная характеристика ИУ (АЧХ) рис. 2.72 в более крупном масштабе.

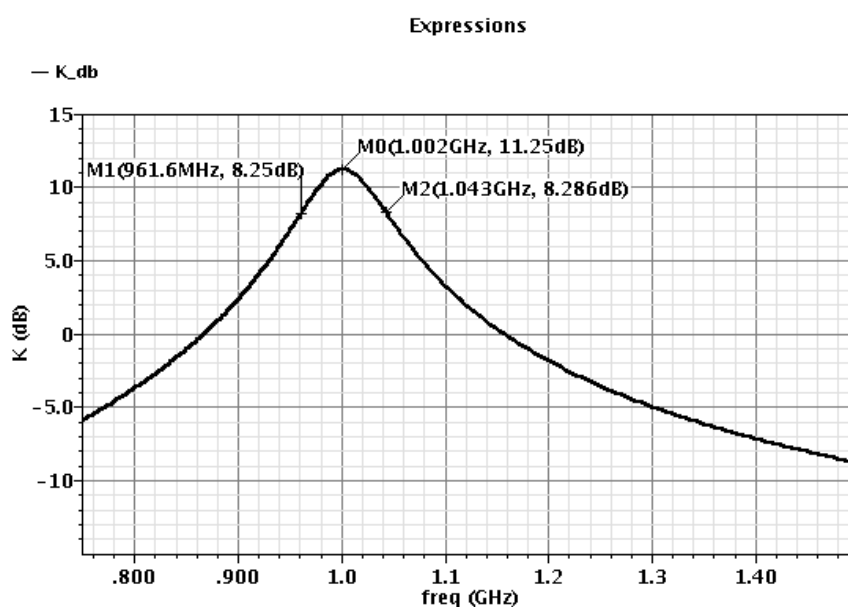


Рисунок 2.75 – Амплитудно-частотная характеристика ИУ (АЧХ) в более крупном масштабе [72]

На рис. 2.76 приведена фазо-частотная характеристика ИУ рис. 2.72 в более крупном масштабе.

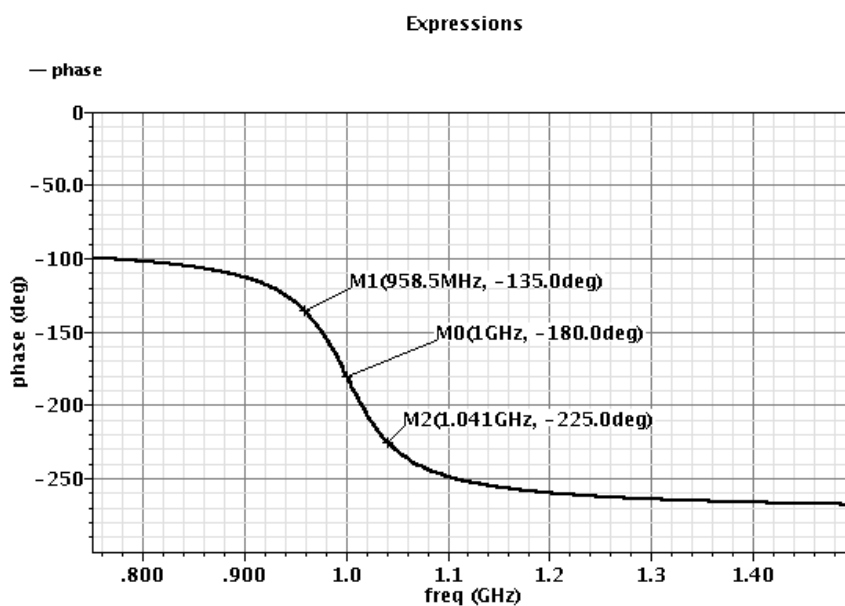


Рисунок 2.76 – Фазо-частотная характеристика ИУ
в более крупном масштабе [72]

На рис. 2.77 приведена временная характеристика по выходу (Вых.) при подаче на вход (Вх.) схемы рис. 2.72 синусоидального сигнала.

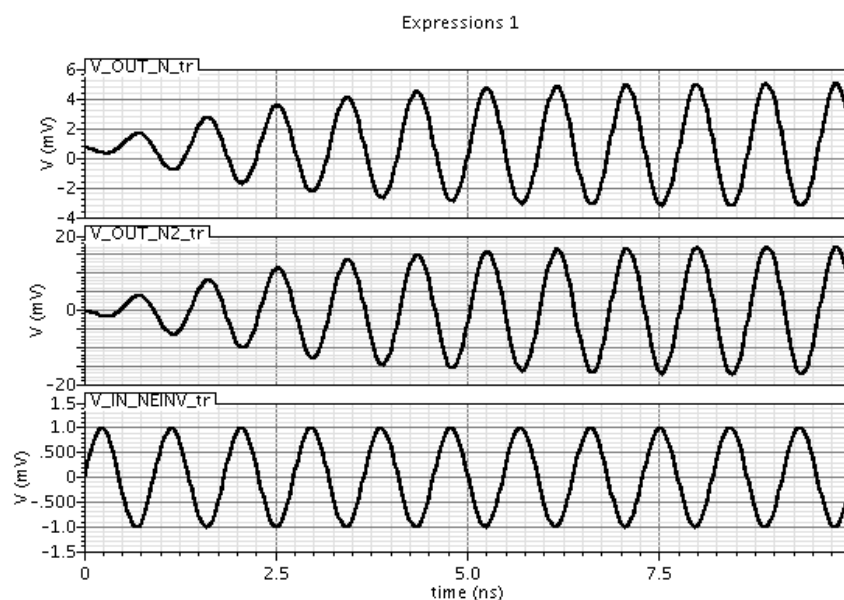


Рисунок 2.77 – Временная характеристика по вых. 14 при подаче на вход 1
схемы синусоидального сигнала [72]

Представленные на рис. 2.73 – рис. 2.77 результаты моделирования предлагаемого ИУ подтверждают указанные свойства.

2.10 Выводы

Основное направление в решении проблемы радиационной стойкости радиоэлектронных изделий – совершенствование и удешевление соответствующих технологических процессов создания электронной компонентной базы (ЭКБ) для экстремальной электроники. Однако, в рамках выбранных технологий значительная роль в повышении надежности ЭКБ, работающей при спецвоздействиях, отводится архитектурным и схемотехническим решениям.

Разработаны теоретические основы проектирования радиационно-стойких низкочувствительных активных RC фильтров СВЧ диапазона на основе SiGe технологических процессов SGB25RH, SGB25VD, SGBS13. Созданы 8 новых схемотехнических решений. Сформулированы рекомендации по практическому применению рассмотренных ИУ, которые базируются на методиках проектирования схем с использованием неинвертирующих повторителей тока.

Показано, что за счёт параметрической оптимизации пассивных элементов частотозависимой цепи и коэффициента передачи усилителя тока можно существенно уменьшить влияние частотных свойств активных элементов на параметры полюса передаточной функции. Для расширения частотного диапазона избирательного усилителя Рауха разработан метод компенсации влияния частоты единичного усиления активного элемента на добротность и частоту квазирезонанса ИУ.