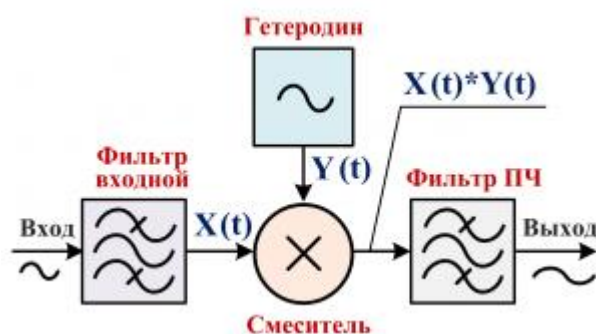


Лекция 1+. Амплитудный модулятор в программе MicroCap (MCxx)

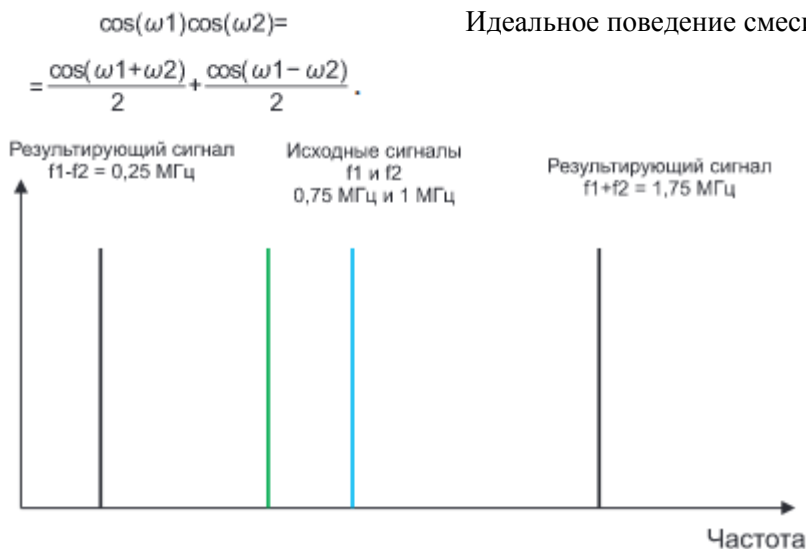
Автоматизированное проектирование включает решение задач расчета, анализа, оптимизации и синтеза. **Расчет** - это определение выходных параметров и характеристик устройства при неизменных значениях его внутренних параметров и постоянной структуре, он предполагает составление модели устройства (моделирование) на основе компонентных и топологических уравнений. Активные приборы моделируются на основе эквивалентной схемы. **Оптимизация.**

Преобразование частоты, известное как смешивание сигналов, является основой работы как приемного, так и передающего тракта коммуникационной системы. Поэтому **смесители и модуляторы** являются основными блоками для построения радиочастотных систем. Обычно в приемнике используется преобразование с понижением частоты, чтобы обеспечить возможность обработки высокочастотных РЧ-сигналов, а передатчик модулирует сигналом низкой частоты высокочастотный РЧ-сигнал.



Смеситель — электрическая цепь, создающая спектр комбинационных частот при подаче на неё двух или более сигналов разной частоты. Радиочастотные смесители фактически перемножают входные сигналы и формируют новую частоту выходных сигналов. Нелинейный характер работы приводит к появлению новых сигналов, частота которых кратна входной, а также суммы и разности сигналов на всех частотах: $f_{out} = (nf_1 \pm mf_2)$. В результате умножения получается

бесконечная сумма дискретных выходных сигналов. Чем выше порядок выходной частоты, тем меньше ее амплитуда. Если на входе устройства имеются сигналы $A + B$, то, вследствие квадратичности, на выходе получается $(A+B)^2 = A^2 + 2AB + B^2$. Составляющую перемножения $2AB$ выделяется фильтром. Спектральные составляющие:



На практике присутствуют и другие частотные компоненты.

Модуляция — это процесс преобразования одного или нескольких информационных параметров несущего сигнала в соответствии с мгновенными значениями информационного сигнала.

В результате модуляции сигналы, как правило, переносятся в область более высоких частот. Использование модуляции позволяет:

- увеличить дальность передачи сигналов;
- согласовать параметры сигнала с параметрами линии;
- повысить помехоустойчивость сигналов;

- организовать многоканальные системы передачи.

Модуляция осуществляется *модуляторами*. Условное графическое обозначение модулятора имеет вид:

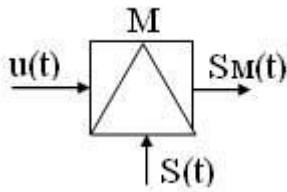


Рисунок - Условное графическое обозначение модулятора

При модуляции на вход модулятора подаются сигналы:

$u(t)$ — *модулирующий* сигнал является информационным и низкочастотным (его частоту обозначают Ω или F);

$S(t)$ — *модулируемый (несущий)* является неинформационным и высокочастотным (его частота обозначается ω_0 или f_0);

$S_m(t)$ — *модулированный сигнал* является и информационным и высокочастотным.

В качестве несущего сигнала может использоваться:

- гармоническое колебание, при этом модуляция называется *аналоговой* или *непрерывной*;
- периодическая последовательность импульсов, при этом модуляция называется *импульсной*;
- постоянный ток, при этом модуляция называется *шумоподобной*.

Название вида модуляции зависит от изменяемого параметра этого колебания.

1. Виды аналоговой модуляции:

- *амплитудная модуляция (АМ)*, происходит изменение амплитуды несущего колебания;
- *частотная модуляция (ЧМ)*, происходит изменение частоты несущего колебания;
- *фазовая модуляция (ФМ)*, происходит изменение фазы несущего колебания.

2. Виды импульсной модуляции:

- *амплитудно-импульсная модуляция (АИМ, ASK)*, происходит изменение амплитуды импульсов несущего сигнала;
- *частотно-импульсная модуляция (ЧИМ, FSK)*, происходит изменение частоты следования импульсов несущего сигнала;
- *фазо-импульсная модуляция (ФИМ, PSK)*, происходит изменение фазы импульсов несущего сигнала;
- *широтно-импульсная модуляция (ШИМ)*, происходит изменение длительности импульсов несущего сигнала.

Амплитудная модуляция относится к группе информационных преобразований. Задача модуляции формулируется следующим образом:

имеется высокочастотное колебание $U_\omega \sin(\omega t + \varphi)$ (1.1)

и "медленное колебание" $U_\Omega \sin(\Omega t + \Phi)$ (1.2), которое подлежит передаче.

Выражение амплитудно модулированного колебания при модуляции гармоническим сигналом (тональная модуляция) будет получено **перемножением сигналов** (1.1) и (1.2):

$$U_{AM} = U_\omega (1 + m \sin(\Omega t + \Phi)) \sin(\omega t + \varphi) \quad (1.3)$$

$$v(f) = V \left(1 + M_{AM} \cos \Omega t \right) \cos \omega t \quad \text{— то же для cos представления.}$$

где m — индекс модуляции, отношение разности между максимальным и минимальным значениями амплитуд модулированного сигнала к сумме этих значений, выраженное в процентах.

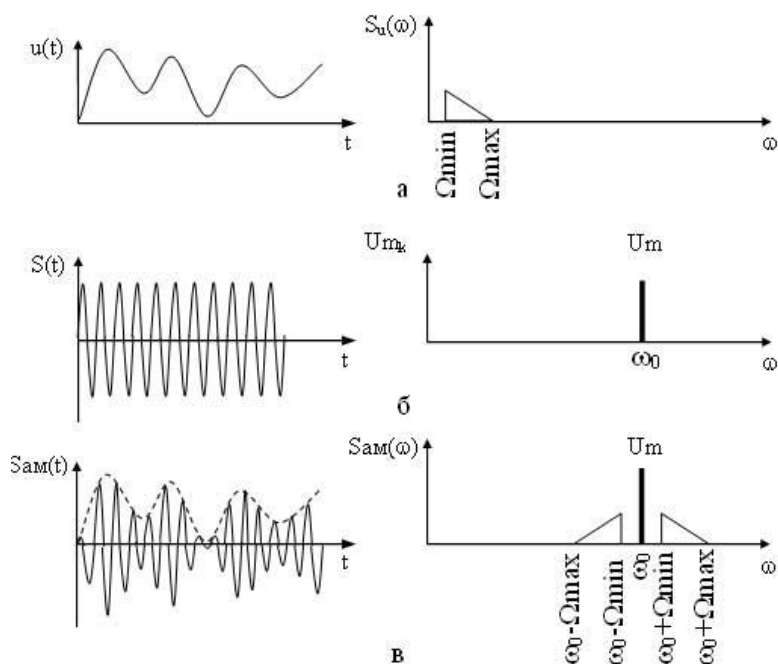
$$m = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}}$$

Спектральный состав АМ сигнала легко оценить, если преобразовать его аналитическое выражение с помощью известной формулы произведения синусов. В результате получим

$$U = U_m \sin \omega_0 t + \frac{1}{2} m U_m \cos(\omega_0 - \Omega) t - \frac{1}{2} m U_m \cos(\omega_0 + \Omega) t.$$

Спектр АМ колебания содержит, кроме несущей, две боковые частоты: $(\omega_0 - \Omega)$ и $(\omega_0 + \Omega)$, несущие одинаковую информацию. Основная мощность АМ колебания заключена в несущем колебании, которое не содержит полезной информации. Нижняя и верхняя боковые полосы несут

одинаковую информацию и имеют более низкую мощность. Подавление одной из полос позволяет уменьшить ширину спектра модулированного сигнала и, соответственно, увеличить число каналов в линии связи. Модуляция при этом становится *однополосной*.



Полезно оценить эффективность АМ радиовещания с точки зрения использования мощности передатчика. Коэффициент модуляции в стандартных условиях радиовещания не превосходит 0,3. Амплитуда каждой из боковых полос составляет $m/2$, то есть 0,15 амплитуды несущей. Мощность, квадратично зависящая от амплитуды сигнала, в данном случае составляет 0,0225 от мощности несущей. Менее 5% сигнала несет полезную информацию, которая содержится в боковых полосах и более нигде! Осознали этот факт достаточно поздно, когда радиовещание на основе классической АМ модуляции стало стандартом.

Без всякого ущерба для передаваемой информации можно исключить из спектра сигнала несущую и одну из боковых полос, и расходовать всю мощность передатчика для излучения только информативного сигнала.

В детекторе такого приёмника однополосного сигнала приходится восстанавливать несущую, то есть смешивать однополосный сигнал и частоту специального гетеродина. В супергетеродине для этого ставится отдельный гетеродин, работающий на частоте, равной последней ПЧ; приёмники прямого усиления для приема ОБП, вообще говоря, непригодны.

Сигнал с однополосной модуляцией занимает в радиоэфире полосу частот вдвое уже, чем амплитудно-модулированный, что позволяет более эффективно использовать частотный ресурс и повысить дальность связи. Кроме того, когда на близких частотах работают несколько станций с ОБП, они не создают друг другу помех в виде биений, что происходит при применении амплитудной модуляции с неподдавленной несущей частотой.

Недостатком метода являются относительная сложность аппаратуры и повышенные требования к частотной точности и стабильности. Для формирования сигнала ОБП используются различные методы:

- Фильтровый (наиболее распространенный): на выходе смесителя ставится высокочастотный полосовой фильтр с шириной полосы пропускания, равной одной боковой полосе. С этой целью применяются, например, лестничные фильтры на кварцевых резонаторах или электромеханические фильтры.

- Фазоинверсионный (фазокомпенсационный): одна из боковых полос инвертируется по фазе и складывается сама с собой (компенсируется). Несущая при этом подавляется фильтром или балансным модулятором.

ОБП (SSB) ввиду своей эффективности широко используется в профессиональной и любительской радиосвязи. Как правило, в ведомственных, военных и морских коротковолновых радиосетях используется верхняя боковая полоса (USB). АМ в этой сфере уже почти не применяется.

Использование ОБП (SSB) приводит к существенному усложнению и удорожанию приёмной радиоаппаратуры, поэтому в бытовом радиовещании вещание на однополосной модуляции не получило широкого распространения и было вытеснено цифровым вещанием в стандарте DRM.

Усиление при преобразовании.

Коэффициент усиления при преобразовании является основным показателем смесителей, на основе которого проверяются их функциональные свойства. Он представляет собой отношение

уровня выходного сигнала к входному уровню и обычно выражается в дБ и отражает вносимые потери.

Минимальные потери оценивают с помощью отношения ПЧ-тока на выходе к РЧ-току на входе, что в пределе равно $2/\pi$ и коэффициент преобразования равен $-3,92$ дБ, при условии, что импедансы всех цепей равны, и на вход гетеродина подается прямоугольный сигнал.

Если на вход гетеродина подается непрерывный синусоидальный сигнал, то отношение мощностей падает до -6 дБ из-за меньшей мощности гетеродина на входе. Такое уменьшение мощности гетеродина влияет на способность смесителя управлять проводимостью включенного и выключенного состояний, что уменьшает выходную мощность и уровень шума.

Большинство пассивных смесителей имеют потери на преобразование в диапазоне $5 \dots 10$ дБ. Эта величина зависит от типа смесителя и любых дополнительных потерь, в том числе вызванных дисбалансом смесителя, рассогласованием импедансов и влиянием последовательного сопротивления диода.

Коэффициент преобразования или **коэффициент передачи** обычно применяют к активным смесителям. Избыточное усиление смесителя может отрицательно сказаться на динамическом диапазоне РЧ тракта. Наличие больших вносимых потерь преобразования смесителя также нежелательно, особенно при применении пассивных смесителей.

Другие параметры - коэффициент шума, уровень сигнала гетеродина, развязка портов, постоянная составляющая, нелинейность преобразования, динамический диапазон...

Угловая модуляция.

Можно изменять во времени пропорционально первичному сигналу $s(t)$ не амплитуду, а частоту или фазу несущего колебания:

$$\omega(t) = \omega + k_{\text{ЧМ}} s(t) = \omega + \Delta\omega \cos \Omega t,$$

где $k_{\text{ЧМ}}$ – коэффициент пропорциональности; величина $\Delta\omega = k_{\text{ЧМ}} S$ – называется девиацией частоты (фактически это максимальное отклонение частоты модулированного сигнала от частоты несущего колебания). Такой вид модуляции называется **частотной модуляцией**. При изменении фазы несущего колебания получим фазовую модуляцию

$$\varphi(t) = \varphi + k_{\text{ФМ}} s(t) = \varphi + \Delta\varphi \cos \Omega t,$$

где $k_{\text{ФМ}}$ – коэффициент пропорциональности; $\Delta\varphi = k_{\text{ФМ}} S = M_{\text{ФМ}}$ – **индекс фазовой модуляции**.

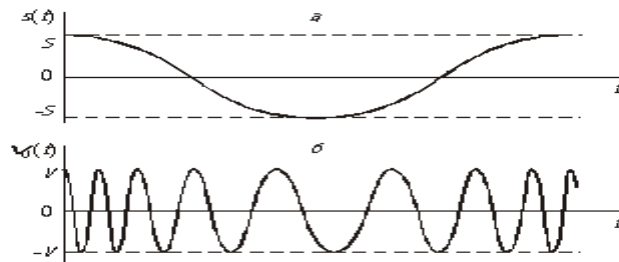


Рис. 6.5. Исходный (а) и частотно-модулированный (б) сигналы

Между частотной и фазовой модуляцией существует тесная связь.

$$\Psi(t) = \int_0^t \omega(t) dt + \varphi$$

Подставим выражение для $w(t)$ при частотной модуляции:

$$\Psi(t) = \omega(t) + (\Delta\omega/\Omega) \sin \Omega t, \quad M_{\text{ЧМ}} = \Delta\omega/\Omega - \text{индекс частотной модуляции.}$$

Частотно-модулированное колебание запишется в виде:

$$v(t) = V \cos(\omega t + M_{\text{ЧМ}} \sin \Omega t + \varphi).$$

Фазо-модулированное колебание:

$v(t) = V \cos(\omega t + M_{\Phi M} \cos \Omega t + \varphi)$. По внешнему виду сигнала $v(t)$ трудно различить, какая модуляция применена – частотная или фазовая. Часто оба эти вида модуляции называют угловой модуляцией, а $M_{\text{ЧМ}}$ и $M_{\text{ФМ}}$ – индексами угловой модуляции.

Несущее колебание, подвергнутое угловой модуляции, можно представить в виде суммы гармонических колебаний:

$$v(t) = V \{ I_0(M) \cos \omega t + I_1(M) \cos(\omega + \Omega)t + I_1(M) \cos(\omega - \Omega)t + I_2(M) \cos(\omega + 2\Omega)t + I_2(M) \cos(\omega - 2\Omega)t + I_3(M) \cos(\omega + 3\Omega)t + I_3(M) \cos(\omega - 3\Omega)t + \dots \}.$$

Амплитуды гармоник в этом выражении определяются коэффициентами функции Бесселя. M – индекс угловой модуляции, принимающий значение $M_{\text{ЧМ}}$ при ЧМ и $M_{\text{ФМ}}$ при ФМ. Чем больше M , тем шире спектр модулированного колебания.

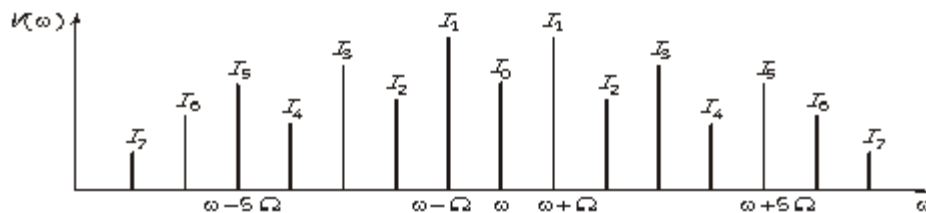


Рис. 6.6. Спектр частотно-модулированного сигнала

Спектр ЧМ – сигнала теоретически является бесконечным. На практике же полоса пропускания радиотехнических устройств всегда ограничена. Практическая ширина спектра (99% энергии ЧМ – сигнала сосредоточено в частотных составляющих с

номерах $i < M + 1$; $\Delta\omega_{\text{ЧМ}} \approx \omega_0 + (K_{\text{ЧМ}} + 1)\Omega - [\omega_0 - (K_{\text{ЧМ}} + 1)\Omega] \approx 2(K_{\text{ЧМ}} + 1)\Omega$, ($K_{\text{ЧМ}} = M$)

При больших значениях $K_{\text{ЧМ}} \gg 1$, $\Delta\omega_{\text{ЧМ}} \approx 2K_{\text{ЧМ}} \cdot \Omega \approx 2\Delta\omega_d$,

При небольших индексах модуляции ($K < 0,5$) выражение для модулированного ЧМ и ФМ сигнала может быть приведено к виду:

$$U \cong U_m \sin \omega t + \frac{U_m}{2} \beta \sin(\omega_0 + \Omega)t - \frac{U_m}{2} \beta \sin(\omega_0 - \Omega)t.$$

Знакомое выражение - при малых фазовых отклонениях амплитудные спектры АМ, ФМ и ЧМ сигналов идентичны.

Различие наблюдается лишь в фазовых спектрах, но это более тонкий анализ. При возрастании индекса угловой модуляции M амплитуды боковых частот высших порядков начинают быстро расти, а амплитуда несущей — уменьшаться. Возможен даже такой вариант, когда амплитуда несущей и боковых полос первого порядка станут равными нулю. Угловая модуляция, при которой наблюдается заметное появление боковых полос высших порядков, называется широкополосной.



Модуляционная характеристика представляет собой зависимость отклонения информационного параметра несущей от воздействующего постоянного модулирующего напряжения U_m . В идеальном случае модуляционная характеристика должна быть линейной, однако реальная характеристика имеет отклонения, что приводит к нелинейным искажениям модулированного сигнала. Для оценки качества воспроизведения модулирующего сигнала огибающей АМ колебания пользуются статическими и динамическими модуляционными характеристиками.

Статическую модуляционную характеристику СМХ снимают без модуляции. Она представляет собой зависимость **первой гармоники коллекторного тока $I_{к1}$** или напряжения на контуре $U_{кн} = I_{к1} R_{зр}$ от **напряжения смещения $U_{б0}$** (модулирующего фактора) при постоянной амплитуде высокочастотных колебаний $U_{бм}$. Статическая модуляционная характеристика используется для выбора рабочей точки модулятора, которую обычно выбирают на середине линейного участка этой характеристики. Работа модулятора в пределах квадратичного участка ВАХ тока коллектора (линейного участка СМХ) соответствует режиму так называемых «слабых» сигналов.

В реальных условиях модуляция осуществляется широким спектром частот сигнала информации, поэтому для суждения о качестве модуляции необходимы также **динамические** характеристики, амплитудная и частотная. **Амплитудная динамическая модуляционная характеристика** представляет собой зависимость **глубины модуляции m** от модулирующего напряжения при постоянной модулирующей частоте F . **Частотная** — является зависимость **глубины модуляции m** от модулирующей частоты F при постоянной амплитуде модулирующего напряжения. Причиной искажений на верхних модулирующих частотах может быть неточная настройка выходного контура.

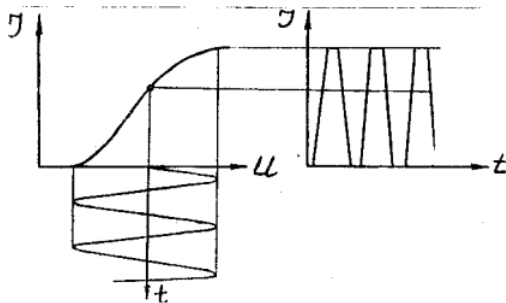


Рис. 2 Искажения формы тока в нелинейной цепи.

*) Импульсы тока на выходе нелинейной цепи имеют сложную форму и в спектре выходного сигнала будут содержаться новые гармонические составляющие.

Принципы перемножения (смешения). Чтобы перемножить два сигнала, необходимо устройство с нелинейной характеристикой. На Рис. 1. показан низкоуровневый сигнал f_1 с рабочей точкой, установленной для двух положений: А и В. Выходной уровень на частоте f_1 намного больше в точке В, чем в случае установки в точку А. Если сигнал f_1 является несущей, а сигнал f_0 — модулирующий со звуковой частотой, получаем то, что называется амплитудной модуляцией.

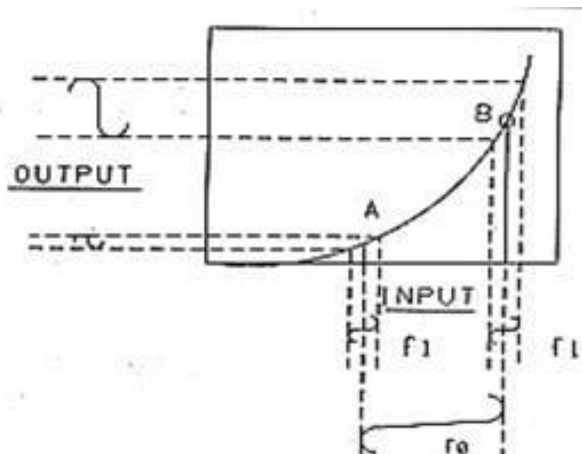


Рис. 1. f_1 промодулирована (или помножена) f_0 . Сигнал f_0 имеет больший уровень, он больше подвержен образованию гармоник частоты f_0 , генерируемых вследствие нелинейности смесителя. Сигнал f_1 сохраняется на низком уровне и занимает небольшую часть характеристики, которая, в первом приближении, может рассматриваться как прямая, указывая на то, что уровень гармоник сигнала f_1 будет небольшим.

Это нормальный способ эксплуатации смесителя приёмника, где f_i – входной сигнал, а f_0 – сигнал местного гетеродина.

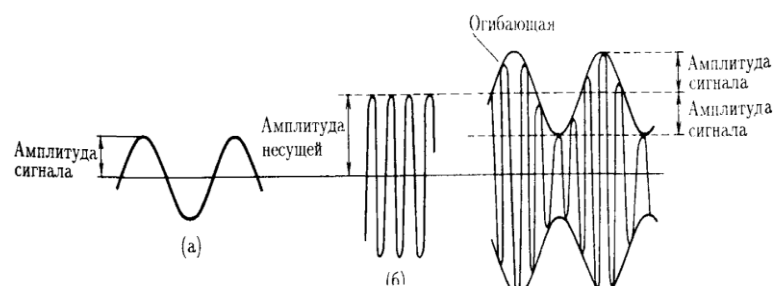
Величина сигнала на входе поддерживается на небольшом уровне, чтобы минимизировать образование гармоник и интермодуляционных продуктов с другими источниками сигнала и гармониками f_i , обусловленными кривизной характеристики смесителя. **Процесс смещения есть математически частный случай перемножения.** Действующая амплитуда сигнала f_i перемножается на действующую амплитуду сигнала f_0 , результирующие компоненты называются продуктами.

Если на входе устройства имеются сигналы $A + B$, то, вследствие квадратичности, на выходе получается $(A+B)^2 = A^2 + 2AB + B^2$. Составляющую перемножения $2AB$ выделяем фильтром. Боковые частоты есть следствие тригонометрических преобразований:

$$\sin(A) \sin(B) = (1/2) \cos(A + B) - (1/2) \cos(A - B)$$

Отношение амплитуды модулирующего сигнала к амплитуде несущей называется **глубиной** или **коэффициентом модуляции**. Коэффициент (глубина) показывает, насколько сильно значение амплитуда несущего колебания в данный момент отклоняется от среднего значения. Коэффициент модуляции выражается в долях или в процентах. Например, если амплитуда сигнала $\max = 1.5$ В, а амплитуда $\min = 0.5$ В, то глубина модуляции составляет $(1.5 - 0.5) / (1.5 + 0.5) \cdot 100\% = 50\%$.

$$m = 100 \cdot (A_{\max} - A_{\min}) / (A_{\max} + A_{\min}).$$



Коэффициент модуляции влияет на величину боковой гармоник и чистоту спектра. Для линейного режима коэффициент не превышает $0.4 < 1$, при этом амплитуды боковых полос меньше или равны половине амплитуды несущей.

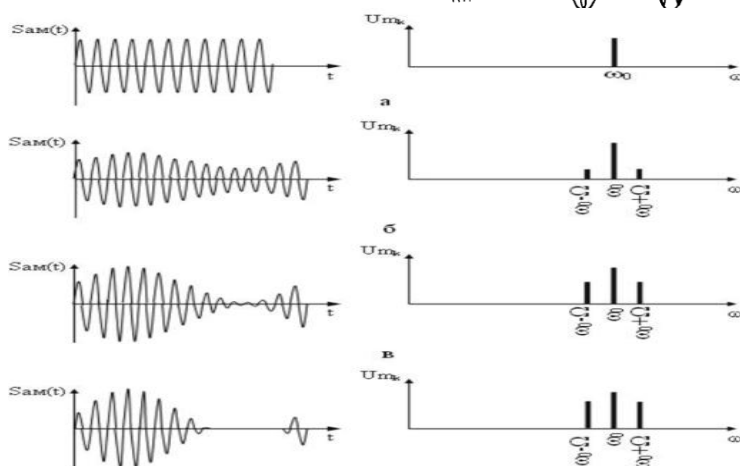


Рис. 3. Временные и спектральные диаграммы АМ сигналов при различных M_{AM} : а) при $M_{AM} = 0$, б) при $M_{AM} = 0,5$; в) при $M_{AM} = 1$; г) при $M_{AM} > 1$.

При индексе модуляции $M_{AM} = 1$ происходит глубокая модуляция, в спектре АМ сигнала амплитуды боковых составляющих равны половине амплитуды составляющей несущего сигнала (рис. 3, в). Данный вариант является оптимальным, т. к. энергия в большей степени приходится на информационные составляющие. На практике добиться коэффициента равного единице тяжело, поэтому добиваются соотношения $0 < M_{AM} < 1$ (рис. 3, б). При $M_{AM} > 1$ происходит перемодуляция, что приводит к искажению огибающей АМ сигнала, в спектре такого сигнала амплитуды боковых составляющих превышают половину амплитуды составляющей несущего сигнала (рис. 3, г).

Продукты перемножения. На выходе модулятора (смесителя) присутствуют намного больше компонентов, чем просто суммарная и разностная от входных. На выходе образуются суммарные и разностные частоты от f_i и f_0 , также суммарные и разностные продукты от Nf_0 , и то же от частоты f_i , (но уровень этих продуктов намного ниже и зачастую относится к шуму).



Если комбинационные продукты нежелательны, то степень их подавления зависит от того, насколько близко они расположены к требуемой (суммарной или разностной) частоте, от этого зависит и полоса пропускания фильтра, следующего за смесителем.

Экспоненциальный закон характеристики **биполярного транзистора** или диода предполагает все мощности $\sin(2\pi ft)$, $\sin^2(2\pi ft)$, $\sin^3(2\pi ft)$, $\sin^4(2\pi ft)$ (используем разложение в ряд Тейлора $e^x = 1 + x + x^2/2! + x^3/3! + x^4/4! \text{ etc.}$ $x = \sin(2\pi ft)$ - получим все мощности, кратные $\sin(2\pi ft)$).

Виды смещения. Смесители можно классифицировать на работающие в **непрерывном нелинейном режиме** (Рис. 1.) и **ключевые**. Непрерывный нелинейный режим предполагает такую амплитуду сигнала, при которой изменения рабочей точки активного элемента можно считать линейными. Для смещения на базе БТ = 0.75 В такой сигнал не превышает 100 мВ.

Режим малых входных сигналов устанавливается выбором рабочей точки **в середине квадратичного участка ВАХ транзистора**. Выбором амплитуды несущего колебания обеспечивается работа модулятора в пределах этого участка (рис. 8.6).

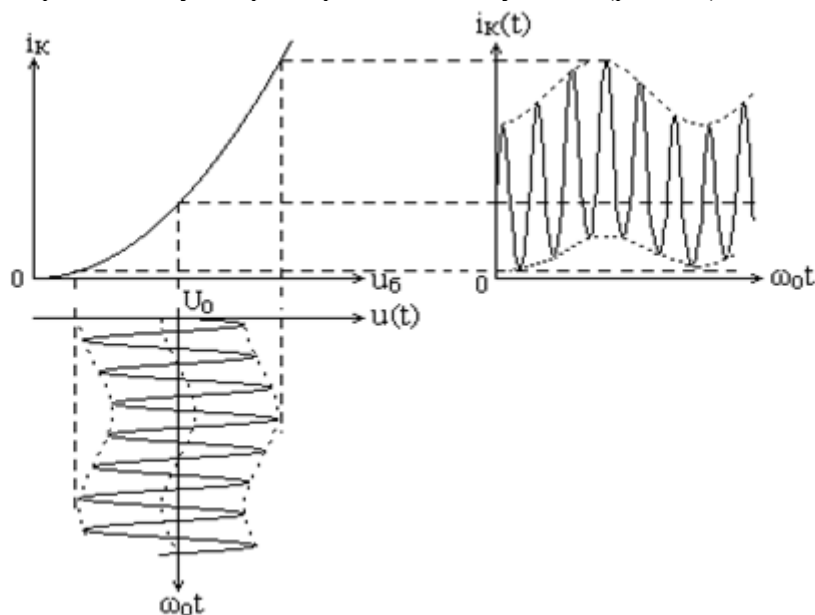


Рис. Режим малых входных сигналов амплитудного модулятора. Амплитуда напряжения на колебательном контуре, резонансная частота которого равна несущей частоте, определяется амплитудой первой гармоники тока, т.е. $U_k = I_1 R_0$, где R_0 - резонансное сопротивление контура. Режим не обеспечивает большой мощности и приемлемого КПД.

Режим больших входных сигналов устанавливается выбором рабочей точки на ВАХ транзистора, при котором усилитель работает с отсечкой тока. Выбором амплитуды несущего колебания обеспечивается изменение амплитуды импульсов тока коллектора $I_m(t)$ по закону модулирующего сигнала (рис.). Это приводит к аналогичному изменению амплитуды первой гармоники коллекторного тока и, следовательно, изменению амплитуды напряжения на колебательном контуре модулятора.

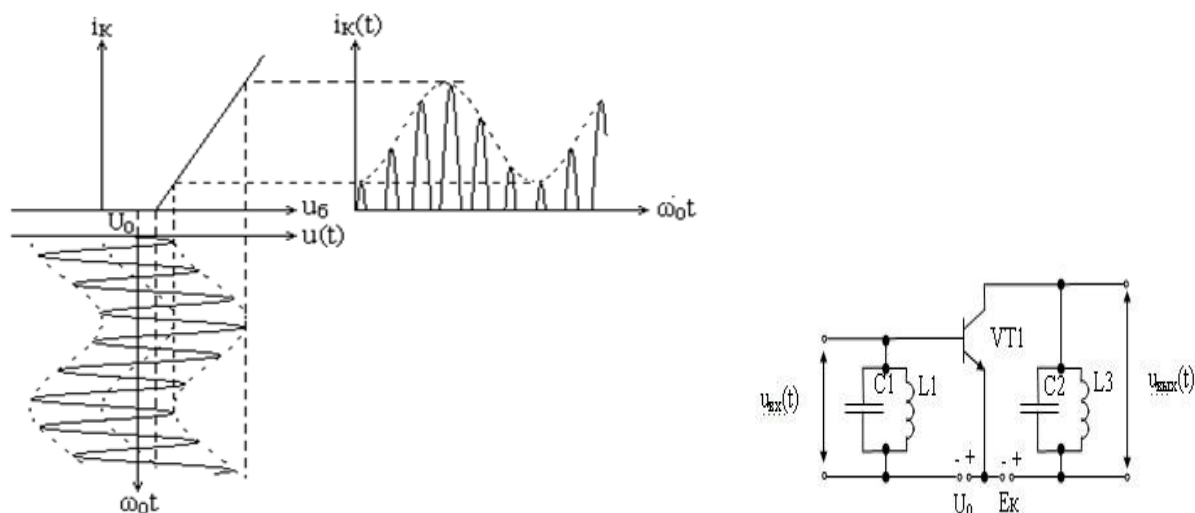


Рис. Режим больших входных сигналов амплитудного модулятора

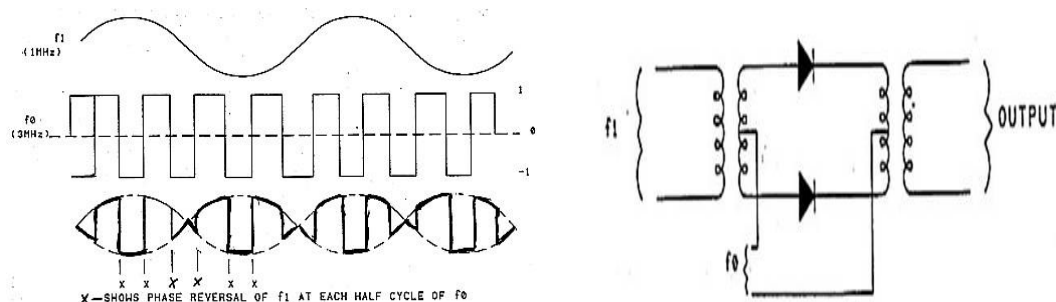
Изменение амплитуды входного высокочастотного напряжения во времени сопровождается изменением угла отсечки. Форма огибающей напряжения на контуре может отличаться от формы модулирующего сигнала, что является недостатком рассмотренного метода модуляции. Для обеспечения минимальных искажений необходимо устанавливать определенные пределы изменения угла отсечки и работать при не слишком большом коэффициенте модуляции m .

Режим больших сигналов еще называют **ключевым**, поскольку смесители работают переключением входного сигнала (f_1) из одного состояния в другое (включено-выключено) в течение каждого полупериода управляющего сигнала (f_0). При этом диод или транзистор будет находиться только в двух состояниях: полностью открытым или полностью закрытым, если амплитуда гетеродина достаточно велика.

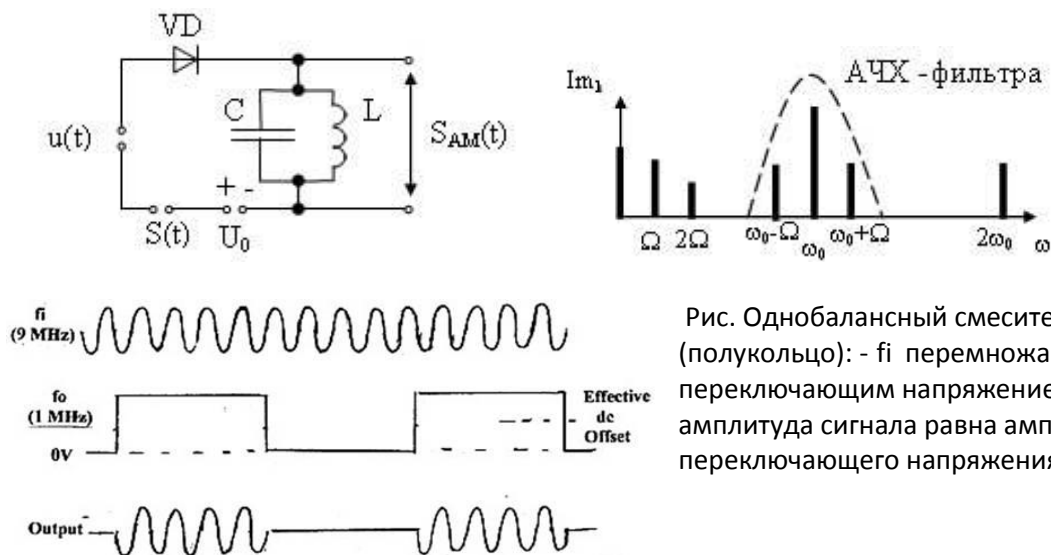
Если принять форму импульса на выходе модулятора почти прямоугольной, то выходное напряжение можно представить в виде ряда Фурье и выделить любую гармонику.

$$e(t) = \frac{U_{\text{вх}}}{2} + \frac{2U_{\text{вх}}}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \dots \right).$$

Например, диоды открываются, в зависимости от полярности прилагаемого к ним напряжения с частотой f_0 и это переворачивает каждый раз фазу f_1 . Особенно хороши в таких смесителях полевые транзисторы, которые имеют малое сквозное сопротивление. При этом они будут работать в режиме реле.

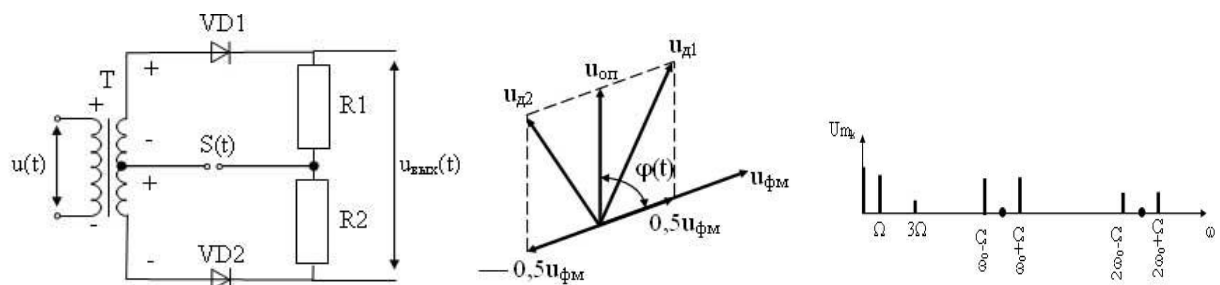


Однотактный амплитудный модулятор на диоде



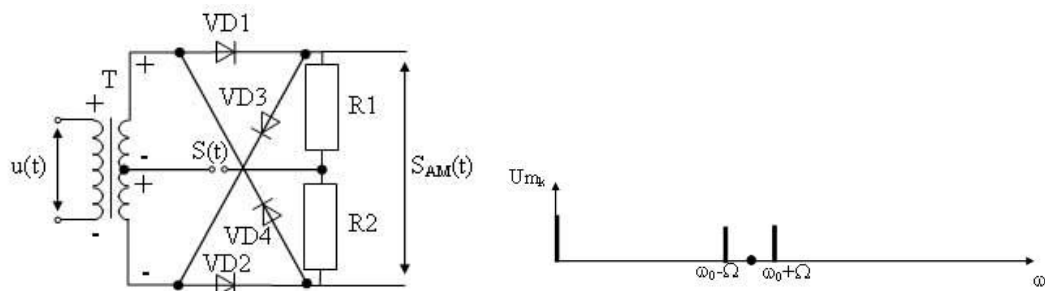
В состав данного модулятора входит диод (нелинейный элемент) и полосовой фильтр. Нелинейный элемент в схеме необходим, так как модуляция связана с изменением спектра сигнала. На диод VD, вольтамперная характеристика которого аппроксимирована полиномом второй степени, **подаются три напряжения**: напряжение смещения U_0 , напряжения модулирующего сигнала ($u(t)$) и несущего ($S(t)$) колебания. Спектр отклика диода при таком воздействии будет иметь вид (рисунок). Нужные составляющие выделяются полосовым фильтром, в качестве которого используется колебательный LC контур. Недостатком данного модулятора является плохой коэффициент преобразования и присутствие в спектре АИ сигнала составляющей несущего сигнала.

Балансный модулятор



Данный модулятор представляет собой два однотактных амплитудных модулятора работающих на общую нагрузку. Модулятор содержит два диода с одинаковыми ВАХ **аппроксимированными полиномами третьей степени**. Два резистора с малым, но одинаковым сопротивлением являются нагрузкой диодов. Модулирующий сигнал подается через первичную обмотку трансформатора, а несущее колебание подается через среднюю точку вторичной обмотки трансформатора и точкой соединения двух резисторов. Спектр сигнала на выходе модулятора показан на рис. В нем отсутствуют составляющие несущего сигнала, четные составляющие модулирующего сигнала и их высшие гармоники.

Кольцевой модулятор представляет собой два балансных модулятора работающих на общую нагрузку. Спектр сигнала на выходе кольцевого модулятора показан на рис. Кольцевой модулятор является идеальным модулятором, но лишь для сигналов небольшой амплитуды.



Амплитудный модулятор на транзисторе. Нелинейные и параметрические преобразования сигналов часто сводятся к операции умножения двух аналоговых сигналов, которую можно осуществить на элементах с нелинейной ВАХ.

Данный модулятор (рис.) используется для формирования любых амплитуд. В качестве нелинейного элемента используется транзистор (VT), включенный по схеме с общим эмиттером. Несущее колебание вместе с напряжением смещения поступают на базу VT. Модулированный сигнал снимается с коллектора. Достоинством данного модулятора является высокий КПД, если транзистор работает в режиме отсечки коллекторного тока. Временные диаграммы сигналов схемы, поясняющие процесс формирования АМ сигнала в режиме отсечки коллекторного тока показаны на рис.

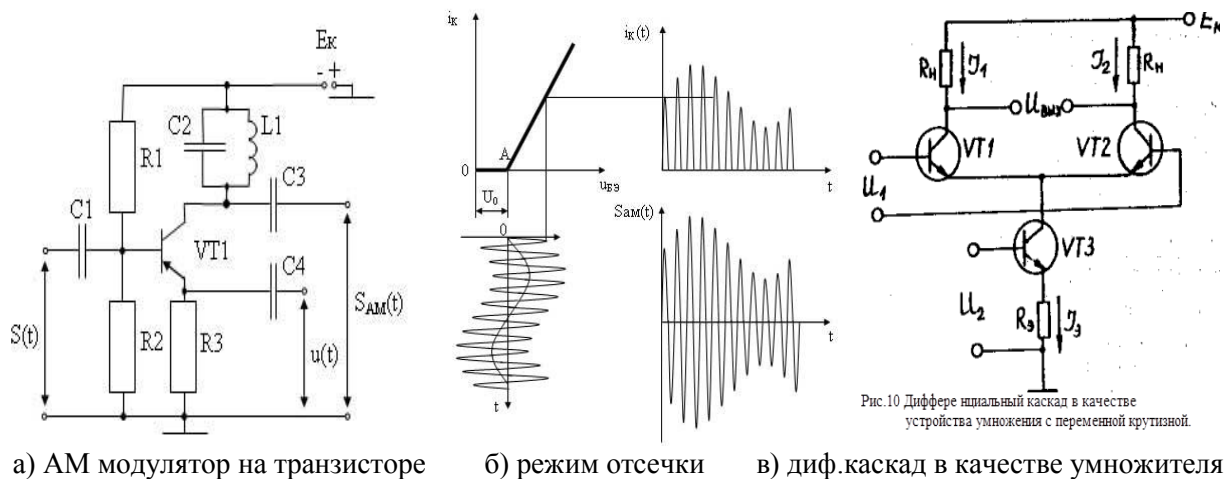


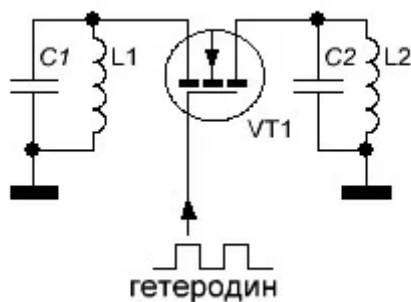
Рис.10 Дифференциальный каскад в качестве устройства умножения с переменной крутизной.

Удобно для этой цели использовать дифференциальный усилитель, подавая одно из напряжений U_1 на вход **дифференциального усилителя**, а другое напряжение U_2 на вход генератора стабильного тока, как показано на рис-в. В этом случае крутизна транзистора изменяется под

действием напряжения U_2 так, что: $U_{ВЫХ} = SR_H U_1$, $S = \frac{I_3}{\varphi_T}$,

Для обеспечения линейности умножения в широком динамическом диапазоне необходимо линеаризовать экспоненциальную вольт-амперную характеристику. Это может быть достигнуто, например, путём предварительного нелинейного преобразования входного напряжения U_1 . Линеаризация вольт-амперных характеристик осуществляется в аналоговых перемножителях на основе интегральных схем.

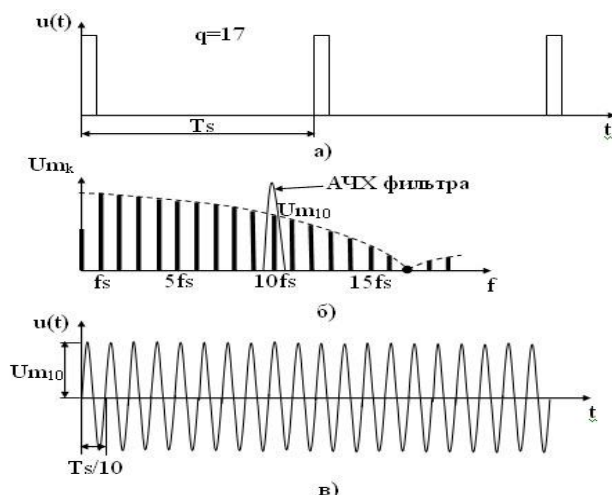
Смеситель на полевом транзисторе.



Контур $C1L1$ настроен на частоту входного сигнала, а контур $C2L2$ - на частоту ПЧ. Сигнал со входного контура подается на исток транзистора, а сигнал ПЧ снимается со стока. Смеситель пассивный и источника питания не требуется. Напряжение гетеродина в форме меандра подается на затвор транзистора и управляет сопротивлением канала. При небольших напряжениях промежутков исток-сток (канал) полевого транзистора ведет себя как линейный резистор т.е. пропускает ток в обоих

направлениях. При этом сопротивление канала может изменяться, в зависимости от напряжения затвор-исток, от десятков Ом до многих МоМ, если правильно подобрать амплитуду гетеродина.

Умножитель



Метод получения кратных частот (умножитель) осуществляется модуляцией гармонической несущей **импульсным колебанием**. В этом случае спектр импульсного колебания переносится в область частот гармонического колебания, в результате чего **формируется радиоимпульс**. Затем из спектра полученного радиоимпульса выделяют гармонику с требуемой частотой. Данный метод позволяет получить колебание с частотой в десятки раз превышающее частоту исходного колебания.

Закключение.

Для смесителей низкого уровня характерен **квадратичный режим**, а для смесителей среднего и высокого уровня — **переключательный режим**. Работа в квадратичном режиме характеризуется меньшим уровнем побочных продуктов преобразования на выходе и сравнительно малым коэффициентом передачи смесителя, работа в переключательном режиме — более низким уровнем шумов и более широким спектром побочных продуктов.

Квадратичный режим применяется в смесителях бытовых радиоприемников, простейших измерительных приборов и т.п. Оптимальное напряжение гетеродина для работы в квадратичном режиме равно $0,1 \dots 0,2$ В (для кольцевого смесителя без входного трансформатора несколько больше). В этом режиме линейное преобразование сохраняется до амплитуд сигнала, равных $0,1$ амплитуды напряжения гетеродина.

В первой лабораторной работе рассмотрен только режим малых сигналов.

Получение АМ (амплитудно-модулированного) сигнала с использованием функционального источника сигналов.

Операцию перемножения в формуле (1.3) можно выполнить при помощи функциональных, нелинейных и параметрических элементов. В программе МСхх для иллюстрации идеальных преобразований могут использоваться **функциональные управляемые источники сигналов (Function sources** – рис.1.1), выходные сигналы которых записаны как математическое выражение во временной области, их имена начинаются с буквы N...

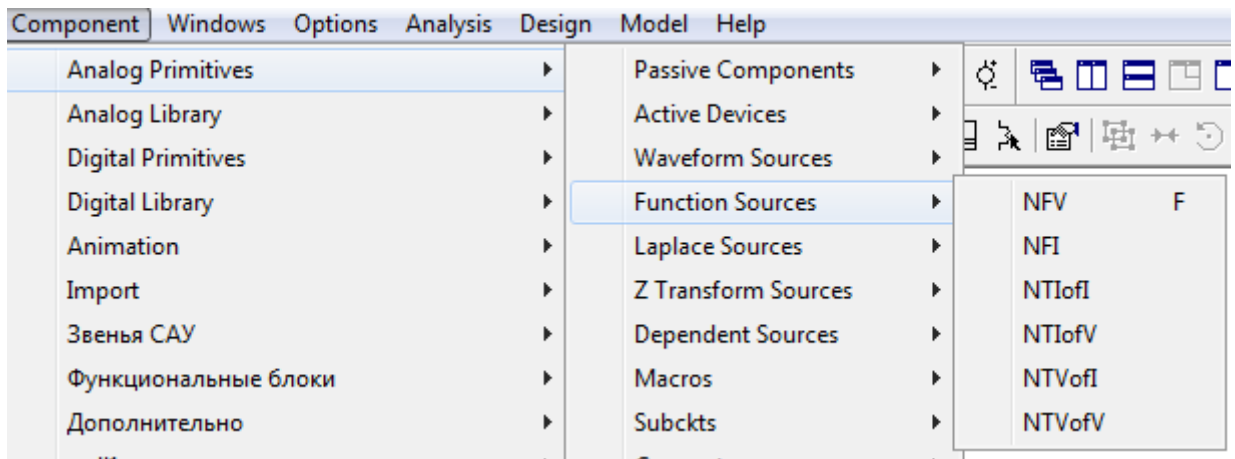


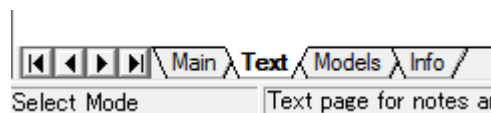
Рис. 1.1

Управляемые источники **NTVofI**, **NTIofI**, **NTIofV** и **NTVofV** могут задаваться в программе таблицей зависимостей значений выходного сигнала **yk** от значений входного сигнала **xk**. Значения отсчетов выходного сигнала **y** указываются в порядке возрастания аргумента **x**. Для расчета выходного сигнала между опорными точками применяется линейная интерполяция. Значения сигнала **yk** вне заданного диапазона изменения аргумента полагаются равными их значениям в крайних точках. Для источника **NTVofI** выходной сигнал равен ЭДС источника, а аргумент зависит от тока входной ветви. Для источника **NTIofI** выходной сигнал равен току источника, аргумент зависит от тока входной ветви. Для источника **NTIofV** выходной сигнал равен току источника, аргумент зависит от напряжения на входных зажимах. Для источника **NTVofV** выходной сигнал равен ЭДС источника, аргумент зависит от напряжения на входных зажимах. Параметры формулы (1.3), используемые в выражениях для генератора, можно задавать как в самой формуле на Рис.1-3, так и используя определение переменных директивой **.define** (Рис.1-2-a):

```
.define Um 1
.define m 0.5

.define Fmod 1000
.define fnes 50000
```

а)



б)

Рис. 1-2

Директива обычно вводится на закладке Текст в нижнем поле рабочей области программы MicroCap xx (Рис. 1-2- б)), а перенести ее на закладку схемы можно копипастом **Ctrl+B → Ctrl+C**.

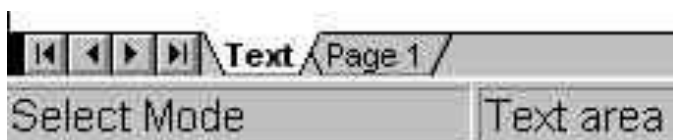


Рис.1-2

Схема, которая определит процесс амплитудной модуляции, будет выглядеть, как показано на Рис.1-3 с соответствующей директивой:

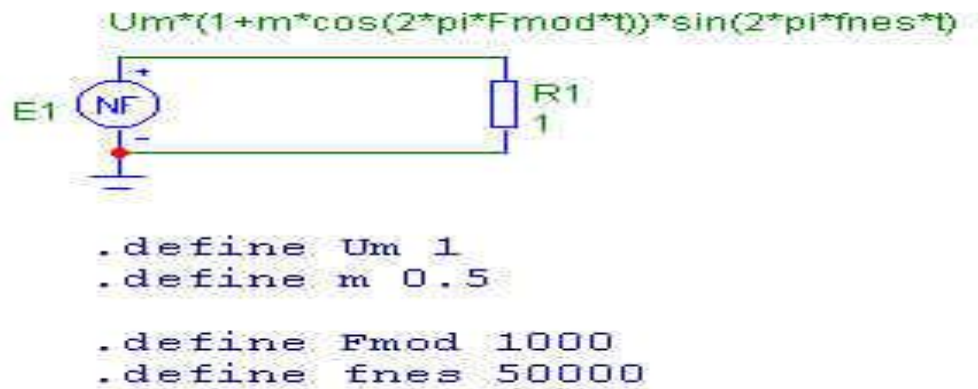


Рис.1-3

Вычисление спектрального состава временного сигнала может быть произведено, если включен цифровой сигнальный вычислитель (DSP), в котором указан отрезок времени процесса и число точек этого процесса (равное 2 в целочисленной степени) - Рис.1-4.



Рис.1-4. Задание параметров цифрового вычислителя

После чего становятся доступными следующие функции анализа программы Microcap:

HARM – расчет гармоник сигнала;

THD(S) - Коэффициент нелинейных искажений спектра S в процентах относительно уровня первой гармоники;

FFT(u) - Прямое преобразование Фурье дискретных отсчетов сигнала u. Отличается от функции HARM(u) множителем (N/2) для гармоник с первой до N-ой гармоники и множителем N для нулевой гармоники, где N – корень квадратный из числа дискретных отсчетов входного сигнала;

IFT(S) - Обратное преобразование спектра S

MAG(S) - Модуль (амплитуда спектра) S, полученная через FFT

PHASE(S) - Фаза спектра S, полученная через FFT

и т.д. [2].

Все возможные варианты расчетов показаны на Рис. 1-5. и могут быть настроены как функции представления результатов анализа процесса.

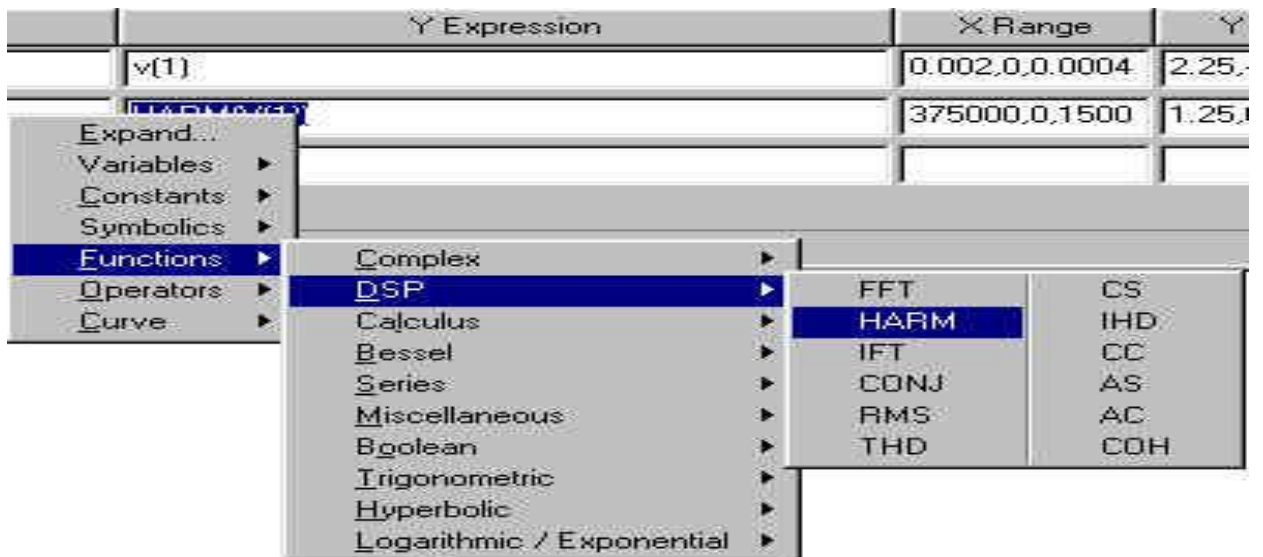


Рис.1-5. Настройка вычислителя

Примерный вид амплитудно-модулированного сигнала и его спектр представлен ниже на Рис.1-6.

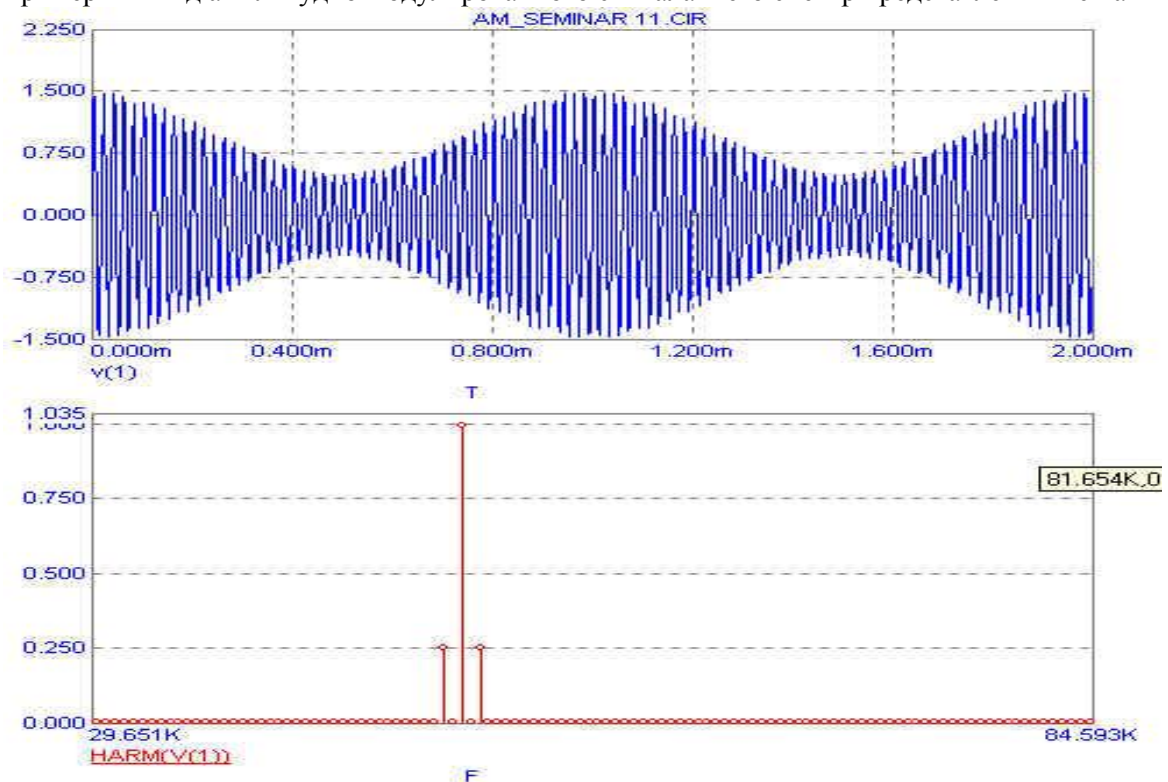


Рис.1-6. Временное и спектральное представление амплитудно-модулированного сигнала.

Построение схемы амплитудного модулятора с использованием макросов.

Временной процесс, заданный формулой в первой части работы, можно исследовать, но на основании этого представления нельзя создать реальное схмотехническое решение. Для формирования технического решения веденную формулу следует представить в виде "кубиков" элементарных операций, аналоги которых можно реализовать на дискретных элементах электронной техники. Представление процесса амплитудной модуляции $U_{AM} = U_{\omega}(1 + m \cos(\Omega t + \Phi)) \sin(\omega t + \varphi)$ в "кубиках" может быть таким (Рис.1-7):

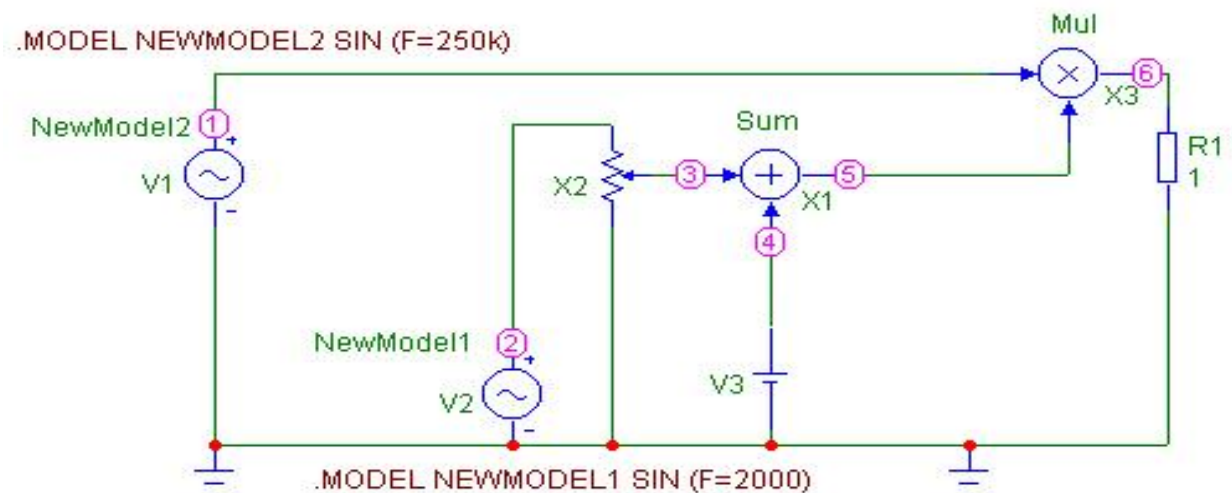


Рис. 1-7. Моделирование процесса амплитудной модуляции

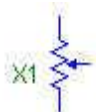
Аналогично программам высокого уровня (Паскаль, С), при моделировании процессов в программах схемотехнического анализа используют **подпрограммы – макросы**, описывающие элементарные схемы. В макросах может быть представлен элемент части сложной схемы или математической операции.

В программе Microcap xx имеются макромоделли двух типов: макромоделль **macro** задается схемой замещения, а макромоделль **subckt** - текстовым описанием на языке PSpice. Схема замещения макромоделли **macro** помещается в файл схем, имеющих расширение имени **.CIR** или **.MAC**. Имя макромоделли должно совпадать с именем файла этой схем. Если необходимо передавать в макромоделль численные значения параметров, то в списке параметров атрибута **VALUE** вместо численных значений помещают имена параметров или же имена этих параметров декларируются в директиве **.PARAMETERS**. Имена выводов в схеме замещения и символа модели обязательно должны быть одинаковыми (Рис.1-8).



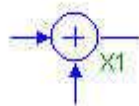
Рис.1-8. Макрос перемножителя.

Макросы на Рис.1-7 описывают:



элемент перемножитель,

(умножитель на коэффициент меньший или равный 1). Коэффициент деления может быть задан в процентах, как на Рис.1-9.



- элемент сумматор,



- элемент потенциометр

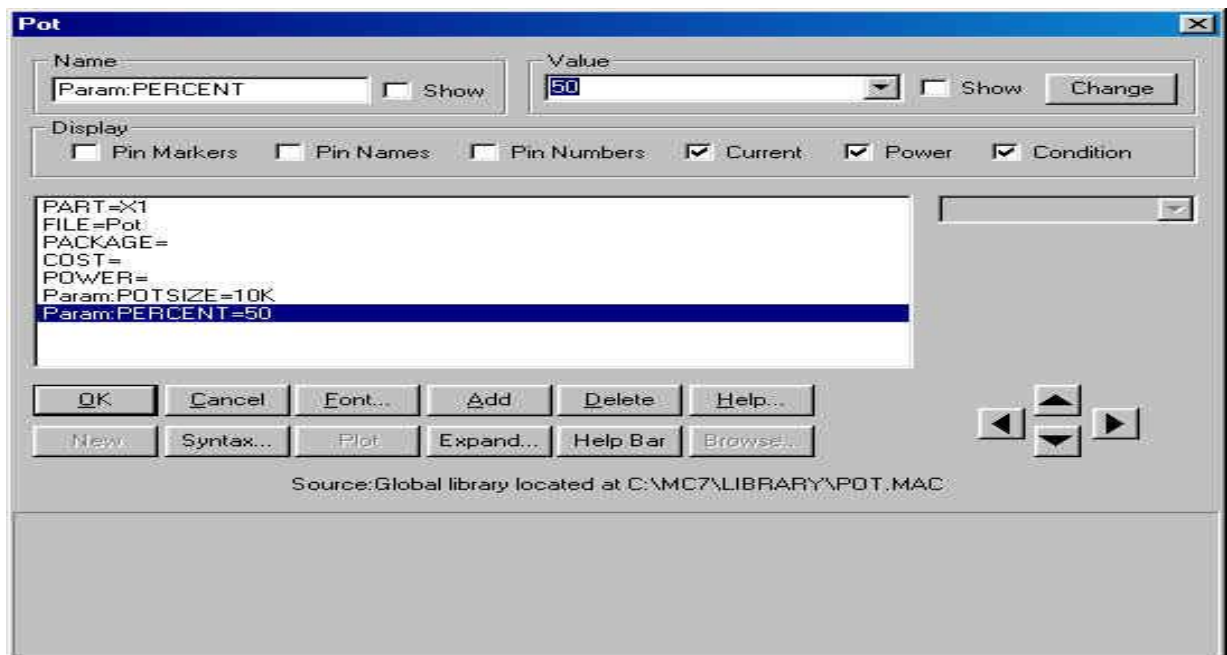


Рис.1-9 Настройка потенциометра

Функциональные элементы в программе Microcap, выполненные в виде схем-макросов, это: *ABS* – вычислитель абсолютной величины; *AMP* – усилитель с коэффициентом усиления *GAIN*; *CLIP* – ограничитель с линейной зоной, граница линейной зоны *DX*; *Centap* - трехобмоточный трансформатор с ферромагнитным сердечником; *DIV* - дифференцирующее устройство; *INT* – интегратор (имеет *SCALE* - масштабный коэффициент и *VINIT*- напряжение начального условия); *F* - линейное звено, определяемое с помощью преобразования Лапласа; *MUL* – перемножитель; *Schmitt* – триггер Шмитта; *SUP* – усилитель с зоной нечувствительности; *SUB* – вычитающее устройство; *SUM* – сумматор двух сигналов; *SUM3* – сумматор трех сигналов; *VCO* – управляемый генератор; *TRIODE* – триод, электронная лампа.

MicroCap: Для реализации операции умножения в схемотехнике на дискретных элементах необходимо иметь квадратичный (нелинейный) элемент, ВАХ которого представлена полиномом второй степени

$$i = a_0 + a_1 U_{bx} + a_2 U_{bx}^2 \quad (1-4).$$

На вход нелинейного элемента подается напряжение, равное сумме двух колебаний: несущего и модулирующего. В выходном сигнале будет присутствовать сумма гармоник несущей частоты, удвоенной несущей частоты, частоты модуляции и удвоенной частоты модуляции. Кроме этого, в выходном сигнале будет и полезный продукт перемножения.

Реализация операции перемножения в программе MicroCap возможна при использовании нелинейного зависимого источника - **Dependent source**, полиномиального источника тока или напряжения. Источник может быть источником напряжения *E*, управляемого напряжением *V* (*EVofV*), окно определения которого показано на Рис. 1-17, а эквивалентная схема на Рис.1-18

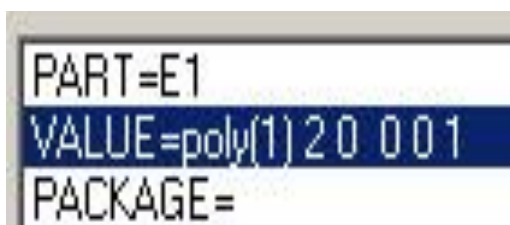


Рис.1-17

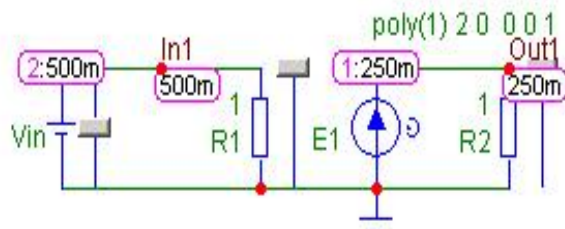


Рис.1-18

Аналогично могут быть представлены и другие источники:

- источник тока **F** управляемый током *I* (*FlofI*)
- источник тока **G**, управляемый напряжением *V* (*GlofV*)
- источник напряжения **H**, управляемый током *I* (*HVofI*)

Все эти источники имеют обобщенную запись в виде: **(E,F,G,H)<name> [POLY<k, число независимых источников управления >] [n1плюс, n1минус, n2плюс, n2минус...nkплюс nkминус < номера положительного и отрицательного узлов первого источника управляющего напряжения или тока, nkплюс nkминус - номера положительного и отрицательного узлов k-го источника управляющего напряжения или тока>] [p0 p1...pk] <полиномиальный коэффициент> [IC=c1,c2,c3...,ck] <начальные условия>**

Например, выходное напряжение E зависит от напряжения k независимых источников напряжения с соответствующими полиномиальными коэффициентами:

$$E_u = a_0 + a_1 U_1 + a_2 U_2^2 + \dots + a_k U_k^k \quad (1.5)$$

Для схемы на Рис.1-19 напряжение E₃ зависит от двух источников, первого, равного 4 В, и второго источника, равного 3В. Вычисляя по общей формуле (1.5) получим,
 $E_3 = (4^0 \cdot 0 + 4^1 \cdot 1 + 4^2 \cdot 0) + (3^0 \cdot 0 + 3^1 \cdot 0 + 3^2 \cdot 1) = 4 + 9 = 13 \text{ В}$

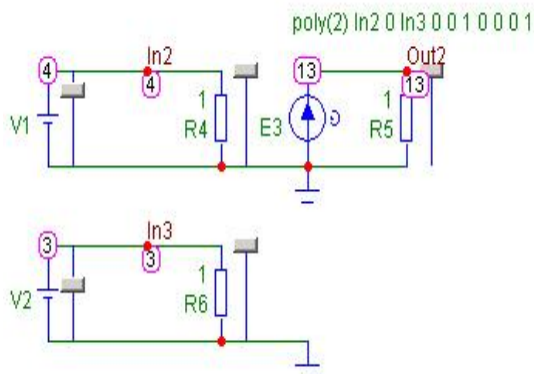


Рис.1-19

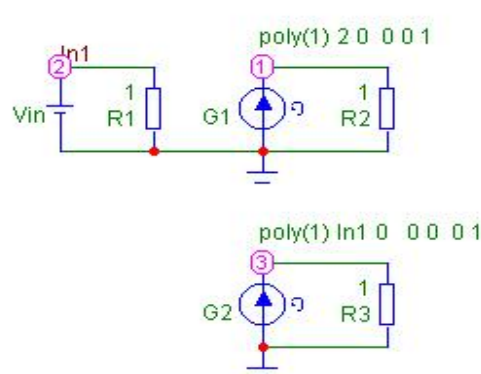


Рис.1-20

Выходное напряжение зависит от суммы двух источников напряжения. Выходной ток зависит от суммы двух источников тока. Для схемы на Рис.1-20 первый источник G1 (GlofV) определяет выходной ток, зависящий от одного (poly(1)) напряжения между узлами 2 и 0, коэффициенты полинома a₀=0, a₁=0, a₂=1, что определяет квадратичную зависимость выходного тока от напряжения. Второй источник G2 определяет выходной ток, зависящий от одного (poly(1)) напряжения между обозначенным текстовой меткой узлом In1 и 0 (землей), коэффициенты полинома равны a₀=0, a₁=0, a₂=0, a₃=1 (кубическая зависимость выходного тока от напряжения). Результат моделирования схемы на Рис.1-20 при задании области определения аргументов от 0 до 3 В на (Рис.1-21), представлен на Рис. 1-22.

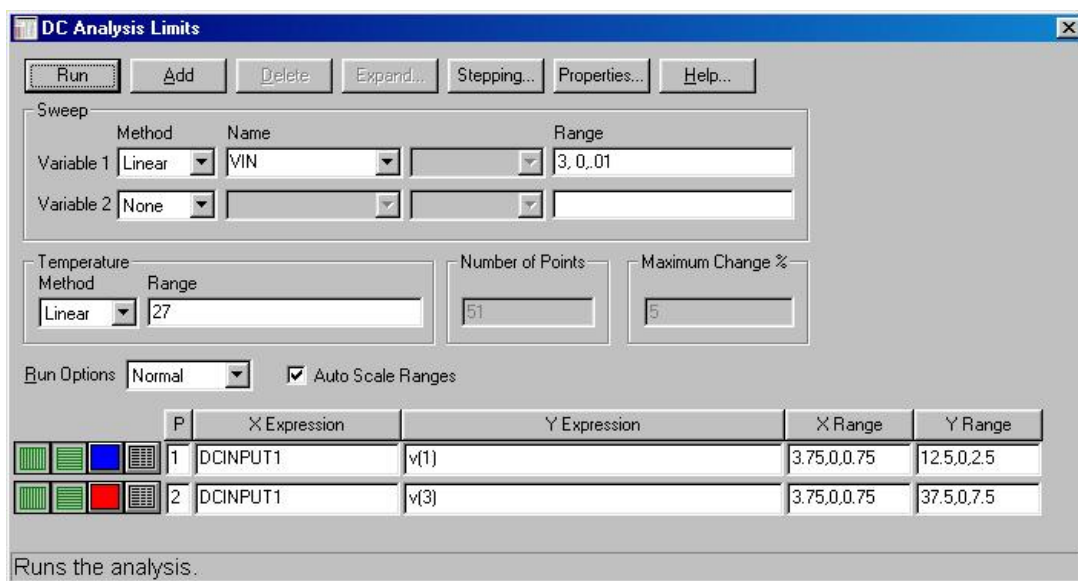


Рис.1-21 Настройка пределов анализа при моделировании схемы.

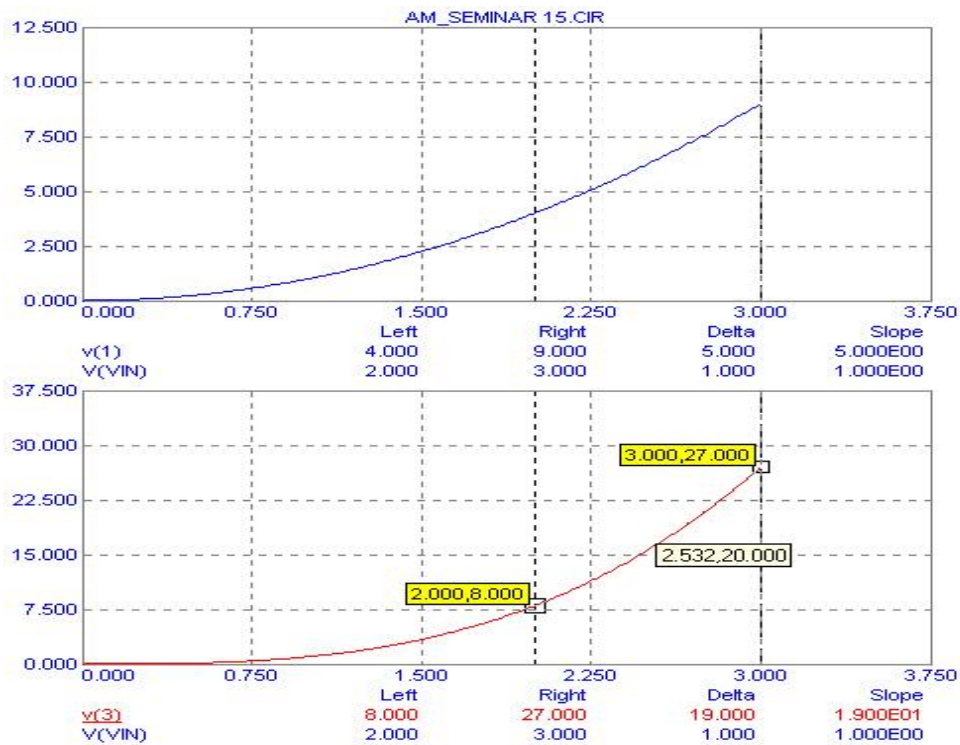


Рис.1-22. Результат моделирования схемы источника тока на Рис.1-20.

Одно из применений нелинейных зависимых источников - формирование амплитудно-модулированных сигналов. Эквивалентная схема амплитудного модулятора, где операция умножения высокочастотного и низкочастотного сигналов выполняется на элементе с нелинейной характеристикой, аппроксимированной полиномом второй степени, показана на Рис.1-23. В этой схеме источник G2 производит операцию умножения за счет использования входного напряжения, определенного как напряжение между узлами In1 и 0. Коэффициенты полинома $a_0=0$, $a_1=0$, $a_2=1$. Выходной сигнал на резисторе R3 будет соответствовать записи:

$$i = a_2 U_{вх}^2 = a_2 (U_{F_{нec}} + U_{F_{мод}})^2$$

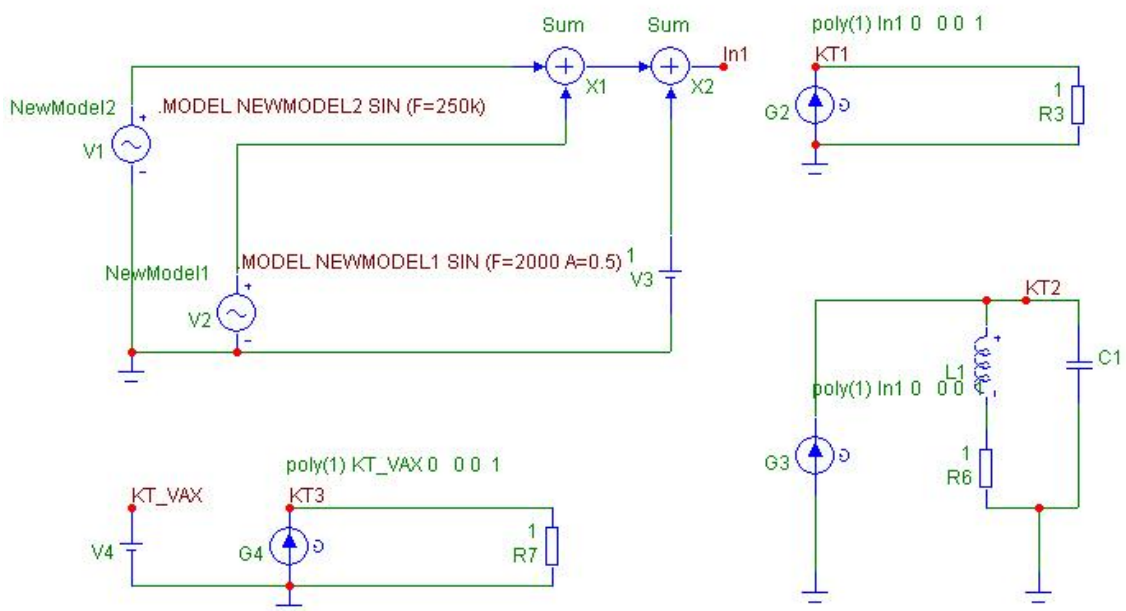


Рис.1-23 Амплитудный модулятор с умножителем на элементе с ВАХ, аппроксимируемой полиномом второй степени.

Временной вид сигнала на резисторе R3 будет иметь вид, приведенный на Рис.1-24:

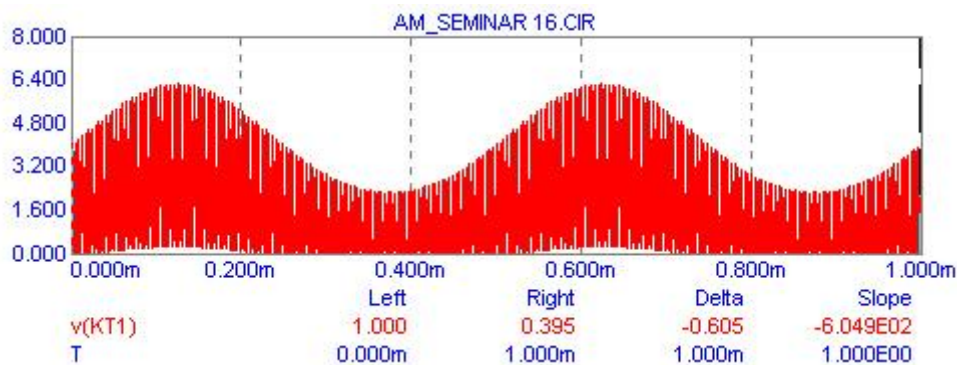


Рис.1-24. Суммарный временной сигнал модулятора

Для выделения полезного сигнала (продукта перемножения несущей и модулирующей частот) можно использовать полосовой фильтр из колебательного контура, настроенного на частоту несущей и пропускающего две боковые частоты модуляции, что и сделано для источника G3. Источник G3 является полной копией источника G2, но вид выходного сигнала на колебательном контуре, резонансная частота которого определяется частотой несущей, будет иметь вид как на Рис.1-25:

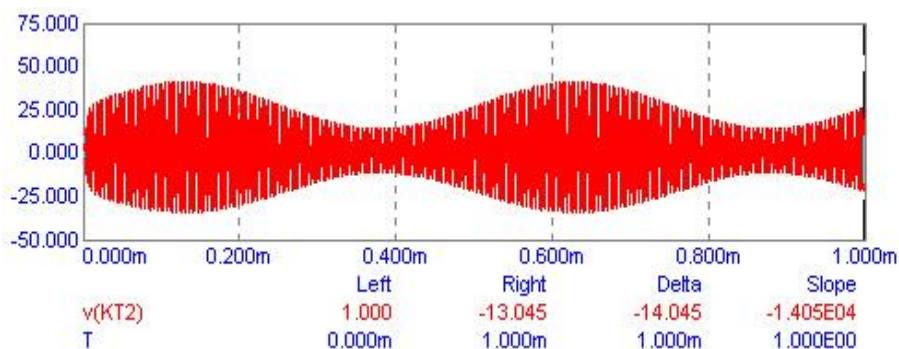


Рис.1-25. Выделенный контуром сигнал модулятора

Спектр сигнала показан на Рис.1-26. Он определен при заданных условиях DSP, показанных на Рис.1-27.

Цифровая модуляция (используется для передачи данных в компьютерных сетях) **и ее типы.**

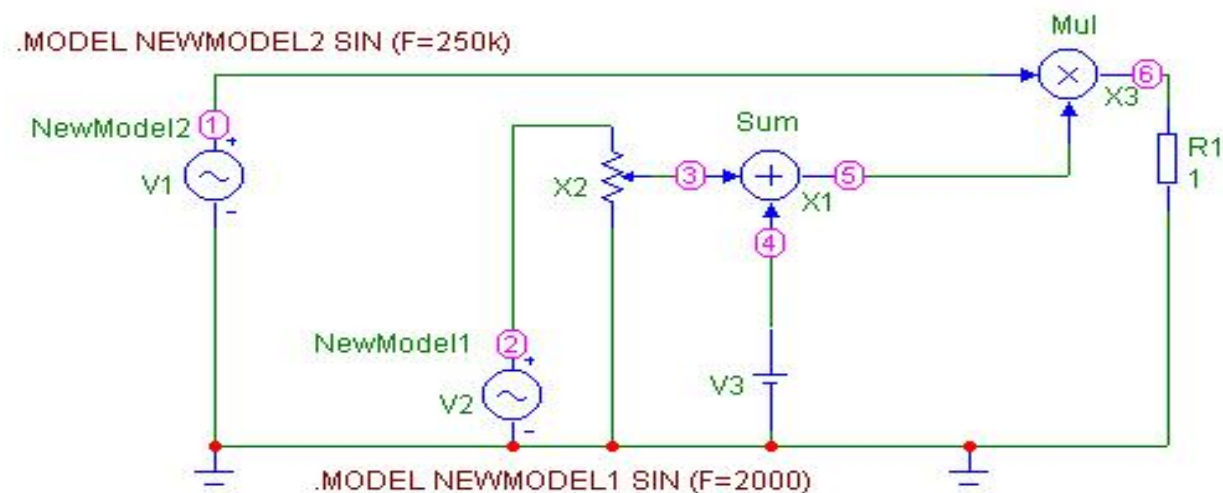


Рис. Моделирование процесса амплитудной модуляции

Цифровой модуляцией называется процесс преобразования битов в соответствующие аналоговые сигналы. В цифровой модуляции **аналоговый несущий сигнал** модулируется

цифровым битовым потоком.

Существуют три фундаментальных типа цифровой модуляции (или шифтинга):

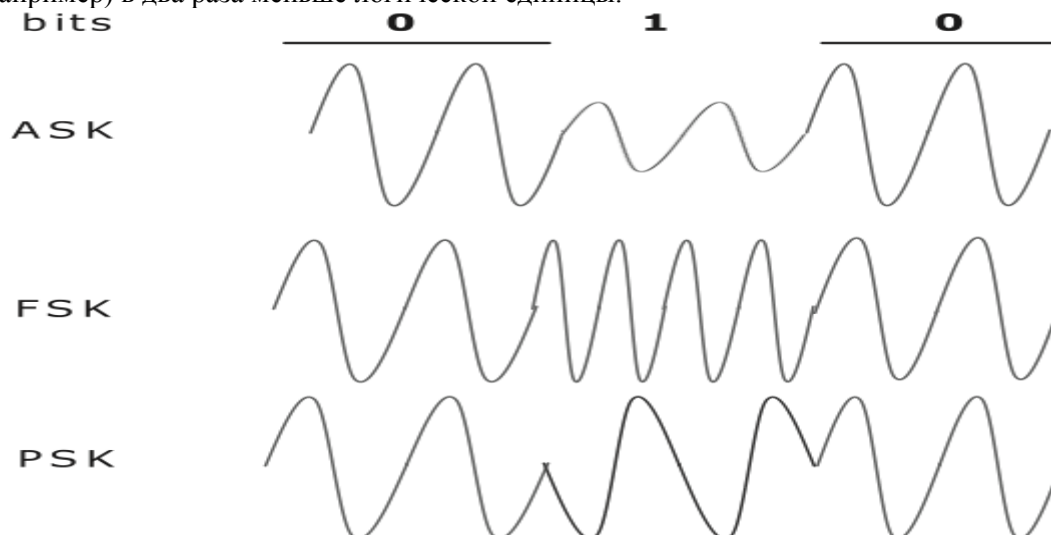
ASK – Amplitude shift keying (Амплитудная двоичная модуляция).

FSK – Frequency shift keying (Частотная двоичная модуляция).

PSK – Phase shift keying (Фазовая двоичная модуляция).

В русской терминологии радиосвязи используют для модуляции цифровым сигналом термин «манипуляция».

В случае амплитудного шифтинга амплитуда сигнала для логического нуля может быть (например) в два раза меньше логической единицы.



Кодирование - процесс преобразования сигнала в форму, удобную для передачи, хранения или автоматической переработки

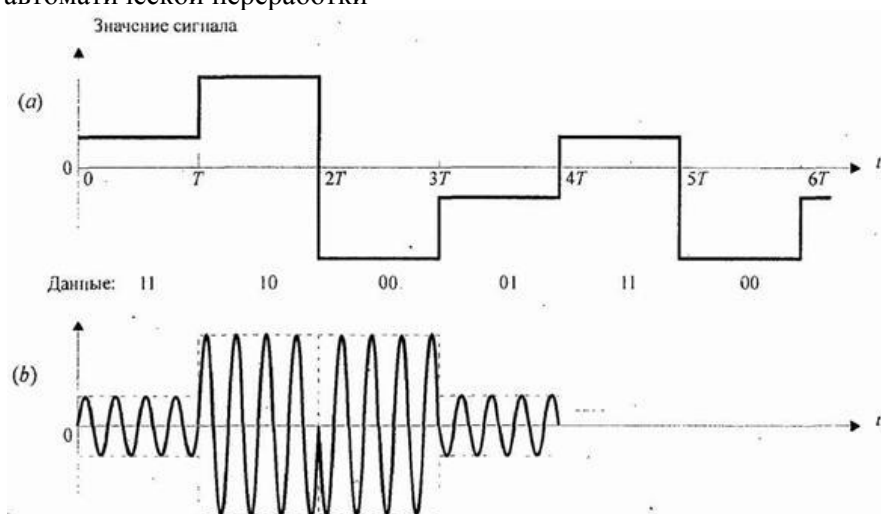


Рис. Базовый АМ сигнал (2B1Q) (a) и полосовой АМ сигнал (b)

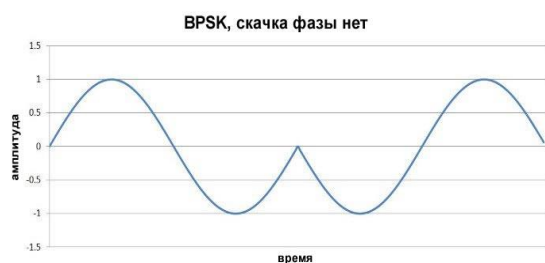
Базовая схема получения BPSK сигнала.

Самая простая PSK схема (показанная на рисунке) имеет собственное название — Binary phase-shift keying (BPSK). Используется единственный сдвиг фазы между «0» и «1» — 180 градусов, половина периода. Интуитивно можно признать, что система будет более надежной, если разделение между двумя фазами будет наибольшим — 180°.

Переключение синусоиды на 180° – это то же самое, что ее инвертирование (умножение на -1), для чего применяют биполярные сигналы:



Эта схема приводит к двум крайним вариантам: если переход между логическими состояниями происходит, когда сигнал несущей находится в своем максимальном значении. Такие события нежелательны, потому что они создают энергию на высокочастотных составляющих, которые могут помешать другим радиочастотным сигналам. Кроме того, усилители имеют ограниченную способность производить резкие изменения в выходном напряжении.

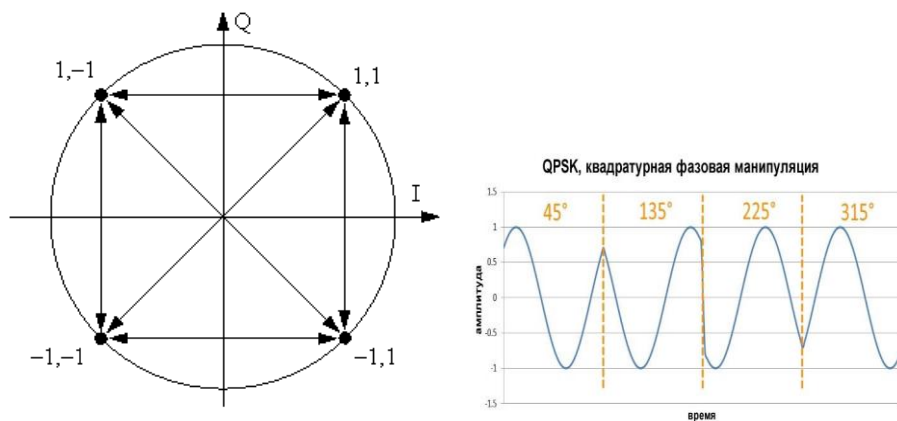


Если период цифрового бита будет равен одному или нескольким полным периодам сигнала несущей (синхронизирован) и происходить в определенное время, чтобы изменение фазы на 180° происходило, когда сигнал несущей частоты находится в пересечении нуля (или близко к нему).

BPSK сигнал; нет резкого скачка напряжения сигнала несущей при изменении логического состояния модулирующего сигнала.

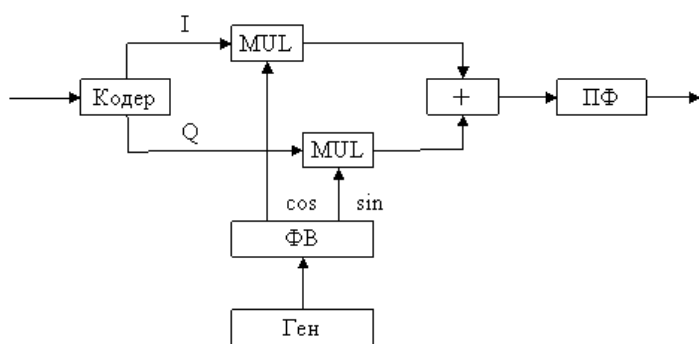
QPSK. При BPSK сигнал несущей изменяется в зависимости от того, находится ли цифровое напряжение на низком или высоком логическом уровне, и приемник воссоздает цифровые данные, интерпретируя каждый символ как 0 или 1. Но радиосигнал не является цифровым; скорее, мы используем аналоговые сигналы для передачи цифровых данных, и вполне приемлемо разработать систему, в которой аналоговые сигналы кодируются и интерпретируются таким образом, чтобы один символ представлял два (или более) бита.

В четырехпозиционной фазовой модуляции используются четыре значения фазы несущего колебания. В этом случае фаза $y(t)$ сигнала должна принимать четыре значения: 0° , 90° , 180° и 270° . Однако чаще используются другие значения фаз: 45° , 135° , 225° и 315° . Такой вид представления квадратурной фазовой модуляции приведен на рисунке 1.



Преимущество QPSK заключается в более высокой скорости передачи данных: если мы сохраняем одну и ту же длительность символа, то можем удвоить скорость передачи данных от передатчика к приемнику. Недостатком является сложность системы.

Рис. Полярная диаграмма сигнала четырехпозиционной фазовой модуляции QPSK



Обычно для формирования сигнала QPSK модуляции используется **квадратурный модулятор**. Для реализации квадратурного модулятора потребуется **два умножителя, сумматор сигналов** и разделение сигнала генератора на sin и cos часть.

Можно подумать, что QPSK более восприимчив к битовым ошибкам, чем BPSK, поскольку разделение между возможными значениями в нем меньше. Это разумное предположение, но если вы рассмотрите их

математику, то оказывается, что вероятности ошибок на самом деле очень похожи.

Рисунок 2. Структурная схема модулятора QPSK – NRZ.

При такой реализации спектр сигнала на выходе модулятора получается ничем не ограниченный и его примерный вид приведен на рисунке 3.

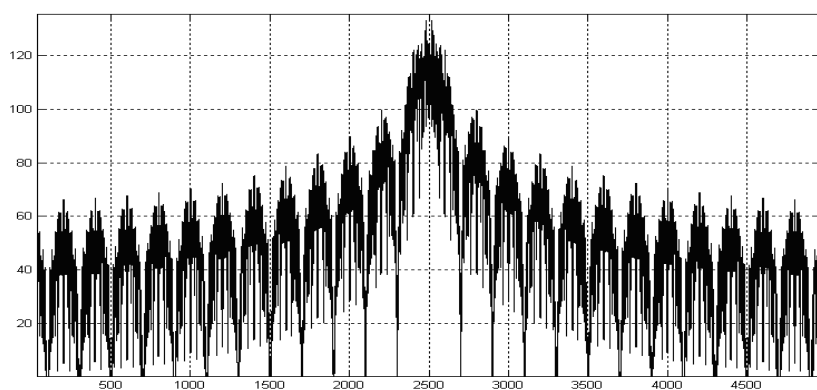
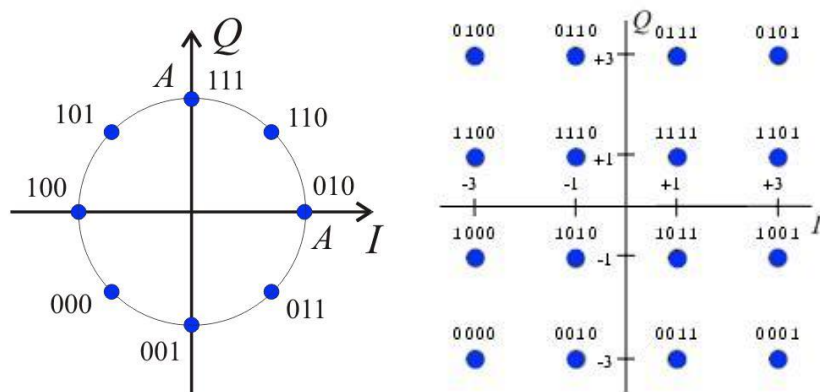


Рисунок 3. Спектр сигнала четырехпозиционной фазовой модуляции QPSK, модулированного сигналом NRZ



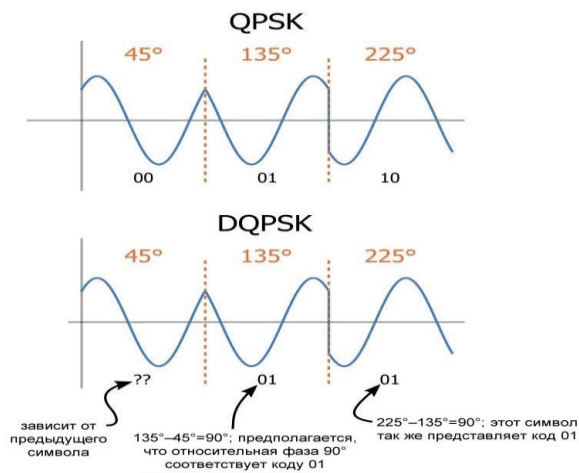
на рис. сигнальное созвездие

для 8-PSK с кодированием Грея и амплитудно-фазовое 16QAM.

Разные виды модуляции и объем данных, которые можно закодировать в 1 символе

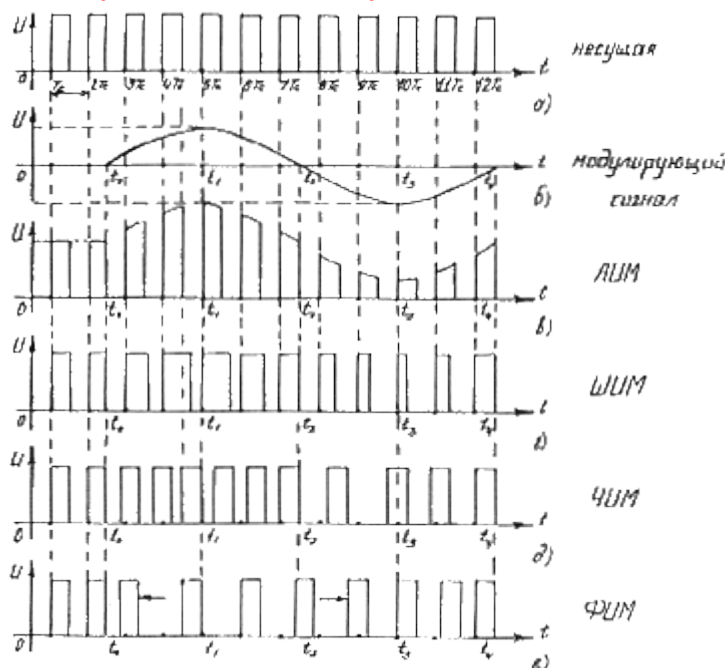


Дифференциальное кодирование. Частота является «абсолютной» в том смысле, что изменения частоты всегда можно интерпретировать, анализируя изменения сигнала во времени. Фаза, однако, относительна в том смысле, что она не имеет универсальной опорной точки — передатчик генерирует изменения фазы относительно одного момента времени, а приемник может интерпретировать изменения фазы относительно другого момента времени.



Дифференциальная QPSK кодирует данные, создавая определенный сдвиг фазы **относительно предыдущего символа** таким образом, чтобы схема демодуляции анализировала фазу символа, используя опорную точку, которая является общей и для приемника, и для передатчика.

Импульсная модуляция - носителем сигнала являются импульсы.



Импульсная модуляция делится на 4 основных вида:

- Амплитудно-импульсная
- Широтно-импульсная
- Частотно-импульсная
- Фазово-импульсная

OFDM — (мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов) является **цифровой схемой модуляции**, которая использует большое количество близко расположенных ортогональных поднесущих. Каждая поднесущая модулируется по обычной схеме модуляции (например, квадратурная амплитудная модуляция - QAM) на низкой символьной скорости, сохраняя общую скорость передачи данных, как и у обычных схем модуляции одной несущей в той же полосе пропускания. Ортогональность получают применением обратного БПФ для отсчетов цифровых сигналов. OFDM сигнал может рассматриваться как множество медленно модулируемых узкополосных сигналов, поэтому способен противостоять сложным условиям распространения в канале. Низкая символьная скорость делает возможным использование защитного интервала между символами, что позволяет справляться с временным рассеянием и устранять межсимвольную интерференцию.