

ГЛАВА 4

ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С УПРАВЛЯЕМЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

В радиотехнических системах и системах связи широкий класс применяемых изделий представляет собой высокоселективные (узкополосные, высокодобротные) избирательные усилители (ИУ). Численное значение добротности (Q) этих устройств определяет параметрическую чувствительность их амплитудно-частотной (АЧХ) и фазочастотной (ФЧХ) характеристик [5]. Для расширения диапазона рабочих частот при экономичном режиме работы в качестве активных элементов используются усилители тока [17, 58, 59] и регенеративная обратная связь, направленная на увеличение добротности. Именно поэтому параметрическая чувствительность добротности избирательного усилителя пропорциональна своей величине.

В случае интегрального исполнения ИУ указанные выше их свойства и высокая технологическая погрешность элементов требует специальных мер функциональной настройки как частоты полюса (f_p), так и добротности. С точки зрения применения избирательных усилителей в сложно-функциональных блоках микроэлектронных систем эти параметры должны контролироваться центральным процессорным элементом как в режиме диагностики параметров аналоговых устройств, так и в режиме обработки сигналов [60]. Варианты решения этой задачи для современных техпроцессов являются целью настоящего раздела.

4.1. Методы управления добротностью ИУ с усилителями тока Гильберта

Анализ литературных источников показывает, что наиболее перспективным функциональным узлом избирательных усилителей с управляемыми параметрами является ячейка Гильберта (см. раздел 2). Её основное достоинство – возможность электронного управления коэффициентом усиления по току, который может принимать как отрицательное, так и положительное значение.

Наиболее дешёвой полупроводниковой технологией для создания микроэлектронных систем радиотехнического назначения является кремний-германиевая (SiGe) технология. Хорошие частотные свойства биполярных транзисторов с гетеропереходом обеспечивают потенциально высокие качественные показатели избирательных устройств. При этом предельной оценкой их качества является «электрическая длина» используемых усилителей тока. Несложно показать, что именно по этой причине оказывается нецелесообразным применение разделённых RC-цепей [61] и использование в качестве частото задающих подсетей Т-образных мостов.

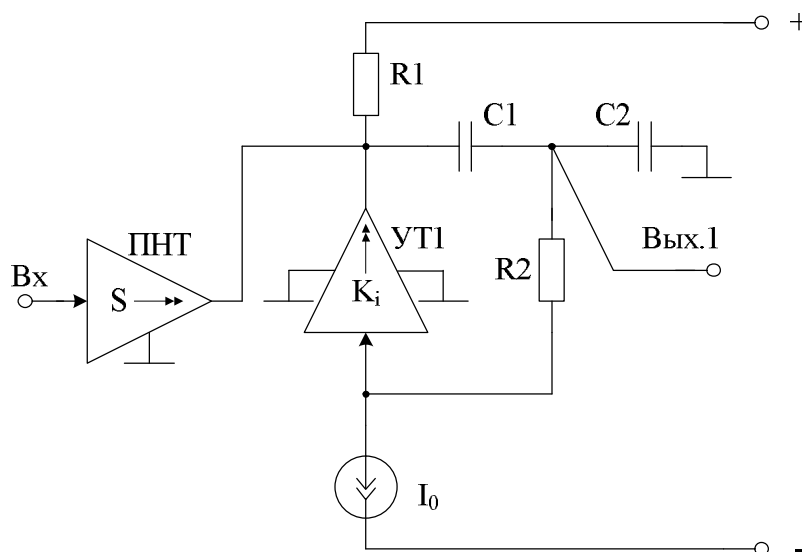


Рис. 4.1. Обобщённая структура избирательного усилителя на базе усилителя тока УТ1 [62]

Основные параметры полюса этой структуры определяются из следующих соотношений:

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1(R_2 + r_{BX})C_1C_2}}, \quad (4.1)$$

$$Q = [K_i D_0 + D_p (1 - K_i)]^{-1}, \quad (4.2)$$

$$\mathbf{K}_0 = -SQ\sqrt{\mathbf{R}_1(\mathbf{R}_2 + \mathbf{r}_{\text{BY}})}\mathbf{k}, \quad (4.3)$$

где f_p – частота квазирезонанса ИУ; D_0 , D_p – затухание нуля и полюса пассивной RC-цепи; r_{BX} – входное сопротивление УТ1; S , K_i – крутизна усиления входного преобразователя (ПНТ) напряжение-ток (S) и коэффициент усиления по току УТ1; Q – добротность АЧХ; K_0 – коэффициент усиления на частоте квазирезонанса.

В приведённых соотношениях использовано затухание нуля (D_0) и полюса (D_p) пассивной RC-цепи

$$D_0 = m(k + 1/k), \quad D_p = D_0 + \frac{1}{mk}, \quad (4.4)$$

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

Таким образом, добротность ИУ рисунка 4.1

$$Q = \left[D_0 + \frac{1}{mk} (1 - K_i) \right]^{-1}. \quad (4.5)$$

Поэтому параметрическая чувствительность к изменению коэффициента передачи УТ1

$$S_{K_i}^Q = Q \frac{K_i}{mk}$$

зависит от коэффициента усиления K_i и параметров проектирования схемы m и k . Эти же параметры определяют степень влияния частоты единичного усиления усилителя тока (f_1). Используя методику [14], можно установить, что относительные изменения частоты полюса (δf_p) и добротности (δQ), вызванные конечностью этого параметра, и параметрические чувствительности определяются по формулам:

$$\delta f_p = -\delta Q = -\frac{1}{2} \frac{f_p}{f_1} K_i D_p, \quad (4.6)$$

$$S_{f_1}^Q = -S_{f_1}^{f_p} \approx \frac{1}{2} \frac{f_p}{f_1} K_i D_p. \quad (4.7)$$

Следовательно, для расширения диапазона рабочих частот избирательных усилителей рассматриваемого класса необходимо минимизировать произведение $K_i D_p$.

Из соотношений (4.4) и (4.2) следует, что минимизация влияния f_1 требует оптимального выбора параметров проектирования m и k при заданной добротности Q . В случае построения высокодобротных избирательных усилителей это требует минимизации функции:

$$\Psi = K_i D_p = \frac{[m^2(k^2 + 1) + 1]^2}{mk}, \quad (4.8)$$

которая однозначно влияет на относительные изменения чувствительности и параметров полюса

$$\delta f_p = -\delta Q = S_{f_1}^{f_p} = -S_{f_1}^Q = \frac{1}{2} \frac{f_p}{f_1} \Psi. \quad (4.9)$$

При

$$m_{\text{opt}} = \frac{1}{\sqrt{3(k_2 + 1)}}$$

данная функция принимает минимальное значение

$$\Psi_{\min} = 2,3 \sqrt{1 + \frac{1}{k^2}}. \quad (4.10)$$

Например, при $m = 0,26$, $k = 2$ получаем, что $\Psi_{\min} = 2,57$, а требуемое значение коэффициента усиления по току УТ1, который можно реализовать относительно простыми средствами [15]

$$K_i = 1,338 - 0,52/Q. \quad (4.11)$$

Для сравнения отметим, что использование наиболее распространённого случая $m = k = 1$ (равнономинальность RC-цепи) приводит к численному значению $\Psi = 9$, т.е. к более чем трёхкратному увеличению влияния частоты единичного усиления.

Приведённая на рисунке 4.2 функциональная зависимость Ψ от параметров проектирования m и k показывает, что при решении практических задач существует область компромисса в выборе m и k при сохранении минимального значения целевой функции Ψ . В этом случае требуемое значение коэффициента усиления по току K_i определяется из соотношения

$$K_i = 1 + m^2(k^2 + 1) - mkD_p. \quad (4.12)$$

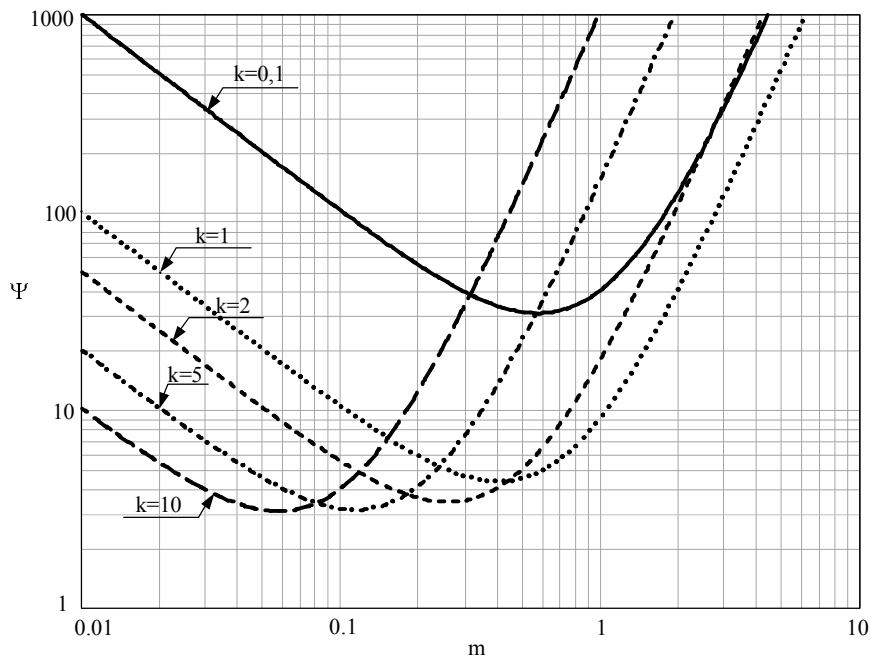


Рис. 4.2. Зависимость целевой функции Ψ (показателя качества) от параметров проектирования избирательных усилителей m и k

Характерный для неинвертирующих усилителей тока разностный принцип реализации добротности полюса повышает параметрическую чувствительность к нестабильности пассивных элементов структуры:

$$S_{R_1}^Q = -S_{R_2 + r_{bx}}^Q \approx Q \frac{1 - K_i}{mk} = Qm(k + 1/k). \quad (4.13)$$

$$S_{C_2}^Q = -S_{C_1}^Q \approx \frac{Q}{2} \left[m(k - 1/k) - \frac{1 - K_i}{mk} \right] = Q \left[mk - \frac{d_p}{2} \right]. \quad (4.14)$$

При этом чувствительность частоты полюса в силу симметрии частотных характеристик RC-цепи остаётся неизменной

$$S_{R_1}^{f_p} = S_{R_2 + r_{bx}}^{f_p} = S_{C_1}^{f_p} = S_{C_2}^{f_p} = -\frac{1}{2}. \quad (4.15)$$

Приведённые соотношения показывают, что в рассматриваемой структуре избирательного усилителя возможна функциональная настройка его основных параметров. Зависимость f_p от входного сопротивления усилителя тока $r_{вх}$ позволяет за счёт изменения режима работы его входной цепи (цифруправляемый источник тока) обеспечить необходимое значение частоты настройки. Возникающее при этом изменение добротности в совокупности с другими технологическими факторами целесообразно устраним изменением коэффициента усиления K_i усилителя тока УТ1. При этом, как следует из (4.15), (4.7), отклонение f_p не может быть существенным и зависит только от рационального выбора параметров проектирования m и k .

4.1.1. Практическая схема ИУ на основе модифицированного каскада Гильберта

Для успешного решения общей задачи необходимо, как это было показано выше, создание усилителя тока с коэффициентом передачи $K_i > 1$ и независимым управлением входного сопротивления $r_{вх}$ и коэффициента усиления K_i . Возможный вариант реализации всего устройства показан на рисунке 4.3 [62].

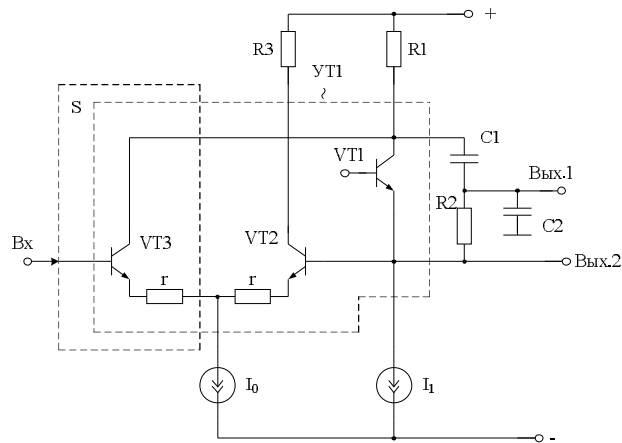


Рис. 4.3. Упрощённая принципиальная схема избирательного усилителя

В этой схеме

$$K_i = \alpha_1 + \alpha_3 \frac{h_{11.1}}{2(r + h_{11.3})}, \quad r_{вх} = h_{11.1}, \quad S = \alpha_3 / (2r + h_{11.3} + h_{11.2}), \quad (4.16)$$

где α_i , $h_{11.i}$ – малосигнальные параметры i -го транзистора; r – сопротивление эмиттера транзисторов VT3 и VT2.

Следовательно,

$$r_{вх} = \frac{\varphi_T}{I_1}, \quad K_i = \alpha_1 + \frac{\alpha_3 I_0}{2 I_1} \frac{1}{r I_0 / \varphi_T + 2}, \quad (4.17)$$

где $\varphi_T \approx 25$ мВ – температурный потенциал.

Источники тока I_0 и I_1 легко реализуются на базе транзисторов SiGe-техпроцесса и при необходимости с цифровым управлением режимных токов и, следовательно, частоты и добротности полюса ИУ. Учитывая взаимосвязь реализуемой добротности и коэффициента усиления (4.3), а также влияние I_0 на крутизну входного преобразователя «напряжение-ток» S , увеличение Q приводит и к увеличению коэффициента усиления K_0 на частоте квазирезонанса f_p . На рисунке 4.4 показана принципиальная схема звена RC-фильтра в САПР Agilent ADS на моделях SiGe транзисторов, SiGe технологии с проектными нормами 0,25 мкм.

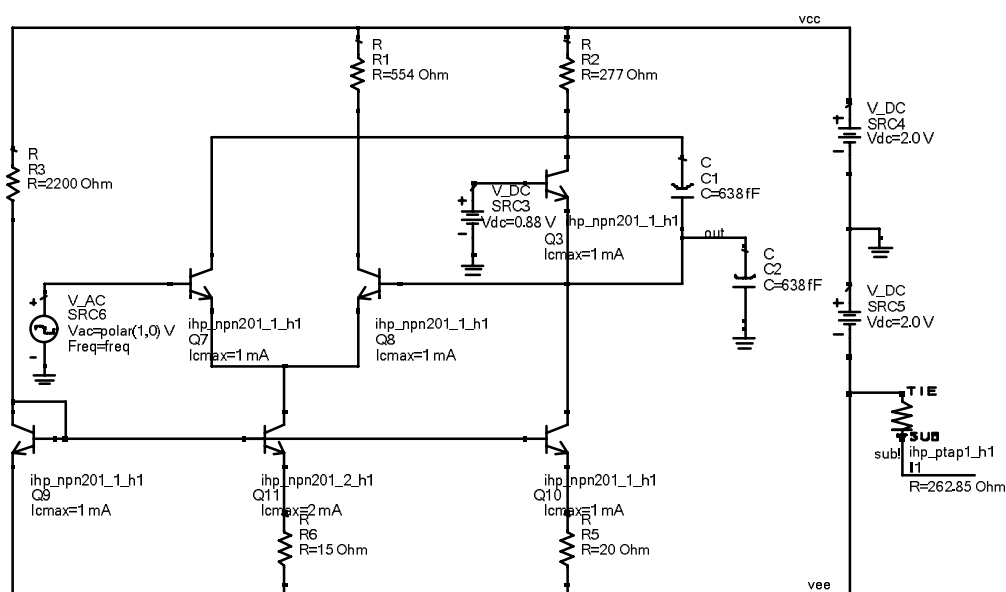


Рис. 4.4. Принципиальная схема звена RC-фильтра (рис. 4.3) в САПР Agilent ADS

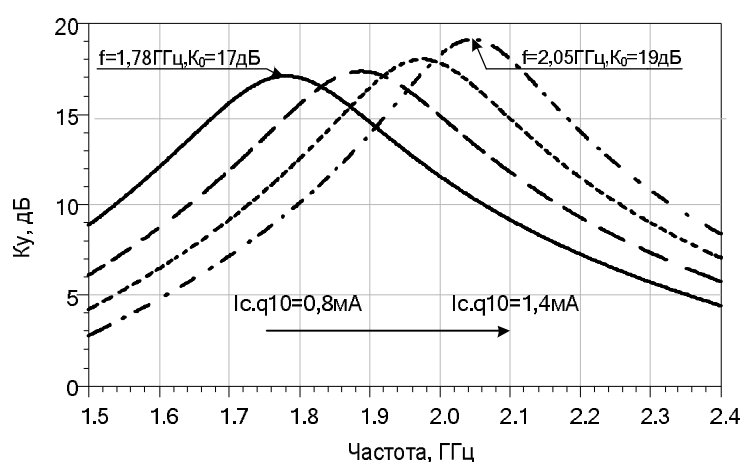


Рис. 4.5. Амплитудная характеристика звена активного СВЧ-фильтра при изменении выходного тока токового зеркала на транзисторах Q9, Q10 (рис. 4.4)

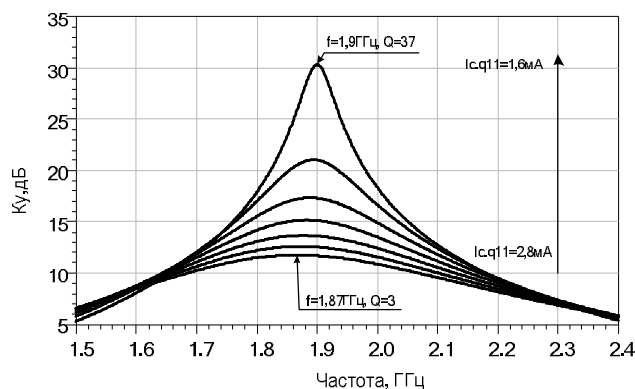


Рис. 4.6. Амплитудная характеристика звена активного СВЧ-фильтра при изменении выходного тока токового зеркала на транзисторах Q9, Q11 (рис. 4.4)

Результаты моделирования схемы при различном режимном токе VT1 (I_1) приведены на рисунке 4.5. Они показывают, что изменение этого тока от 0,8 до 1,4 мА обеспечивает изменение частоты полюса на 15 %, что вполне достаточно для компенсации влияния технологических погрешностей изготовления всех компонентов. Как и отмечалось выше, это приводит к изменению добротности звена, которое легко восстанавливается изменением режимного тока дифференциального каскада I_0 (рис. 4.6). Как видно из (4.7), (4.17) и рисунка 4.6 изменение реализуемого Q более чем на порядок приводит к изменению f_p за счёт влияния частоты единичного усиления на 1,58 %.

4.1.2. Схема ИУ с ёмкостным входом

На рисунке 4.7 представлена схема предлагаемого ИУ [63, 64]. 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.

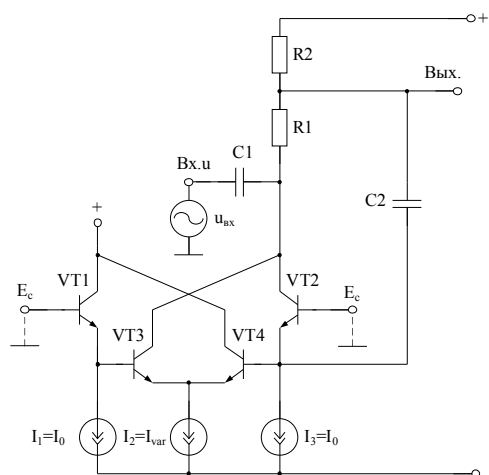


Рис. 4.7. Схема управляемого избирательного усилителя [63, 64]

Источник входного сигнала $u_{вх}$ посредством корректирующего конденсатора $C1$ изменяет ток коллекторной цепи транзистора $VT2$. Характер коллекторной нагрузки этого транзистора, образованной резисторами 4 и 5, а также конденсаторами 7 и 8 обеспечивает преобразование этого тока в ток конденсатора 8 выходной цепи. При этом наличие резистивного делителя, образованного резисторами $R1$ и $R2$, 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.

Комплексный коэффициент передачи ИУ рисунка 4.7 как отношение выходного напряжения (Вых.) к входному напряжению $u_{вх}$ определяется формулой, которую можно получить с помощью методов анализа электронных схем:

$$K(jf) = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (4.18)$$

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:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_1 (R_2 + h_{11.2})}}, \quad (4.19)$$

где C_1, C_2, R_1, R_2 – параметры элементов схемы $C1, C2, R1$ и $R2$; $h_{11.2}$ – h -параметр выходного транзистора $VT2$ в схеме с общей базой.

Добротность ИУ определяется формулой:

$$Q^{-1} = D_0 + \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \sqrt{\frac{R_1}{R_2 + h_{11.2}}} \left[1 - \alpha_3 - \frac{\alpha_3}{4} \frac{I_2}{I_0} \right], \quad (4.20)$$

где α_i – коэффициент передачи по току эмиттера i -го транзистора; I_2, I_0 – токи двухполюсников I_2 и I_3 ; $D_0 = \left(\sqrt{\frac{R_2 + h_{11.2}}{R_1}} + \sqrt{\frac{R_1}{R_2 + h_{11.2}}} \right) \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$ – эквивалентное затухание пассивной частотозависимой цепи.

За счёт выбора параметров элементов, входящих в формулу (4.20), можно обеспечить $Q \gg 1$.

Формула для коэффициента усиления K_0 в комплексном коэффициенте передачи (4.1) имеет вид:

$$K_0 = -Q \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \sqrt{\frac{R_1}{R_2 + h_{11.2}}} . \quad (4.21)$$

Важной особенностью схемы является возможность оптимизации её параметрической чувствительности.

Оптимальным соотношением является равенство сопротивлений резисторов R_1 и R_2 ($R_1=R_2$). В этой связи необходимое значение добротности Q может быть реализовано как структурно (выбором соотношений токов I_2 и I_0 (4.3), так и параметрически – установлением определённого соотношения между ёмкостями конденсаторов C_7 и C_8 .

Так, при реализации условия

$$\frac{I_2}{I_0} = 4 \frac{1 - \alpha_3}{\alpha_3} , \quad (4.22)$$

из (4.20) можно найти, что $Q = 1/D_0$. При этом указанное выше равенство $R_1=R_2$ обеспечивает следующие параметрические чувствительности добротности ИУ

$$S_{R_1}^Q = S_{R_2}^Q = 0; \quad S_{C_1}^Q = -S_{C_2}^Q = -\frac{1}{2} , \quad (4.23)$$

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

$$\frac{I_2}{I_0} = \frac{4}{\alpha_3} \left(1 - \frac{1}{8Q^2} - \alpha_3 \right) \quad (4.24)$$

обеспечивает минимизацию

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

При этом реализуемая добротность определяется соотношением ёмкостных элементов схемы

$$Q = \frac{1}{4} \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} . \quad (4.25)$$

Отмеченные свойства схемы ИУ не исключают возможность реализации равнономинальных резистивных и ёмкостных элементов схемы. Действительно, как это следует из (4.20), при выполнении параметрических условий

$$R_1 = R_2 + h_{11.2} = R , \quad C_1 = C_2 = C \quad (4.26)$$

реализуемая добротность

$$Q^{-1} = 3 - \alpha_3 - \frac{\alpha_3}{4} \frac{I_2}{I_0} \quad (4.27)$$

определяется соотношением токов источников тока I_2 и I_3 и может достигать любых численных значений.

При этом параметрические чувствительности

$$S_{I_2}^Q = -S_{I_0}^Q = Q \frac{\alpha_3}{4} \frac{I_2}{I_0} \quad (4.28)$$

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

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

На рисунке 4.8 приведена схема ИУ рисунка 4.7 в среде компьютерного моделирования Cadence на моделях SiGe транзисторов.

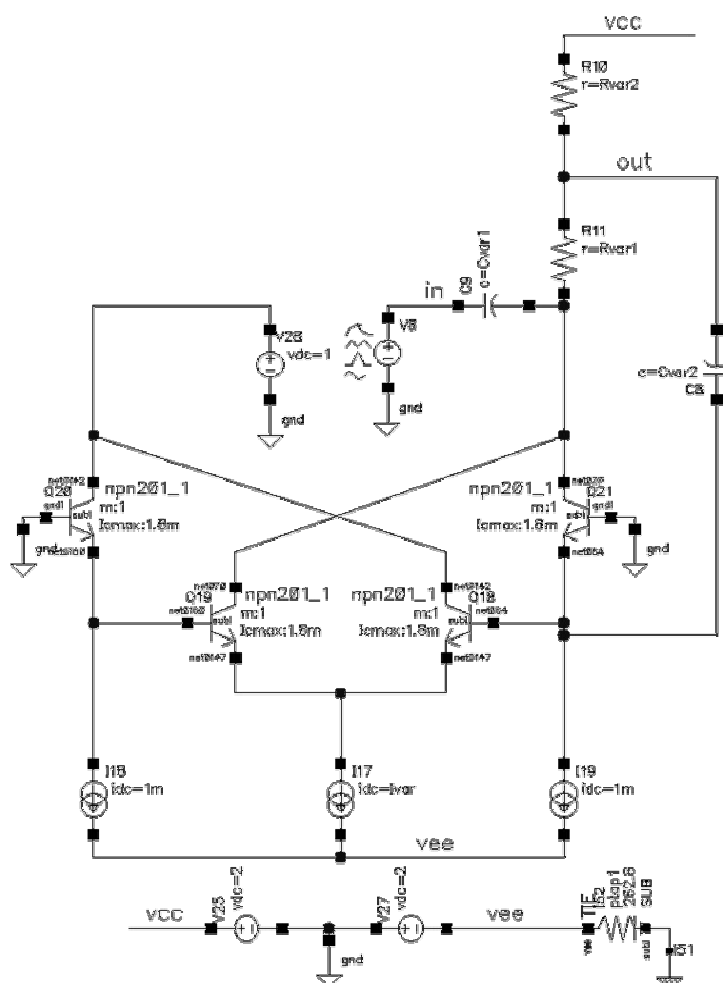


Рис. 4.8. Схема предлагаемого усилителя в среде компьютерного моделирования Cadence

На рисунке 4.9 показаны логарифмическая амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики ИУ рисунка 4.8 в диапазоне частот от 10 МГц до 100 ГГц при следующих параметрах элементов: $R_{var1}=260$ Ом, $R_{var2}=730$ Ом, $C_{var1}=170$ фФ, $C_{var2}=560$ фФ.

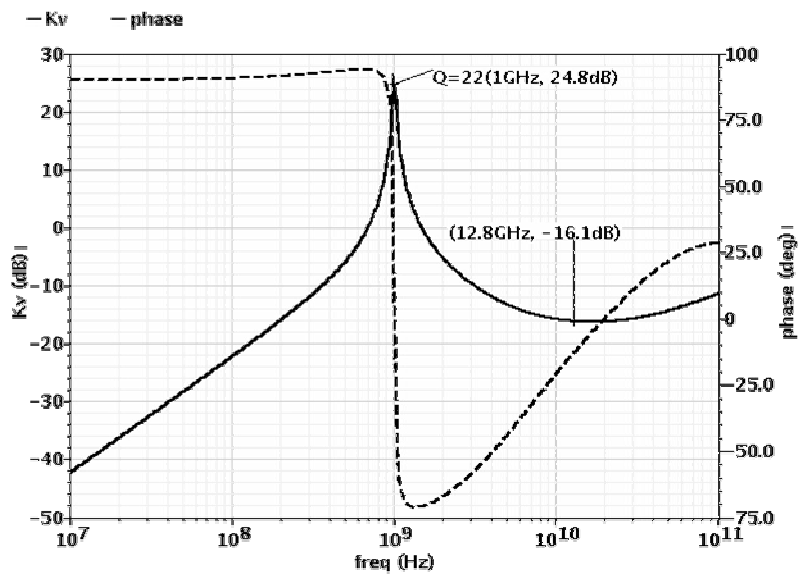


Рис. 4.9. Логарифмическая амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики ИУ рисунка 4.3 в диапазоне частот от 10 МГц до 100 ГГц

На рисунке 4.10 представлена зависимость добротности Q и резонансной частоты f_0 ИУ рисунка 4.8 от величины тока $I_{var}=I_{17}$.

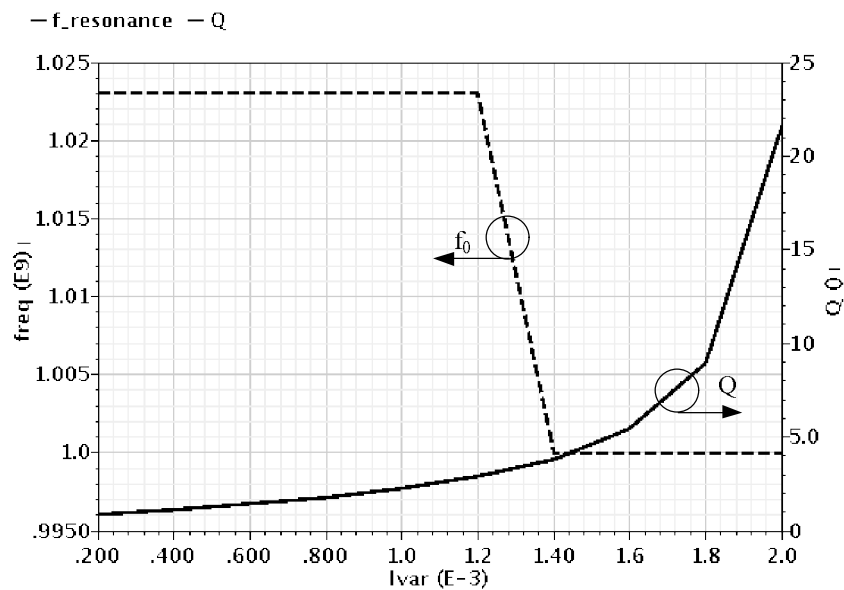


Рис. 4.10. Зависимость добротности Q и резонансной частоты f_0 ИУ от величины тока $I_{var}=I_{17}$

На рисунке 4.11 показана ЛАЧХ ИУ рисунка 4.8 при различных значениях тока $I_{var}=I_{17}$.

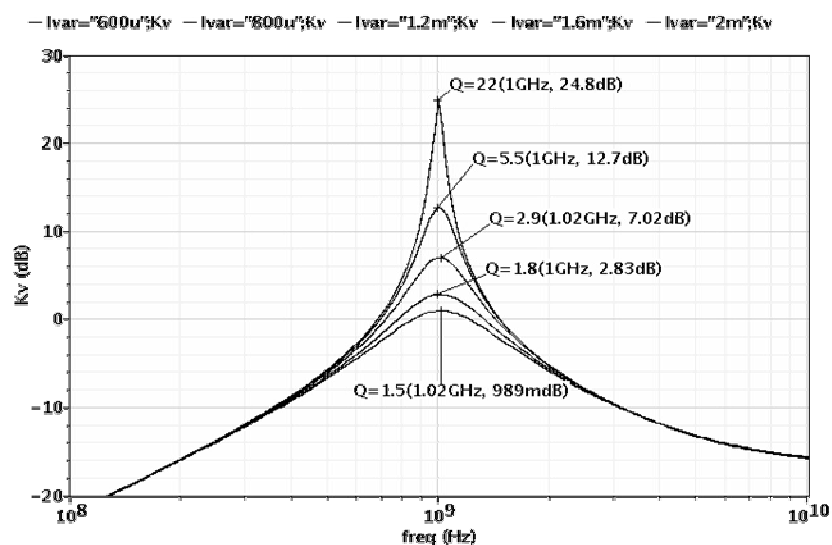


Рис. 4.11. ЛАЧХ ИУ при различных значениях тока $I_{var}=I_{17}$

На рисунке 4.12 показана схема ИУ рисунка 4.7, в котором в качестве резисторов R1 и R2 используются сопротивления p-n переходов Q22, Q23.

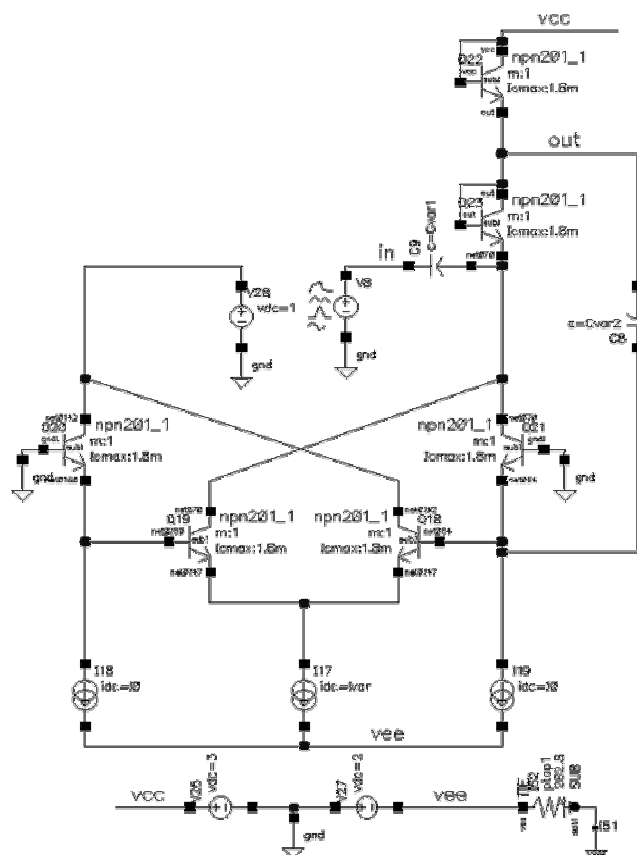


Рис. 4.12. Вариант реализации схемы ИУ

На рисунке 4.13 приведены ЛАЧХ и ФЧХ ИУ рисунка 4.12 в диапазоне частот от 10 МГц до 100 ГГц при $I_0=6,6$ мА, $I_{var}=10$ мА, $C_{var1}=520$ пФ, $C_{var2}=7,3$ пФ.

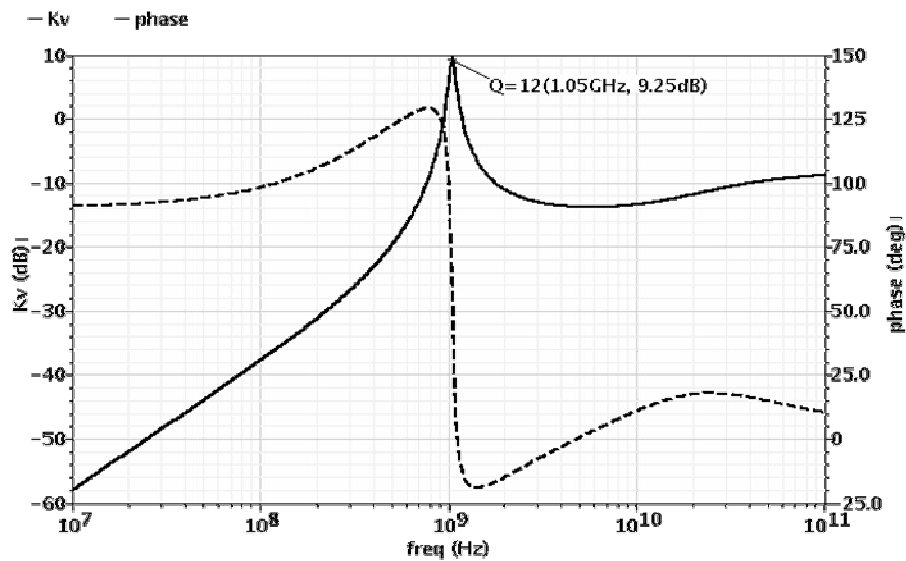


Рис. 4.13. ЛАЧХ и ФЧХ ИУ в диапазоне частот от 10 МГц до 100 ГГц

На рисунке 4.14 представлена зависимость добротности Q и резонансной частоты f_0 ИУ рисунка 4.12 от тока I_0 .

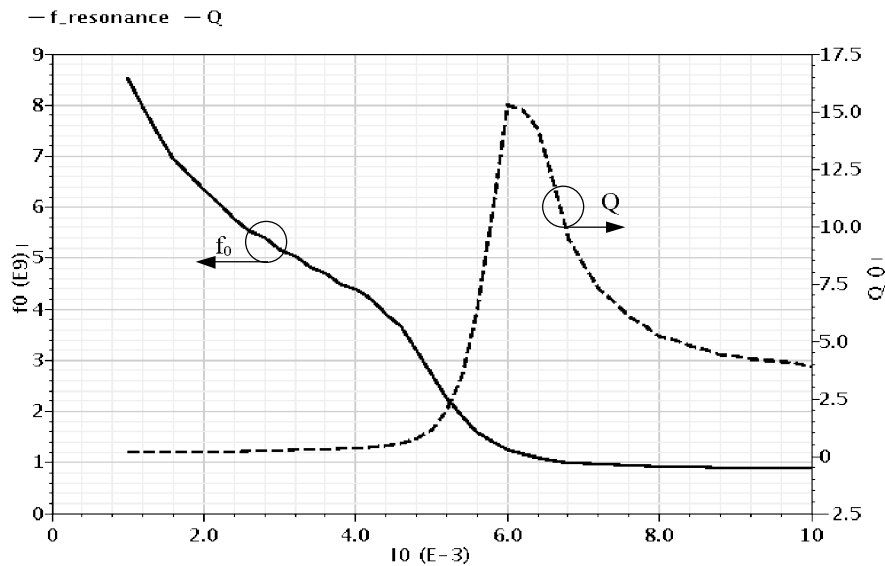


Рис. 4.14. Зависимость добротности Q и резонансной частоты f_0 ИУ от тока I_0

На рисунке 4.15 показана ЛАЧХ ИУ рисунка 4.12 при различных значениях тока I_0 .

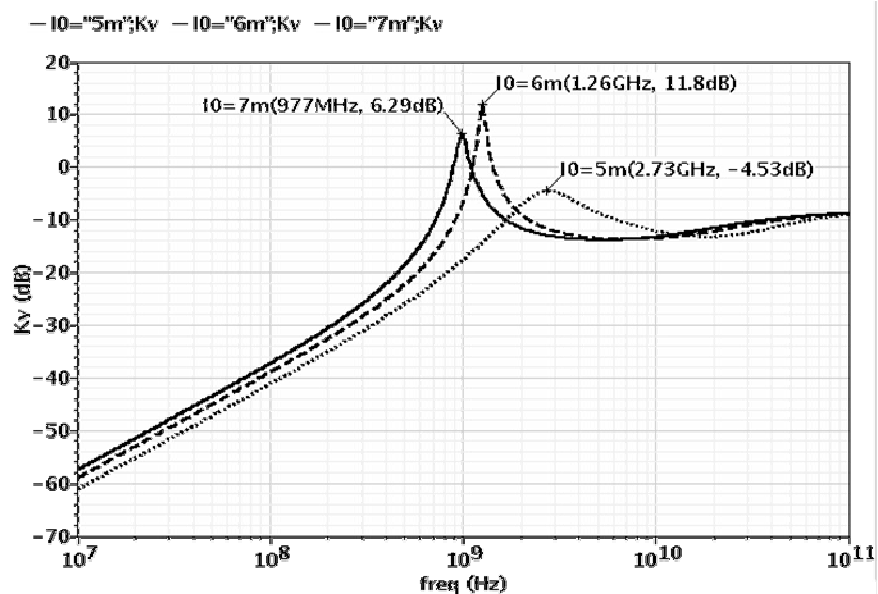


Рис. 4.15. ЛАЧХ ИУ при различных значениях тока I_0

На рисунке 4.16 приведена зависимость добротности Q и резонансной частоты f_0 ИУ рисунка 4.12 от параметра I_{var} .

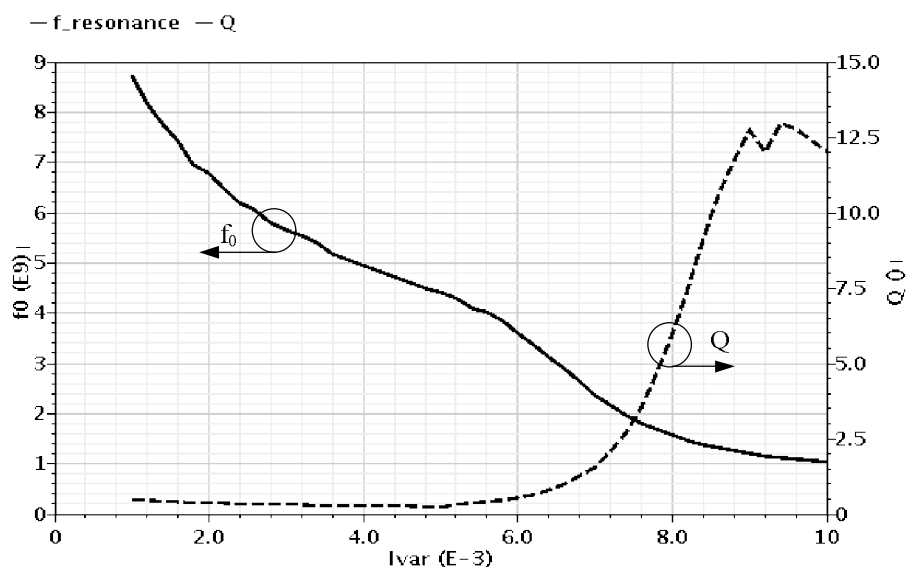


Рис. 4.16. Зависимость добротности Q и резонансной частоты f_0 ИУ от параметра I_{var}

На рисунке 4.17 представлена ЛАЧХ ИУ рисунка 4.12 при различных значениях тока I_{var} .

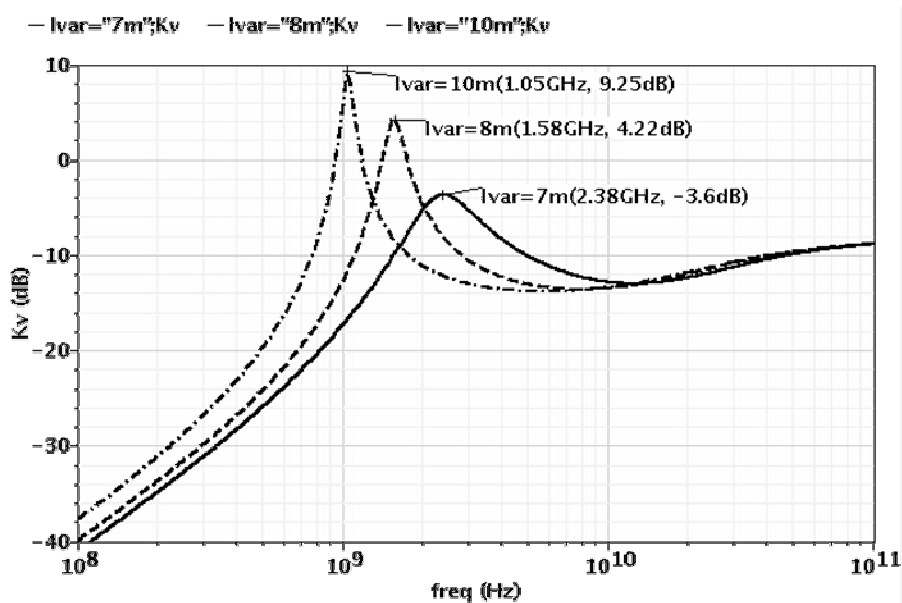


Рис. 4.17. ЛАЧХ ИУ при различных значениях тока I_{var}

Представленные на рисунках 4.9–4.12, а также рисунках 4.13–4.17 результаты моделирования предлагаемого ИУ подтверждают указанные свойства предлагаемых схем. Причём графики рисунков 4.10, 4.11, 4.14, 4.15, 4.16 и 4.17 показывают зависимость основных параметров ИУ (Q_0 , K_0 , f_0) от соотношения токов I_2 , I_3 , то есть описывают предлагаемый ИУ как управляемый токами избирательный усилитель.

Увеличение асимптотического затухания схемы в области сверхвысоких частот возможно использованием частотных свойств выходных буферных каскадов, которые необходимо вводить для согласования избирательного усилителя с другими узлами РЭ системы.

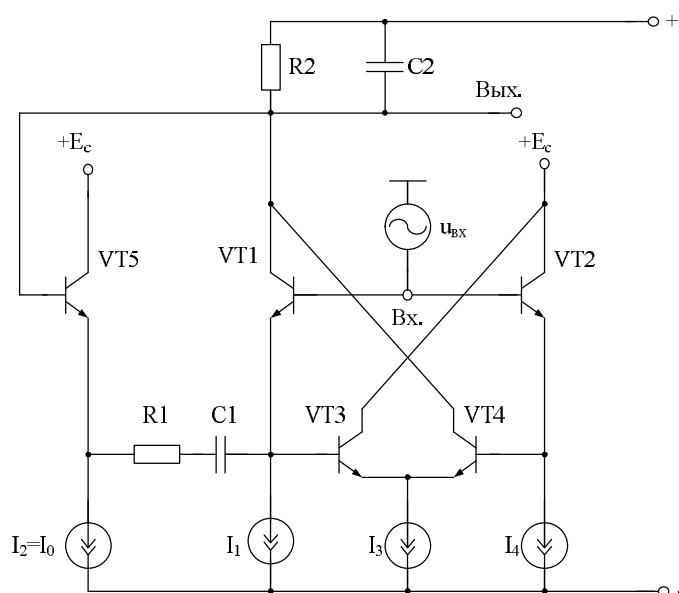
Таким образом, предлагаемые схемотехнические решения ИУ характеризуются более высокими значениями коэффициента усиления K_0 на частоте квазирезонанса f_0 , а также повышенными величинами добротности Q , характеризующей его избирательные свойства. Важное достоинство предлагаемого ИУ – токовое управление основными параметрами.

Полученные результаты показывают, что на базе простейших усилителей тока в рамках традиционных технологических процессов, за счёт структурной особенности реализуемых базовых активных элементов звена второго порядка, можно реализовать относительно высокодобротные звенья, которые легко интегрируются в многозвенные полосовые фильтры (ИУ) и генераторы.

Действительно, как это следует из соотношения (4.9) – (4.12), параметрическая оптимизация схемы ИУ позволяет практически в четыре раза (рис. 4.2) уменьшить влияние частоты единичного усиления усилителя тока и, как видно из рисунков 4.5 и 4.6, обеспечить практически неитерационную настройку схемы.

4.1.3. Избирательный усилитель с потенциальным входом по цепям базы транзисторов ячейки Гильберта

- повышение добротности резонансной амплитудно-частотной характеристики избирательного усилителя и его коэффициента усиления по напряжению на частоте квазирезонанса f_0 . Это позволяет в ряде случаев уменьшить общее энергопотребление систем на кристалле и реализовать высококачественное избирательное устройство с $f_0=1\div 5$ ГГц;
- создание условий для электронного управления добротностью Q .



Входной сигнал $u_{\text{вх}}$ через базовые цепи транзисторов VT1 и VT2 приводит к изменению токов транзисторов VT1, VT3, VT4, VT5, причём передача этого сигнала через эмиттерные цепи основных (VT1 и VT2) транзисторов в коллектор транзистора VT1, имеющего комплексную нагрузку в виде параллельно соединённых резистора R2 и конденсатора C2, обеспечивает селекцию сигнала на частотах, превышающих частоту квазирезонанса. Использование комплексной проводимости в виде резистора R1 и конденсатора C1 в цепи эмиттера транзисторов VT1 и VT5 обеспечивает реализацию резонансной амплитудно-частотной характеристики ИУ и со-

вместно с упомянутой комплексной нагрузкой (R2, C2) обеспечивает селекцию сигнала в широком диапазоне частот. Посредством контура реактивной обратной связи, образованного транзисторами VT5, VT1, VT3, VT4, база первого из которых (VT5) подключена к комплексной нагрузке (резистор R2 и конденсатор C2) и его характера, определяемого резисторами R1 и R2, конденсаторами C1 и C2, обеспечивается изменение глубины обратной связи без изменения частоты квазирезонанса (f_0) в её окрестности. Причём дополнительная передача сигнала в контуре реактивной обратной связи через эмиттерные цепи транзисторов VT3 и VT4 в коллекторную цепь транзистора VT1 повышает эффективность действия комплексных проводимостей, образованных резисторами R2, R1 и конденсаторами C1, C2. Указанные особенности функционирования контура обратной связи и цепи передачи сигнала со входа ИУ на его выход сохраняет неизменной частоту квазирезонанса и позволяет параметрически (режимно) изменить его добротность и коэффициент усиления.

Покажем аналитически, что в предлагаемой схеме реализуется более высокое значение добротности Q и коэффициента усиления K_0 на частоте квазирезонанса. Действительно, комплексный коэффициент передачи предлагаемого ИУ определяется по формуле:

$$F(jf) = K_0 \frac{jf f_0 / Q}{f_0^2 - f^2 + jf f_0 / Q}, \quad (4.29)$$

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

$$\tau_1 = C_1(R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}); \quad (4.30)$$

$$\tau_2 = C_2 R_2.$$

$$Q = \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \left(1 - \frac{R_2(\alpha_1 + \alpha_4 I_3 / 4I_1)}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.5}} \right) + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}}, \quad (4.31)$$

$$K_0 = Q \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \frac{R_2(\alpha_1 + \alpha_4 I_3 / 4I_1)}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.5}}, \quad (4.32)$$

где I_1, I_3 – токи задающих режим работы транзисторов ИУ источников тока I_1 и I_3 ; $\alpha_i, h_{11.i}$ – малосигнальные h -параметры i -го транзистора в схеме с общей базой.

Из соотношений (4.30) – (4.32) следует, что при фиксированных значениях токов $I_1 = I_2 = I_4 = I_0$ малосигнальные параметры транзисторов $h_{11.1}, h_{11.5}$ остаются неизменными, т.е. частота квазирезонанса ИУ сохраняет своё стабильное значение, определяемое соотношением (4.30). В то же время изменение тока источника I_3 (как видно из (4.31) и (4.32)), позволяет изменять численное значение добротности Q и коэффициента усиления K_0 без изменения (заметного ухудшения) параметрической чувствительности реализуемой добротности к параметрам пассивных элементов схемы ИУ

$$S_{C_1, R_1}^Q = -S_{C_2, R_2}^Q = \frac{\frac{\tau_1}{\tau_2} a - 1}{\frac{\tau_1}{\tau_2} a + 1}, \quad (4.33)$$

$$\text{где } a = 1 - \frac{R_2(\alpha_1 + \alpha_4 I_3/4I_1)}{R_1 + (h_{11})_1 + (h_{11})_5}. \quad (4.34)$$

При необходимости эту чувствительность при заданном значении добротности Q можно минимизировать путём рационального выбора соотношения между τ_1 и τ_2 (4.30):

$$S_{C_1, R_1}^Q = -S_{C_2, R_2}^Q = Q \left(\sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} a - \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \right). \quad (4.35)$$

Данные теоретические выводы подтверждают графики, представленные на рисунке 4.20.

На рисунке 4.19 показана схема предлагаемого ИУ в среде компьютерного моделирования Cadence на моделях SiGe интегральных транзисторов.

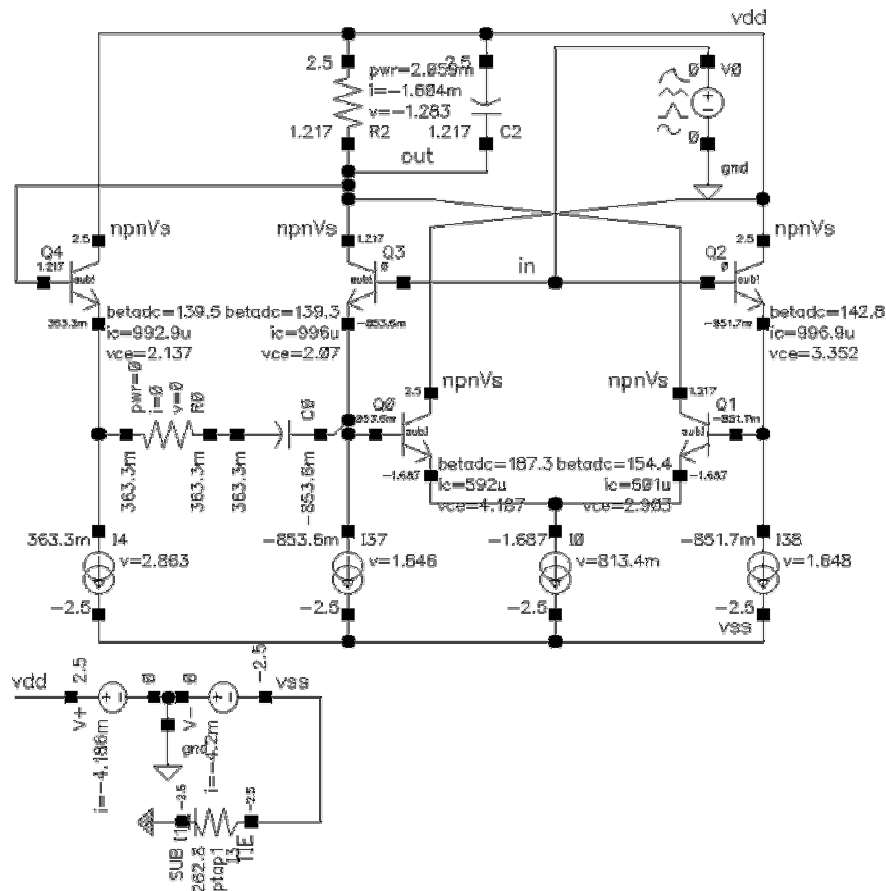


Рис. 4.19. Схема предлагаемого ИУ в среде компьютерного моделирования Cadence

На рисунке 4.20 представлены амплитудно-частотные характеристики схемы рисунка 4.19 в разных масштабах. Из графиков следует, что данный ИУ имеет добротность Q , изменяющуюся в широких пределах в зависимости от тока дополнительного токостабилизирующего двухполюсника I_3 (рис. 4.18) (I_{var} – рис. 4.19). Данные графики показывают, что коэффициент усиления и добротность зависит от численных значений тока $I_3 = I_{var}$, которые можно выбирать по усмотрению разработчика.

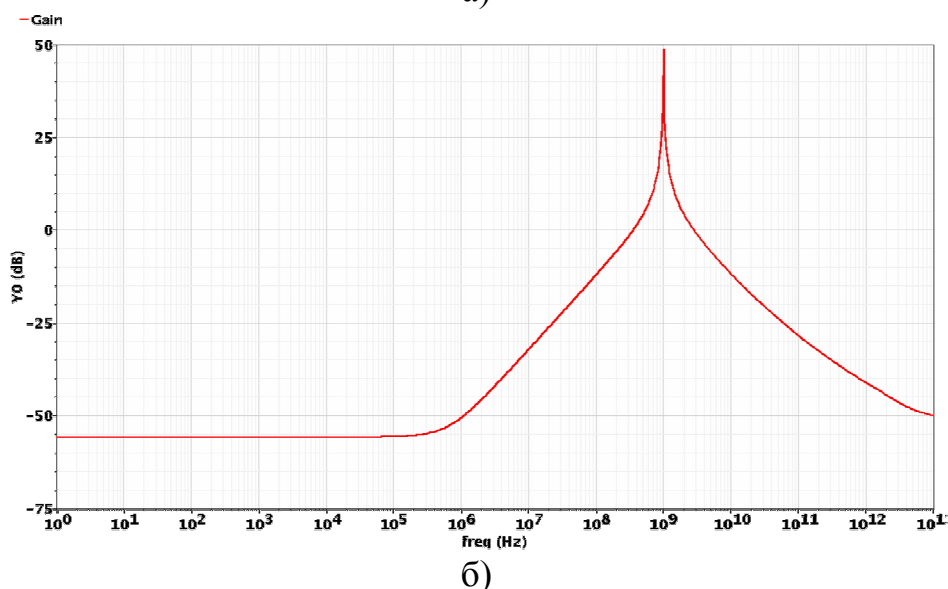
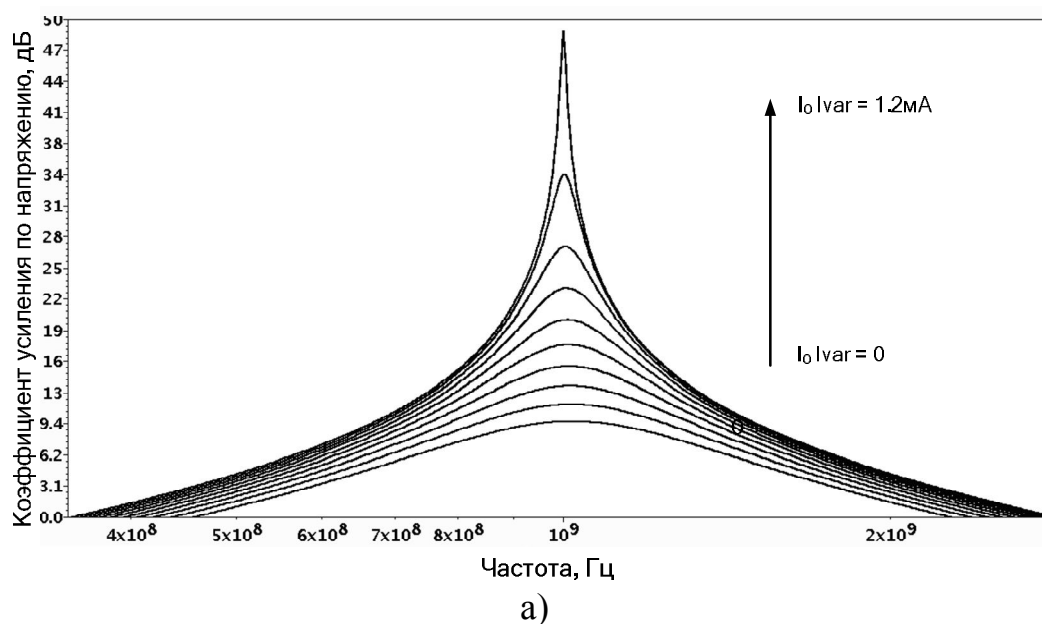


Рис. 4.20. Амплитудно-частотные характеристики ИУ в разных масштабах

Таким образом, предлагаемое схемотехническое решение ИУ характеризуется более высокими значениями добротности Q и коэффициента усиления по напряжению, причём Q может изменяться в достаточно широких пределах.

4.1.4. Избирательный усилитель с каскодным включением ячейки Гильберта

На рисунке 4.21 представлена другая модификация избирательного усилителя (ИУ) [66]. Решаемая им задача – повышение добротности АЧХ усилителя и его коэффициента усиления по напряжению на частоте квазирезонанса f_0 .

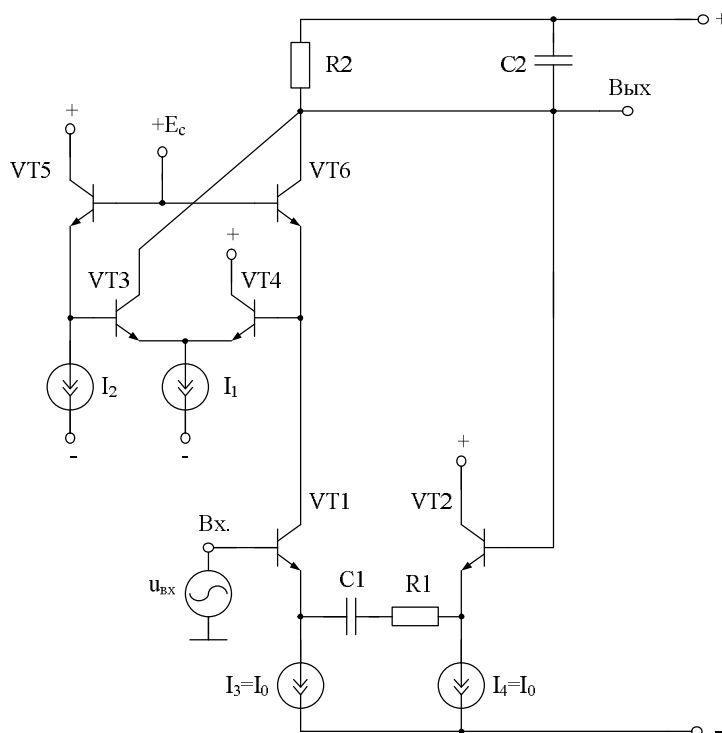


Рис. 4.21. Схема избирательного усилителя с каскодным включением ячейки Гильберта [66]

Источник входного переменного сигнала $u_{вх}$ в силу комплексного характера сопротивления эмиттерной цепи входного транзистора $VT1$ (частотно-задающий резистор $R1$ и корректирующий конденсатор $C1$) изменяет ток его коллектора и, следовательно, ток эмиттера выходного транзистора $VT6$ и ток базы выходного транзистора $VT4$. Эти токи синфазны входному напряжению и их численные значения пропорциональны частоте входного сигнала (f). Эта особенность приводит к пропорциональному изменению коллекторных токов выходных транзисторов $VT4$ и $VT6$ и общего тока в выходной цепи ИУ, который формирует посредством резистора нагрузки $R2$ и корректирующего конденсатора $C2$ его выходное напряжение по выходу устройства. В силу комплексного характера этой нагрузки и частотной зависимости тока коллектора входного транзистора $VT1$ (влияние частотно-задающего резистора $R1$ и корректирующего конденсатора

C1) в ИУ реализуется резонансный вид амплитудно-частотной характеристики, экстремальная точка которой определяет частоту квазирезонанса f_0 . Подключение базы входного транзистора VT2 к выходу устройства (Вых.) ИУ в силу комплексного характера сопротивления его эмиттерной цепи (частотно-задающий резистор R1 и корректирующий конденсатор C1) создаёт на частотах $f < f_0$ реактивную обратную связь, которая совместно со входной цепью ИУ изменяет как фазовые, так и амплитудные соотношения токов коллектора выходных транзисторов VT6 и VT3, причём их величина достигает своего максимального значения на частотах в окрестности частоты f_0 . Таким образом, глубина вводимой обратной связи (возвратное отношение на частоте квазирезонанса) непосредственно определяет реализуемые ИУ добротность Q и коэффициент усиления по напряжению K_0 , причём численное значение этих величин непосредственно определяется коэффициентом передачи тока коллектора транзистора VT1 в цепь нагрузки ИУ на элементах R2 и C2.

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

Комплексный коэффициент передачи и добротность по напряжению ИУ определяется по формуле:

$$K_y(jf) = -K_0 \frac{jf f_0/Q}{f_0^2 - f^2 + jf f_0/Q}, \quad (4.36)$$

$$\text{где } f_0 = 1/2\pi\sqrt{\tau_1\tau_2}; \quad (4.37)$$

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

$$\tau_2 = C_2R_2.$$

$$Q = \left[\sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \left(1 - \frac{R_2\alpha_1\alpha_2(\alpha_6 + \alpha_3 I_1/2I_0)}{R_1 + h_{11.2} + h_{11.1}} \right) + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \right]^{-1}, \quad (4.38)$$

$$K_0 = \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \frac{R_2\alpha_1\alpha_2(\alpha_6 + \alpha_3 I_1/2I_0)}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}}, \quad (4.39)$$

где $\alpha \leq 1$ и – коэффициент передачи эмиттерного тока i-го транзистора; $I_0 = I_3 = I_4$, I_1 – токи токостабилизирующих двухполюсников; $h_{11.i}$ – входное сопротивление (h-параметр) i-го транзистора в схеме с общей базой.

Таким образом, в предлагаемой схеме ИУ выбором соотношений между резисторами R2 и R1 и токами I_1 и I_0 можно обеспечить необходимое значение добротности Q (4.38) и коэффициента усиления K_0 (4.39) без изменений частоты квазирезонанса (4.37). При значительных добротностях в схему необходимо ввести дополнительный буферный усилитель БУ (рис. 4.22), связывающий выходную цепь ИУ с базовой цепью транзистора VT2.

Таким образом, здесь Q и K_0 могут принимать более высокие значения:

$$Q = \left[\sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \left(1 - \frac{R_2 \alpha_1 (\alpha_6 + \alpha_3 I_1 / 2I_0)}{R_1 + h_{11.2} + h_{11.1}} \right) + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \right]^{-1}, \quad (4.40)$$

$$K_0 = \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \frac{R_2 \alpha_1 (\alpha_6 + \alpha_3 I_1 / 2I_0)}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.5}}. \quad (4.41)$$

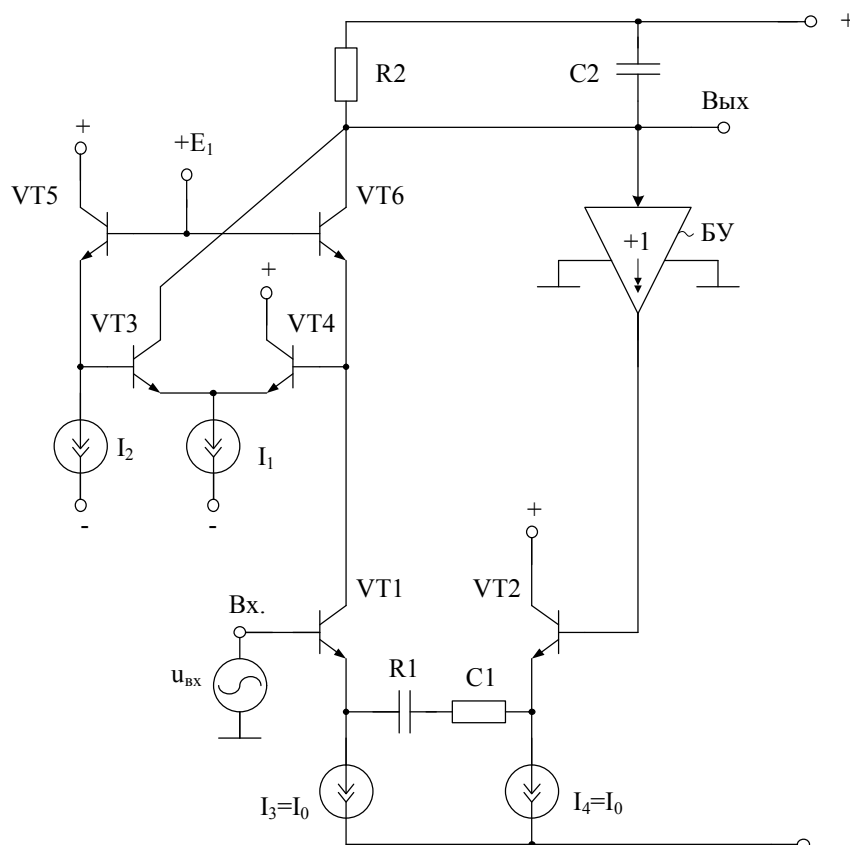


Рис. 4.22. Схема ИУ с повышенной добротностью и коэффициентом усиления [66]

При относительно больших добротностях возникающую проблему согласования режимов работы выходных транзисторов VT3, VT4 можно решить применением схемы ИУ, представленной на рисунке 4.23. Однако в этом случае комплексный коэффициент передачи (4.36) в области низких частот ($f < f_0$) получит асимптотическое приращение при сохранении неизменными величин Q (4.40), K_0 (4.41) и f_0 , что противоположно влиянию резисторов $R_{i3} \approx R_{i2}$, где R_{i2} , R_{i3} – дифференциальные сопротивления токостабилизирующих двухполюсников I_2 , I_3 .

Таким образом, совокупность предложенных схемотехнических разновидностей ИУ позволяет реализовать относительно большое значение добротности Q и коэффициента передачи K_0 , повысить при необходимости их численное значение без пропорционального увеличения потребляемого тока, а также решить вспомогательную задачу согласования режимов работы основных транзисторов.

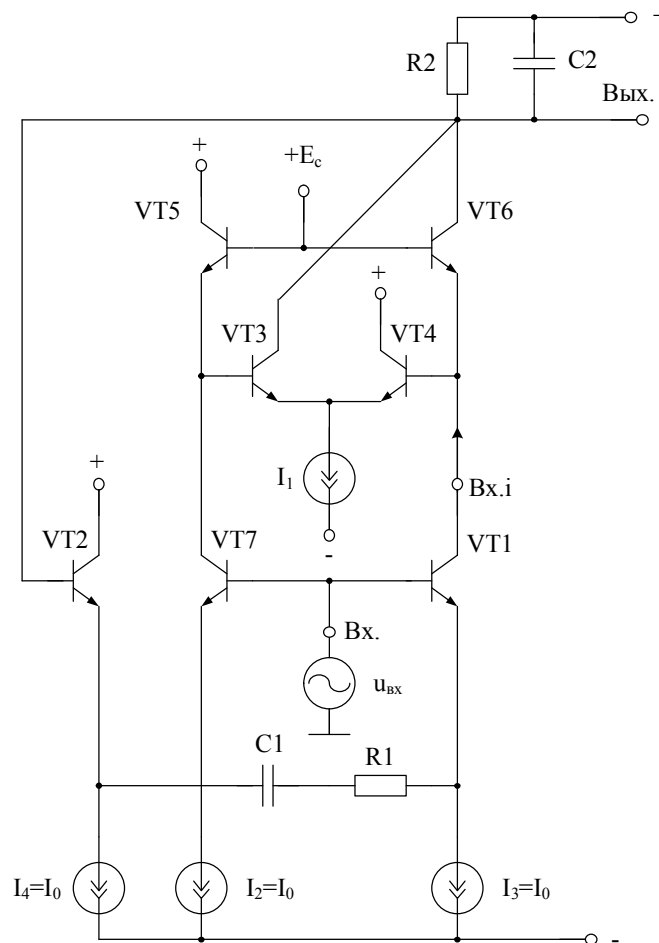


Рис. 4.23. Схема ИУ с согласованием режимов работы выходных транзисторов [66]

На рисунке 4.24 приведена схема ИУ рисунка 4.22 в среде Cadence на моделях SiGe транзисторов (npnVs, W=2, L=2, техпроцесс SGB25VD, $I_{k,max} = 6$ мА), а на рисунках 4.25 и 4.26 – логарифмические амплитудно-частотные (рис. 4.25) и фазочастотные (рис. 4.26) характеристики ИУ рисунка 4.24 в более мелком масштабе при разных значениях влияющего на добротность Q и коэффициент усиления K_0 тока I_4 , устанавливающих статический режим транзисторов Q14 и Q13 схемы рисунка 4.24.

Данные теоретические выводы подтверждают графики, представленные на рисунках 4.25, 4.26, 4.28, 4.30, 4.31.

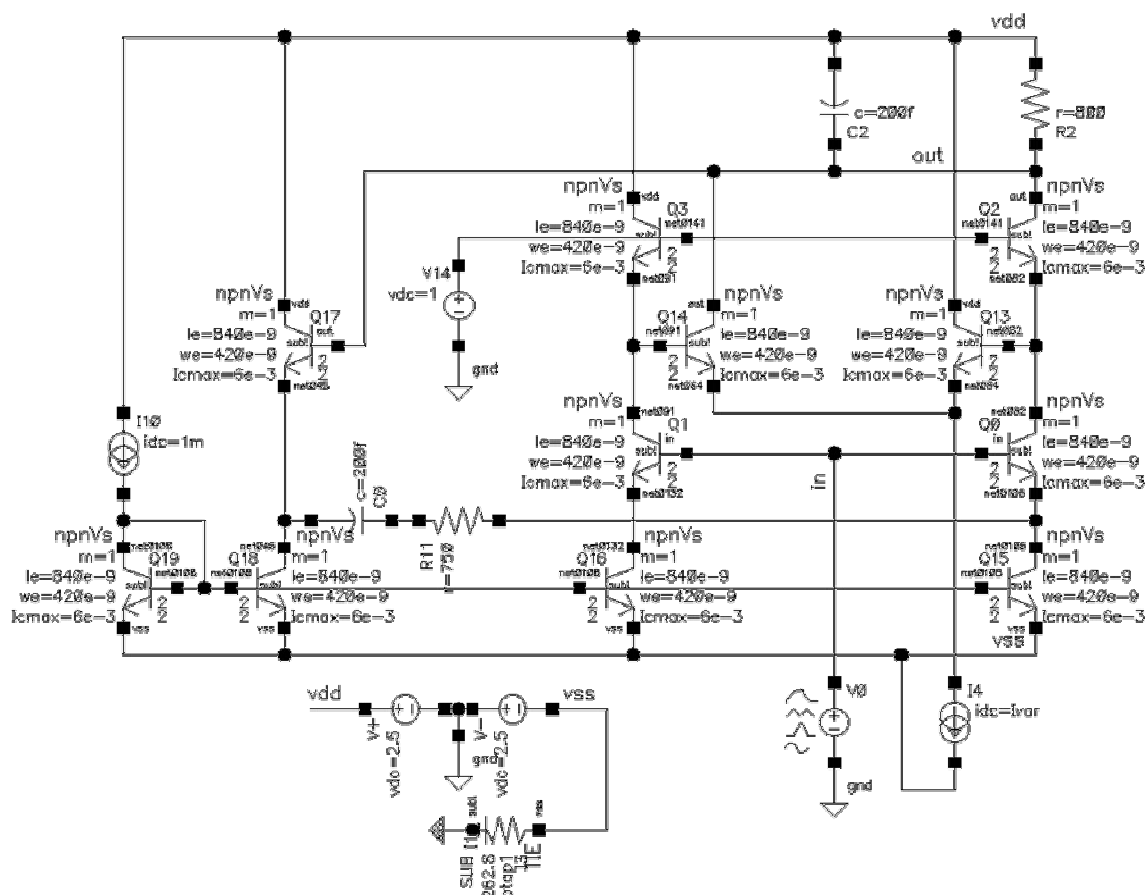


Рис. 4.24. Схема ИУ в среде компьютерного моделирования Cadence

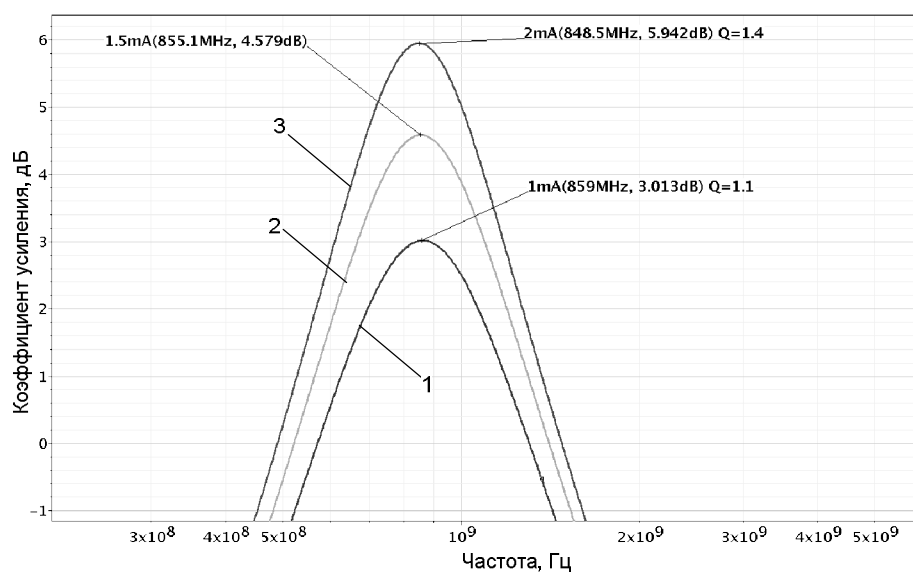


Рис. 4.25. Логарифмические амплитудно-частотные характеристики ИУ



243

На рисунке 4.28 приведены логарифмические амплитудно-частотные характеристики ИУ в режиме управления добротностью за счёт изменения тока I_4 .

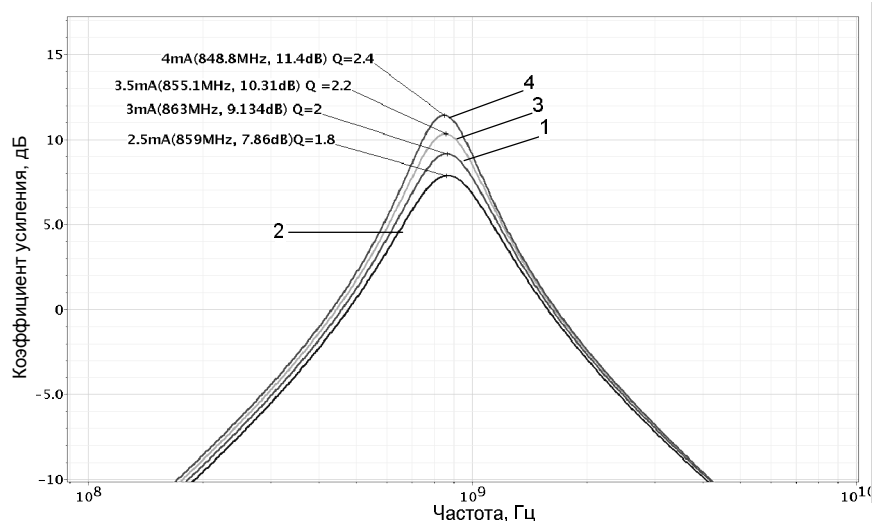
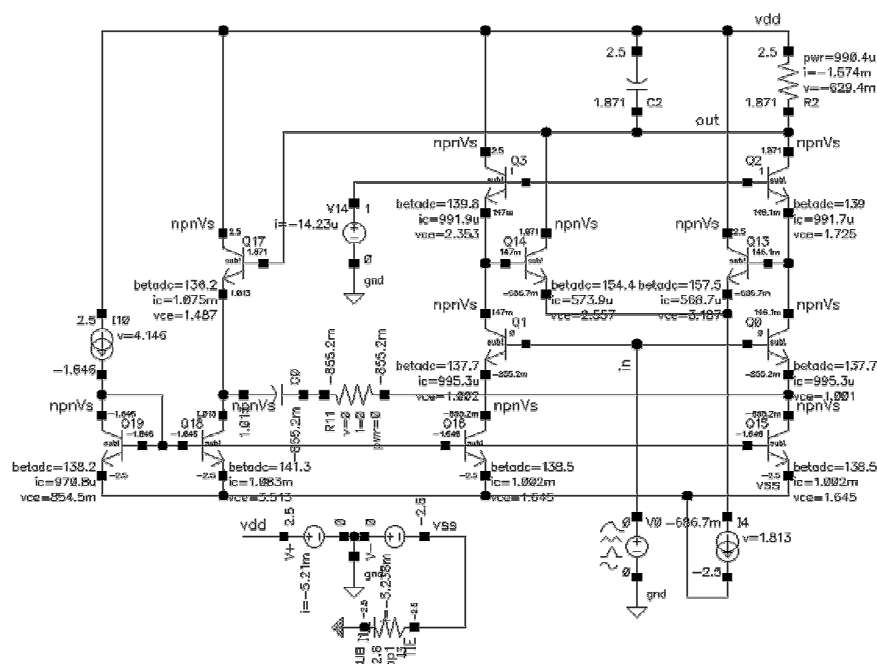


Рис. 4.28. Логарифмические амплитудно-частотные характеристики ИУ в режиме управления добротностью

На рисунке 4.29 представлена схема ИУ рисунка 4.23 в среде Cadence на моделях SiGe интегральных транзисторов с более высокими значениями K_0 и Q в режиме управления этими величинами.



На рисунке 4.30 приведены логарифмические амплитудно-частотные характеристики ИУ рисунка 4.29 в укрупнённом масштабе, а на рисунке 4.31 – логарифмические фазочастотные характеристики ИУ рисунка 4.29 в мелком масштабе.

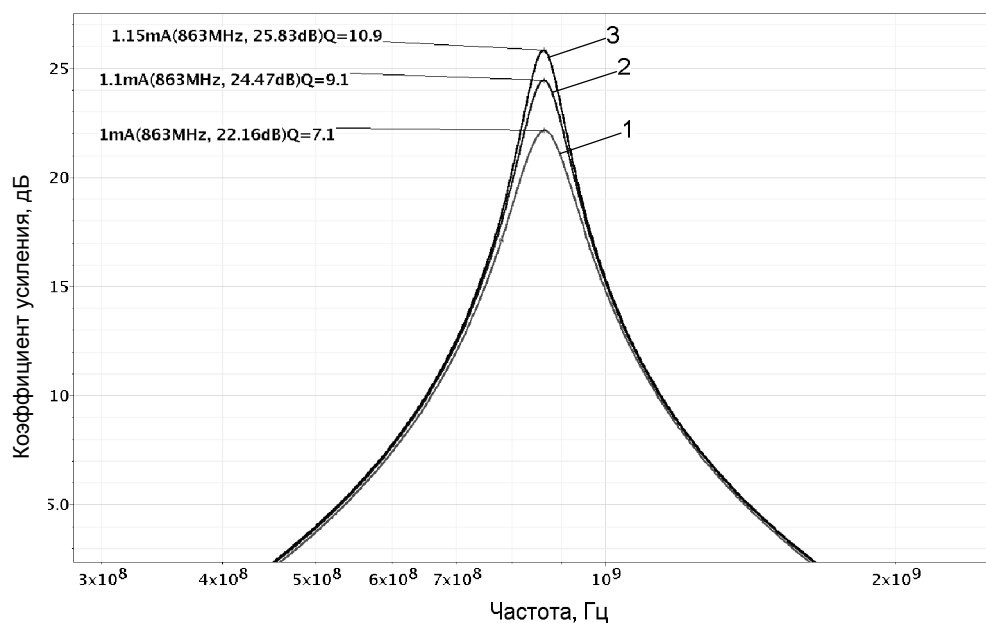


Рис. 4.30. Логарифмические амплитудно-частотные характеристики ИУ в укрупнённом масштабе

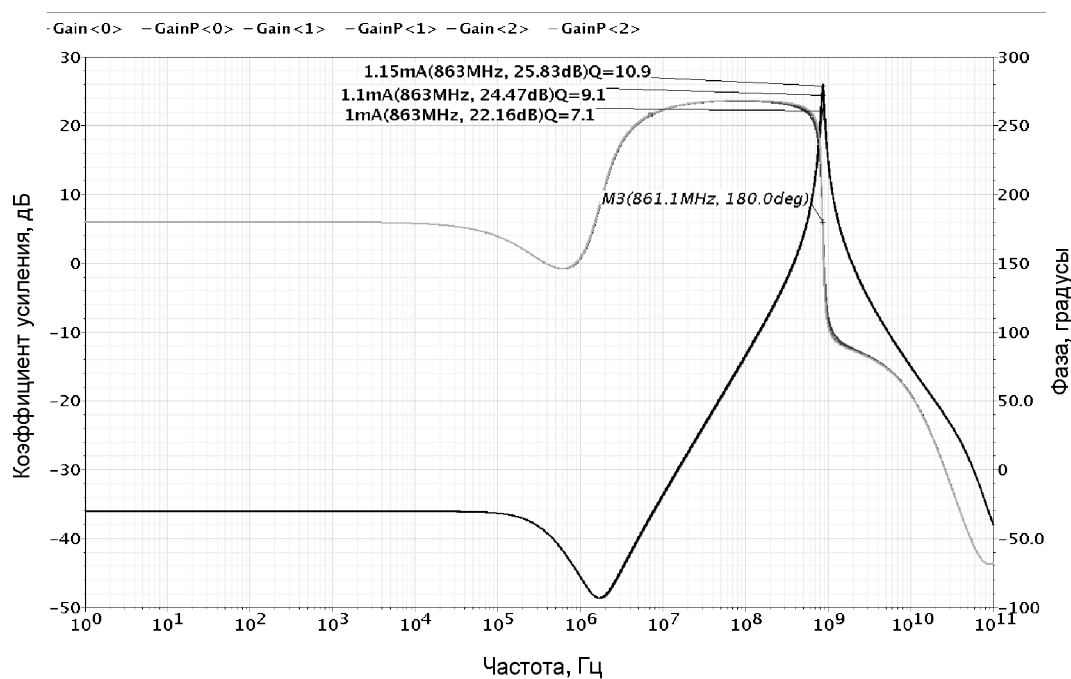


Рис. 4.31. Логарифмические фазочастотные характеристики ИУ в мелком масштабе

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

4.1.5. Архитектура ИУ с ёмкостным входом

На рисунке 4.32 представлена схема ИУ с ёмкостным входом [67]. Решаемая им задача – увеличение затухания сигнала **в области нижних частот ($f \ll f_0$) и упрощение цепей согласования с источником сигнала**. Это позволяет в ряде случаев уменьшить общее энергопотребление и реализовать высококачественное избирательное устройство СВЧ-диапазона с $f_0=1\div 5$ ГГц.

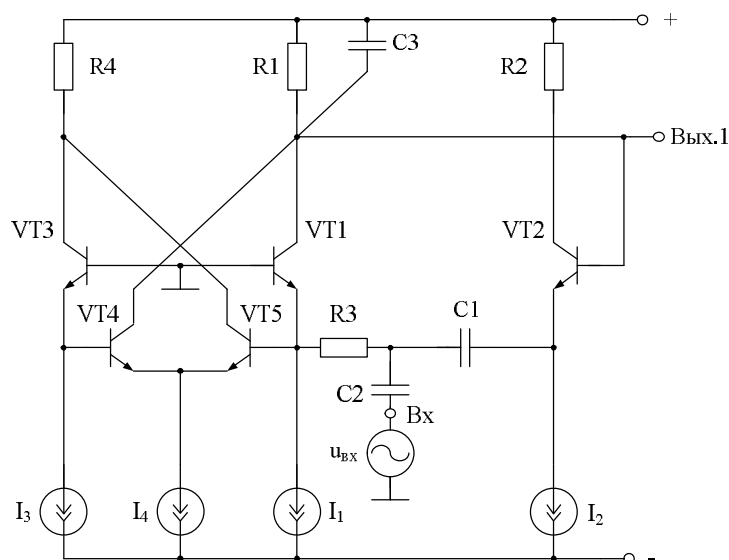


Рис. 4.32. Схема предлагаемого ИУ с ёмкостным входом [67]

Источник входного переменного сигнала u_{BX} посредством комплексной входной проводимости ИУ, образованной корректирующими конденсаторами $C1$ и $C2$, частотно-задающим резистором $R3$ и входным сопротивлением входного транзистора $VT1$ изменяет его эмиттерный и коллекторный токи, причём с ростом частоты (f) входного сигнала эти токи увеличиваются. Аналогично изменяются токи входных транзисторов $VT4$ и $VT5$. Суммарный коллекторный ток входных транзисторов $VT1$ и $VT4$ за счёт падения напряжения на корректирующем конденсаторе $C3$, резисторе нагрузки $R1$ реализует выходное напряжение ИУ (Вых.1). Частотная зависимость этого напряжения в диапазоне нижних частот ($f < f_0$) определяется характером входной проводимости ИУ (частотно-задающий резистор $R3$, корректирующие конденсаторы $C1$ и $C2$), а в диапазоне верхних частот ($f > f_0$) – характером сопротивления нагрузки (резистор нагрузки $R1$ и корректирующий конденсатор $C3$). Именно поэтому в схеме ИУ реализуется

необходимый вид его амплитудно-частотной характеристики (максимум коэффициента усиления на частоте квазирезонанса f_0). Взаимодействие цепи базы транзистора V1 с выходной цепью ИУ посредством ёмкостного делителя в цепи его эмиттера (корректирующие конденсаторы C1 и C2) обеспечивает реализацию в ИУ общей обратной связи, направленной на увеличение добротности Q и коэффициента усиления K_0 . В области нижних частот за счёт корректирующего конденсатора C1 эта обратная связь реактивна и, следовательно, слабо влияет на суммарный ток коллекторов входных транзисторов VT1, VT4. По мере увеличения частоты (её приближения к частоте квазирезонанса f_0) эти токи увеличиваются, повышая Q и K_0 . В силу того, что в основном резистор нагрузки R1 и частотно-задающий резистор R3, корректирующие конденсаторы C1-C3 определяют частоту квазирезонанса, глубина этой обратной связи достигает своего максимального значения на этой частоте, а коэффициенты передачи каскадов на входных транзисторах VT1, VT2, VT4, VT5 определяют относительно бóльшую добротность и пропорциональный этому параметру коэффициент усиления ИУ.

Комплексный коэффициент передачи по напряжению ИУ рисунка 4.32 определяется по формуле:

$$K_y(jf) = -K_0 \frac{jf f_0/Q}{f_0^2 - f^2 + jf f_0/Q}, \quad (4.42)$$

$$\text{где } f_0 = 1/2\pi\sqrt{\tau_1\tau_2}; \quad (4.43)$$

$$\begin{aligned} \tau_1 &= (C_1 + C_2)(R_3 + h_{11.1} + h_{11.2}); \\ \tau_2 &= C_3 R_1, \end{aligned}$$

$$Q = \left[\sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \left(1 - \frac{C_1 R_1 \alpha_2 (\alpha_1 + \alpha_4 I_4 / 2I_0)}{(C_1 + C_2)(R_3 + h_{11.2} + h_{11.1})} \right) + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \right]^{-1}, \quad (4.44)$$

$$K_0 = Q \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \frac{C_2 R_1 (\alpha_1 + \alpha_4 I_4 / 2I_1)}{(C_1 + C_2)(R_3 + h_{11.1} + h_{11.2})}, \quad (4.45)$$

где α_i – коэффициент передачи эмиттерного тока i-го транзистора; $h_{11.i}$ – входное дифференциальное сопротивление (h-параметр) i-го транзистора в схеме с общей базой; I_i – ток i-го источника тока.

Соотношение (4.44) показывает, что необходимое значение Q в предлагаемой схеме реализуется независимо от заданной частоты квазирезонанса (4.43) выбором соотношения между токами токостабилизирующих двухполюсников I_4 и I_1 . При этом ёмкости корректирующих конденсаторов C1÷C3, сопротивления частотно-задающего резистора R3 и токостабилизирующего двухполюсника I_3 могут использоваться для реализации численного значения f_0 (4.43), а соотношение между ёмкостями C1 и C2 – для обеспечения необходимого значения коэффициента усиления ИУ (4.45), которое пропорционально реализуемой добротности Q.

Если эмиттерные цепи входных транзисторов VT4, VT5 разделить корректирующим конденсатором C4 рисунка 4.33, то указанную схему можно использовать при реализации ИУ с режимоуправляемой частотой квазирезонанса f_0 .

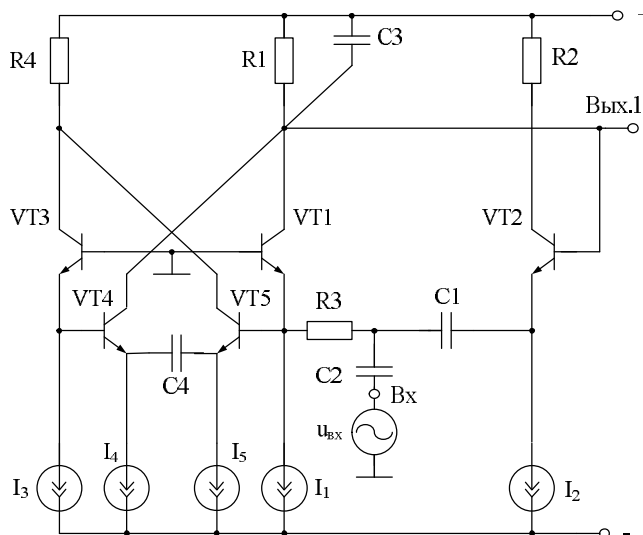


Рис. 4.33. Модификация ИУ с режимоуправляемой частотой квазирезонанса f_0

Действительно, в этом случае

$$f_0 = 1/2\pi\sqrt{\tau_1\tau_2}; \quad (4.46)$$

$$\tau_1 = (C_1 + C_2)(R_3 + h_{11.1} + h_{11.2}) + C_4(h_{11.4} + h_{11.5});$$

$$\tau_2 = C_3R_1,$$

$$Q = \left[\sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \left(1 - \frac{C_1R_1\alpha_1\alpha_2}{(C_1 + C_2)(R_3 + h_{11.2} + h_{11.1})} \right) + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \right]^{-1} \quad (4.47)$$

$$K_0 = Q \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \frac{C_2R_1\alpha_1}{(C_1 + C_2)(R_3 + h_{11.1} + h_{11.2})}, \quad (4.48)$$

где $h_{11.4} = \varphi_T/I_4$, $h_{11.5} = \varphi_T/I_5$, $\varphi_T = kT/q$.

Как следует из (4.46), изменение токов токостабилизирующих двухполосников I_4 и I_5 приводит к изменению h_{11} и f_0 . При этом характер изменения Q и K_0 определяется соотношениями между постоянными времени τ_1 и τ_2 и численным значением реализуемой добротности Q .

Данные теоретические выводы подтверждают графики рисунков 4.35, 4.36, 4.38, 4.39, 4.41.

На рисунке 4.34 приведена схема предлагаемого ИУ рисунка 4.32 в среде Cadence на моделях SiGe транзисторов (SiGe: npnVs, W=2, L=2, тех-процесс SGB25VD, $I_{к.макс} = 6$ мА), а на рисунке 4.35 – логарифмическая амплитудно-частотная характеристика ИУ рисунка 4.34.

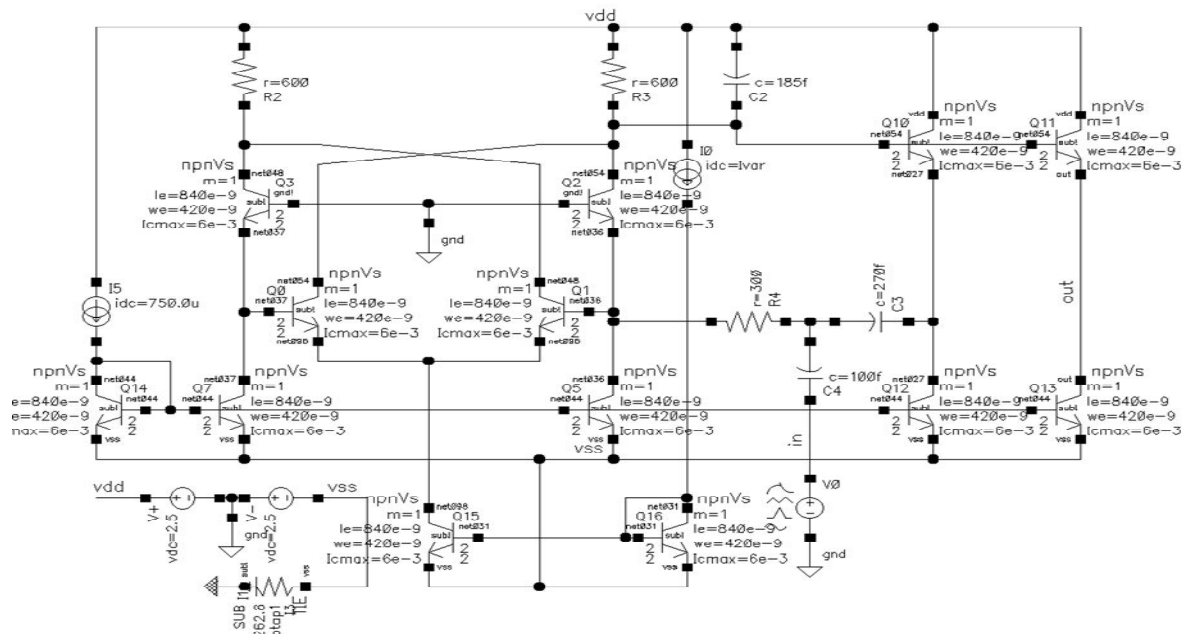


Рис. 4.34. Схема ИУ в среде компьютерного моделирования Cadence

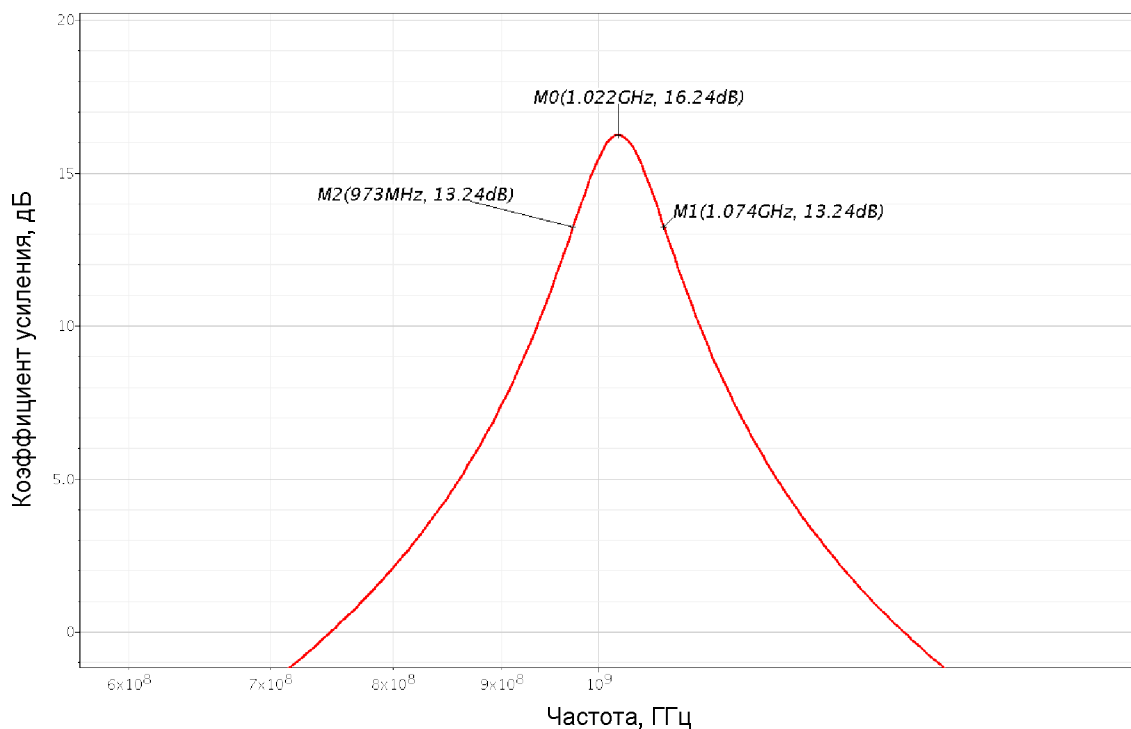


Рис. 4.35. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика ИУ

На рисунке 4.36 показаны логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики ИУ рисунка 4.34 в более мелком масштабе.

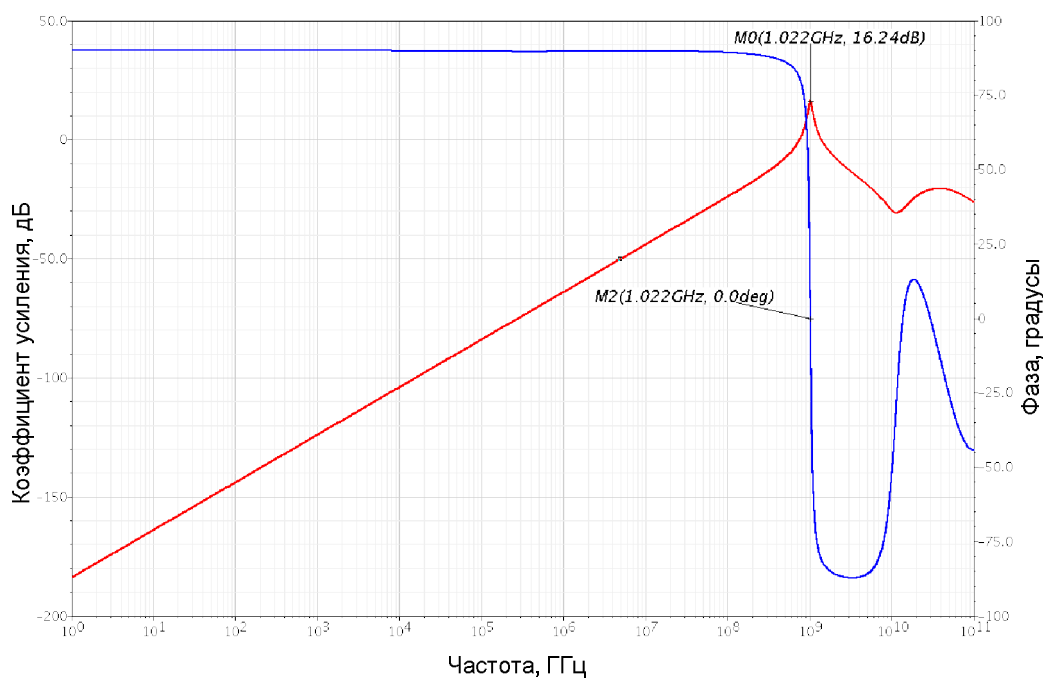


Рис. 4.36. Логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики ИУ в более мелком масштабе

На рисунке 4.37 приведена схема ИУ рисунка 4.32 в среде Cadence на моделях SiGe транзисторов в режиме управления добротностью за счёт изменения тока коллектора транзистора Q₁₅ ($I_{K15}=I_{var}$).

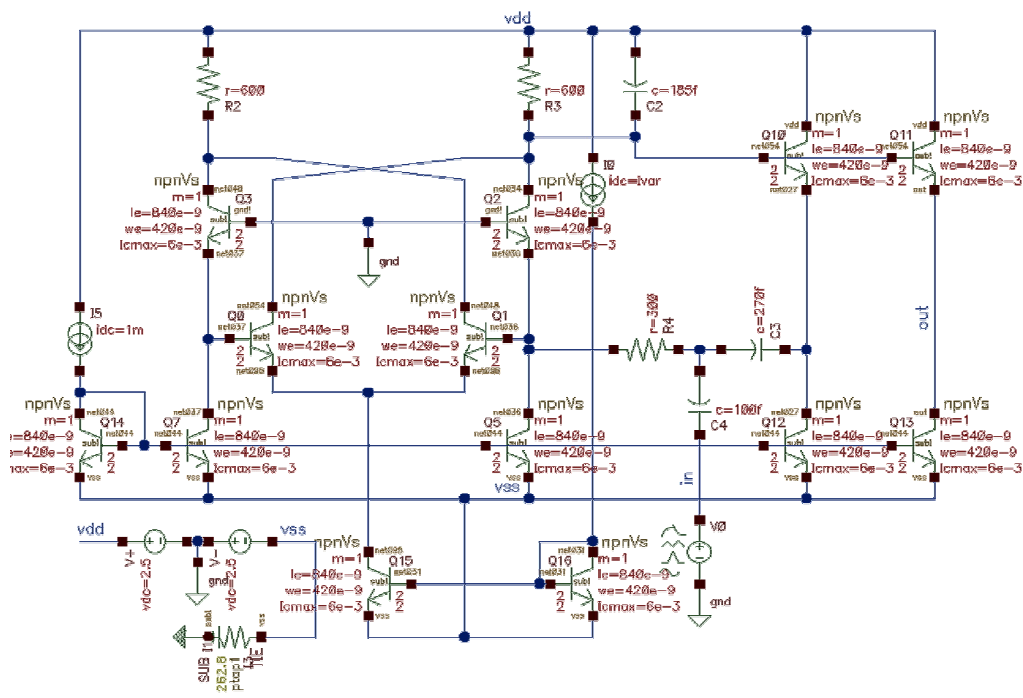


Рис. 4.37. Схема ИУ в режиме управления добротностью в среде компьютерного моделирования Cadence

На рисунке 4.38 приведены логарифмические амплитудно-частотные характеристики ИУ в режиме управления добротностью (график 1, $I_{var}=2,5$ мА, добротность $Q=5$; график 2, $I_{var}=3$ мА, $Q=10$; график 3, $I_{var}=3,5$ мА, $Q=11$; $Q=5 \div 11$, $f_p=f_0=1,062$ ГГц $\div 1,045$ ГГц), а на рисунке 4.39 – логарифмические фазочастотные характеристики ИУ при изменении тока коллектора транзистора 15 $I_{var}=2,5 \div 3,5$ мА.

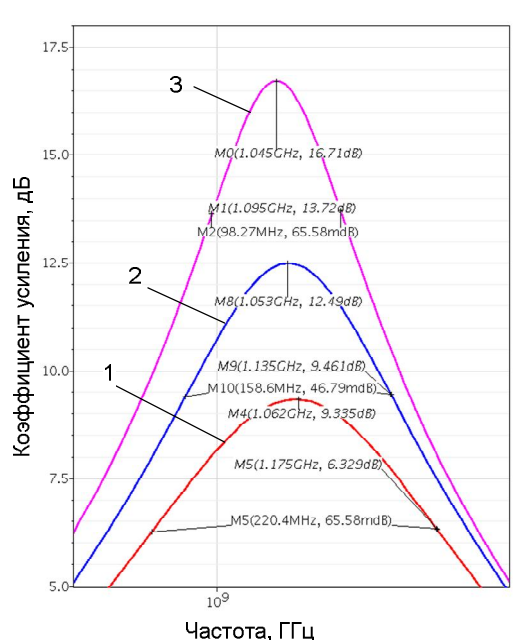


Рис. 4.38. Логарифмические амплитудно-частотные характеристики ИУ в режиме управления добротностью

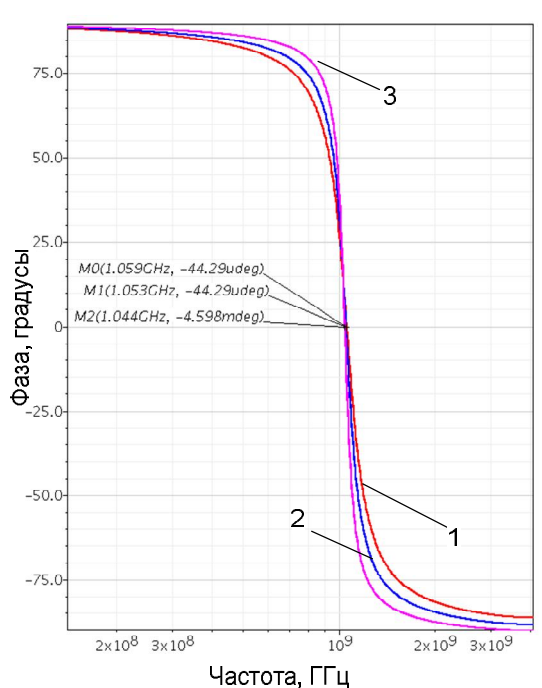


Рис. 4.39. Логарифмические фазочастотные характеристики ИУ при изменении тока коллектора транзистора 15 ($I_{var}=2,5 \div 3,5$ мА)

На рисунке 4.40 показана схема фильтра рисунка 4.32 в среде Cadence на моделях SiGe транзисторов ($I_{Q10} = I_{var} = 1 \div 0,75$ мА), в которой предусмотрены меры по подстройке частоты квазирезонанса ($f_p = f_0$).

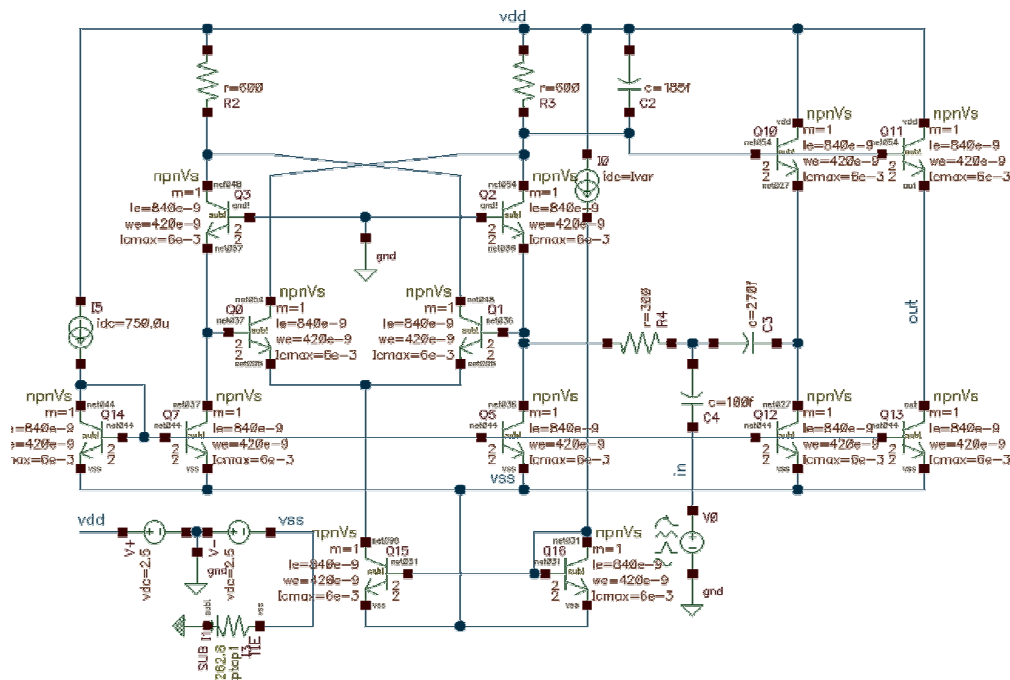


Рис. 4.40. Схема фильтра в среде компьютерного моделирования Cadence

На рисунке 4.41 показаны логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики ИУ рисунка 4.40 в режиме подстройки частоты квазирезонанса ($f_p = f_0$) при изменении тока эмиттера транзистора Q10 в пределах $I_{Q10} = I_{var} = 1 \div 0,75$ мА.

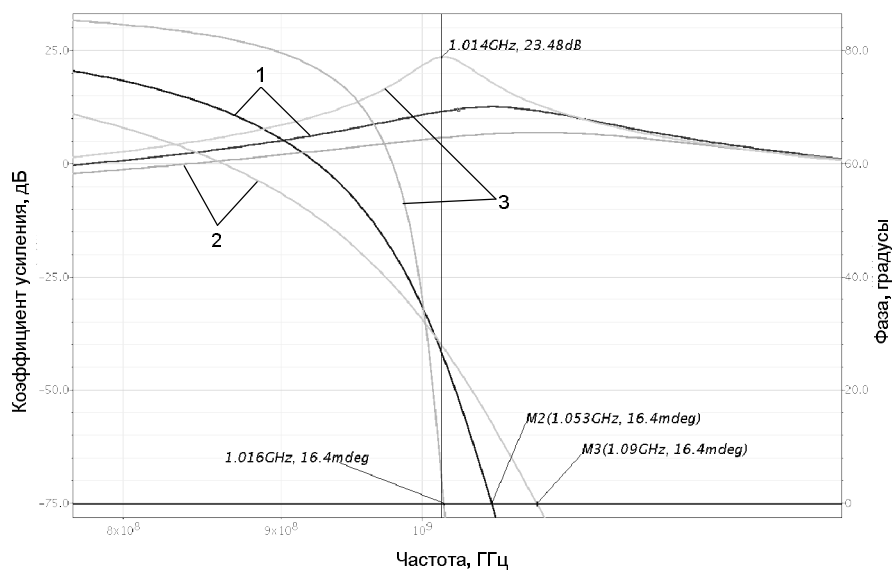


Рис. 4.41. Логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики ИУ в режиме подстройки частоты квазирезонанса

Таким образом, предлагаемое схемотехническое решение RC-фильтра характеризуется более высокими значениями коэффициента усиления на частоте квазирезонанса f_0 и повышенными величинами добротности, характеризующей его избирательные свойства. **Что касается асимптотического затухания схемы в области высоких частот, то эта проблема при необходимости может решаться традиционным способом – включением дополнительного корректирующего конденсатора в эмиттерной цепи выходного повторителя.**

4.1.6. Избирательный усилитель с симметричным включением ячейки Гильберта

Классический усилитель напряжения на основе ячейки Гильберта показан на рисунке 4.42.

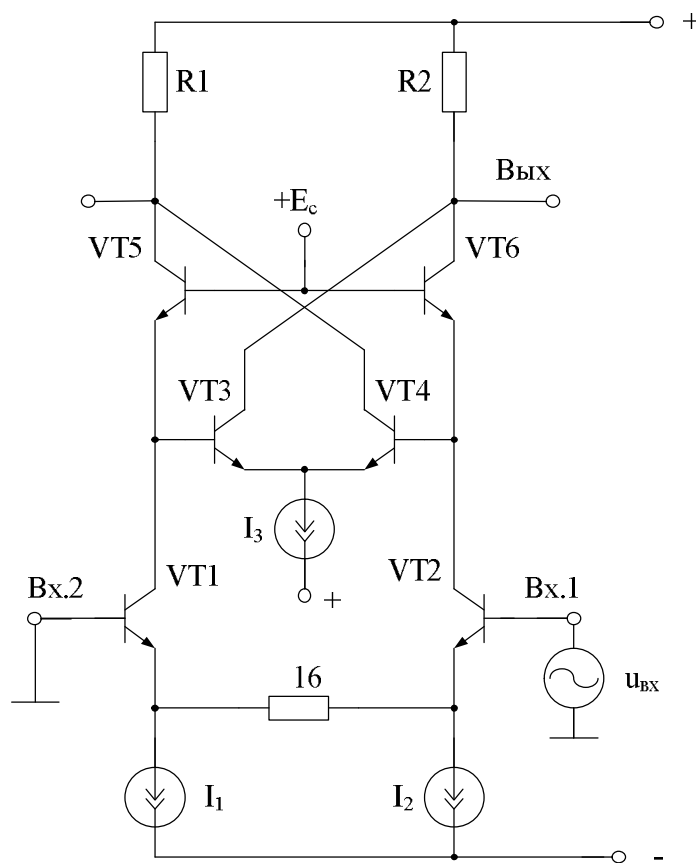


Рис. 4.42. Схема классического усилителя Гильберта

На основе данной схемы реализуется избирательный усилитель на рисунке 4.43.

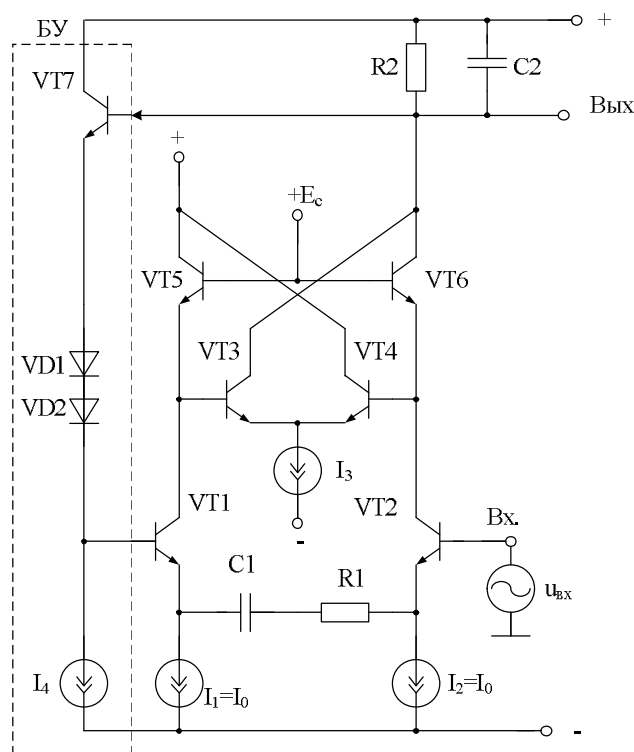


Рис. 4.43. Схема избирательного усилителя с симметричным включением ячейки Гильберта [68]

Источник входного сигнала $u_{вх}$ в силу комплексного характера проводимости эмиттерных цепей (частотно-задающий резистор $R1$ и корректирующий конденсатор $C1$) входных транзисторов $VT1$, $VT2$ изменяет токи их коллекторов и, следовательно, эмиттерные, коллекторные и базовые токи выходных транзисторов $VT3$, $VT4$ и $VT5$, $VT6$. При этом токи коллекторов входных транзисторов $VT3$, $VT6$ синфазны, а их величины непосредственно определяются токами I_2 и I_3 токостабилизирующих двухполюсников. Поэтому комплексная нагрузка (частотно-задающий резистор $R2$ и корректирующий конденсатор $C2$) обеспечивает их преобразование в выходное напряжение (выход устройства (Вых.)) не только в соответствии с законом изменения сопротивлений этой нагрузки, но и согласно закону изменения коллекторных токов входных транзисторов $VT1$, $VT2$. Таким образом, характер сопротивления нагрузки (частотно-задающий резистор $R2$ и корректирующий конденсатор $C2$) и структура проводимости эмиттерных цепей входных транзисторов $VT1$, $VT2$ (частотно-задающий резистор $R1$ и корректирующий конденсатор $C1$) обеспечивают резонансный вид амплитудно-частотной характеристики ИУ в широком диапазоне рабочих частот. Необходимые (требуемые) значения добротности Q и коэффициента усиления ИУ при сохранении неизменной частоты квазирезонанса f_0 обеспечивается путём подключения выхода устройства Вых. через буферный усилитель БУ, образованный транзистором $VT7$, прямосмещён-

ными переходами VD1, VD2 и источником тока I_4 к базе входного транзистора VT1. Возникающая при этом обратная связь имеет реактивный характер в диапазоне низких частот ($f \ll f_0$) и комплексна в диапазоне верхних частот ($f \gg f_0$). Поэтому изменение токов коллекторов входных транзисторов VT1 и VT2 приводит к аналогичному действию входного сигнала – изменению токов выходных транзисторов VT3, VT4, VT6 и, следовательно, изменению напряжения на частотно-задающем резисторе R2 и корректирующем конденсаторе C2. Глубина этой обратной связи будет определяться соотношением токов выходного транзистора VT3 и входных транзисторов VT1, VT2. В силу указанных причин в данном ИУ реализуется высокая, определяемая глубиной обратной связи, добротность Q и коэффициент усиления K_0 .

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

Комплексный коэффициент передачи по напряжению ИУ рисунка 4.43 определяется по формуле:

$$K_y(jf) = -K_0 \frac{jf f_0/Q}{f_0^2 - f^2 + jf f_0/Q}, \quad (4.49)$$

$$\text{где } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_1\tau_2}} - \text{частота квазирезонанса}; \quad (4.50)$$

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

$$\tau_2 = C_2 R_2,$$

$$Q = \left[\sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \left(1 - \frac{R_2(\alpha_2\alpha_6 + I_3/2I_0)}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}} \right) + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \right]^{-1} - \text{добротность}; \quad (4.51)$$

$$K_0 = \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \frac{R_2(\alpha_2\alpha_6 + I_3/2I_0)}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}} - \text{коэффициент усиления} \quad (4.52)$$

по напряжению ИУ на частоте f_0 ; α_i – коэффициент передачи эмиттерного тока i -го транзистора; $h_{11.i}$ – h_{11} – параметр i -го транзистора в схеме с общей базой.

Из приведённых соотношений следует, что численные значения добротности Q (4.51) и K_0 (4.52) определяются не только соотношением резисторов R1 и R2, но могут задаваться (контролироваться) током токостабилизирующего двухполюсника I_3 , определяющим режим работы выходных транзисторов VT3, VT4. При этом, как видно из соотношения (4.50), частота квазирезонанса f_0 сохраняет своё численное значение.

В классическом ИУ (рис. 4.42)

$$Q \approx \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}}, \quad K_0 \approx \frac{\tau_2}{\tau_1 + \tau_2}, \quad (4.53)$$

где $\tau_1 = C_k R_1$, $\tau_2 = C_n R_2 K'_0$, C_n – ёмкость на «подложку» транзисторов схемы; C_k – ёмкость корректирующего конденсатора; K'_0 – коэффициент усиления классического ИУ в области низких частот.

Сравнение (4.51), (4.52) и (4.53) показывает, что введение в схему дополнительных активных и пассивных элементов существенно повышает качественные показатели (Q и K_0) избирательного усилителя. Данные теоретические выводы подтверждают графики рисунков 4.45, 4.46.

На рисунке 4.44 показана схема предлагаемого ИУ в среде Cadence на моделях SiGe интегральных транзисторов.

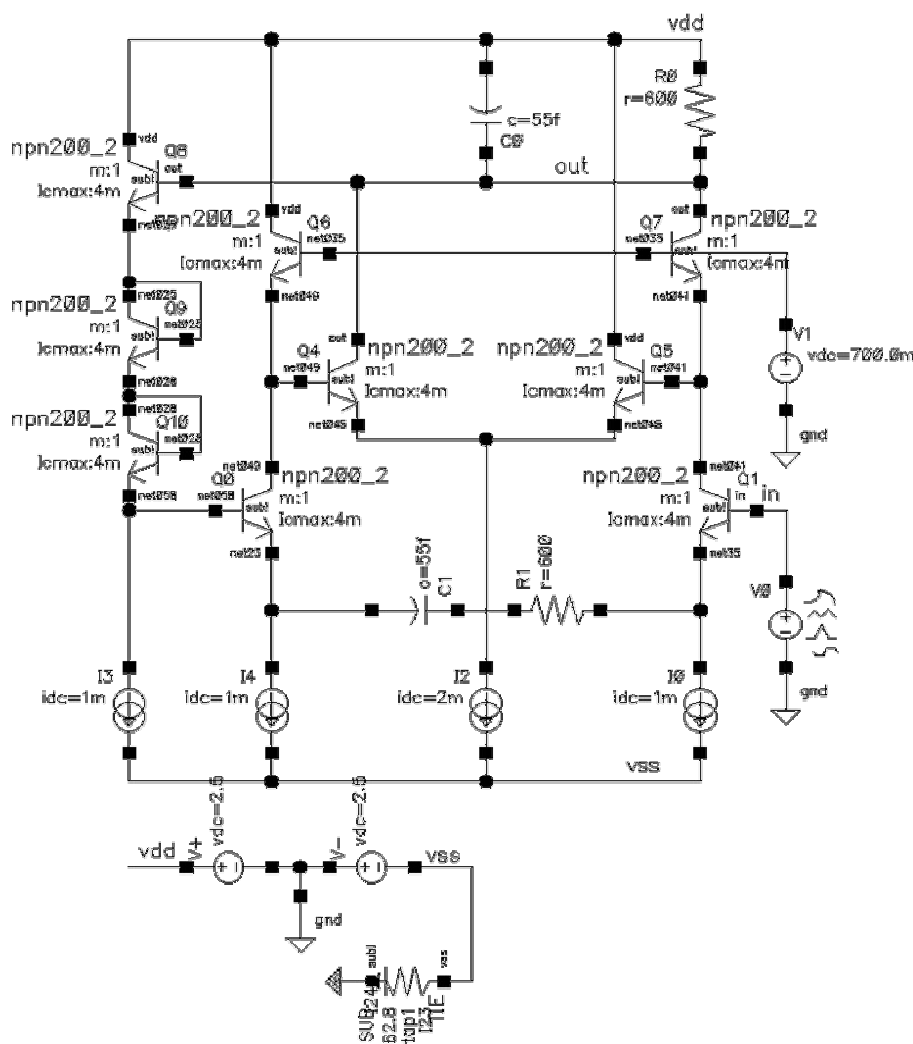


Рис. 4.44. Схема предлагаемого ИУ в среде Cadence

На рисунке 4.45 приведена логарифмическая амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) коэффициента усиления по напряжению ИУ рисунка 4.44 (укрупнённый масштаб), а на рисунке 4.46 – логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики ИУ рисунка 4.44 в более мелком масштабе.

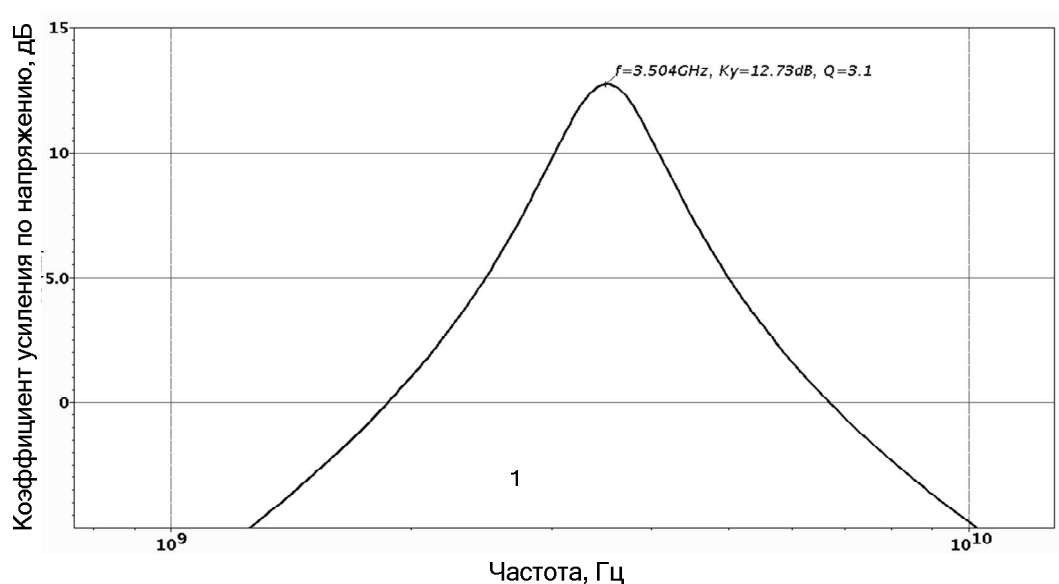


Рис. 4.45. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) коэффициента усиления по напряжению ИУ (укрупнённый масштаб)

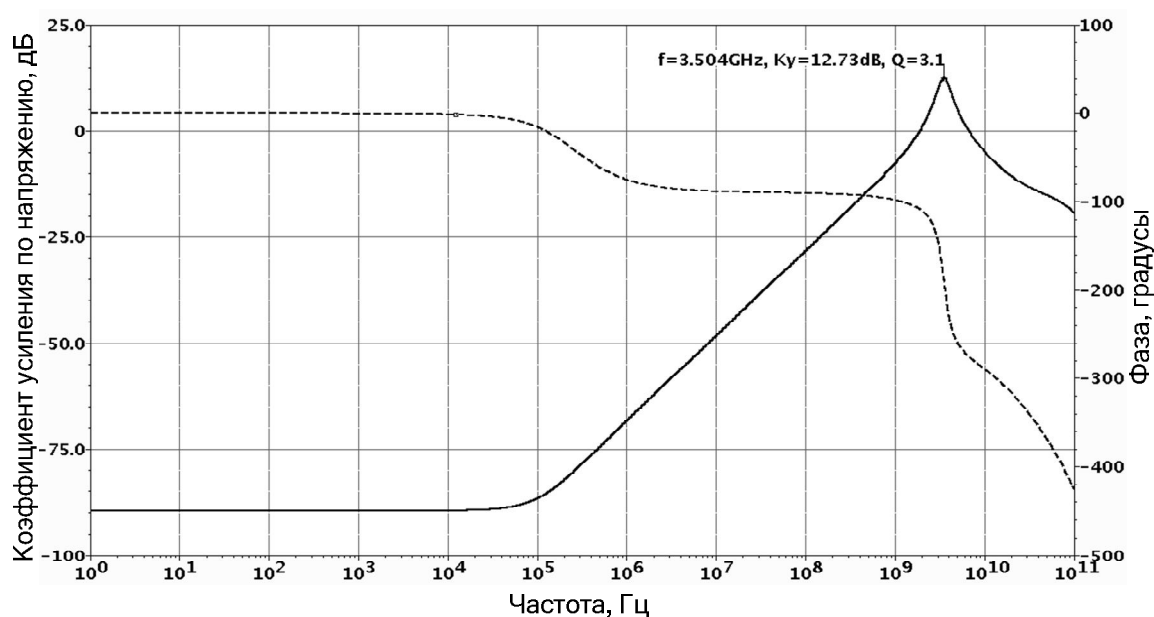


Рис. 4.46. Логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики ИУ в более мелком масштабе

Таким образом, предлагаемое схмотехническое решение ИУ с симметричным включением ячейки Гильберта характеризуется стабильными значениями коэффициента усиления K_0 на частоте квазирезонанса f_0 и повышенными величинами добротности, характеризующей его избирательные свойства.

4.1.7. Избирательный усилитель с делителем выходного тока ячейки Гильберта

Схема классического RC-фильтра на основе усилителя тока Гильберта показана на рисунке 4.47.

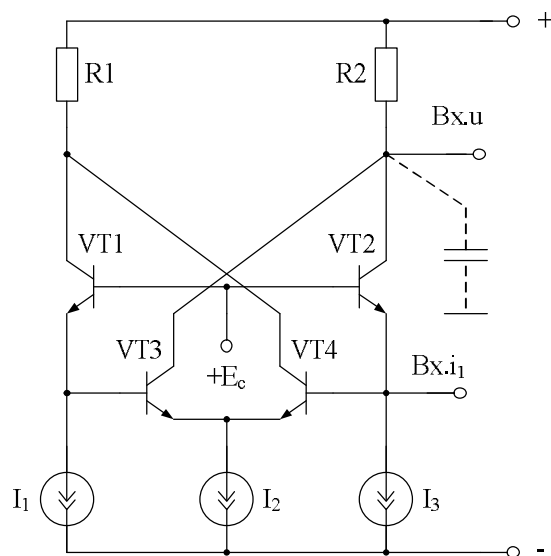


Рис. 4.47. Схема классического усилителя

За счёт применения Т-образного RC-моста в контуре регенеративной обратной связи можно реализовать схему ИУ рисунка 4.48.

На рисунке 4.48 приведена схема предлагаемого ИУ [69].

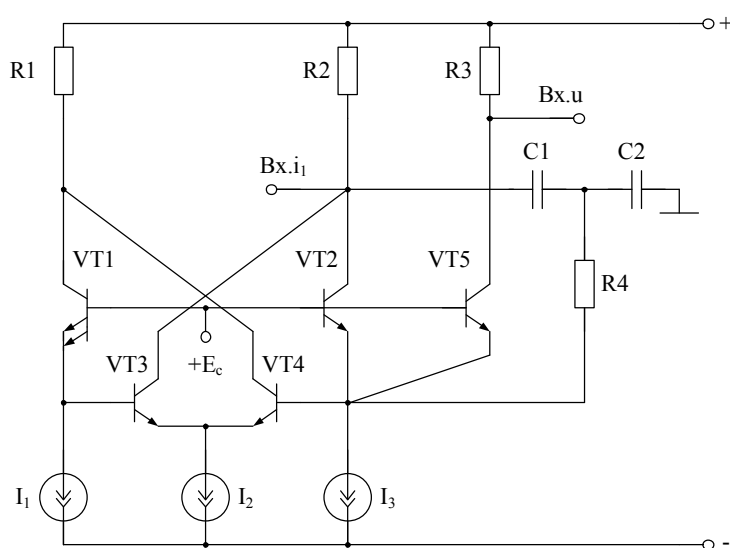


Рис. 4.48. Схема предлагаемого ИУ
с делителем выходного тока (VT2, VT5) [69]

Источник входного тока $V_{x.i1}$ изменяет токи частотозадающего четырёхполюсника, образованного резисторами R_2 , R_4 и конденсаторами C_1 и C_2 . Причём ток резистора R_4 обеспечивает частотную зависимость полюсно-пропускающего типа. Таким образом, эмиттерный ток транзистора VT_5 по сравнению с входным током ИУ имеет аналогичные АЧХ и ФЧХ и, следовательно, выходное напряжение ИУ, образованное падением напряжения его коллекторного тока на резисторе R_3 , обеспечивает резонансный вид частотных характеристик. Взаимодействие резистора R_4 указанного выше четырёхполюсника с эмиттером транзистора VT_2 и базой транзистора VT_4 обеспечивает реализацию контура регенеративной обратной связи. Глубина этой связи определяется соотношением тока резистора R_4 и суммарного тока коллектора транзисторов VT_2 и VT_3 . Передача части указанного тока через относительно высокоомную базовую цепь транзистора VT_4 , его эмиттерную цепь и эмиттерную цепь транзистора VT_3 в силу дополнительного эмиттерного перехода транзистора VT_1 позволяет увеличить глубину этой обратной связи. Учитывая, что конденсаторы C_1 и C_2 образуют для указанного контура делитель тока в области нижних ($f < f_0$) и верхних ($f > f_0$) частот и её реактивный характер, глубина этой обратной связи оказывается вещественной только на частоте квазирезонанса (f_0) ИУ. Таким образом, действие вводимой в схему обратной связи направлено на увеличение её добротности Q и коэффициента передачи K_0 при $f = f_0$. Именно поэтому взаимодействие базовой цепи транзистора VT_4 , эмиттерных цепей транзисторов VT_3 и VT_4 и коллектора транзистора VT_3 со входом частотозадающего четырёхполюсника (резисторы R_2 , R_4 и конденсаторы C_1 , C_2) обеспечивает реализацию высокой добротности и коэффициента усиления схемы.

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

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

$$K_y(jf) = K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (4.54)$$

где f – частота входного сигнала;

$$f_0 = 1 / (2\pi \sqrt{R_2 \cdot R_4 \cdot C_1 \cdot C_2}) - \text{частота квазирезонанса}, \quad (4.55)$$

K_0 – коэффициент усиления ИУ на частоте f_0 ;

$$K_0 \approx Q \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \sqrt{\frac{R_3}{R_4}}, \quad (4.56)$$

Q – добротность амплитудно-частотной характеристики ИУ;

$$Q^{-1} = d_p = D_0 + \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \sqrt{\frac{R_2}{R_4} \left(1 - (\alpha_2 + \alpha_3 \frac{I_2}{I_3}) \right)}, \quad (4.57)$$

$$D_0 = \sqrt{\frac{R_4}{R_2}} \left(\sqrt{\frac{C_1}{C_2}} + \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \right), \quad (4.58)$$

где α_i – коэффициент передачи по току эмиттера i -го транзистора; I_2, I_3 – токи источников тока I_2, I_3 .

Таким образом, численные значения токов I_2 и I_3 обеспечивают необходимые (требуемые) значения добротности Q и коэффициента усиления K_0 ИУ при постоянном (неизменном) значении его частоты квазирезонанса f_0 (4.55).

Важнейшим свойством предлагаемой схемы является возможность параметрической оптимизации её элементной чувствительности при относительно большой добротности. Как видно из (4.57), при $C_1=C_2$ и реализации условия

$$\alpha_2 + \alpha_3 \frac{I_2}{I_3} = 1, \quad (4.59)$$

в схеме рис. 4.48 обеспечивается возможность структурной оптимизации как добротности Q , так и её чувствительности. Действительно, в рассматриваемом случае добротность:

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}}, \quad (4.60)$$

а её коэффициенты чувствительности:

$$S_{C_1}^Q = S_{C_2}^Q = 0, \quad S_{R_4}^Q = -\frac{1}{2}, \quad S_{R_2}^Q = \frac{1}{2}. \quad (4.61)$$

При этом частота квазирезонанса (4.55) и её параметрическая чувствительность сохраняются неизменными.

При практической реализации схемы рисунка 4.48 сформулированные выше условия легко реализуются на базе различных модификаций входных преобразователей «напряжение-ток», обеспечивающих преобразование входного напряжения $u_{вх}$ во входной ток $i_{вх.1}$ ИУ. В схеме рисунка 4.49 этот преобразователь реализован на транзисторах Q_{10}, Q_9 .

Данные теоретические выводы подтверждают графики рисунков 4.50, 4.51.

На рисунке 4.49 приведена схема предлагаемого ИУ в среде Cadence на моделях SiGe транзисторов.

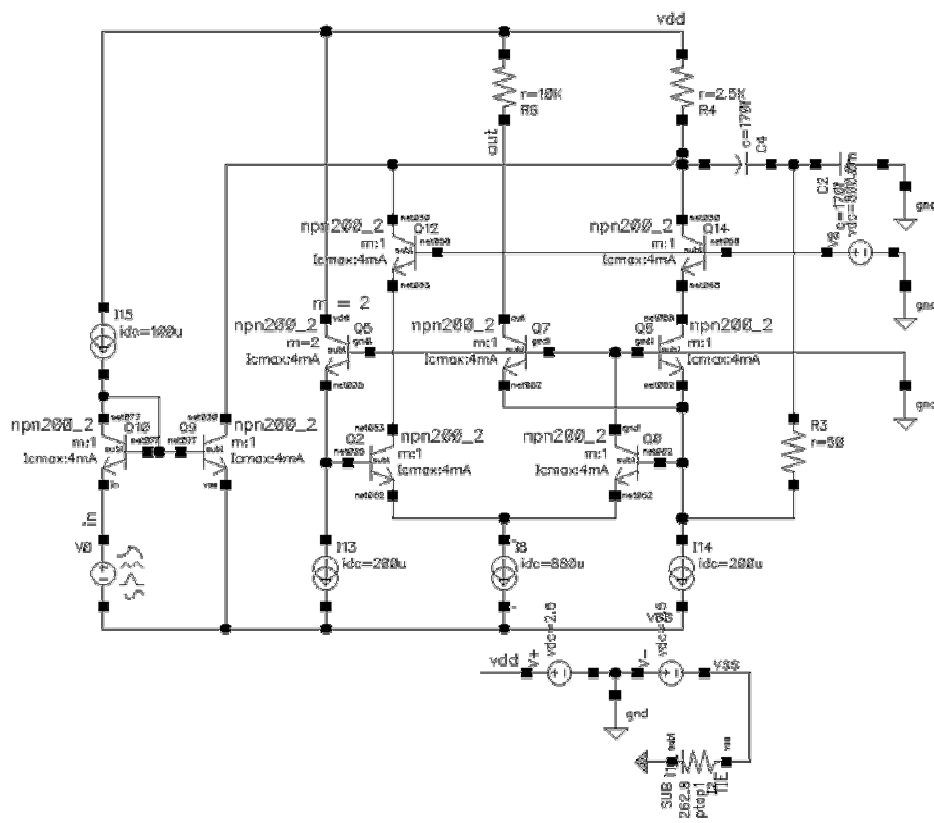


Рис. 4.49. Схема предлагаемого усилителя в среде Cadence

На рисунке 4.50 показана зависимость коэффициента усиления по напряжению и фазового сдвига от частоты ИУ рисунка 4.49 в крупном масштабе, а на рисунке 4.51 – частотная зависимость коэффициента усиления ИУ рис. 4.49 в более мелком масштабе.

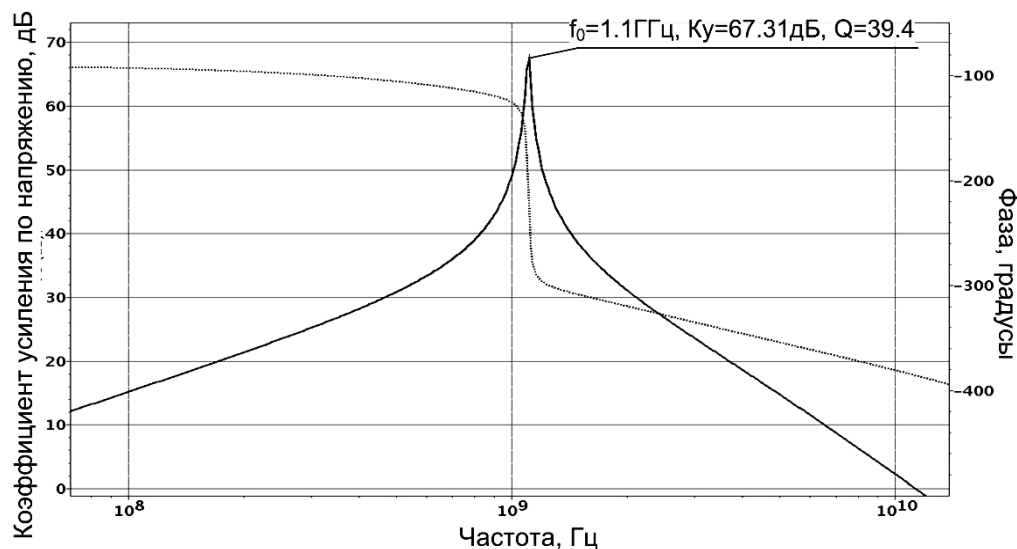


Рис. 4.50. Частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению и фазового сдвига ИУ в крупном масштабе

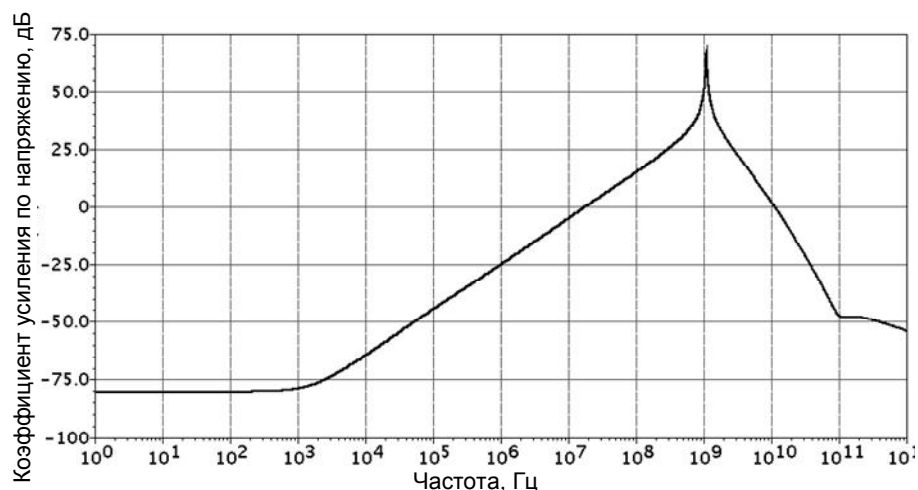


Рис. 4.51. Частотная зависимость коэффициента усиления ИУ в более мелком масштабе

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.

4.1.8. Избирательный усилитель с малым током потребления

Существенный недостаток классического ИУ с токовой ВЧ-коррекцией (рис. 4.52) [70] состоит в том, что он не обеспечивает заданные параметры: добротность $Q \approx \frac{f_0}{f_B - f_H}$ амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) и коэффициент усиления по напряжению $K_0 > 1$ на частоте квазирезонанса (f_0).

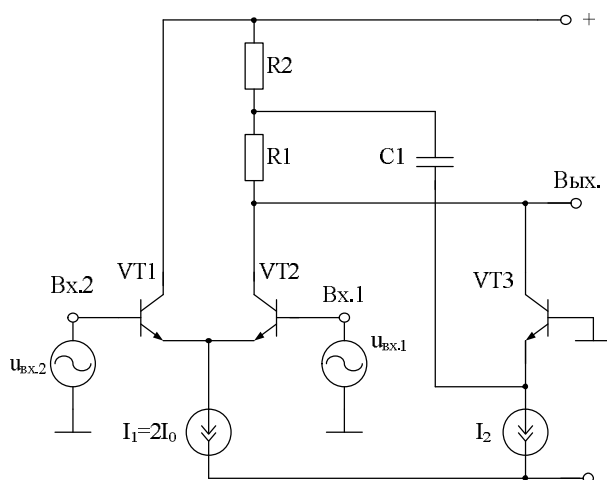


Рис. 4.52. Схема классического ИУ с токовой ВЧ-коррекцией [70]

На рисунке 4.53 представлена схема предлагаемого ИУ [70]. 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.

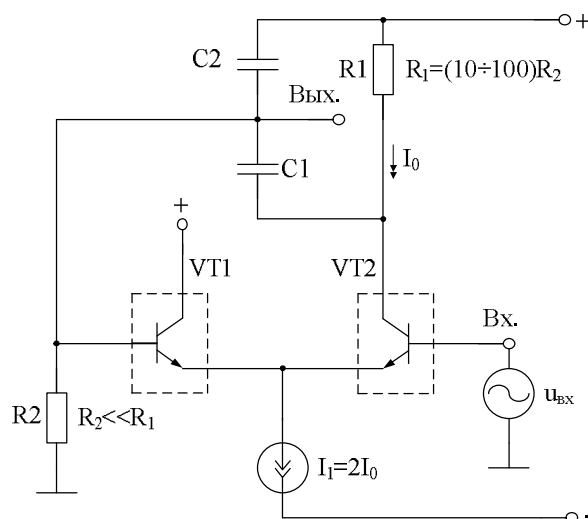


Рис. 4.53. Схема предлагаемого ИУ [70]

Источник входного сигнала $u_{вх}$ изменяет ток коллектора входного транзистора VT2. В силу комплексного характера нагрузки его коллекторной цепи на выходе ИУ воспроизводится амплитудно-частотная характеристика полосно-пропускающего типа – конденсатор C1 обеспечивает высокое подавление входного сигнала в области нижних частот ($f < f_0$), а конденсатор C2 – в области верхних частот ($f > f_0$). Функция ёмкостного делителя и масштабного преобразования коллекторного тока транзистора VT2 реализуется на резисторах R1 и R2. Подключение к выходу базовой цепи транзистора VT1 приводит к образованию контура регенеративной обратной связи за счёт пропорционального изменения тока коллектора транзистора VT2, обусловленного изменением эмиттерных токов транзисторов VT1 и VT2. В силу указанных выше свойств ёмкостного делителя в коллекторной цепи транзистора VT2 эта обратная связь является реактивной как в области верхних ($f > f_0$), так и в области нижних ($f < f_0$) частот. Вещественность этой обратной связи реализуется только на частоте квазирезонанса f_0 ИУ. Поэтому действие вводимой обратной связи направлено на увеличение добротности Q и коэффициента усиления K_0 ИУ при сохранении неизменной частоты его квазирезонанса f_0 .

Комплексный коэффициент передачи ИУ рисунка 4.53 как отношение выходного напряжения к входному напряжению $u_{вх}$ определяется формулой, которую можно получить с помощью методов анализа электронных схем:

$$K(jf) = \frac{u_{\text{Вых}}}{u_{\text{Вх}}} = K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (4.61)$$

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:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}, \quad (4.62)$$

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

Добротность ИУ определяется формулой:

$$Q^{-1} = D_0 + \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \left(1 - \frac{\alpha_2 R_2}{h_{11,1} + h_{11,2}} \right), \quad (4.63)$$

где α_2 – коэффициент передачи по току эмиттера транзистора VT2; $h_{11,i}$ – h -параметр i -го транзистора в схеме с общей базой;

$D_0 = \left(\sqrt{\frac{C_1}{C_2}} + \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \right) \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}$ – эквивалентное затухание пассивной частотозависимой цепи в коллекторе транзистора VT2.

За счёт выбора параметров элементов, входящих в формулу (4.63), можно обеспечить $Q \gg 1$.

Формула для коэффициента усиления K_0 в комплексном коэффициенте передачи (4.61) имеет вид

$$K_0 = Q \frac{\alpha_2}{h_{11,1} + h_{11,2}} \sqrt{R_1 R_2} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}. \quad (4.64)$$

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 параметрически – установлением определённого соотношения между сопротивлениями резисторов $R2$ (R_2) и $h_{11,1}, h_{11,2}$, которые определяются током $2I_0$ источника тока I_1 . В силу непосредственной связи эмиттеров транзистора VT1 и VT2

$$h_{11,1} = h_{11,2} \approx \varphi_T / I_0, \quad (4.65)$$

где $\varphi_T \approx 25$ мВ – температурный потенциал; $I_1 = 2I_0$ – ток источника тока I_1 .

Поэтому параметрическое условие реализации необходимой добротности легко реализуется выбором режимов работы этих транзисторов. В частности, при выполнении равенства

$$\frac{2\varphi_T}{\alpha_2 I_0} = R_2, \quad (4.66)$$

обеспечивается экстремально низкая чувствительность добротности ИУ к ёмкостным элементам схемы. Действительно указанная выше оптимальность соотношения их номиналов ($C_1=C_2$) позволяет реализовать равенство:

$$S_{C_1}^Q = S_{C_2}^Q = 0. \quad (4.67)$$

В практических задачах условие (4.67) может использоваться для повышения стабильности параметров ИУ в режимах настройки или масштабной перестройки частоты квазирезонанса.

Равенство $C_1=C_2=C$ не противоречит условию равнономинальности пассивных элементов схемы ($R_1=R_2=R$). В этом случае параметр R :

$$R = \frac{2\phi_T}{I_0} \cdot \frac{3 - 1/Q}{\alpha_2}, \quad (4.68)$$

что обеспечивает реализацию любой требуемой добротности ИУ.

Таким образом, исходя из аналитических выражений, предлагаемый ИУ характеризуется более высокими значениями коэффициента усиления K_0 на частоте квазирезонанса f_0 в сравнении с классической схемой, а также повышенными величинами добротности Q , характеризующей его избирательные свойства. Результаты моделирования в САПР приведены в следующем разделе.

Пример реализации ИУ с малым током потребления на n-p-n SiGe транзисторах. Ниже представлены схема и результаты моделирования ИУ по SiGe технологии. На рисунке 4.54 представлена схема ИУ рисунка 4.53 [70] на n-p-n SiGe транзисторах в среде компьютерного моделирования Cadence.

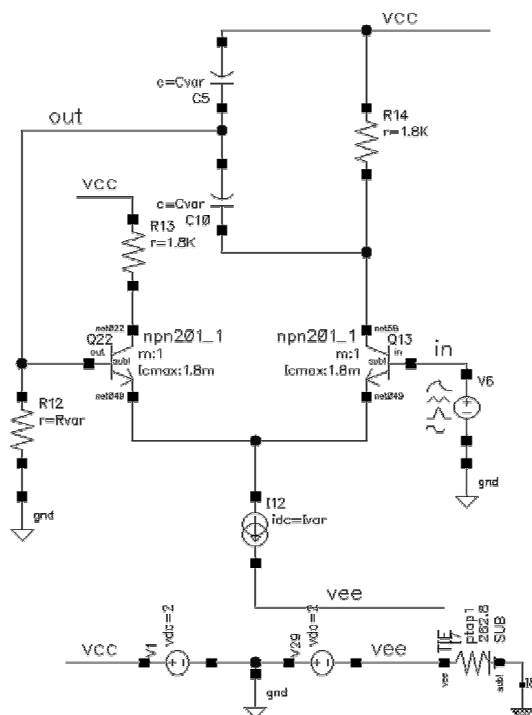


Рис. 4.54. Схема предлагаемого ИУ на n-p-n SiGe транзисторах в среде компьютерного моделирования Cadence [70]

На рисунке 4.55 показаны логарифмические амплитудно- (АЧХ) и фазочастотные (ФЧХ) характеристики ИУ рисунка 4.54 в широком диапазоне частот от 1 кГц до 100 ГГц при параметрах элементов $R_{var}=128\text{ Ом}$, $C_{var}=280\text{ фФ}$.

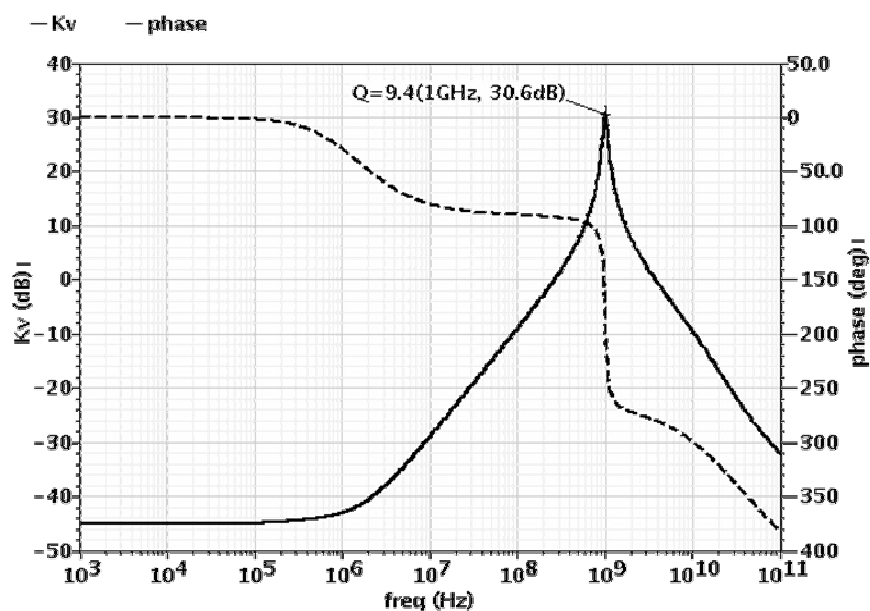


Рис. 4.55. Логарифмические амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики ИУ в широком диапазоне частот

На рисунке 4.56 приведены ЛАЧХ и ФЧХ ИУ (рис. 4.54) в более узком диапазоне частот от 100 МГц до 10 ГГц при $R_{var}=128\text{ Ом}$, $C_{var}=280\text{ фФ}$.

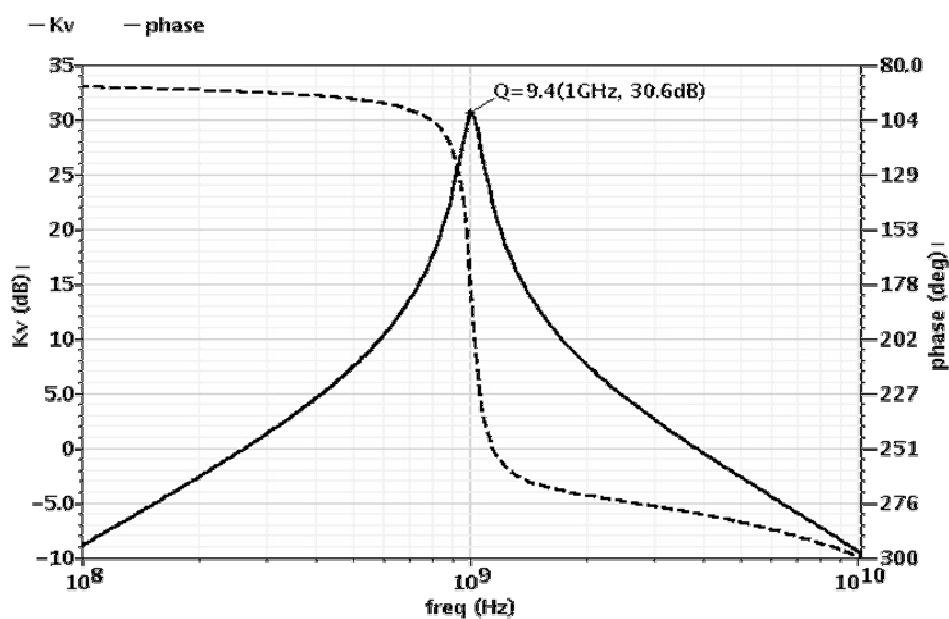


Рис. 4.56. ЛАЧХ и ФЧХ ИУ в более узком диапазоне частот

На рисунке 4.57 приведена зависимость добротности Q и частоты квазирезонанса f_0 от сопротивления R_{var} схемы ИУ рисунка 4.54.

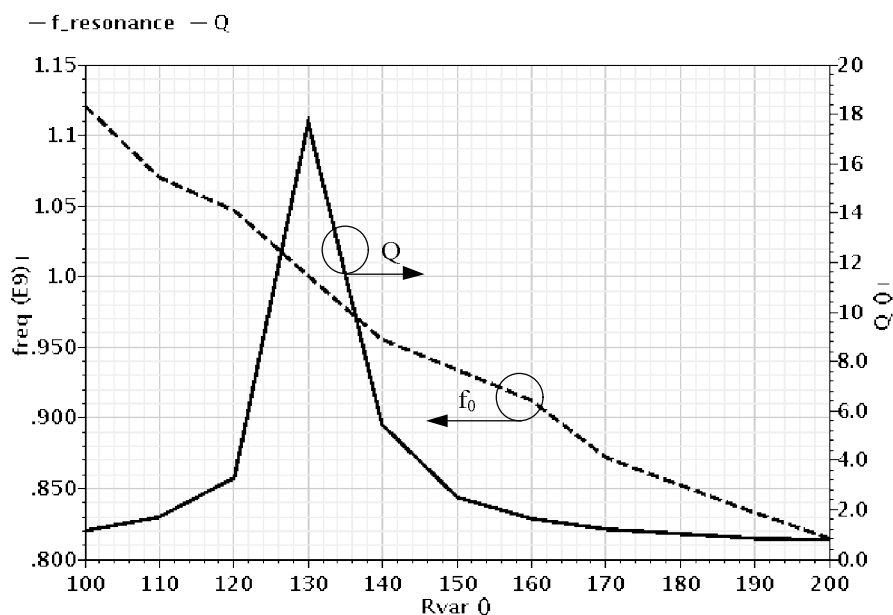


Рис. 4.57. Зависимость добротности Q и частоты квазирезонанса f_0 от сопротивления R_{var} схемы ИУ

На рисунке 4.58 показана зависимость добротности Q и частоты квазирезонанса f_0 от ёмкости конденсатора C_{var} схемы ИУ рисунка 4.54.

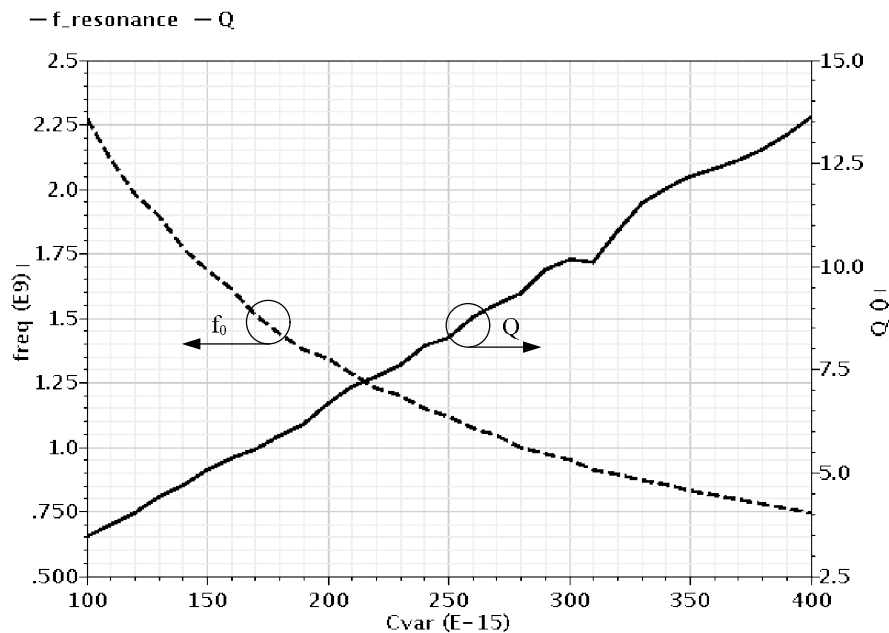


Рис. 4.58. Зависимость добротности Q и частоты квазирезонанса f_0 от ёмкости конденсатора C_{var} схемы ИУ

На рисунке 4.59 представлена ЛАЧХ ИУ (рис. 4.54) при различных значениях тока общей эмиттерной цепи транзисторов ИУ $I_{var}=I_{12}=I_1=2I_0$.

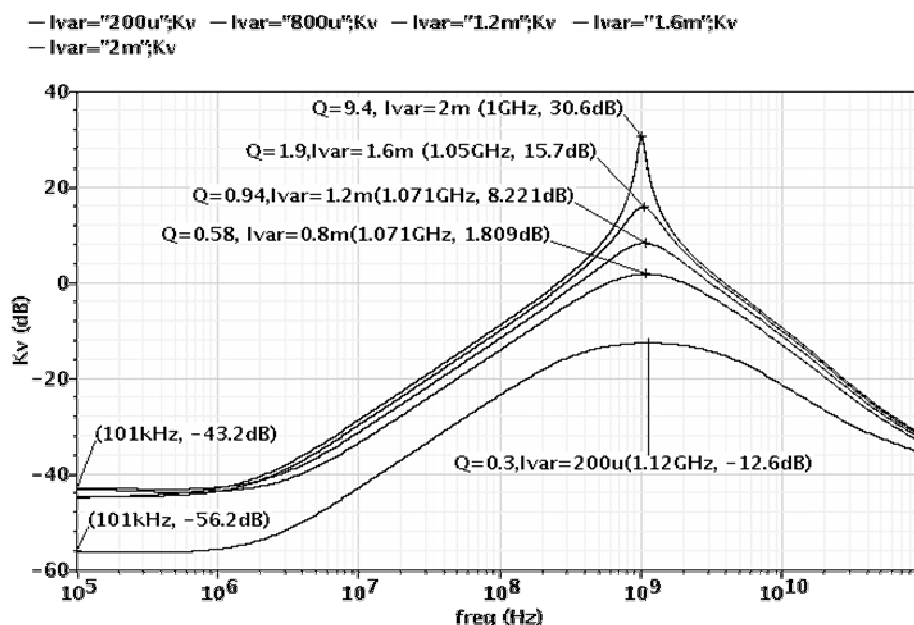


Рис. 4.59. ЛАЧХ ИУ при различных значениях тока общей эмиттерной цепи транзисторов ИУ

Представленные на рисунках 4.55–4.59 результаты моделирования предлагаемого ИУ рисунка 4.54 подтверждают указанные в разделе 4.3.1 свойства предлагаемой схемы, которую можно позиционировать как ИУ с малым током потребления.

4.2. Метод управления динамическими параметрами ИУ с парафазным выходом

Аналоговые микросхемы с парафазным выходом играют существенную роль в современных системах связи. В настоящем разделе рассматриваются методы электронного (токового) управления параметрами Q и K_0 избирательных усилителей данного подкласса.

Традиционно для придания таким устройствам селективных свойств используются разделительные и блокирующие конденсаторы (рис. 4.60). Однако их свойства требуют большого «ресурса» усиления и поэтому не позволяют обеспечить относительно высокие качественные показатели в области высоких и сверхвысоких частот. Эта задача требует применения в контуре регенеративной обратной связи частотозависимых цепей полосового фильтра.

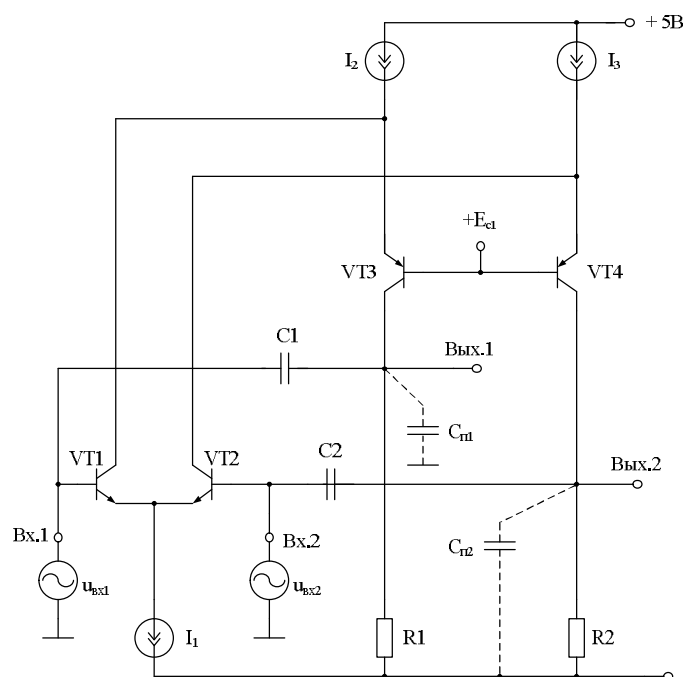


Рис. 4.60. Схема классического ИУ с парафазным выходом на базе «перепнутого» каскода

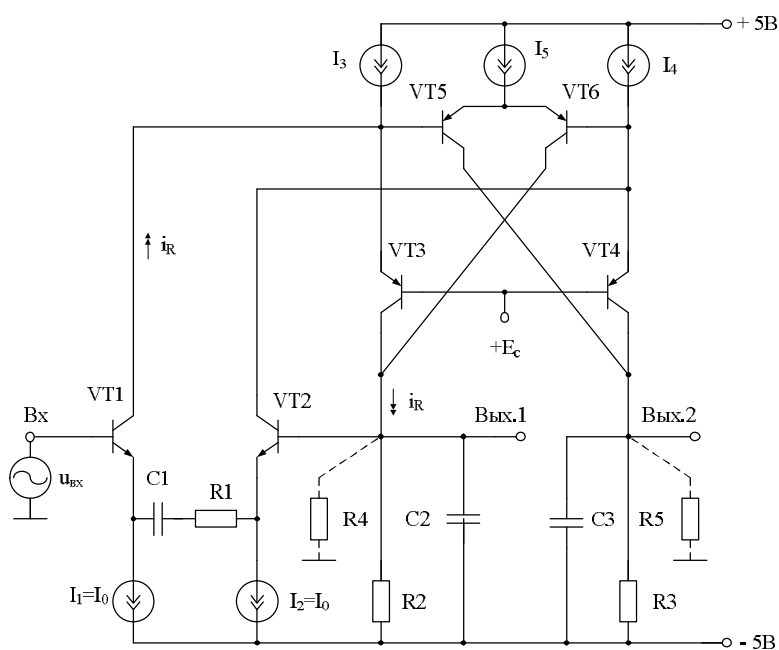


Рис. 4.61. Схема управляемого ИУ с парафазным выходом

Схема управляемого ИУ с парафазным выходом, реализующего этот структурный признак, представлена на рисунке 4.61. Решаемая им задача – повышение добротности АЧХ (Q) и его коэффициента усиления по напряжению (K_0) на частоте квазирезонанса f_0 , а также электронное (токовое) управление этими параметрами. Это позволяет в ряде случаев уменьшить

общее энергопотребление и реализовать высококачественное управляемое избирательное устройство с двумя противофазными выходами. В данной схеме параллельно корректирующим конденсаторам С2 и С3 включены по переменному току низкоомные резисторы R4, R5. Управление величинами Q и K₀ обеспечивается изменением тока I₅.

Комплексный коэффициент передачи по напряжению K_y(jf) ИУ рисунка 4.61 для выхода Вых.1 определяется соотношением, которое можно получить с помощью методов анализа электронных схем:

$$K_y(jf)_1 = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ.1}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = -K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (4.69)$$

где f – частота входного сигнала; f₀ – частота квазирезонанса ИУ; Q – добротность АЧХ избирательного усилителя; K₀ – коэффициент усиления ИУ на частоте квазирезонанса f₀;

Причём:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_1\tau_2}}, \quad (4.70)$$

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

$$\tau_2 = R_{2п}C_2,$$

$$R_{2п} = R_2R_4/(R_2 + R_4).$$

Добротность ИУ определяется формулой:

$$Q = \left[\sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2} \left(1 - K_i \frac{R_{2п}}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}} \right)} + \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \right]^{-1}, \quad (4.71)$$

где K_i – эквивалентный коэффициент передачи по току контура обратной связи.

Причём:

$$K_i = \alpha_1\alpha_3 + \alpha_6 \frac{h_{11.3}}{h_{11.5} + h_{11.6}} \left(\alpha_1 + \alpha_2 \frac{h_{11.4}}{h_{11.3}} \right). \quad (4.72)$$

где h_{11.i} – малосигнальные h-параметры i-го транзистора в схеме с общей базой; α_i < 1 – коэффициент усиления по току эмиттера i-го транзистора.

Формула для коэффициента усиления ИУ по напряжению K₀ имеет вид:

$$K_0 = Q \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \frac{R_{2п}K_i}{R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}}. \quad (4.73)$$

Отличительной особенностью предлагаемой схемы ИУ является дифференциальность его выходов.

При выполнении двух параметрических условий

$$h_{11.3} = h_{11.4}; \alpha_1 = \alpha_2, \quad (4.74)$$

$$R_{2п} = R_{3п} = R_5 R_3 / (R_5 + R_3), C_2 = C_3 \quad (4.75)$$

уравнение для K_i будет иметь следующий вид:

$$K_i = \alpha_1 \alpha_3 + \alpha_6 \frac{I_{var}}{4I_3} (\alpha_1 + \alpha_2), \quad (4.76)$$

где I_{var} – изменяемый ток двухполюсника I_5 ; I_3 – статический ток эмиттера транзисторов VT3 и VT4.

Поэтому изменением режима работы дифференциальной пары VT5 и VT6 (тока $I_5 = I_{var}$) можно реализовать необходимое численное значение K_i и, следовательно, обеспечить заданные величины Q и K_0 без изменения частоты квазирезонанса f_0 ИУ.

Указанное свойство легко использовать для оптимизации параметрической чувствительности параметров ИУ. Так, при выполнении равенства

$$K_i R_{2п} / (R_1 + h_{11.1} + h_{11.2}) = 1 \quad (4.77)$$

параметры Q и K_0 будут определяться из следующих соотношений

$$Q = \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}}, \quad K_0 = -Q_2. \quad (4.78)$$

Поэтому параметрические чувствительности ИУ можно найти по следующим формулам:

$$S_{c1}^Q = -S_{c2}^Q = 1/2, \quad S_{c1}^{K_0} = -S_{c2}^{K_0} = 1, \quad (4.79)$$

$$S_{R1}^Q \approx S_{R2п}^Q = 1/2, \quad S_{R1}^{K_0} \approx S_{R2п}^{K_0} = 1. \quad (4.80)$$

При этом параметрические чувствительности частоты квазирезонанса соответствуют значениям:

$$S_{C1}^{f_0} = S_{C2}^{f_0} = -1/2, \quad S_{R1}^{f_0} \approx S_{R2п}^{f_0} = -1/2, \quad (4.81)$$

что и переводит предлагаемую схему ИУ в класс низкочувствительных селективных устройств высокого диапазона рабочих частот.

На рисунке 4.62 показана схема ИУ рисунка 4.61 в среде компьютерного моделирования Cadence на моделях интегральных транзисторов техпроцесса. На рисунке 4.63 приведена частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению ИУ рисунка 4.62 для разных выходов и его фазового сдвига в мелком масштабе (в диапазоне частот от 1 кГц до 10 ГГц) при токе $I_5 = I_{var} = 2\text{мА}$.

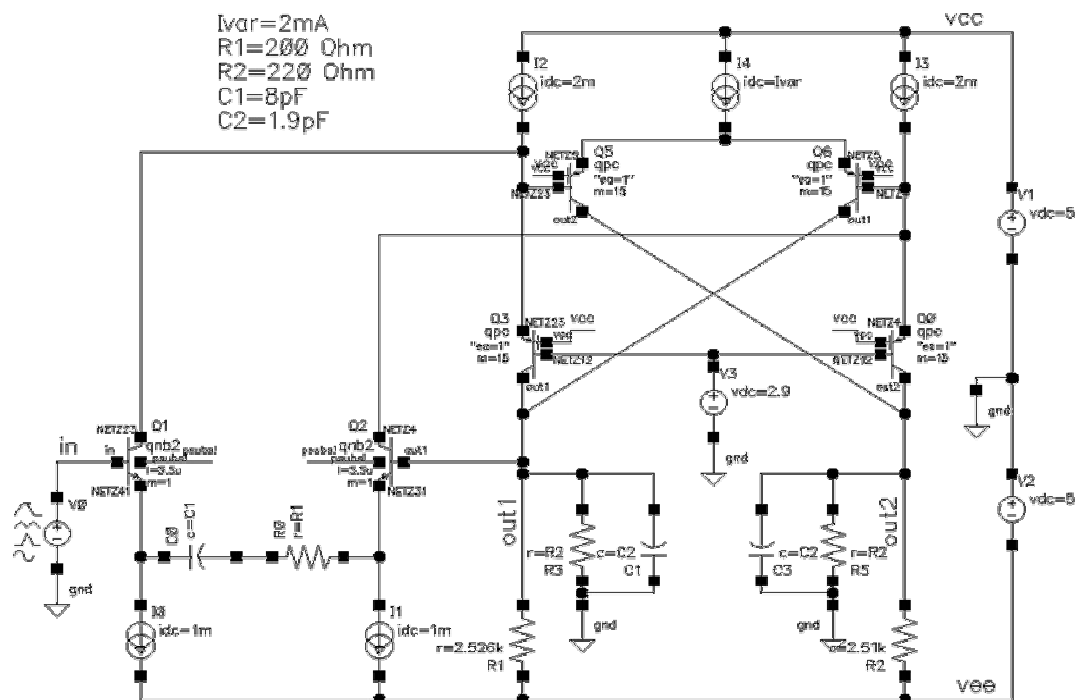


Рис. 4.62. Схема предлагаемого ИУ
в среде компьютерного моделирования Cadence

Представленные на рисунках 4.64–4.67 результаты моделирования предлагаемого ИУ подтверждают указанные свойства.

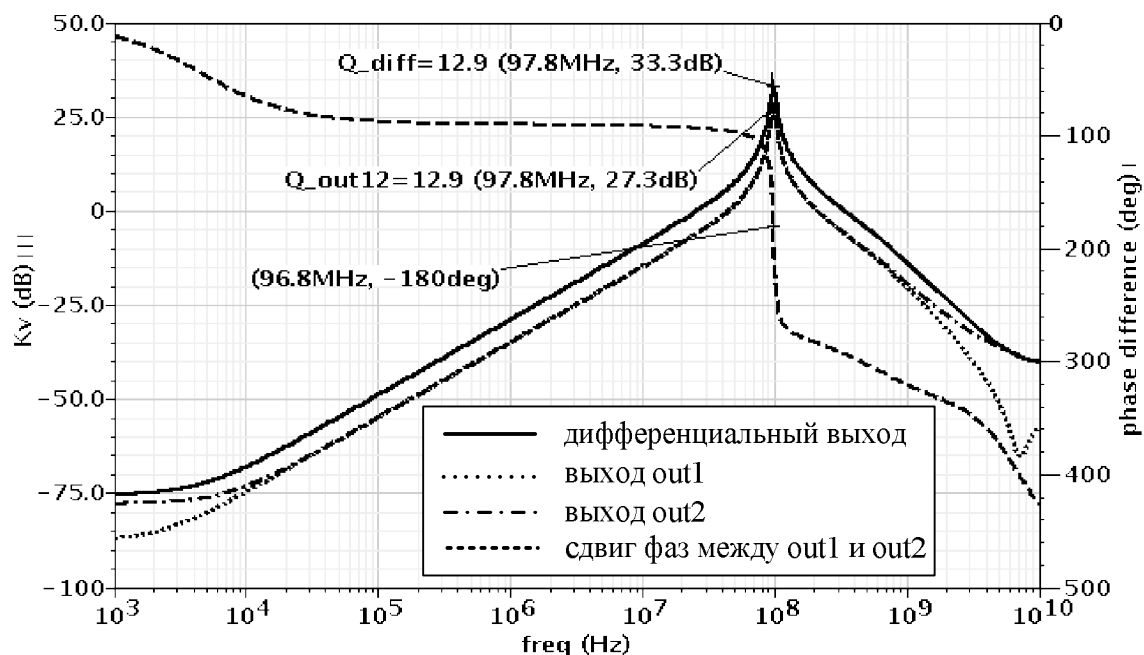


Рис. 4.63. Частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению ИУ для разных выходов и его фазового сдвига в мелком масштабе

На рисунке 4.64 показана частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению ИУ рисунка 4.62 и его фазового сдвига в укрупнённом масштабе.

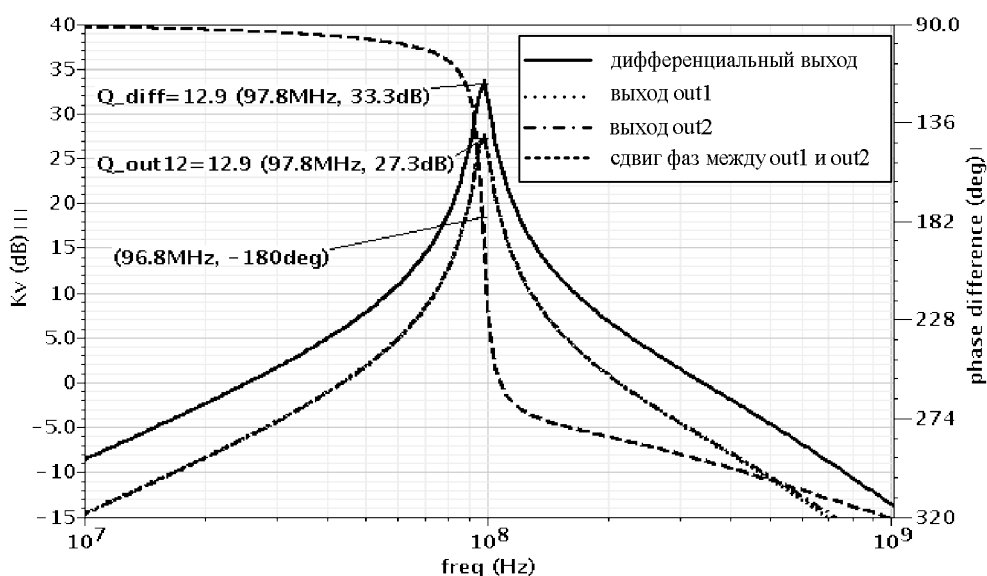


Рис. 4.64. Частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению ИУ и его фазового сдвига в укрупнённом масштабе

На рисунке 4.65 приведена зависимость добротности ИУ рисунка 4.62 по дифференциальному выходу от тока управления $I_5 = I_{var}$.

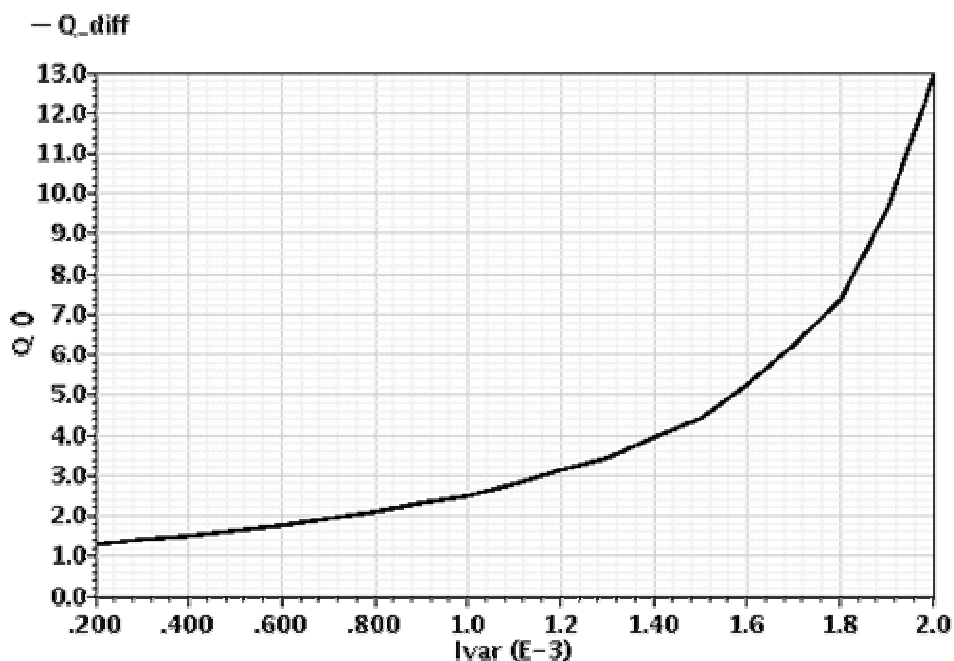


Рис. 4.65. Зависимость добротности Q по дифференциальному выходу ИУ от тока $I_5 = I_{var}$

На рисунке 4.66 приведена зависимость коэффициента усиления по напряжению ИУ рисунка 4.62 от тока управления $I_5=I_{var}$ в диапазоне 400 мкА ÷ 2 мА с шагом 400 мкА, на рисунке 4.67 – осциллограмма напряжений на выходах out1, out2 и out1-out2 в крупном масштабе.

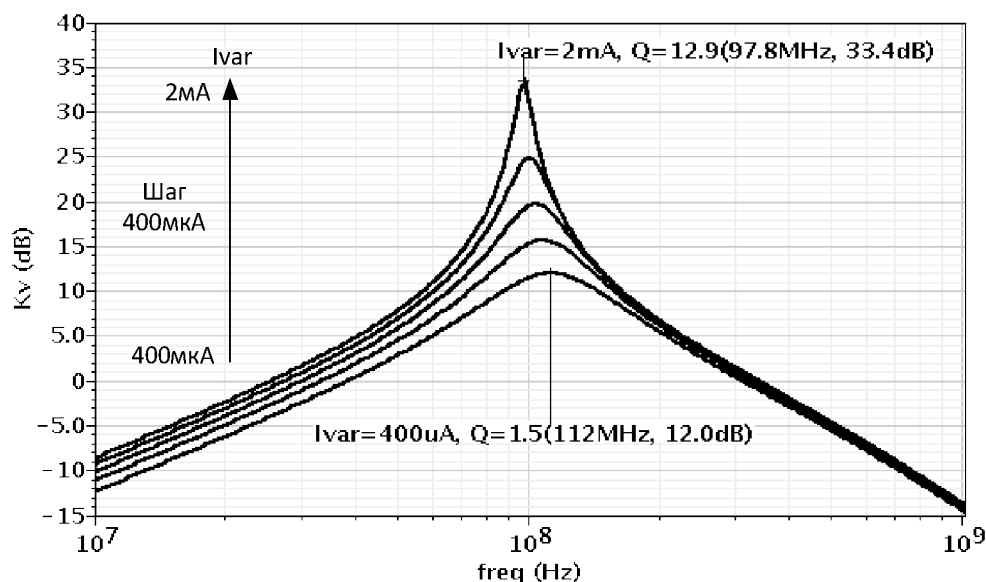


Рис. 4.66. Зависимость коэффициента усиления по напряжению ИУ от тока $I_5=I_{var}$

На рисунке 4.67 показана осциллограмма напряжения на выходах out1, out2 и out1-out2 ИУ рисунка 4.62 в крупном масштабе.

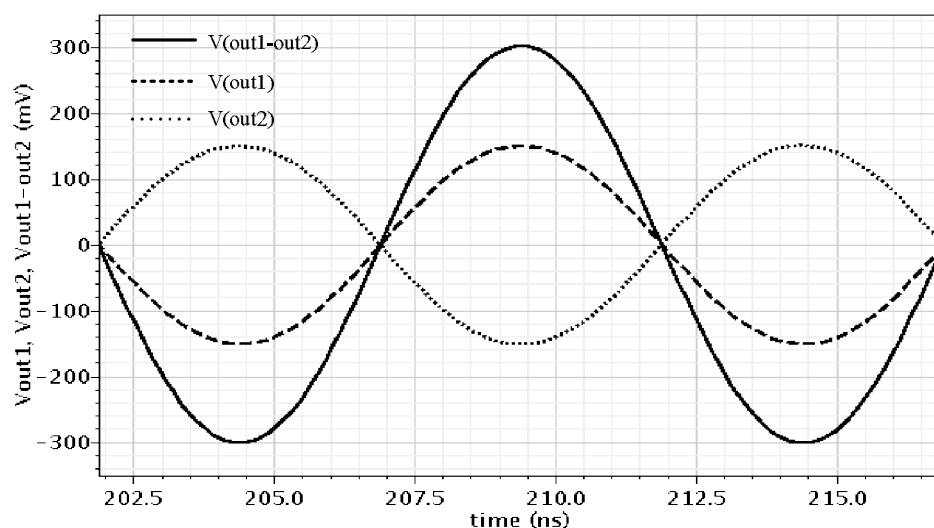


Рис. 4.67. Осциллограмма напряжения на выходах out1, out2 и out1-out2 в крупном масштабе

Таким образом, предлагаемый ИУ имеет два противофазных выхода и характеризуется высокими значениями коэффициента усиления K_0 на частоте квазирезонанса f_0 , а также повышенными величинами добротности Q , характеризующей его избирательные свойства. При этом K_0 и Q могут подстраиваться до заданных значений управляющим током $I_5 = I_{var}$.

4.3. Микромощные избирательные усилители с минимальным числом активных элементов

На рисунке 4.68 представлена схема ИУ с подстраиваемыми параметрами [71]. Решаемая им задача – управление добротностью АЧХ ИУ и коэффициентом усиления по напряжению (K_0) на частоте квазирезонанса f_0 .

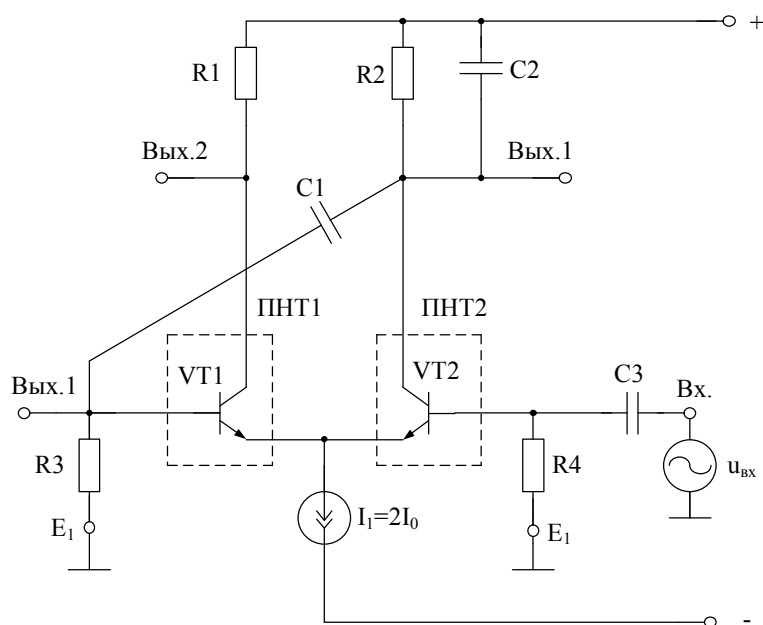


Рис. 4.68. Схема избирательного усилителя на двух транзисторах [71]

Источник входного напряжения $u_{вх}$ посредством входного преобразователя «напряжение-ток» ПНТ2 изменяет ток коллекторной цепи входного транзистора VT2. Характер коллекторной нагрузки этого транзистора, образованной резисторами R2 и R3, а также конденсаторами C1 и C2, обеспечивает преобразование этого тока в выходной сигнал ИУ. При этом наличие ёмкостного делителя, образованного конденсаторами C1 и C2, обеспечивает функциональную зависимость этого сигнала, соответствующую частотным характеристикам избирательного усилителя. Действительно, конденсаторы C1 и C3 уменьшают выходное напряжение в области нижних

частот ($f < f_0$), где f_0 является частотой квазирезонанса ИУ, а конденсатор C_2 уменьшает этот сигнал в области верхних частот ($f > f_0$). Таким образом, используемая коллекторная нагрузка обеспечивает необходимый вид амплитудно- и фазочастотных характеристик схемы ИУ.

Соединение выходной цепи с базой транзистора VT1 реализует контур комплексной обратной связи в ИУ, которая является вещественной только на частоте квазирезонанса схемы (f_0) и, следовательно, направлена на увеличение реализуемой добротности Q и коэффициента усиления K_0 ИУ. При этом на выходе (Вых.2) за счёт использования резистора R_1 в коллекторе транзистора VT1 реализуется функция амплитудной коррекции с глубиной, определяемой сопротивлением резистора R_1 .

Комплексный коэффициент передачи ИУ (рис. 4.68) как отношение выходного напряжения к входному напряжению $u_{\text{вх}}$ определяется формулой, которую можно получить с помощью методов анализа электронных схем:

$$K(jf) = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = K_0 \frac{jf \frac{f_0}{Q}}{f_0^2 - f^2 + jf \frac{f_0}{Q}}, \quad (4.82)$$

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:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_2 R_3}}, \quad (4.83)$$

где C_1, C_2, R_2, R_3 – параметры соответствующих элементов схемы C_1, C_2, R_2 и R_3 .

Добротность ИУ определяется формулой:

$$Q^{-1} = D_0 + \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \sqrt{\frac{R_3}{R_2}} \left[1 - \frac{\alpha_2 R_2}{h_{11.1} + h_{11.2}} \right], \quad (4.84)$$

где α_2 – коэффициент передачи по току эмиттера транзистора VT2; $h_{11.i}$ – входное сопротивление i -го транзистора с общей базой;

$D_0 = \left(\sqrt{\frac{C_2}{C_1}} + \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \right) \sqrt{\frac{R_2}{R_3}}$ – эквивалентное затухание пассивной частотозависимой цепи.

За счёт выбора параметров элементов, входящих в формулу (4.84), можно обеспечить $Q \gg 1$.

Формула для коэффициента усиления K_0 в комплексном коэффициенте передачи (4.82) имеет вид:

$$K_0 = -QS\sqrt{R_1(R_3 + r)}\sqrt{\frac{C_1}{C_2}}, \quad (4.85)$$

где $S \approx \frac{\alpha_2}{h_{11.1} + h_{11.2}}$.

Из соотношения (4.84) следует возможность параметрической оптимизации схемы ИУ при реализации требуемой добротности. Действительно,

$$Q^{-1} = \frac{m(k^2 + 1)}{k} + \frac{1 - R_2 S}{mk}, \quad (4.86)$$

где $k = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$; $m = \sqrt{\frac{R_2}{R_3}}$.

При этом параметрические чувствительности

$$S_{C_2}^Q = -S_{C_1}^Q = \frac{1}{2} \left[\frac{m(k^2 - 1)}{kD_p} - \frac{SR_2}{mk} \right], \quad (4.87)$$

$$S_{R_2}^Q = -S_{R_3}^Q = \frac{1}{2} \left[\frac{m(k^2 - 1)}{km} - \frac{1 + SR_2}{mk} \right], \quad (4.88)$$

$$S_S^Q = -\frac{QSR_2}{mk} \quad (4.89)$$

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

$$k_{opt} = 1,6 (SR_2)_{opt} = 2,5, \quad (4.90)$$

а соотношение между резистивными элементами определяется из условия (4.86) практической реализации Q .

При использовании резистора R_1 на выходе реализуется функция амплитудного корректора с соответствующей глубиной (затуханием нуля)

$$d_0 = 1 + K_0. \quad (4.91)$$

На рисунке 4.69 представлена схема ИУ рисунка 4.68 на SiGe n-p-n транзисторах в среде компьютерного моделирования Cadence для разных выходов ИУ (Вых.1 (5), Вых.2 (16), Вых.диф).

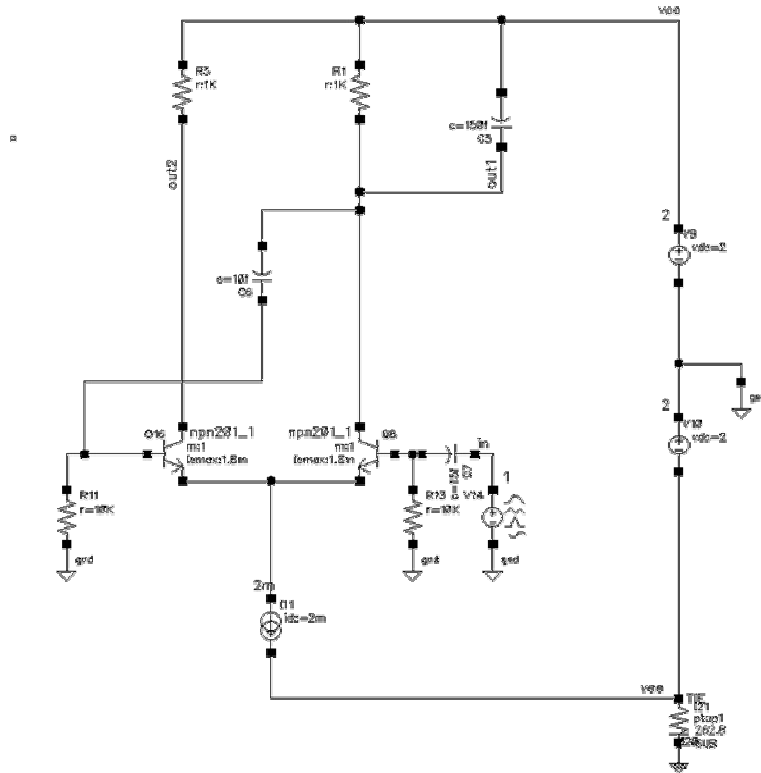


Рис. 4.69. Схема предлагаемого ИУ на SiGe n-p-n транзисторах в среде компьютерного моделирования Cadence

Представленные на рисунках 4.70, 4.71 результаты моделирования предлагаемого ИУ подтверждают указанные свойства предлагаемой схемы.

На рисунке 4.70 показаны логарифмические амплитудно-частотные характеристики (ЛАЧХ) коэффициента усиления по напряжению ИУ (рис. 4.69) для выхода 5.

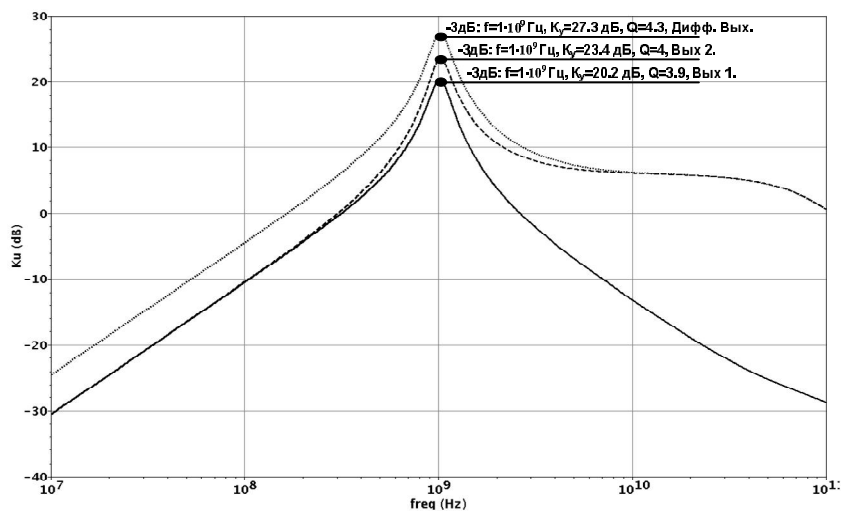


Рис. 4.70. Логарифмические амплитудно-частотные характеристики коэффициента усиления по напряжению ИУ

На рисунке 4.71 приведена зависимость (ЛАЧХ) коэффициента усиления по напряжению от тока токостабилизирующего двухполюсника I_1 (тока I_{11} в обозначениях рис. 4.69).

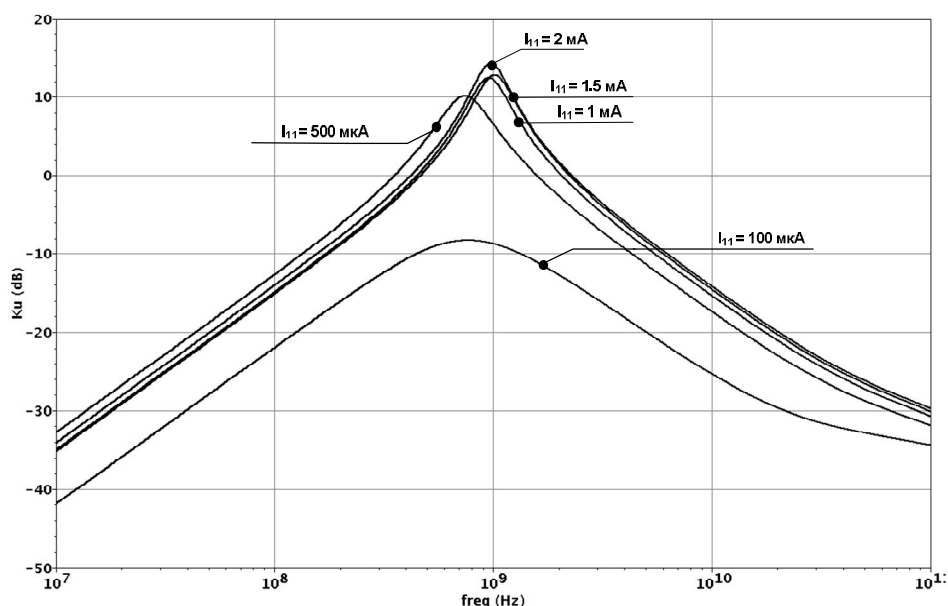


Рис. 4.71. Зависимость коэффициента усиления по напряжению от тока токостабилизирующего двухполюсника

Таким образом, предлагаемые схемотехнические решения ИУ [63] характеризуются более высокими значениями коэффициента усиления K_0 на частоте квазирезонанса f_0 , а также повышенными величинами добротности Q , характеризующей его избирательные свойства.

4.4. Выводы

1. В задачах выделения высокочастотных и СВЧ-сигналов широко используются интегральные операционные усилители со специальными элементами RC-коррекции, формирующими амплитудно-частотную характеристику резонансного типа. Однако классическое построение таких избирательных усилителей (ИУ) сопровождается значительными энергетическими потерями, которые идут в основном на обеспечение статического режима достаточно большого числа транзисторов, образующих операционный усилитель СВЧ-диапазона. В этой связи актуальной является задача построения управляемых СВЧ избирательных усилителей на двух-трёх транзисторах, обеспечивающих выделение узкого спектра сигналов с достаточно высокой добротностью резонансной характеристики $Q=2\div 10$ и $f_0 = 1 \div 5$ ГГц при низкой чувствительности основных параметров к неустойчивости активных и пассивных элементов.

2. В главе 4 рассмотрены методы управления добротностью СВЧ ИУ с усилителем тока Гильберта, проведено исследование и компьютерное моделирование следующих новых архитектур и конкретных схем избирательных усилителей СВЧ-диапазона, в т.ч.:

- СВЧ избирательного усилителя с каскодным включением ячейки Гильберта;
- архитектуры СВЧ ИУ с ёмкостным входом;
- СВЧ избирательного усилителя с симметричным включением ячейки Гильберта;
- схемы ИУ с ёмкостным входом;
- избирательного усилителя с потенциальным входом по цепям базы транзисторов ячейки Гильберта;
- избирательного усилителя с каскодным включением ячейки Гильберта;
- архитектуры ИУ с ёмкостным входом;
- избирательного усилителя с симметричным включением ячейки Гильберта;
- избирательного усилителя с делителем выходного тока ячейки Гильберта;
- метода управления динамическими параметрами ИУ с парафазным выходом.

Кроме этого, исследованы избирательные усилители на основе преобразователей «напряжение-ток», а также схемы ИУ с малым током потребления.

Рассмотрены структурные особенности реализации высокодобротных избирательных усилителей на базе техпроцесса SGB25VD с возможностью токового управления резонансной частотой. Показано, что за счёт параметрической оптимизации соотношением пассивных элементов частотозависимой цепи и коэффициента передачи активного элемента можно существенно уменьшить влияние частотных свойств активных компонентов на параметры полюса передаточной функции.

Так, полученные в главе 2 формулы показывают, что в избирательных усилителях на основе ячейки Гильберта возможна функциональная настройка основных параметров. Зависимость f_p от входного сопротивления усилителя тока $r_{вх}$ позволяет за счёт изменения режима работы его входной цепи (цифроуправляемый источник тока) обеспечить необходимое значение частоты настройки. Возникающее при этом изменение добротности в совокупности с другими технологическими факторами целесообразно устранить изменением коэффициента усиления K_i усилителя тока. При этом, как следует из (4.15), (4.7), отклонение f_p не может быть существенным и зависит только от рационального выбора параметров проектирования m и k .

Результаты моделирования типовой схемы ИУ при различных режимных токах $VT1$ (I_1), приведённые на рисунке 4.5, показывают, что управление этим током (0,8–1,4 мА) обеспечивает изменение частоты полюса на 15 %, что вполне достаточно для компенсации влияния технологических погрешностей изготовления всех компонентов. Однако это приводит к изменению добротности звена, которое легко восстанавливается режимным током дифференциального каскада I_0 (рис. 4.6). Как видно из (4.7), (4.17) и рисунка 4.6, изменение реализуемого Q более чем на порядок приводит к изменению f_p за счёт влияния частоты единичного усиления на 1,58 %.

Полученные результаты показывают, что на базе простейших усилителей тока в рамках традиционных технологических процессов, за счёт структурной особенности реализуемых базовых активных элементов звена второго порядка, можно реализовать относительно высокодобротные звенья, которые легко интегрируются в многозвенные полосовые фильтры.

Действительно, как это следует из соотношения (4.9) – (4.12), параметрическая оптимизация ИУ позволяет практически в четыре раза (рис. 4.2) уменьшить влияние частоты единичного усиления УТ и, как видно из рисунков 4.5 и 4.6, обеспечить практически неитерационную настройку схемы.

Токовое управление резонансной частотой ИУ даёт также возможность создания управляемых генераторов синусоидальных сигналов без использования интегральных индуктивностей, занимающих большую площадь на кристалле.

3. Использование SiGe техпроцессов и схемотехники, учитывающей их ограничения, позволяет создавать высокодобротные управляемые избирательные усилители с малым током потребления, что важно для многих систем связи. Малое количество транзисторов, отсутствие интегральных индуктивностей удешевляет производство конечного устройства.

ГЛАВА 5

ОСНОВЫ СИНТЕЗА АКТИВНЫХ RC- И RLC-ФИЛЬТРОВ КВЧ-ДИАПАЗОНА

В настоящее время мобильный трафик беспрецедентно растёт благодаря возросшей популярности смартфонов, нетбуков, планшетов и электронных книг. В такой ситуации увеличение ширины пропускания радиointерфейса и выделение новых частотных диапазонов играет первостепенную роль.

Современные системы четвёртого поколения (4G), включая LTE и мобильный WiMAX, используют такие передовые технологии, как мультиплексирование посредством ортогональных частот (OFDM), передачу данных с помощью множества приёмных и передающих антенн (MIMO), адаптивная подстройка канала и т.д., чтобы достичь спектрального уплотнения, близкого к теоретическому пределу в размерности бит/с/Гц. Так как возможности дальнейшего спектрального уплотнения практически исчерпаны, а диапазон ниже 3 ГГц оказался сильно перегружен, возможен переход на более высокие частоты, в диапазон крайне высоких частот 30–300 ГГц (КВЧ), где огромные области остаются в значительной мере неиспользованными [72].

Системы связи в КВЧ-диапазоне, которые могут поддерживать мультигигабитные скорости передачи данных на расстояние несколько километров, уже существуют в варианте точка-точка. Однако электронные компоненты этих систем (усилители мощности, смесители сигналов, генераторы) имеют значительные габариты и потребляемую мощность, а также выполняются исключительно с использованием технологических процессов на основе полупроводниковых материалов группы A_3B_5 , что существенно препятствовало их широкому применению в аппаратуре промышленного и бытового назначения ввиду относительно высокой стоимости при массовом производстве. Стремительное развитие технологических процессов на основе кремния уже сегодня позволяет говорить о возможности и перспективах производства относительно недорогих высокоинтегрированных систем на кристалле, использующих диапазон КВЧ. Перспективными в плане построения КВЧ монолитных интегральных схем (МИС) класса «система на кристалле» являются технологические процессы БиК-МОП с SiGe гетеробиполярными транзисторами и глубоко субмикронные КМОП технологические процессы уровня 180 нм и ниже с частотой единичного усиления транзисторов 250–300 ГГц.