Нижегородский государственный университет им. Н. И. Лобачевского

Радиофизический факультет
Кафедра радиоэлектроники

Отчет по лабораторной работе:

Нелинейные преобразования сигналов

студенты 430 группы

Выполнили: **Воробьёв Артём**
Зайцев Юрий

Проверил: **Клюев Виктор Фёдорович**

Нижний Новгород
2006 год

1 Введение

Цель работы: Изучение основных процессов происходящих при прохождении сигналов через радиотехнические цепи с нелинейным элементом, экспериментальное исследование полупроводникового преобразователя частоты и амплитудного диодного детектора.

Приборы и оборудование:

- осциллограф С1-72
- генератор Г3-7Н
- генератор Г4-18
- частотомер электронносчётный Ч3-44
- экспериментальный стенд

2 Теоретическая часть

2.1 Общие сведения о нелинейных элементах

Основные радиотехнические преобразования сигналов осуществляются с помощью нелинейных цепей. Поэтому свойства нелинейных элементов и цепей являются фундаментом для теории большинства радиотехнических устройств.

Нелинейными называются цепи, описываемые дифференциальными уравнениями вида:

$$a_0\frac{d^n y}{dt^n} + a_1\frac{d^{n-1}y}{dt^{n-1}} + \cdots + a_n y = b_0\frac{d^m x}{dt^m} + b_1\frac{d^{m-1}x}{dt^{m-1}} + b_m x, \tag{1}$$

в которых хотя бы один из коэффициентов a_i является функцией y или её производных, либо один из коэффициентов b_j – функцией x или её производных:

$$a_i = a_i\left(y, \frac{dy}{dt}, \ldots\right); \quad b_j = b_j\left(x, \frac{dx}{dt}, \ldots\right).$$

Уравнение электрической цепи оказывается нелинейным в том случае, когда в схеме используются какие-либо нелинейные элементы, т.е. элементы, параметры которых зависят от тока или напряжения. Нелинейными являются все электронные и полупроводниковые приборы. Особенности этих приборов определяются вольт-амперными характеристиками, т.е. зависимостями токов от приложенных напряжений.

2.2 Аппроксимация вольт-амперных характеристик

Полиномиальная аппроксимация. Одним из наиболее распространенных способов аппроксимации является аппроксимация степенным полиномом. Полиномиальная аппроксимация заключается в представлении вольт-амперной характеристики $i = f(u)$ полиномом n-ой степени.

Запишем аппроксимирующий степенной полином в форме:

$$i(v_0 + u) = i(v_0) + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + \cdots + a_n u^n, \tag{2}$$

где v_0 – напряжение, определяющее исходное положение рабочей точки на характеристике нелинейного элемента (в отсутствие сигнала), u – подаваемое на нелинейный элемент напряжение сигнала. Коэффициенты a_1, a_2, a_3, ... определяются выражениями

$$a_1 = \left(\frac{di}{du}\right)_{u=v_0}, \; a_2 = \frac{1}{2}\left(\frac{d^2 i}{du^2}\right)_{u=v_0}, \; a_3 = \frac{1}{3!}\left(\frac{d^3 i}{du^3}\right)_{u=v_0}, \ldots \tag{3}$$

Кусочно-линейная аппроксимация. Кусочно-линейная аппроксимация заключается в замене реальной плавно меняющейся зависимости $i = f(u)$ приближенной, состоящей из отрезков прямых линий, выбираемых, касательными к реальной характеристике в нескольких точках.

2.3 Метод определения спектра колебаний на выходе нелинейной цепи

Метод, основанный на использовании тригонометрических формул кратного аргумента. Рассмотрим воздействие на нелинейный элемент, характеристика которого аппроксимирована полиномом n-ой степени

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + \ldots + a_n u^n \tag{4}$$

гармонического колебания

$$u = E_1 \cos(\omega_1 t + \varphi). \tag{5}$$

Получим

$$i = a_0 + a_1 E_1 \cos(\omega_1 t + \varphi) + a_2 E_1^2 \cos^2(\omega_1 t + \varphi) + \ldots + a_n E_1^n \cos^n(\omega_1 t + \varphi). \tag{6}$$

Выполнив тригонометрические преобразования приводим выражение (6) к виду

$$i = I_0 + I_1 \cos(\omega_1 t + \varphi) + I_2 \cos 2(\omega_1 t + \varphi) + I_3 \cos 3(\omega_1 t + \varphi) + \cdots + I_n \cos n(\omega_1 t + \varphi). \tag{7}$$

Таким образом:

1. Спектр тока нелинейного элемента при воздействии на него гармонического сигнала оказывается линейчатым, содержащим составляющие с частотами, кратными частоты входного сигнала. Наивысший номер составляющей спектра, получаемой при расчетах, равен степени аппроксимирующего полинома.

2. Постоянная составляющая и амплитуды четных гармоник определяются четными степенями напряжения в полиноме (4), а нечетных гармоник – только нечетными.

3. Текущая фаза Ψ_k-ой гармоники с частотой $\omega_k = k\omega_1$ в k раз больше значения текущей фазы воздействующего сигнала

$$\Psi_k = \omega_k t + \varphi_k = k(\omega_1 t + \varphi).$$

Начальные фазы связаны соотношением $\varphi_k = k\varphi$.

Выделение полезных компонент спектра. В отклике нелинейной цепи на входные воздействия, как правило существуют не только полезные частотные составляющие, необходимые для данного преобразования сигнала, но и ряд других, мешающих, вызывающих его искажения. В связи с этим возникают задачи выделения полезных компонент спектра. Основной метод выделения полезных и подавления нежелательных спектральных составляющих основан на применении фильтров. В качестве фильтров часто применяют простейшие: параллельный колебательный контур (Рис. 1а), если требуется выделить какие-либо высокочастотные составляющие; параллельную RC-цепочку (Рис. 1б), когда нужно выделить постоянную или низкочастотную составляющие.

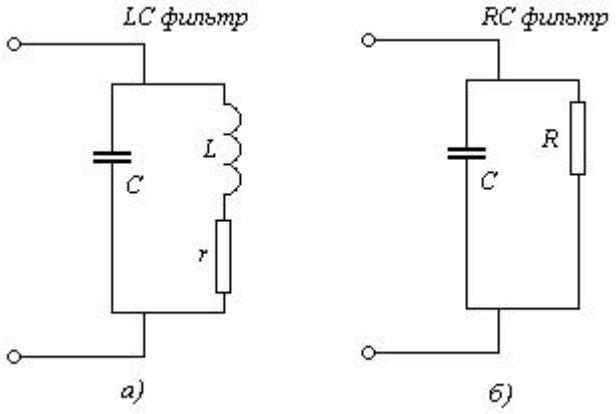


Рис. 1: Простейшие фильтры – RC-цепочки

Модуль импеданса параллельного контура, настроенного на частоту ω_0, определяется как

$$z = \frac{R_э}{\sqrt{1 + Q^2\varepsilon^2}},$$

где $R_э = \dfrac{L}{rC}$, $Q = \dfrac{1}{r}\sqrt{\dfrac{L}{C}}$, $\varepsilon = \dfrac{\omega}{\omega_0} - \dfrac{\omega_0}{\omega}$. На резонансной частоте ω сопротивление контура $z = R_э$ наибольшее, с увеличением расстройки z убывает. Поэтому, когда через контур протекают различные компоненты тока, амплитуды которых одного порядка,

значительное падение напряжения на нём создают только те компоненты, частоты которых близки к ω_0. Компоненты тока с частотами, значительно отличающимися от ω_0, заметного напряжения не создают, благодаря чему в выходном напряжении они практически отсутствуют.

Модуль импеданса z цепочки RC (Рис. 1б)

$$z = \frac{R}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}$$

имеет максимальное значение $z = R$ при $\omega = 0$ и уменьшается с ростом частоты. Когда все составляющие тока протекают по такой цепи, заметное падение напряжения (выходное напряжение) создают только постоянная составляющая и составляющие низких частот. Скорость убывания z с частотой определяется выбором постоянной времени этой цепи, равной $\tau = RC$.

2.4 Амплитудное детектирование

Детектированием принято называть преобразование модулированного колебания в низкочастотное колебание, соответствующее модулирующему сигналу. Радиотехническое устройство, предназначенное для этой цели, называют детектором.

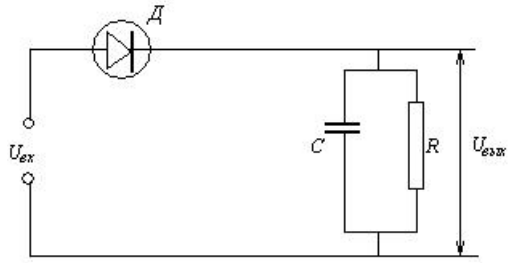


Рис. 2: Амплитудный детектор

Рассмотрим высокочастотный сигнал, модулированный по амплитуде низкочастотным колебанием:

$$u(t) = E(1 + M\cos\Omega t)\cos\omega_0 t, \tag{8}$$

причем

$$\Omega \ll \omega_0 \tag{9}$$

M - глубина модуляции. Пример такого колебания показан на Рис. 3. В этом сигнале есть три гармоники: ω_0, $\omega_0 - \Omega$ и $\omega_0 + \Omega$. Подадим этот сигнал на диод. В соответствии с (7) в выходном сигнале должен появиться набор комбинационных частот. Среди них будет гармоника с частотой Ω. Из (9) видно, что частоты остальных гармоник будут много больше этой частоты. Для их устранения из выходного сигнала служит RC-фильтр. Таким образом, на выходе детектора получается колебание с частотой модуляции.

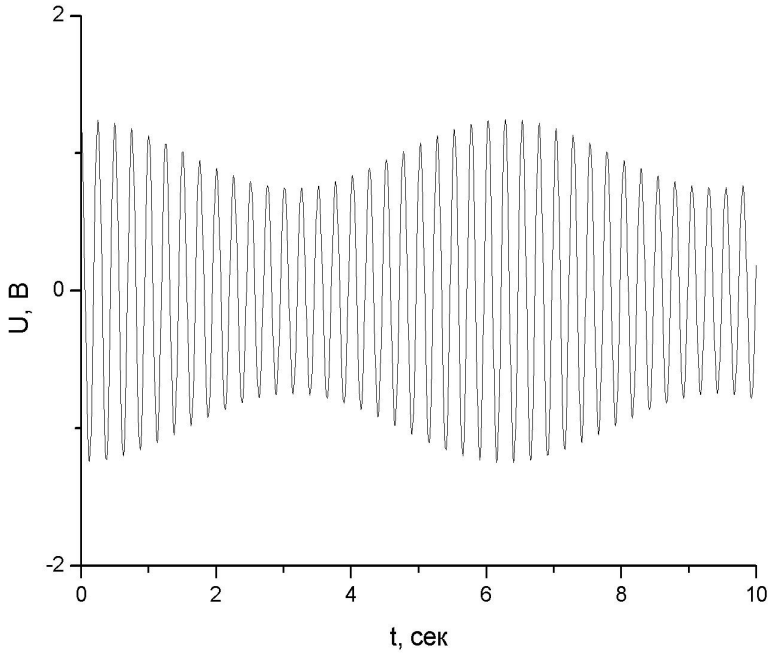


Рис. 3: Амплитудно модулированное колебание

3 Практическая часть

Схема использованного экспериментального стенда представлена на Рис. 4.

3.1 Исследование нелинейности с апериодической нагрузкой

Мы включили схему I (см. Рис. 4). Тумблер T_3 поставили в положение $R_н C_н$, тумблер T_2 - в положение $F_г$, тумблер T_1 - в положение “включено”(вверх). Затем мы подключили генератор стандартных сигналов к гнезду $Г_1$ и осциллограф к гнезду $Г_3$.

Далее была снята зависимость выходного напряжения $U_{вых}$ на нагрузке $R_н$ от частоты f_c. Её график представлен на Рис. 5. Пунктирной линией приблизительно указана частота нулевых биений. Измерение частоты встроенного генератора дало: $F = 409.82$ $кГц$.

Вывод: минимум на графике на Рис. 5 в точке, отмеченной пунктирной линией объясняется тем, что на выходе нелинейного элемента мы получаем колебания с частотами $\omega_c - \omega_г$ и $\omega_c + \omega_г$. RC-фильтр не пропускает большие ω_c, $\omega_г$ и $\omega_c + \omega_г$, но пропускает разность $\omega_c - \omega_г$. Очевидно, что при $\omega_c = \omega_г$ колебаний не будет.

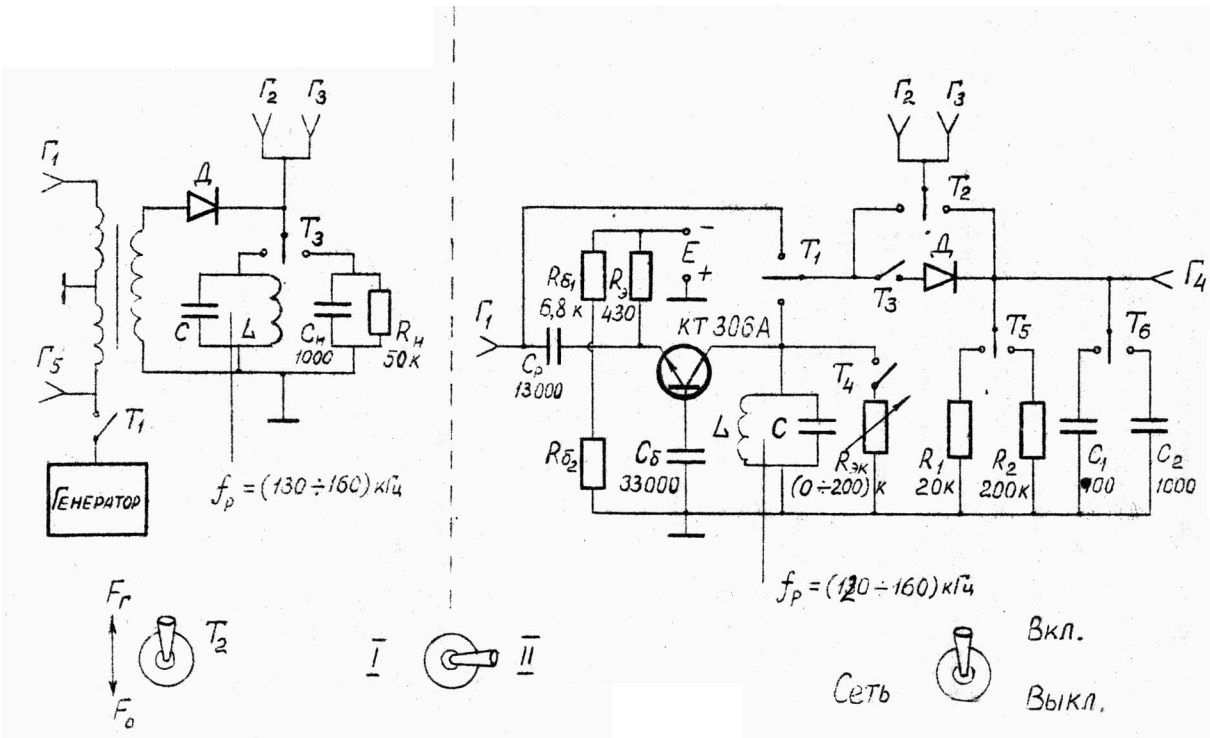


Рис. 4: Экспериментальная установке

3.2 Исследование нелинейности с резонансной нагрузкой

Мы подключили осциллограф к гнезду $Г_3$ для измерения переменного напряжения, тумблер T_3 перевели в положение “LC-контур”.

Нами была снята зависимость $U_к = \varphi(f_c)$ напряжения на контуре от частоты генератора стандартных сигналов. Она представлена на Рис. 6.

Вывод: в соответствии с соотношением (7) в выходном сигнале нелинейной цепи должны присутствовать кратные и комбинационные частоты. На данной зависимости наблюдается 8 максимумов.

Снятая зависимость представляет собой частотную характеристику преобразователя (зависимость его комплексного коэффициента передачи от частоты принимаемого сигнала при постоянной частоте гетеродина). При взаимодействии колебаний некоторых частот сигнала с колебаниями частот $\omega_г$ и $n\omega_г$ получаются колебания промежуточной $\omega_{пч}$ частоты ($\omega_{рез} = \omega_{пч}$). Комбинационные частоты, совпадающие с $\omega_{пч}$, определяем в виде $m\omega_г + n\omega_s = \omega_{пч}$, $m\omega_s - n\omega_г = \omega_{пч}$ откуда $\omega_s = \dfrac{n}{m}\omega_г \pm \dfrac{\omega_{пч}}{m}$.

При $n = 0$ и $m = 1$ частота ω_s соответствует частоте прямого канала, т.е. $\omega_s = \omega_{пч}$. При $n = 1$ и $m = 1$ преобразование осуществляется по первой гармонике частоты гетеродина: $\omega_s = \omega_г \pm \omega_{пч}$. При $n = 2$ и $m = 1$ образуется канал на частоте, обусловленной

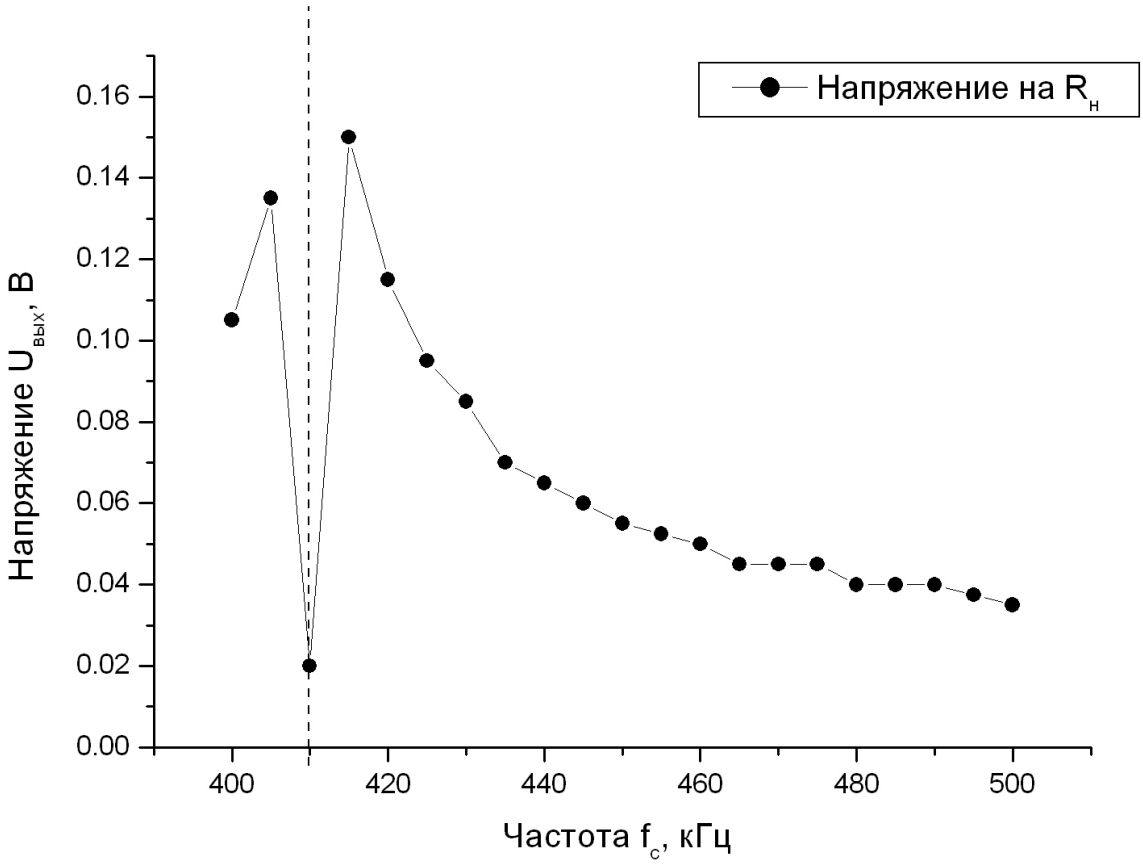


Рис. 5: Зависимость выходного напряжения от частоты сигнала

второй гармоникой частоты гетеродина: $\omega_s = 2\omega_г \pm \omega_{пч}$.

Из частотной характеристики преобразователя видно, что частоты каналов попарно и симметрично расположены относительно частоты гетеродина и её гармоник, за исключением частоты прямого канала, равной $\omega_{пч}$. Из всех каналов только один является полезным, а остальные являются нежелательными.

В нашем случае, резонансная частота колебательного контура $f_{рез} = f_{пч} = 160$ кГц. $f_г - f_{пч} = 250$ кГц; $f_г + f_{пч} = 570$ кГц; $2f_г - f_{пч} = 660$ кГц; $2f_г + f_{пч} = 980$ кГц.

3.3 Исследование амплитудного детектора

Включив схему II к гнезду $Г_3$ мы подключили осциллограф. Тумблером T_1 мы подключили детектор к гнезду $Г_1$, тумблер T_5 – в положение R_2, тумблер T_6 в положение C_2, тумблер T_3 – в положение “включено”. Затем мы подали на детектор сигнал с напряжением $U_{вх} = 1$ $В$ и частотой $f_c = 140$ $кГц$.

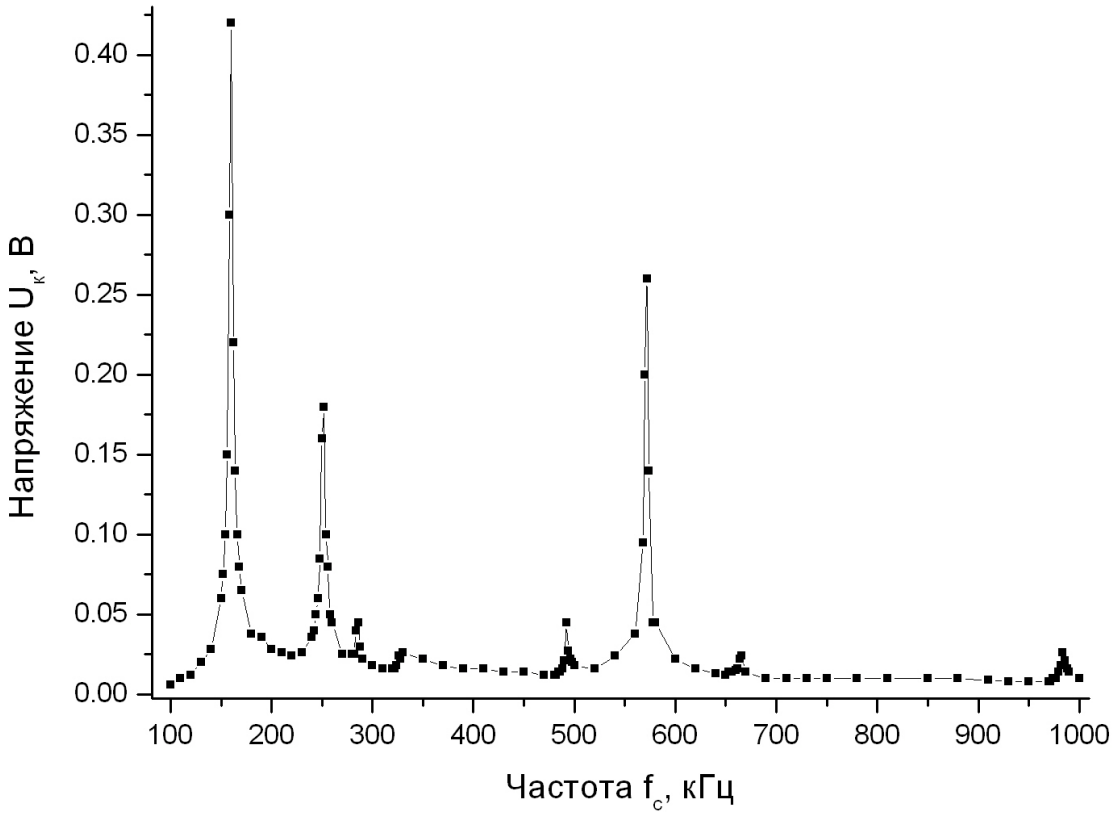


Рис. 6: Зависимость напряжения на контуре от частоты генератора

1. На входе и выходе детектора наблюдались осциллограммы изображенные на Рис. 7.

   Вывод: напряжение на выходе детектора $u_{вых}(t)$ представляет собой пульсирующую около среднего значения кривую. Это напряжение является напряжением смещения для диода. Поэтому ток через диод возможен только в течение отрезков периода, когда положительная полуволна ЭДС превышает напряжение $u_{вых}(t)$. Иными словами, ток через диод имеет форму импульсов. В промежутках между импульсами тока происходит разряд конденсатора C через резистор R, и $u_{вых}(t)$ убывает.

2. Мы сняли детекторную характеристику $u_{вых} = \varphi(u_{вх})$, представленную на Рис. 9.

3. Для двух различных постоянных времени R_1C_1 и R_2C_2 были сняты зависимости выходного напряжения от частоты модуляции. $F = 140$ *кГц* и глубина модуляции

$M = 30\%$. Их графики представлены на Рис. 10. Также были зафиксированы характерные осциллограммы, приведенные на Рис. 8

4. В этом задании были исследованы резонансные характеристики усилителя при подключённом и отключённом детекторе. Была установлена нагрузка R_2C_2. Характеристика отображена на Рис. 11. Пунктирной линией показана резонансная частота усилителя.

5. В завершение было определено входное сопротивление детектора. Для этого на вход усилителя был подан немодулированный сигнал от генератора стандартных сигналов с напряжением $u_{вх} = 1\ B$ и установлена нагрузка R_2C_2. Сопротивление $R_{экв}$ отключено. Максимальное напряжение на контуре при подключенном детекторе $U_{max} = 8$ В.

   Далее детектор был отключен, а $R_{экв}$ подключено. Изменяя $R_{экв}$ было достигнуто то, что напряжение на контуре стало равно $U_{max} = 8$ В. Соответствующее этому значению $R_{экв} = 88$ кОм определяет величину детектора. $R_{вх} = R_{экв}/2 = 44$ кОм.

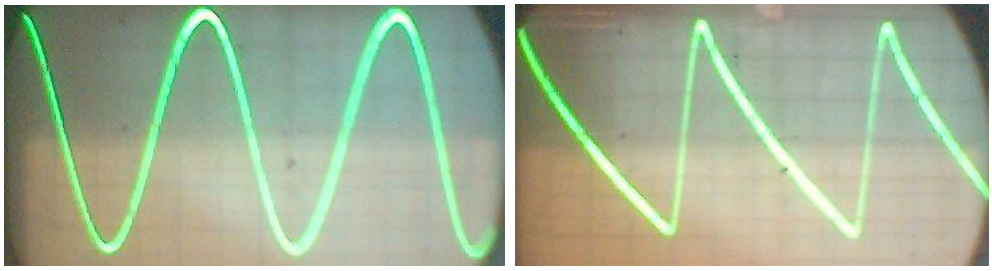
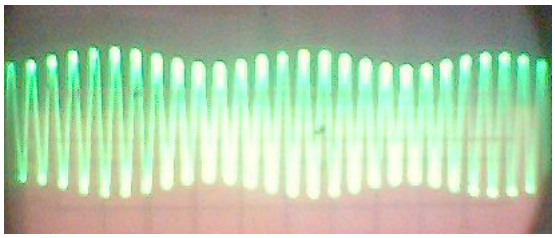


Рис. 7: Характерные осциллограммы к заданию 3.3.1

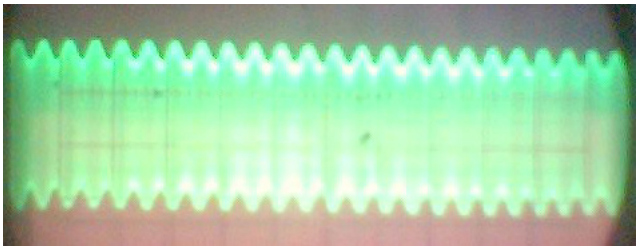
4 Вывод

В данной работе были исследованы преобразования сигналов цепями на базе нелинейных элементов. Полученные экспериментальные данные везде хорошо согласуются с теорией, что свидетельствует о применимости методов аппроксимации вольт-амперных характеристик, использованных нами при построении теоретических моделей.



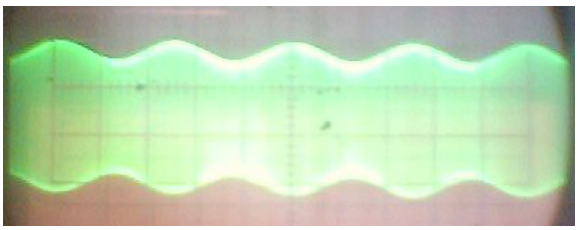
$f = 1$ кГц (вход)

$f = 1$ кГц (выход)

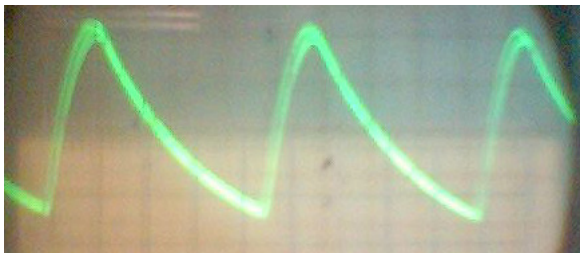


$f = 5$ кГц (вход)

$f = 5$ кГц (выход)



$f = 15$ кГц (вход)



$f = 15$ кГц (выход)

Рис. 8: Характерные осциллограммы к заданию 3.3.3 для нагрузки R_1C_1

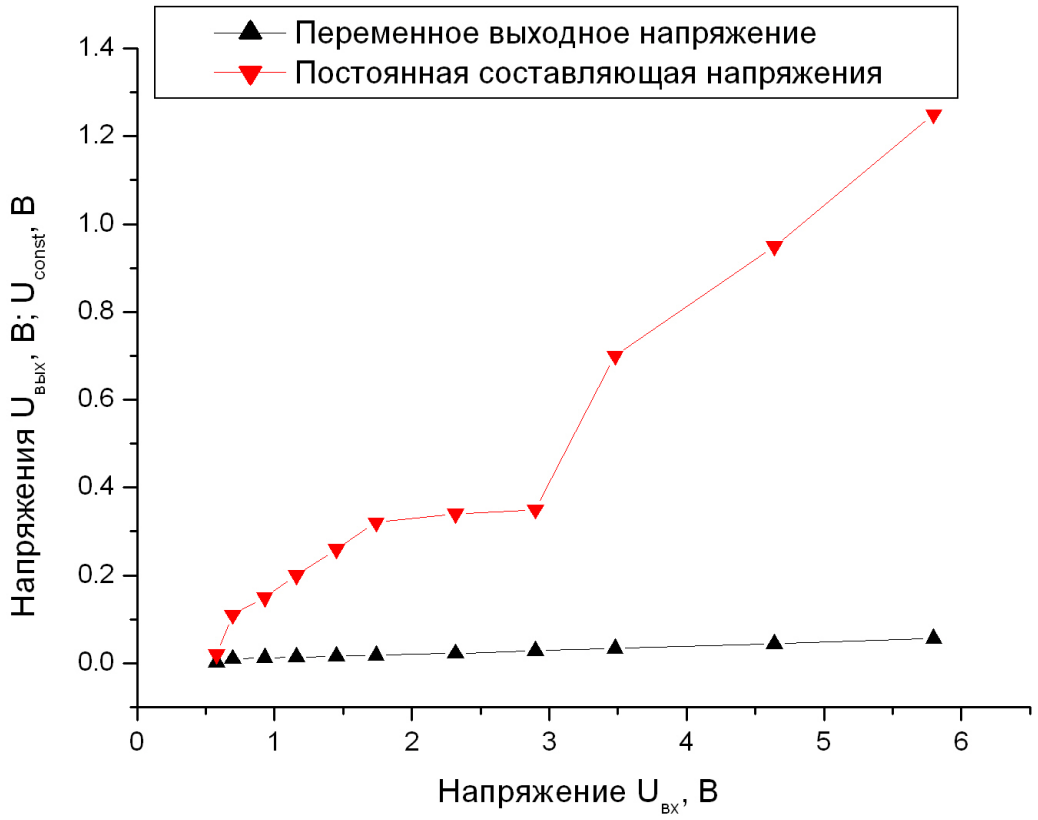


Рис. 9: Зависимость постоянной и переменной составляющей напряжений на выходе детектора от входного напряжения

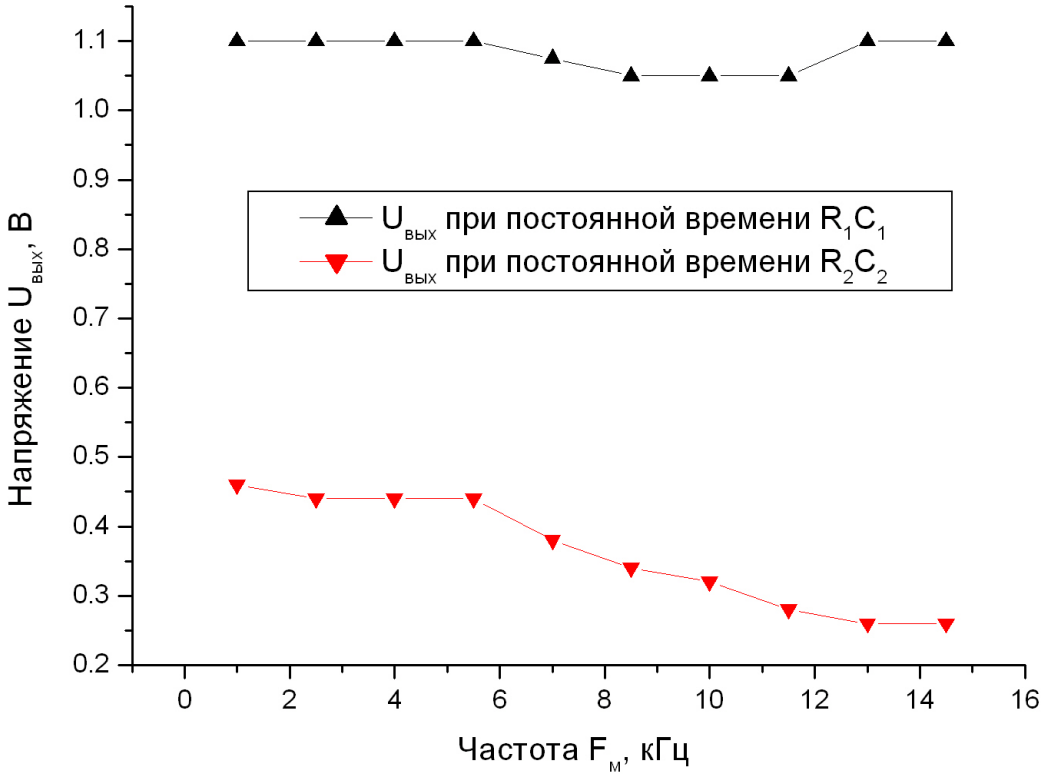


Рис. 10: Зависимость выходного напряжения от частоты модуляции

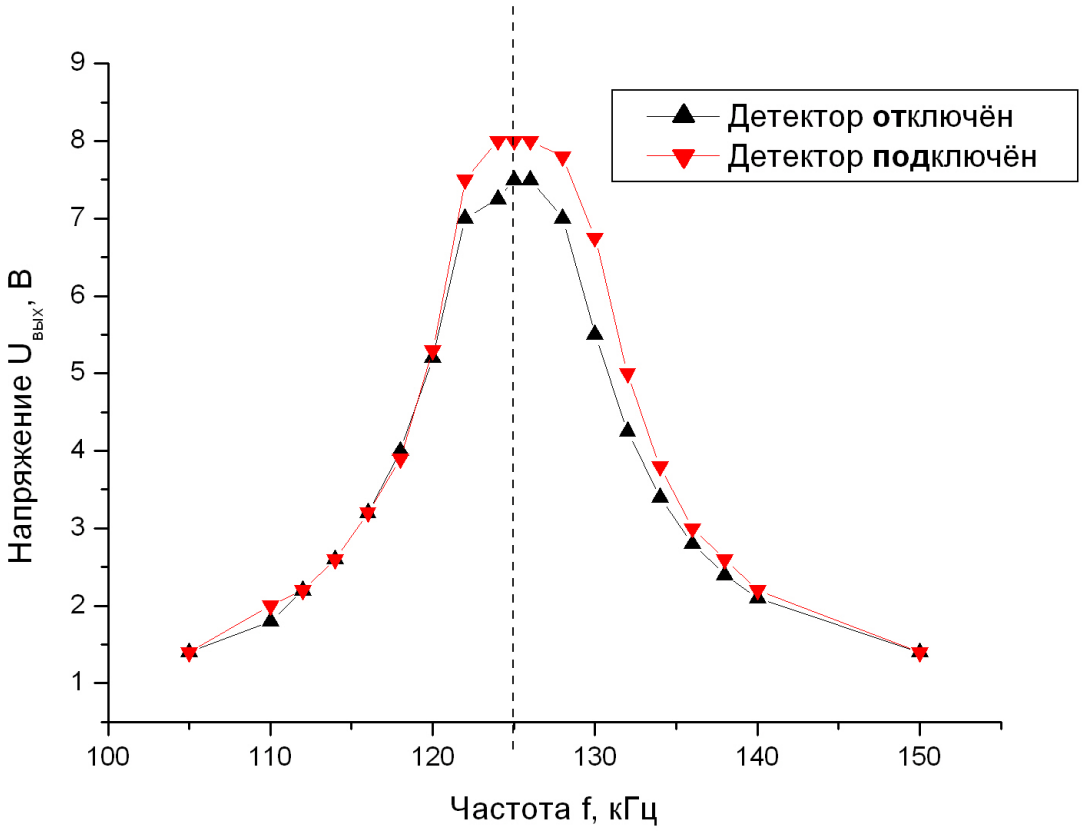


Рис. 11: Резонансная характеристика усилителя