

САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ  
ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

---

Б.А.Мартынов А.А.Сочава

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ЦЕПИ И СИГНАЛЫ

**ПРЕОБРАЗОВАНИЕ КОЛЕБАНИЙ В НЕЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЯХ**

(модуляция, детектирование, преобразование частоты)

Методические указания к лабораторной работе  
Учебное пособие

Санкт-Петербург  
Издательство Политехнического университета  
2009

# ПРЕОБРАЗОВАНИЕ КОЛЕБАНИЙ В НЕЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЯХ (модуляция , детектирование , преобразование частоты)

## ЦЕЛЬ И ПРОГРАММА ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЫ

В практически любой радиоэлектронной аппаратуре выполняются операции, связанные с образованием новых составляющих частотных спектров электрических колебаний. Для осуществления этих операций, к которым относятся, в частности, генерирование колебаний, модуляция, преобразование частоты, детектирование (демодуляция) и выпрямление, необходимы нелинейные либо параметрические устройства.

При подготовке к лабораторной работе и в ходе ее выполнения студенты изучают принципы построения амплитудного модулятора, детектора, смесителя (преобразователя частоты), приобретают навыки измерения и получения численных оценок основных параметров этих устройств и параметров преобразованных колебаний.

Реализация упомянутых нелинейных устройств основывается чаще всего на применении различных полупроводниковых приборов (диодов, биполярных и полевых транзисторов), а также электронных ламп. В лабораторной работе в качестве нелинейного элемента в исследуемых устройствах используется один и тот же прибор - полевой транзистор, а так же отдельный диод.

Модулятор, смеситель и два варианта схем детекторов собираются на монтажной плате, содержащей соединительные проводники, часть которых используется для присоединения к общей шине заземления и источникам постоянных напряжений (рис.11). На плате имеются гнезда для подключения резисторов, конденсаторов, катушки индуктивности и измерительных приборов, установлены полевой транзистор, дополнительные элементы (трансформатор с резистором на входе 1) и вспомогательные устройства (схема, вырабатывающая опорное высокочастотное напряжение, и гетеродин).

Программой работы предусмотрены:

- снятие проходной характеристики полевого транзистора и выбор рабочей точки для модулятора и смесителя;
- получение и анализ наиболее характерных осциллограмм и спектрограмм в случае модуляции, преобразования частоты и детектирования;
- изучение влияния изменения параметров элементов схем на основные характеристики преобразованных колебаний.

- сравнение детектирования при использовании полевого транзистора с диодным детектором.

## ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ ИССЛЕДУЕМЫХ УСТРОЙСТВ

### 1. Характеристика полевого транзистора. Исходные формулы

В качестве нелинейного элемента в работе используется полевой транзистор с управляющим  $p - n$ -переходом, включенный в лабораторную установку согласно схеме с общим истоком (рис.1).

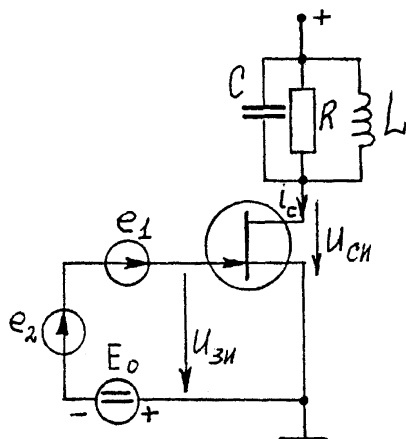


Рис.1. Схема, используемая при исследовании модулятора и смесителя.

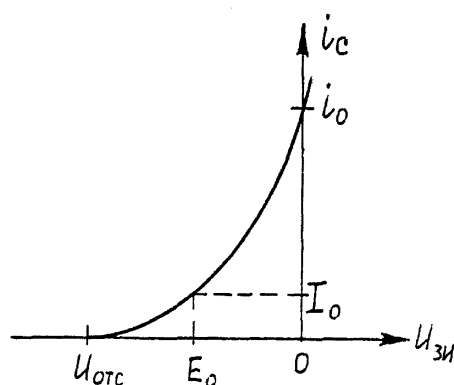


Рис.2. Проходная характеристика полевого транзистора.

При обратном смещении  $p - n$ -перехода ( $u_{зи} < 0$ ) для проходной (стокозатворной) характеристики транзистора (рис.2) допустима кусочно-параболическая аппроксимация:

$$i_c = 0 \text{ при } u_{зи} \leq u_{отс}, \quad i_c = i_0(1 - u_{зи}/u_{отс})^2 \text{ при } u_{отс} \leq u_{зи} < 0.$$

Здесь  $u_{отс}$  - напряжение отсечки, значение которого можно достаточно точно найти при помощи построения, иллюстрируемого рис.3.

Полагая, что значения напряжения  $u_{зи}$  не выходят за пределы интервала  $[u_{отс}, 0]$ , и представляя  $u_{зи}$  суммой постоянной составляющей  $E_0$  и переменной составляющей  $u_{\sim}$ , имеем:

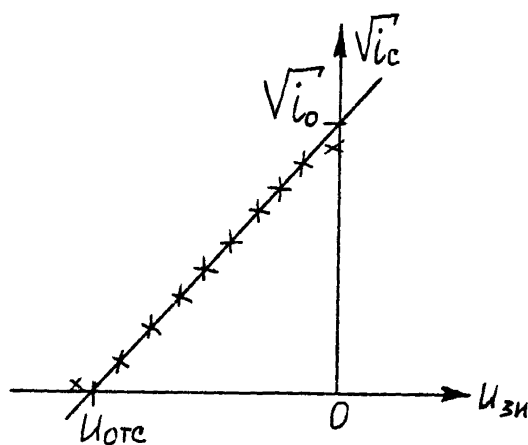


Рис.3. К определению  $u_{отс}$  и  $i_0$ .

$$i_c = \sigma(v + u_{\sim})^2 = I_0 + S_0 u_{\sim} + \sigma u_{\sim}^2,$$

где  $I_0 = \sigma v^2$ ,  $S_0 = 2\sigma v$  - ток и дифференциальная крутизна проходной характеристики при  $u_{zu} = E_0$ ,  $\sigma = i_0 / u_{omc}^2$ ,  $v = E_0 - u_{omc}$ .

При  $u_{\sim} = e_1 + e_2$  (см. рис.1)

$$i_c = I_0 + S_0 e_1 + S_0 e_2 + \sigma e_1^2 + \sigma e_2^2 + 2\sigma e_1 e_2. \quad (1)$$

В большинстве интересующих нас случаев в цепь стока включается  $LC$ -контур (шунтированный резистором), либо параллельное соединение резистора и конденсатора. В этих случаях благодаря фильтрующему действию  $LC$ -контура (или конденсатора) вклад в переменную составляющую выходного напряжения дает в первом приближении лишь часть слагаемых из (1). Для модулятора - это второе и шестое слагаемые, для смесителя и синхронного детектора - только шестое. Обозначая сумму второго и шестого слагаемых через  $\hat{i}$ , имеем

$$\hat{i} = S(t)e_1, \quad (2)$$

где

$$S(t) = S_0 + 2\sigma e_2 = S_0(1 + e_2/v). \quad (3)$$

Как видно из (2),(3), ток  $\hat{i}$  отличается от  $e_1$  множителем  $S(t)$ , который не зависит от  $e_1$  и  $\hat{i}$ , хотя и изменяется во времени при изменении  $e_2$ .

Из сказанного вытекает, что по отношению к ЭДС  $e_1$  транзистор в отмеченных выше случаях ведет себя (в первом приближении), как линейный элемент с переменным параметром  $S(t)$  (линейное параметрическое устройство).

Если  $e_1 = E_1 \cos(\omega_1 t + \theta)$  и  $e_2 = E_2 \cos \omega_2 t$ , то ток  $\hat{i}$  можно представить в виде суммы трех слагаемых:

$$\hat{i} = i_1 + i_+ + i_-, \quad (4)$$

где

$$i_1 = S_0 E_1 \cos(\omega_1 t + \theta), \quad i_{\pm} = \sigma E_1 E_2 \cos(\omega_1 t \pm \omega_2 t + \theta). \quad (5)$$

Соотношения (1) - (5) лежат в основе последующего рассмотрения амплитудного модулятора, преобразователя частоты (смесителя) и синхронного детектора.

## 2. Амплитудный модулятор

Под амплитудной модуляцией обычно понимают медленное по сравнению с периодом колебаний изменение их амплитуды по определенному закону.

Рассмотрим случай, когда источниками модулируемого и модулирующего колебаний являются гармонические ЭДС ( $e_1$  и  $e_2$  соответственно), действующие в представленной на рис.1 схеме, (см. также приводимые ниже рис.4 и рис.5 для временного и спектрального представления  $u_{zu}, i_c, u_{AM}$ ).

Введем новые обозначения для круговых частот:

$$\omega_1 = \omega_0 = 2\pi f_0, \quad \omega_2 = \Omega = 2\pi F.$$

Если  $F \ll f_0$  ( $\Omega \ll \omega_0$ ), то на основании формул (2) и (3) можно получить выражение для амплитудно-модулированных (АМ) колебаний тока  $\hat{i}$ :

$$\hat{i} = I_{m0}(1 + m_i \cos\Omega t) \cos(\omega_0 t + \theta).$$

Здесь  $m_i$  носит название коэффициента модуляции тока. В рассматриваемом случае  $I_{m0} = S_0 E_1$ , а  $m_i = E_2/v$ .

Поскольку ток  $\hat{i}$ , как следует из (4), (5), складывается из трех гармонических составляющих, спектр АМ колебания в данном случае состоит из компонент с частотами  $\omega_0$  (ее называют несущей),  $\omega_0 + \Omega$  и  $\omega_0 - \Omega$ , которые называются верхней и нижней боковыми частотами соответственно. В колебаниях, подаваемых на вход модулятора, нет составляющих с боковыми частотами; они появляются в процессе модуляции (рис.5,а, в).

Кроме того, в токе стока  $i_c$  присутствуют еще гармоники с частотами  $\Omega, 2\Omega, 2\omega_0$  (рис.5,б). Это вытекает из формулы (1), в правой части которой помимо слагаемых, вошедших в  $\hat{i}$ , имеются линейный член  $S_0 e_2 = S_0 E_2 \cos\Omega t$  и квадратичные члены  $\sigma e_2^2$  и  $\sigma e_1^2$ , равные  $0,5\sigma E_2^2(1 + \cos 2\Omega t)$  и  $0,5\sigma E_1^2[1 + \cos(2\omega_0 t + 2\theta)]$ .

Вышесказанное относится к неискаженной модуляции синусоидальным напряжением, обеспечиваемой при выполнении неравенств

$$u_{omc} < E_0 + E_1 + E_2 < 0, \quad (6)$$

т.е. в том случае, когда напряжение  $u_{zu}$  не выходит за пределы интервала  $[u_{omc}, 0]$ , соответствующего квадратичному участку проходной характеристики транзистора.

Нарушение неравенств (6) приводит к искажению формы огибающей колебания по сравнению с формой модулирующей ЭДС и обогащению спектров тока  $i_c$  и выходного напряжения дополнительными гармониками.

Выходное напряжение модулятора снимается с LC-контура, настроенного на несущую частоту  $\omega_0$ . Полосу пропускания контура стремятся выбрать таким образом, чтобы за ее пределами оказались все частоты, кроме  $\omega_0, \omega_0 + \Omega, \omega_0 - \Omega$  (рис.5,в).

А М - КОЛЕБАНИЯ

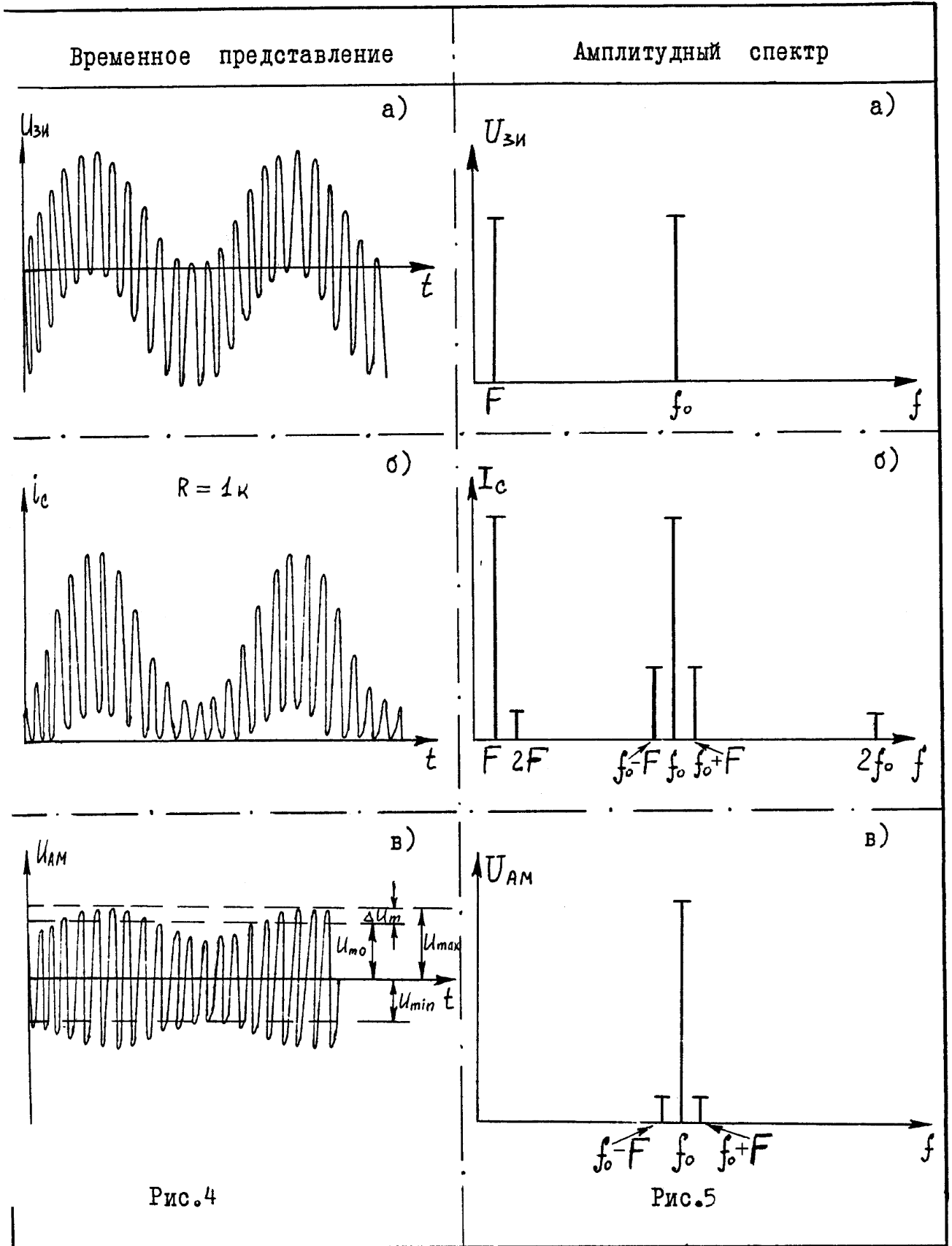


Рис.4

Рис.5

Для вычисления амплитуд и начальных фаз спектральных компонент выходного напряжения  $u_{AM}$  необходимо воспользоваться выражением для комплексного сопротивления параллельного  $LC$ -контура, вычисляемого с учетом шунтирующего действия резистора,

$$Z(j\omega) = R_3 / (1 + j2Q\Delta\omega/\omega_p).$$

Здесь  $\omega_p$  - резонансная частота контура;  $\Delta\omega = \omega - \omega_p$ ;  $R_3$  - резонансное сопротивление;  $Q$  - добротность.

Принимая во внимание, что  $\omega_p = \omega_0$ , вводя обозначения

$$|Z|_{\Omega} = |Z(j\omega_0 \pm j\Omega)|, \quad \varphi = \arctg(2Q\Omega/\omega_0),$$

и учитывая (4), (5), можно показать, что выходное напряжение

$$\begin{aligned} u_{AM} &= U_{m0} \cos(\omega_0 t + \theta) + \frac{m_u}{2} U_{m0} \cos(\omega_0 t - \Omega t + \theta + \varphi) + \frac{m_u}{2} U_{m0} \cos(\omega_0 t + \Omega t + \theta - \varphi) = \\ &= U_{m0} [1 + m_u \cos(\Omega t - \varphi)] \cos(\omega_0 t + \theta), \end{aligned}$$

где  $U_{m0} = S_0 R_3 E_1$  - амплитуда несущей,

$$m_u = m_i |Z|_{\Omega} / R_3 - \text{коэффициент модуляции напряжения.}$$

Коэффициент модуляции можно измерить по осциллограмме, воспользовавшись формулой

$$m_u = \frac{\Delta U_m}{U_{m0}} = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}},$$

где  $\Delta U_m$  - амплитуда огибающей,  $U_{\max}$  и  $U_{\min}$  - максимальное и минимальное значения амплитуды выходного напряжения (см. рис.4,в).

Следует обратить внимание на зависимость сдвига фазы  $\varphi$  и  $m_u = m_i / \sqrt{1 + (2Q\Omega/\omega_0)^2}$  от частоты модулирующего напряжения  $\Omega$ . Отметим также, что для выходного напряжения отношение амплитуд составляющих с боковыми частотами  $\omega_0 - \Omega$  и  $\omega_0 + \Omega$  к амплитуде несущей равно  $m_u/2$ .

### 3. Преобразователь частоты.

Вытекающее из формул (4), (5) наличие в спектре тока стока компонент с частотами  $\omega_1 + \omega_2$  и  $|\omega_1 - \omega_2|$  позволяет использовать схему на полевом транзисторе (рис.1) в качестве смесителя (преобразователя частоты). Преобразователи частоты обычно применяются для превращения

модулированных колебаний в модулированные колебания с другой несущей частотой и с той же модуляцией.

В лабораторной работе при исследовании смесителя источником ЭДС  $e_2$  является вспомогательный высокочастотный генератор синусоидальных колебаний (гетеродин), размещенный на общей монтажной плате измерительной установки (см. рис.11 и рис12).

Источником ЭДС  $e_1$  служит высокочастотный генератор стандартного сигнала (ГВЧ), модулируемый внешним низкочастотным источником синусоидальных колебаний частоты  $\Omega$  (ГНЧ). Спектр  $e_1$  содержит помимо несущей  $\omega_1$  боковые частоты  $\omega_1 + \Omega$  и  $\omega_1 - \Omega$ .

В случае преобразователя обычно выполняется одно из следующих соотношений:

$$|\omega_1 - \omega_2| = \omega_p, \quad \omega_1 + \omega_2 = \omega_p,$$

где  $\omega_p$  - резонансная частота контура. Преобразованную частоту  $|\omega_1 - \omega_2|$  или  $\omega_1 + \omega_2$  принято называть промежуточной.

На рис.6 приведена спектрограмма тока стока при квадратичном характере зависимости  $i_c(u_{3u})$ ; штриховой линией для случая  $\omega_1 + \omega_2 = \omega_p$  показана резонансная кривая контура.

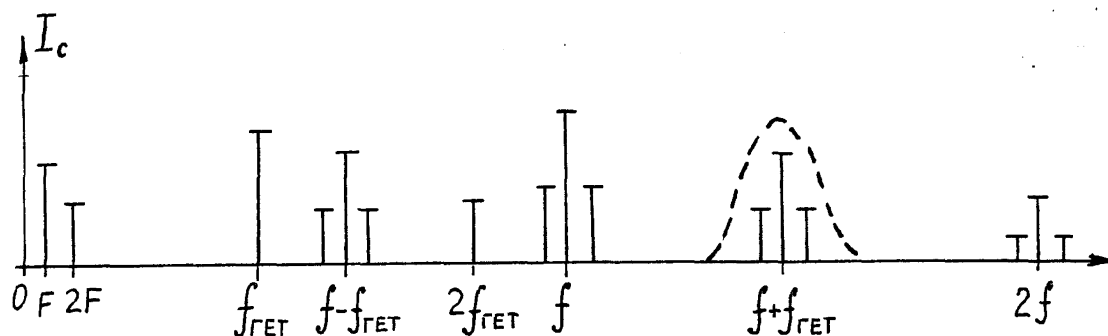


Рис.6. Спектрограмма тока стока для смесителя  $\left( f_{ГЕТ} = \frac{\omega_2}{2\pi}, f = \frac{\omega_1}{2\pi}, F = \frac{\Omega}{2\pi} \right)$ .

#### 4. Синхронный детектор.

Синхронное детектирование во многих случаях можно рассматривать как особый вид преобразования частоты, при котором частота  $\omega_2 = \omega_1$ . В этом



случае, как видно из (5), в токе  $i_c$  имеется низкочастотная составляющая, повторяющая с течением времени изменения амплитуды  $E_1$ :

$$i_c = \sigma E_1 E_2 \cos \theta.$$

Соответствующая составляющая выходного напряжения выделяется при помощи емкостного фильтра (рис.7).

Источником ЭДС  $e_2$ , изменяющейся с частотой  $\omega_2 = \omega_1$ , служит при исследовании синхронного детектора специальная формирующая схема (см. рис.13). Разность фаз  $\theta$  может изменяться фазовращателем, подключенным к ее выходу. Наибольшая амплитуда выходного напряжения синхронного детектора достигается при  $\theta = 0$  или  $\pi$ . Как можно показать на основании (1), в рассматриваемом случае в токе  $i_c$  имеются низкочастотные составляющие, не пропадающие и при  $e_2 = 0$ , что соответствует эффекту так называемого прямого детектирования. Если

$$e_1 = E_{m0}(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t,$$

то при  $e_2 = 0$  (см. член  $\sigma e_1^2$  в выражении для  $i_c$ )

$$i_{нч} = \sigma E_{m0}^2 m \cos \Omega t + \frac{1}{4} \sigma E_{m0}^2 m^2 \cos 2\Omega t.$$

Здесь первое слагаемое повторяет изменения амплитуды напряжения, подаваемого на вход детектора. Наличие второго слагаемого свидетельствует о том, что в данном случае прямое детектирование сопровождается нелинейными искажениями.

Отметим также, что в рассматриваемом случае  $i_{нч}$ , а следовательно, и напряжение на выходе детектора, пропорциональны квадрату амплитуды входного напряжения, т. е. прямое детектирование (в отличие от синхронного) оказывается квадратичным.

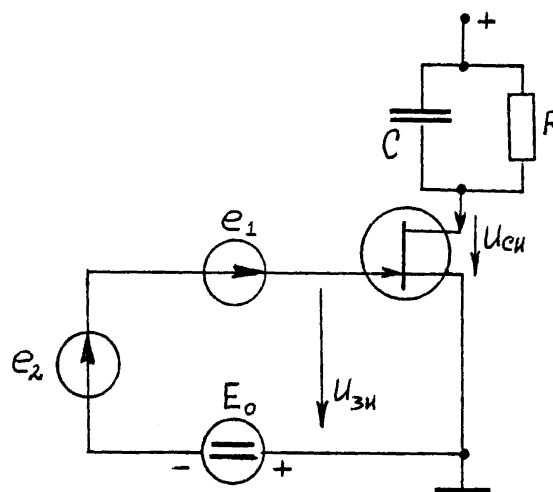


Рис. 7. Схема исследования синхронного детектора ( $e_1$  - АМ сигнал,  $e_2$  - опорное напряжение).

При  $e_2 \neq 0$  подбором амплитуды  $E_2$  и напряжения смещения можно обеспечить условия, при которых эффектом прямого детектирования можно пренебречь.

### 5. Диодный детектор

На рис. 8 приведена наиболее часто употребляемая схема детектора. Принцип ее действия основан на вентильном (выпрямляющем) свойстве  $p - n$ -перехода полупроводникового диода (в работе используется  $p - n$ -переход между затвором и истоком полевого транзистора). Дело в том, что среднее значение  $i_{cp}$  тока диода  $i$  зависит

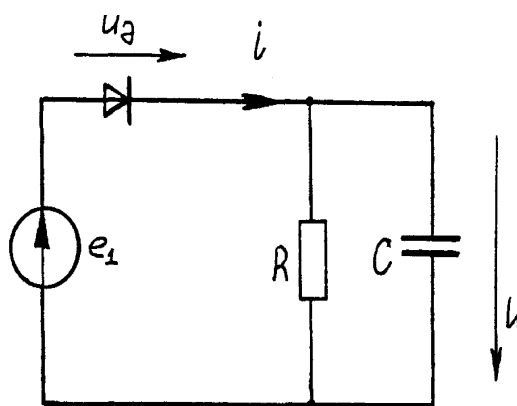


Рис. 8. Диодный детектор.

от изменяющейся амплитуды высокочастотной ЭДС  $e_1$ , действующей на входе (здесь и далее под средним значением понимается среднее за период несущей  $T_1 == 2\pi/\omega_1$ ).

Конденсатор  $C$  введен в схему для фильтрации составляющих несущей и боковых частот и других высокочастотных компонент, что во многих случаях позволяет считать напряжение  $u$  на нагрузочном резисторе  $R$  приближенно равным

$$u_{cp} = Ri_{cp}.$$

Можно показать, что при малых амплитудах входного напряжения  $e_1$  среднее значение тока  $i$  пропорционально квадрату амплитуды  $E_1$ , т.е. детектор квадратичный. Это положение справедливо, вообще говоря, для любых типов нелинейных элементов, используемых для детектирования.

При больших амплитудах входного напряжения достигаются значения прямого тока диода, которые намного превышают значения обратного тока (см. вольт-амперную характеристику на рис.9,а).

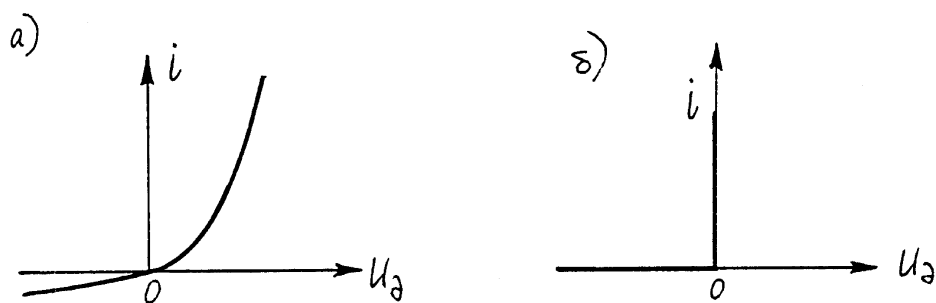


Рис.9. Вольт-амперные характеристики диода (а) и идеального вентиля (б).

В этом случае в первом приближении можно считать обратное сопротивление диода бесконечно большим, а прямое - равным нулю, что означает замену реального диода идеализированным элементом с односторонней проводимостью, называемым идеальным вентилям (см. рис.9,б).

Если такое допущение принято, то можно утверждать, что, когда диод (вентиль) открыт, то в ходе заряда конденсатора  $C$ , напряжение  $u$  практически повторяет входное напряжение (рис.10). Сразу после того, как достигается максимальное значение  $E_1$ , диод запирается и затем в течение большей части периода  $T_1$  происходит разряд конденсатора через резистор  $R$ . При этом

$$u = E_1 \exp\left(-\frac{t-t_0}{RC}\right),$$

где  $t_0$  - момент начала разряда.

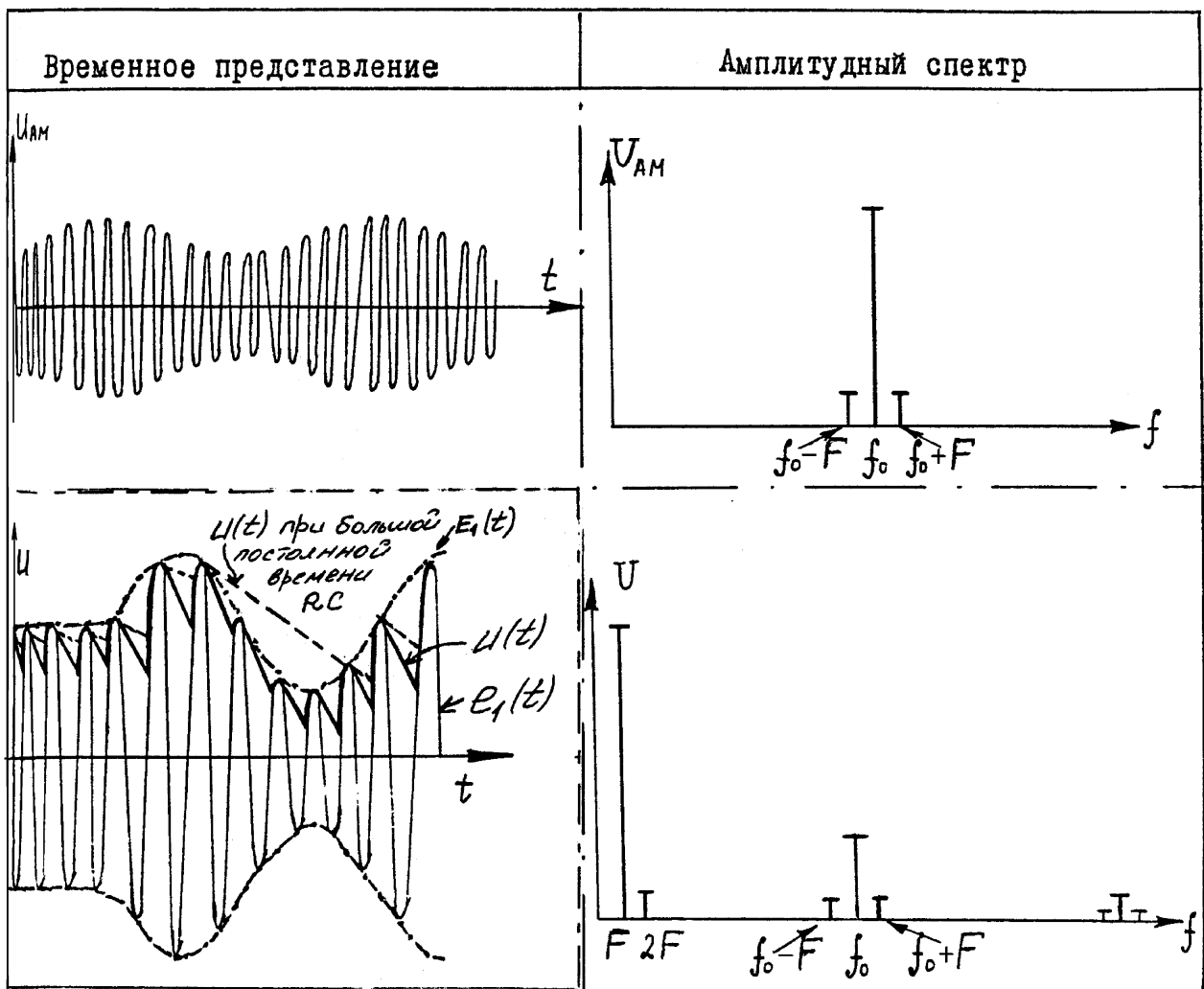


Рис.10. Детектирование АМ-колебаний.

При постоянной времени  $RC \gg T_1$  в интервалы, когда происходит разряд,

$$u \approx E_1 \left( 1 - \frac{t - t_0}{RC} \right)$$

и для пульсаций напряжения на нагрузке получается форма, близкая к пилообразной (рис.10). В этом случае среднее значение  $u_{cp}$  может приближенно быть вычислено как значение напряжения  $u$  при  $t - t_0 = T_1/2 = \pi/\omega_1$ , так что

$$u_{cp} \approx E_1 \left( 1 - \frac{T_1}{2RC} \right).$$

Из последней формулы следует, что в рассмотренном случае средние значения  $u_{cp}$  и  $i_{cp}$  прямо пропорциональны амплитуде входного напряжения.

По этой причине детектирование при больших амплитудах  $E_1$  называют линейным.

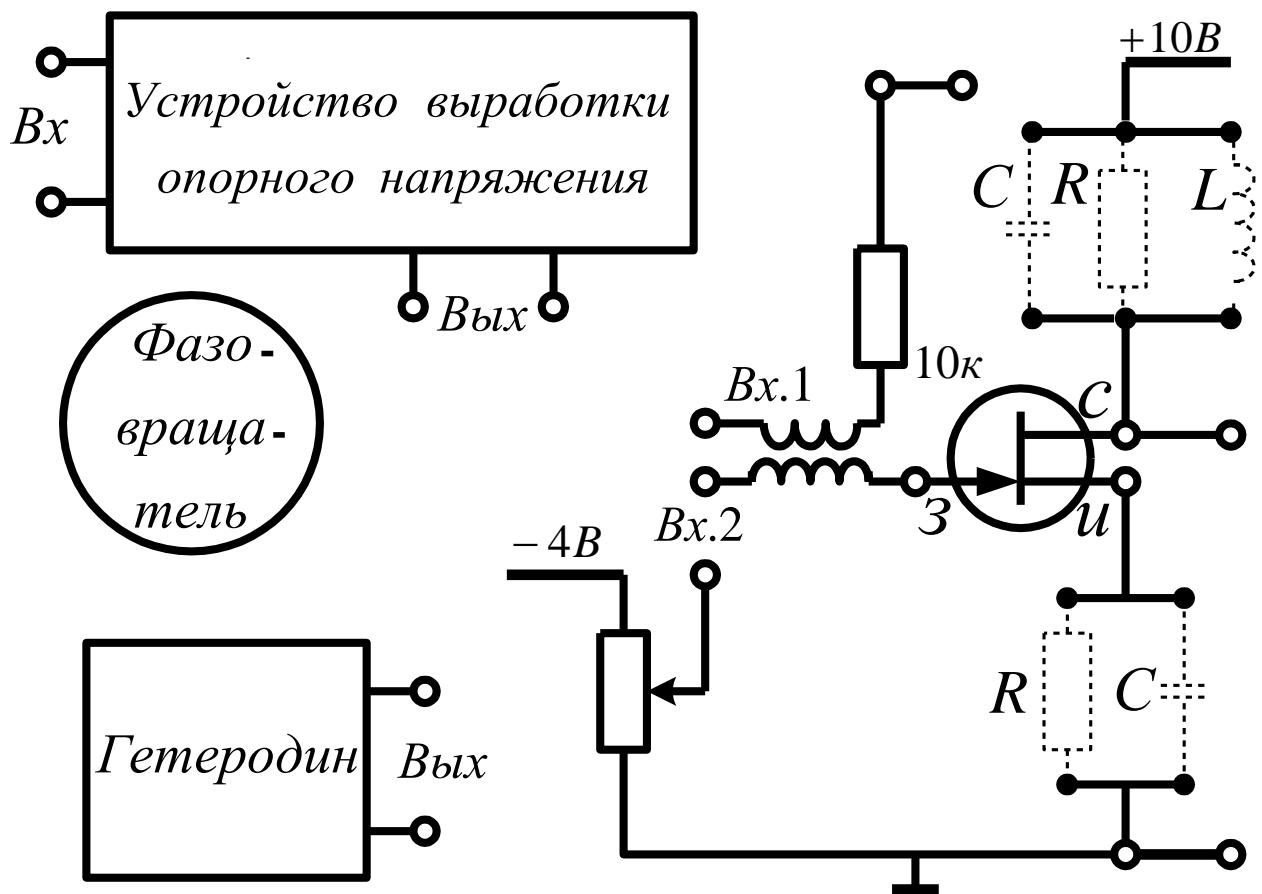
Следует подчеркнуть условность терминов "линейное детектирование", "линейный детектор". Они относятся только к характеру зависимости выходного напряжения от амплитуды входного. Что же касается используемой схемы, то диодный детектор - типичный пример нелинейного устройства.

В заключение отметим, что, как показывает соответствующее рассмотрение, отношение наибольшей скорости изменения амплитуды входного напряжения к скорости изменения напряжения на нагрузке  $R$  во время разряда конденсатора  $C$  равно  $m\Omega RC/\sqrt{1-m^2}$ , где  $m$  - коэффициент модуляции,  $\Omega = 2\pi F$  - частота, с которой изменяется амплитуда.

Для того чтобы форма выходного напряжения в основном повторяла форму огибающей входного, это отношение должно быть меньше единицы, что ограничивает сверху допустимые значения постоянной времени  $RC$ . (Например, при  $m = 0,8$  необходимо выполнение условия  $\Omega RC < 0,75$ ).

В противном случае изменения выходного напряжения  $u$  "не успевают" за изменениями амплитуды колебаний, подаваемых на вход детектора, результатом чего являются характерные искажения (см на рис.10 зависимость  $u(t)$  при большой постоянной времени  $RC$ ).

Приводимый ниже рис.11 позволяет получить общее представление о том, как могут быть реализованы модулятор, смеситель и два варианта схем детекторов на монтажной плате, входящей в состав измерительной установки.



В гнезда **между истоком ПТ и общей шиной** установки ( $\perp$ ) включаются:  
 при исследовании диодного детектора (п.5 следующего раздела) -  $R, C$ ;  
 в остальных случаях (п.п.1-4) – **короткозамыкающая перемычка**.

В гнезда **между шиной +12В и стоком ПТ** (разомкнутые при выполнении п.5)  
 включаются: при снятии проходной характеристики ПТ (п.1) -  $R=1кОм$ ;  
 для модулятора и смесителя (п.2, п.3) -  $L, C, R$ ;  
 для синхронного детектора (п.4) -  $C, R$ .

Рис.11. Лабораторная установка с пояснениями к схемам, реализуемым в ходе выполнения работы (см. рис.1, рис.7, рис.8, а также рис.12 и рис.13)

### КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что Вы знаете о практическом использовании амплитудной модуляции, детектирования и преобразования частоты?
2. В чем состоит назначение основных элементов схемы амплитудного модулятора на полевом транзисторе? Почему нельзя получить АМ колебания, используя только элементы с линейной передаточной характеристикой?

3. Сравните спектры выходного напряжения и тока при амплитудной модуляции синусоидальным напряжением.

4. На вход смесителя подаются амплитудно-модулированные колебания (частота несущей  $f_0 = 500$  кГц, частота огибающей  $F = 20$  кГц) и колебания гетеродина ( $f_{ГЕТ} = 200$  кГц). Вычислите значения частот спектра тока в предположении квадратичного характера его зависимости от входного напряжения. Какой может быть частота колебательного контура смесителя?

5. На каких принципах основано действие схем синхронного детектора на полевом транзисторе и диодного детектора?

## ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

### 1. Характеристика полевого транзистора

1.1. ПОЛУЧИТЕ НА ЭКРАНЕ ОСЦИЛЛОГРАФА И ПРИВЕДИТЕ В ОТЧЕТЕ ПРОХОДНУЮ (СТОКО-ЗАТВОРНУЮ) ХАРАКТЕРИСТИКУ ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА (ПТ).

Для этого:

- в цепь стока ПТ установите резистор 1 кОм, исток ПТ соедините короткозамыкающей перемычкой с общей шиной лабораторной установки ( $\perp$ ),
- на вход 2 лабораторной установки подайте напряжение с выхода низкочастотного генератора (ГНЧ), установите частоту ГНЧ  $F = 1$  кГц,
- подайте напряжение затвор-исток ( $u_{зи}$ ) на вход канала I осциллографа, напряжение сток-исток ( $u_{си}$ ) - на вход канала II,
- кнопку переключателя инвертирования канала II установите в положение «инверсная полярность» (CH2IN),
- переведите осциллограф в режим "X - Y",
- переключатели входов каналов I, II установите в положение "DC"
- подберите амплитуду ГНЧ и напряжение смещения, при которых получается изображение проходной характеристики, удобное для последующего измерения напряжения отсечки и тока стока при  $u_{зи} = 0$ ,
- подберите удобный масштаб изображения по осям X и Y.

1.2. ИЗМЕРЬТЕ НАПРЯЖЕНИЕ ОТСЕЧКИ  $u_{отс}$  И ТОК  $i_0$ . ИЗМЕРЕННЫЕ ЗНАЧЕНИЯ УКАЖИТЕ НА РИСУНКЕ ПРОХОДНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ.

Для измерений воспользуйтесь калиброванными значениями коэффициентов отклонения каналов I и II осциллографа (ручки плавной регулировки усиления каналов должны быть установлены в крайнее положение при вращении по часовой стрелке). Положение луча, соответствующее  $u_{zu} = 0$ , определяется при временном закорачивании на землю ( $\perp$ ) входа канала I. Ток измеряется как напряжение, отсчитываемое от уровня  $E_{пит} = 12В$ , разделенное на сопротивление 1 кОм.

С целью уточнения значений  $i_0$  и  $u_{омс}$ , используемых в расчетах, снимите при помощи калибровки осциллографа зависимость  $i_c(u_{zu})$  при  $u_{омс} < u_{zu} < 0$  и постройте график в координатах  $u_{zu}$ ,  $\sqrt{i_c}$ .

1.3. УМЕНЬШИТЕ ДО НУЛЯ АМПЛИТУДУ ГНЧ. УСТАНОВИТЕ И ИЗМЕРЬТЕ НАПРЯЖЕНИЕ СМЕЩЕНИЯ  $E_0$ , ПРИ КОТОРОМ ТОК СТОКА РАВЕН  $\frac{1}{4} i_0$ . ВЫЧИСЛИТЕ  $v = E_0 - u_{омс}$ ,  $\sigma = i_0 / u_{омс}^2$ ,  $I_0 = \sigma v^2$ . ВЫЧИСЛЕННОЕ ЗНАЧЕНИЕ  $I_0$  СРАВНИТЕ С УСТАНОВЛЕННЫМ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНО.

## 2 А м п л и т у д н ы й м о д у л я т о р

2.1. ПОЛУЧИТЕ И ЗАРИСУЙТЕ ОСЦИЛЛОГРАММУ АМПЛИТУДНО-МОДУЛИРОВАННЫХ КОЛЕБАНИЙ НАПРЯЖЕНИЯ  $u_{си}$  И СООТВЕТСТВУЮЩУЮ ЕЙ ОСЦИЛЛОГРАММУ НАПРЯЖЕНИЯ  $u_{zu}$ .

Для этого (при том же напряжении смещения, что в п.1.3):

- подайте напряжение с выхода высокочастотного генератора (ГВЧ), на вход I лабораторной установки; установите частоту ГВЧ  $f_0 = 250$  кГц;
- переведите осциллограф в режим поочередной работы каналов вертикального отклонения,
- переключатель инвертирования канала II отключите,
- переключатель входов установите в положение «АС»,
- в цепь стока включите параллельный LC- контур, шунтированный резистором 1 кОм ( $C = 33$  нФ);
- добейтесь совпадения частоты ГВЧ с резонансной частотой контура;
- амплитуду  $E_1$  высокочастотных колебаний напряжения  $u_{zu}$  и амплитуду  $E_2$  низкочастотных колебаний установите равными  $0,5 E_0$ , где в качестве  $E_0$



воспользуйтесь значением, найденным в п. 1.3 (для измерений используйте калибровку канала I осциллографа).

2.2. ПРИ ЧАСТОТЕ МОДУЛИРУЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ  $F = 1$  кГц ИЗМЕРЬТЕ КОЭФФИЦИЕНТ МОДУЛЯЦИИ И СРАВНИТЕ ЕГО С ВЫЧИСЛЕННЫМ ПО ФОРМУЛЕ  $m = E_2 / \nu$ . ИЗМЕРЬТЕ КОЭФФИЦИЕНТ МОДУЛЯЦИИ И СДВИГ ФАЗЫ ОГИБАЮЩЕЙ  $\varphi$  ПРИ  $F = 10$  кГц.

ИСПОЛЬЗУЯ РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ, ПОЛУЧИТЕ ЧИСЛЕННЫЕ ОЦЕНКИ ДЛЯ ДОБРОТНОСТИ И ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ КОНТУРА

2.3. ПРИ  $F = 20$  кГц  $E_1 = 0,5E_0$  И ДВУХ АМПЛИТУДАХ МОДУЛИРУЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ  $E_2 = 0,5E_0$  ПОЛУЧИТЕ И ЗАРИСУЙТЕ ОСЦИЛЛОГРАММЫ И СПЕКТРОГРАММЫ МОДУЛИРОВАННОГО НАПРЯЖЕНИЯ, А ТАКЖЕ СПЕКТРОГРАММЫ ТОКА СТОКА.

Для получения спектрограмм тока стока отсоедините от схемы индуктивность  $L$  и емкость  $C$ , оставив в цепи стока резистор 1 кОм.

Повторите опыт при  $E_2 = 1,5E_0$ . В отчете проведите анализ причин изменения формы и спектра АМ колебания при  $E_2 = 1,5E_0$ .

### 3. П р е о б р а з о в а т е л ь ч а с т о т ы

3.1. ПОЛУЧИТЕ И ЗАРИСУЙТЕ СПЕКТРОГРАММЫ ТОКА СТОКА И НАПРЯЖЕНИЙ  $u_{зи}$  И  $u_{си}$  ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА В СХЕМЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ ДЛЯ РАЗЛИЧНЫХ НЕСУЩИХ ЧАСТОТ СИГНАЛА:  $f_0 \approx 340$  кГц И  $740$  кГц.

Для этого:

-на вход 2 лабораторной установки подайте напряжение с выхода гетеродина ( $f_{гет} \approx 200$  кГц);

-выходное напряжение ГНЧ ( $F = 20$  кГц) используйте как внешнее модулирующее для ГВЧ;

-АМ напряжение с выхода ГВЧ подайте на вход 1 лабораторной установки и вход канала I осциллографа;

-по спектрограмме напряжения  $u_{zu}$  установите глубину модуляции сигнала  $m \approx 0,5$ ;

-наблюдение спектрограмм тока стока проводите при включении в цепь стока резистора 1 кОм;

-наблюдение спектрограмм напряжения  $u_{cu}$ . проводите при включении в цепь стока параллельного LC-контура с шунтирующим резистором 1 кОм ( $C = 6,8$  нФ);

-подстройкой частоты входного сигнала  $f_0$  относительно заданных значений добейтесь симметричного расположения гармоник преобразованного сигнала внутри полосы контура.

#### 4. Синхронный детектор

##### 4.1. ПОЛУЧИТЕ И ЗАРИСУЙТЕ ОСЦИЛЛОГРАММЫ НАПРЯЖЕНИЙ

$u_{zu}$  И  $u_{cu}$  И СПЕКТРОГРАММУ  $u_{cu}$  В РЕЖИМЕ ПРЯМОГО ДЕТЕКТИРОВАНИЯ СИГНАЛА (ЧАСТОТА СИГНАЛА УКАЗАНА НА РАБОЧЕМ МЕСТЕ). ИЗМЕРЬТЕ АМПЛИТУДУ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ.

Для этого:

- вход 2 лабораторной установки отключите от гетеродина и закоротите;  
- в цепь стока установите параллельно соединенные резистор 1 кОм и конденсатор 150 нФ;

- частоту модуляции  $F$  выбирайте равной 1 кГц, а коэффициент модуляции ( $m \approx 0,5$ ) и амплитуду сигнала так, чтобы  $U_{min.} \geq 0,5V$  (см. рис.4)

4.2. ПОЛУЧИТЕ ЭФФЕКТ СИНХРОННОГО ДЕТЕКТИРОВАНИЯ.- СНИМИТЕ ЗАВИСИМОСТЬ АМПЛИТУДЫ НАПРЯЖЕНИЯ НА ВЫХОДЕ ДЕТЕКТОРА ОТ СДВИГА ФАЗЫ ОПОРНОГО СИГНАЛА.

для этого:

- подайте напряжение АМ сигнала на вход 1 через дополнительный резистор 10 кОм и на вход формирующей схемы, служащей для выработки опорного напряжения;

- напряжение с выхода формирующей схемы подайте на вход 2;

- установив ручку регулировки фазы в ее левое положение, подстройте частоту сигнала для получения максимальной амплитуды протектированного напряжения;

## 5. Д и о д н ы й д е т е к т о р

5.1. ПОЛУЧИТЕ И ЗАРИСУЙТЕ ОСЦИЛЛОГРАММЫ И СПЕКТРОГРАММЫ АМ СИГНАЛА ( $f_0 = 250$ кГц,  $m=0,3$  и  $m=0,5$ ) И НАПРЯЖЕНИЯ НА ВЫХОДЕ ДИОДНОГО ДЕТЕКТОРА ( $R=100$ кОм) ПРИ ЧАСТОТАХ МОДУЛЯЦИИ  $F=1,5$ кГц И  $F=15$ кГц И КОНДЕНСАТОРАХ ФИЛЬТРА  $C=270$ пФ И  $C=2$ нФ. При этом  $E_{см} = 0$

В отчете объясните причину появления искажений формы выходного напряжения, наблюдаемых при увеличении частоты  $F$  и емкости фильтра.

5.2. ДЛЯ СЛУЧАЯ, КОГДА ОТСУТСТВУЮТ ИСКАЖЕНИЯ ФОРМЫ ПРОДЕТЕКТИРОВАННОГО НАПРЯЖЕНИЯ, НАЙДИТЕ КОЭФФИЦИЕНТ ПЕРЕДАЧИ ДЕТЕКТОРА КАК ОТНОШЕНИЕ АМПЛИТУДЫ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ К АМПЛИТУДЕ ОГИБАЩЕЙ ВХОДНОГО.

5.3 Повторите опыт при использовании в качестве диода переход затвор-исток полевого транзистора. Сравните полученные результаты. При этом в цепи стока должен находиться резистор 1 кОм, а  $E_{см}$  установлено в соответствии с п.1.3.

## ПРИЛОЖЕНИЯ

### Г е т е р о д и н

В данной работе гетеродином служит транзисторный LC-генератор с заземленным коллектором с емкостной обратной связью (рис.12).

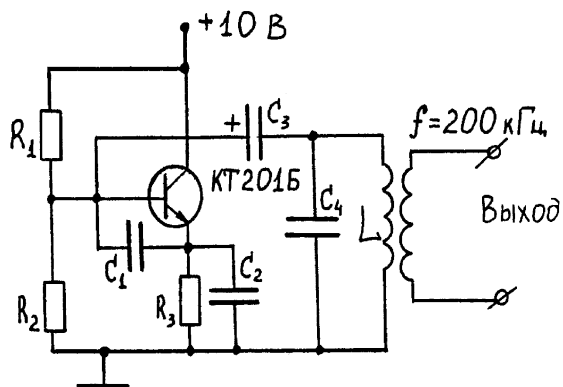


Рис. 12. Схема гетеродина.

### Устройство выработки опорного напряжения

Устройство выработки опорного напряжения необходимо для работы синхронного детектора. Основным принципом его работы является выделение сигнала синусоидальной формы из входного АМ сигнала. Схема устройства, условно разделенного на 4 части (I-IV), изображена на рис.13. Под рисунком приводятся пояснения, касающиеся назначения каждой из 4-х частей.

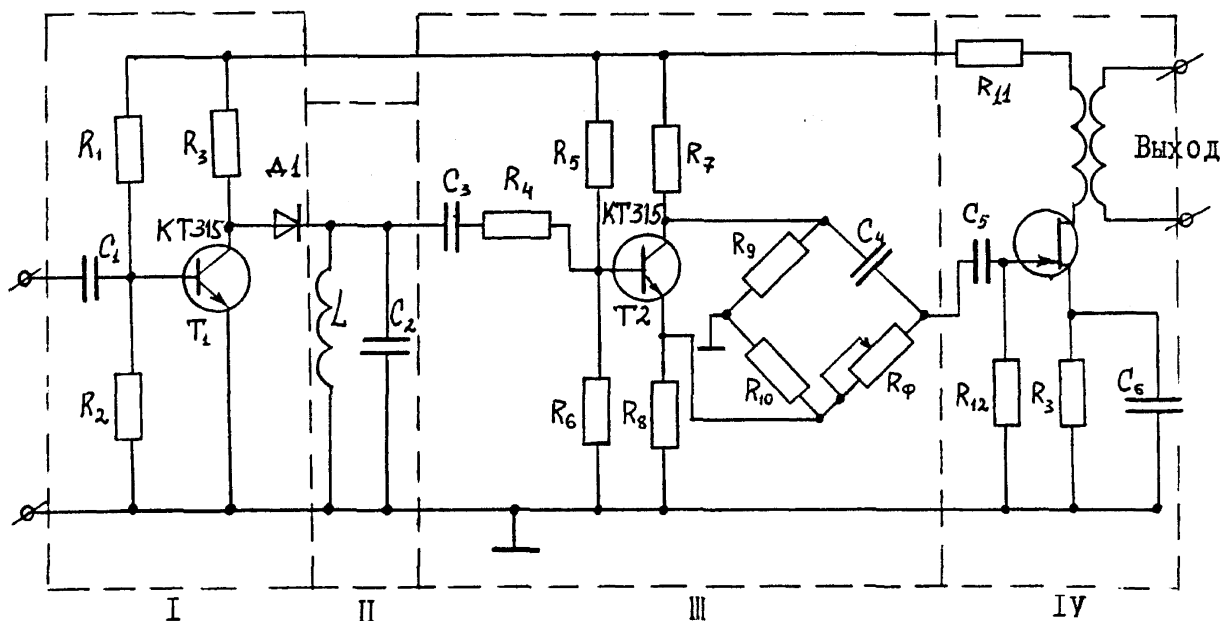


Рис.13. Схема устройства выработки опорного напряжения.

I. Усилитель-ограничитель. Предназначен для формирования сигнала, близкого по форме к меандру.

II. Резонансный контур. Выделяет основную гармонику сигнала (т.е. преобразует меандр в синусоиду).

Ш. Развязывающий каскад и фазосдвигающий мост.. Позволяет с помощью потенциометра  $R_{\phi}$  изменять фазу опорного сигнала относительно фазы несущей частоты АМ сигнала.

1У. Выходной каскад. Служит для согласования устройства выработки опорного напряжения и синхронного детектора.