

Министерство образования и науки Российской Федерации
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ «САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ
ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ПЕТРА ВЕЛИКОГО»
(ФГАОУ ВО СПбПУ)

ОТЧЁТ
О КУРСОВОЙ РАБОТЕ
УСТРОЙСТВА ПРИЁМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Направление 11.03.02_01 – «Инфокоммуникационные технологии и системы связи.
Системы мобильной связи»

Преподаватель,
профессор,
д-р техн. наук

_____ А. С. Коротков

Выполнили
студенты гр. 4931102/10101

_____ А. С. Васильев

_____ А. М. Рогов

Санкт-Петербург 2024

ОГЛАВЛЕНИЕ

1 Техническое задание.....	3
2 Антенная цепь.....	4
3 Преселектор.....	6
3.1 Входная цепь.....	6
3.2 Усилитель радиочастоты.....	9
3.3 Буферный каскад.....	15
3.4 Анализ преселектора.....	18
4 Гетеродин.....	22
5 Смеситель.....	28
6 Усилитель промежуточной частоты.....	34
Избирательный усилитель.....	34
Буферный каскад.....	35
7 Детектор.....	39
8 Анализ приёмного тракта.....	43
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	48
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	49

1 Техническое задание

Разработать приемный тракт, включая входную цепь (ВЦ), усилитель радиочастоты (УРЧ), смеситель, гетеродин, усилитель промежуточной частоты (УПЧ), детектор. Провести моделирование, сравнить результаты расчеты и моделирования.

На вход подаётся частотно-модулированный (ЧМ) сигнал вида:

$$U_{\text{ВХ}}(t) = U_m \cos(\omega_0 t + \psi \cos(2\pi f_{\text{мод}} t)) \quad (1.1)$$

Напряжение питания устройств тракта: 3.5 В.

Динамический диапазон входного сигнала: 0.25 – 15 мВ.

Подавление зеркального канала: не хуже 34 дБ.

Тип детектора: на настроенных контурах (нк).

Тип смесителя: на биполярных транзисторах по схеме Гильберта (бг).

Остальные данные приведены в таблице 1.1.

Таблица 1.1 Исходные данные

Номер бригады	Частота гетеродина f_{Γ} , МГц	Частота модуляции $f_{\text{мод}}$, кГц	Индекс модуляции ψ
7	220	45	8

Доопределим частоту несущей $f_c = 200$ МГц. В таком случае промежуточная частота $f_{\text{ПЧ}}$ и частота зеркального канала $f_{\text{ЗК}}$ определяются как:

$$f_{\text{ПЧ}} = |f_{\Gamma} - f_c| = 220 \text{ МГц} - 200 \text{ МГц} = 20 \text{ МГц} \quad (1.2)$$

$$f_{\text{ЗК}} = f_c + 2f_{\text{ПЧ}} = 200 \text{ МГц} + 2 \cdot 20 \text{ МГц} = 240 \text{ МГц} \quad (1.3)$$

2 Антенная цепь

Антенную цепь можно представить в виде эквивалентного идеального источника напряжения с последовательно подключённым резистором $R_A = 50$ Ом. Эквивалентная схема антенны представлена на рисунке 2.1.

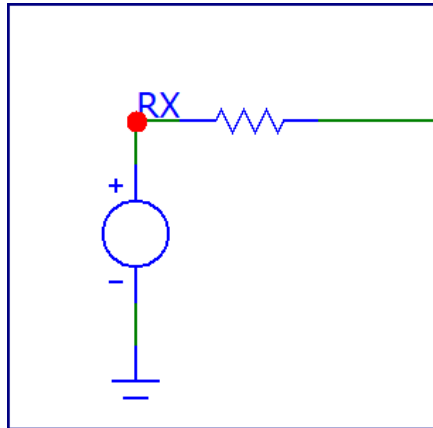


Рисунок 2.1 – Эквивалентная схема антенны

Настроим генератор напряжения для генерации ЧМ-колебания с заданными параметрами. Вид сигнала во временной и частотной областях приведён на рисунках 2.2, 2.3.

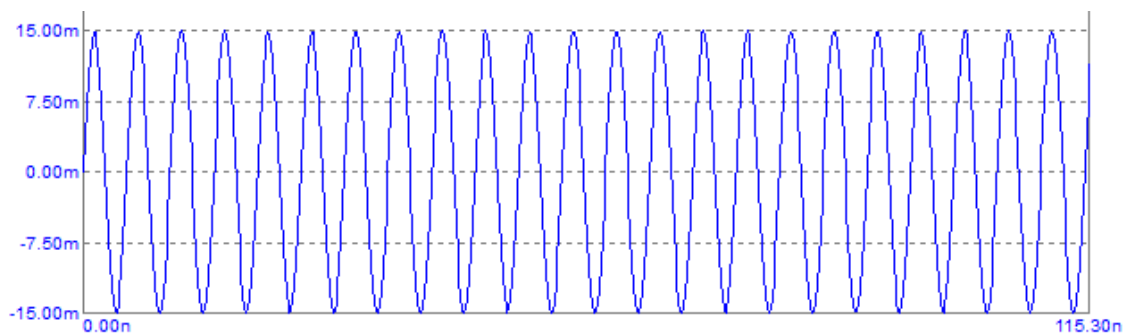


Рисунок 2.2 – Входной ЧМ-сигнал во временной области

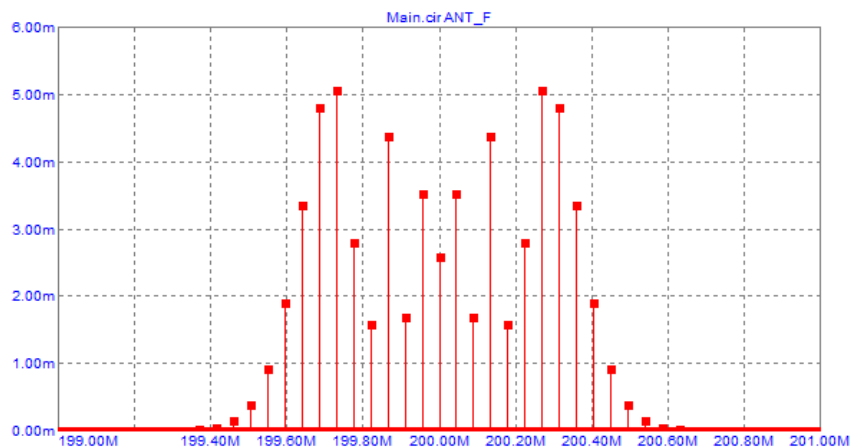


Рисунок 2.3 – Входной ЧМ-сигнал в частотной области

Определим полосу сигнала по формуле:

$$\Delta f = 2f_{\text{мод}}(1 + \psi + \sqrt{\psi}) = 2 \cdot 45 \text{ кГц} \cdot (1 + 8 + \sqrt{8}) = 1.064 \text{ МГц} \quad (2.1)$$

3 Преселектор

3.1 Входная цепь

Входная цепь (ВЦ) предназначена для передачи энергии сигнала от антенны на вход усилителя радиочастоты, а также для предварительной селекции помех. В данной работе ВЦ выполнена в виде параллельного колебательного контура. Принципиальная схема антенной и входной цепи представлена на рисунке 2.1.

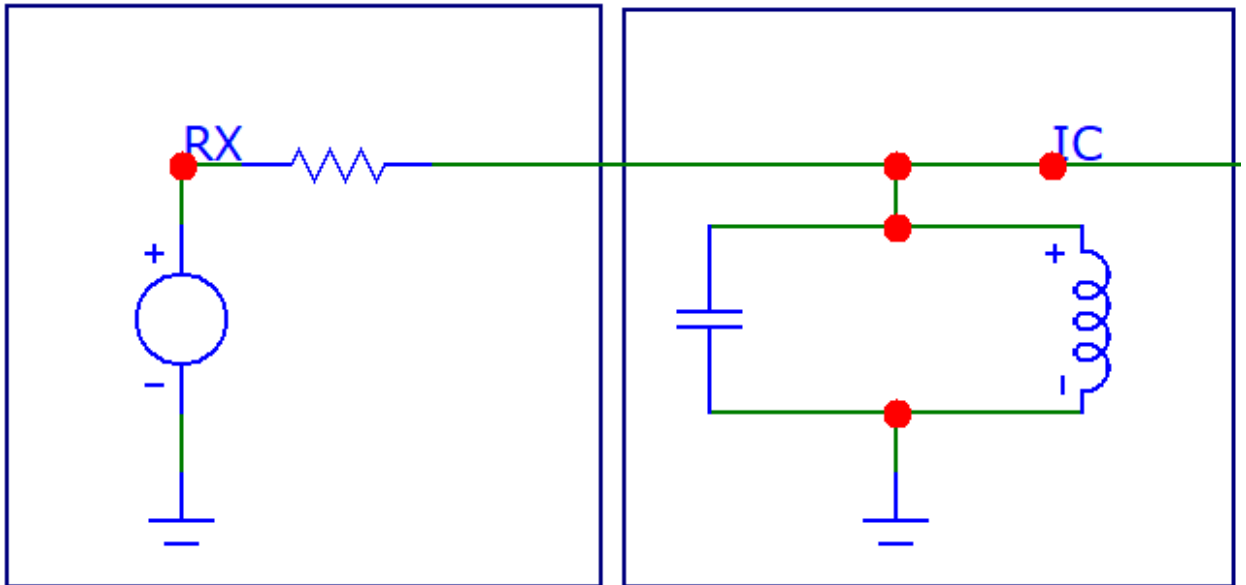


Рисунок 3.1 – Принципиальная схема входной цепи

Определим эквивалентную добротность контура:

$$Q_{\text{ЭКВ}} = 21 \quad (3.1)$$

Данная добротность выбрана из соображений максимизации полосы пропускания ВЦ при условии подавления зеркального канала преселектором не ниже требуемого значения; при этом увеличение полосы пропускания позволяет снизить уровень паразитной амплитудной модуляции сигнала.

Считая, что нагрузка ВЦ гораздо больше сопротивления антенны, вычислим волновое сопротивление контура, необходимое для достижения требуемой добротности:

$$\rho = \frac{R_A}{Q_{\text{ЭКВ}}} = \frac{50 \text{ Ом}}{21} \approx 2.4 \text{ Ом} \quad (3.2)$$

Используя формулы для резонансной частоты и волнового сопротивления контура вычислим ёмкость и индуктивность контура:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.3)$$

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.4)$$

Откуда

$$C = \frac{1}{2\pi f_c \rho} = \frac{1}{2\pi \cdot 200 \text{ МГц} \cdot 2.4 \text{ Ом}} = 334 \text{ пФ} \quad (3.5)$$

$$L = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 C} = \frac{1}{(2\pi \cdot 200 \text{ МГц})^2 \cdot 334 \text{ пФ}} = 1.895 \text{ нГ} \quad (3.6)$$

Проведём анализ ВЦ. Построим её передаточную характеристику на рисунке 3.2.

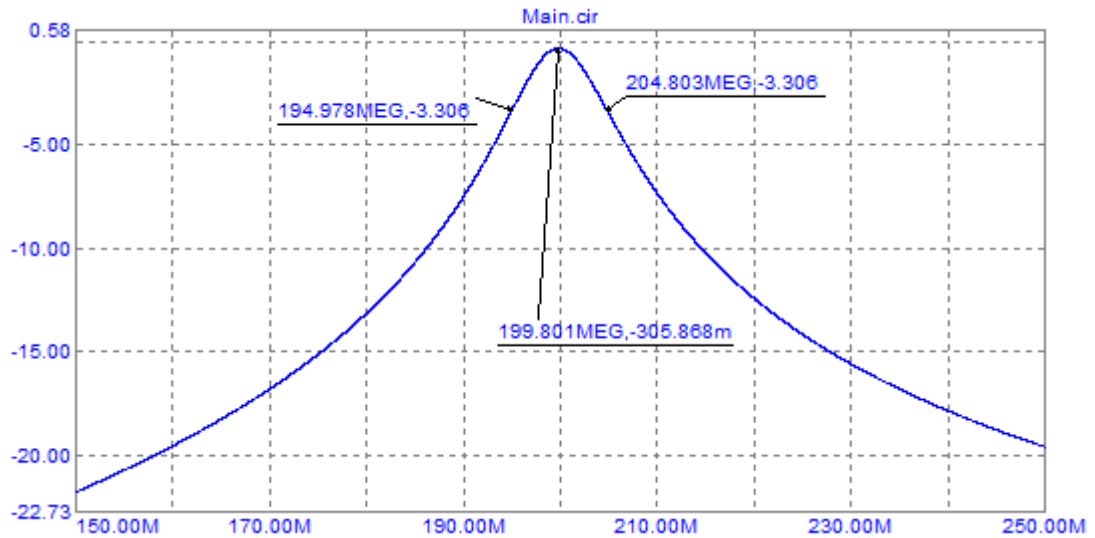


Рисунок 3.2 – Передаточная характеристика ВЦ

Резонансная частота ВЦ, полученная при моделировании: 199.801 МГц. Отклонение от расчётной величины обусловлено влиянием входной ёмкости усилителя радиочастоты. Полоса пропускания при моделировании: 9.826 МГц.

На рисунке 3.3 приведена осциллограмма сигнала на входе и выходе ВЦ, на рисунке 3.4 – спектр сигнала.

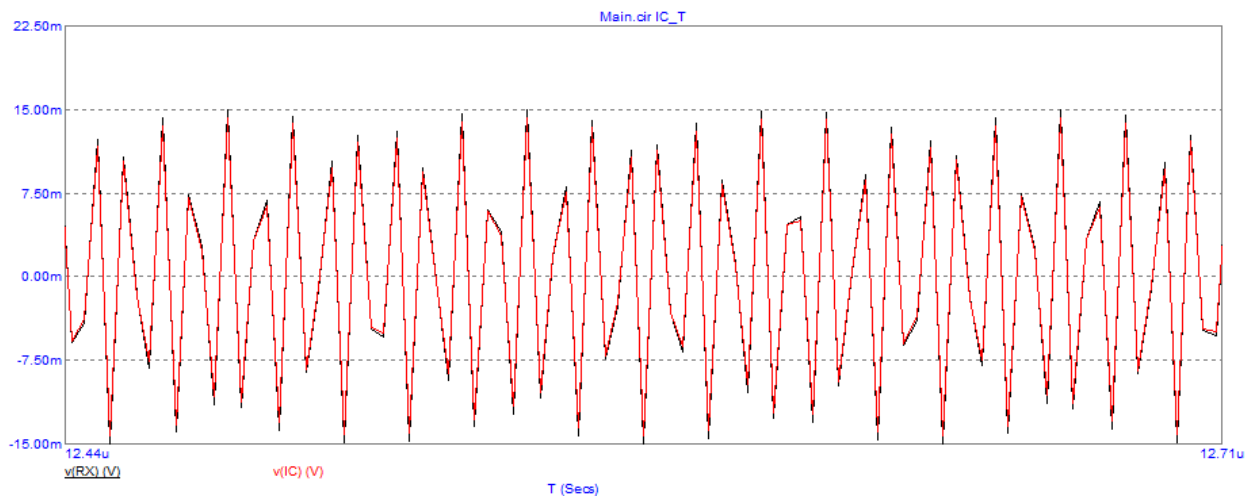


Рисунок 3.3 – Сигнал на входе и выходе ВЦ во временной области

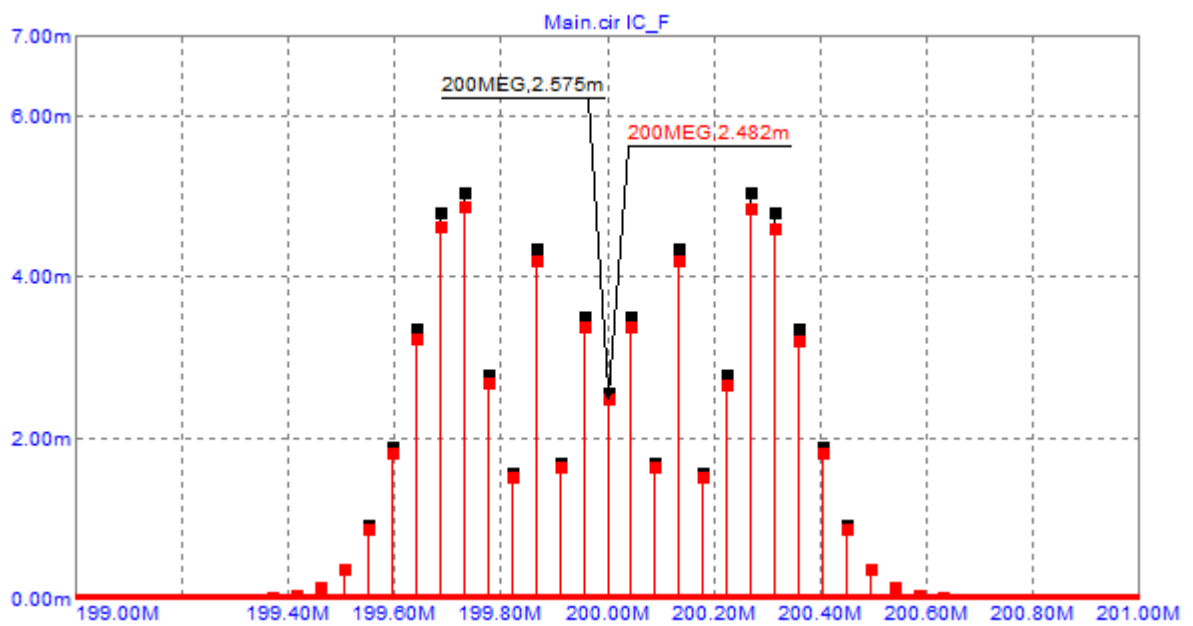


Рисунок 3.4 – Сигнал на входе и выходе ВЦ в частотной области

Исходя из результатов моделирования, можно сделать вывод о хорошем согласовании теории и результатов моделирования.

3.2 Усилитель радиочастоты

Усилитель радиочастоты (УРЧ) предназначен для усиления сигнала и повышения избирательности приёмного тракта. В данной работе УРЧ реализован в виде усилителя на биполярном транзисторе в сочетании с избирательным контуром, настроенным на частоту несущей. Его принципиальная схема приведена на рисунке 3.5.

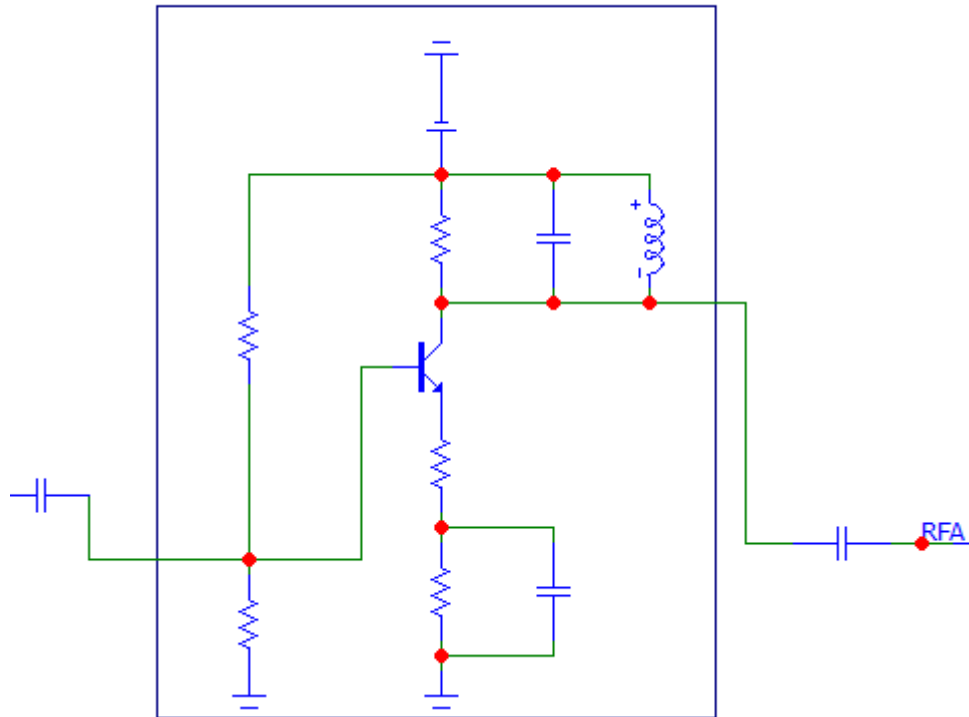


Рисунок 3.5 – Схема усилителя радиочастоты

В качестве активного элемента использовался биполярный транзистор *2SC4618*. Зададимся коэффициентом усиления по напряжению $K_U = 5.4$. Нагрузкой УРЧ является входное сопротивление буферного каскада $R_H = 3289 \text{ Ом}$.

Определим максимальное переменное напряжение и ток на выходе каскада:

$$U_{\text{вых макс}} = U_{\text{вх макс}} \cdot K_U \quad (3.7)$$

Учитывая, что максимальное входное напряжение УРЧ приблизительно равно верхней границе динамического диапазона, получаем $U_{\text{вых макс}} = 15 \text{ мВ} \cdot 5.4 = 81 \text{ мВ}$.

Зададим коллекторное сопротивление $R_K = 1000 \text{ Ом}$. Тогда эквивалентная нагрузка контура:

$$R'_H = \frac{R_H \cdot R_K}{R_H + R_K} \approx 766.8 \text{ Ом} \quad (3.8)$$

Добротность колебательного контура выберем такую же, как и у ВЦ (3.1). По формулам (3.2), (3.5), (3.6) рассчитаны значения ёмкости и индуктивности контура:

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 200 \text{ МГц} \cdot \frac{766.8 \text{ Ом}}{21}} = 21.8 \text{ пФ} \quad (3.9)$$

$$L = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 C} = \frac{1}{(2\pi \cdot 200 \text{ МГц})^2 \cdot 21.8 \text{ пФ}} = 29.1 \text{ нГ} \quad (3.10)$$

Максимальный переменный ток на выходе УРЧ:

$$I_{\text{вых макс}} = \frac{U_{\text{вых макс}}}{R_{\text{н}}} \approx 106 \text{ мкА} \quad (3.11)$$

Максимальная переменная мощность на выходе УРЧ:

$$P_{\sim} = \frac{1}{2} \cdot U_{\text{вых макс}} \cdot I_{\text{вых макс}} \approx 4.3 \text{ мкВт} \quad (3.12)$$

Зададим рабочую точку транзистора исходя из соображений, что для минимизации нелинейных искажений должно выполняться $P_{\sim} \geq 10P_{\sim}$. Из данного требования следуют соотношения:

$$U_{\text{кэ}} \geq 3.2 \cdot U_{\text{вых макс}} \quad (3.13)$$

$$I_{\text{к}} \geq 3.2 \cdot I_{\text{вых макс}} \quad (3.14)$$

Выберем ток коллектора $I_{\text{к}} = 1.038 \text{ мА}$, напряжение коллектор-эмиттер $U_{\text{кэ}} = 1 \text{ В}$. Из семейства выходных характеристик транзистора (рисунок 3.6) определим ток базы $I_{\text{б}} = 8 \text{ мкА}$.

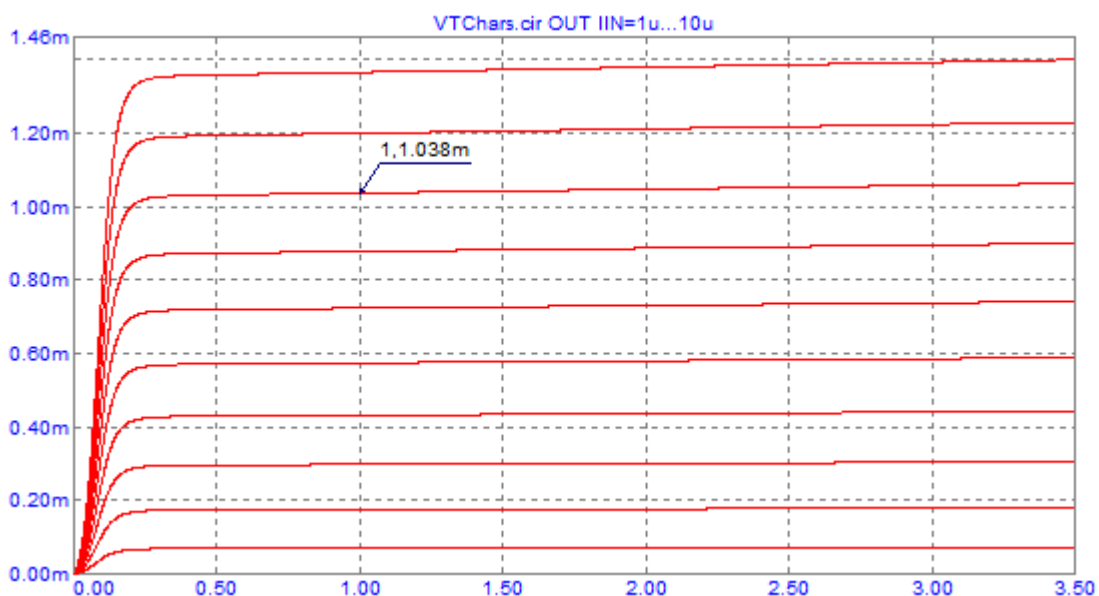


Рисунок 3.6 – Семейство выходных характеристик транзистора 2SC4618. Ток базы для характеристик меняется от 1 до 10 мкА с шагом 1 мкА

Используя входную характеристику транзистора (рисунок 3.7), определим напряжение база-эмиттер $U_{бэ} = 620.737$ мВ.

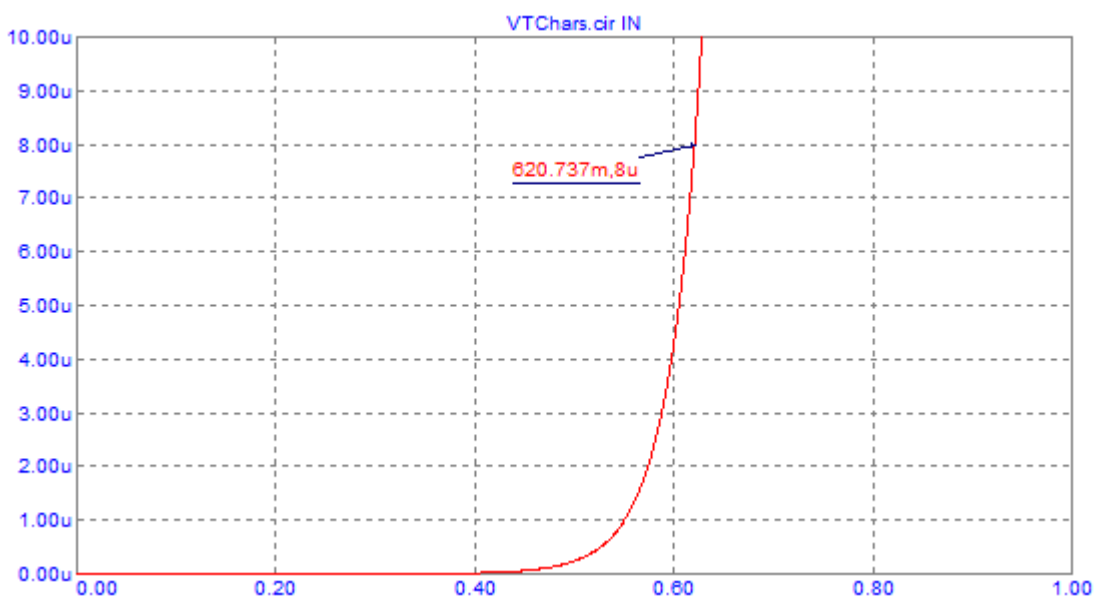


Рисунок 3.7 – Входная характеристика транзистора 2SC4618

Выбранные параметры рабочей точки приведены в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Параметры рабочей точки УРЧ

Ток коллектора I_k , мА	Ток базы $I_б$, мкА	Напряжение коллектор-эмиттер $U_{кэ}$, В	Напряжение база-эмиттер $U_{бэ}$, мВ
1.038	8	1	620.737

При этом мощность, рассеиваемая в транзисторе:

$$P_{\text{кэ}} = U_{\text{кэ}} \cdot I_{\text{к}} \approx 1 \text{ мВт} \quad (3.15)$$

Отношение постоянной мощности к переменной: ~ 243 . Условие соотношения мощностей выполняется. По проходной характеристике транзистора (рисунок 3.8) вычислим крутизну в рабочей точке $S = 39.3 \text{ мА/В}$.

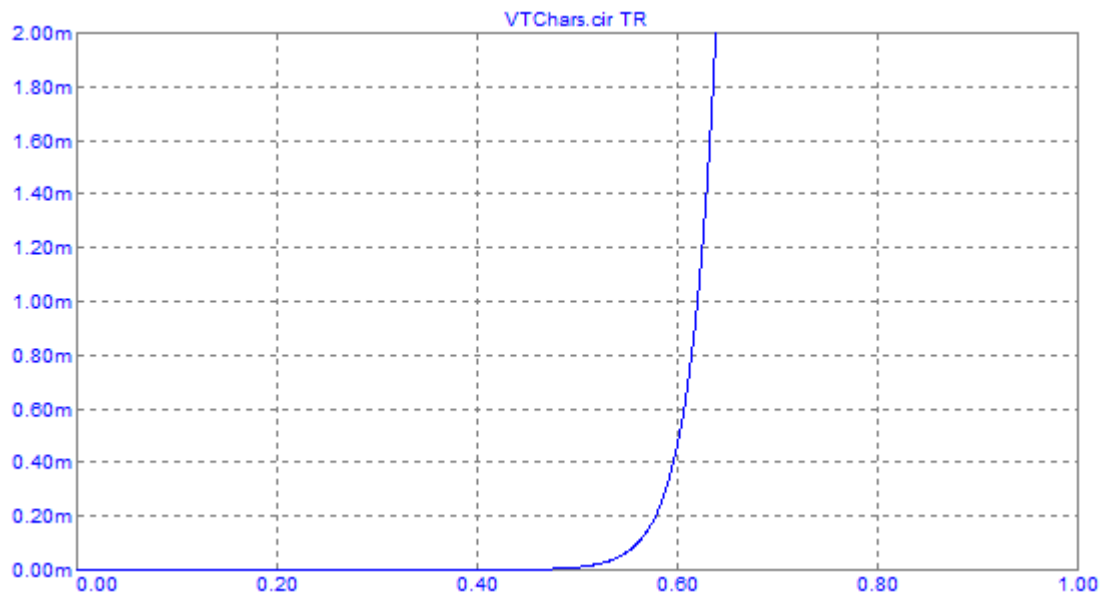


Рисунок 3.8 – Проходная характеристика транзистора 2SC4618.

Рассчитаем значения сопротивлений, обеспечивающих рабочую точку. Сопротивление эмиттерной цепи:

$$R_{\text{э}} = \frac{E_{\text{пит}} - U_{\text{кэ}}}{I_{\text{к}} + I_{\text{б}}} \approx 2390 \text{ Ом} \quad (3.16)$$

Для расчёта базового делителя необходимо задать соотношение тока делителя и тока базы:

$$b \equiv \frac{I_{R2}}{I_{\text{б}}} = 6 \quad (3.17)$$

Верхний и нижний резисторы базового делителя соответственно:

$$R_1 = \frac{E_{\text{пит}} - R_{\text{э}} I_{\text{э}} - U_{\text{бэ}}}{(b+1) \cdot I_{\text{б}}} \approx 6773 \text{ Ом} \quad (3.18)$$

$$R_2 = \frac{R_3 I_3 + U_{63}}{b \cdot I_6} \approx 65015 \text{ Ом} \quad (3.19)$$

Проведён анализ УРЧ по постоянному току. Результаты анализа показаны на рисунке 3.9.

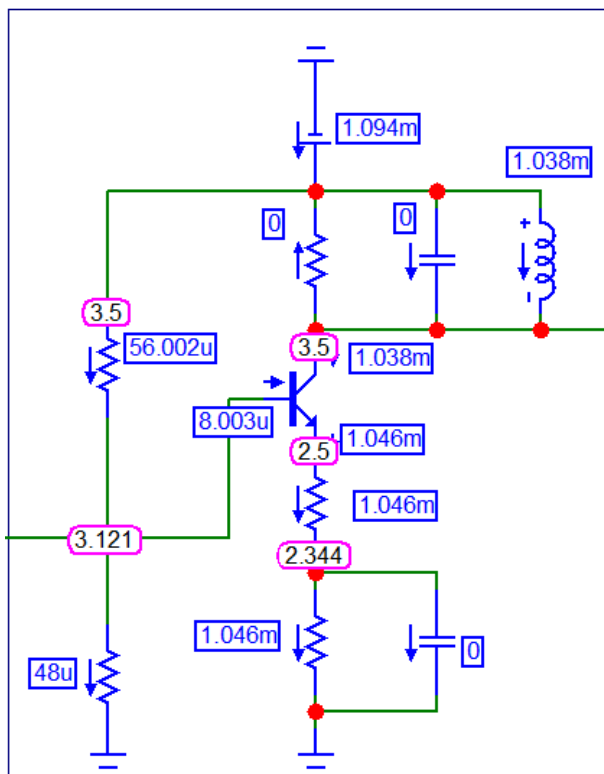


Рисунок 3.9 – Анализ УРЧ по постоянному току

Из результатов анализа можно сделать вывод что рабочая точка транзистора, полученная в результате моделирования, с высокой точностью согласуется с расчётной.

Коэффициент усиления получившегося каскада:

$$K_0 \approx S \cdot R'_H = 39.3 \text{ мА/В} \cdot 766.8 \text{ Ом} = 30.1 \quad (3.20)$$

Для стабилизации коэффициента усиления УРЧ до требуемой величины введём в схему последовательную отрицательную обратную связь по току. Для этого введём в эмиттерную цепь второй резистор, который не будет шунтирован блокировочным конденсатором. В таком случае, коэффициент усиления с обратной связью описывается выражением:

$$K_\beta = \frac{K_0}{1 + \beta K_0} \quad (3.21)$$

$$\beta = \frac{R_{\beta}}{R_H} \quad (3.22)$$

Где β – коэффициент обратной связи, R_{β} – сопротивление эмиттерного резистора, не шунтированного конденсатором. При $K_{\beta} = 5.4$ получаем $R_{\beta} \approx 116.5$ Ом. Для получения необходимого усиления скорректируем это значение до 110 Ом.

Проведём анализ УРЧ. На рисунке 3.10 построена его частотная характеристика.

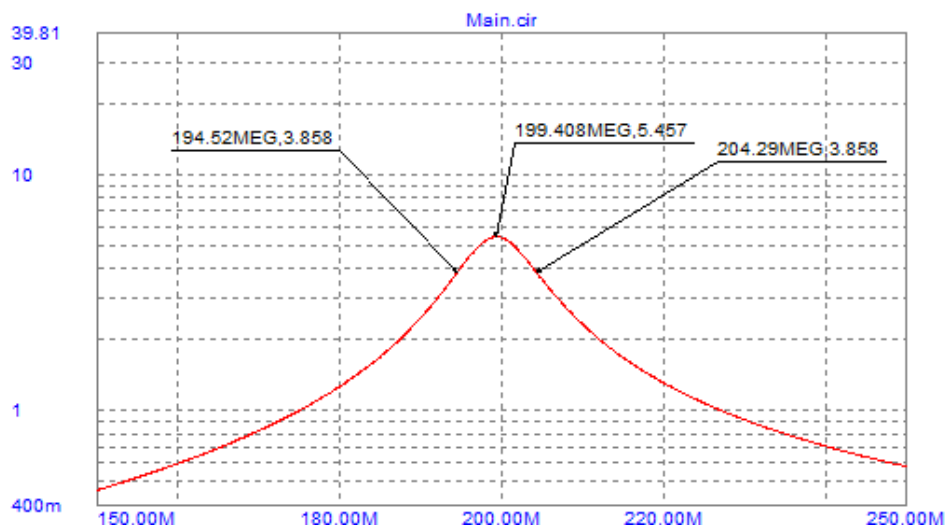


Рисунок 3.10 – Частотная характеристика УРЧ в логарифмическом масштабе по вертикали

Частота резонанса и коэффициент усиления с высокой точностью удовлетворяют требуемым. Проведём моделирование и на рисунках 3.11 и 3.12 построим спектр сигнала на входе и выходе УРЧ.

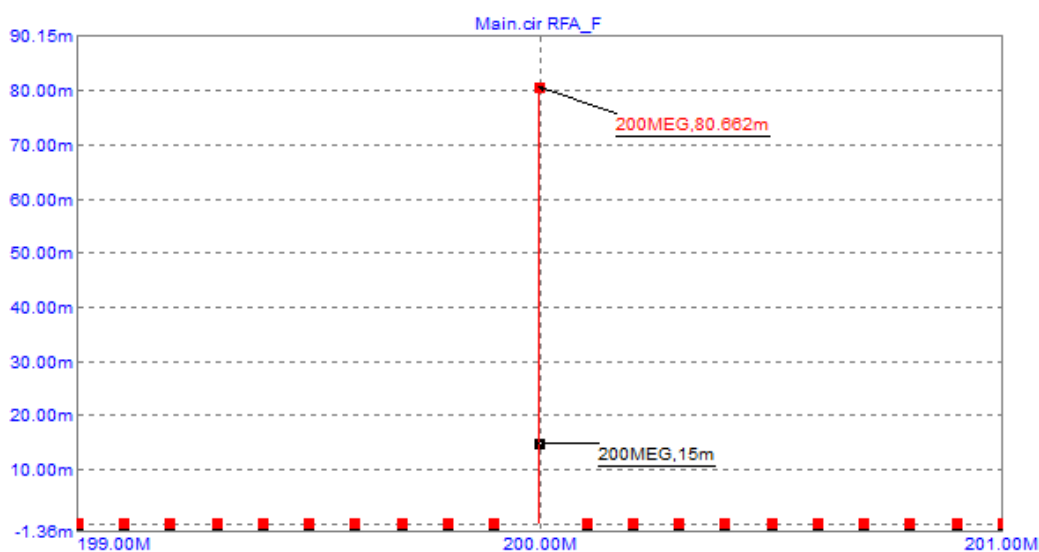


Рисунок 3.12 – Спектр сигнала на входе и выходе УРЧ

Из рисунка 3.13 коэффициент передачи на несущей частоте — 5.37.

3.3 Буферный каскад

Буферный каскад используется для согласования УРЧ и смесителя, который имеет низкое входное сопротивление. В данной работе выполнен в виде эмиттерного повторителя. Принципиальная схема показана на рисунке 3.13. Нагрузочное сопротивление каскада $R_H = 100$ Ом.

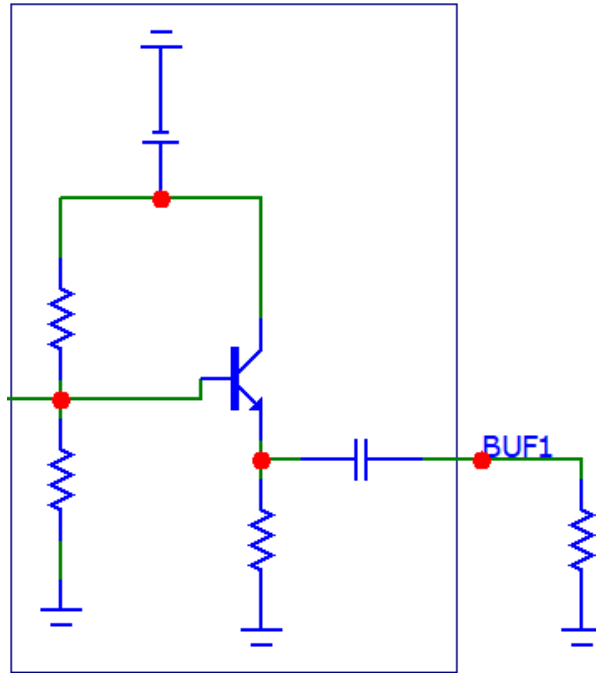


Рисунок 3.13 – Схема эмиттерного повторителя

В качестве активного элемента используем биполярный транзистор *2SC4618*. Коэффициент передачи схемы по напряжению равен:

$$K_{UOK} = \frac{SR'_H}{1+SR'_H} \quad (3.23)$$

Где R'_H – сопротивление параллельно соединённого эмиттерного сопротивления и нагрузки. При $SR'_H \gg 1$ коэффициент передачи $K_{UOK} \approx 1$, и схема выполняет роль повторителя. Максимальное выходное напряжение:

$$U_{\text{вых макс}} \approx U_{\text{вх макс}} = 81 \text{ мВ} \quad (3.24)$$

Выберем рабочую точку, исходя из соотношений (3.13), (3.14). Зададим напряжение коллектор-эмиттер $U_{кэ} = 1$ В, ток коллектора $I_k = 4.983$ мА. Из характеристик транзистора (рисунки 3.6–3.8) определим оставшиеся параметры рабочей точки. Результаты занесли в таблицу 3.2.

Таблица 3.2 – Параметры рабочей точки буферного усилителя

Ток коллектора I_{κ} , мА	Ток базы I_{δ} , мкА	Напряжение коллектор-эмит тер $U_{\kappa\delta}$, В	Напряжение база-эмиттер $U_{\delta\delta}$, мВ	Крутизна S , мА/В
4.983	30	1	663.1	177.3

Расчёт резисторов, обеспечивающих рабочую точку выполняется по формулам (3.16)-(3.19):

$$R_3 = \frac{E_{\text{пит}} - U_{\kappa\delta}}{I_{\kappa}} = \frac{3 \text{ В} - 1.75 \text{ В}}{5.02 \text{ мА}} = 498.7 \text{ Ом} \quad (3.25)$$

$$b = 3 \quad (3.26)$$

$$R_1 = 2808 \text{ Ом} \quad (3.27)$$

$$R_2 = 35146 \text{ Ом} \quad (3.28)$$

Рассеиваемая в транзисторе мощность:

$$P_{\text{=}} = U_{\kappa\delta} \cdot I_{\kappa} = 1 \text{ В} \cdot 4.983 \text{ мА} \approx 5 \text{ мВт} \quad (3.29)$$

Эквивалентная нагрузка транзистора:

$$R'_H = \frac{R_H \cdot R_3}{R_H + R_3} = 83.3 \text{ Ом} \quad (3.30)$$

Переменная выходная мощность:

$$P_{\sim} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{\text{вых макс}}^2}{R'_H} \approx 39 \text{ мкВт} \quad (3.31)$$

Отношение мощностей ≈ 126 , условие $P_{\text{=}} \geq 10P_{\sim}$ выполняется. Проведём анализ каскада по постоянному току (рисунок 3.14).

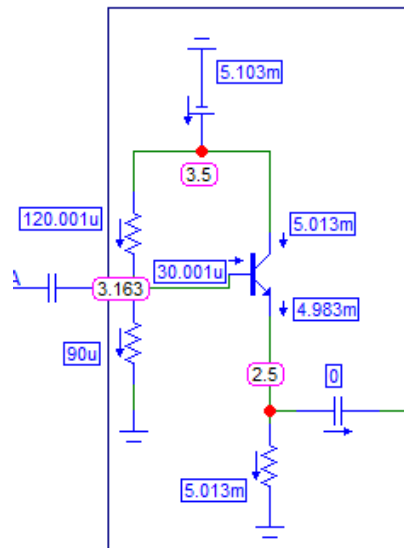


Рисунок 3.14 – Анализ каскада по постоянному току

Из рисунка 3.14 видно что реальное положение рабочей точки при моделировании с высокой точностью совпадает с расчётной. Вычислим коэффициент передачи по напряжению по формуле (3.23):

$$K_{UOK} = \frac{177 \text{ мА/В} \cdot 83.3 \text{ Ом}}{1 + 177 \text{ мА/В} \cdot 83.3 \text{ Ом}} \approx 0.94 \quad (3.32)$$

Коэффициент усиления по напряжению близок к единице, что говорит о том, что схема является повторителем. Проведём временной анализ каскада. На рисунке 3.15 показан сигнал на входе и выходе каскада в частотной области.

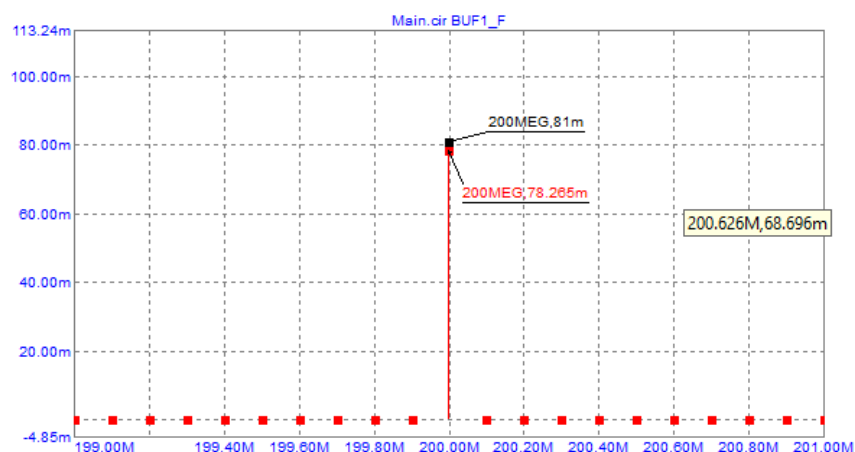


Рисунок 3.15 – Сигнал на входе и выходе каскада в частотной области

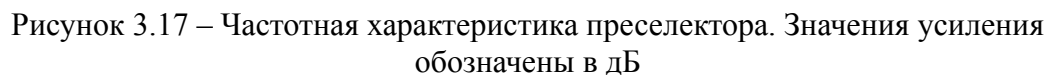
Коэффициент передачи, полученный при моделировании: $K_{U \text{ мод}} = 0.97$, что оказывается выше расчетного значения вследствие того, что практическое входное сопротивление смесителя оказывается выше, чем то, при котором проводился расчёт.

Принципиальная схема преселектора изображена на рисунке 3.16.

Принципиальная схема преселектора изображена на рисунке 3.16.



На рисунке 3.17 построим частотную характеристику преселектора.



Отстройка от резонансной частоты составляет 367 кГц и обусловлена влиянием собственных ёмкостей транзисторов. Подавление зеркального канала на частоте $f_{\text{ЗК}} = 240$ МГц составляет 35.43 дБ, что удовлетворяет техническому заданию.

На рисунке 3.18 построим спектр сигнала на входе и выходе преселектора.

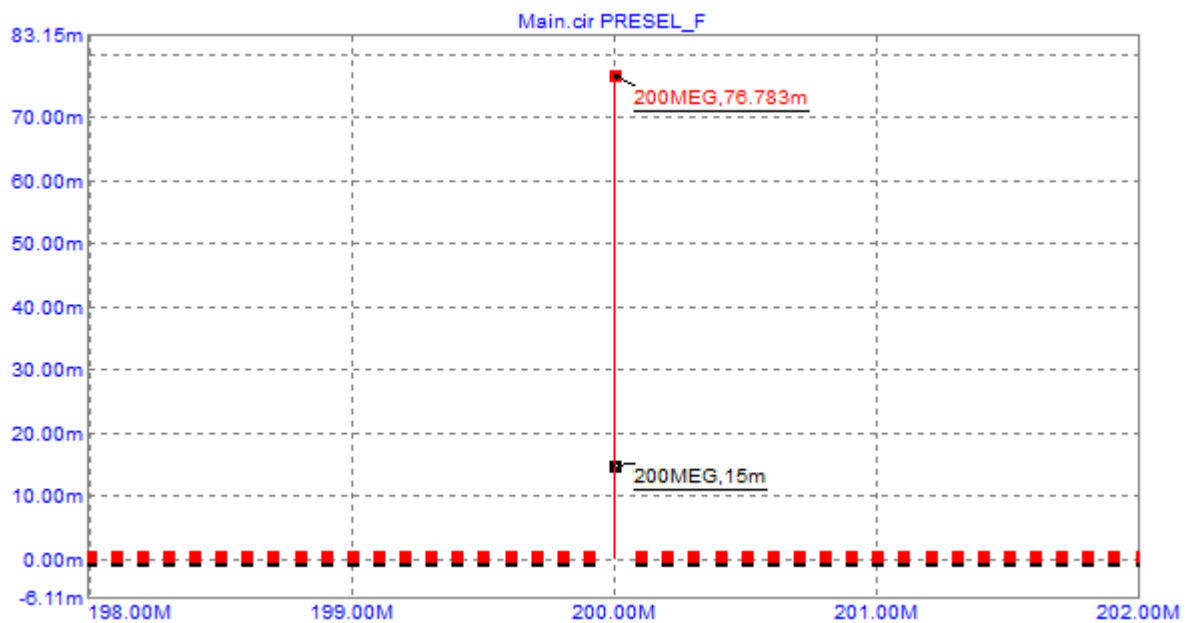


Рисунок 3.18 – Спектр сигнала на входе и выходе сигнала

Коэффициент усиления входного сигнала составляет:

$$K = 5.12 \quad (3.32)$$

Проведём шумовой анализ преселектора. На рисунке 3.19 построим спектральную плотность мощности шума и среднеквадратичное шумовое напряжение.

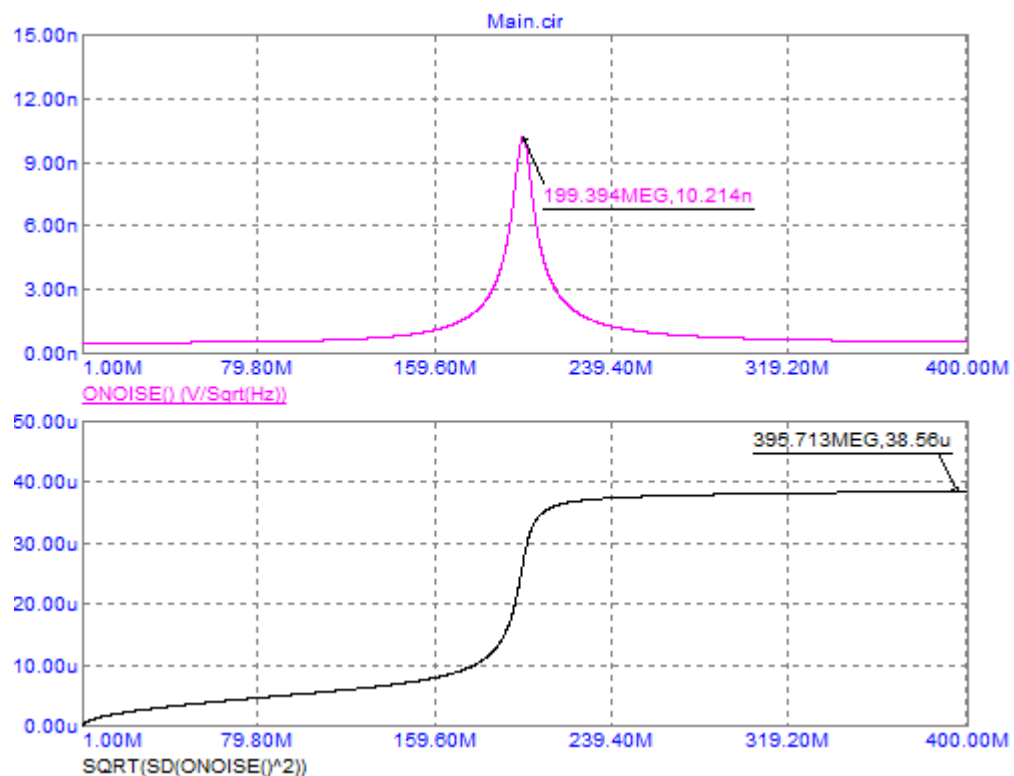


Рисунок 3.19 – СПМ шума (сверху) и СШН (снизу) на выходе преселектора

Итого, среднеквадратичное значение шума на выходе преселектора:

$$\sqrt{U_{\text{ш}}^2} = 38.56 \text{ мкВ} \quad (3.33)$$

Нижняя граница динамического диапазона:

$$U_{\text{min}} = \frac{\sqrt{U_{\text{ш}}^2}}{K} = 7.53 \text{ мкВ} \quad (3.34)$$

Верхняя граница динамического диапазона определяется параметром CP_{1dB} – амплитуда входного сигнала, при котором отклонение амплитудной характеристики преселектора от идеальной достигает 1 дБ. Построим на рисунке 3.20 амплитудную характеристику преселектора.

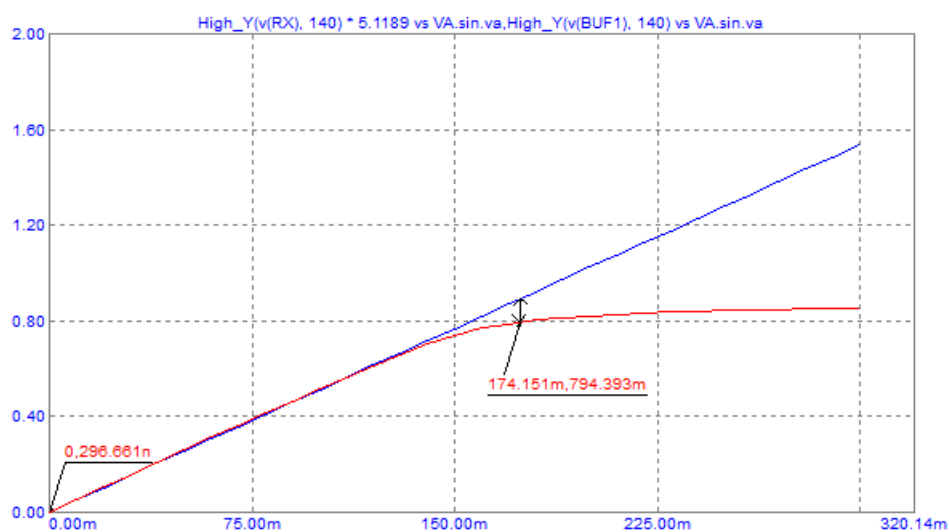


Рисунок 3.20 – Амплитудная характеристика преселектора

Из рисунка 3.20 верхняя граница диапазона:

$$U_{\text{max}} = 174.151 \text{ мВ} \quad (3.35)$$

Динамический диапазон преселектора:

$$ДД_{\text{мод}} = 20 \cdot \log_{10} \frac{174.151 \text{ мВ}}{7.53 \text{ мкВ}} \approx 87 \text{ дБ} \quad (3.36)$$

Динамический диапазон, требуемый техническим заданием:

$$ДД_{\text{тз}} = 20 \cdot \log_{10} \frac{15 \text{ мВ}}{0.25 \text{ мВ}} \approx 36 \text{ дБ} \quad (3.37)$$

Таким образом, разработанный преселектор удовлетворяет всем требованиям технического задания.

Интегрируем преселектор в приёмный тракт. На рисунке 3.21 показаны спектры сигнала на входе и выходе преселектора.

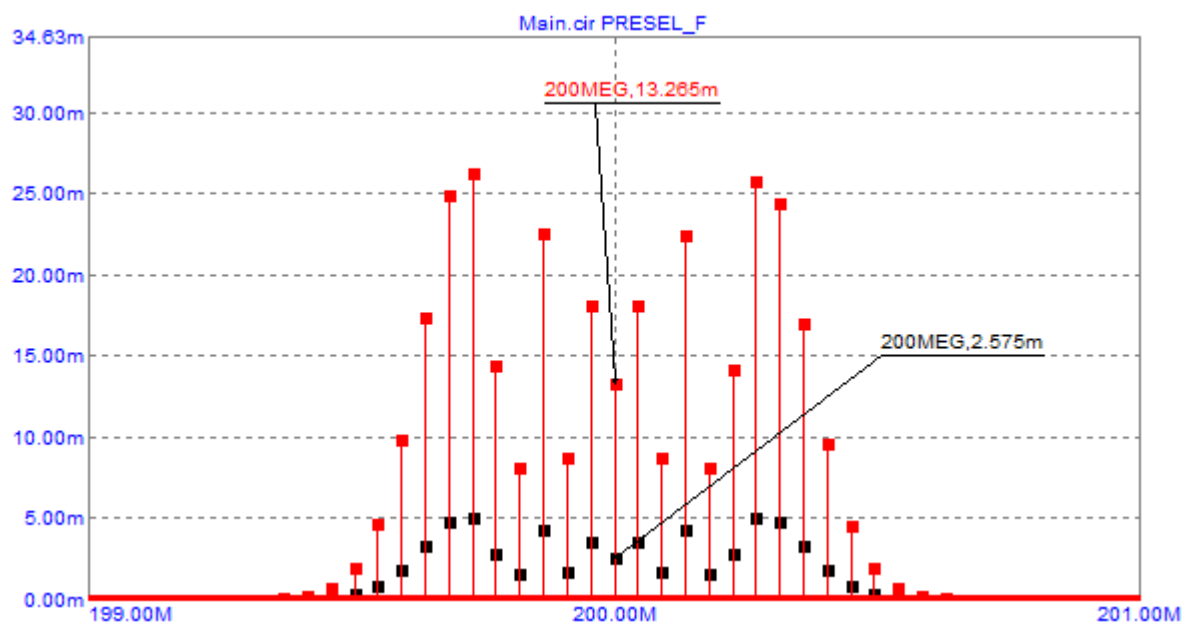


Рисунок 3.21 – Спектры сигнала на входе и выходе преселектора.

4 Гетеродин

Гетеродин - это устройство, используемое для генерации высокостабильных опорных колебаний, использующихся в смесителе для преобразования несущей частоты входного сигнала в область низких частот. В данной работе в качестве гетеродина используется балансный генератор на индуктивной трехточке. Принципиальная схема гетеродина представлена на рис. 4.1.

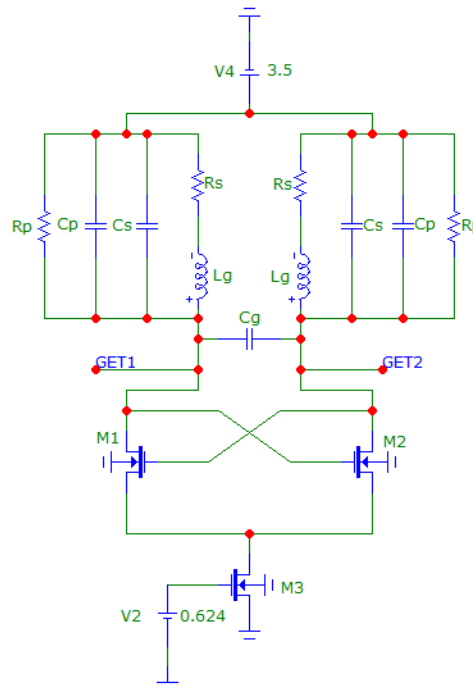


Рис. 4.1. Принципиальная схема гетеродина.

Рассчитаем параметры гетеродина так, чтобы его рабочая частота f_r была равна 220 МГц.

Определим параметры планарной катушки индуктивности:

Положим добротность Q равной 15 и номинал индуктивности $L_g = 1$ нГн.

Частота параллельного резонанса индуктивности $f_{\text{пар}} = 25$ ГГц.

Удельная емкость подложки $C_{\text{SUB}} = 1.6 \cdot 10^{-6}$ Ф/м²

Удельная проводимость подложки на единицу площади $G_{\text{SUB}} = 4 \cdot 10^4$ (Ом · м²)⁻¹

Удельное сопротивление металла $\rho_{\text{Al}} = 0.028 \cdot 10^{-6}$ Ом · м

Удельная проводимость металла $\sigma_{\text{Al}} = 3.571 \cdot 10^7$ (Ом · м)⁻¹

Глубина скин-слоя металла $\delta_{\text{Al}} = 5.6793 \cdot 10^{-6}$ м

Абсолютная магнитная проницаемость металла $\mu_{Al} = 1.257 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$

Толщина слоя металла полоска $t = 1 \text{ мкм}$

Толщина слоя диэлектрика между слоями $t_m = 10 \text{ мкм}$

Ширина металлического полоска $w = 15 \text{ мкм}$

Толщина оксида кремния $t_{OX} = 35 \text{ нм}$

Диэлектрическая постоянная оксида кремния $\epsilon_{OX} = 35 \cdot 10^{-12} \text{ Ф/м}$

Крутизна зависимости добротности от частоты:

$$S = \frac{Q}{f_{\Gamma}} = 136.3636 \cdot 10^{-9} \frac{1}{\Gamma_{\text{ц}}} \quad (4.1)$$

Сопротивление эквивалентных потерь:

$$R_S = 6.06 \cdot \frac{L_g}{S} = 0.04444 \text{ Ом} \quad (4.2)$$

Длина катушки индуктивности:

$$l = R_S \cdot w \cdot \sigma_{Al} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\delta_{Al}}}\right) = 21.826 \text{ мкм} \quad (4.3)$$

Ёмкость оксида кремния между индуктивностью и кремниевой подложкой:

$$C_{OX} = \frac{w \cdot l \cdot \epsilon_{OX}}{t_{OX}} = 555.772 \text{ нФ} \quad (4.4)$$

Полная ёмкость индуктивности:

$$C_{TOT} = \frac{1}{(2\pi \cdot f_{\text{пар}})^2 \cdot L_g} = 40.5285 \text{ пФ} \quad (4.5)$$

Сопротивление кремниевой подложки:

$$R_{Si} = \frac{2}{w \cdot l \cdot G_{SUB}} = 152.7205 \text{ кОм} \quad (4.6)$$

Паразитная ёмкость кремниевой подложки:

$$C_{Si} = \frac{w \cdot l \cdot C_{SUB}}{2} = 261.9164 \text{ зФ} \quad (4.7)$$

Эквивалентное сопротивление индуктивности на рабочей частоте гетеродина:

$$R_p = \frac{1}{(2\pi \cdot f_r)^2 \cdot C_{OX}^2 R_{Si}} + \frac{R_{Si}(C_{OX} + C_{Si})^2}{C_{OX}^2} = 152.9969 \text{ кОм} \quad (4.8)$$

Эквивалентная ёмкость индуктивности на рабочей частоте гетеродина:

$$C_p = C_{OX} \cdot \frac{1 + (2\pi \cdot f_r)^2 \cdot (C_{OX} + C_{Si}) \cdot C_{Si} \cdot R_{Si}^2}{1 + (2\pi \cdot f_r)^2 \cdot (C_{OX} + C_{Si})^2 \cdot R_{Si}^2} = 261.9217 \text{ зФ} \quad (4.9)$$

Ёмкость перекрытия:

$$C_s = C_{TOT} - C_p = 40.2666 \text{ фФ} \quad (4.10)$$

Рассчитаем параметры автогенератора.

Условие $K \rightarrow \infty$ (режим генерации) выполняется, если:

$$Y_1 Y_2 + Y_1 Y_3 + Y_2 Y_3 + Y_3 g_m = 0 \quad (4.11)$$

Допустим, что:

$$Y_1 = Y_2 \quad (4.12)$$

$$Y_1 = Y_2 = \text{Re}(Y_1) + j\text{Im}(Y_1) = G_1 + jB_1 \quad (4.13)$$

$$Y_3 = j\text{Im}(Y_3) = jB_3 = 1/j \cdot 2\pi \cdot f_r \cdot C \quad (4.14)$$

Тогда:

$$Y_1 = Y_2 = j \cdot 2\pi \cdot f_r \cdot C_L + \frac{R + j \cdot 2\pi \cdot f_r \cdot L_g}{R_p(R_s + j \cdot 2\pi \cdot f_r \cdot L_g)} = 0.0233 - 0.7227j \text{ См} \quad (4.15)$$

Запишем условие (4.11) в виде системы с учетом (4.12-14):

$$\begin{cases} G_1^2 - B_1^2 - 2B_1 B_3 = 0 \\ 2G_1 B_1 + 2G_1 B_3 + g_{m0} B_3 = 0 \end{cases} \quad (4.16)$$

Из (4.15) $G_1 = 0.0233 \text{ мкСм}$ и $B_1 = -0.7227$, тогда $B_3 = 0.3610 \text{ См}$, а $g_m = 0.0467 \text{ См}$.

Определим ёмкость C_g .

$$C_g = \frac{B_3}{2\pi \cdot f_\Gamma} = \frac{\frac{B_1}{2}}{2\pi \cdot f_\Gamma} = 259.2088 \text{ пФ} \quad (4.17)$$

Рассчитали оптимальные токи через транзистор M3 по формуле (4.18), приняв $U_{\text{см}} = 0.740 \text{ мВ}$.

$$I_0 = \frac{U_{\text{см}}}{\frac{4}{\pi} \cdot R_3} = \frac{U_{\text{см}}}{\frac{4}{\pi} \cdot 2\pi \cdot f_\Gamma \cdot L_g \cdot Q} = 3.24 \text{ мА} \quad (4.18)$$

Значит, токи через M1 и M2 должны примерно равняться 1.62 мА. Рассчитали ширину каналов транзисторов согласно формулам (4.23) согласно полученным выше данным, положив длину канала l_c равной 0.4 мкм, а также пользуясь параметрами транзисторов, перечисленными в (4.19 - 4.23).

$$g_{m_{\text{Trans}}} = 1.6 \text{ мСм} \quad (4.19)$$

$$\mu_{0_{\text{Trans}}} = 4.384 \text{ м}^2/(\text{В} \cdot \text{с}) \quad (4.20)$$

$$t_{OX_{\text{Trans}}} = 775 \text{ нм} \quad (4.21)$$

$$\varepsilon_0 = 3.9 \quad (4.22)$$

$$\varepsilon_{OX_{\text{Trans}}} = 8.85 \cdot 10^{-12} \text{ Ф/м} \quad (4.23)$$

$$w_{1,2} = \frac{g_m^2 \cdot l_c}{2\mu_{\text{Al}} \cdot C_{OX} \cdot I_c} = 3.1 \text{ мм}, w_3 = 2 \cdot w_{1,2} = 1.6 \text{ мм} \quad (4.24)$$

Промоделировали работу полученного гетеродина. Выходной сигнал с гетеродина можно наблюдать на рис. 4.2, а на рис. 4.3 виден его спектр.

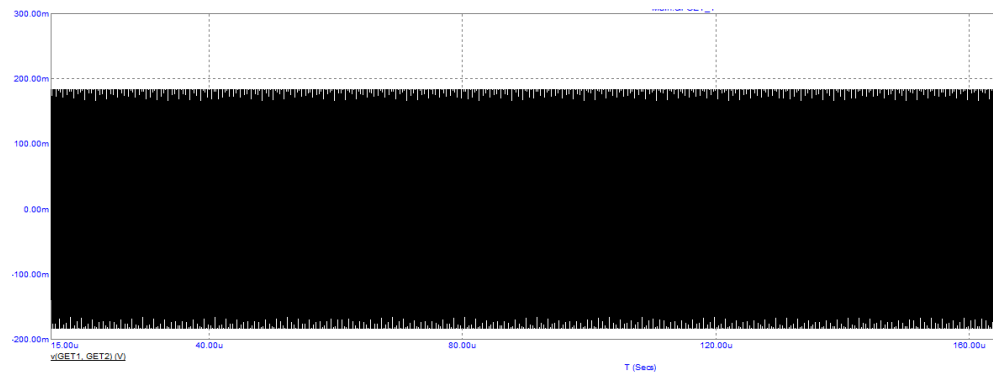


Рис. 4.2. Сигнал на выходе гетеродина.

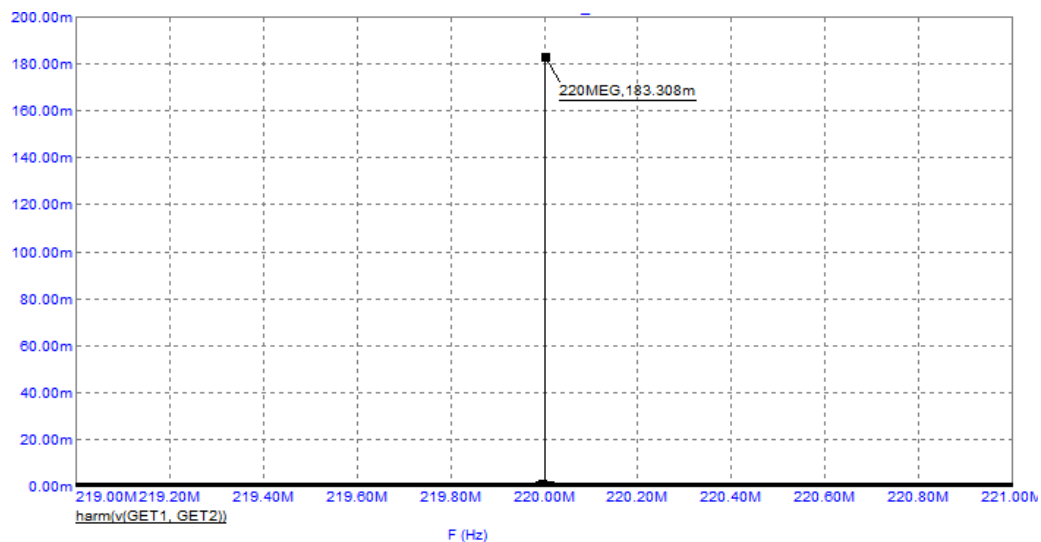


Рис.4.3. Спектр сигнала на выходе гетеродина

Проанализировали схему по постоянному току (рис. 4.4) для того, чтобы убедиться в верности вычисленных параметров.

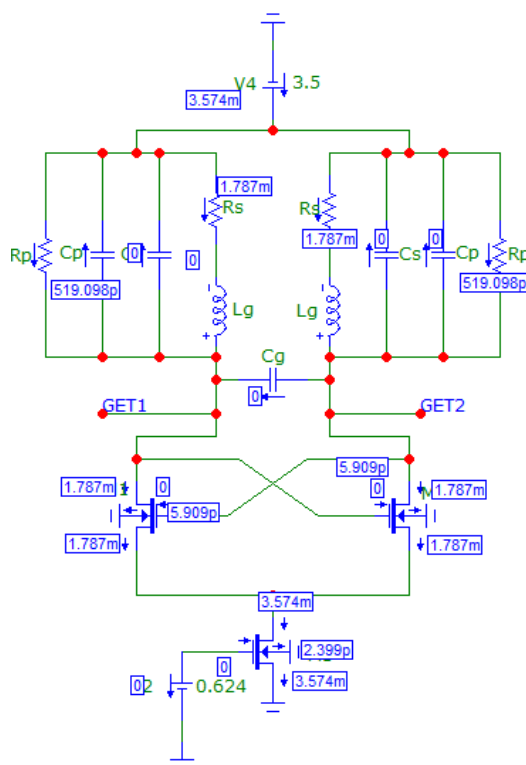


Рис. 4.4. Анализ схемы гетеродина по постоянному току

Исходя из заданного тока, определим рабочую точку транзистора M3 и снимем напряжение на затворе с проходной характеристики транзистора (рис. 4.5).

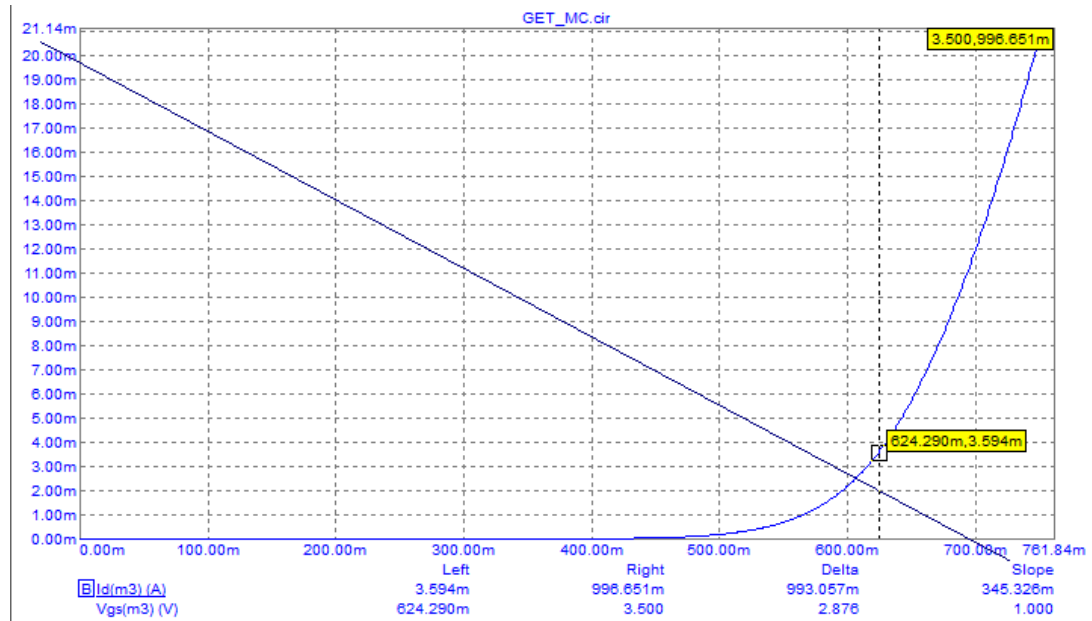


Рис. 4.5. Проходная характеристика транзистора МЗ.

По полученным результатам видно, что моделирование близко к рассчитанным параметрам, и при этом удовлетворяет условиям технического задания, что может говорить о правильности реализации блока гетеродина.

5 Смеситель

Смеситель предназначен для выполнения нелинейной операции – изменения несущей частоты сигнала с сохранением свойств модуляции. В данной работе требуется выполнить смеситель на основе ячейки Гильберта на биполярных транзисторах. Принципиальная схема смесителя представлена на рисунке 5.1.

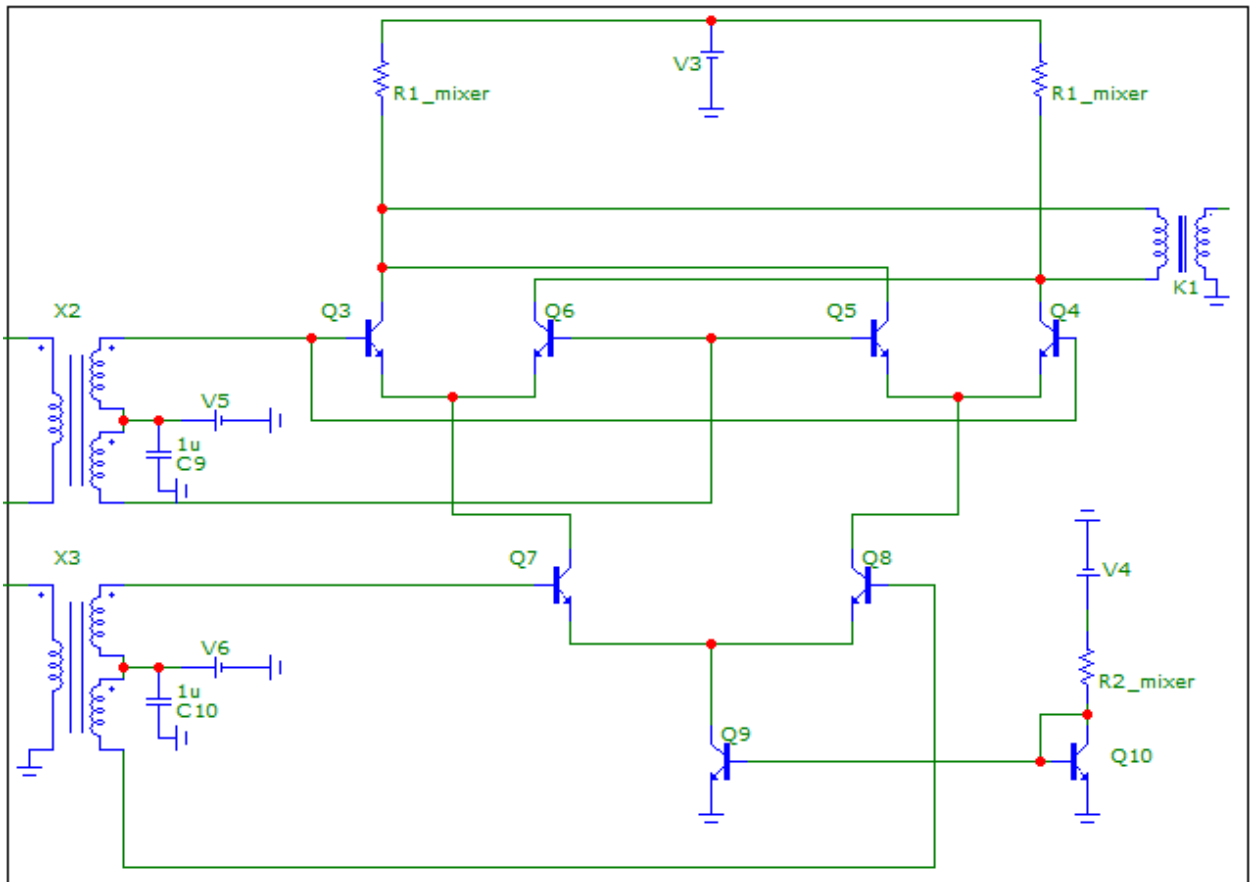


Рисунок 5.1 – Принципиальная схема смесителя на основе ячейки Гильберта на биполярных транзисторах

Для реализации схемы выберем биполярный транзистор *2N3904*. Зададим ток, протекающий через транзистор *Q9*, равный 10 мА. Учитывая то, что схема обладает симметрией, через транзисторы *Q7* и *Q8* должен протекать ток 5 мА, а через транзисторы *Q3–Q6* — 2.5 мА. Положим, что напряжение коллектор-эмиттер всех транзисторов, кроме *Q10*, равно 1 В.

Проведём расчёт смесителя по постоянному току, чтобы обеспечить заданные параметры. На рисунке 5.2 построим семейство выходных характеристик транзистора *2N3904* и определим токи баз транзисторов для обеспечения рабочей точки

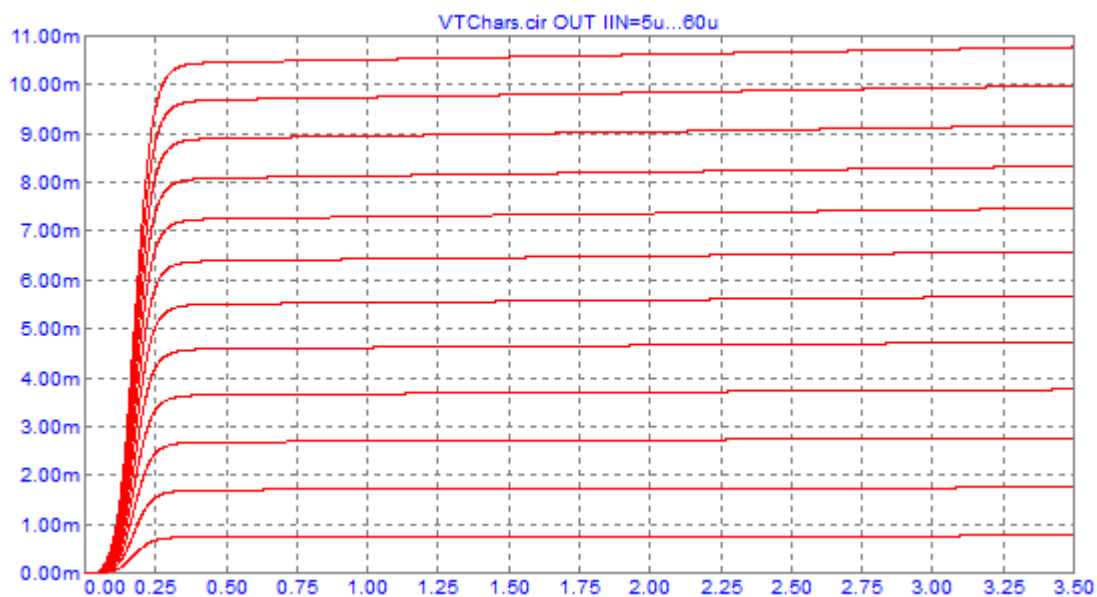


Рисунок 5.2 – Семейство выходных характеристик транзистора 2N3904 при токе базы от 5 до 60 мкА с шагом 5 мкА

На рисунках 5.3 и 5.4 построим входную и проходную характеристики транзистора. По ним определим напряжения база-эмиттер для каждого транзистора.

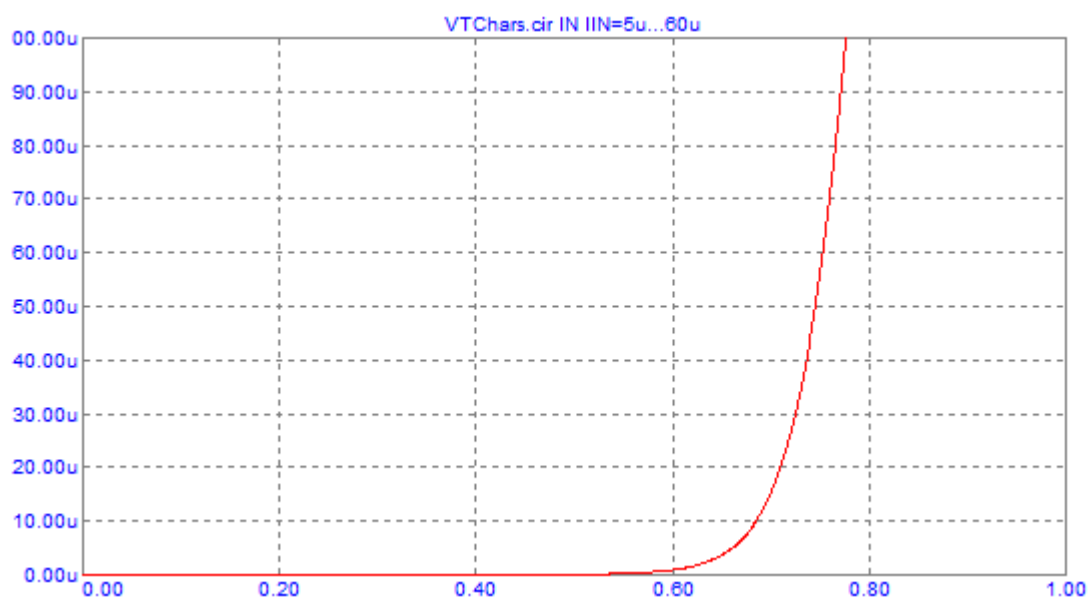


Рисунок 5.3 – Входная характеристика транзистора 2N3904

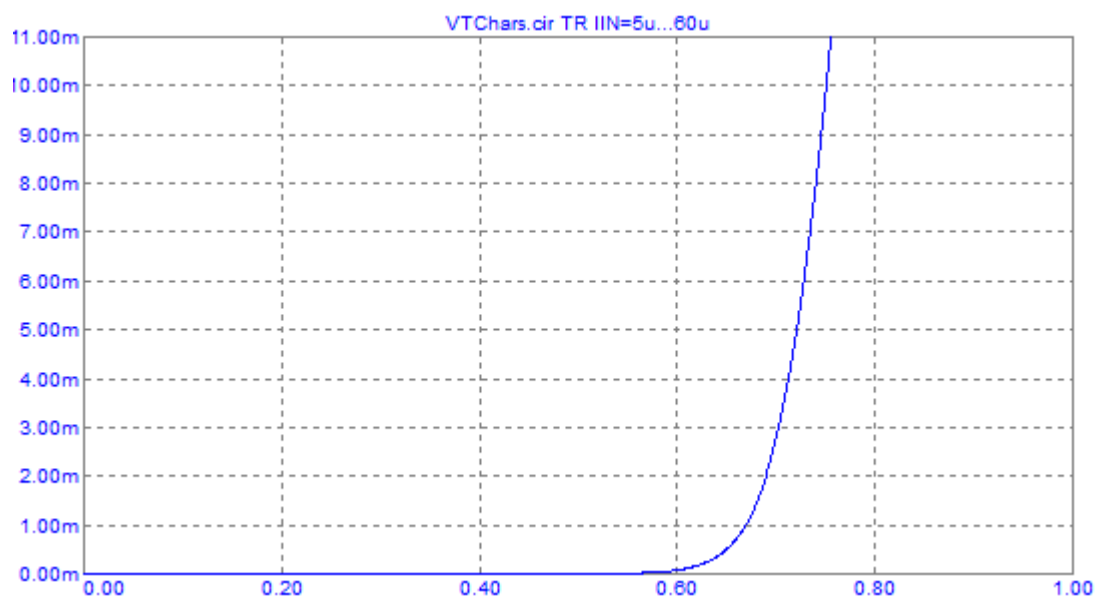


Рисунок 5.4 – Проходная характеристика транзистора 2N3904

Определённые из рисунков 5.2–5.4 параметры рабочих точек транзисторов занесём в таблицу 5.1.

Таблица 5.1 – Параметры рабочих точек транзисторов смесителя

Транзистор	Напряжение коллектор-эмиттер $U_{кэ}$, В	Напряжение база-эмиттер $U_{бэ}$, В	Ток коллектора $I_{к}$, мА	Ток базы $I_{б}$, мкА
Q10	750.297	750.297	10	56.531
Q9	1			
Q7, Q8	1	720.839	5	27.069
Q3–Q6	1	696.46	2.5	14.008

Рассчитаем резистор, обеспечивающий заданное смещение на базе транзисторов Q9, Q10:

$$R_2 = \frac{E - U_{БЭ0}}{I_{к} + 2I_{Б0}} = \frac{3.5 \text{ В} - 750.297 \text{ мВ}}{10 \text{ мА} + 2 \cdot 56.531 \text{ мкА}} \approx 272 \text{ Ом} \quad (5.1)$$

Смещения, задаваемые источниками V5 и V6, задаются следующим образом:

$$V_6 = U_{кэ Q9} + U_{бэ Q7} = 1.721 \text{ В} \quad (5.2)$$

$$V_5 = U_{кэ Q9} + U_{кэ Q7} + U_{бэ Q3} = 2.696 \text{ В} \quad (5.3)$$

$$R_{\kappa} = \frac{0.5 \text{ B}}{5 \text{ mA}} = 100 \text{ O}_{\text{M}} \quad (5.4)$$

Из результатов анализа можно сделать вывод, что значения, полученные при моделировании, с высокой степенью совпадают с расчётными. Отклонения значений от расчётных обусловлены приближением при расчётах $I_3 \approx I_K$.

31

промежуточной частоты. Спектры сигнала на входе и выходе смесителя приведены на рисунках 5.6, 5.7.

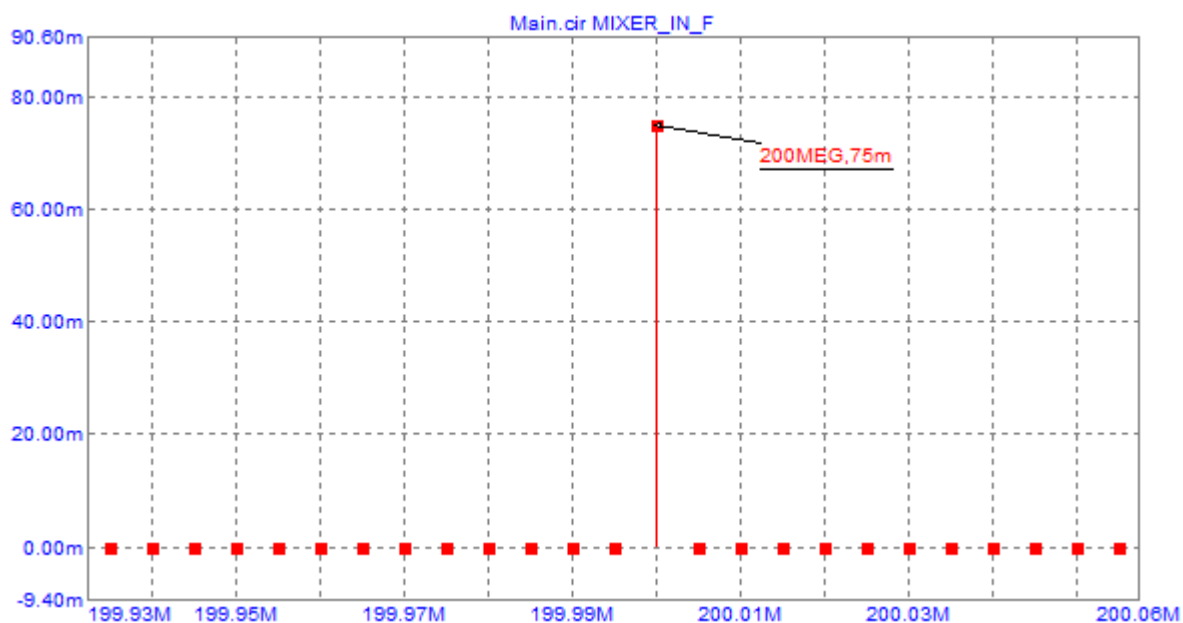


Рисунок 5.6 Спектр сигнала на входе смесителя

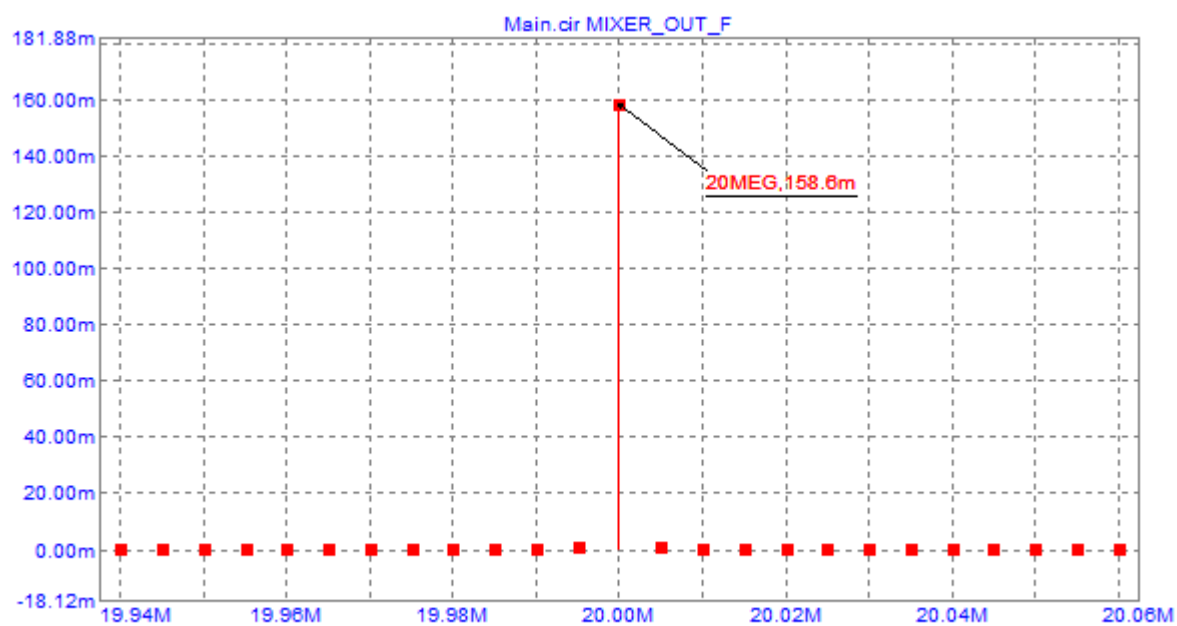


Рисунок 5.6 Спектр сигнала на выходе смесителя

Из рисунков видно, что смеситель с высокой точностью осуществляет преобразование несущей частоты в промежуточную. Усиление сигнала при этом с учётом коэффициентов трансформации трансформаторов составляет 2.11.

Интегрируем смеситель в приёмный тракт. На рисунках 5.8 и 5.9 построим спектр сигнала на входе и выходе.

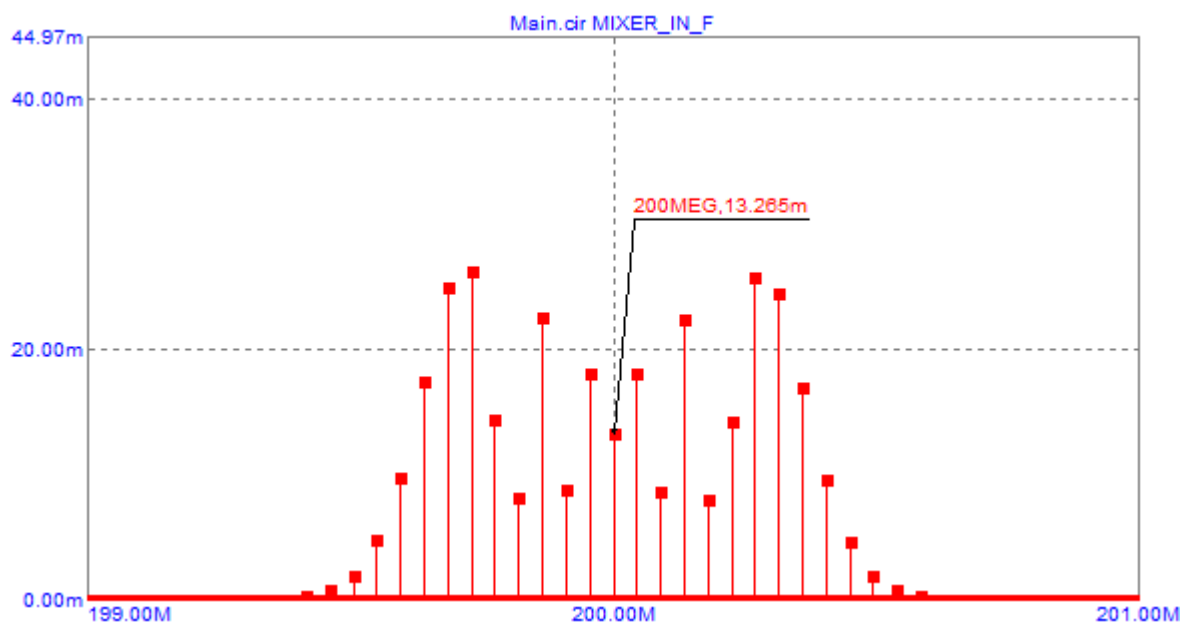


Рисунок 5.8 – Спектр сигнала на входе смесителя

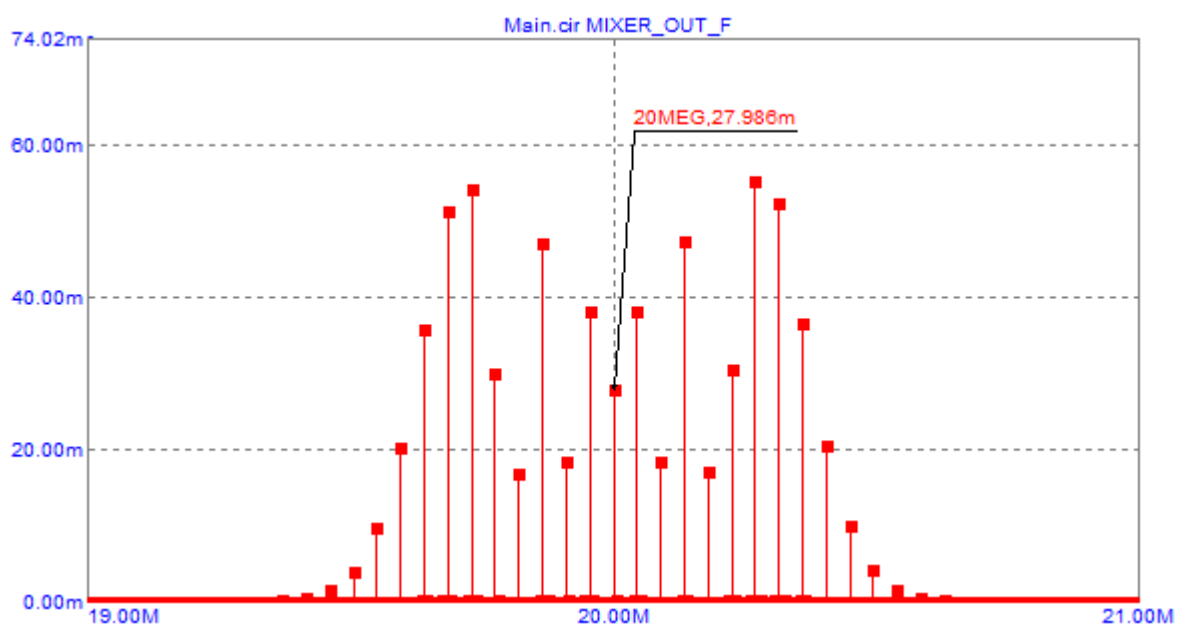


Рисунок 5.9 – Спектр сигнала на выходе смесителя

6 Усилитель промежуточной частоты

Избирательный усилитель

Усилитель промежуточной частоты (УПЧ) предназначен для усиления и селекции сигнала на промежуточной частоте. Используем ту же схему усилителя, что и для УРЧ (рисунок 3.5). Также оставим неизменными используемый транзистор. Зададим требуемый коэффициент усиления — 3.35.

Зададим $R_K = 100 \text{ Ом}$ и, считая, что входное сопротивление нагрузки намного выше R_K , определим эквивалентную нагрузку усилителя по формуле (3.8):

$$R'_H \approx 100 \text{ Ом} \quad (6.1)$$

Зададим добротность колебательного контура равной 1. По формулам (3.2), (3.5), (3.6) рассчитаем значения элементов колебательного контура:

$$C = 79.6 \text{ пФ} \quad (6.2)$$

$$L = 795.8 \text{ нГ} \quad (6.3)$$

Из рисунков 3.6–3.8 выберем РТ и занесём её параметры в таблицу 6.1.

Таблица 6.1 – Параметры РТ УПЧ

Ток коллектора I_K , мА	Ток базы $I_{\bar{o}}$, мкА	Напряжение коллектор-эмит- тер $U_{KЭ}$, В	Напряжение база-эмиттер $U_{\bar{o}Э}$, мВ	Крутизна S , мА/В
5.354	32	1	665.128	189.308

Сопротивления, обеспечивающие рабочую точку, по формулам (3.16) – (3.19) равны:

$$R_3 \approx 464.2 \text{ Ом} \quad (6.4)$$

$$b = 3 \quad (6.5)$$

$$R_1 \approx 2616.2 \text{ Ом} \quad (6.6)$$

$$R_2 \approx 32970 \text{ Ом} \quad (6.7)$$

Сопротивление обратной связи по формулам (3.21), (3.22):

$$R_{\beta} = 24 \text{ Ом} \quad (6.8)$$

Скорректируем данное значение до 19 Ом для получения необходимого усиления.

Проведём моделирование. На рисунке 6.1 приведён спектр тестового сигнала на входе и выходе УПЧ.

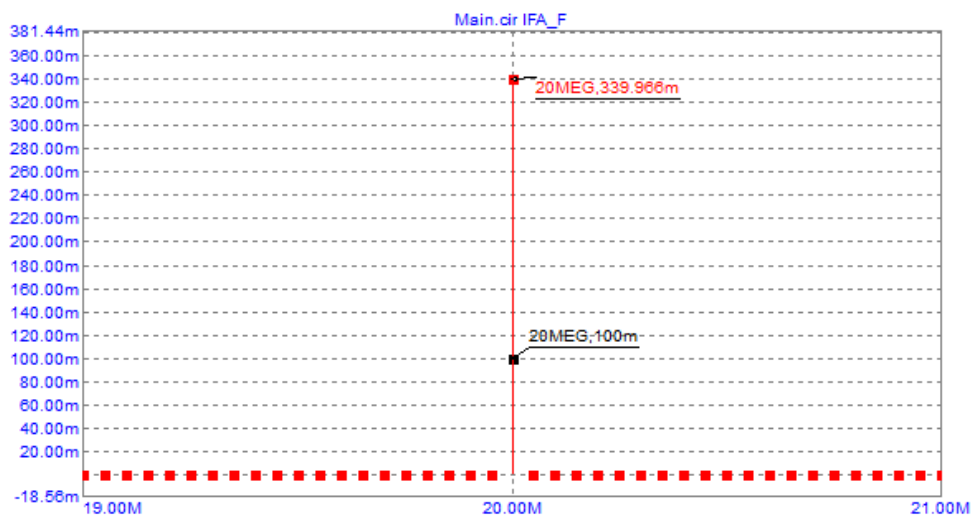


Рисунок 6.1 – Спектр сигнал на входе и выходе УПЧ

Коэффициент усиления при моделировании — 3.4. На рисунке 6.2 приведём спектры сигнала при подаче на вход приёмника ЧМ-колебания.

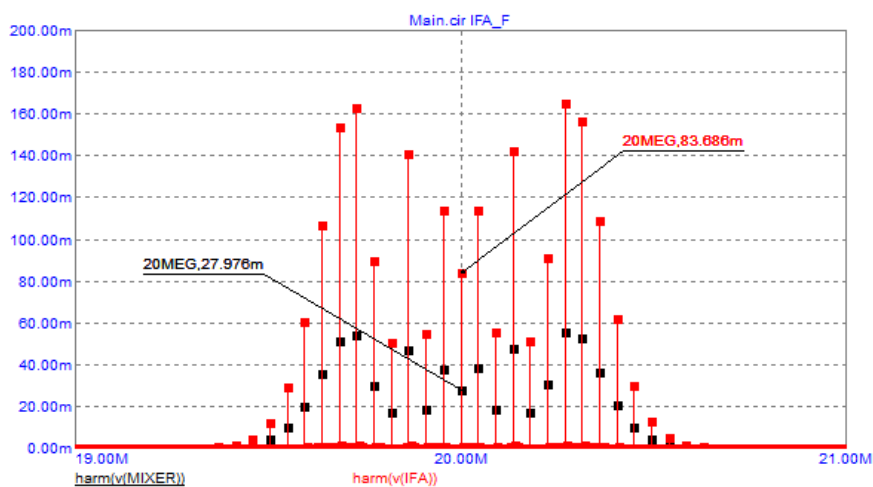


Рисунок 6.2 – Спектр ЧМ-колебания на входе и выходе УПЧ

Буферный каскад

Буферный каскад используется для согласования избирательного усилителя и детектора, так как последний имеет низкое входное сопротивление. Принципиальная схема и алгоритм расчёта остаются такими же, как в пункте 3.3, поэтому приведём лишь основные расчёты. В качестве активного элемента используется транзистор 2N2222.

Максимальная амплитуда выходного напряжения:

$$U_{\text{ВЫХ МАКС}} \approx U_{\text{ВХ МАКС}} = 500 \text{ мВ} \quad (6.9)$$

Построим статические характеристики используемого транзистора на рисунках 6.3–6.5.

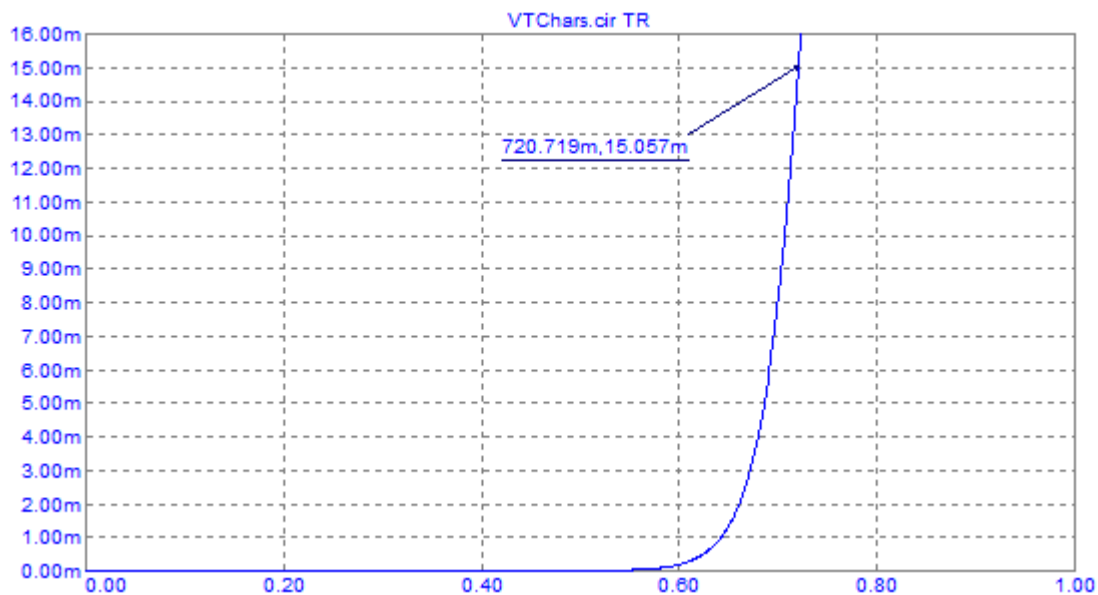


Рисунок 6.3 – Проходная характеристика транзистора 2N2222

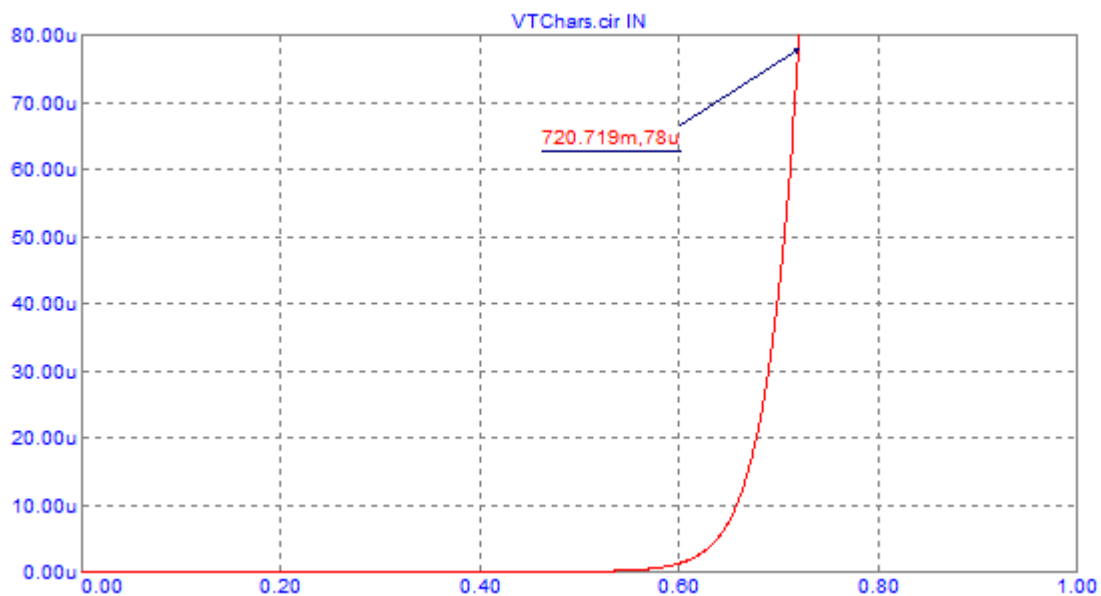


Рисунок 6.4 – Проходная характеристика транзистора 2N2222

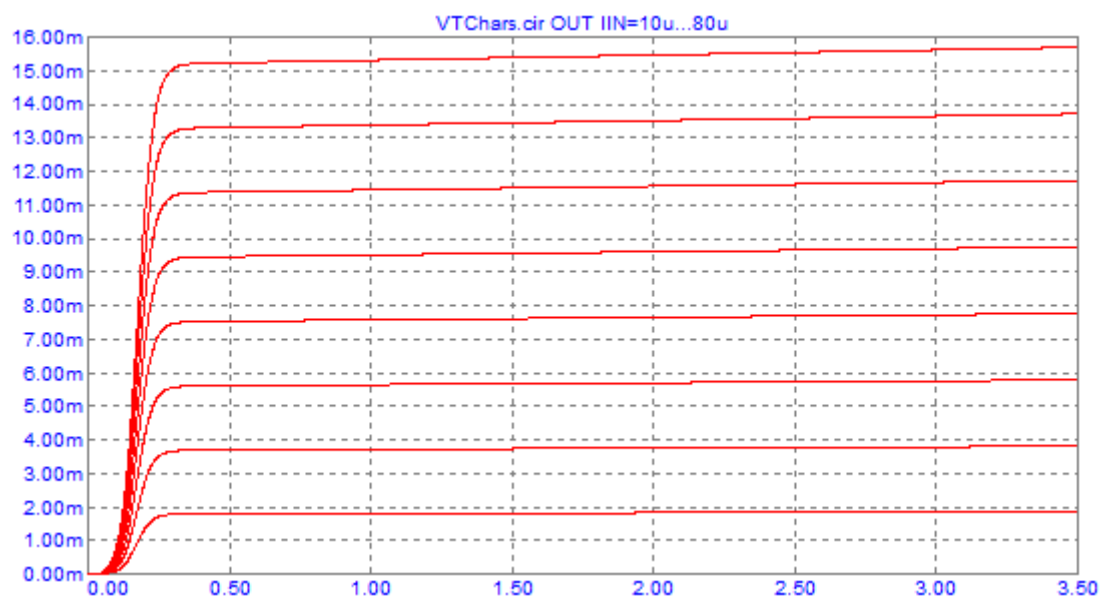


Рисунок 6.5 – Выходная характеристика транзистора 2N2222. Ток базы для характеристик меняется от 10 до 80 мкА с шагом 10 мкА

Используя данные характеристики, выберем рабочую точку и занесём её параметры в таблицу 6.2.

Таблица 6.2 – Параметры рабочей точки транзистора 2N2222

Ток коллектора I_K , мА	Ток базы I_{δ} , мкА	Напряжение коллектор-эмит тер $U_{кэ}$, В	Напряжение база-эмиттер $U_{\deltaэ}$, мВ	Крутизна S , мА/В
15.057	78	1.9	720.719	422.474

По формулам (3.16)–(3.19) рассчитаем резисторы, обеспечивающие рабочую точку:

$$R_3 \approx 105.7 \text{ Ом} \quad (6.10)$$

$$b = 3 \quad (6.11)$$

$$R_1 \approx 3780 \text{ Ом} \quad (6.12)$$

$$R_2 \approx 9918 \text{ Ом} \quad (6.13)$$

Эквивалентная нагрузка:

$$R'_H = R_H \parallel R_3 = 51.4 \text{ Ом} \quad (6.14)$$

Постоянная и переменная мощности:

$$P_{=} = U_{кэ} \cdot I_K = 28.6 \text{ мВт} \quad (6.15)$$

$$P_{\sim} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{\text{ВЫХ МАКС}}^2}{R_H} = 2.4 \text{ мВт} \quad (6.16)$$

Соотношение мощностей — 11.8. Коэффициент передачи по формуле (3.23):

$$K_{UOK} = 0.96 \quad (6.17)$$

Результаты анализа по постоянному току показаны на рисунке 6.6.

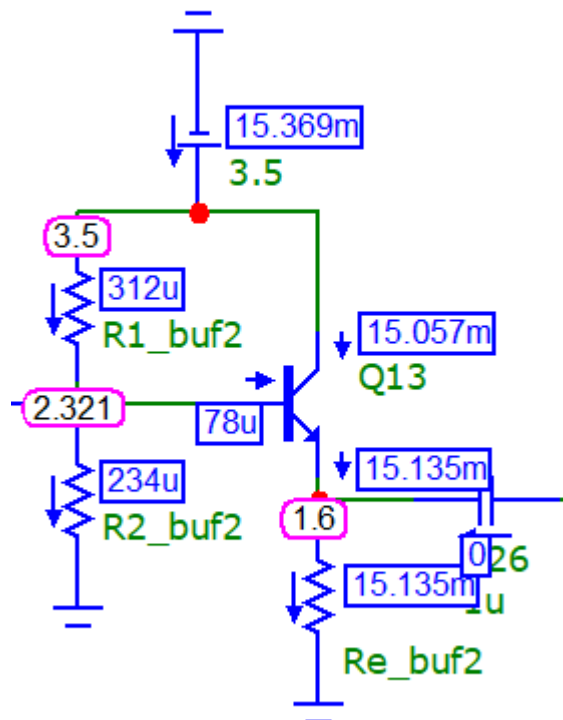


Рисунок 6.6 – Анализ буферного каскада УПЧ по постоянному току

Спектры сигнала на входе и выходе буфера показаны на рисунке 6.7.

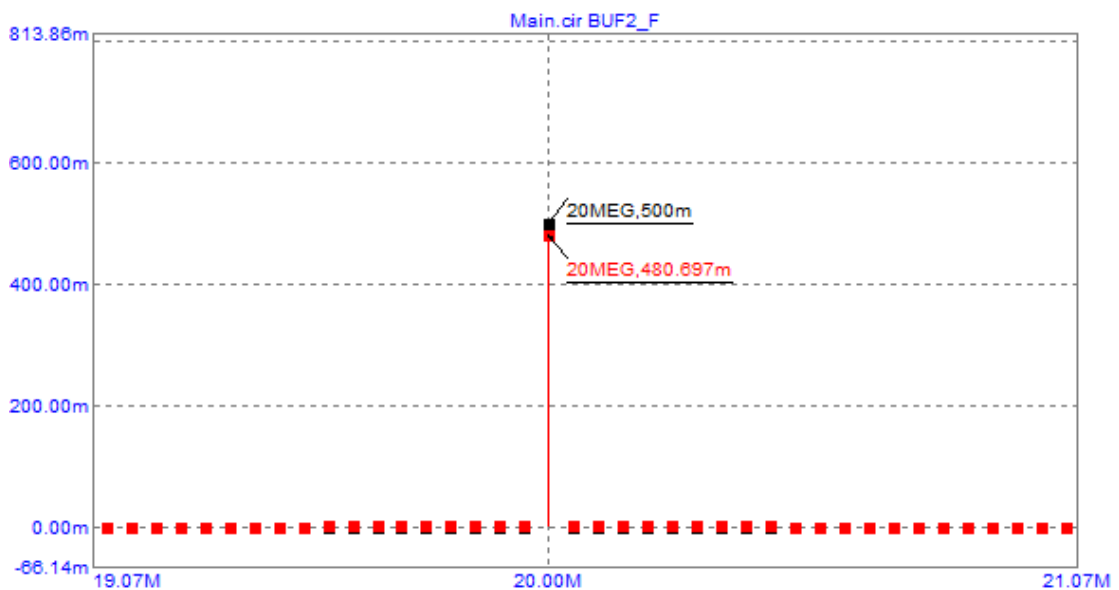


Рисунок 6.7 – Спектры сигнала на входе и выходе буфера УПЧ

7 Детектор

Частотный детектор - устройство, преобразующее колебания ЧМ-сигнала, изменяющегося во времени согласно законам частотной модуляции. В данной работе используется ЧД на двух настроенных контурах, основная идея которого - преобразование отклонения частоты в фазовые сдвиги с последующим детектированием.

Ниже представлена принципиальная схема частотного детектора на двух настроенных контурах (рис. 7.1).

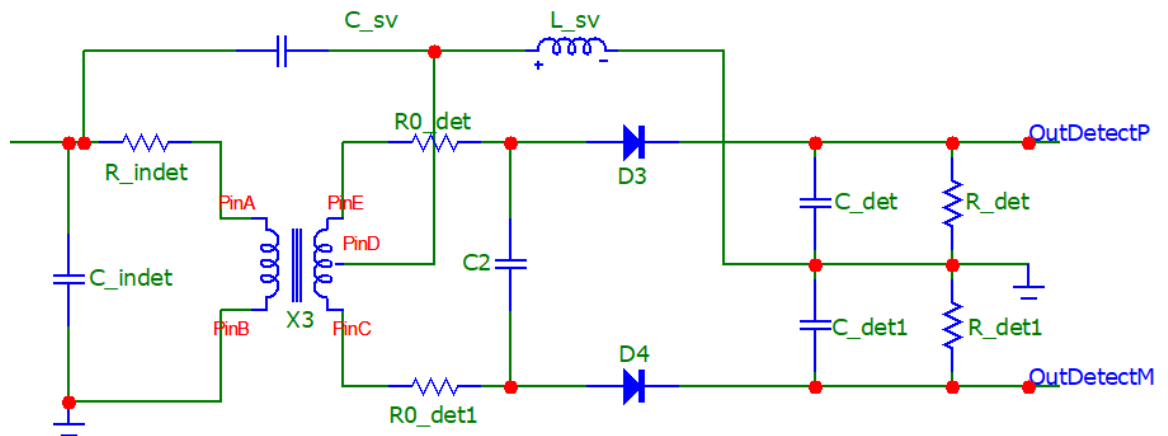


Рис. 7.1. Детектор на двух настроенных контурах.

Перед использованием детектора необходимо применить амплитудный ограничитель (АО) для избавления от паразитной амплитудной модуляции. В данном случае применяется двусторонний АО для ограничения амплитуды входного воздействия. Принципиальная схема АО представлена на рис. 7.2.

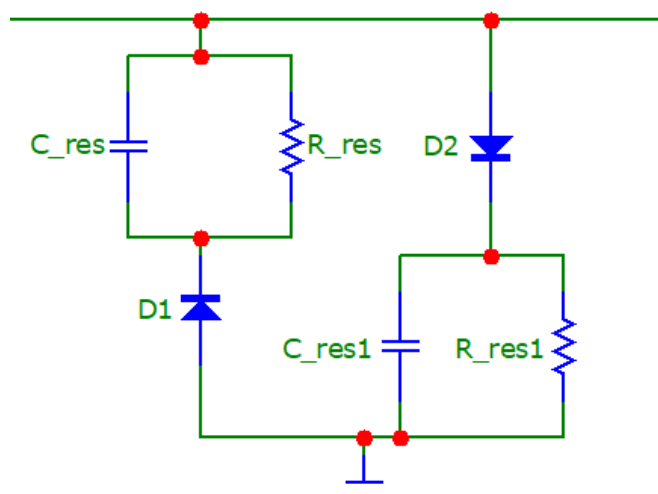


Рис. 7.2. Амплитудный ограничитель.

Номиналы R и C ограничителя выбираются так, чтобы постоянная времени была такая, что:

$$\frac{1}{\tau} = \frac{1}{R \cdot C} \ll 2\pi \cdot f_{\text{МОД}} = 2\pi \cdot 45 \text{ кГц}, \Rightarrow \tau \gg 3.53678 \text{ мкс}, \quad (7.1)$$

если положить, что частота паразитной АМ равна $f_{\text{МОД}}$.

Исходя из условия (7.1) выберем следующие номиналы R и C :

$$C = 100 \text{ мкФ}, R = 10 \text{ Ом} \quad (7.2)$$

Тогда постоянная времени τ равна:

$$\tau = 100 \cdot 10^{-6} \cdot 10 = 1 \cdot 10^{-3} = 1 \text{ мс}, \quad (7.3)$$

что удовлетворяет условию (7.1).

Ниже представлены графики на тестовом сигнале с ЧМ 45 кГц и глубиной модуляции 8, величина сигнала равна 250 мВ.

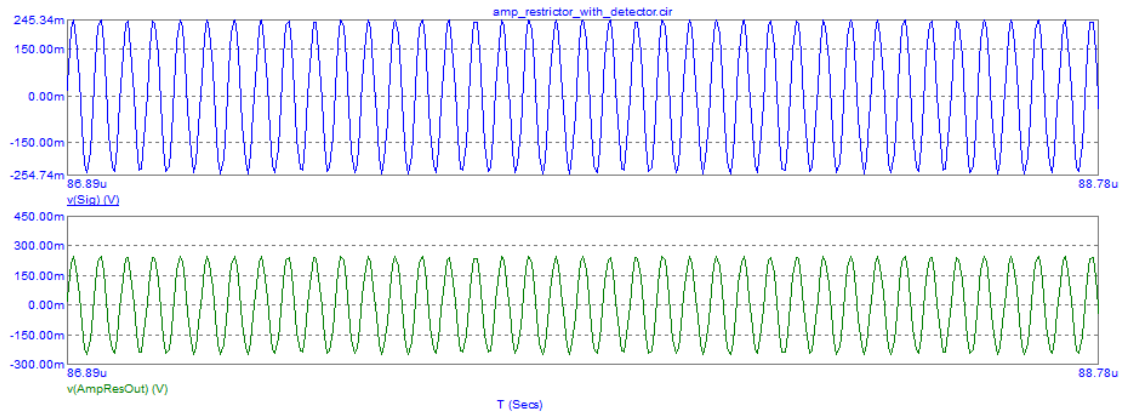


Рис. 7.2. Сигнал до и после АО.

Ниже представлена полная схема блока.

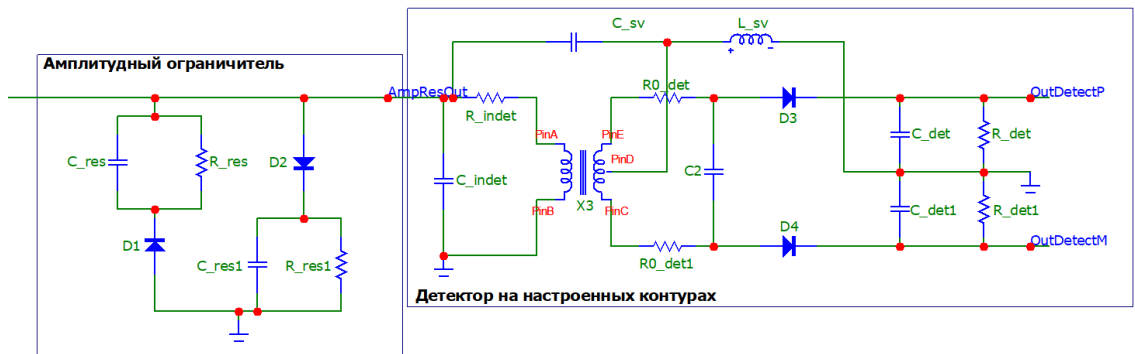


Рис. 7.3. Частотный детектор на настроенных контурах с АО

Рассмотрим детектор. Связанные контура должны быть настроены на одну и ту же частоту - $f_{\text{пч}}$, равную 20 МГц. Положив добротность Q равной 30, а также зафиксировав ёмкости в контурах $C_{in\ det}$ и C_2 :

$$C_{IN\ DET} = 500 \text{ пФ} \quad C_2 = 5 \text{ пФ}, \quad (7.4)$$

получены ёмкости катушек L_1-L_3 (7.5), а также, впоследствии сопротивление потерь R_{loss} (7.6).

$$L_1 = \frac{1}{(2\pi \cdot f_{\text{пч}})^2 \cdot C_{IN\ DET}} = 126.6515 \text{ нГн} \quad L_2 = L_3 = \frac{1}{2 \cdot (2\pi \cdot f_{\text{пч}})^2 \cdot C_2} = 6.3326 \text{ мкГн} \quad (7.5)$$

$$R_{\text{Loss}} = \frac{2\pi \cdot f_{\text{пч}} \cdot L_1}{Q} = 0.5305 \text{ Ом} \quad (7.6)$$

Сигнал заводится в среднюю точку второго контура через реактивный делитель, номиналы для которого берутся следующие:

$$L_{Sv} = 100 \text{ нГн}, \quad C_{Sv} = 1 \text{ нФ} \quad (7.6)$$

Также, из условия (7.7) определяется постоянная времени τ .

$$\frac{1}{f_{\text{пч}}} \leq \tau \leq \frac{1}{f_{\text{МОД}}} \quad (7.7)$$

Взяв $\tau = 30 \text{ мкс}$, и положив $R_{\text{det}} = 5 \text{ кОм}$, определяется значение C_{det} :

$$C_{\text{det}} = \frac{\tau}{R_{\text{det}}} = 6 \text{ нФ} \quad (7.8)$$

Далее представлены форма (рис. 7.4) и спектр сигнала (рис. 7.5) на выходе частотного детектора при подаче тестового сигнала величиной 250 мВ.

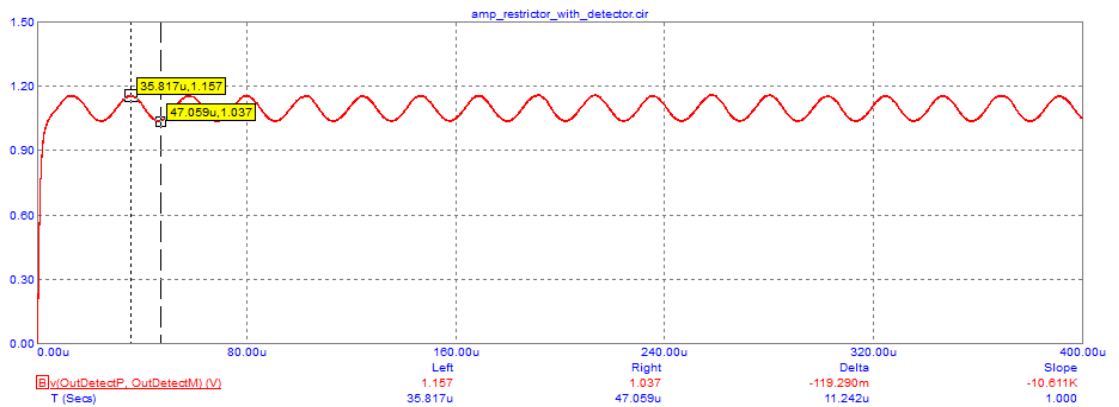


Рис. 7.4. Сигнал на выходе ЧД, частота модуляции - 45 кГц.

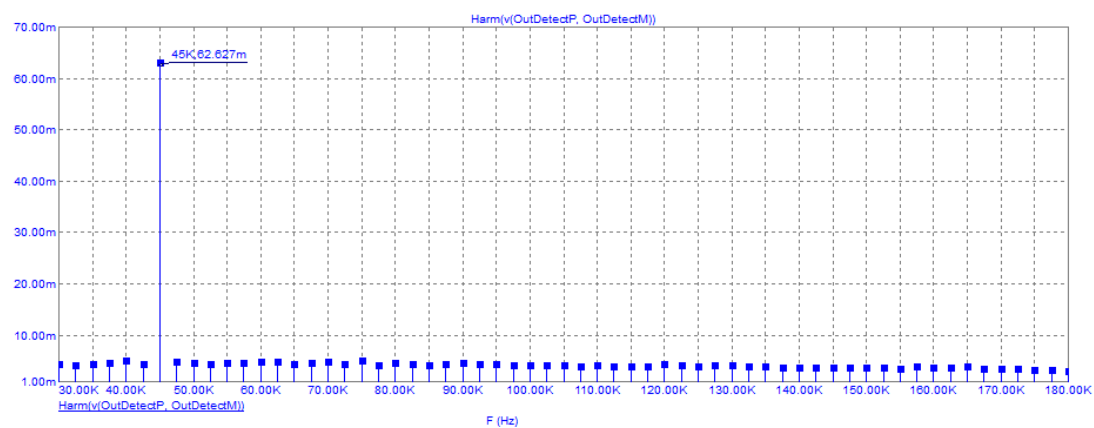


Рис. 7.5. Спектр сигнала на выходе ЧД, частота модуляции - 45 кГц.

8 Анализ приёмного тракта

Проведем итоговое моделирование. Ниже представлена полная схема приемного тракта и результаты моделирования (рис. 8.1). Моделирование проводилось при следующих параметрах:

- Несущая частота ЧМ-колебания 200 МГц с опциональной отстройкой ± 50 кГц
- Частота модуляции 45 кГц с опциональной отстройкой -25% (~ 35 кГц) и +25% (~ 55 кГц)
- Глубина модуляции 8
- Амплитуда входного сигнала 15 мВ

Входной сигнал (с антенны) и выходной сигнал (с детектора) представлены во временной и частотной области на рис. 8.2—8.7.

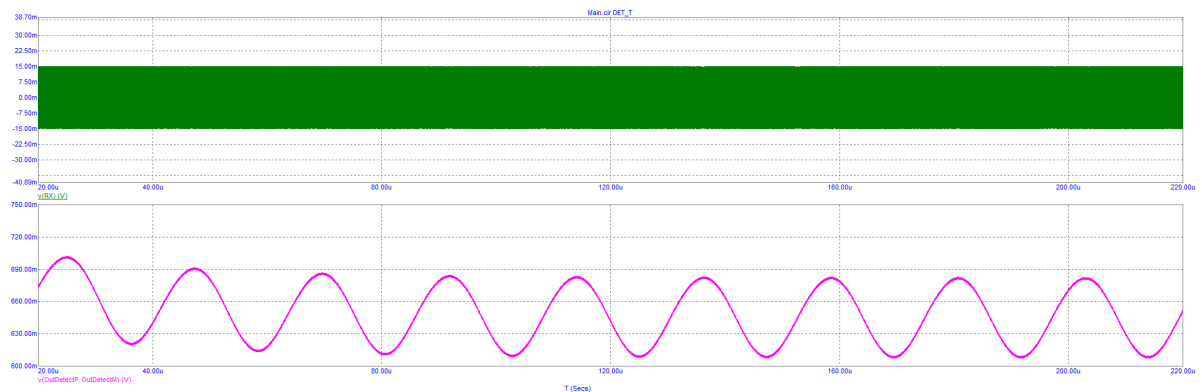


Рис. 8.2. Входной сигнал (верхний) и выходной (нижний), $f_{\text{мод}} 45$ кГц

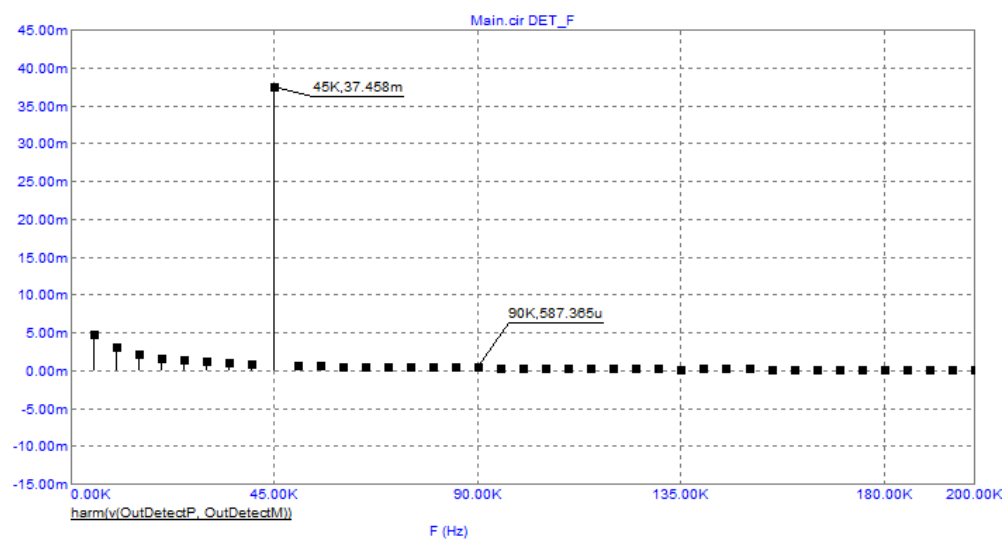


Рис. 8.3. Спектр выходного сигнала, $f_{\text{мод}} 45$ кГц

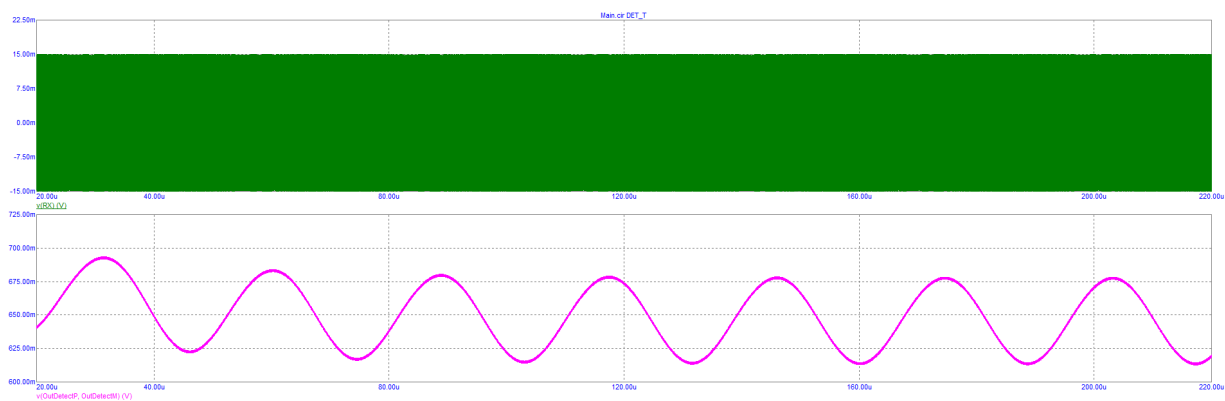


Рис. 8.4. Входной сигнал (верхний) и выходной (нижний), $f_{\text{мод}} 35$ кГц

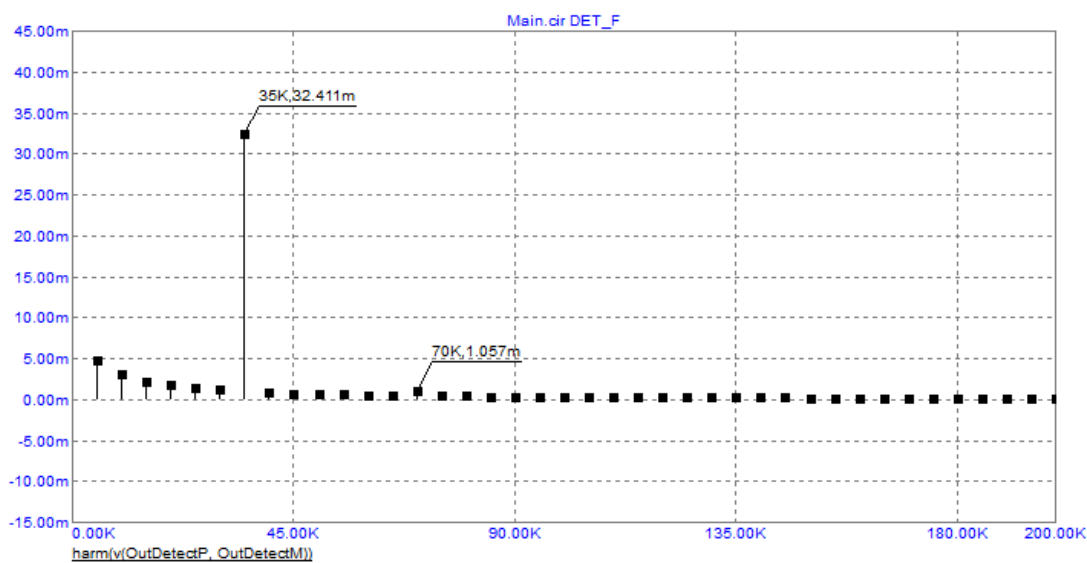


Рис. 8.5. Спектр выходного сигнала, $f_{\text{мод}} 35$ кГц

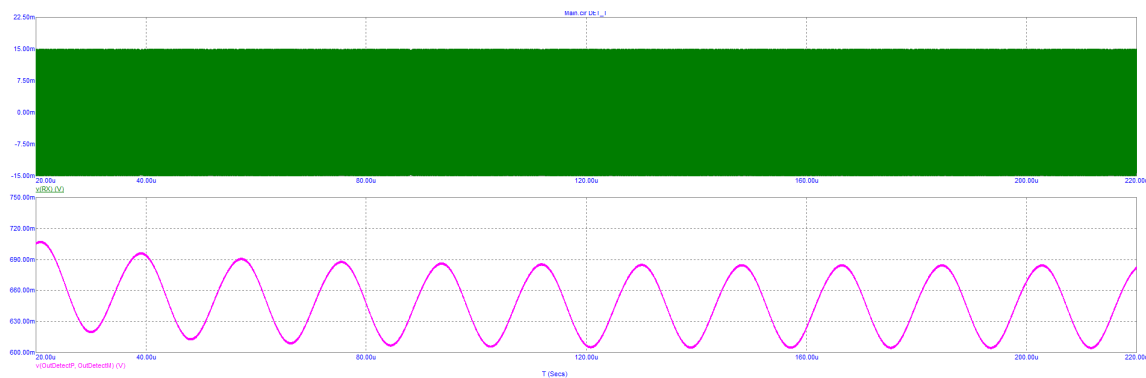


Рис. 8.6. Входной сигнал (верхний) и выходной (нижний), $f_{\text{мод}} 55$ кГц

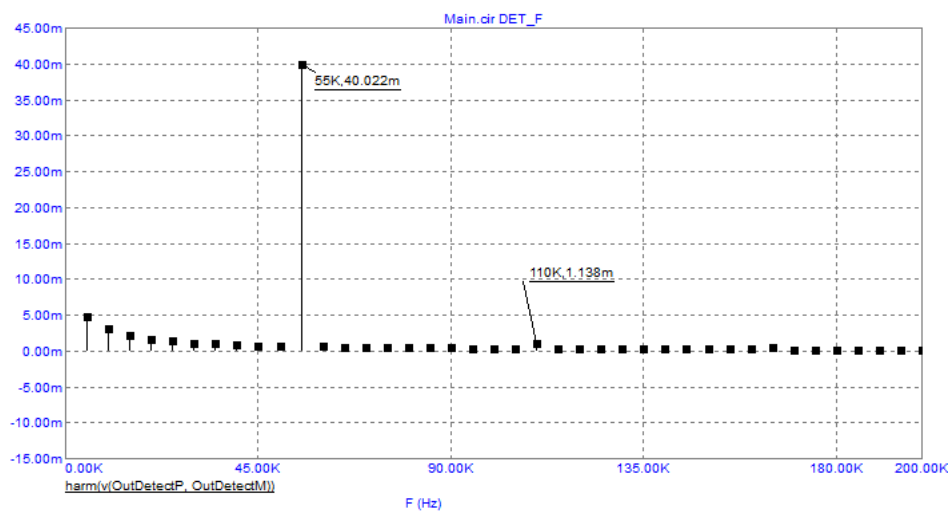


Рис. 8.7. Спектр выходного сигнала, $f_{\text{мод}} 55 \text{ кГц}$

Исследовали влияние отстройки несущей частоты на $\pm 50 \text{ кГц}$. На рис. 8.8 и 8.9 изображены результаты для случая и увеличением несущей частоты на 50 кГц , а на рис. 8.10—8.11 результаты для случая с уменьшением несущей частоты на 50 кГц .

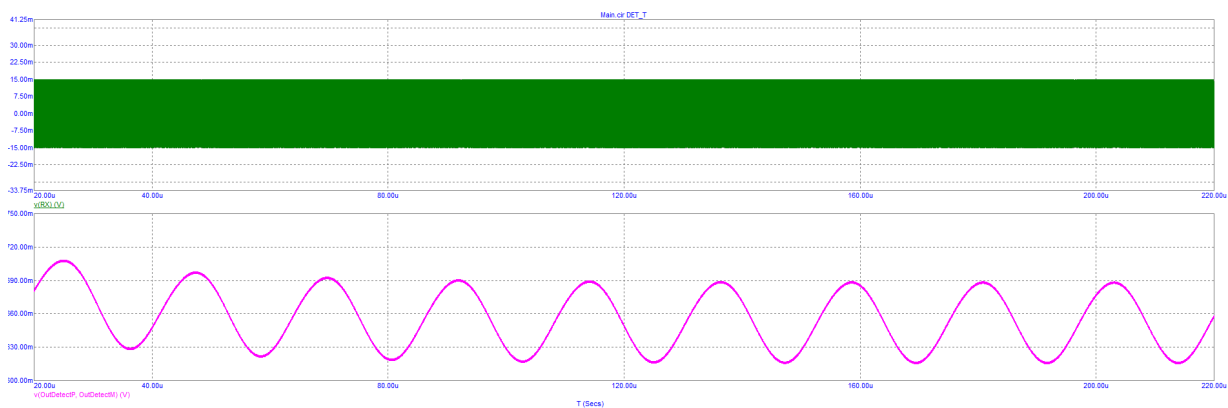


Рис. 8.8. Входной сигнал (верхний) и выходной (нижний), отстройка $+50 \text{ кГц}$

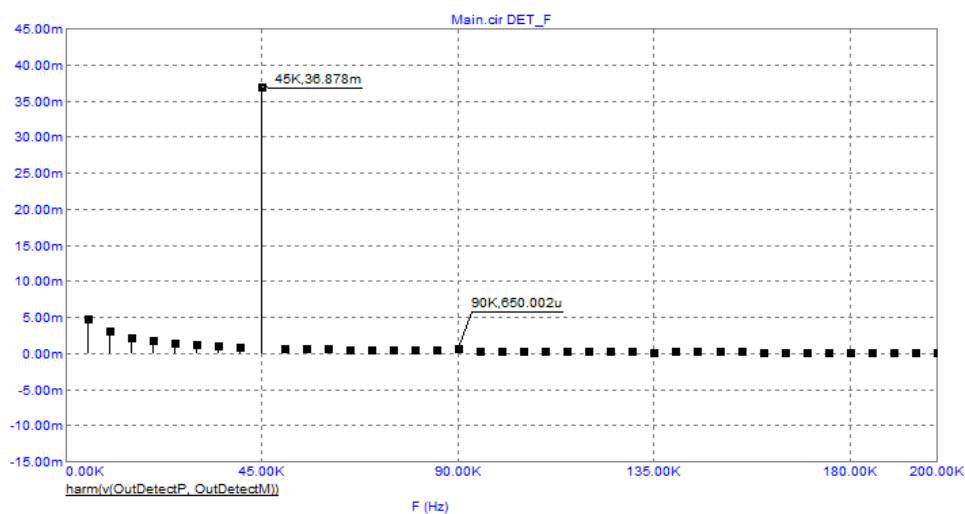


Рис. 8.9. Спектр выходного сигнала, отстройка $+50 \text{ кГц}$

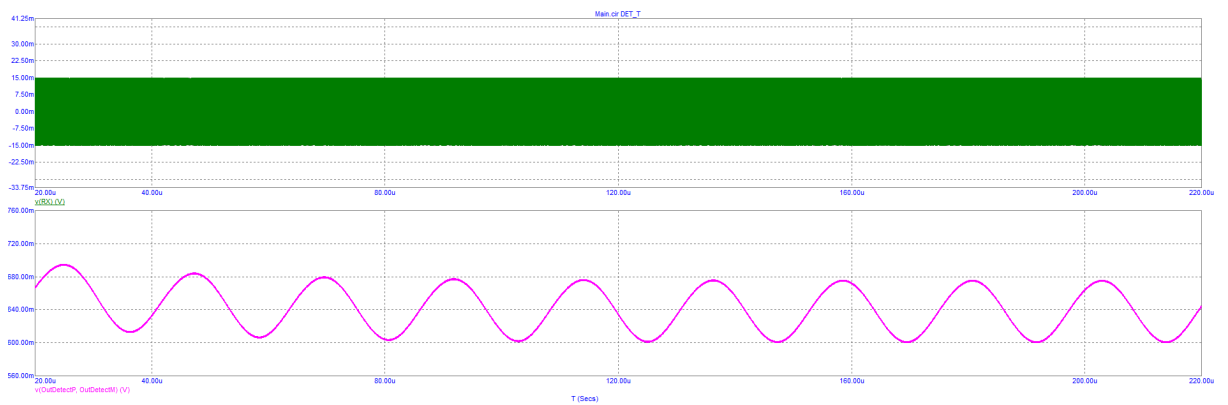


Рис. 8.10. Входной сигнал (верхний) и выходной (нижний), отстройка -50 кГц

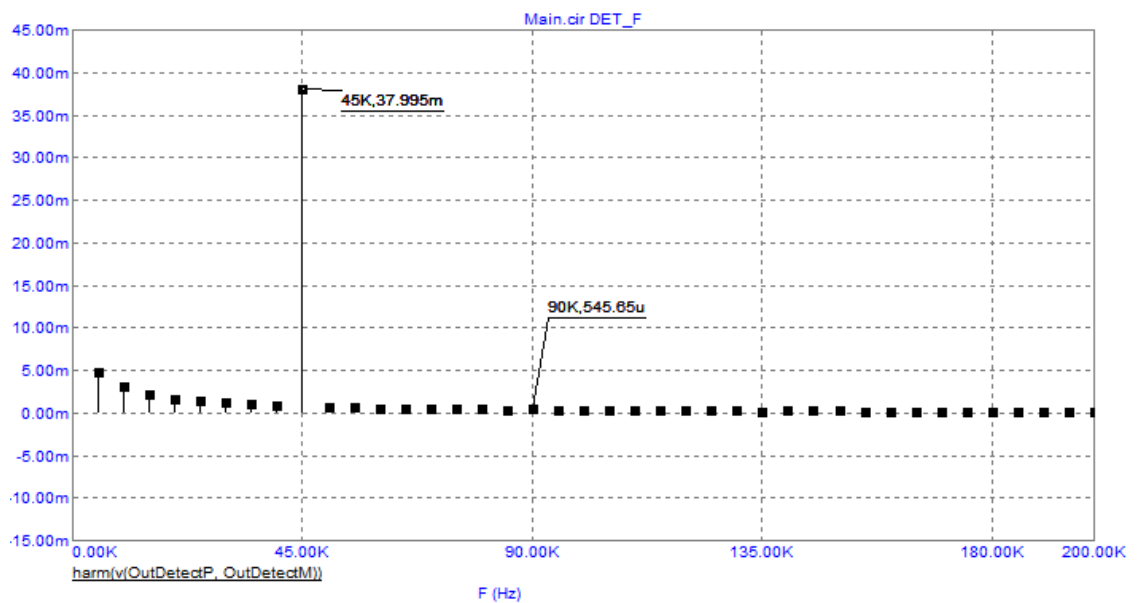


Рис. 8.11. Спектр выходного сигнала, отстройка -50 кГц

Также для стандартного случая (200 МГц несущая, 45 кГц частота модуляции) был рассчитан коэффициент нелинейных искажений по первым 4 гармоникам, используя формулу (8.1). Гармоники и их величину можно видеть на рис. 8.12.

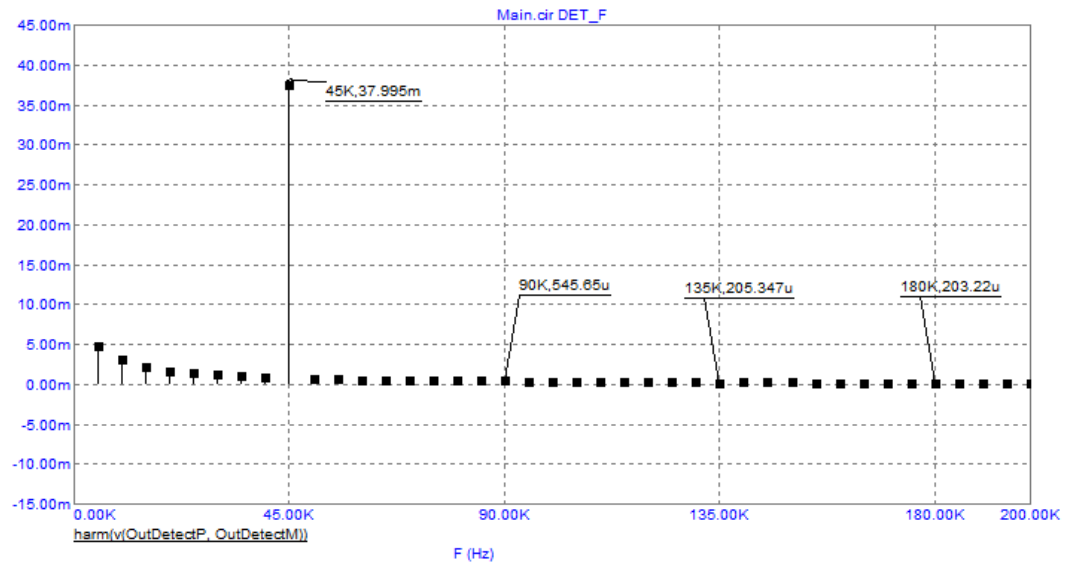


Рис. 8.12. Спектр выходного сигнала f_c 200 МГц, $f_{\text{мод}}$ 45 кГц

$$\text{КНИ} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2}}{U_1} = \frac{\sqrt{(545.65 \cdot 10^{-6})^2 + (205.347 \cdot 10^{-6})^2 + (203.22 \cdot 10^{-6})^2}}{37.995 \cdot 10^{-3}} \approx 1.6 \% \quad (8.1)$$

Уровень подавления второй гармоники:

$$20 \lg\left(\frac{U_2}{U_1}\right) = 20 \lg\left(\frac{545.65 \cdot 10^{-6}}{37.995 \cdot 10^{-3}}\right) = -36.85625 \text{ дБ} \quad (8.2)$$

По полученным результатам можно судить о правильности работы приемного тракта, результаты соответствуют техническому заданию при вариации параметров входного сигнала.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе выполнения курсовой работы был разработан приемный тракт, включающий в себя следующие блоки:

- Антенная цепь
- Входная цепь
- Усилитель радиочастоты
- Гетеродин
- Смеситель
- Усилитель промежуточной частоты
- Детектор

А также:

- Буферные каскады
- Амплитудный ограничитель

Каждый упомянутый блок был рассчитан, промоделирован, а полученные результаты оценены.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А. С. Коротков — “Устройства приема и обработка сигналов. Микроэлектронные высокочастотные устройства радиоприемников систем связи. Учебное пособие.” — СПб.: Санкт-Петербургский государственный политехнический университет, 2010.
2. А. С. Коротков — Курс лекций по предмету «Основы построения устройств приема и обработки сигналов».