

Передатчики

Возбудители

Возбудители – устройства для получения радиочастотных колебаний. К таким устройствам относятся автогенераторы с обратной LC связью, автогенераторы с обратной связью с кварцевым резонатором и синтезаторы сетки частот.

Основные требования:

- диапазон частот рабочих колебаний,
- характер изменения рабочей частоты (Например, интерполяционные генераторы, которые плавно перестраиваются и синтезаторы частот, которые перестраиваются дискретно. Вследствие этого для синтезатора частот предусмотрен такой параметр как шаг сетки.)
- уровень побочных составляющих спектра
- характеристики управления
- стабильность частоты настройки
- инерционность перестройки
- энергетические параметры: выходное напряжение на заданном сопротивлении нагрузки, потребляемая мощность, КПД и так далее.

Если в возбудителях осуществляется модуляция, то предусматриваются еще показатели видов работы.

Параметры возбудителей должны удовлетворять категории устройств, в которых они применяются.

Сигнал на выходе возбудителя можно представить в виде квазигармонического колебания следующего вида:

$$u(t) = U(t) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi(t)) = [U_0 + \Delta u(t)] \cdot \cos \psi(t)$$

В этом выражении U_0 – средняя амплитуда,

$\Delta U(t)$ – относительное отклонение амплитуды от среднего значения

$\psi(t)$ - полная текущая фаза

$\Delta U(t)$ и $\psi(t)$ характеризуют паразитные АМ и ЧМ возбудителя, которые всегда имеют место.

Мгновенная частота связана с фазой по формуле:

$$\omega(t) = \frac{d\psi}{dt} = \omega_0 + \Delta\omega(t)$$

Интенсивность отклонения характеризуется дисперсией:

$$\delta_\omega^2 = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} S_\omega(\omega) d\omega - \text{дисперсия частоты}$$

$$\delta_\psi^2 = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} S_\psi(\omega) d\omega - \text{дисперсия фазы}$$

S – энергетический спектр флуктуации частоты (фазы). Они связаны между собой следующим выражением:

$$S_\omega(\omega) = \omega^2 \cdot S_\psi(\omega)$$

Высокочастотная часть спектральной плотности S определяет быстрые флуктуации частоты, а низкочастотная – низкие. В ряде случаев энергетический спектр S не убывает с

ростом частоты и неограниченно возрастает при частоте стремящейся к нулю. Это приводит к тому, что не возможно использовать уравнения дисперсии так как интеграл расходится. Но так как возбудители используются в системах, где флуктуации существенны только в определенном диапазоне частот, то их вычисляют для этого диапазона, то есть ограничения в интеграле заменяются значениями нижней и верхней частоты диапазона:

$$\delta_{\omega}^2 = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\omega_H}^{\omega_B} S_{\omega}(\omega) d\omega$$

$$\delta_{\psi}^2 = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\omega_H}^{\omega_B} S_{\psi}(\omega) d\omega$$

Эти среднеквадратические значения флуктуаций частоты и фазы в ряде случаев применяются в качестве параметра относительной нестабильности частоты возбуждения.

Уровень побочных спектральных составляющих выходного колебания в полосе частот определяется следующим уравнением:

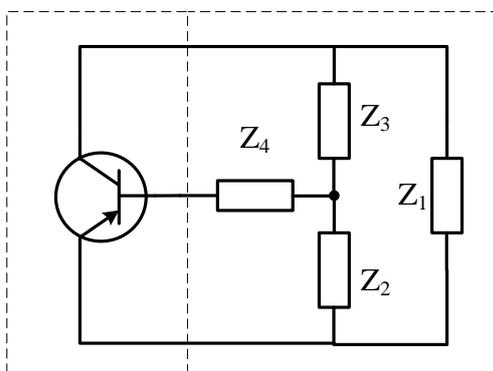
$$D = 20 \cdot \lg\left(\frac{U_{\text{побоч.эфф.}}}{U_{\text{эфф.}}}\right)$$

В числителе $U_{\text{п.эфф}}$ – эффективное значение суммарного напряжения побочных составляющих (дискретных и шумовых)

В $U_{\text{эф}}$ - знаменателе эффективное значение суммарного напряжения всех составляющих спектра, включая основное колебание

Автогенераторы LC обратной связи

Автогенератор – это нелинейное устройство преобразующее энергию источника питания в радиочастотные колебания (в энергию радиочастот). В отличие от других радиочастотных устройств колебания возникают самостоятельно в отсутствии внешнего воздействия. В состав автогенератора входят: источник питания, активный элемент, колебательная система и цепь обратной связи. В настоящее время автогенераторы выполняются, как правило, на транзисторах или диодах полупроводниковых (чаще на транзисторах). Этот выбор определяется малыми напряжениями питания, малой рассеиваемой мощностью на колебательной системе, что повышает стабильность системы в целом и ее устойчивость. На практике чаще всего применяются так называемые трехточечные схемы:



Сопротивление Z_4 устанавливается только тогда, когда необходима компенсация фазового сдвига при граничной частоте транзистора близкой к рабочей.

Для анализа режима работы автогенератора пользуются квазилинейным методом Кобзарева. Суть данного метода заключается в замене соотношений между токами и напряжениями в схеме автогенератора соотношениями между их первыми гармониками. Основой для такой замены является гармонический характер напряжения на базе и коллекторе транзистора, которые определяются высокой добротностью колебательной системы. Тем самым получаем следующее, что транзистор (пунктир на схеме) представляется

в виде квазилинейного четырёхполюсника, а оставшаяся часть – линейный четырёхполюсник. При анализе строятся 2 системы уравнений для квазилинейного четырёхполюсника: соотношение токов и напряжений это соотношение через Y параметры транзистора, а для линейного четырёхполюсника – через H параметры. Результатом совместного решения этих систем уравнений является:

$$S_{cp} \cdot K \cdot Z_{\text{экв}} = 1 - \text{баланс амплитуд}$$

$$\varphi_S + \varphi_K + \varphi_{\text{экв}} = 2 \cdot \pi \cdot n - \text{баланс фаз}$$

φ_S – сопротивление на транзисторе

φ_K – сопротивление цепи обратной связи

$\varphi_{\text{экв}}$ – эквивалентное сопротивление колебательной системы

$$n=0,1,2\dots$$

K – коэффициент обратной связи

Описывают работу автогенератора, это уравнение баланса амплитуд и уравнение баланса фаз.

Для простых автогенераторов во втором выражении $n=0$, то есть общее значение суммы также равно 0.

Если рассматривать эти два уравнения, то видно, что в уравнении баланса амплитуд от амплитуды колебаний зависит средняя крутизна, то есть уравнение будет выполняться только при определенной амплитуде и её можно вычислить

Во втором уравнении каждый из фазовых сдвигов зависит от частоты и это значение можно вычислить, так как только при нем выполняется это уравнение. Эти 2 уравнения взаимосвязаны по ряду причин (например, эквивалентное сопротивление колебательной системы зависит от частоты).

В первом приближении можно считать, что амплитуда мало влияет на сдвиг фазы, а изменение частоты и фазы на амплитуду, так как каждый из них определяется уравнением баланса амплитуд и баланса фаз. Тогда справедливо:

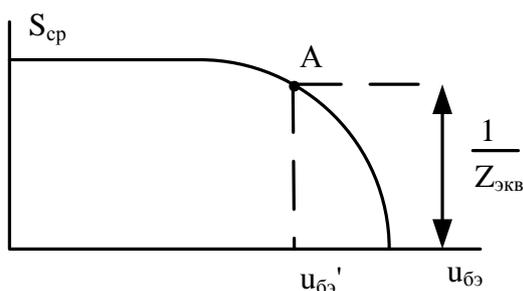
$$S_{cp} \cdot K = \frac{1}{Z_{\text{экв}}} = h_{22}$$

h_{22} – модуль комплексной проводимости контура между коллектором и эмиттером транзистора при разомкнутой цепи базы.

Левая и правая часть уравнения характеризует соответственно отрицательную проводимость вносимую транзистором и положительную проводимость контура. Генерация возникает при их равенстве.

Условие возбуждения автогенератора зависит от начального смещения, то есть смещения в момент включения. На схеме rpr транзистор, если начальное отрицательное смещение больше напряжения отсечки, то это соответствует режиму мягкого возбуждения.

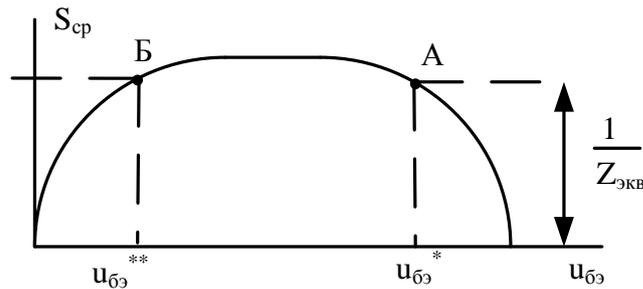
$$u_H > E'$$



Единственное устойчивое колебание в точке А.

Существует также жесткий режим возбуждения, когда напряжение отсечки меньше отрицательного смещения

$$u_n < E'$$



В этом случае, существует 2 устойчивых состояния, но колебания могут возникнуть только в точке А. На практике стараются сделать так, чтобы этот режим никогда не возникал.

В высокостабильных системах используют колебательные системы с высокой добротностью. Это означает, что сопротивление потерь в элементах колебательной системы очень мало, тогда можно переписать:

$$z_1 \approx j \cdot X_1 \quad z_2 \approx j \cdot X_2 \quad z_3 \approx j \cdot X_3$$

То есть мы из общего комплексного сопротивления z оставляем только реактивную связь. Тогда коэффициент обратной связи будет вычисляться как:

$$K = \frac{-z_2}{z_2 + z_3} = \frac{-X_1}{X_1 + X_3} = \frac{X_2}{X_1} \Rightarrow \varphi_k = 0$$

Из этого уравнения следует, что коэффициент обратной связи величина вещественная, то есть φ_k равно нулю в уравнении баланса фаз. Соответственно, $\varphi_s = -\varphi_{экв}$ для выполнения баланса фаз.

На НЧ, то есть на частотах $\omega < 0.3 \cdot \omega_s$, где ω_s граничная частота по частоте транзистора. С инерционностью транзистора можно не считаться. Тогда полная крутизна будет вещественной. Соответственно $\varphi_{экв}$ также будет равно нулю, как и φ_s . При сделанных допущениях колебания возникают на резонансной частоте контура, и это позволяет находить частоту колебания из выражения:

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0$$

Существует действительный характер коэффициента обратной связи, из условия возникновения колебаний в трехточечной схеме получим следующее неравенство:

$$X_1 X_2 > 0$$

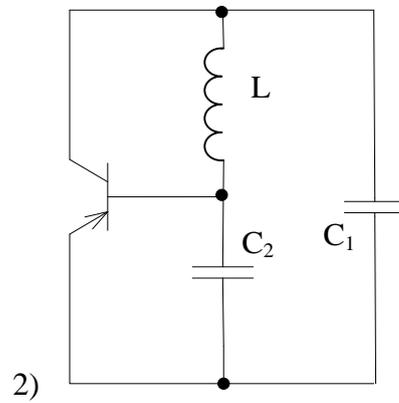
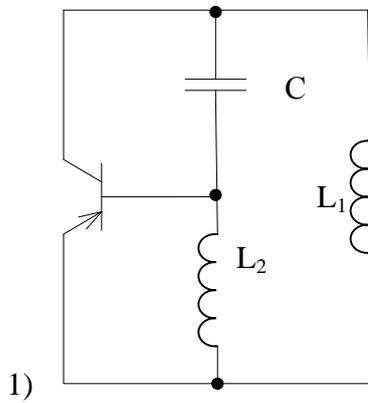
$$X_1 X_3 < 0$$

$$|X_2| < |X_3|$$

Это условие возникновения колебаний для трехточечной схемы. При этом необходимо чтобы положение покоя было неустойчивым:

$$S_{cp} \cdot K > \frac{1}{Z_{экв}}$$

Данное неравенство выполняется только для 2 типов схем:



Первая схема получила название: индуктивная трёхточечная, а вторая – емкостная трёхточечная.

Одним из важнейших параметров возбудителя является нестабильность частоты автогенератора. Это особенно важно для ЭМС радиосистем. Количественно нестабильность оценивается относительным изменением частоты

$$\varepsilon = \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$$

$\Delta\omega$ – отклонение

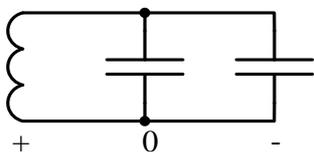
ω_0 – частота работы генератора

Различают 2 вида нестабильности: долговременная нестабильность, связанная с медленными изменениями частоты автогенератора из-за изменения температуры, давления, влажности, напряжения источника питания и так далее; кратковременная же нестабильность связана с быстрыми и флуктуационными изменениями частоты, вызываемыми тепловыми и дробовыми шумами, её оценивают за время меньше или равное 1 секунде.

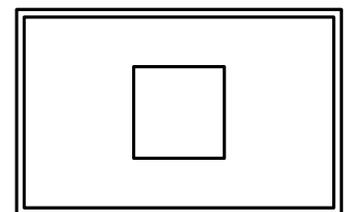
Долговременная нестабильность: включаем частотомер и меряем, при кратковременной нестабильности так сделать нельзя.

Основные меры борьбы с нестабильностью: использование высокочастотных колебательных систем, использование термокомпенсации и термостатирования, стабилизация напряжения источника питания и выбор транзистора с минимальными изменениями реактивных параметров от приложенного напряжения.

Термокомпенсация: есть колебательный контур, устанавливается дополнительный конденсатор, суть заключается в том что, катушка индуктивности всегда имеет положительный температурный коэффициент, а конденсаторы выбирают таким образом чтобы конденсатор с большой емкостью имел нулевой коэффициент, а с малой емкостью – отрицательный. При изменении температуры будет поддерживаться постоянная частота.

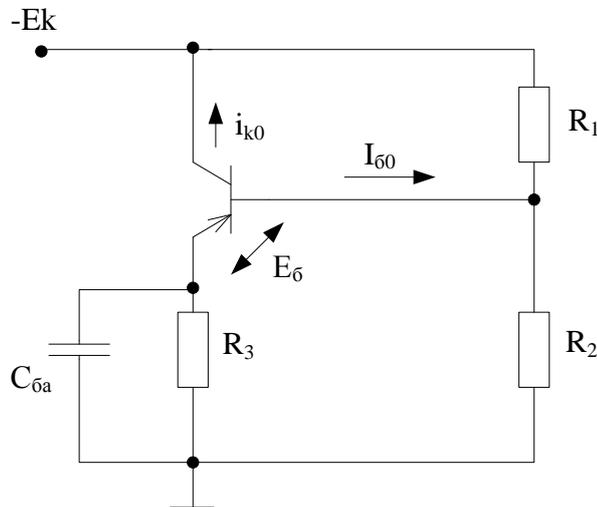


Термостатирование: либо колебательная система, либо генератор целиком помещается в объём, в котором поддерживается постоянная температура, при этом обязательным условием является то что эта температура должна быть всегда больше температуры окружающей среды. Для разных климатических условий есть разное значение поддерживаемой температуры



Цепи питания автогенератора

В начальный момент времени для возникновения самовозбуждения необходимо, чтобы крутизна проходной характеристики была достаточно большой, то есть мягкий режим самовозбуждения. Это означает, что начальное смещение на базу транзистора должно быть больше напряжения отсечки. При возникновении колебаний по мере нарастания амплитуды необходимо чтобы смещение стало меньше напряжения отсечки, то есть должно быть внешнее отпирающее напряжение и внутреннее запирающее. Схема цепей питания без цепей по переменному току можно представить так:



i_{k0} – цифра 0 означает что это постоянный ток, если цифра 1 – первая гармоника, 2 – вторая и так далее.

Внешнее отпирающее напряжение здесь реализуется за счет делителя R_1, R_2 , а автоматическое запирающее напряжение за счет постоянных токов базы и коллектора.

Тогда в стационарном режиме можно записать так:

$$E_б = E_к \frac{R_1}{R_1 + R_2} - I_{б0} \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_3 (I_{к0} + I_{б0}) \quad (0)$$

Первая часть – внешнее отпирающее напряжение

Вторая часть – автоматическое запирающее значение за счет тока базы

Третье слагаемое – автоматическое запирающее значение за счет эмиттерного тока

Соотношения между токами:

$$I_{э0} = I_{к0} + I_{б0}$$

$$I_{б0} = I_{к0} / \beta_0$$

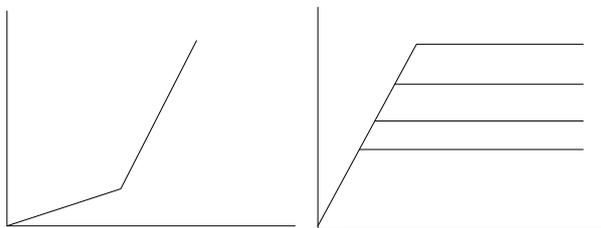
$$I_{э0} = \frac{1 + \beta_0}{\beta_0} I_{к0}$$

β_0 – статический коэффициент передачи тока транзистора

Тогда можно записать следующим образом:

$$E_б = E_к \frac{R_1}{R_1 + R_2} - I_{к0} \left[\frac{1}{\beta_0} \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_3 \right) + R_3 \right] \quad (1)$$

При полигональной аппроксимации характеристик транзистора, то есть представлении характеристик транзистора в виде отрезков прямых линий



можно записать следующее:

$$I_{к0} = S U_{бэ1} \gamma_0(\theta) \quad (2)$$

$$\cos\theta = -(E_б - E_б') / U_{бэ1}$$

$$E_б = E_б' - \frac{I_{к0} \cos\theta}{S \gamma_0(\theta)} \quad (3)$$

S – крутизна транзистора

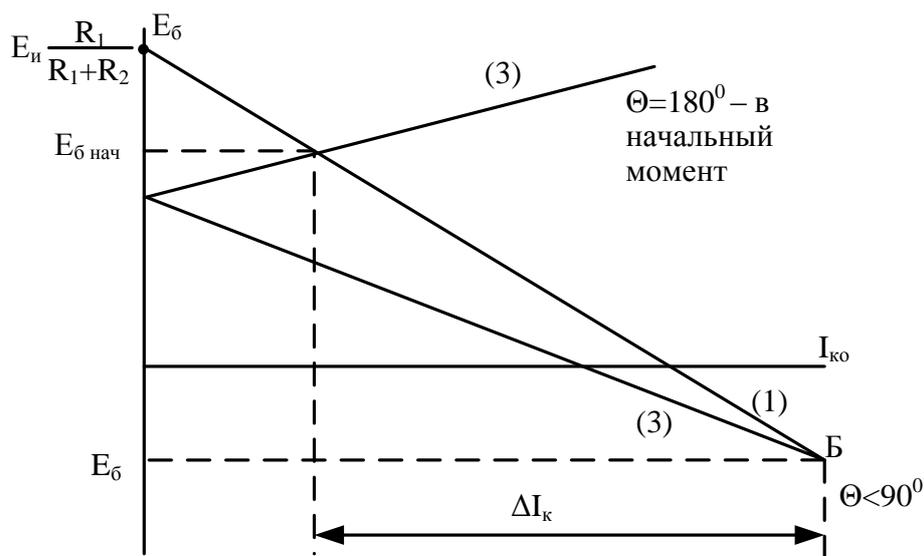
$U_{бэ1}$ – первая гармоника напряжения

θ – угол отсечки

γ – коэффициент Берга для постоянной составляющей.

Суть коэффициентов: есть некий импульс, который мы раскладываем в ряд Фурье. Эти коэффициенты показывают долю каждой гармоники в ряде.

Совместное решение уравнений (1) и (3) позволяет найти связь между $E_б$ и постоянным током коллектора. Графическое решение может быть представлено таким образом:



Цифрами над прямыми обозначены номера уравнений.

Графическое решение для угла 180° – это момент самовозбуждения, а для угла меньше 90° для стационарного режима. Другими словами точка B соответствует режиму самовозбуждения, а точка A – стационарному режиму. При переходе автогенератора из режима покоя в стационарный режим изменяется коллекторный ток ΔI_k . Для того, чтобы уменьшить изменение реактивных параметров транзисторов и уменьшить соответственно ΔI_k в схеме установлен резистор R_3 .

Под действием дестабилизирующих факторов может меняться ток базы, то есть за счет этого будет меняться и статический коэффициент и другие параметры. Для того, чтобы уменьшить влияние этого тока необходимо выполнение следующего неравенства:

$$\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \ll (1 + \beta_0) \cdot R_3$$

В этом случае в уравнении второе слагаемое будет значительно меньше третьего и автосмещение за счет базового тока по сравнению с автосмещением за счет эмиттерного тока будет мало.

На практике значение R_1 и R_2 выбирают достаточно большими, чтобы обеспечить без дополнительных элементов малое шунтирование колебательной системы. Параллельно резистору R_3 устанавливается конденсатор выполняющий блокирующую функцию. Его значение не должно быть слишком большим, так как при этом возможно прерывистая генерация. Если постоянная времени цепи $R_3C_{\text{блок}}$ велика, то происходит следующее: при уменьшении амплитуды колебаний напряжение смещения остается достаточно большим, а крутизна малой. Отсюда следует, что не выполняется уравнение баланса амплитуд и генерация срывается.

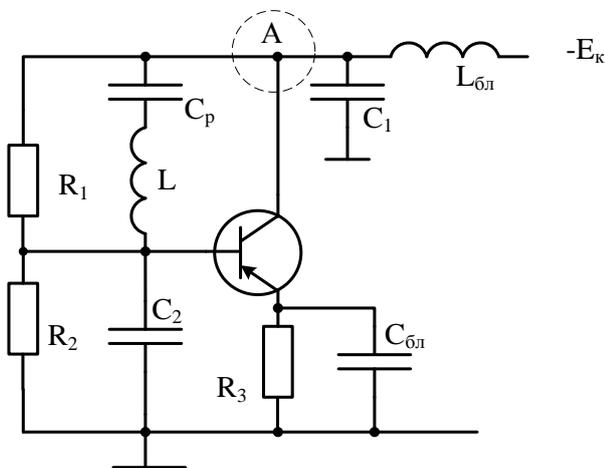
Далее, по мере уменьшения смещения и роста крутизны генерация возникает вновь. Поэтому постоянную времени $R_3C_{\text{блокирующее}}$ выбирают меньше постоянной времени колебательной цепи, то есть следующим образом:

$$R_3 C_{\text{блок}} \ll \frac{2 \cdot Q}{\omega}$$

Q – добротность колебательной системы

ω – рабочая частота генерации

Полная схема:



Выходное напряжение снимают обычно с коллектора транзистора (с точки А), но это не обязательно.

В этой схеме дополнительно установлен разделительный конденсатор (C_p) для устранения короткого замыкания по постоянному току. Изменение частоты за счет введения этого конденсатора компенсируется значением индуктивности. При этом общая емкость колебательной системы становится меньше, увеличивается характеристическое сопротивление контура и увеличивается добротность. Данная схема получила название схема Клаппа. Кроме нее существует еще и ряд других подобных схем.

Автогенераторы с кварцевым резонатором

Для создания высокостабильных автогенераторов необходимо применять или использовать высокочастотные колебательные системы. На LC элементах удовлетворить высоким требованиям оказывается проблематично. Значительно лучшими свойствами обладают колебательные системы на основе кварцевого резонатора. В этом случае добротность может составлять порядка $10^5 \dots 10^7$.

Кварцевый резонатор – это пластина вырезанная из кристалла кварца, как естественного так и искусственного происхождения, под определенными углами относительно кристаллографических осей. Вид среза во многом определяет температурные свойства кристалла и резонатора впоследствии. Пластина обладает пьезоэлектрическим эффектом. В настоящее время чаще всего используются косые срезы и с колебания по толщине пластины. Резонансная частота кварца определяется из выражения:

$$f_{\text{кв}} = \frac{M}{d}$$

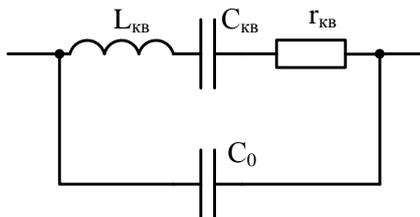
M – технологический коэффициент 1,7 ... 3 МГц·мм

d – толщина пластины в мм

Для повышения резонансной частоты нужно уменьшать толщину пластины. На практике толщину пластины меньше 0,1 мм затруднительно, поэтому собственная частота кварцевого резонатора ограничивается частотами 17 ... 30 МГц.

При необходимости стабилизировать более высокие частоты используют механические гармоники. При этом генерация возможна только на нечетных гармониках, поскольку только в этом случае на обкладках кварцевого резонатора будут заряды различного знака. Добротность кварцевого резонатора на 3 ... 5 гармонике примерно такая же как и на 1 начиная с 7 гармоники, начинает снижаться.

Поскольку это электромеханическая система, то она имеет множество собственных частот. Поэтому их стараются при изготовлении разнести как можно дальше. Эквивалентная схема:



$L_{\text{кв}}$, $C_{\text{кв}}$, $r_{\text{кв}}$ – параметры пластины самого резонатора

C_0 – статическая емкость кристаллодержателя

$L_{\text{кв}}$ определяет инерционные свойства пластины и составляет обычно от десятых долей до нескольких единиц Гн.

$C_{\text{кв}}$ определяет упругие свойства пластины и составляет обычно сотые ... десятые доля пФ

$r_{\text{кв}}$ - сопротивление потерь, может быть от нескольких Ом до кОм

Из схемы видно, что кварцевый резонатор имеет две резонансные частоты:

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{кв}} \cdot C_{\text{кв}}}} - \text{последовательный резонанс}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{кв}} \cdot \frac{C_{\text{кв}} \cdot C_0}{C_{\text{кв}} + C_0}}} - \text{параллельный резонанс}$$

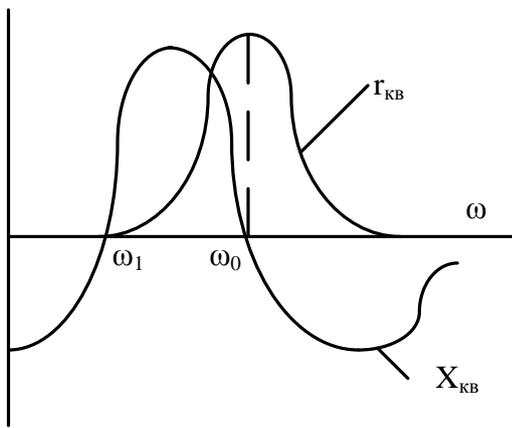
Эквивалентное сопротивление кварцевого резонатора можно представить последовательной схемой:



Полное сопротивление выглядит следующим образом:

$$Z_{\text{кв}} = r'_{\text{кв}} + j \cdot X_{\text{кв}}$$

r и X имеют сложную частотную зависимость:



Получается, что на резонансном интервале между ω_1 и ω_0 сопротивление кварцевого резонатора имеет индуктивный характер, а в других интервалах – емкостной. Резонансные частоты при которых $X_{кв} = 0$ с большой точностью соответствуют ω_1 и ω_0 . Благодаря высокой добротности кварцевого резонатора фазочастотная характеристика имеет большую крутизну, и он обладает высокой эталонностью собственных частот.

На практике используют две группы схем:

- кварцевый резонатор используется в качестве индуктивности
- кварцевый резонатор используется в качестве последовательного контура, включенного в цепь обратной связи

В первом случае все состоит аналогично обычному LC автогенератору:

Схема 1 - ёмкостная трёхточка
Вместо катушки индуктивности

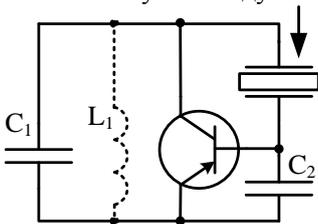


Схема 2 - индуктивная трёхточка

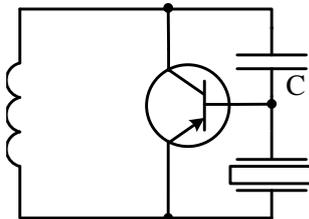
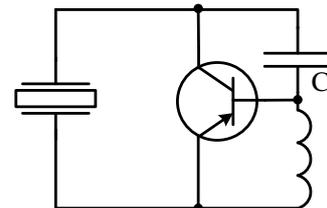
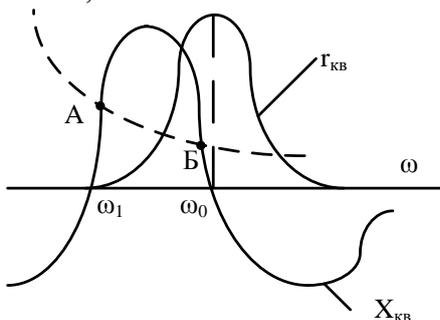


Схема 3 - индуктивная трёхточка



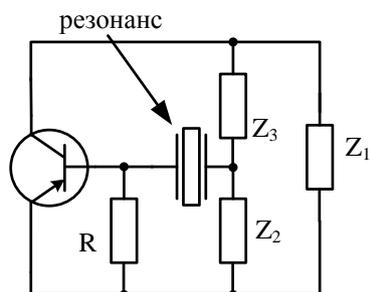
Во всех схемах кварцевый резонатор играет роль индуктивности. При работе кварцевого резонатора на механической гармонике используется первая схема и в ней дополнительно устанавливается индуктивность L . Резонансная частота контура, образованная индуктивностью L и конденсатором C_1 должна быть выше частоты ближайшей низкой гармоники, но меньше частоты требуемой гармоники. Вследствие этого на низших гармониках сопротивление контуров будет носить индуктивный характер и самовозбуждение становится не возможным, а на более высокой гармонике – емкостной, то есть происходит самовозбуждение. Решение уравнений баланса амплитуд и баланса фаз графически будет таковым, что:



Однако самовозбуждение будет происходить вблизи последовательного резонанса, а есть в точке А, поскольку потери в кварцевом резонаторе в точке Б максимальные.

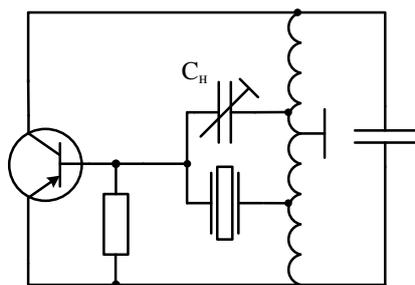
Во втором случае (включение резонатора в цепь обратной связи) кварцевый резонатор играет роль последовательного контура. Принцип работы этих схем основан на том, что значение модуля сопротивления кварцевого резонатора минимально на частоте последовательного резонанса и резко возрастает при отклонении от этой частоты. И если такой кварцевый резонатор включить в цепь обратной связи, то на частотах близких к ω_1 цепь оказывается замкнутой, а на других частотах открытой (разомкнутой).

Последовательный



На последовательном резонансе сопротивление мало (в точке кварцевого резонатора) и как бы происходит замыкание в цепи обратной связи, а на любой другой частоте сопротивление большое, то есть фактически это означает разрыв цепи (в точке кварцевого резонатора)

Недостаток: здесь возможно самовозбуждение с частотами значительно большими частоты резонанса кварца, так как в эквивалентной схеме имеется статическая емкость и это приводит к тому, что на частотах значительно больше частоты кварца общее сопротивление уменьшается и оказывается возможным самовозбуждение. Чтобы избежать этой неприятности строят схемы с нейтрализацией статической емкости.



$$C_n \approx C_0$$

Для того, чтобы компенсировать емкость, емкость нейтрализации (C_n) должна быть примерно равна статической емкости:

В этом случае более ВЧ колебания будут приходиться на базу транзистора с равной амплитудой, но с противоположными фазами, то есть происходит компенсация. Это эквивалентно размыканию цепи обратной связи на ВЧ. При частоте ω_1 цепь остается замкнутой и происходит генерация.

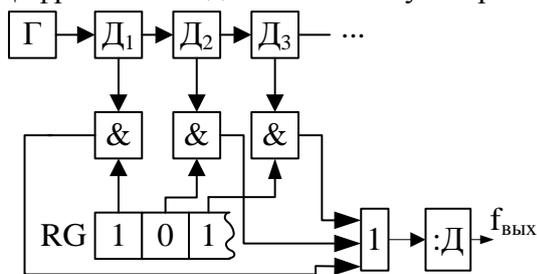
Синтезаторы частоты

Синтезаторы частоты применяются в подавляющем большинстве современной радиоаппаратуры и отличаются от автогенератора только тем, что интерполируют необходимый диапазон частот множеством точек. Требования к синтезаторам зависят от категории устройств, где они применяются. Поскольку обычно автогенератор LC обладает малой стабильностью, но может хорошо перестраиваться в большом диапазоне частот, кварцевые же они не перестраиваются, но имеют большую стабильность, синтезаторы же совмещают в себе все хорошие качества.

Различают прямые и косвенные методы синтеза. Прямой метод заключается в получении необходимой частоты путем вычитания, сложения, умножения и деления эталонной частоты. В косвенных методах используются петли фазовой автоподстройки частоты. Условно можно подразделить на аналоговые и цифровые, хотя на самом деле в большинстве синтезаторов используется и тот и другой метод. Чисто аналоговые методы в настоящее время не применяются из-за необходимости иметь большое количество преобразователей частоты,

фильтров и трудность ослабления выходных составляющих спектра лучше чем на 60 ... 80 дБ. Поэтому мы будем обсуждать цифровой метод.

Цифровой метод основан на суммировании импульсной последовательности.

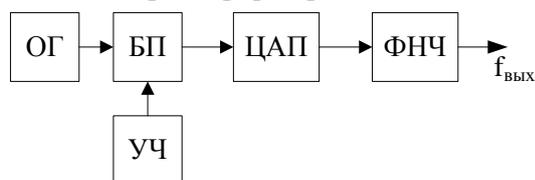


Д_і – триггерные схемы, то есть делители на два, на выходах которых импульсы сдвинуты на полпериода относительно друг друга

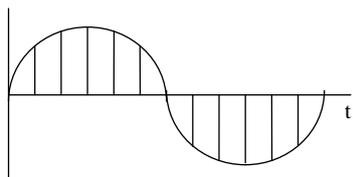
RG – регистр частоты, который код частоты, соответствующий необходимой частоте

Элементы & (И) либо пропускают, либо не пропускают импульсные последовательности с делителей на вход сумматора, если в регистре RG – 1, то импульсная последовательность с делителя пройдет, иначе нет. В результате на выходе сумматора появится суммарная импульсная последовательность с неравномерной расстановкой импульсов. Для ее выравнивания устанавливается дополнительный делитель (не обязательно на два), который выравнивает расстановку импульсов в последовательности, но при этом происходит снижение частоты. Схема реализуется на цифровых интегральных схемах. Например, К155 и Е8. Недостаток: чтобы устранить неравномерность необходимо ставить делитель, а значит падает максимальная частота

Синтезаторы с формированием отсчетов синтезируемого колебания:



БП – блоки памяти, здесь хранятся отсчеты синусоиды, то есть это данные о значении синусоиды при различных фазах



По определенной программе в соответствии с кодом частоты подаваемой с управлятеля частотой (УЧ) выбирается текущее значение из блока памяти и подается на ЦАП. Далее полученная ступенчатая синусоида фильтруется ФНЧ. Диапазон и шаг перестройки определяются разрядностью микропроцессорного устройства, которое используется в качестве синтезатора. Максимальная возможная частота - это частота опорного генератора (ОГ) пополам:

$$f_{\max} = \frac{f_{\text{опорн генератора}}}{2}$$

Здесь ОГ играет роль тактового генератора. Минимальная частота, равная шагу перестройки, зависит от разрядности

$$f_{\min} = \Delta f = \frac{f_{\text{опорн генератора}}}{2^N}$$

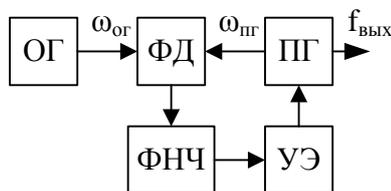
N – количество разрядов в микропроцессоре

По сравнению с ранее рассмотренным синтезатором максимальные частоты здесь выше, поскольку не требуется никаких делителей. Такие синтезаторы реализуются в виде одной микросхемы и предельные частоты достаточно высоки. Например, технология КМОП.

24.02.15

Косвенный синтез

Косвенный синтез основан на применении колец ФАПЧ. Принцип работы:



ОГ – опорный высокостабильный генератор

ПГ – подстраиваемый генератор

ФД – фазовый детектор

УЭ – управляющий элемент

На рисунке изображено простейшее кольцо ФАПЧ.

Принцип работы следующий: сигналы с частотами $\omega_{ог}$ и $\omega_{пг}$ поступают на ФД, напряжение на выходе которого определяется разностью фаз напряжений на его входе. Это выходное напряжение через ФНЧ воздействует на УЭ (обычно это варикап), который изменяет частоту ПГ приближая её к частоте опорной.

В стационарном режиме, когда частоты ОГ и ПГ равны устанавливается постоянная разность фаз между напряжениями этих генераторов. Постоянное напряжение (так как разность фаз одинакова) должно обязательно подаваться на УЭ иначе стационарный режим будет не возможен. Поэтому в схеме установлен ФНЧ, который кроме пропуска постоянной составляющую удаляет из спектра управляющего сигнала побочные составляющие, которые вызывают паразитную ЧМ, АМ.

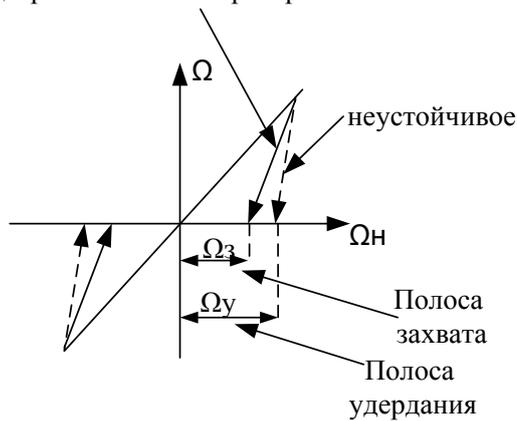
Система ФАПЧ может работать в нескольких режимах. Если частоты ОГ и ПГ равны и эффект изменения параметров ПГ определяющих его частоту полностью компенсируется действием ФАПЧ, то такая система работает в режиме удержания. С этим режимом связано понятие полосы удержания, то есть это область начальных расстройок ОГ и ПГ, в которых возможен этот режим. Ширина полосы удержания определяется разностью граничных значений частоты ПГ соответствующих наибольшему и наименьшему напряжениям на выходе ФД.

Возможен ещё один режим работы системы, это когда в среднем разность частот равна нулю, а разность фаз периодически меняется, то есть это получается таким образом, что частоты в среднем равны но мгновенные значения отличаются. Этот режим называется режимом квазисинхронизма и используется крайне редко. Обычно система проектируется таким образом, что данный режим никогда не возникал.

Следующий режим: режим биений. Его особенностью является непрерывное изменение разности фаз между частотами генератора. Обычно это просто нарастание. Режим биений наблюдается всегда в тех случаях, когда начальная расстройка ПГ относительно ОГ больше полосы удержания. Иногда он может возникать и при меньших расстройках. В режиме биений среднее значение частоты ПГ отличается от частоты ОГ.

Переходное состояние, при котором режим биений переходит с течением времени в режим квазисинхронизма также называется режимом удержания. В зависимости от знака мгновенного напряжения биений разность частот ОГ и ПГ изменяется и соответственно в результате длительности положительной и отрицательной полуволн на выходе ФД оказывается различными, в следствие этого образуется постоянная составляющая, которая уменьшает амплитуду биений и если начальная расстройка не выходит за пределы полосы захвата, то происходит полная компенсация частот генератора. В общем случае полоса захвата и полоса удержания величины различные.

Устойчивое изменение частоты подстраиваемого генератора за счёт ФАПЧ



Данный рисунок иллюстрирует зависимость начальной расстройки относительно расстройки уже после действия ФАПЧ.

Здесь прямая наклонная - это изменение частоты при разомкнутой петле.

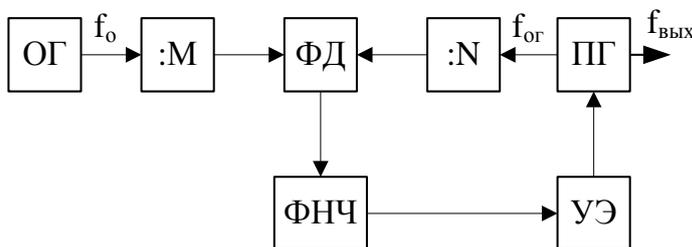
Сплошные линии со стрелочкой – это устойчивое изменение частоты ПГ за счет действия ФАПЧ.

Пунктиром – неустойчивое изменение, на границе полосы удержания

Полоса захвата как правило, всегда меньше полосы удержания, так как возникает падение напряжения в ФНЧ и ФНЧ вносит дополнительные задержки в управляющий сигнал.

При наличии фильтра с уменьшение полосы его пропускания полоса захвата уменьшается за счет большей инерционности системы.

Простейший синтезатор:



Имеются два делителя с переменным коэффициентом деления в отличие от предыдущей схемы.

В этом случае частоты ОГ и ПГ делятся на соответствующие значения, задаваемые кодом частоты и затем эти поделенные значения поступают на ФД. В остальном принцип действия сохраняется.

В качестве ПГ обычно используется автогенератор с ёмкостной трехточкой, чтобы было меньше катушек и в качестве УЭ обычно варикап, но не обязательно.

В этом случае можно записать следующее:

$$\frac{f_0}{M} = \frac{f_{\text{ВЫХ}}}{N} = \Delta f - \text{шаг перестройки}$$

Поскольку на ФД постоянная разность фаз, то есть частоты равные.

Задавая коэффициенты деления и зная частоту ОГ мы можем иметь произвольную сетку частот с определенным шагом, который определяется :M, :N отвечает за перестройку по частоте.

Такие синтезаторы выполняются в виде интегральной схемы и работают до частоты порядка 2ГГц. Если необходимо стабилизировать более высокие частоты, то используются два варианта схем:

- схема с понижением частоты

Индексы относятся соответственно либо к первому, либо ко второму кольцу ФАПЧ. В данном случае компромисс заключается в следующем: первое кольцо делается инерционным, что позволяет фильтровать внешние шумы, а второе кольцо – малоинерционным и оно позволяет фильтровать внутренние шумы. При правильном выборе коэффициента деления здесь можно уже обеспечить необходимую фильтрацию внутренних или внешних помех и обеспечить малый шаг перестройки. В большинстве случаев при использовании синтезаторов в радиопередатчиках в них предусматривается возможность осуществления модуляции, то есть в них осуществляется частотная и фазовая модуляция (не только синтезатора, но и возбuditеля) и крайне редко АМ.

Генераторы с внешним возбуждения

Каскад, содержащий в себе активный элемент, нагрузку, источник питания и цепь возбуждения, по которой радиочастотный сигнал подается от источника возбуждения к активному элементу, называется генератором с внешним возбуждением.

Генератор с внешним возбуждением может выполнять следующие функции:

- усиление
- умножение частоты в целое число раз
- изменение амплитуды по определенному закону (АМ)

В зависимости от приложенного напряжения к электродам активного элемента, здесь имеются ввиду напряжение возбуждения и смещения, меняются характеристики протекающего тока через активный элемент.

Чтобы характеризовать ток введены понятия классов. Они следующие:

- класс А: ток течет непрерывно через активный элемент
- класс В: ток протекает полпериода высокочастотного колебания
- класс С: ток протекает меньше $\frac{1}{2}$ периода колебания ВЧ
- класс D: ток имеет форму импульсной последовательности
- класс E: ток протекает в виде треугольных импульсов и течет в течение полпериода ВЧ колебания
- класс F: то же самое что и класс E, только форма импульсов трапецеидальная

Активные элементы в большинстве случаев работают в режиме большого сигнала и часто с отсечкой тока на части периода. В приемниках же используется режим малого сигнала. Эксплуатационные характеристики активных элементов характеризуются двумя способами:

- таблицы параметров для одного какого-либо режима (оптимальный режим для данного типа транзистора), предельно допустимые параметры
- даются статические характеристики на прибор (входная, проходная и выходная характеристики, причем на характеристиках отмечаются зоны большой нелинейности, квазилинейные зоны. Статические характеристики содержат исчерпывающую информацию для выбора режима прибора и расчета параметра, но справедливы только для диапазона частот, в которых они не зависят от частоты

Граничная частота, на которой параметры не зависят от частоты, может быть определена таким образом:

$$360^\circ f_{гр} \tau_{гр} \leq 10^\circ$$

В этом выражении τ – время прохождения носителей заряда через электронный прибор, поэтому значения граничных частот для различных транзисторов оказываются разными. Для биполярных транзисторов это 10 ... 100 кГц, для полевых транзисторов 60 ... 80 МГц и для полевых транзисторов Шоттки 12 ... 16 ГГц.

Различают два режима работы для изучения условий работы генератора:

- электрический режим
- тепловой режим

Электрический режим охватывает всю совокупность электрических параметров генератора, определяющих его состояние, свойства и характеристики. Одной из характеристик является напряжённость режима работы. Она оценивается степенью искажения верхней части импульса тока активного элемента генератора, а количественной оценкой является коэффициент использования коллекторного (или стокового) напряжения.

$$\varepsilon = \frac{u_k}{E_k}$$

U_k – амплитуда напряжения на коллектора

E_k – напряжение питания коллектора

По степени проявления признаков искажения различают:

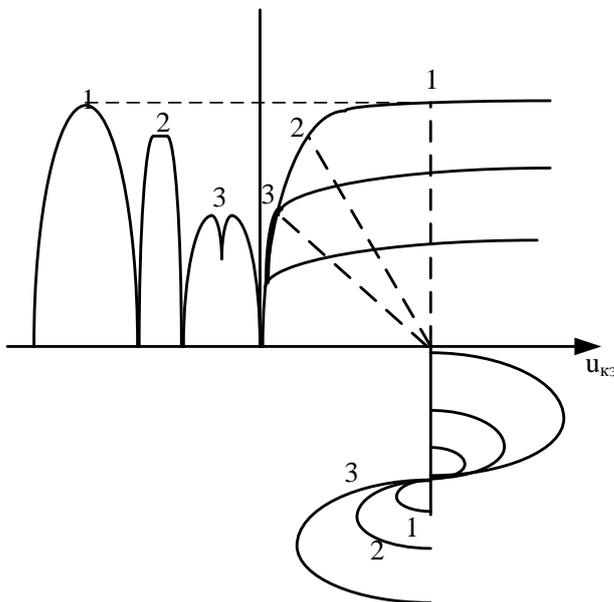
- недонапряженный режим работы
- граничный режим работы (в ряде источников его еще называют критическим)
- перенапряженный режим работы, который подразделяется на
 - * слабо перенапряженный
 - * сильно перенапряженный

Характер напряженности определяется между остаточным напряжением (в данном случае минимальным напряжением коллектор – эмиттер) и напряжением насыщения

Для недонапряженного режима (1): $u_{кэ\ min} > u_{кэН}$ $\varepsilon < 1$

Для граничного режима (2): $u_{кэ\ min} = u_{кэН}$ $\varepsilon = 1$

Для перенапряженного режима(3): $u_{кэ\ min} < u_{кэН}$ $\varepsilon > 1$



В режиме (1) форма тока повторяет форму косинусоиды. Во втором (2) режиме форма тока косинусоидальная с небольшим скривлением в верхней точке В третьем (3) режиме в форме тока образуется провал, в зависимости от его величины это слабый или сильный перенапряженный режим. Провал образуется за счет тока что ток расти не может, а напряжение растет. В связи не используется, но очень выгоден для промышленных генераторов, так как КПД высокий. В связи используют либо (1) с наихудшим КПД либо (2).

Гармонический анализ тока

Во-первых при заданном входном сигнале вида:

$$U_{бэ} = E_б + U_{бэ max} \cdot \cos(\omega \cdot t)$$

$E_б$ – смещение базы

$U_{бэ max}$ – амплитуда, подаваемая на базу транзистора

При этом определяется форма импульса (для простоты коллекторного тока), которая является отрезком косинусоиды с нижним углом отсечки θ_n . Тогда косинусы углов отсечки для транзисторов разной проводимости будут вычисляться следующим образом:

$$\cos(\theta_n) = \frac{E_б + E'_б}{u_{бэ max}} \text{ для } n - p - n$$

$$\cos(\theta_n) = \frac{E_б - E'_б}{u_{бэ max}} \text{ для } p - n - p$$

$E_б'$ – напряжение отсечки

$U_{бэ max}$ – амплитуда входного сигнала

На втором этапе периодическая последовательность импульсов раскладывается в ряд Фурье и вычисляются коэффициенты для постоянной составляющей и гармоник:

$$i_k = I_{k0} + I_{k1} \cdot \cos(\omega \cdot t) + I_{k2} \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t) + \dots$$

Теперь, сами коэффициенты α :

$$\alpha_0(\theta) = \frac{I_{k0}}{I_{km}}$$

$$\alpha_1(\theta) = \frac{I_{k1}}{I_{km}}$$

Если есть индекс 0 – постоянный ток, если другая цифра, например 1, это означает номер гармоники.

Коэффициенты α обозначают долю в общего тока через транзистор.

I_{km} – сумма всех гармоник одновременно

Амплитуда тока на коллекторе определяется следующим образом:

$$I_{km} = S_0 \cdot (1 - \theta_n) \cdot U_{бэ max}$$

В этом выражении S – статическая крутизна транзистора.

Тогда, можно записать токи составляющих относительно напряжения возбуждения:

$$I_{k0} = S_0 \cdot \gamma_0(\theta) \cdot U_{бэ max}$$

$$I_{k1} = S_0 \cdot \gamma_1(\theta) \cdot U_{бэ max}$$

В этом выражении $\gamma(\theta)$ - коэффициенты Берга:

$$\gamma_0(\theta) = \alpha_0(\theta) \cdot (1 - \cos(\theta_n))$$

$$\gamma_1(\theta) = \alpha_1(\theta) \cdot (1 - \cos(\theta_n))$$

...

Особенность: коэффициенты α и γ зависят только от нижнего угла отсечки и номера гармоники.

Ввиду условия фильтрации гармоник, где присутствуют резонансные цепи можно записать следующее:

$$U_{кэ} = E_k - U_{кэм} \cdot \cos(\omega \cdot t)$$

$U_{кэм}$ – амплитуда напряжения

$$U_{кэм} = I_{k1} \cdot R_{н1}$$

То есть предполагается, что сигнал является гармоническим.

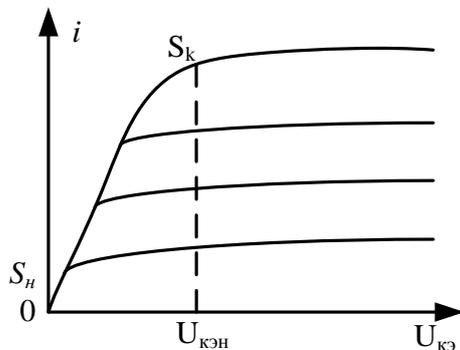
E_k – напряжение питания

I_{k1} – амплитуда 1 гармоники

$R_{н1}$ – сопротивление гармоники первой гармоники

Сопротивление каждой гармоники разное.

Производится полигональная (в виде отрезков прямых линий) аппроксимация статических характеристик транзистора:



S_n – крутизна в начальной точке

S_k – в конечной точке

$U_{кэн}$ – напряжение коллектор-эмиттер насыщения

При уменьшении $U_{кэн}$ транзистор находится в состоянии насыщения.

Поэтому ток коллектора можно записать таким образом для напряжений $U_{кэ} < U_{кэн}$:

$$i_k = S_n \cdot U_{кэ}$$

Второй случай: для напряжений $U_{кэ} > U_{кэн}$

$$i_k = S_n \cdot U_{кэн} + S_k \cdot (U_{кэ} - U_{кэн}) \quad U_{кэ} > U_{кэн}$$

Ток первой гармоники определяется из выражения:

$$I_{k1} = \alpha_1(\theta) \cdot I_{km}$$

α – табулированный коэффициент (определяется из таблицы, зная номер гармоники и угол отсечки)

Амплитуда коллекторного тока:

$$I_{km} = \frac{E_k - U_{кэ \min}}{\alpha_1(\theta) \cdot R_{н1}}$$

То же самое можно переписать другим образом:

$$I_{km} = (S_n - S_k) \cdot U_{кэн} + S_k \cdot U_{кэ \min}$$

Значению максимального тока соответствует значение максимального напряжения на эмиттерном переходе транзистора (биполярного).

Сопротивление нагрузки в критическом режиме для первой гармоники записывается следующим образом:

$$R_{н1\text{ кр}} = \frac{E_k - U_{кэ\text{ min}}}{S_n \cdot U_{кэн} \cdot \alpha_1(\theta)}$$

При расчете КПД генератора часто используется коэффициент формы по первой гармонике:

$$g_1(\theta) = \frac{\gamma_1(\theta)}{\gamma_0(\theta)} = \frac{\alpha_1(\theta)}{\alpha_0(\theta)}$$

Это отношение рабочей доли к доли, потребляемой от источника питания

Зная амплитуду коллекторного тока можно вычислить все параметры генератора.

Амплитуда первой гармоники:

$$I_{k1} = \alpha_1(\theta) \cdot i_{km}$$

Потребляемый ток (постоянная составляющая):

$$I_{k0} = \alpha_0(\theta) \cdot i_{km}$$

Амплитуда напряжения на выходе:

$$U_{кэ1} = I_{k1} \cdot R_{н1}$$

Напряженность режима:

$$\varepsilon = \frac{U_{кэм}}{E_k}$$

Выходная мощность:

$$P_1 = 0.5 \cdot I_{k1}^2 \cdot R_{н1}$$

Потребляемая мощность:

$$P_0 = I_{k0} \cdot E_k$$

Рассеиваемая мощность, та мощность энергии, которая преобразуется в тепло:

$$P_k = P_0 - P_1$$

КПД:

$$\eta = \frac{P_1}{P_0}$$

Работа генератора с внешним возбуждением (ГВВ) на биполярном транзисторе (БТ)

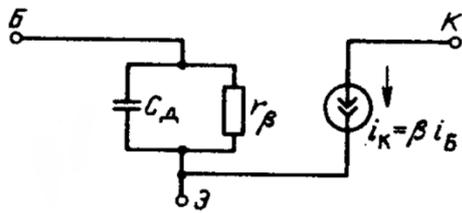
Если брать мощные БТ это фактически параллельно подключенные друг к другу маломощные БТ.

В работе БТ может быть в 4 состояниях:

- эмиттерный переход открыт, коллекторный переход закрыт – АКТИВНОЕ состояние
- оба перехода закрыты – режим ОТСЕЧКИ
- оба перехода открыты – режим НАСЫЩЕНИЯ
- эмиттерный переход закрыт, коллекторный переход открыт - ИНВЕРСНОЕ состояние

С точки зрения схем включения они могут быть: ОЭ, ОК, ОБ

В простейшем варианте эквивалентная схема транзистора выглядит таким образом:



C_d – диффузионная ёмкость транзистора

r_β – дифференциальное сопротивление

Активные свойства транзистора учитываются источником тока.

Схема не учитывает частото-зависимых свойств самого БТ и справедлива только для области НЧ. Областью НЧ считается значение $\omega \leq 0.3 \cdot \omega_\beta$

ω – граничное значение

ω_β – коэффициент передачи

Для более высоких частот эквивалентная схема преобразуется следующим образом:

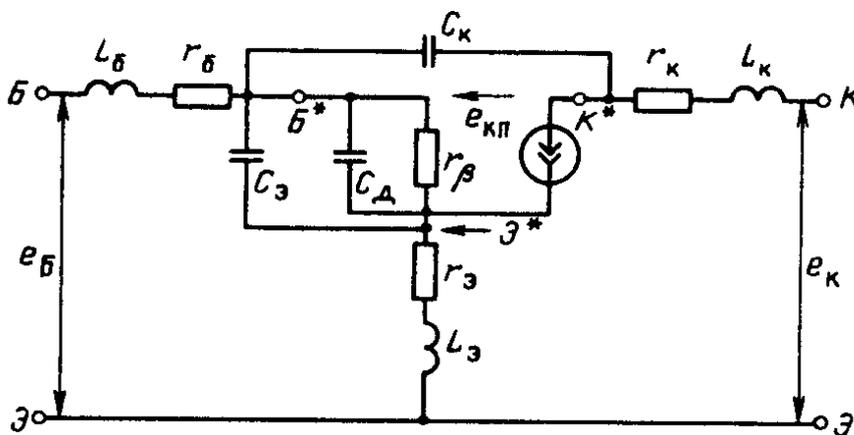


Схема дополняется частото-зависимыми параметрами.

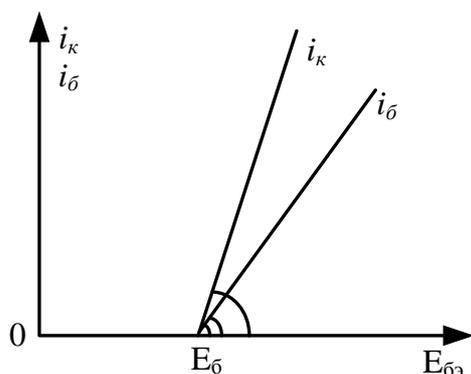
L – индуктивность соответствующих выводов (Э, Б, К)

r – активное сопротивление потерь на выводах

C_ε – ёмкость эмиттерного перехода

C_κ – ёмкость коллекторного перехода

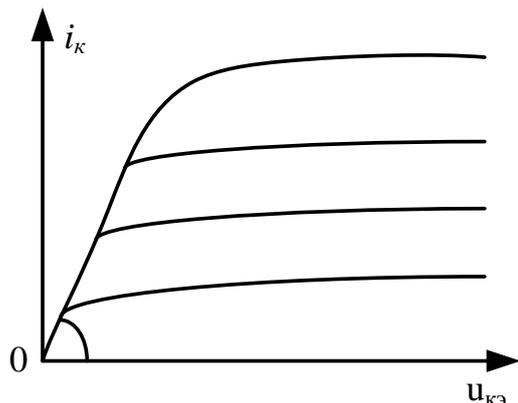
Характеристики транзистора все нелинейные и частото-зависимые, поэтому их анализ крайне сложен. На практике делают следующее: характеристики представляются в виде отрезков прямых линий (полигональная аппроксимация) исходящих из точки напряжения отсечки.



В данном случае изображены входная и проходная характеристики.

Тангенсы углов образованных этими прямыми являются крутизной соответственно тока базы и тока коллектора.

Выходная характеристики по аналогии выполняется в виде отрезков горизонтальных прямых линий:



Тангенс угла здесь – крутизна граничного (критического) режима

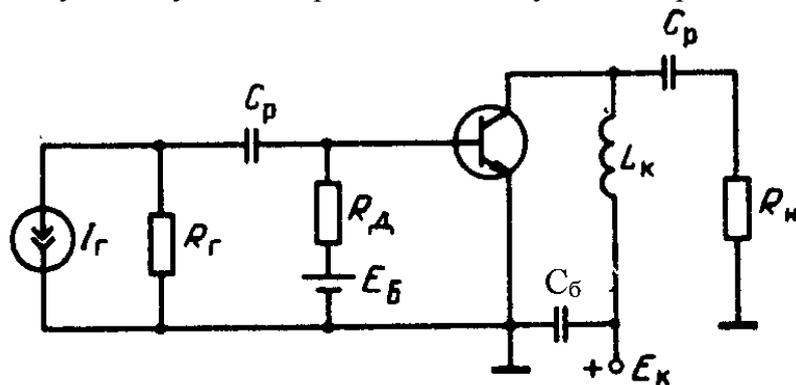
В транзисторе влияние реактивных элементов учитывается частото-зависимым коэффициентом передачи, который определяется следующим образом:

$$|\beta| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_\beta}\right)^2}}$$

ω_β – предельная частота по коэффициенту передачи

Базовая часть БТ работающего в генераторе, содержит источник возбуждения с выходным сопротивлением $R_{генератора}$, разделительный конденсатор, сопротивление которого много меньше, чем сопротивление открытого перехода, источник смещения и сопротивление делителя для подачи этого смещения.

Общую схему можно представить следующим образом:



I_r, R_r – источник и его сопротивление

C_p – разделительные конденсаторы

E_b – источник напряжения смещения с сопротивлением R_d

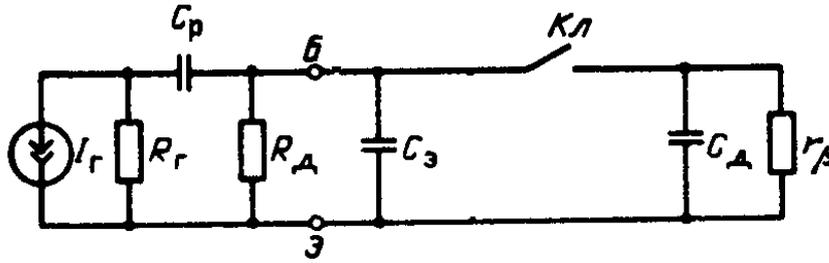
$C_б$ и $L_б$ – блокирующая емкость и индуктивность, чтобы полезная мощность питания не уходила в источник питания, а уходила в нагрузку

Два варианта состояния цепи:

- БТ открыт
- БТ закрыт

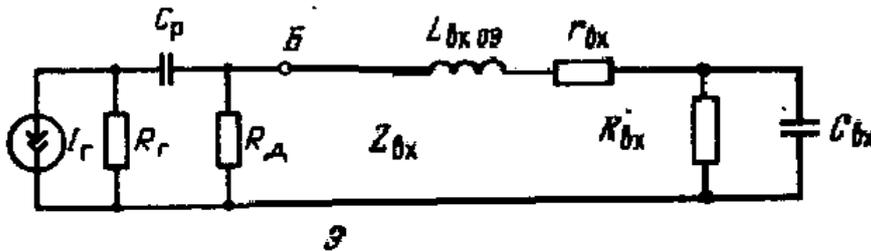
Схему базовой части можно представить в 2 вариантах:

Состояние, когда транзистор закрыт, состояние входной части генератора:

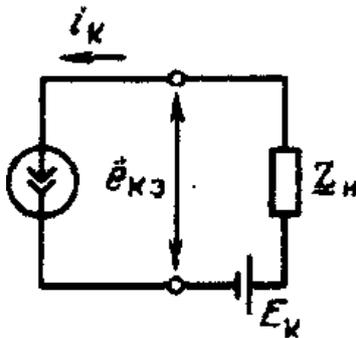


Транзистор закрыт (Кл разомкнут), то есть постоянный ток не течет, и имеется только $C_э$ – эмиттерная емкость

Состояние, когда транзистор открыт, состояние входной части генератора:

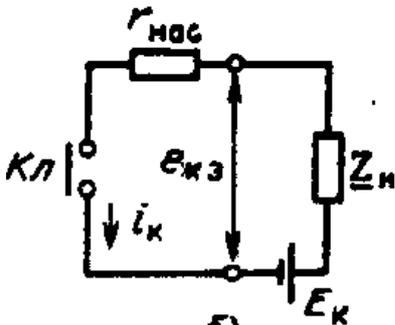


Коллекторная часть генератора представляет собой следующую схему, когда транзистор открыт:



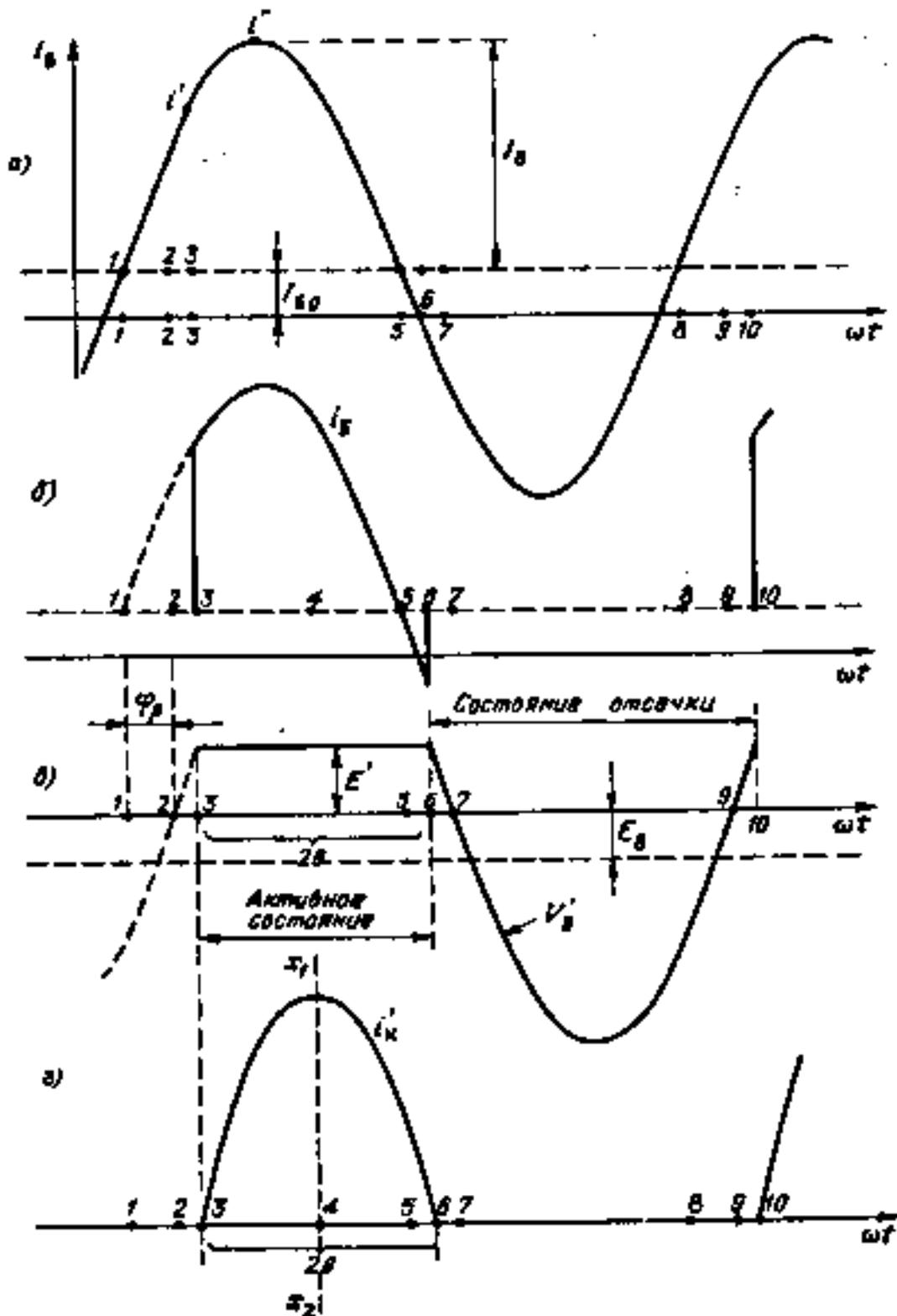
$$i_k = |\beta| \cdot i_б$$

Для закрытого состояния коллекторная часть генератора будет выглядеть следующим образом:



Имеется ввиду то, что стоит в схеме Кл, то есть ток через коллекторный переход в закрытом состоянии не протекает.

Работу генератора можно проследить на энорах:



К схеме подведен источник тока с амплитудой и базой. С момента времени точка 1 он принимает положительное значение, в точке 2 напряжение достигает на базе нуля, а в точке 3 открывается эмиттерный переход. До этого ток тек через ёмкость эмиттера, а теперь непосредственно через сам переход. Импульс базового тока начинается скачком в точке 3 и далее повторяет форму косинусоиды на интервале 3-6. В точке 6 переход закрывается, ток скачком обращается в 0 и за счет имеющейся емкости перехода может быть бросок напряжения. Причем данная величина может быть амплитудного значения. В коллекторной цепи форма тока повторяет косинусоиду в интервале открытого состояния, то есть точки 3,6. При этом передний фронт определяется диффузионной емкостью и дифференциальным сопротивлением, а также всеми цепями схемы. Задний фронт определяется только диффузионной ёмкостью и дифференциальным сопротивлением.

Импульс коллекторного тока имеет место тогда, когда эмиттерный переход открыт. Форма импульса несимметрична, так как передний фронт определяется внешними и внутренними цепями, а задний фронт только параметрами транзистора, то есть диффузионной ёмкостью и дифференциальным сопротивлением.

Тогда, постоянная времени в закрытом состоянии:

$$\tau_{\text{зак}} = \frac{R_{\Gamma} \cdot R_{\text{д}} \cdot C_{\text{э}}}{(R_{\Gamma} + R_{\text{д}})}$$

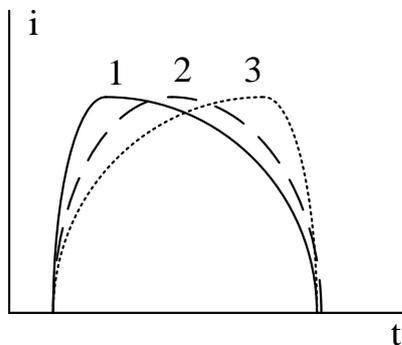
Постоянная времени в открытом состоянии:

$$\tau_{\text{от}} = C_{\text{д}} \cdot \gamma_{\beta}$$

$C_{\text{д}}$ – диффузионная ёмкость

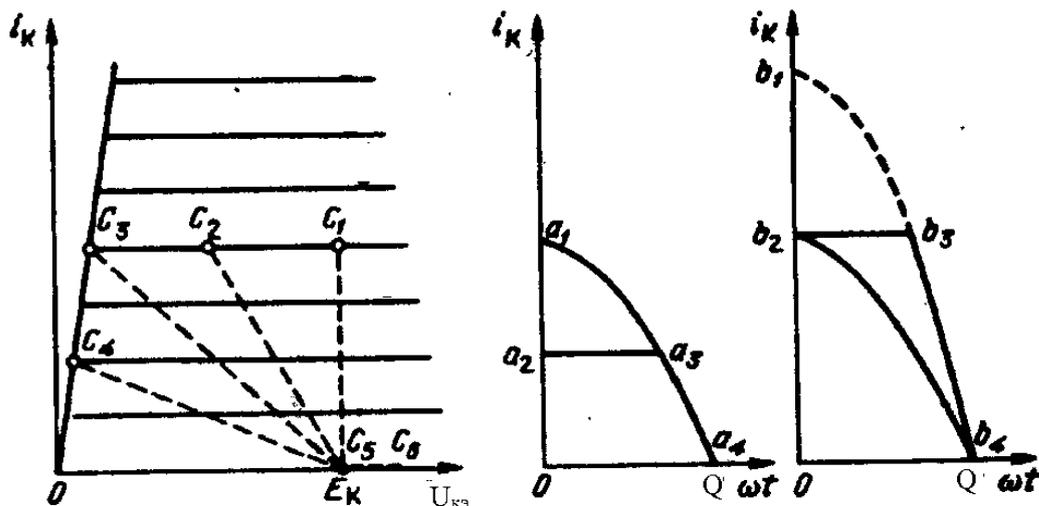
γ_{β} – дифференциальное сопротивление

Условием симметричности будет равенство этих постоянных времени. Схематично можно представить следующим образом:



Эта симметричность достигается путем выбора $R_{\text{делителя}}$. На нижнем графике показано: 1 – $R_{\text{делителя}}$ меньше оптимального значения, 2 – $R_{\text{делителя}}$ равно оптимальному значению, 3 – $R_{\text{делителя}}$ больше оптимального.

Динамические характеристики:



При малых сопротивлениях нагрузки режим недонапряженный и динамическая характеристика представляет собой $C1, C5$ либо $C2, C5, C6$, а импульс тока $a1, a3, a4, 0$. Если сопротивление нагрузки равно граничному значению, то соответственно, режим будет граничным или критическим, характеристика $C3, C5, C6$, импульс тока такой же как и в предыдущем случае. Если сопротивление нагрузки больше граничного значения, то режим становится перенапряженным, характеристика $C4, C5, C6$, импульс тока – $a2, a3, a4, 0$, то есть происходит ограничение сверху. Аналогично можно получить следующее: если $R_{\text{нагрузки}}$

равно граничному значению и мы начнем увеличивать базовый ток (например, до верхней линии на выходной характеристике), то получим соответственно характеристику, которая представлена буквами *b*. То есть при таком ограничении получается квазиключевой режим работы. И в предельном случае, когда верхний угол отсечки и нижний угол отсечки импульса тока равны – это ключевой режим.

Это мы рассмотрели электрический режим, но мы говорили еще о том, что существует также тепловой режим. Здесь можно отметить, что при работе генератора с внешним возбуждением большая часть мощности рассеивается на коллекторном переходе транзистора и превращается в тепло, от этого повышается температура перехода транзистора. В справочных данных на транзистор дается максимальная температура перехода при превышении которой транзистор разрушается. Тепло от транзистора отводится в среду через корпус транзистора и мощные транзисторы, как правило, устанавливаются на радиатор. Тепловой поток по пути к внешней среде встречает ряд тепловых сопротивлений – это сопротивление «переход-корпус», сопротивление «корпус-радиатор» и сопротивление «радиатор-среда». Полное сопротивление – это сумма этих сопротивлений.

Максимальная мощность, рассеиваемая транзистором:

$$P_{x \text{ макс}} = \frac{T_{\text{доп}} - T}{R_{\text{п-с}}}$$

$T_{\text{д}}$ – предельная допустимая температура перехода

T – температура среды

$R_{\text{п-с}}$ – сопротивление «переход-среда»

Помимо БТ существуют еще и мощные полевые транзисторы. По своей структуре они бывают:

- полевые транзисторы с длинным каналом
- ПТ с коротким каналом (здесь речь идет не о проводимости)

Транзисторы с длинным каналом обладают более нелинейными характеристиками. В настоящее время они практически не выпускаются. С точки зрения энергетического режима и построения динамических характеристик они точно такие же с той лишь разницей, что в отличие от БТ полевой транзистор управляется напряжением а не током.

Прочитать про полевой транзистор дополнительно.

Особенность ПТ от БТ: ПТ способны к саморегулированию по температуре. При повышении температуры канала и самого полупроводника возрастает его сопротивление, в связи с этим уменьшается ток через канал и следовательно рассеиваемая мощность.

Умножители частоты

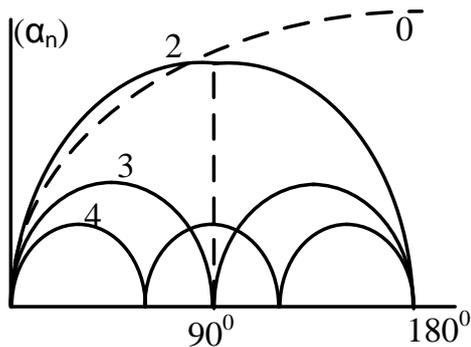
Умножители частоты предназначены для повышения частоты в целое число раз. Основными параметрами являются:

- кратность умножения частоты,
- рабочая частота или диапазон частот,
- степень подавления входной частоты и побочных частот,
- энергетические параметры (выходная мощность, КПД, коэффициент передачи и так далее).

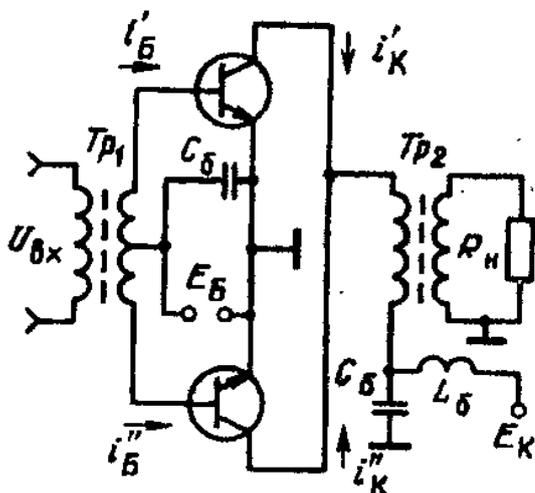
По типу используемых полупроводниковых приборов они подразделяются на 2 вида:

- умножители на нелинейных активных элементах,
- умножители на нелинейных пассивных элементах.

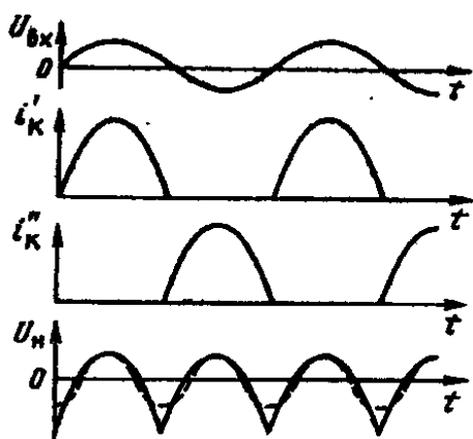
Умножители частоты на нелинейных активных элементах (на транзисторах) по своему существу являются генераторами с внешним возбуждением и отличаются только тем, что выходной контур настроен на гармонику частоты возбуждения, а режим выбирается таким образом, чтобы получить максимальную выходную мощность требуемой гармоники и КПД. Наиболее часто используются удвоители и утроители напряжения. Более высокая кратность применяется редко, так как резко падает выходная мощность и КПД. Анализ работы и расчет параметров производится также как и у обычно генератора с внешним возбуждением. Так как выходной ток можно представить гармоническим из условия фильтрации, то для получения максимальной выходной мощности и КПД используют граничный режим. Транзистор работает с отсечкой коллекторного тока в режиме класса Б или С, угол отсечки имеет оптимальное значение в зависимости от кратности умножения.



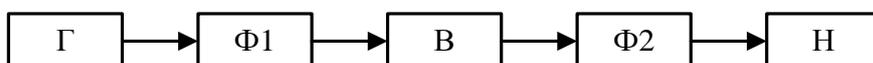
Если брать зависимость коэффициента разложения по гармоникам от угла отсечки, то модуль коэффициента имеет максимумы. Цифрами обозначен номер гармоники и соответствующая им кривая. Для примера здесь приведены 2, 3, и 4 коэффициенты гармоник. Максимальный уровень выходной мощности соответствует максимальным значениям коэффициентов, но при выборе угла отсечки берется крайний левый максимум, так как при этом потребляемая мощность минимальна и этим достигается более высокий КПД. Для постоянной составляющей прямая проведена пунктиром. То есть чем левее, тем меньше потребление, а с точки зрения отдаваемой мощности эти максимумы равнозначны. С увеличением кратности умножения уменьшается относительная расстройка между гармониками и усложняется выходной фильтр. Для облегчения в настройке часто применяют широкополосные не перестраиваемые фильтры. В этом случае режим выбирают таким образом, чтобы в выходном спектре напряжения и тока были бы значительно ослаблены (нежелательные). В идеальном варианте должна присутствовать только требуемая гармоника. В данном случае часто используют двухтактный удвоитель частоты



Временные диаграммы поясняющие принцип работы:



Благодаря Тр1 (трансформатор 1) заземленном по радиочастоте в средней точке за счет емкости транзисторы возбуждаются одинаковыми по амплитуде токами и противоположными фазами. Коллекторные цепи включены параллельно, напряжение смещения выбирается равным напряжению отсечки транзистора и отсюда угол отсечки равен 90° . Выходное напряжение состоит из четных гармоник (2, 4, и так далее) и амплитуда 4 и более высших гармоник здесь относительно не велики. Наличие нижнего сгиба проходной характеристики реального транзистора приводит к снижению амплитуд этих гармоник. Если такой умножитель выполнить на полевых транзисторах, то степень подавления гармоник будет еще выше из-за наличия продолжительного квадратичного участка на характеристике транзистора. На этом участке крутизна пропорциональна мгновенному напряжению на затворе. В современных радиопередатчиках такие транзисторные умножители частоты применяют на частоты до 5 – 10 ГГц. Для получения более высоких частот используются полупроводниковые приборы типа варикапов (бывает 2 вида: настроечные, которые применяются для перестройки по частоте и умножительные, к какому типу они относятся в справочнике. Умножительные варикапы называются варакторы). Структуру варакторного умножителя можно представить следующим образом:



Г – источник,

Ф1 , Ф2 – полосовые фильтры, причем полосы пропускания этих фильтров не перекрываются

В – варактор,

Н – нагрузка

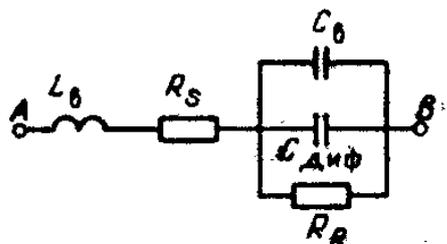
Существуют 2 режима работы варакторного умножителя:

- когда варактор даже при максимальных напряжениях заперт и в этом случае угол отсечки равен 0.
- когда варактор открыт на части периода колебания и угол отсечки больше нуля

В первом случае входной гармонический ток с частотой ω , протекающий через варактор создает на нем негармоническое напряжение в следствие которого возникает выходной гармонический ток с частотой $n\omega$ (n – кратность умножения), то есть происходит преобразование колебаний с одной частоты в колебание с другой частотой.

Во втором случае в цепи смещения варактора появляется постоянный ток – это побочный продукт работы диода как выпрямителя. Теоретический КПД варакторного умножителя частоты с углом отсечки равным нулю равен 1. Однако в действительности из-за потерь в фильтрах и самом варикапе КПД меньше.

Эквивалентная схема варактора выглядит следующим образом:



L – индуктивность выводов

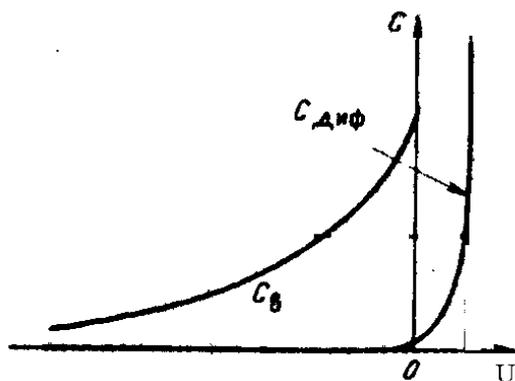
R_S – сопротивление материала полупроводника

R_r – дифференциальное сопротивление перехода

C_0 – барьерная емкость

C_d – диффузионная емкость

Зависимость емкости варикапа от мгновенного приложенного напряжения можно представить следующим графиком:



Барьерная емкость изменяется мало, обычно в 2-4 раза. Диффузионная емкость при обратных смещениях равна нулю и резко возрастает при приближении напряжения к напряжению отсечки. Поскольку барьерная емкость меняется мало и собственные её значения тоже малы, то такие множители частоты применяются с углом отсечки равным нулю на частотах более 10 ГГц и в качестве удвоителей и утроителей частоты. В умножителях частоты большей кратности и работающих на более низких частотах обычно используется режим с отпираием рп перехода, то есть угол отсечки больше нуля. В этом случае к барьерной емкости добавляется еще и диффузионная, которая превышает барьерную емкость на несколько порядков. В результате наличия этой емкости возрастает накопленный заряд, возрастает рабочий ток и преобразуемая мощность. При этом выходная мощность и КПД оказываются достаточно большими даже при высокой кратности (до 5-7). Условия минимизации потерь различны в открытом и закрытом состоянии рп-перехода.

В открытом состоянии необходимо, чтобы ток протекал через диффузионную емкость, то есть должно выполняться неравенство:

$$\frac{1}{\omega \cdot C_d} \gg R_R$$

тогда ограничение будет таким:

$$\omega > \frac{10}{\tau_{рек}}$$

$$\tau_{рек} = C_d \cdot R_R$$

10 добавляется для запаса (т.е. минимум увеличение в 10 раз)

В закрытом состоянии потери будут малы, если выполняется следующее неравенство:

$$\omega < \frac{1}{10 \cdot C_B \cdot R_S}$$

Кроме этого в варакторах имеют место потери из-за конечного времени восстановления закрытого рп-перехода:

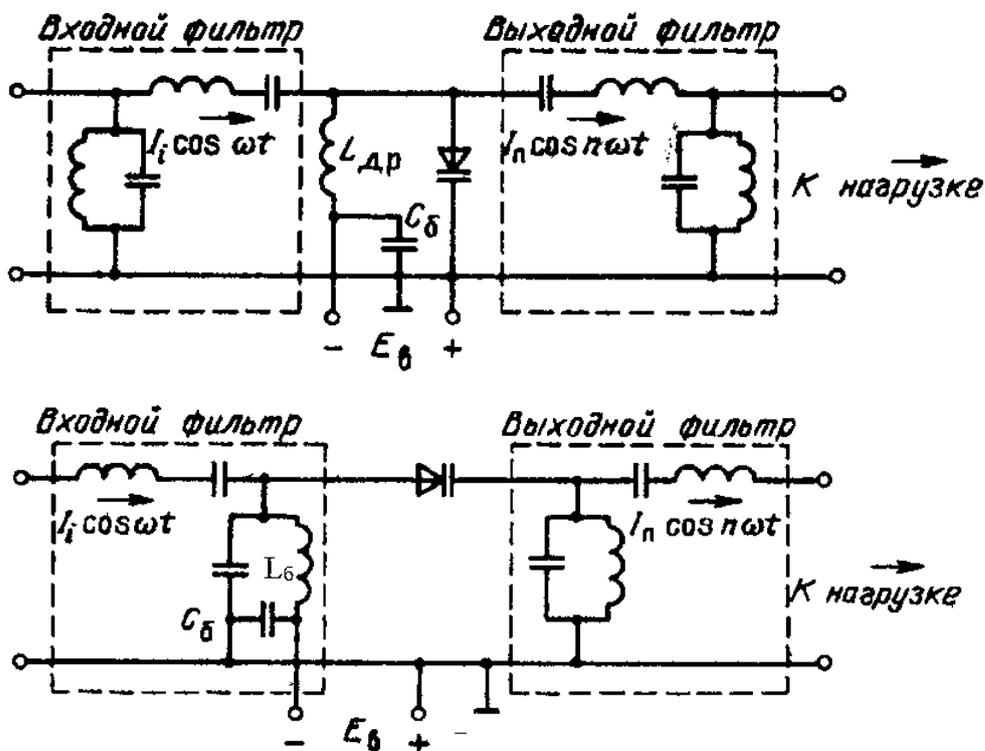
$$\omega < \frac{1}{10 \cdot t_B}$$

t_B – время восстановления

Потери незначительны если неравенство выполняется.

Таким образом, в интервале частот, ограниченном этими 3 неравенствами варактор эквивалентен нелинейной емкости с относительно малыми потерями, как в открытом состоянии так и в закрытом.

Существуют 2 вида схем включения:



Первая схема – это параллельная; вторая – последовательная

Фильтры здесь показаны как LC, но так как речь идет о СВЧ диапазоне, то они выполняются либо в виде микрополосковых, либо в виде волноводных конструкций. При определенных соотношениях элементов схемы эти схемы равнозначны.

16.03.15

Гармонический анализ производится не между токами и напряжениями, а между зарядами, поскольку основную роль здесь играет ёмкость. Сам анализ приводить в лекциях не будем.

Устойчивость генераторов с внешним возбуждением

Здесь понятие устойчивости отличается от приемников, поскольку мощности сигналов в десятки раз выше, чем слабые сигналы у приемников. Поэтому понятие устойчивости применяется для какого-либо возможного, но не всегда определенного состояния или процесса, например, статическое равновесие, процесс вынужденных автоколебаний. Режим называется устойчивым, если мгновенное состояние системы отличное в начальный момент

времени от этого режима с течением времени приближается к нему, другими словами, в момент включения состояние не устойчивое. А через какой-то момент времени становится устойчивым. Режим не устойчивый, когда мгновенное состояние удаляется с течением времени.

Если параметры ГВВ постоянны и никаких внешних возбудителей нет, то такая система называется автономной. В этой системе могут существовать устойчивые и неустойчивые состояния статического равновесия, автоколебательные режимы, переходные процессы и так далее. Практически единственной причиной неустойчивости является в таких системах преднамеренно организованная или паразитная обратная связь. Если имеется несколько устойчивых режимов, то какой из них будет установлен будет зависеть от начальных условий, то есть при включении системы к сети питания. Наиболее частыми являются паразитные автоколебания.

В рабочем режиме на ГВВ действует внешнее воздействие, то есть подается сигнал, и такой генератор становится не автономной системой и параметры его будут зависеть от параметров внешнего возбуждения. Например, колебания когерентные и некогерентные с основным сигналом внешнего возбуждения, то есть система устойчивая и мы подаем на неё полезный сигнал, параллельно с ним возникают побочные колебания, например, режимы деления частоты, искажение закона модуляции и тому подобное

Неавтономная система без обратных связей может быть не устойчивая из-за изменения энергоемких параметров. Из них наиболее трудно прогнозируемые – это параметрические явления, износ деталей и обратная связь. Влияние обратных связей определяется комплексной передаточной функцией для линейного усилителя с одной частотой обратной связи, ее представим в таком виде:

$$\underline{W} = \frac{\underline{K}}{1 - \underline{K} \cdot \underline{B}} = \underline{K} / (1 - \underline{T})$$

Подчёркивание снизу означает, что это не число, а комплексная функция

Вся система состоит из однонаправленных блоков, каждый из которых описывается этим выражением.

В этом выражении \underline{K} – направленное от входа к выходу комплексное передаточная функция ветви прямой передачи, которая определяется следующей формулой:

$$\underline{K} = \underline{K}(j\omega)$$

\underline{B} (уравнение как и у \underline{K}) – комплексная передаточная функция, направленная от выхода ко входу за счет ветви обратной связи

$$\underline{K} \cdot \underline{B} = \underline{T}$$

Формула выражает полную передаточную функцию разомкнутой ветви обратной связи или другими словами петлевое усиление.

Знаменатель, общий для всех функций называют возвратной разностью.

Если полная передаточная функция разомкнутой петли равна 1, то есть $\underline{T} = 1$, то тогда система теряет устойчивость.

Характеристика этой функции всегда очень сложна и всегда есть на АЧХ частота, на которой модуль меньше или равен единице и есть пик, поэтому при таких неопределённых ограничиваются модулем меньше или равным 0,2.

Параметрические явления являются следующей серьезной проблемой. Они оцениваются понятием параметрическая чувствительность:

$$S_K^W = \frac{dW}{dK} \cdot \frac{K}{W} = \frac{1}{1 - \underline{T}}$$

Другими словами, это уравнение можно описать таким образом, что если значение T стремится к 1, то чувствительность S стремится к бесконечности, то есть S становится наиболее высокой и система будет неуправляемой.

У любого транзистора есть внутренняя обратная связь, и соответственно, устойчивость:

$$Y_{\text{вх}} = Y_{11} - \frac{Y_{12} \cdot Y_{21}}{Y_{22} + Y_{11}} - \text{входная проводимость}$$

$$Y_{\text{вых}} = Y_{22} - \frac{Y_{12} \cdot Y_{21}}{Y_{22} + Y_{11}} - \text{выходная проводимость}$$

Входная и выходная проводимость определяется вышеизложенными выражениями, в приемниках проводимости расшифрованы.

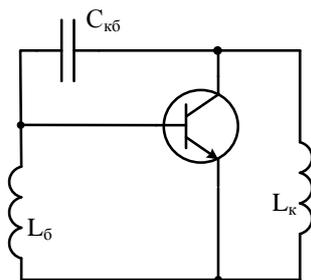
Существует обратная проводимость в самом транзисторе и параметры выхода каскада влияют на параметры входа. Здесь в лучшем случае может случиться самовозбуждение, а в худшем даже и не знаю что.

Условием устойчивости является следующее неравенство:

$$\text{Re}Y_{\text{вх}}(\omega) + \text{Re}Y_{\text{источ}}(\omega) > 0$$

$$\text{Re}Y_{\text{вых}}(\omega) + \text{Re}Y_{\text{нагруз}}(\omega) > 0$$

Причины возникновения самовозбуждения: они возникают из-за паразитных параметров активных элементов (БТ, ПТ). Самовозбуждение может возникать либо на частотах ниже рабочей, либо на частотах выше рабочей. Схему изобразим следующим образом:



НЧ – индуктивная трехточка

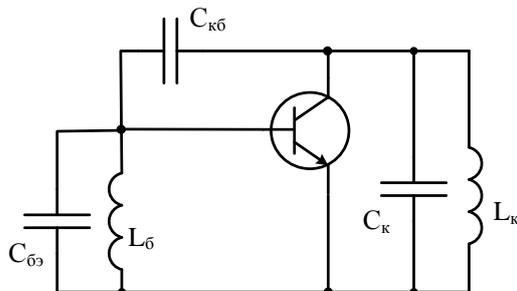
Здесь получается стандартный автогенератор, L_b – это емкость связи

$C_{кб}$ – ёмкость коллектор база

L_b – индуктивность базы

L_k – индуктивность коллектора

Вторая схема:



ВЧ

Здесь образуется 2 контура колебательных

Мерой борьбы с такими колебаниями является снижение добротности паразитных контуров.

Цепи согласования (цепи связи)

Нужно передать максимально полезную мощность по цепи. Цепи согласования подразделяются на:

- узкополосные (резонансные)
- широкополосные

По месту применения их разделяют:

- входные
- межкаскадные
- выходные

Требования к цепям связи:

Z_n здесь будет подразумеваться $Z_n(\omega)$

1. Трансформировать на основной частоте ω комплексное сопротивление Z_n в такое комплексное сопротивление $Z_{вх}$, которое является оптимальным, то есть близким или равным $R_{экв}$ для электронного прибора



Z_n – сопротивление последующего каскада

Для межкаскадных и входных цепей согласования Z_n есть входное сопротивление последующего каскада, $Z_{вх}$ – сопротивление предыдущего каскада

2. Обеспечивать определенные входные и выходные сопротивления выходных и межкаскадных цепей связи на частотах высших гармоник. Для большинства случаев достаточно обеспечивать относительно большие или малые сопротивления по сравнению с их значением на основной частоте. То есть если сопротивление большое то будет поглощение, если малое то токи высших гармоник уйдут просто на землю. Исключение здесь составляют бигармонический и ключевой режимы, где эти сопротивления должны быть вполне определенными. Цепи связи должны обеспечивать достаточно низкое или высокое сопротивление на частотах много ниже или выше рабочего диапазона, чтобы исключить полностью или свести до минимума опасность возбуждения колебаний.

3. Задерживать (отфильтровывать) высшие гармоники в нагрузке, чтобы их мощность не превышала определенных значений

4. Вносить малые потери мощности и высокий КПД на основной частоте

5. В широкодиапазонных генераторах сохранять заданные характеристики во всем рабочем диапазоне частот

6. Предусматривать работу при заданных уровнях мощности

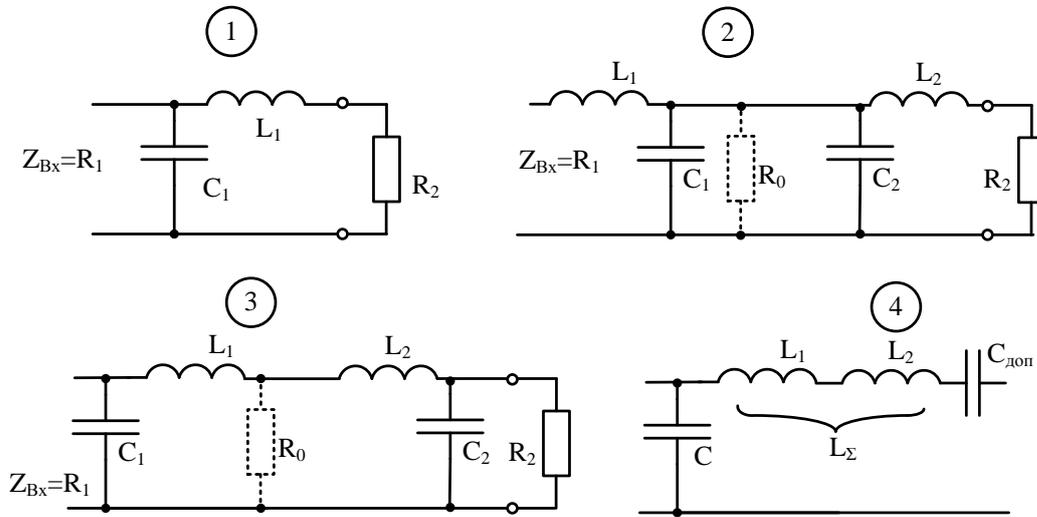
Все эти требования одинаково хорошо удовлетворить нельзя, поэтому в конкретных условиях отдельные из них считаются главными, а другие – второстепенными. В предварительных и предоконечных каскадах основным является трансформация сопротивления. Правильное проектирование обеспечивает и фильтрацию высших гармоник и в них не требуется высокий КПД. В выходных каскадах вследствие дополнительных требований часто функции фильтрации гармоник переключаются на отдельно проектируемые устройства, то есть на отдельный трансформатор с сопротивлением.

Резонансные цепи связи согласования

Узкополосными условно считаются цепи связи с коэффициентом перекрытия по частоте 1,1 или 1,2 или менее. Коэффициент деления на умеренно высоких частотах:

$$K = \frac{f_{max}}{f_{min}} \leq 1.1 \dots 1.2$$

Для таких цепей связи параллельный и последовательный контур не применяются из-за неоправданно высоких токов и напряжений в них возникающих. В современных средствах связи эти цепи связи строят в виде Г, П, Т – образных контуров. Согласующие цепи по сути выполняются в виде ФНЧ, в продольных ветвях индуктивности, а в поперечных – ёмкости.



R_2 – сопротивление нагрузки на цепь связи, то есть входное сопротивление последующего каскада

$Z_{вх} = R_1$ – выходное сопротивление предыдущего каскада или входное данной цепи

Схема 1 – простейшая Г-образная цепочка

Схема 2 – Т-образная цепочка

Схема 3 – П-образная цепь

При применении таких цепей обеспечивается лучшая фильтрация гармоник и одновременно с этим паразитные входные и выходные емкости и индуктивности транзистора довольно легко включаются в состав этих звеньев, то есть они как бы уже не становятся паразитными, а включатся в цепочку за счёт уменьшения значения элементов. Либо могут образовывать отдельные согласующие звенья. Эти цепи легко образуются на рассредоточенных элементах (дискретные значения индуктивности) на частотах связи 100-300 МГц, и на распределённых элементах (например, коаксиальные линии) до порядка 18 МГц.

Г-образная цепочка обеспечивает трансформацию сопротивления R_2 в R_1 , причем R_1 всегда больше R_2 . Т и П-образные цепочки строятся в виде последовательно соединённых Г-образных цепочек. Поэтому здесь допускается произвольное соотношение R_1 и R_2 . При этом трансформация сопротивлений здесь происходит в 2 этапа. На первом этапе правая цепочка трансформирует сопротивление R_2 в некоторое сопротивление R_0 , а левая – R_0 в R_1 . R_0 как такового сопротивления в схеме нет. В П-цепочке R_0 выбирается меньше наименьшего из R_1, R_2 и наоборот в Т-цепочке R_0 выбирается больше наибольшего из R_1 и R_2 . То есть трансформация сопротивления происходит скачкообразно. Если будут включены последовательно Г-образные цепи (на рисунке встречно), то R_0 выбирается как среднее геометрическое из R_1 и R_2 . Поскольку в Г-цепочках потери минимально возможные и пропорциональны коэффициенту трансформации (он равен $K=R_1/R_2$), то переход к П и Т-цепочкам ведет к значительному увеличению потерь относительно Г-цепи (в 3, 5 раз и более). Поэтому такой переход целесообразен только с целью повышения фильтрации гармоник, удобства настройки и необходимости учёта емкостей и индуктивностей вывода транзистора. В частности при уменьшении R_0 в П-цепи или увеличении R_0 в Т-цепи с увеличением потерь возрастают резонансные свойства, сужается полоса пропускания, но при этом улучшается фильтрация гармоник. Все эти рассмотренные цепи трансформируют сопротивление только на одной частоте, практически полоса пропускания для них цепей используемых генераторов

может достигать только 10 – 20 %, при более широкой полосе , то есть когда коэффициент перекрытия больше 1-2 эти цепи выполняют в виде ФНЧ трансформатора, то есть последовательным включением Г-образных цепочек. При этом обеспечивается произвольная трансформация с некоторым допустимым отклонением сопротивления и одновременная фильтрация высших гармоник, фактически такие ФНЧ трансформаторы используют в диапазоне коэффициента трансформации от 0,1 до 10, коэффициент перекрытия по частоте менее 2 – 3, при числе LC элементов не более 6-8. С ростом частоты уменьшаются требуемые значения индуктивности и емкостей, что затрудняет их реализацию, а особенно если требуемые значения индуктивности менее 10 – 20 нГн. Выходом из такого положения является Схема 4.

В данном случае индуктивность увеличивается с помощью Lдополнительное до конструктивно выполнимой и компенсируется конденсатором Cдополнительное, то есть получается, что Cдоп и Lдоп – последовательный контур настроенный в резонанс на основную частоту. В связи с этим становятся лучше выражены резонансные свойства, лучше фильтрация гармоник, но уже полоса пропускания и больше потери. На ВЧ кроме уменьшения значения индуктивности и ёмкостей сказывается влияние индуктивностей и емкостей транзистора. Благодаря низким напряжениям и большим токам, малым входным и выходным сопротивлениям колебательные системы легко выполнимы на сосредоточенных элементах до 1-2 ГГц и в микрополосковом исполнении 18 МГц. Конструктивно транзисторы выполняются с минимальной индуктивностью общего вывода, для этого его соединяют с корпусом. Мощные транзисторы, используемые в таких генераторах имеют в справочнике ссылку на общий вывод (ОБ или ОЭ). Остальные выводы делаются в виде широких полосок и легко включаются в схему, то есть припаиваются к печатной плате. На относительно ВЧ следует использовать и учитывать емкости и индуктивности выводов транзисторов, особенно Lб, Cбаза-корпус, Lк, другие паразитные параметры компенсируются за счет цепей. Кроме этого, выпускаются специальные транзисторы, которые уже имеют внутри себя цепи согласования с целью повышения входного/выходного сопротивления 0,5-1 Ом на частотах от 100 МГц и выше

24.03.15

В диапазоне СВЧ дискретные элементы (L,C) чаще всего оказываются нереализуемы, поэтому даже начиная с частот 100-300 МГц эти элементы выполняют в виде отрезков линий. Это объясняется тем, что можно получить очень высокую точность параметров элементов и соответственно, более высокие и точных характеристики цепей связи.

Входное сопротивление линии можно описать следующим уравнением:

$$\underline{Z}_{\text{вх}} = \underline{Z}_{\text{н}} \cdot \frac{\left[1 + j \frac{\underline{Z}_{\text{с}}}{\underline{Z}_{\text{н}}} \cdot \text{tg} \theta \right]}{\left[1 + j \frac{\underline{Z}_{\text{н}}}{\underline{Z}_{\text{с}}} \cdot \text{tg} \theta \right]} \quad (1)$$

Нижнее подчёркивание означает, что величина комплексная

$Z_{\text{с}}$ – волновое сопротивление линии

Электрическая длина линии, выраженная либо в градусах (первое выражение), либо в радианах (второе выражение):

$$\theta = 360 \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{эф}}} \cdot \frac{l}{\lambda}$$

$$\theta = 2\pi \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{эф}}} \cdot \frac{l}{\lambda}$$

l - геометрическая длина линии

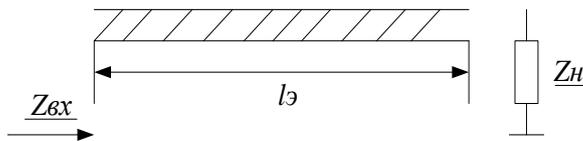
λ – длина волны

$\epsilon_{эф}$ – эффективная д/э проницаемость диэлектрика, на котором расположена линия

Связь электрической длины линии с геометрической, величина в м:

$$l_э = l / \sqrt{\epsilon_{эф}}$$

В общем виде можно изобразить таким образом:



Электрическая длина линии всегда короче геометрической.

Для практического использования здесь представляет интерес 4 частных случая:

$$1) \frac{|Z_H|}{Z_c} < 0.3; l_э < \frac{\lambda}{8}; tg\theta < 1$$

При этом можно пренебречь вторым слагаемым в знаменателе уравнения 1, тогда

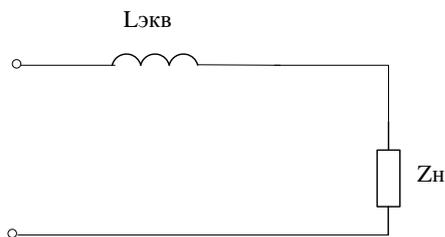
$$\underline{Z}_{ЭКВ} \approx j\underline{Z}_c tg\theta + \underline{Z}_H \approx j\omega L_{ЭКВ} + \underline{Z}_H$$

В этом выражении

$$L_{ЭКВ} = \frac{Z_c}{\omega} tg\theta \approx \frac{Z_c}{\omega} \frac{2\pi l_э}{\lambda} = \frac{Z_c \cdot l \cdot \sqrt{\epsilon_{эф}}}{C}$$

C – скорость света

В данном случае линия оказывается эквивалентной последовательной индуктивности величина которой не зависит от частоты. Схема превращается в такую:



$$2) \frac{|Z_H|}{Z_c} > 3; l_э < \frac{\lambda}{8}; tg\theta < 1$$

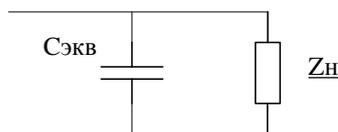
При таких условиях в числителе уравнения 1 можно пренебречь вторым слагаемым, тогда уравнение можно записать не в виде сопротивлений, а в виде проводимости:

$$\underline{Y}_{ВХ} = \frac{1}{\underline{Z}_{ВХ}} \approx j \frac{1}{\underline{Z}_c} tg\theta + \frac{1}{\underline{Z}_H} = j\omega C_{ЭКВ} + \frac{1}{\underline{Z}_H}$$

В этом выражении $C_{ЭКВ}$:

$$C_{ЭКВ} = \frac{1}{\omega \underline{Z}_c} tg\theta \approx \frac{1}{\omega \underline{Z}_c} \frac{2\pi l_э}{\lambda} = \frac{l \sqrt{\epsilon_{эф}}}{C \cdot \underline{Z}_c}$$

В данном случае линия становится эквивалентна параллельной емкости и схему можно представить следующим образом:



$$3) \frac{|Z_H|}{Z_c} > 3; \frac{\lambda}{8} < l_э < \frac{3\lambda}{8}; tg\theta < 1$$

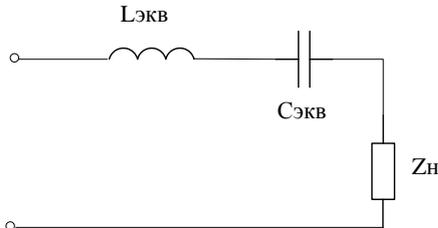
При удовлетворении этих неравенств можно в знаменателе уравнения 1 пренебречь единицей, тогда входное сопротивление переписывается так:

$$\underline{Z}_{\text{вх}} \approx jZ_c \text{ctg}\theta + \frac{Z_c^2}{Z_H}$$

Частотная зависимость реактивной составляющей входного сопротивления $j \cdot \underline{Z}_c \cdot \text{ctg}\theta$ близка к зависимости последовательного LC контура вблизи резонанса, то есть

$$Z_{LC}(\omega) = \omega L - \frac{1}{\omega C}$$

В этом случае схема выглядит следующим образом:



$L_{\text{ЭКВ}}$ и $C_{\text{ЭКВ}}$ выбирают таким образом на частоте ω_0 , чтобы выполнялось выражение

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{ЭКВ}} \cdot C_{\text{ЭКВ}}}}$$

И частота ω_0 соответствовала длине волны $\lambda/4$. Кроме этого, при относительной расстройке (относительно ω_0), $\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$, меньшей 0,2-0,3 обеспечивалось равенство

$$X_{LC}(\omega) = \omega L - \frac{1}{\omega C}$$

$$X_{\text{вх}} = j \cdot \underline{Z}_c \cdot \text{ctg}\theta$$

Для этого характеристическое сопротивление контура выбирается в 2 раза меньше волнового сопротивления линии

$$p = 0.5 \cdot \underline{Z}_c$$

$$4) \frac{|Z_H|}{Z_c} < 0.3; \frac{\lambda}{8} < l_{\text{э}} < \frac{3\lambda}{8}; |\text{tg}\theta| > 1$$

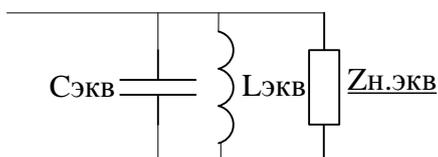
В данном случае в уравнении 1 можно пренебречь 1 в числителе:

$$\underline{Y}_{\text{вх}} = \frac{1}{\underline{Z}_{\text{вх}}} \approx -j \text{ctg}\theta + \frac{|Z_H|}{Z_c^2}$$

$-j \text{ctg}\theta$ – эквивалентная проводимость

В этом случае линию можно представить параллельным контуром с эквивалентным сопротивлением нагрузки

$$\underline{Z}_{\text{н.ЭКВ}} = \frac{Z_c^2}{Z_H}$$



Реактивная проводимость эквивалентная проводимости $-j \cdot \text{ctg}(\theta)$ параллельного контура. При выборе $C_{\text{ЭКВ}}$ и $L_{\text{ЭКВ}}$ ориентируются теми же требованиями что и в предыдущем варианте (то есть равенством проводимости и относительной расстройкой). Но для

обеспечения этих условий здесь характеристическое сопротивление должно быть вдвое больше сопротивления линии

$$p = 2 \cdot Z_c$$

В 3 и 4 случаях когда электрическая длина линии L_λ в 0,5-1,5 раза отличается от $\lambda/4$, то такая линия осуществляет инверсию, то есть обратную трансформацию нагрузочного сопротивления

Широкодиапазонные цепи связи

ГВВ считаются широкодиапазонными при коэффициентах перекрытия по частоте свыше 1,7-1,8. В диапазоне СВЧ можно считать широкодиапазонными генераторы с меньшим коэффициентом, поскольку абсолютная величина диапазона частот оказывается достаточно большой. Преимуществом таких цепей является малое время переключения, перестройки, малые габариты и более высокая надежность, снижаются токи и напряжения на реактивных элементах колебательных систем и, следовательно, уменьшаются потери в них и еще и габаритные размеры. К недостаткам можно отнести необходимость выравнивания коэффициента усиления в рабочем диапазоне частот, что может привести к снижению абсолютного коэффициента усиления и увеличению соответственно количества усилительных каскадов. Вторым недостатком это то, что гармоники основной частоты могут проникать в последующие каскады и нагрузку. В большинстве случаев с целью уменьшения паразитных резонансов на гармониках стремятся приблизить токи и напряжения в цепях связи к гармоническим, а также хотя бы токи и напряжения на выходе и входе электронного прибора. С целью повышения линейности предварительные каскады, а также и предоконечные (иногда оконечные) работают в режиме класса А. В оконечных каскадах часто используют двухтактные схемы, работающие в режиме класса Б. Если коэффициент перекрытия меньше 2 (вторая гармоника лежит за пределами цепи связи), то такие цепи связи позволяют еще осуществлять фильтрацию гармоник. Оценивать свойства таких цепей связи можно по колебательной мощности первой гармоники в рабочем диапазоне частот. Количественная оценка производится с помощью неравномерности:

$$\delta = \frac{P_{max} - P_{min}}{P_{min}}$$

Если выражать в дБ:

$$\delta_{дБ} = 10 \lg \left(\frac{1}{1 - \delta} \right) = 10 \lg \frac{P_{max}}{P_{min}}$$

При этом цепь нагружена на такое сопротивление нагрузки, которое равно резистивному:

$$Z_H(\omega) \approx R_H$$

В предварительных и предоконечных каскадах для лучшего использования электронных приборов во всем рабочем диапазоне частот необходимо обеспечение постоянного уровня мощности и КПД. Для этого все сопротивления входных межкаскадных и выходных цепей должны быть близки к резистивным во всем заданном диапазоне частот. Возможная компенсация АЧХ контуров не применяется из-за низкой стабильности. Основным элементом широкополосных ГВВ и их элементов связи является трансформатор. Находят применение трансформаторов 2 типов:

- трансформаторы с магнитной связью
- трансформаторы с электромагнитной связью (на отрезках линий)

Для трансформаторов с магнитной связью на средних частотах характеристики практически идеальны, то есть:

$$Ku = \frac{U_2}{U_1} = \frac{W_2}{W_1}$$

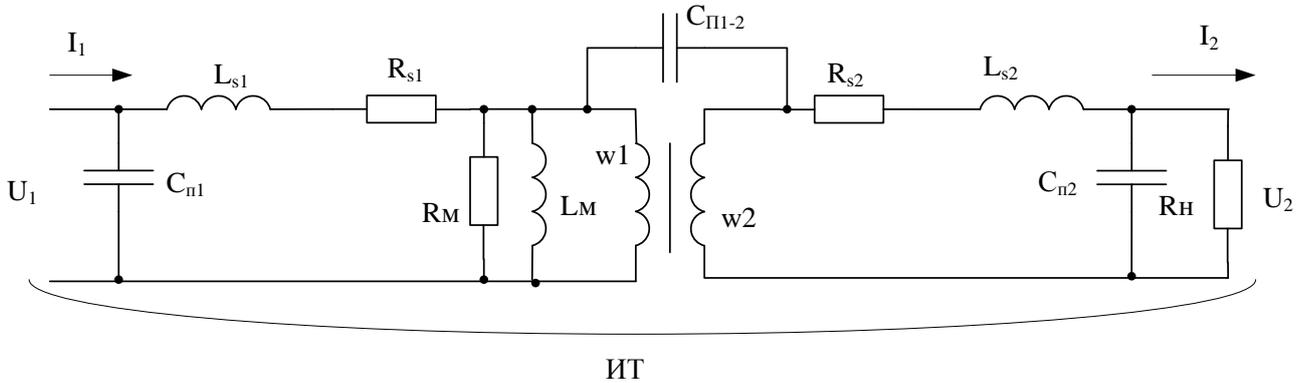
$$K_I = \frac{I_2}{I_1} = \frac{W_1}{W_2}$$

$$\frac{R_H}{R_{ВХ}} = \frac{W_2^2}{W_1^2}$$

W – количество витков в обмотке

Эти три уравнения описывают идеальные характеристики, но только на средних частотах (до единиц МГц).

Полная эквивалентная схема трансформатора с магнитной связью:



ИТ – идеальный трансформатор

Все остальное – это паразитные параметры на ВЧ

R_{s1} и R_{s2} – сопротивления обмоток

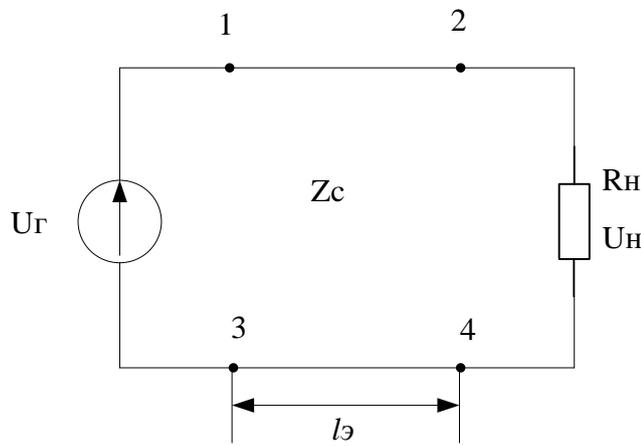
R_m - эквивалентное сопротивление потерь в магнитопроводе, влияет на КПД трансформатора

Оставшиеся реактивные элементы влияют в основном на коэффициент трансформации и тем самым ограничивают полосу частот (то есть коэффициент трансформации становится частотозависимым)

Полоса ограничена снизу за счет L_m – эквивалентная индуктивность намагничивания первичной нагрузки, а сверху ограничена L_{s1} , L_{s2} – индуктивности рассеивания обмоток, а также эквивалентными ёмкостями $C_{п1}$, $C_{п2}$, $C_{п1-2}$ – эквивалентные ёмкости обмоток и ёмкости между обмотками.

Для расширения полосы пропускания трансформатора необходимо увеличивать L_m и одновременно уменьшать L_{s1} , L_{s2} и $C_{п1}$, $C_{п2}$, $C_{п1-2}$. Практически удается обеспечить коэффициент перекрытия меньше или равным 10-30 на частотах от 0,1 до 100 МГц при сопротивлении нагрузки больше или равным 25 Ом. В мощных транзисторных генераторах такие трансформаторы мало пригодны, так как сопротивление транзисторов составляет единицы и доли Ом при этом индуктивность рассеивания обмоток трансформатора должна быть единицы или доли нГн, что не реализуемо. Поэтому для трансформации сопротивлений наиболее часто в таких генераторах в диапазоне частот от 0,1 до 300 МГц используют трансформаторы на отрезках линий с заранее заданным волновым сопротивлением. При согласованной нагрузке верхняя граничная частота определяется только потерями в линии.

Схема в простейшем виде:

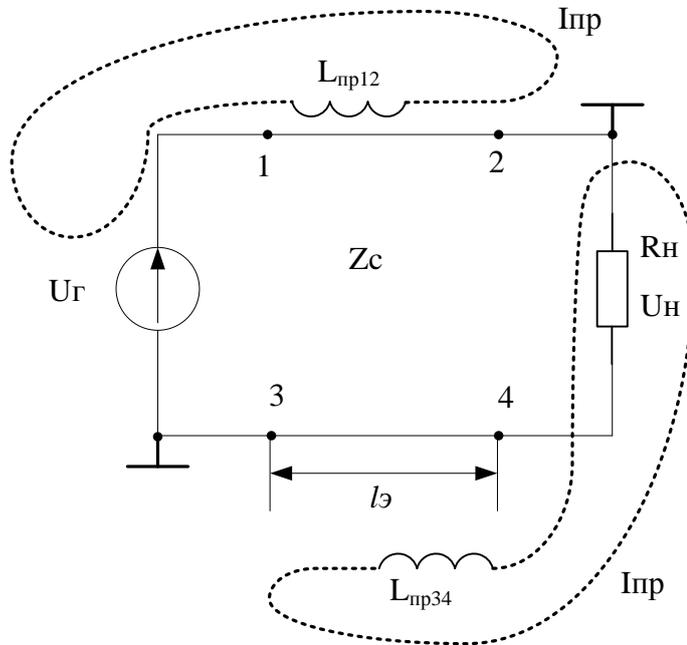


$$Z_{\text{ВХ}} = R_{\text{ВХ}} = R_H$$

1,2 и 3,4 – витая пара

Z_c – волновое сопротивление

За счет сильной электромагнитной связи при $Z_c = R_H$ потери в линии малы и $U_{\text{нагр}} = U_{\text{генер}}$, а сам трансформатор вносит только фазовый сдвиг $\varphi = \frac{2\pi \cdot l_{\text{э}}}{\lambda}$.



Пунктиром показаны протекающие токи

При таком включении к проводникам 1,2 и 3,4 будет приложено продольное напряжение

$$|u_{\text{пр}}| = |u_H| = |u_G|$$

Чтобы токи, образованные этими напряжениями

$$I_{\text{пр}} = \frac{u_{\text{пр}}}{\omega \cdot L_{\text{пр12}}} = \frac{u_{\text{пр}}}{\omega \cdot L_{\text{пр34}}}$$

во входном и нагрузочном контуре были значительно меньше основного тока:

$$I_{\text{ВХ}} = \frac{U_G}{R_{\text{ВХ}}} \quad I_H = \frac{U_H}{R_H}$$

необходимо выполнение следующих условий:

$$\omega \cdot L_{\text{пр12}} \gg R_{\text{ВХ}}$$

$$\omega \cdot L_{\text{пр34}} \gg R_H$$

Для выполнения этих условий линия должна быть достаточной длины и расположена на феррите с достаточно большой магнитной проницаемостью. Для изготовления таких трансформаторов используются коаксиальные и полосковые кабели с волновыми сопротивлениями от 3,2 до 150 Ом и более

Насчет второго случая: фазовый сдвиг такой же как и в предыдущем случае, но сигнал находится в противофазе. Коэффициент трансформации здесь равен 1.

В случае когда требуется коэффициент трансформации не равный 1 используется несколько линий одинаковой длины, включенных параллельно и последовательно во входу и выходе в различных комбинациях. Очень часто делают таким образом: параллельно с одной стороны и последовательно с другой. В этом случае необходимо обеспечивать следующие выражения:

$$R_{\text{вх}} = \frac{Z_c}{N}$$

$$R_{\text{н}} = Z_c \cdot N$$

$$Z_c = \sqrt{R_{\text{вх}} \cdot R_{\text{н}}}$$

$$\frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{вх}}} = N^2$$

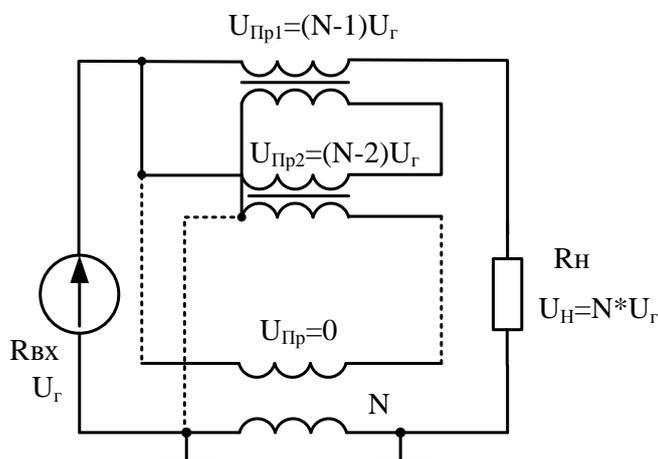
$$|K|_{\text{и}} = \frac{|u_{\text{н}}|}{|u_{\text{г}}|} = N$$

N – количество используемых линий

K – коэффициент трансформации по напряжению

Коэффициент трансформации может кратен только квадрату целых чисел.

Пример



Нижний трансформатор должен быть без сердечника

При таком включении значения продольных напряжений на различных линиях различны, N -ая линия называется фазокомпенсирующей и наматывается без сердечника. Индуктивность первой линии должна быть наибольшей, чтобы обеспечивать минимальные продольные токи, то есть пропорционально продольному напряжению нужно увеличивать количество феррита, то есть на последней линии ничего нет, а дальше есть и больше и увеличивать длину линии. Но увеличение длины линии приведет к разности фазовых сдвигов в них и как следствие будет изменение коэффициента трансформации относительно N . Обычно используют 3-5 линий. Что касается частотных ограничений: для работы на верхней частоте электрическая длина линии должна быть меньше $0,1-0,2\lambda_{\text{верхнее}}$ и ограничение снизу касается продольных токов и реактивное сопротивление линии должно быть по крайней мере должно быть в 10 раз больше $R_{\text{н}}$ или $R_{\text{вх}}$. Все эти противоречия решаются правильным выбором количества ферритов.

Широкополосные транзисторные генераторы строятся на частоты от 0,1 МГц до нескольких ГГц. Благодаря низким нагрузочным сопротивлениям шунтирующее действие выходных емкостей активного элемента (транзистора) сказывается на частотах только свыше 30-100 МГц. В то же время сильно сказываются индуктивности выводов. В первую очередь это входная индуктивность и индуктивность общего провода. Кроме этого на частотах свыше 10-30 МГц начинает снижаться коэффициент усиления каскада и это нужно учитывать. Межкаскадные цепи связи строят с применением широкополосных трансформаторов и дополнительных RLC – элементов для коррекции АЧХ и компенсации влияния индуктивностей и емкостей транзистора. Цепи которые строятся с учетом входных и выходных емкостей индуктивности принято называть согласующими, а цепи связи которые выравнивают коэффициент усиления – цепями коррекции. При построении одноконтурных генераторов параллельно выходному электроду включают емкость для создания достаточно низкого сопротивления по высшим гармоникам и близкого к гармоническому выходного напряжения. Шунтирующее действие оценивается коэффициентом шунтирования, который записывается следующим образом:

$$\alpha_{\text{вх}} = \omega_{\text{в}} \cdot (C_{\text{вых}} + C_1) \cdot K_{\text{вх.ном}}$$

$\omega_{\text{в}}$ - максимальная частота диапазона

C_1 – включает в себя емкость фильтра + емкость монтажа

$C_{\text{вых}}$ – выходная емкость транзистора

$\alpha_{\text{вх}}$ характеризует сопротивление емкости, то есть $C_1 + C_{\text{вых}}$ при работе на верхней частоте относительно номинального входного сопротивления $R_{\text{вх.ном}}$ равного нагрузочному сопротивлению генератора ($R_{\text{экв}}$).

Если $\alpha_{\text{вх}} < 0,05 - 0,1$ то с влиянием емкости $C_1 + C_{\text{вых}}$ можно не считаться. При превышении этого значения шунтирующее действие емкости проявляется в отклонении входного сопротивления $Z_{\text{вх}}$ цепи связи от номинального $R_{\text{вх.ном}}$ и снижением коэффициента передачи по мощности. Величину отклонения $\Delta Z_{\text{вх}}$ обычно оценивают коэффициентом бегущей волны или коэффициентом стоячей волны на входе цепи связи.

Коэффициент бегущей волны:

$$КБВ = \frac{U_{\text{пад}} - U_{\text{отр}}}{U_{\text{пад}} + U_{\text{отр}}}$$

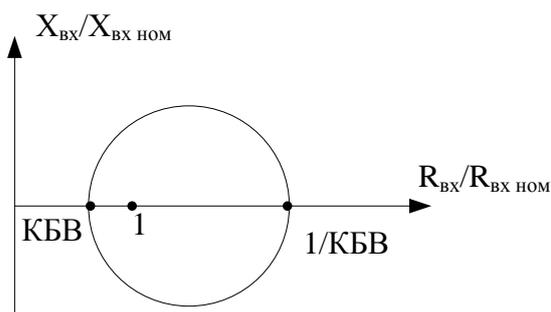
$U_{\text{пад}}$ – напряжения падения

$U_{\text{отр}}$ – напряжение отражения

Коэффициент стоячей волны:

$$КСВ = \frac{1}{КБВ}$$

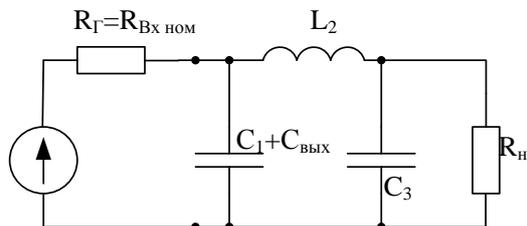
КБВ или КСВ определяет окружность, то есть границу возможных отклонений (рассогласований) входного сопротивления $Z_{\text{вх}}$ на комплексной плоскости $Z_{\text{вх}}$ относительно номинального значения $R_{\text{вх.ном}}$:



Точка «1» не в центре окружности!

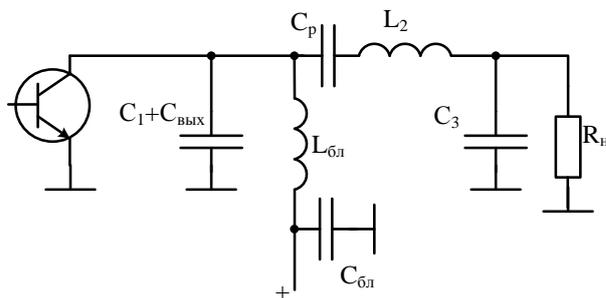
Этот график показывает границы отклонения входного сопротивления цепи связи на комплексной плоскости при заданном КБВ входа.

$R_{вх.ном}$ равно внутреннему эквивалентному сопротивлению генератора к которому подключена цепь связи $R_{ген}$ выбирается равному $R_{экв}$. Для компенсации шунтирующего действия емкости $C_1+C_{вых}$ включают 1-2 дополнительных реактивных элемента. Эквивалентная схема данной цепи:



На схеме с одной стороны получается фильтрация высших гармоник, с другой стороны – паразитная емкость транзистора включается схему и не влияет на ее работу.

Выходная часть каскада с цепью связи:



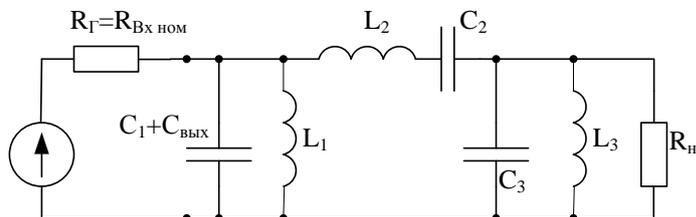
C_p – разделительный конденсатор, необходим, чтобы питающие токи не попадали в нагрузку

$L_{бл}$, $C_{бл}$ – необходимы для того, чтобы вся полезная мощность колебаний уходила в нагрузку а не в источник питания

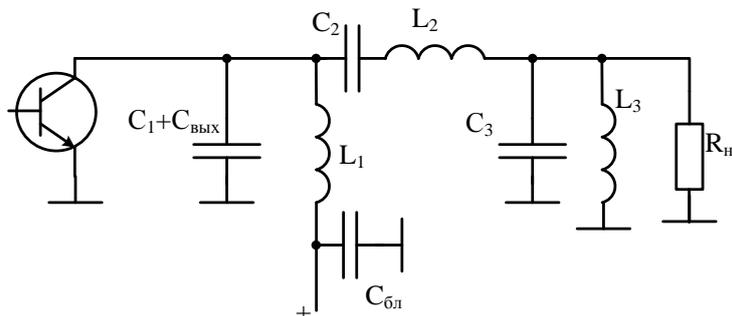
Переход к 2х – 3х звенному фильтру с оптимально подобранными параметрами позволяет существенно снизить КСВ или повысить КБВ. Количество элементов более 3х не дает существенного улучшения параметров. Если $\alpha_{вх} > 0,5-1$, то 2х-3х звенные цепи связи дают недопустимо малый КБВ, поэтому необходимо либо уменьшать сопротивление нагрузки при заданной верхней частоте и емкости $C_1+C_{вых}$, либо при небольших коэффициентах перекрытия по частоте, то есть меньше 3-5 переходить к полосовым цепям. В этом случае

$$\alpha_{вх} = (\omega_{в} - \omega_{н}) \cdot (C_{вых} + C_1) \cdot R_{вх.ном} - \text{для полосовых цепей}$$

По аналогии с предыдущим, эквивалентная принципиальная схема:



В качестве примера фрагмент принципиальной схемы:



Если сравнивать эти две схемы, то можно увидеть, что коэффициент шунтирования изменится в $\frac{\omega_B}{\omega_B - \omega_H} = \frac{1}{1 - K_f}$ раз.

K_f – коэффициент перекрытия по частоте

Тем самым обеспечивается меньшее отклонение $\Delta Z_{вх}$ в полосе частот от $\omega_{нижнее}$ – $\omega_{верхнее}$.

Значению $\omega_{вх}$ соответствуют вполне определенные значения LC элементов при выбранном порядке фильтра, и они табулированы в виде таблиц-коэффициентов. В случае же полосовой цепи связи дополнительные элементы образуют параллельные и последовательные контура из условия резонанса на частоте равной среднегеометрическому значению $\omega_0 = \sqrt{\omega_B \cdot \omega_H}$. Переход к полосовым фильтрам увеличивает количество элементов в 2 раза, но так как они заменяют блокирующие элементы и значительно меньше в размерах, то схема даже несколько упрощается. Кроме этого, в полосовой цепи можно осуществить трансформацию сопротивлений при которой $R_{вх.ном}$ не равно сопротивлению нагрузки. При этом не требуется менять никакие характеристики и не ухудшать их. Построение согласующих цепей связи существенно зависит от типа используемого прибора, его эквивалентной схемы и усилительных свойств. Например, на низких частотах МДП транзистора с общим с истоком (полевой транзистор с изолированным затвором) по входу эквивалентен емкости, поэтому прибор предыдущего каскада должен обеспечивать на емкостном сопротивлении постоянную амплитуду в заданном диапазоне частот. Работа на реактивную нагрузку не желательна по ряду причин:

- КПД и мощность генератора в этом случае близки к нулю даже при отсечке тока

- для поддержания постоянной амплитуды на емкостной нагрузке в диапазоне частот ток на выходе прибора должен линейно нарастать (при работе непосредственно на емкость), либо одновременно должны меняться ток и напряжение на приборе при более сложной реактивной цепи из-за резонансов в ней.

Непосредственное шунтирование входной емкости резистора ведет к неоправданно большим потерям мощности, то есть для достижения достаточно высокого КБВ потребуется снижение значения α : $\alpha = \omega_B \cdot C_{вх} \cdot R_H$

для случая с МДП-транзистором, то есть с уменьшением сопротивления нагрузки

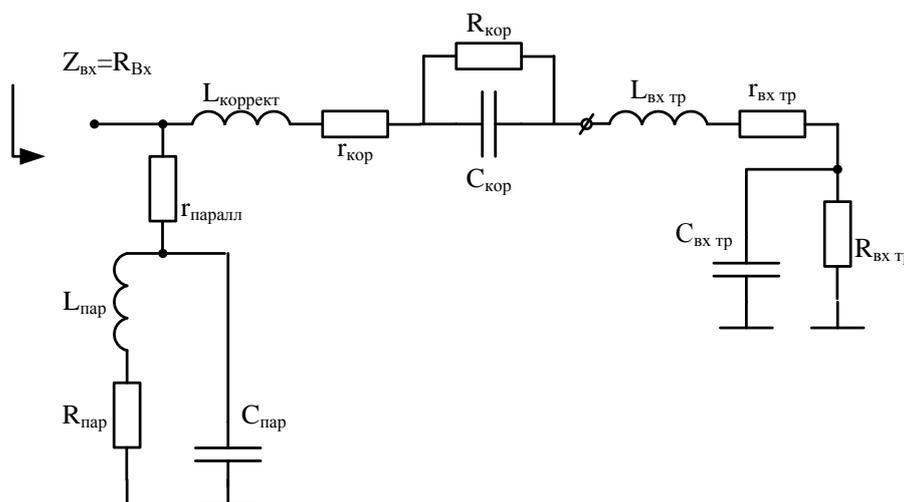
Переход к 2х-3х звенным цепям связи и от низкочастотных цепей (в виде ФНЧ) к полосовым позволяет при том же значении КБВ уменьшить значение α .

Эквивалентные схемы для всех типов включения (общая база, общий исток) аналогичны.

Цепи коррекции

Относительно входной части каскада цепь можно представить в следующем виде, то есть цепь коррекции устанавливается на входе транзистора.

Цепь коррекции в полном виде:



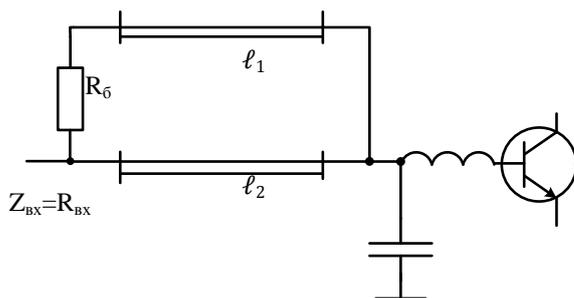
Перечеркнутый узел: все что правее этого узла – это пересчитанные входные параметры эквивалентной схемы транзисторы.

$R_{кор}$, $S_{кор}$ – это цепочка с постоянной времени как и у транзистора $R_{вх.тр}$, $S_{вх.тр}$

$g_{кор}$, $L_{кор}$ – включаются с целью изменения соотношения между параметрами транзистора и в зависимости от АЧХ практически включают только часть этих элементов.

Элементы с индексом пар (параллельный) служат для создания частото-независимого входного сопротивления. Их подбирают таким образом, чтобы результирующее сопротивление $Z_{вх.тр}$ (транзистора) + $Z_{кор}$ (коррекции) при постоянном напряжении на входе протекал ток базы амплитуда которого в диапазоне частот от $\omega_{нижнее}$ – $\omega_{верхнее}$ была бы обратно пропорциональна снижению коэффициента усиления по току.

Для полевых транзисторах схема выглядит точно также. В диапазоне СВЧ при коэффициентах перекрытия по частоте меньше 2 применяется еще следующая схема:



В этой схеме на частоте $\omega_{верхнее}$ энергия сигнала полностью проходит от входа до базы транзистора. Если используются более низкие частоты, то в этих линиях происходит отражение и избыток энергии (чем частота ниже тем усиление больше) будет рассеиваться на балластном резистора R_b . Электрическую длину линии выбирают исходя из 2 выражений:

$$l_3 = \frac{\lambda}{2} \text{ на } \omega_{в}$$

$$l_3 = \frac{\lambda}{4} \text{ на } \omega_{н}$$

Модуляторы

Модуляцией называется процесс изменения одного или нескольких параметров колебания в соответствии с изменением параметров передаваемого сигнала.

Несущая – это электрическое или электромагнитное колебание предназначенное для образования радиочастотного сигнала с помощью модуляции.

Модулирующий сигнал содержит полезную информацию подлежащую передаче.

При угловой модуляции обычно понятие несущая не употребляют потому что этой составляющей в спектре может и не быть

Амплитудная модуляция

В случае АМ изменяемым параметром гармонической несущей является амплитуда колебаний, которая изменяется пропорционально подлежащему передаче сигналу. В результате модуляции получается сложное негармоническое колебание. В настоящее время основные области применения это звуковое вещание в диапазонах длинных, средних и коротких волн, передача в аналоговых системах телевидения изображения в диапазонах метровых и дециметровых волн, применение для ближней служебной радиосвязи, трехпрограммные радиоприемники (проводные). В других связных системах АМ разрешена, но, как правило, никто ей не пользуется.

Существует еще квадратурная АМ – основное применение находила в старых версиях Wi-Fi.

Во всех случаях за исключением телевизионного сигнала модулирующим является звуковой сигнал, который характеризуется полосой частот и интенсивностью. В соответствии с видом сигнала (речь, музыка, их сочетание и так далее) меняются составляющие спектра и их величина и в общем случае этот процесс случайный. В зависимости от назначения к таким сигналам предъявляются вполне конкретные требования, которые стандартизованы.

Для большинства сигналов за исключением телевизионного среднее значение напряжения равно 0 за интервал времени. В телевидении среднее значение – средняя освещенность экрана. Кроме этого, исходный сигнал характеризуется дисперсией, то есть это характеристика средней мощности, которая связана со спектральной мощностью следующим образом:

$$\sigma_n^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\Omega_H}^{\Omega_B} S(\Omega) d\Omega, \quad \text{здесь и далее } \Omega - \text{модулирующие частоты}$$

При проектировании радиопередатчика важно знать насколько реальный модулирующий сигнал отличается от своего среднеквадратического значения. От этого будет зависеть насколько передатчик будет перегружен сигналами и станут ли нелинейные искажения недопустимо большими либо наоборот передатчик будет недоиспользован по глубине модуляции и по мощности боковых полос. Отличие реального сигнала оценивается пик-фактором, то есть отношением пикового значения к среднеквадратическому:

в относительных единицах: $P = \frac{u_{max}}{\sigma_u}$ в децибелах: $P_{дБ} = 20 \lg\left(\frac{u_{max}}{\sigma_u}\right)$

Для различных типов сигналов значение P различно. Располагая аналитическим выражением для плотности распределения вероятностей мгновенного значения сигнала можно определить численные значения пик-фактора. Однако, очень часто значения пик-фактора определяется экспериментально. Нахождение максимальных значений напряжения U_{max} можно производить с разной вероятностью, так как величина случайная, это приводит к различным значениям пик-фактора. Например, если взять вероятность 0,99 то значение пик-фактора будет 3, если значение 0,9999, то значение пик-фактора 3,87. Для музыкальных передач значение пик-фактора зависит от характера музыки и может достигать значения порядка 20 дБ. Существуют также и другие способы определения пик-фактора. Очень часто за пиковый уровень принимают U_{max} , которое удается наблюдать при произнесении стандартной фразы. Анализ работы нагляднее проводить на предположении наличия гармонического модулирующего сигнала

$$u(\Omega) = U_{\Omega} \cos(\Omega t) - \text{гармонический модулирующий сигнал}$$

Поскольку АМ осуществляется в ГВВ, то воздействию подвергаться здесь коллекторный ток генератора, который будет изменяться по закону:

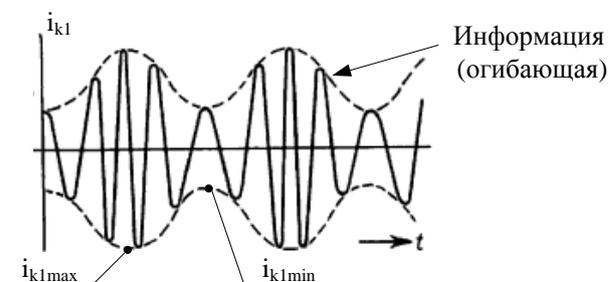
$$i_{k1} = I_{k1T} (1 + m \cdot \cos(\Omega t)) \cdot \cos(\omega_0 t)$$

I_{k1T} – ток от первой гармоники (тональный, то есть от немодулированного колебания)

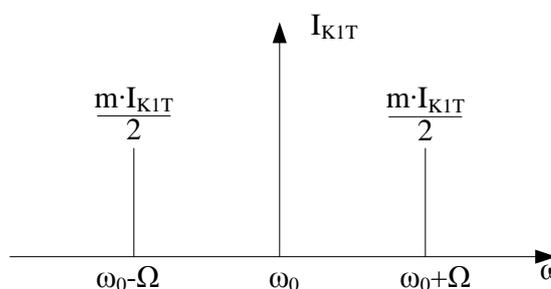
Индекс модуляции определяется как:

$$m = \frac{I_{k1max} - I_{k1min}}{I_{k1max} + I_{k1min}}$$

Сигнал во временной области:



Сигнал в частотной области:



Вся информация – в огибающей, заполнение – несущая

Выражение можно также представить в виде суммы:

$$i_{k1} = I_{k1T} \cdot \cos(\omega_0 t) + 0.5 \cdot m \cdot I_{k1T} \cdot \cos(\omega_0 - \Omega)t + 0.5 \cdot m \cdot I_{k1T} \cdot \cos(\omega_0 + \Omega)t$$

Максимальное и минимальное значение амплитуды тока можно определить таким образом:

$$I_{K1max} = I_{K1T}(1 + m)$$

$$I_{K1min} = I_{K1T}(1 - m)$$

В том и в другом случае m – глубина модуляции, а I_{K1T} – амплитуда в режиме несущей (когда нет модуляции).

С точки зрения спектра любого сигнала, он выглядит аналогично ранее рассмотренному, только лишь с большим числом боковых составляющих.

Мощность на выходе в режиме несущей (в режиме молчания, потому что нет модуляции) можно определить из этого выражения:

$$P_{1T} = 0.5 \cdot I_{K1T}^2 \cdot R_{\text{экв}}$$

$R_{\text{экв}}$ – сопротивление нагрузки модулятора

В тот момент, когда амплитуда тока проходит через максимум мощность можно записать таким образом:

$$P_{1max} = 0.5 \cdot I_{K1max}^2 \cdot R_{\text{экв}} = 0.5 \cdot I_{K1T}^2 \cdot (1 + m)^2 \cdot R_{\text{экв}} = P_{1T}(1 + m)^2$$

Эту мощность называют мощностью в режиме пика несущей или просто пиковой мощностью.

Расчет передатчика производится на максимальную мощность АМ колебаний, которая будет иметь место при $m=1=m_{\text{max}}$ и $P_{1max} = 4 \cdot P_{1T}$.

Мощность за период радиочастоты когда выходной контур в резонансе и соответственно эквивалентное сопротивление $Z_{\text{экв}} = R_{\text{экв}}$ равна:

$$P_{1P4} = 0.5 \cdot I_{K1T}^2 \cdot (1 + m \cdot \cos(\Omega t))^2 \cdot \lambda_{\text{экв}}$$

Средняя мощность АМ колебаний обычно определяется для среднестатистических значений коэффициента модуляции и равна:

$$P_{1cp} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} P_{1T} (1 + m_{cp} \cdot \cos(\Omega t))^2 d\Omega t = P_{1T} + 0.5 \cdot m_{cp}^2 \cdot P_{1T} = P_{1T}(1 + 0.5m_{cp}^2)$$

m_{cp} – среднее значение коэффициента модуляции, определенное за длительное время

$$0.5 \cdot m_{cp}^2 \cdot P_{1T} \text{ – мощность боковых полос АМ колебания}$$

В реальных условиях пик-фактор составляет примерно 3,5 – 4 и поэтому среднее значение коэффициента модуляции будет порядка 0,35-0,4. Это означает, что доля мощности боковых полос при амплитудной модуляции будет составлять порядка 1,5 – 2,2% максимальной мощности и соответственно номинальная мощность активного элемента будет использоваться незначительно. Отсюда вывод, что особенностью АМ является то, что для передачи незначительной мощности боковых полос, в которых находится передаваемая информация, требуется пиковая мощность передатчика и это несмотря на то что пиковые значения появляются редко. Для снижения пик-фактора при передаче речевых сигналов на вход модулятора поступает ограниченные по амплитуде звуковые сигналы. Допустимый уровень достигается использованием сложных устройств ограничения, и степень ограничения не превышает 12 дБ. Большее ограничение не используется поскольку в дальнейшем появляются значительные искажения полезного сигнала.

Существует множество методов получения сигнала с АМ и судить о качестве модулированного колебания можно по статической модуляционной характеристике.

Модуляция осуществляется в большинстве случаев в ГВВ путем подачи напряжения на один из электродов активного элемента. Качество сигнала определяется коэффициентом нелинейных искажений, а также оценивается глубина модуляции в положительные и отрицательные значения периода. Все эти нормативы описаны и определены ГОСТами,

требования жесткие. Кроме этого, одним из параметров является неравномерность в полосе пропускания звуковых частот.

Структурные схемы АМ

Схема 1

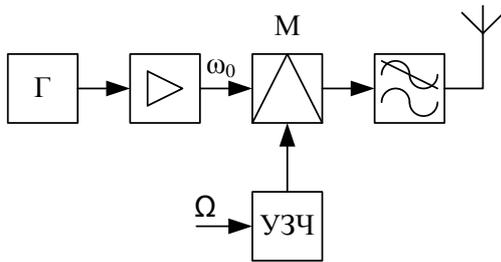
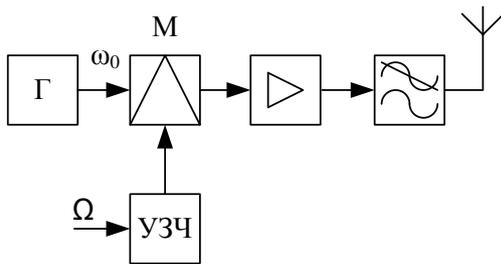


Схема 2



Г – генератор (возбудитель колебаний)

М – модулятор

УЗЧ – усилитель звуковой частоты



– усилитель (может быть многокаскадным)



– ФНЧ

Схема 1 оказывается предпочтительнее по энергетическим соображениям.

Методы получения сигналов с АМ

Основными методами модуляции из множества являются модуляция путем изменения напряжения базового смещения транзистора; модуляция путем изменения напряжения (или тока) возбуждения; модуляция путем изменения напряжения коллекторного питания; комбинированная модуляция, то есть она является совокупностью нескольких из ранее перечисленных.

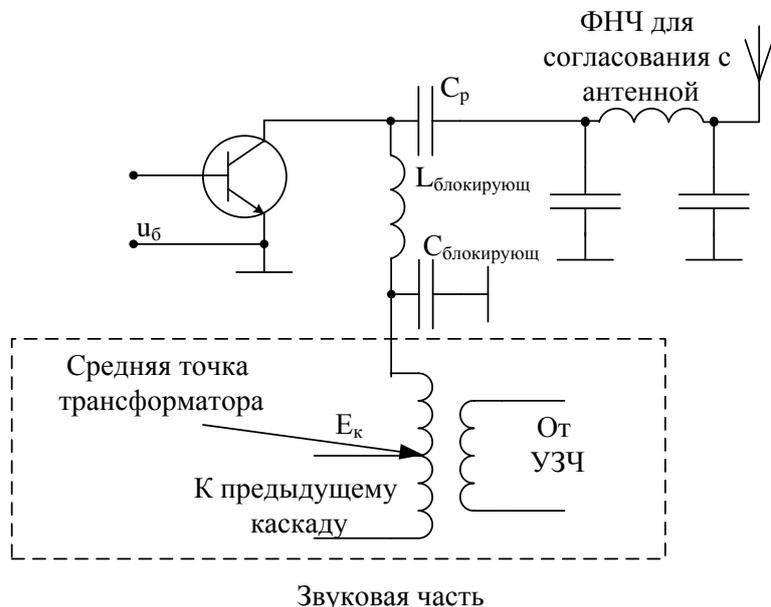
Транзисторы используемые в амплитудных модуляторах в ГВВ имеют следующие особенности при изменении токов и напряжений:

- большая нелинейность модуляционной характеристики
- большая зависимость параметров транзисторов от протекающих токов и приложенных напряжений
- ограничение допустимых значений токов и напряжений
- заметная зависимость параметров транзистора от температуры

Базовая модуляция смещением как правило не используется из-за большой нелинейности модуляционной характеристики, трудных условий работы УЗЧ, который нагружен на емкость транзистора ГВВ и значение емкости зависит от уровня сигнала. КПД такого модулятора весьма низок и его используют только в качестве элемента в комбинированной модуляции. В отличие от маломощных транзисторов, где ёмкости единицы пФ, здесь эмиттерная емкость большая.

Модуляция возбуждения – это усиление модулированных по амплитуде колебаний применяется в однополосном передатчике. Здесь особое внимание нужно уделять модуляционной характеристике, всегда используется недонапряженный режим и обязательное условие – это то что не должен меняться угол отсечки, поэтому в обычных АМ передатчиках это тоже используется как элемент комбинированной модуляции. Для этих целей имеются специально разработанные линейные транзисторы, их можно использовать и в усилителях, для обеспечения линейной модуляционной характеристики.

Наиболее распространенным методом является коллекторная модуляция в ГВВ



L_b, C_b – блокирующие элементы

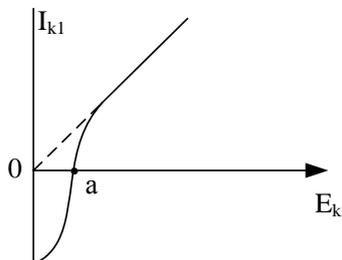
В данном случае ГВВ, он же модулятор работает в перенапряженном режиме или в ключевом режиме и напряжение питания на коллекторе меняется в соответствии с сигналом звуковой частоты:

$$u_k = E_{kT} + u_{k\Omega} \cos(\Omega t), \quad \text{где } u_{k\Omega} \cos(\Omega t) \text{ – звуковой сигнал}$$

E_{kT} – напряжение на коллекторе в режиме молчания

Существует одна особенность при коллекторной модуляции, которая заключается в следующем, что при малых напряжениях на коллекторе переходе происходит смещение этого перехода в прямом направлении и это приводит к непосредственному прохождению радиочастотного колебания на выход каскада.

Статическая модуляционная характеристика:



Непрерывная линия – простая АМ

Пунктирная линия – АМ с дополнительной модуляцией (комбинированная)

При простой модуляции ток коллектора в точке «а» меняет знак и это означает изменение фазы в выходной цепи на противоположную. Из-за изменения коллекторного тока (его знака) на участке от 0 до точки а появляется перемодуляция при больших уровнях сигнала и это приводит к нелинейным искажениям. Чтобы избежать этого применяется дополнительная коллекторная модуляция предыдущего каскада, то есть в предоконечном каскаде производится модуляция с глубиной 0,75-0,8, а в окончном каскаде производится домодуляция до 1.

Предыдущий каскад (то есть есть 2 каскада с транзистором) имеет чисто коллекторную модуляцию, а на вход 2 каскада идет модулированный сигнал, который модулируется с точки питания.

В современных передатчиках часто используются для АМ широкополосные, чем резонансные сигналы, поэтому здесь может быть применен режим класса Д и это дает максимально возможные энергетические характеристики. Минимизация нелинейных искажений осуществляется путем регулировки глубины модуляции, путем введения отрицательных обратных связей, последнее очень сложно в исполнении, потому что есть большой риск самовозбуждения генератора

Однополосная модуляция

Про однополосную модуляцию стало известно еще в 1914 году благодаря работам Шумейкина М.В., который показал, что амплитудно модулированный сигнал содержит 2 боковые полосы каждая из которых содержит полезную информацию о модулирующем сигнале. В дальнейшем были разработаны множество методов получения однополосного сигнала и его детектирования. Ширина спектра однополосного сигнала минимально возможная и примерно в 2 раза меньше ширины спектра АМ колебания и во много раз ЧМ и ФМ колебаний.

Однополосная модуляция нашла применения в радиосвязи в декаметровом диапазоне (диапазон КВ), в радиорелейных станциях СВЧ диапазона (здесь имеются ввиду многоканальные системы, не только просто радиотелефонные). Среди известных видов однополосных сигналов:

- A3E*
- H3E 6 дБ*
- R3E 12 дБ*
- J3E >40дБ*

H3E, R3E используются в современном радиовещании, но только при наличии специальных приемников и если H3E можно продетектировать обычным амплитудным детектором с некоторыми искажениями, то R3E можно продетектировать только синхронным детектором, а G3E детектором смесительного типа. Во всех случаях необходима автоматическая подстройка частоты. Если для АМ сигнала этот параметр не обязательный, то здесь обязательный.

Записать однополосный сигнал можно несколькими способами:

$$u(t) = \sum_{n=1}^N a_n \cdot \cos(\Omega_n t + \varphi_n) = A(t) \cdot \cos(\Omega_{cp} t + \varphi(t))$$

a_n - амплитуда составляющих спектра модулирующего колебания

Ω_n – частота составляющих спектра модулирующего колебания

φ_n – фаза составляющих спектра модулирующего колебания

$A(t)$ - мгновенная амплитуда

Ω_{cp} - средняя модулирующая частота

$\varphi(t)$ - мгновенная фаза модулирующего сигнала

Иногда бывает удобно пользоваться безразмерными величинами: относительная амплитуда

$$X(t) = \frac{A(t)}{A_{max}}$$

Тогда модулирующий сигнал можно записать в виде:

$$F_m(t) = A_{max} \cdot X(t) \cdot \cos(\Omega_{cp} t + \varphi(t))$$

Все переменные зависящие от времени это случайные величины, а значение $X(t)$ лежит в интервале от 0 до 1

Если этот сигнал подать на вход модулятора , то на выходе модулятора получим вначале амплитудно модулированное колебание

$$u_{ом} = u_0 \cdot \cos(\omega_0 t) + 0.5m(t) \cdot u_0 \cdot \cos(\omega_0 t + \Omega_{cp} t + \varphi(t)) + 0.5m(t) \cdot u_0 \cdot \cos(\omega_0 t - \Omega_{cp} t - \varphi(t))$$

Глубина модуляции:

$$m(t) = \frac{A(t)}{u_0} = \frac{A_{max} \cdot X(t)}{u_0}$$

Поскольку при однополосном колебании несущая подавляется и подавляется одна из боковых полос полученного выражения:

$$u_{ом} = k_n \cdot u_0 \cdot \cos(\omega_0 t) + 0.5m(t) \cdot u_0 \cdot \cos(\omega_0 t \pm \Omega_{cp} t \pm \varphi(t))$$

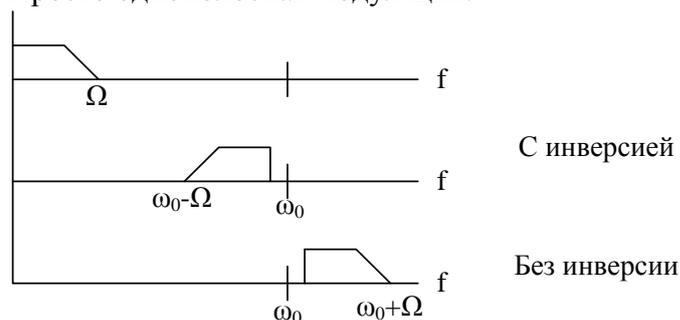
k_n – коэффициент подавления несущей

знак + где +/- относится к верхней боковой полосе (когда выделяется верхняя), знак «-» - к нижней полосе

Последний класс с полностью подавленной несущей ЖЭЕ, его огибающая прямая линия.

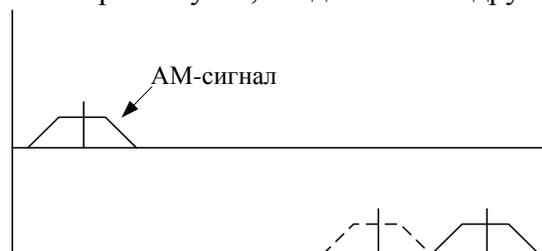
В отличие от АМ, ЧМ и ФМ сигналов, где при модуляции изменяется один параметр в однополосной модуляции изменяется и амплитуда и полная фаза. Из-за этого однополосную модуляцию иногда называют амплитудно-фазовой модуляцией и информация передаваемая заложена во всех этих параметрах. Спектр однополосного сигнала хотя и расположен в другой частотной области по сравнению с модулирующим, но одинаков по ширине и составу компонентов. В связи с природной однополосного сигнала операцию однополосной модуляции можно называть транспонированием сигнала, то есть перенос по частоте в область более высоких частот с инверсией или без нее. Такая особенность используется для получения высокочастотных сигналов с различными видами модуляции так как достаточно сформировать относительно низкочастотный сигнал с нужным видом и параметрами модуляции и подать его на вход однополосного модулятора.

Просто однополосная модуляция:



Перенос спектра модулирующего сигнала в более ВЧ область либо с инверсией , либо без нее

Во втором случае, когда сигнал с другими видами модуляции будет так:



В результате однополосной модуляции получим, например для верхней боковой полосы, получается перенос спектра в другую частотную область.

13.04.15.

Методы получения сигналов с однополосной модуляцией

Существует великое множество таких методов, но наиболее известными являются:

- фазоразностный
- фазофильтровый
- синтетический метод Горзунова
- фильтровый метод

В настоящее время имеются еще цифровые методы формирования.

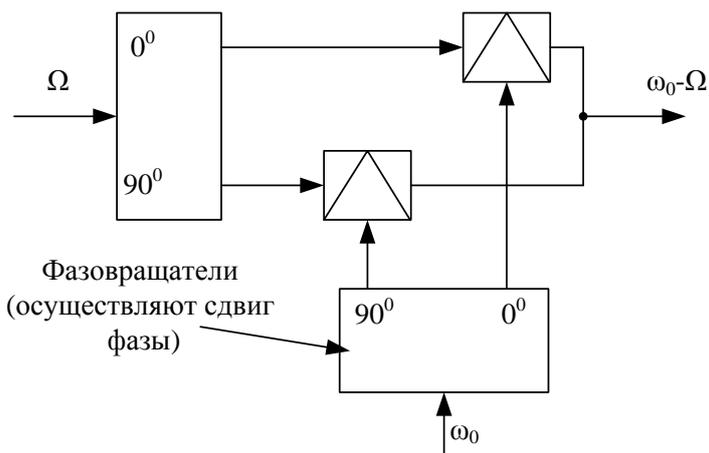
Фазоразностный и фазофильтровый методы в настоящее время уже не распространены из-за того, что в них малое подавление боковой полосы и несущей, не возможно получить стабильные характеристики ввиду изменения параметров элементов от внешних причин (температура, давление, влажность и так далее).

Синтетический метод Горзунова по сути представляет собой метод переноса уже сформированного сигнала на другую несущую.

Что касается фильтрового метода, то он заключается по сути своей в формировании АМ колебания с последующей фильтрацией нежелательных составляющих.

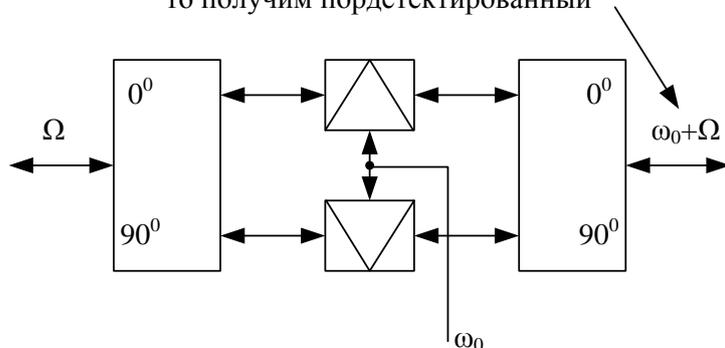
Для примера рассмотрим фазоразностный метод, его структура такова, что его можно использовать с цифровыми элементами.

Одна из схем (нижняя боковая полоса):



Вторая схема (верхняя боковая полоса):

Если на модулятор подать однополосный сигнал,
то получим продетектированный



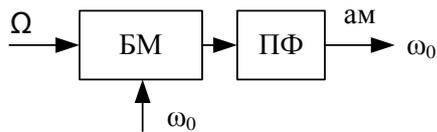
Ω - модулирующий сигнал

ω_0 - несущая частота, которая в последствии будет подавлена

Вторая схема (стрелки в обе стороны), это означает что если на модулятор подать однополосный сигнал, то на входе мы получим продетектированный сигнал, то есть схема двунаправленная. Степень подавления второй боковой полосы и несущей здесь зависит в

основном от точности фазового сдвига на фазовращателе, что обеспечить крайне сложно, особенно это касается звуковых частот, поскольку коэффициент перекрытия по звуковой частоте оказывается больше 10.

Рассмотрим фильтровый метод, его структура:

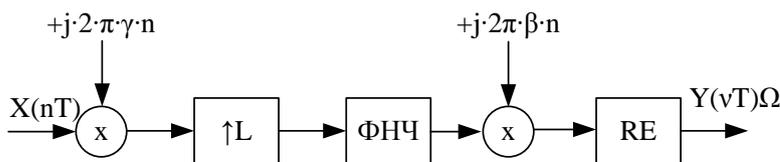


БМ – балансный модулятор, по своей схеме, это ничто иное как **двойной балансный диодный смеситель (на экзамене изобразить схему)**. Его функция – это перемножение 2 сигналов (модулирующего и несущей), которые в последствии ослабляются

ПФ – полосовой фильтр, который выделяет требуемую боковую полосу нижнюю или верхнюю и дополнительно подавляет несущую.

В реальности БМ позволяет подавить несущую на величину порядка 35 дБ, все остальное делает ПФ. В качестве ПФ применяются исключительно кварцевые фильтры (в настоящее время) ранее использовались еще и электромеханические, но по ряду причин и недостатков их сейчас не используют.

При цифровой обработке сигналов аналоговый сигнал переводится в цифровую форму при помощи АЦП, затем он подвергается непосредственно цифровой обработке, а затем с помощью ЦАП преобразуется обратно в аналоговую форму. Существует несколько алгоритмов. Рисуем структурную схему, предполагая, что сигнал уже преобразован в цифровую форму:



T – период дескритизации

n – номер отсчета

На первом этапе цифровой сигнал умножается на комплексный сигнал γ с частотой $\gamma = \frac{F_B + F_H}{2}$, равной половине суммы от модулирующей верхней и нижней частот, при этом происходит сдвиг спектра и образуется комплексный цифровой сигнал.

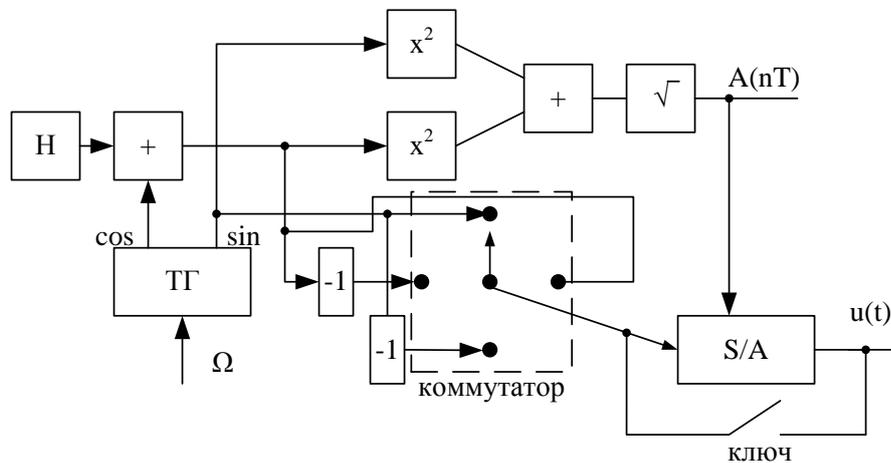
Второй этап: повышение частоты дискретизации (блок L) – это операция интерполяции, в дальнейшем производится фильтрация ненужных составляющих с помощью ФНЧ.

Третий этап: перенос спектра компонент комплексного сигнала и выделение из него вещественной части, то есть получаем цифровой сигнал Y соответствующий однополосному с несущей β .

Недостатком такой схемы является сложность получения приемлемых параметров ФНЧ.

Метод на самом деле примитивен.

Получение однополосного сигнала с помощью гильбертового преобразования:



ТГ – трансформатор Гильберта (цифровой фазовращатель)

c, s – cos, sin

H – источник постоянного напряжения (просто число)

-1 – инверторы

Ком – коммутатор (переключается последовательно с тактовой частотой)

S/A – цифровой делитель

A (nT) – огибающая

U(t) – однополосный сигнал

Исходный спектр можно представить в следующем виде:

$$u_m(t) = \sum_{n=1}^t a_n \cdot \cos(\Omega_n t + \varphi_n)$$

Это звуковой сигнал.

На первом и втором этапе делаем следующее: добавляем к значению u_m постоянную величину H, которая будет являться величиной желаемой амплитуды колебания несущей. И получаем сигнал u_m' сопряженный с исходным u_m с помощью преобразования Гильберта и имеющий тот же спектр что и u исходного. Сигналы на выходе ТГ по спектру одинаковый, но с разной фазой.

Третий этап: получение модулирующего сигнала в комплексной форме (аналитический сигнал) $\dot{w} = H + u_m + j \cdot u_m$.

Четвёртый этап: умножение сигнала \dot{W} на комплексный сигнал Гильберта $\dot{v} = e^{j \cdot \omega_0 t}$

Пятый этап: выделение вещественной части этого произведения в виде:

$$S_{am} = (H + u_m) \cdot \cos(\omega_0 t) - \hat{u}_m^2 \cdot \sin(\omega_0 t) = H \cdot \cos(\omega_0 t) + \sum_{n=1}^N a_n \cdot \cos(\omega_0 t + \Omega_n t + \varphi_n)$$

Данный алгоритм имеет ряд преимуществ:

- можно найти огибающую - на схеме верхние блоки $A(t) = \sqrt{(H + u_m)^2 + \hat{u}_m^2}$

- если однополосный сигнал s который выходит уже из коммутатора поделить на огибающую, то получим сигнал с единичной амплитудой и угловой модуляцией

- операции нахождения огибающей и сигнала с угловой модуляцией соответствует операция линейного детектирования и бесконечного амплитудного ограничения. Если в данной схеме выполнять все операции при достаточно высокой разрядности, это порядка 12 – 16, то можно получить выходные сигналы с меньшими искажениями чем в аналоговых устройствах, так как исключается нелинейность балансного модулятора, нелинейность и постоянная времени детектора. Тактовая частота в этих устройствах выбирается таким образом, чтобы она была в 4 раза больше необходимой несущей

- наиболее узкая полоса занимаемого сигнала, обычно ее принято сравнивать с АМ поскольку эти виды модуляции родственные, она в 2 раза меньше АМ. Это означает то, что на приемной стороне чувствительность будет в 2 раза выше, поскольку шумовая полоса в 2 раза меньше по мощности.

- имеются разные способы оценки этих преимуществ. Обычно, оценивают ее в величине необходимой мощности при равных качественных показателях на выходе приемника, и оказывается, что в этом случае однополосная модуляция энергетически эффективнее амплитудной в 16 раз

Угловая модуляция

Модуляция называется угловой если в колебании следующего вида изменяется полная фаза

$$u(t) = u_m \cdot \sin(\omega_0 t + \psi(t))$$

ω_0 – центральная частота или средняя частота

Все что под синусом – изменяющаяся в зависимости от модулирующего сигнала полная фаза

U_m – неизменная амплитуда

Здесь понятие несущей обычно не применяется, так как при некоторых глубинах модуляции она отсутствует, то есть центральной частоты в спектре нет

Благодаря высокой помехоустойчивости угловая модуляция применяется в системах низовой радиосвязи, в радиовещании на метровых волнах (УКВ и ФМ), при передаче звука на ТВ каналах в аналоговых системах, в радиорелейной, тропосферной и космической связи. Все современные методы цифровой передачи данных также используют угловую модуляцию.

Угловая модуляция обеспечивает лучшую помехоустойчивость и более высокие энергетические характеристики чем амплитудная, но ей при этом требуется большая необходимая полоса частот. В настоящее время ведутся работы по использованию и внедрению угловой модуляции с одной боковой полосой, но пока в разработке. Если модуляция ведется одним тоном, то такой сигнал можно представить в следующем виде:

$$u(t) = u_m \cdot \cos(\omega_0 t + m \cdot \sin(\Omega \cdot t))$$

Ω - модулирующая частота

m – индекс модуляции

Модуляция называется фазовой если индекс модуляции пропорционален амплитуде модулирующего сигнала и не зависит от его частоты.

Модуляция называется частотной если девиация частоты (отклонение) от среднего значения пропорциональна модулирующему напряжению и не зависит от частоты модуляции, то есть индекс модуляции пропорционален напряжению и обратно пропорционален частоте модуляции.

Можно записать

$$m = k \cdot u_\Omega = \Delta\varphi \quad \text{— для ФМ}$$

$$m = \frac{k \cdot u_\Omega}{\Omega} = \frac{\Delta\omega}{\Omega} \quad \text{— для ЧМ}$$

В обоих случаях при модуляции изменяется частота колебаний. Мгновенное значение частоты можно получить из следующих выражений:

$$\omega = \frac{d\varphi}{dt} = \omega_0 + \Delta\varphi \cdot \Omega \cdot \cos(\Omega \cdot t) \quad \text{— для ФМ}$$

$$\omega = \frac{d\varphi}{dt} = \omega_0 + \Delta\omega \cdot \cos(\Omega \cdot t) \quad \text{— для ЧМ}$$

Из этих выражений видно, что при неизменной амплитуде модулирующего сигнала девиация частоты при ЧМ неизменна, а при ФМ увеличивается пропорционально частоте или по другому говорят так, увеличивается со скоростью 6 дБ на октаву. При модуляции одним тоном спектры ФМ и ЧМ сигналов линейчатые, то есть в виде отрезков линий и содержат бесконечное множество боковых частот, отстоящих друг от друга на величину модулирующей величины. Относительные амплитуды составляющих спектра пропорциональны функциям Бесселя первого рода от аргумента m . Характер функции Бесселя колеблющийся и проходящий через 0, поэтому при определенных глубинах модуляции составляющие спектра могут отсутствовать. В связи с этим при угловой модуляции понятие несущей не употребляется, а говорят о центральной или средней частоте. При угловой модуляции средняя мощность модулируемого колебания не изменяется по отношению к мощности не модулируемого. Однако, при этом происходит перераспределения между мощностью колебаний центральной частоты и суммарной мощностью боковых составляющих. При индексе модуляции больше 1 основная мощность приходится на долю боковых полос, которые несут информацию. Этим самым объясняется высокая помехоустойчивость и хорошие энергетические показатели. Основными показателями качества модуляции является статическая модуляционная характеристика, ее нелинейность также вызывает нелинейные искажения, при этом здесь она проявляется в том виде, что если модуляция идет гармоническим сигналом, то общая девиация становится суммой девиация по всем гармоникам и это вносит соответствующие искажения.

Для определения практической ширины полосы частот занимаемой сигналом с угловой модуляцией принято учитывать составляющие спектра с амплитудами не менее 1% амплитуды не модулируемого колебания. Полоса при этом определяется приближенным соотношением:

$$П = 2F_{\text{в}}(m + \sqrt{m} + 1)$$

$F_{\text{в}}$ – верхняя модулирующая частота

m – индекс модуляции

Так как при частотной модуляции индекс модуляции с ростом частоты модуляции убывает, то на верхних модулирующих частотах ухудшается отношение С/Ш на принимающей стороне. Это ведет к снижению качества прием и помехоустойчивости. Для устранения такого недостатка обычно применяют частотную коррекцию модулирующего сигнала (частотные предискажения), таким образом, чтобы с ростом модулирующей частоты пропорционально возрастала амплитуда (та же самая коррекция 6 дБ на октаву). При такой коррекции ЧМ передатчик излучает ФМ сигнал и если в приемнике стоит ЧМ детектор, то после него необходима обратная коррекция. В принципе ЧМ приемник может принять как ЧМ так и ФМ сигнал с соответствующей коррекцией и наоборот. Реальные модулирующие колебания являются случайными процессами и с некоторыми допущениями их можно считать стационарными, параметры которых можно определить за конечное время. В связи с этим основной интерес здесь представляют максимальная, средняя, среднеквадратические значения, энергетический спектр и дисперсия.

Среднее значение СВ за время наблюдения:

$$u_0 = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt$$

T – время наблюдения

Для речевых, звуковых сигналов это значение равно 0

$$\text{Действующее значение: } u_{\text{действ}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (u(t))^2 dt}$$

$$\text{Дисперсия: } \sigma_n^2 = \frac{1}{T} \int_0^T (u(t) - u_0)^2 dt$$

Для сигналов с $U_0 = 0$ дисперсия совпадает с эффективным значением (квазипиковым) сигнала превышаемым в течение одного процента времени наблюдения. Здесь существует также понятие пик-фактора, только это отношение квазипикового сигнала к действующему.