

НИЖЕГОРОДСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ ИМЕНИ Н. И. ЛОБАЧЕВСКОГО

РАДИОФИЗИЧЕСКИЙ ФАКУЛЬТЕТ

Частотный модем

Работу выполнили студенты
Есюнин М.В., Есюнин Д.В.
430 группы

преподаватель:
Земнюков Н.Е.

Нижний Новгород, 2019

Содержание

Введение	2
1. Краткая теория работы	2
1.1. Сигналы с угловой модуляцией	2
1.1.1. Фазовая модуляция (ФМ)	3
1.1.2. Частотная модуляция (ЧМ)	3
1.1.3. Общие соображения о спектре сигналов с угловой модуляцией	4
1.1.4. Спектр ЧМ и ФМ при малых индексах модуляции	5
1.1.5. Спектр сигнала с угловой модуляцией при произвольном значении индекса модуляции	5
1.2. Частотная модуляция в автогенераторе	7
1.3. Демодуляция ЧМ-сигналов	8
1.4. RC -генератор низкочастотных гармонических колебаний	8
2. Исследование частотного модулятора	12
2.1. Схема работы и измерительная аппаратура	12
3. Эксперимент	13
3.1. Измерение статической модуляционной характеристики	13
3.2. Исследование влияния амплитуды модулирующего сигнала на спектр ЧМ	14
3.3. Исследование влияния частоты модуляции на спектр ЧМ-сигнала	14
3.4. Исследование формы колебаний на входе и выходе частотного модулятора	14

Введение

В этой работе мы исследуем **частотный модем**. Модем – часть радиотехнической схемы передачи сообщений. Он представляет собой совокупность модулятора и демодулятора ЧМ-сигнала (см. рис. 1).

В радиотехнике для передачи сигнала по линии связи используются ВЧ-сигналы, хорошо по ней распространяющиеся. Такой сигнал сам по себе не несет информации, а для вложения сообщения в ВЧ-сигнал к сигналу применяют операцию модуляции, которая заключается в изменении одного или нескольких параметров переносчика по закону передаваемого сообщения. Устройство, осуществляющее эту операцию, называется **модулятором**.

В обратную сторону, при приеме сообщения, **демодулятором** осуществляется демодуляция (детектирование) сигнала, которая заключается в преобразовании принятого модулированного сигнала, искаженного помехами, в модулирующий сигнал.

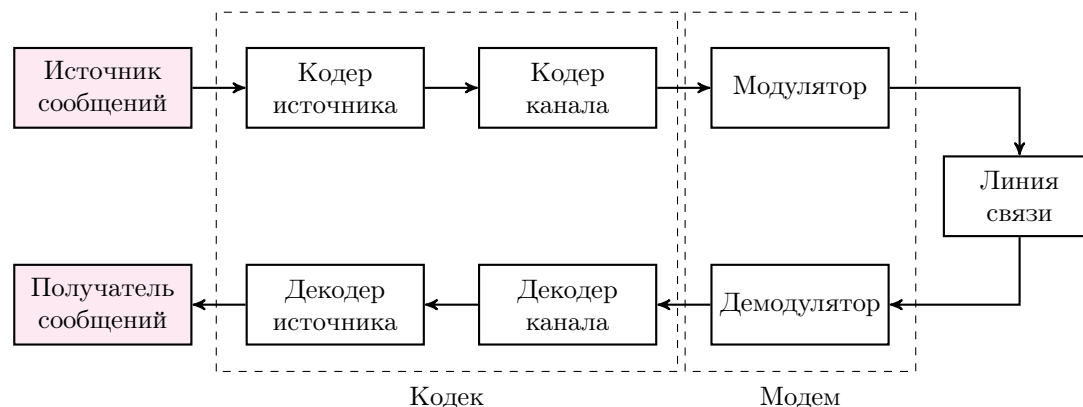


Рис. 1. Структурная схема системы передачи дискретных сообщений

В частотном модеме используется сигнал с частотной модуляцией. Мы рассмотрим также фазовую модуляцию и спектры модулированных сигналов, а также способ получения частотной модуляции с помощью *RC*-генератора звукового диапазона за счет управления сопротивлением канала сток–исток полевого транзистора модулирующим сигналом.

В эксперименте мы изучим влияние изменения амплитуды или частоты модулирующего колебания на спектр частотно-модулированного (выходного сигнала модулятора) сигнала.

1. Краткая теория работы

1.1. Сигналы с угловой модуляцией

В качестве колебания-переносчика используется гармоническое колебание высокой частоты. В процессе модуляции в несущем колебании $f(t) = U_0 \cos(\omega t + \varphi)$ можно изменять амплитуду (амплитудная модуляция), а также либо частоту ω (частотная модуляция) либо фазу φ (фазовая модуляция), оставляя амплитуду постоянной. Поскольку аргумент $\psi = \omega t + \varphi$ является полной фазой и определяет текущее значение фазового угла, такие сигналы получили название сигналов с угловой модуляцией.

1.1.1. Фазовая модуляция (ФМ)

Если полная фаза процесса $\Psi(t) = \omega_0 t + kX(t)$, где $X(t)$ - сообщение, k - коэффициент пропорциональности, ω_0 - значение частоты в отсутствии сообщения $X(t)$, то имеем сигнал с фазовой модуляцией

$$V_{\text{ФМ}}(t) = U_0 \cos [\omega_0 t + kX(t)]$$

Если сообщение $X(t) = \text{const}$, то ФМ-сигнал является простым высокочастотным сигналом. Если $X(t) = A \cos \Omega t$, то с увеличением значений сообщения $X(t)$ полная фаза $y(t)$ растет во времени быстрее, чем по линейному закону. При уменьшении значений модулирующего сообщения происходит спад скорости роста $y(t)$ во времени (см. рис. 2).

Предельное значение этого фазового сдвига называют девиацией фазы $\Delta\psi$. В общем случае, когда сообщение $X(t)$ изменяет знак, принято различать девиацию фазы вверх $\Delta\psi_v = kX_{\max}$ и девиацию фазы вниз $\Delta\psi_n = kX_{\min}$.

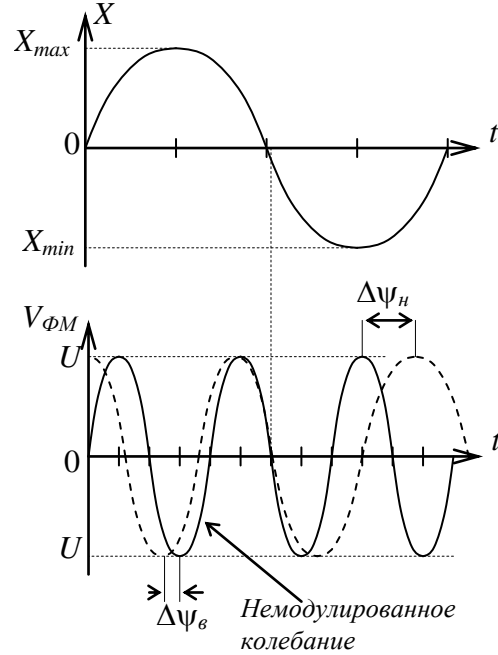


Рис. 2.

1.1.2. Частотная модуляция (ЧМ)

Мгновенная частота $\omega(t)$ сигнала с угловой модуляцией определяется как первая производная от полной фазы по времени, т.е. мгновенная частота - это скорость изменения полной фазы:

$$\omega(t) = \frac{d\psi}{dt}$$

Откуда, полная фаза равна:

$$\psi(t) = \int_0^t \omega(\tau) d\tau + \varphi_0 \quad (1)$$

где φ_0 - начальная фаза в момент времени $t=0$. При ЧМ - сигнале между сообщением $X(t)$ и мгновенной частотой $a(t)$ будет связь вида

$$\omega(t) = \omega_0 + kX(t) \quad (2)$$

Поэтому из (1) и (2)

$$V_{\text{ЧМ}}(t) = U_0 \cos \psi(t) = U_0 \cos \left[\int_0^t \omega(\tau) d\tau + \varphi_0 \right]$$

$$V_{\text{ЧМ}}(t) = U_0 \cos \left[\omega_0 t + k \int_0^t X(\tau) d\tau + \varphi_0 \right]$$

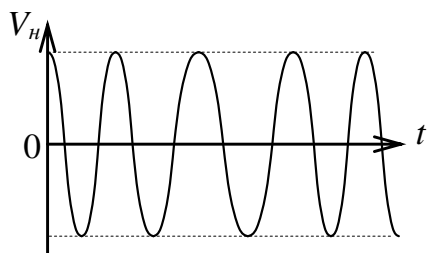


Рис. 3.

Если $X(t)$ - достаточно гладкая функция, то внешне осциллограммы ФМ и ЧМ - сигналов не отличаются (рис.2.2). Однако имеет место принципиальная разница: фазовый сдвиг между ФМ - сигналом и с немодулированным пропорционален $X(t)$, для ЧМ этот сдвиг пропорционален интегралу от $X(t)$. Т.е. ЧМ и ФМ - сигналы ведут себя по-разному при изменении частоты модуляции и амплитуды модулирующего колебания.

При ЧМ девиация частоты пропорциональна амплитуде НЧ - сигнала, в то же время девиация частоты $\Delta\omega$ не зависит от частоты Ω модулирующего сигнала.

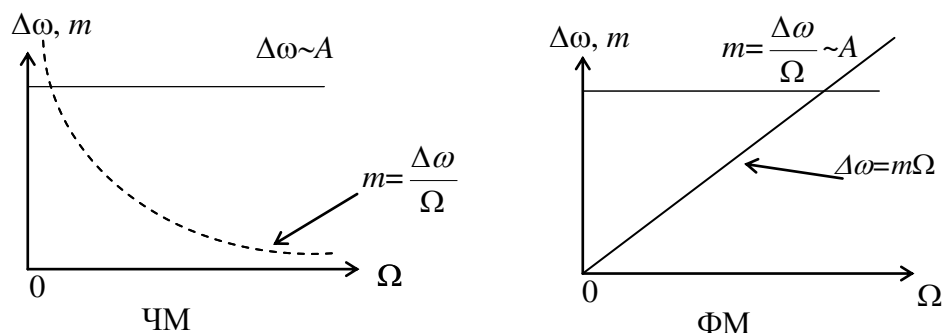


Рис. 4.

При ФМ индекс модуляции $m = \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sim A$ - амплитуде НЧ - сигнала независимо от частоты модуляции. Как следствие этого, девиация частоты при фазовой модуляции линейно увеличивается с ростом частоты модулирующего сигнала (рис. 4).

1.1.3. Общие соображения о спектре сигналов с угловой модуляцией

Если колебание $V(t) = U_0 \cos[\omega t + \varphi(t)]$ получено с помощью ФМ, то $\varphi(t)$ и $X(t)$ полностью совпадают по форме и отличаются лишь постоянными коэффициентами. При этом, с точностью до постоянного коэффициента совпадают спектры функций $\varphi(t)$ и $X(t)$. При ЧМ функция $\varphi(t)$ является интегралом от передаваемого сообщения $X(t)$. При ЧМ спектр функции $\varphi(t)$ состоит из тех же компонент, что и спектр сообщения $X(t)$, но с измененными амплитудами и фазами.

Модулированное по углу колебание можно рассматривать как сумму двух квадратурных колебаний: косинусного u_c и синусного u_s , каждое из которых модулировано только по амплитуде.

$$V(t) = U_0 \cos \varphi(t) \cos \omega_0 t - U_0 \sin \varphi(t) \sin \omega_0 t = u_c(t) - u_s(t) \quad (3)$$

Закон АМ для косинусного колебания определяется медленной функцией $\cos(t)$, для синусного - функцией $\sin(t)$. Но для определения спектра АМ колебания достаточно сдвинуть на частоту ω_0 спектр огибающей амплитуд. Следовательно, для нахождения спектра колебания $u(t)$, определяемого выражением (3), необходимо найти сначала спектры функций $\cos(t)$ $\sin(t)$, т.е. спектры огибающих квадратурных колебаний.

Из приведенных рассуждений следует, что при одном и том же передаваемом сообщении спектр колебания, модулированного по углу, значительно сложнее, чем спектр модулированного по амплитуде. Действительно, т.к. $\cos(t)$ и $\sin(t)$ являются нелинейными функциями своего аргумента $\varphi(t)$, то спектры этих колебаний могут существенно отличаться от спектра функции $\varphi(t)$.

1.1.4. Спектр ЧМ и ФМ при малых индексах модуляции

Задачу о представлении сигналов с угловой модуляцией посредством суммы гармонических колебаний несложно решить в том случае, когда $m \ll 1$. Для тонально-модулированного колебания $V(t) = U_0 \cos[\omega_0 t + m \sin \Omega t]$

$$V(t) = U_0 \cos(m \sin \Omega t) \cos \omega_0 t - U_0 \sin(m \sin \Omega t) \sin \omega_0 t$$

при $m \ll 1$ $\cos(m \sin \Omega t) \approx 1$, $\sin(m \sin \Omega t) \approx m \sin \Omega t$

$$V(t) \approx U_0 \cos \omega_0 t - U_0 m \sin \Omega t \cdot \sin \omega_0 t$$

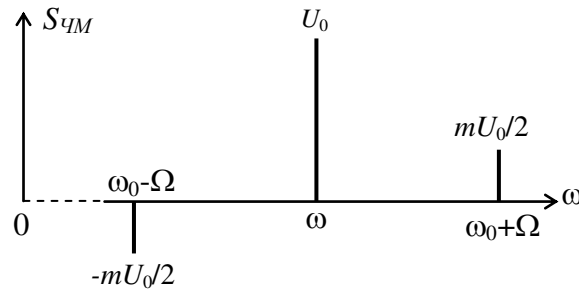


Рис. 5.

$$V(t) \approx U_0 \cos \omega_0 t + \frac{mU_0}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t - \frac{mU_0}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t$$

Таким образом, при $m \ll 1$ в спектре сигнала с угловой модуляцией содержатся несущая и верхняя и нижняя боковые компоненты. Индекс m играет здесь такую же роль, как и в АМ - сигнале. Однако колебание нижних боковых частот имеет сдвиг по фазе 180° .

1.1.5. Спектр сигнала с угловой модуляцией при произвольном значении индекса модуляции

Итак, при тональной угловой модуляции

$$U(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + m \sin \Omega t) = U_0 \operatorname{Re}(e^{j\omega_0 t} \cdot e^{jm \sin \Omega t})$$

$$e^{jm \sin Z} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(m) e^{jkZ}$$

где m - любое вещественное число, $J_k(m)$ - функция Бесселя k порядка от аргумента m . Представляя экспоненту в виде ряда, получим модель ЧМ-ФМ сигнала с любым значением индекса модуляции:

$$U(t) = U_0 \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(m) \cos(\omega_0 + k\Omega)$$

При $m \ll 1$ ширина спектра ЧМ как и АМ равна 2Ω , при значении m от 0.5 до 1 приобретает значение вторая пара боковых частот, поэтому ширина спектра равна 4Ω .

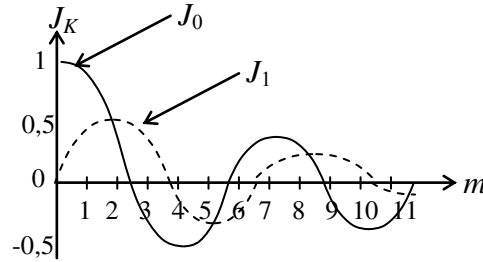


Рис. 6.

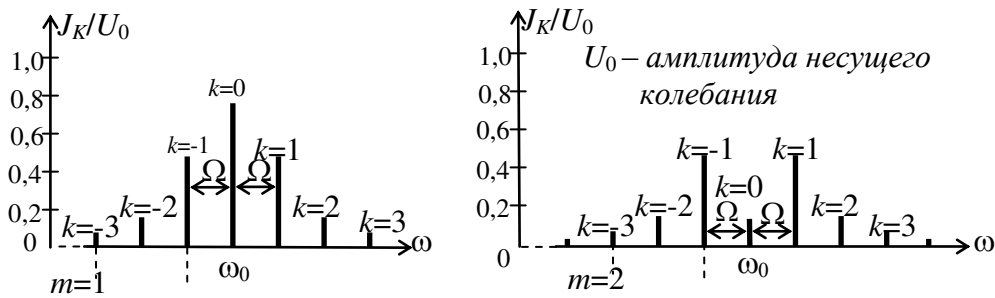


Рис. 7.

Фазы колебаний на рисунке 7 не учитываются, однако следует иметь в виду что, при нечетных k амплитуды нижних боковых следует брать со знаком минус.

Чем больше индекс k функции Бесселя, тем протяженнее область аргументов, при которых эта функция мала. Важно отметить, что с ростом индекса модуляции m расширяется полоса частот, занимаемая сигналом. Обычно полагают, что допустимо пренебречь всеми спектральными составляющими с номером $|k| > m + 1$. Отсюда следует оценка практической ширины спектра с угловой модуляцией

$$\Pi_{\text{пр}} = 2k\Omega = 2(m + 1)\Omega$$

Как видно, реальные ЧМ и ФМ - сигналы характеризуются условием $m \gg 1$, итак:

$$\Pi_{\text{пр}} \approx 2m\Omega = 2\Delta\omega$$

1.2. Частотная модуляция в автогенераторе

Задачу получения ЧМ колебаний можно сформулировать как задачу создания генератора гармонических колебаний, частота которого должна изменяться в соответствии с законом изменения управляющего сигнала. Частота колебаний генератора определяется резонансной частотой контура $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ и, следовательно, для ее изменения необходимо менять либо емкость C , либо индуктивность L .

Продифференцировав ω_0 , например, по C получим $\frac{d\omega_0}{dC} = -\frac{\omega_0}{2C}$ или $\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \approx -\frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C}$.

Как видно, при малых изменениях частоты можно считать, что она пропорциональна емкости, т.е., желая получить модулированное колебание, следует изменить емкость (или индуктивность) контура в соответствии с передаваемым сообщением, поэтому контур должен содержать емкостной (или индуктивный) параметрический элемент.

Широко распространенным способом электронного управления является подключение к контуру варикапа, емкость которого зависит от напряжения, приложенного в направлении запирающего перехода.

Упрощенная схема автогенератора с варикапом изображена на рис. 9.

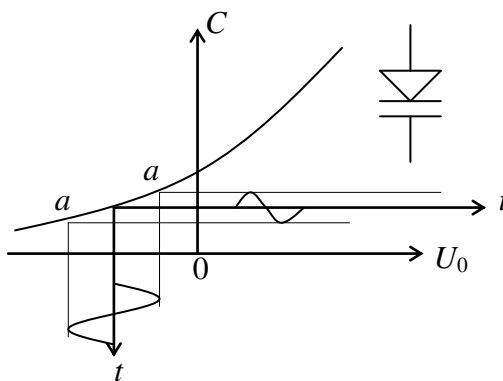


Рис. 8.

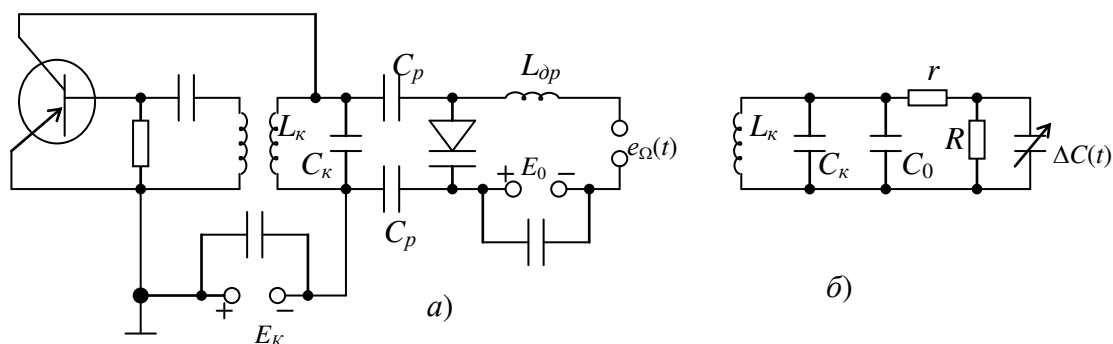


Рис. 9.

Разделительный конденсатор C_p , предназначен для развязки контура от источника E_0 . Источник E_0 устанавливает начальную рабочую точку (НРТ) на вольт-фарадной характеристике варикапа. Блокировочный дроссель $L_{др}$ предназначен для того, чтобы ВЧ ток от автогенератора не проходил в источник ЭДС $e_{\Omega}(t)$.

На схеме замещения (рис. 9б) C_0 - средняя емкость в отсутствии модулирующего колебания, $\Delta C(t)$ - вариация емкости в зависимости от $e_\Omega(t)$. Сопротивление р-п перехода R , объемное сопротивление полупроводника g .

Если напряжение на емкости достаточно мало, то, как отмечено выше, нелинейный элемент можно трактовать как линейный параметрический. Принимая рабочий участок «а-а» зависимости $C(U)$ (рис. 8) за прямую линию получим следующее.

Если управляющее напряжение меняется по закону $u_{упр} = E_0 + U_c \cos \Omega t$, то емкость меняется по закону $C = C_0 (1 + m_c \cos \Omega t)$.

1.3. Демодуляция ЧМ-сигналов

При частотной модуляции, как известно, полезное сообщение пропорционально отклонению мгновенной частоты сигнала от частоты несущего колебания $\omega(t) - \omega_0$, где $\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega \cos \Omega t$:

$$U_{\text{чм}}(t) = E_0 \cos [\omega_0 + \Delta\omega \cos \Omega t] t$$

ЧМ детектирование можно осуществить преобразованием ЧМ-сигнала в неглубокий АМ-сигнал и дальнейшим амплитудным детектированием. Для этого нужно подать ЧМ-сигнал на линейный частотный фильтр, настроенный таким образом, чтобы несущая частота ЧМ-сигнала попадала на линейный участок фильтра. АЧХ полосового фильтра можно разложить в ряд:

$$|K(j\omega)| = |K(j\omega_0)| + \left| \frac{dK(j\omega_0)}{d\omega} \right| \cdot (\omega(t) - \omega_0) + \dots$$

Тогда на выходе фильтра получится сигнал со сложной амплитудно-угловой модуляцией с мгновенной амплитудой переменной составляющей

$$V_{\text{вых}}(t) = b_0 \cdot \left| \frac{dK(j\omega_0)}{d\omega} \right| \cdot \Delta\omega \cos \Omega t,$$

где b_0 – постоянный коэффициент. Окончательная обработка проводится обычным АМ детектором, включаемым на выходе фильтра.

Этот метод имеет недостаток, обусловленный малым диапазоном линейности характеристики детектирования и необходимостью настройки на частоту, отличную от частоты немодулированного колебания ($\omega_{\text{рез}} \neq \omega_0$).

Для устранения этого недостатка совмещают в одной схеме два контура и два амплитудных детектора таким образом, что контуры настроены на частоты, симметрично смещенные относительно несущей, и при этом выходы двух детекторов соединены так, что их выходные напряжения вычитаются друг из друга. В этом случае детекторная характеристика будет иметь достаточно протяженный, почти линейный участок.

1.4. RC-генератор низкочастотных гармонических колебаний

В нашей установке был использован RC-автогенератор гармонических колебаний звукового диапазона в составе частотного модулятора.

Рассмотрим уравнение автогенератора с LC-контуром:

$$\frac{d^2 U}{dt^2} + \left(\frac{R}{L} - \frac{M}{LC} \frac{d\varphi(U)}{dU} \right) \frac{dU}{dt} + \omega_r^2 U = 0 \quad (4)$$

Это уравнение имеет второй порядок. Действием обратной связи, реализованной на трансформаторной связи с взаимной индуктивностью, коэффициент при первой производной $\left(\frac{R}{L} - \frac{M}{LC} \frac{d\varphi(U)}{dU}\right)$ обращается в нуль в стационарном режиме и отрицательна в режиме самовозбуждения. Для создания RC -автогенератора нужно так составить схему, чтобы она описывалась таким же дифференциальным уравнением второго порядка, как и (4). Рассмотрим схему, представленную на рис. 10.

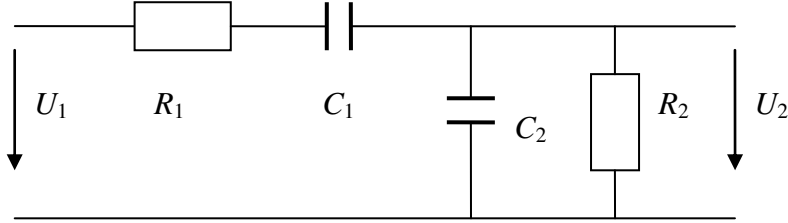


Рис. 10.

Дифференциальное уравнение этой схемы

$$\frac{dU_2}{dt} + 2\alpha U_2 + \omega_0^2 \int_0^t U_2 dt = \frac{U_1}{\tau_{12}} \Rightarrow \frac{d^2 U_2}{dt^2} + 2\alpha \frac{dU_2}{dt} + \omega_0^2 U_2 = \frac{1}{\tau_{12}} \frac{dU_1}{dt}, \quad (5)$$

$$\text{где } \omega_0^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}, \quad 2\alpha = \frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2} + \frac{1}{\tau_{12}}, \quad \tau_1 = R_1 C_1, \quad \tau_2 = R_2 C_2, \quad \tau_{12} = R_1 C_2.$$

Левая часть уравнения (5) совершенно аналогична левой части уравнения (4). Если теперь в эту схему внести нелинейный усилитель и охватить всю схему обратной связью, как показано на рис. 11, то полученная схема сможет генерировать гармонические колебания на одной из частот, определяемых уравнением (5).

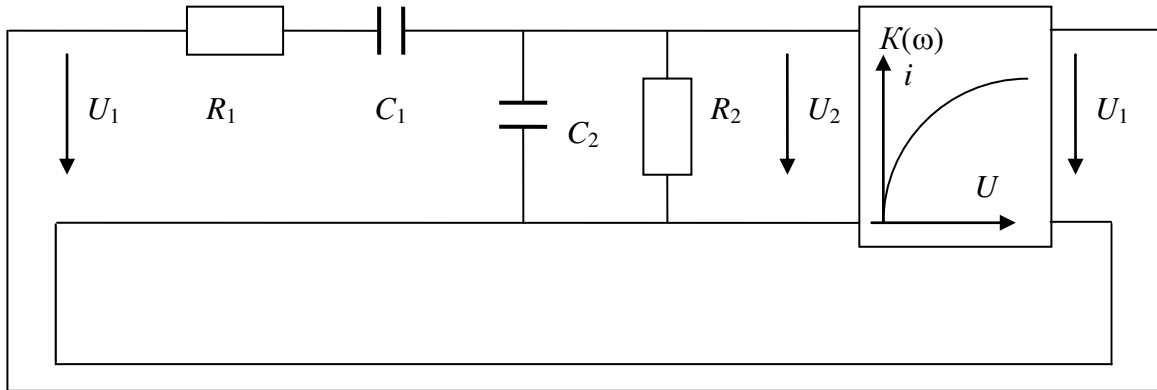


Рис. 11.

Найдем дифференциальное уравнение схемы рис. 11, положив в ней $K(\omega) = \frac{U_1}{U_2}$, где U_1 - выходное напряжение усилителя (ω), а U_2 - входное. Из этого уравнения можно найти

$$U_1 = K(\omega) \cdot U_2, \quad \frac{dU_1}{dt} = K \frac{dU_2}{dt}.$$

Подставляя полученное соотношение в (5), получим

$$\frac{d^2 U_2}{dt^2} + 2\alpha \frac{dU_2}{dt} - \frac{K}{\tau_{21}} \frac{dU_2}{dt} + \omega_0^2 U_2 = 0, \quad (6)$$

или $\frac{d^2 U_2}{dt^2} + \left(\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2} + \frac{1-K}{\tau_{21}} \right) \frac{dU_2}{dt} + \omega_0^2 U_2 = 0$, где $\tau_{21} = R_2 C_1$.

Уравнение (6) совершенно аналогично уравнению (4) с LC -контуром. Для осуществления самовозбуждения необходимо сделать отрицательным коэффициент при первой производной

$$\left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1-K}{R_2 C_1} \right) < 0$$

Типичная схема RC -автогенератора приведена на рис. 12(а), а его эквивалентная схема с разомкнутой цепью обратной связи - на рис. 12(б). Здесь K_0 - идеальный усилитель с вещественным и положительным коэффициентом усиления K_0 . Выход усилителя соединяется с его входом через пассивный четырехполюсник, выделенный на рисунке пунктирной рамкой и представляющий собой цепь положительной обратной связи. Передаточная функция этой цепи равна

$$\beta(j\omega) = \frac{\frac{R_2/j\omega C_2}{R_2 + 1/j\omega C_2}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{R_2/j\omega C_2}{R_2 + 1/j\omega C_2}}$$

или в переменных Лапласа

$$\beta(p) = \frac{p\tau_{21}}{(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2) + p\tau_{21}}. \quad (7)$$

Характеристическое уравнение автогенератора в общем виде имеет вид

$$K(j\omega)\beta(j\omega) - 1 = 0 \quad \text{или} \quad K(p)\beta(p) = 1$$

Для схемы рис. 12 с передаточной функцией цепи положительной обратной связи $\beta(p)$ в соответствии с (7) характеристическое уравнение имеет вид

$$a_2 p^2 + a_1 p + 1 = 0, \quad \text{где} \quad a_2 = \tau_1 \tau_2, \quad a_1 = \tau_1 + \tau_2 - \tau_{21} (K_0 - 1) \quad (8)$$

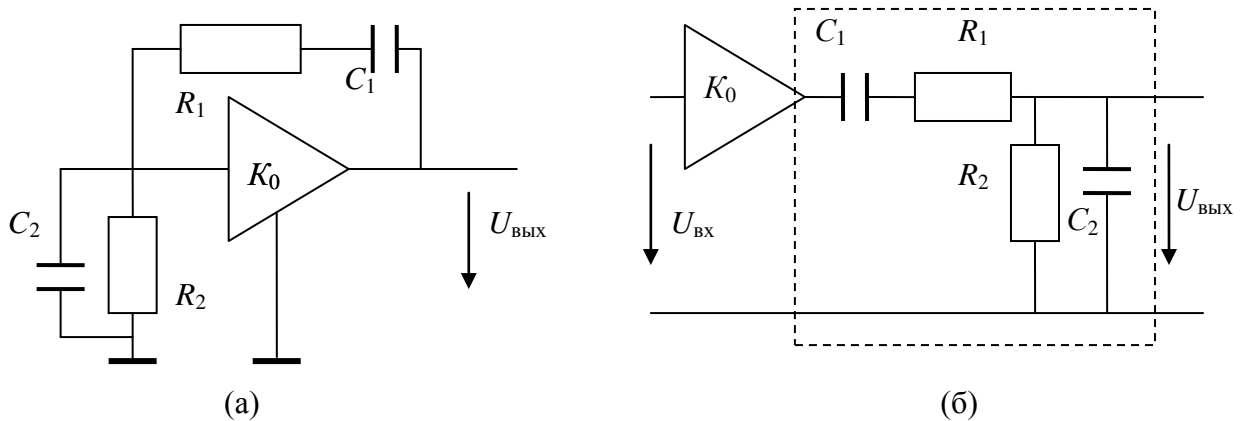


Рис. 12. RC -генератор и его эквивалентная схема

Условия самовозбуждения автогенератора состоит в том, чтобы коэффициент a_1 был меньше нуля. Отсюда находится условие, налагаемое на коэффициент усиления K_0 :

$$K_0 > 1 + \frac{R_1 C_1 + R_2 C_2}{R_2 C_1}$$

Частота генерации определяется мнимой частью корней характеристического уравнения (8). Для стационарного режима автогенератора коэффициент a_1 этого уравнения равен нулю, и уравнение принимает вид

$$p^2 \tau_1 \tau_2 + 1 = 0.$$

Мнимые части корней этого уравнения и частота генерации равны

$$p_{1,2} = \pm j \sqrt{\frac{1}{\tau_1 \tau_2}}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

Обычно выбирают $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$. При этом передаточная характеристика (7) принимает вид

$$\beta(j\omega) = \frac{j \left[\frac{\omega}{\omega_0} \right]}{1 + 3j \left[\frac{\omega}{\omega_0} \right] - \left[\frac{\omega}{\omega_0} \right]^2}, \quad \text{где } \omega_0 = \frac{1}{RC}.$$

Соответствующие амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики представлены на рис. 13 (а) и (б) соответственно.

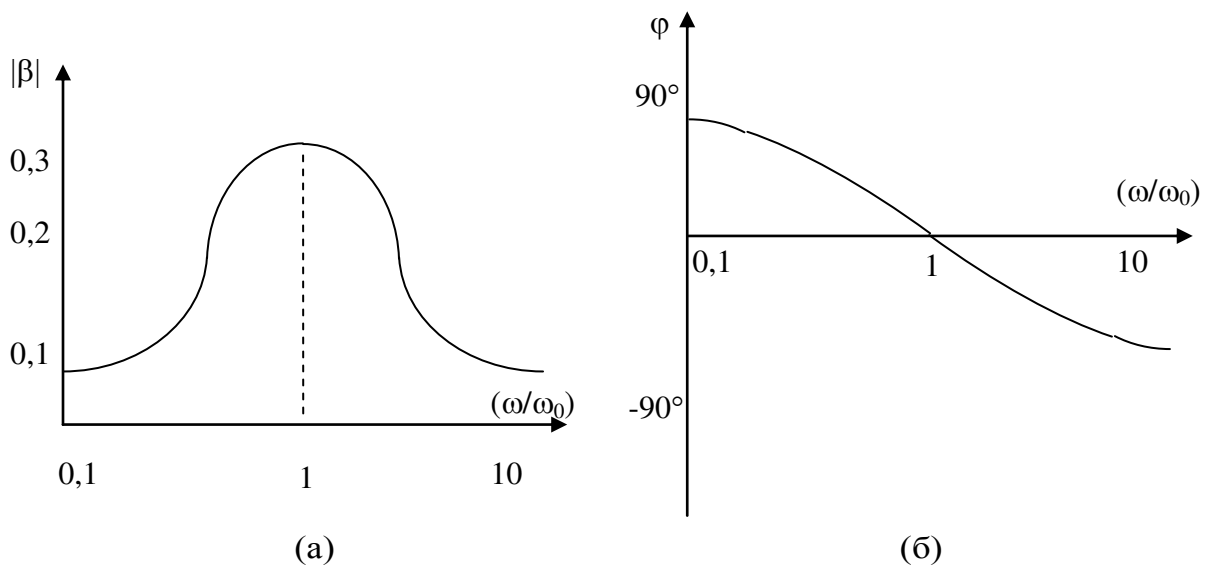


Рис. 13. АЧХ и ФЧХ генератора

Условие возбуждения такого генератора на частоте ω_0 при этом переходит в $K_0 > 3$.

2. Исследование частотного модулятора

Мы займемся исследованием принципа действия частотного модулятора, получением характеристик частотного модулятора при воздействии на его вход гармонического сигнала (тональная модуляция) и исследование формы и спектра сигналов с частотной модуляцией.

2.1. Схема работы и измерительная аппаратура

В данной работе используется универсальный лабораторный стенд со сменным блоком «частотный модем», упрощённая принципиальная схема которого приведена на рис. 14. В первой части работы объектом исследования является левая часть схемы (между гнёздами КТ 1 и КТ 2).

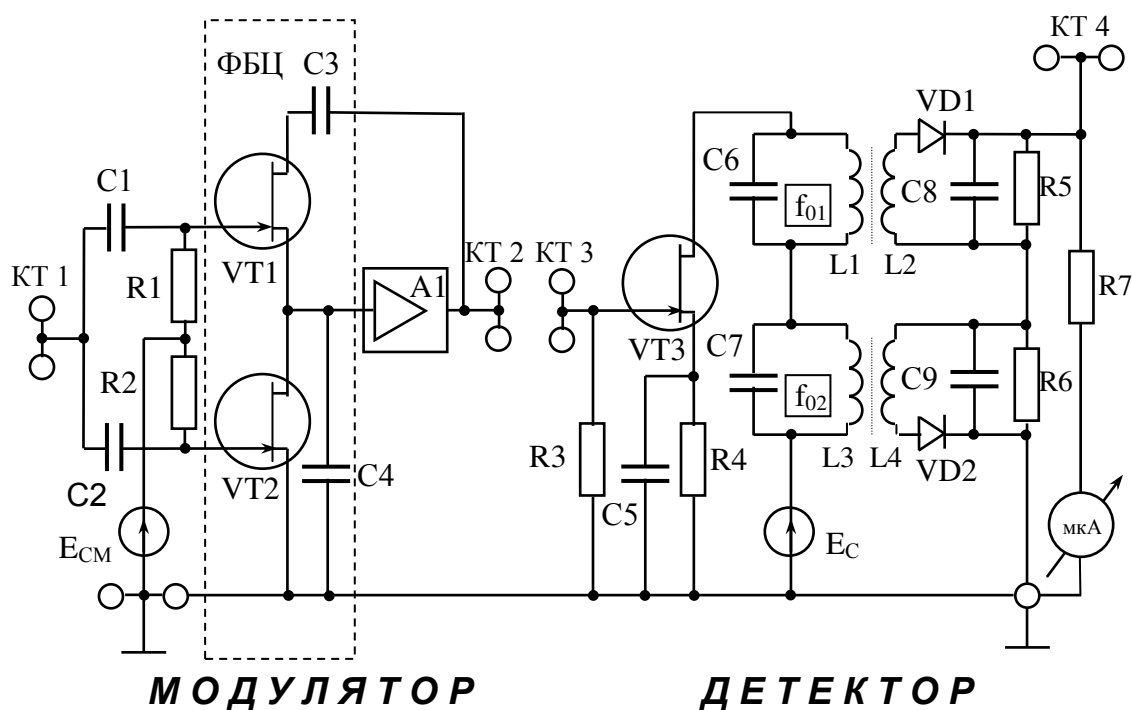


Рис. 14. Упрощенная схема частотного модема

Частотный модулятор представляет собой RC -генератор, состоящий из двухкаскадного резистивного усилителя (A1) и фазобалансной цепи (ФБЦ), обеспечивающей положительную обратную связь. Частота генерации зависит от параметров ФБЦ - C3, C4 и сопротивлений каналов сток-исток полевых транзисторов VT1 и VT2. Сопротивление канала ($R_{си}$) зависит от управляющего напряжения, приложенного к затвору. Таким образом, полевой транзистор в ФБЦ является параметрическим элементом, управляемым модулирующим напряжением. Напряжение смещения ($E_{см}$), являющееся постоянной составляющей модулирующего сигнала, позволяет установить несущую частоту модулированного сигнала, а переменная составляющая, т.е. сам модулирующий сигнал, поданный на гнезда КТ 1, обеспечивает девиацию частоты Δf_{max} , зависящую от амплитуды модулирующего сигнала. Выходом частотного модулятора являются гнезда КТ 2.

В схеме модулятора имеется блок автоматической регулировки усиления, поддерживающий постоянную амплитуду ЧМ-сигнала (на схеме не показан).

В качестве источника модулирующего сигнала используется встроенный диапазонный генератор НЧ с цифровой индикацией частоты выходного гармонического сигнала, подключаемый к входу модулятора. Для контроля амплитуды модулирующего сигнала используется встроенный вольтметр. Измерение частот, анализ осциллограмм и спектра сигналов производится на двухлучевом цифровом осциллографе TDS 2002.

3. Эксперимент

3.1. Измерение статической модуляционной характеристики

Измерение СМХ: $f = \varphi(E_{\text{см}})$ выполняется при отсутствии модулирующего сигнала. Последовательно изменяя значения $E_{\text{см}}$, определили значение частоты модулятора f . По

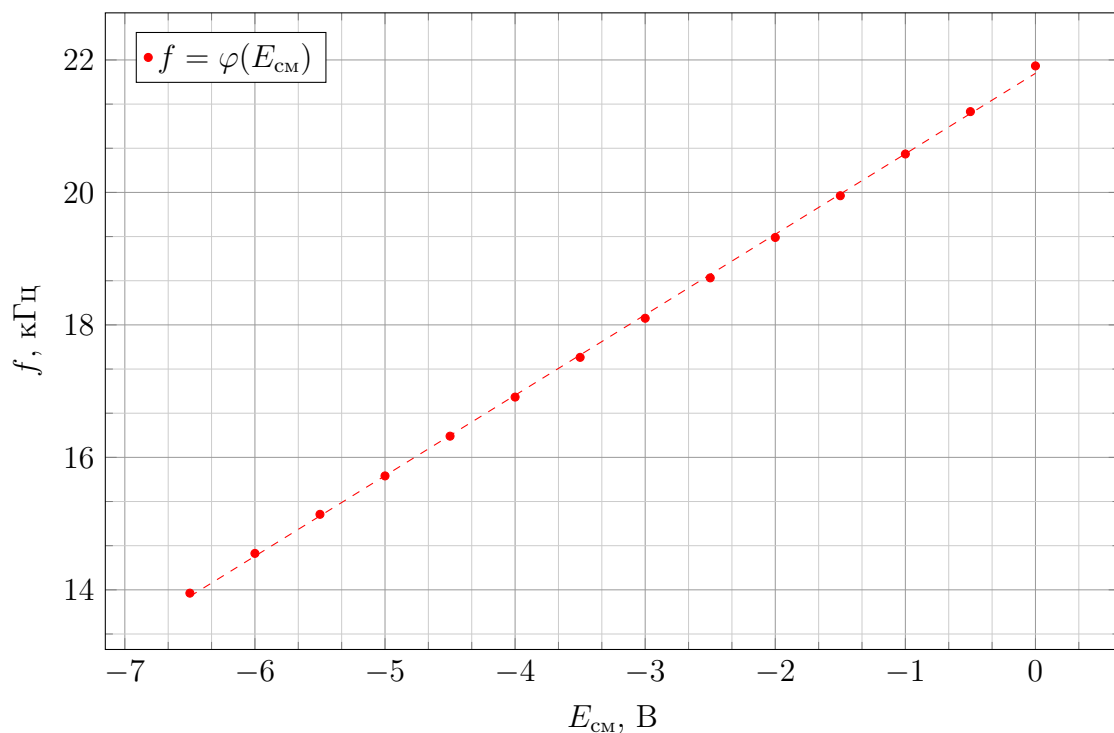


Рис. 15. СМХ

полученным данным были определены:

- 1) Положение рабочей точки(середина линейного участка), из которой можно найти $E_{\text{см опт}}$ и f_0
- 2) угол наклона линейного участка СМХ(тангенс этого угла соответствует коэффициенту $K_{\text{чм}}$ модулятора)
- 3) границы линейного участка($f_{\text{min}}, f_{\text{max}}$).

Таблица 1. Параметры СМХ

$E_{\text{см опт}}, \text{ В}$	$f_0, \text{ кГц}$	$f_{\text{min}}, \text{ кГц}$	$f_{\text{max}}, \text{ кГц}$	$K_{\text{чм}}, \text{ кГц/В}$
-3.5	17.51	13.95	21.91	1.2

3.2. Исследование влияния амплитуды модулирующего сигнала на спектр ЧМ

По ряду заданных значений $M_{\text{чм}}$ рассчитали амплитуды модулирующих сигналов, а затем и действующие значения U_c , выбрав $F_{\text{мод}} = 500 \text{ Гц}$.

Таблица 2. практическая ширина спектра в зависимости от коэффициента модуляции

$M_{\text{чм}}$	0	0.1	0.5	1	2.4	3.8
Δf_{max}	0	50	250	500	1200	1900
$U_{\text{мс}}$	0.00	0.04	0.21	0.42	1.00	1.58
U_c	0.00	0.03	0.15	0.29	0.71	1.12
$2\Delta f$		1000	1000	2000	3000	4000

3.3. Исследование влияния частоты модуляции на спектр ЧМ-сигнала

Зафиксировав амплитуду сигнала и несущую частоту ($U_c = 0.707 \text{ В}$, $f_0 = 17.51 \text{ кГц}$), исследовали влияние частоты модуляции на ширину спектра.

Таблица 3. Зависимость ширины спектра от частоты модуляции

$F_{\text{мод}}$	50	100	250	500	1000
$2\Delta f$	1800	1900	2000	2000	2000
$M_{\text{чм}}$	24	12	4.8	2.4	1.2

3.4. Исследование формы колебаний на входе и выходе частотного модулятора

Зафиксировали осциллограммы на входе и выходе частотного модулятора. Оценили частоты выходного модулированного колебания на интервалах времени, соответствующих максимальному и минимальному уровням модулирующего колебания. Зафиксировали показания $1/\Delta t$.

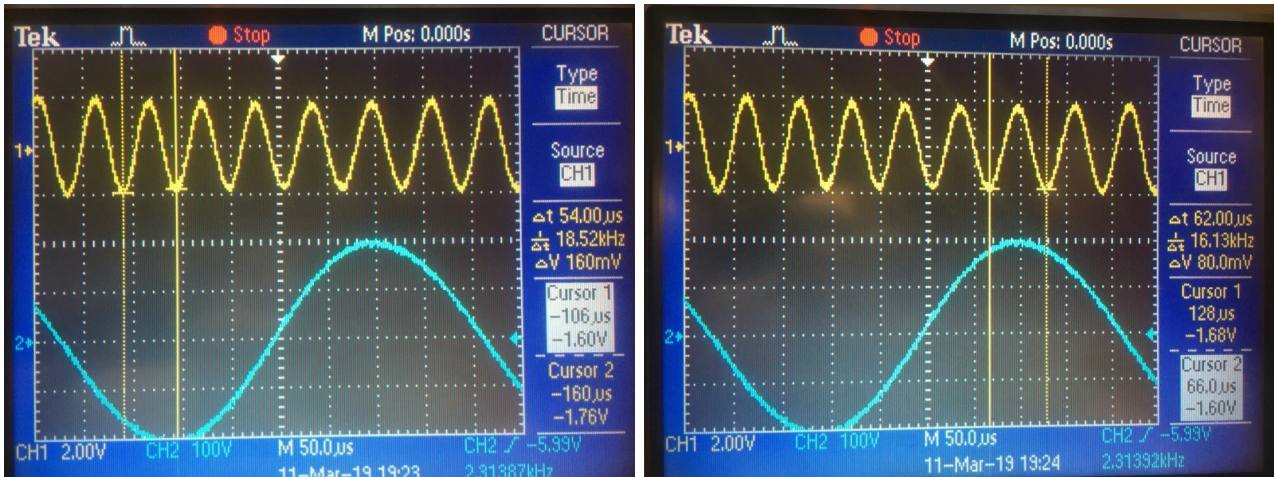


Рис. 16.

Таблица 4. Зависимость частоты выходного сигнала от амплитуды модулирующего колебания

$M_{\text{чм}}$	$1/\Delta t$, кГц
min	18.53
max	16.13