

УЗБЕКСКОЕ АГЕНТСТВО СВЯЗИ И ИНФОРМАТИЗАЦИИ
ТАШКЕНТСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ИНФОРМАЦИОННЫХ
ТЕХНОЛОГИЙ

Кафедра Устройства
и системы радиосвязи

КОНСПЕКТ ЛЕКЦИЙ ПО КУРСУ
ПРИЕМ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В МОБИЛЬНЫХ СИСТЕМАХ
СВЯЗИ

Составитель: Д.Давронбеков

Ташкент 2011

СОДЕРЖАНИЕ

Лекция 1. Типы радиоприемных устройств.....	3
Лекция 2. Типы радиоприемных устройств (продолжение).....	10
Лекция 3. Технические показатели приемных устройств.....	20
Лекция 4. Усилители радиочастоты.....	27
Лекция 5. Смесители.....	30
Лекция 6. Смесители (продолжение).....	36
Лекция 7. Гетеродины.....	43
Лекция 8. Цифровые детекторы.....	53
Лекция 9. Квантование аналогового сигнала по времени.....	59
Лекция 10. Квантование аналогового сигнала по времени (продолжение).....	62
Лекция 11. Аналого-цифровые преобразователи.....	68
Лекция 12. Фильтры, субдискретизация.....	78
Лекция 13. Модуляция сигнала.....	84
Лекция 14. Модуляция сигнала (продолжение).....	92
Лекция 15. Модуляция сигнала (продолжение).....	100
Лекция 16. Модуляция сигнала (продолжение).....	107

Лекция 1. Типы радиоприемных устройств

Детекторный приемник

Основной функцией радиоприемного устройства является извлечение полезной информации из принимаемого сигнала. В простейшем случае для этого достаточно осуществить демодуляцию принимаемого сигнала. Такие приемники называются детекторными и применяются в наиболее дешевых устройствах беспроводной связи. Структурная схема детекторного приемника приведена на рисунке 1.



Рисунок 1 Структурная схема детекторного радиоприемника.

Обратите внимание, что даже в такой простейшей схеме требуется входное устройство, которое согласует сопротивление антенны с входным сопротивлением диодного детектора. В качестве детектора должна быть использована схема, выделяющая информацию из полезного сигнала. Для АМ сигнала это должен быть амплитудный детектор, для ЧМ сигнала должен быть применен частотный детектор, а для цифровых видов модуляции обычно применяется квадратурный детектор, однако из-за особенностей реализации частотного и квадратурных детекторов эти приемники относят обычно к приемникам прямого преобразования.

Детекторные приемники применяются в простейших беспроводных устройствах, работающих обычно на небольших расстояниях (не более нескольких десятков метров). Основными достоинствами данной схемы является ее простота, малые габариты и низкая стоимость, а также отсутствие источников питания. Питание схемы радиоприемника осуществляется за счет энергии радиоволн.

В качестве недостатков можно отнести малую чувствительность, из-за которой приходится применять значительную энергию радиопередающего устройства. Малая избирательность приводит к тому, что данные радиолинии можно применять только на значительном удалении друг от друга, или в помещениях изолированных друг от друга металлическими экранами.

В качестве детектора в таких схемах обычно используются однополупериодный диодный выпрямитель. Принципиальная схема такого приемника приведена на рис. 2.

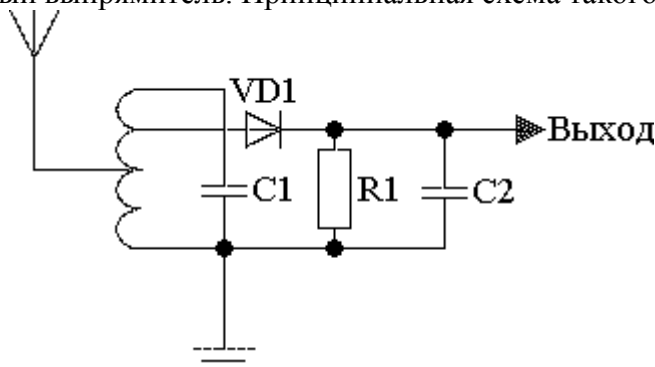


Рисунок 2. Принципиальная схема детекторного радиоприемника.

В качестве входного устройства в данной схеме применен одиночный контур с отводами от катушки индуктивности. Отводы в катушке индуктивности служат для согласования волнового сопротивления контура с сопротивлением антенны и входным сопротивлением диодного детектора.

Приемник прямого преобразования частоты

Рассмотренная схема детекторного приемника позволяет получить информацию об амплитуде принимаемого радиосигнала. Эффективность работы детектора определяет чувствительность радиоприемного устройства.

Первые приемники прямого преобразования появились на заре развития радиотехники, когда ещё не было радиоламп, связь проводилась на длинных и сверхдлинных волнах, передатчики были искровыми и дуговыми, а приёмники, даже профессиональные — детекторными.

Было замечено, что чувствительность детекторного приемника существенно возрастает, если на детектор подать колебания маломощного генератора, работающего на частоте, близкой к частоте принимаемого сигнала. При приеме телеграфного сигнала были слышны биения со звуковой частотой, равной разности частоты гетеродина и частоты сигнала. Рассмотрим природу этого явления.

Избирательность детекторного приемника по частоте обеспечивается полосовым фильтром, включенным на входе амплитудного детектора. Ту же самую задачу можно решить, если перенести энергию принимаемого сигнала в область низких частот. В этом случае избирательность по частоте можно будет осуществить фильтром низкой частоты, сложность которого при тех же характеристиках подавления соседнего канала будет в два раза меньше. Перенос спектра радиочастот в область низких частот можно осуществить при помощи следующего тригонометрического преобразования:

$$\sin \alpha \cdot \sin \alpha = \frac{1}{2}(1 + \cos 2\alpha)$$

В качестве второго синусоидального сигнала с частотой, совпадающей с частотой принимаемого радиосигнала, применяется сигнал местного генератора, называемого гетеродином. Напряжение на выходе перемножителя, который в данном случае называется синхронным детектором, будет записываться следующим образом:

$$U_{\partial} = U_c \sin(\omega_c \cdot t) \times U_z \sin(\omega_z \cdot t) = \frac{1}{2}(U_c \cdot U_z + \cos(2\omega_c) \cdot t)$$

Напряжение удвоенной частоты радиосигнала легко может быть подавлено фильтром низкой частоты. Процесс переноса модулирующих частот с частоты рабочего канала на нулевую частоту поясняется рисунком 1.

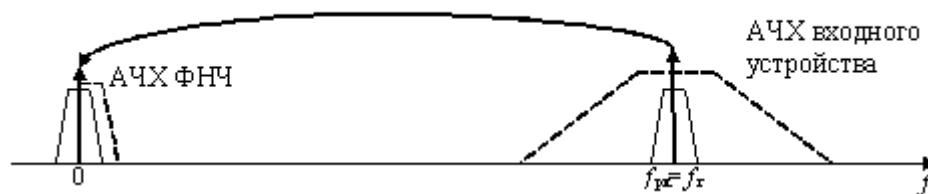


Рисунок 1. Процесс рабочего канала на нулевую частоту.

Структурная схема приемника прямого преобразования, реализующая описанный выше принцип переноса спектра полезного сигнала в область низких частот, приведена на рисунке 2.

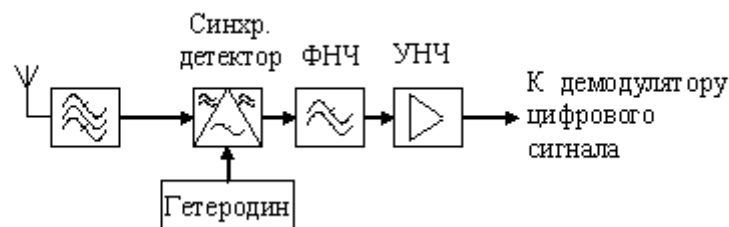


Рисунок 2. Структурная схема приемника прямого преобразования.

В этом приемнике полосовым фильтром выделяется группа частот, в которой присутствует входной сигнал, затем синхронным детектором осуществляется перенос спектра в область низких частот. Подавление частот соседних каналов в данной схеме может осуществить как полосовой фильтр на входе детектора, так и фильтр низкой частоты, расположенный на его выходе. Известно, что сложность фильтра низкой частоты в два раза ниже сложности полосового фильтра с той же самой избирательностью.

Поэтому схема приемника прямого преобразования выгоднее как с точки зрения надежности, так и с точки зрения стоимости устройства.

Определим требования к фильтру низкой частоты (ФНЧ) приемника прямого преобразования. На рисунке 2.12 приведены спектры полезного сигнала и сигнала соседнего канала. На этом же рисунке приведена амплитудно-частотная характеристика фильтра нижних частот синхронного детектора, входящего в состав приемника прямого преобразования.

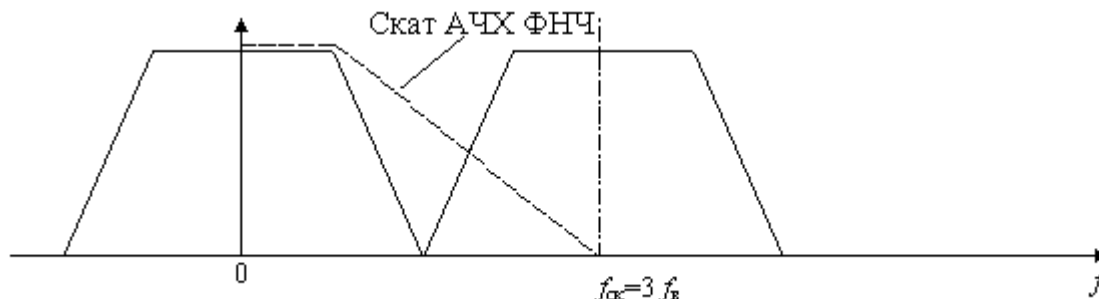


Рисунок 3. Требования к фильтру низкой частоты в приемнике прямого преобразования

Сложность фильтра низких частот зависит от его порядка. Требования к порядку фильтра приемника прямого преобразования задаются крутизной ската его амплитудно-частотной характеристики фильтра (АЧХ). В общем случае эти требования зависят от конкретного вида сигнала, применяемого в данной системе связи.

Пусть частота соседнего канала будет в три раза больше верхней частоты полезного сигнала. Тогда расстройка частоты $x_{ск} = f_{ск}/f_{в}$ будет равна 3, и фильтр первого порядка обеспечит подавление этой частоты в три раза. Эта же цифра может быть выражена в децибелах:

$$A(\partial B) = 20 \lg(a) = 20 \lg(3) = 9,5 \partial B$$

Обычно требуется подавление соседнего канала не менее 60 дБ. Тогда необходимый порядок фильтра нижней частоты можно определить при помощи следующей формулы:

$$N = \frac{A_{ск}}{A_{нор}} = \frac{60}{9,5} = 6,3 \Rightarrow 7$$

Итак, в данном случае фильтра шестого порядка недостаточно и требуется применить фильтр Баттерворта седьмого порядка.

В современных вариантах приемника прямого преобразования на выходе фильтра стоит аналого-цифровой преобразователь и схема цифровой обработки сигналов. В этом случае задача подавления соседнего канала может осуществляться этой цифровой схемой, и тогда требования к фильтру, расположенному на выходе перемножителя, могут свестись к требованиям к фильтру первого порядка, и его задача будет заключаться в подавлении высокочастотных образов полосы пропускания цифрового фильтра (антиалайсинговый фильтр).

Требования к усилителю низкой частоты определяются необходимым коэффициентом усиления полезного сигнала. Часто значение необходимого коэффициента усиления достигает нескольких тысяч. Тогда на первое место выходят шумовые характеристики усилителя. В этом случае желательно ограничить полосу сигнала и на выходе УНЧ для подавления его внеполосного шума.

Изменение уровня полезного сигнала в зависимости от условий распространения радиоволн может потребовать применения схемы автоматической регулировки усиления (APY).

В рассмотренной на рисунке 2.9 схеме, требуется обеспечить точную синхронизацию сигнала гетеродина и принимаемого сигнала. Это выполнить достаточно

сложно. Кроме того, следует учитывать тот момент, что исходный сигнал может содержать информацию, заложенную в фазе высокочастотного сигнала, поэтому для того, чтобы не потерять ее, необходимо в качестве сигнала гетеродина формировать сигнал комплексной экспоненты, или, иначе говоря, синусоидальный и косинусоидальный сигнал одновременно:

$$Ae^{j\omega t} = I \cos(\omega t) + jQ \sin(\omega t)$$

Так как приращение фазы в сигнале может быть как положительным, так и отрицательным, то в нем могут присутствовать как положительные, так и отрицательные частоты (рисунок 2.10). Эта ситуация иллюстрируется рисунком 2.13.

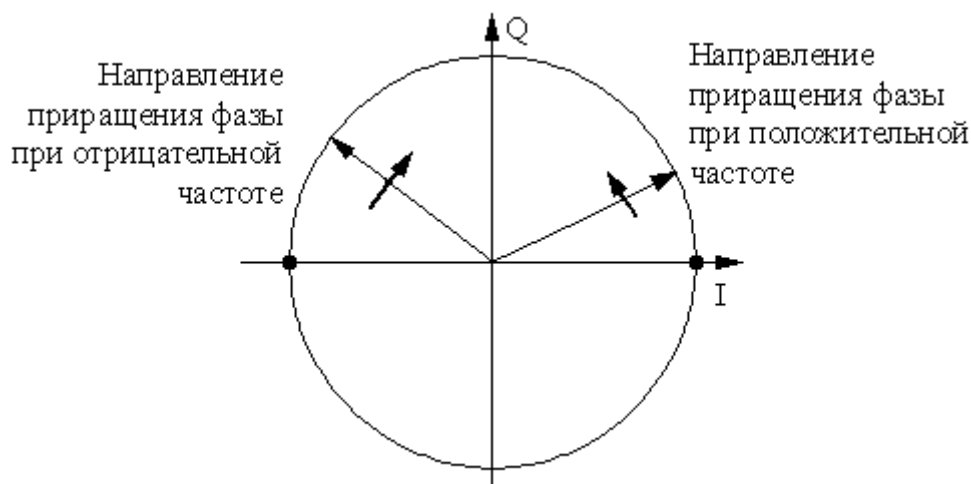


Рисунок 4. Направление вращения вектора фазы при положительной и отрицательной частотах.

Для переноса спектра исходного сигнала в данном случае потребуется два умножителя сигналов. В результате на выходе схемы будет сформировано два квадратурных сигнала I и Q. Радиоприемник, построенный по такому принципу, называется приемником прямого преобразования. Его структурная схема приведена на рисунке 3.

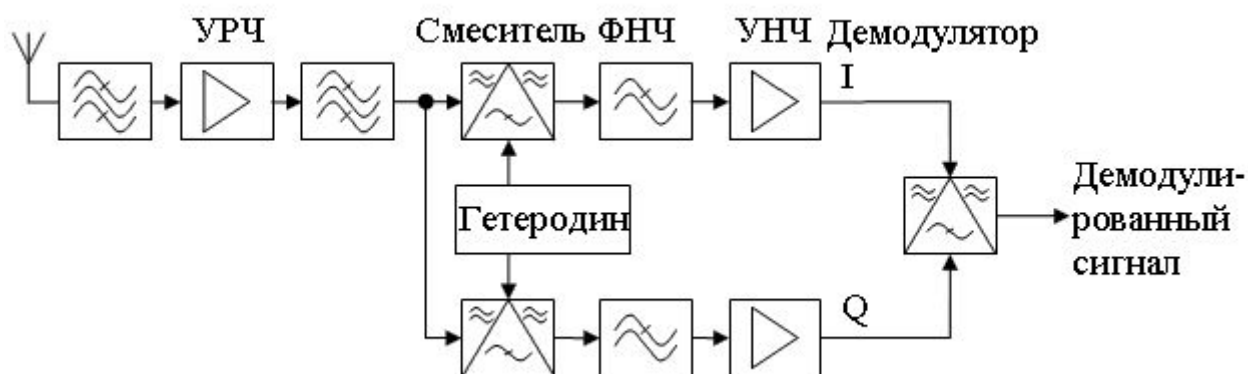


Рисунок 5. Структурная схема приемника прямого преобразования

В этой схеме подавление частот соседнего канала осуществляется фильтрами низкой частоты, которые расположены сразу после частотных преобразователей (умножителей). После подавления помех осуществляется основное усиление принимаемого сигнала. Окончательное демодулирование принятого сигнала производится схемой цифровой обработки сигналов, которая может быть выполнена либо на сигнальном процессоре (СП), либо на программируемой логической схеме (ПЛИС).

Для построения фильтра нижней частоты с той же крутизной ската частотной характеристики требуется в два раза меньше элементов по сравнению с полосовым

фильтром, поэтому, с математической точки зрения, эта схема является идеальной при построении радиоприемников.

Схема прямого преобразования позволяет легко строить многодиапазонные приемники. Для перехода с одного диапазона на другой достаточно сменить частоту гетеродина. Это очень удобно для реализации одновременно GSM, GPRS и 3G приемников.

К сожалению, в настоящее время очень трудно реализовать умножители с достаточно большим динамическим диапазоном и только по мере развития цифровых технологий эта схема постепенно становится все более распространенной и с ее помощью удастся реализовывать все более высококачественные приемники.

Если бы в схеме приемника прямого преобразования удалось реализовать идеальный умножитель, то больше никакого блока на входе синхронного детектора не требовалось. К сожалению это не так. Поэтому на входе умножителя приходится ставить полосовой фильтр, от которого требуется уменьшить количество мешающих сигналов, поступающих на вход синхронного детектора. Это позволяет приблизить его свойства к свойствам идеального умножителя. Тем не менее, требования к полосовому фильтру получаются значительно ниже по сравнению с требованиями, если бы полосовой фильтр должен был выполнять подавление соседнего канала.

Приемник прямого усиления

Мы определили что, для увеличения чувствительности детекторного приемника можно применить принцип прямого преобразования частоты. Однако в этом случае часть выходного колебания (компоненту спектра с удвоенной частотой сигнала) приходится подавлять. Это означает, что мощность полезного сигнала на выходе умножителя (смесителя) будет в два раза меньше мощности сигнала на входе. Иными словами, коэффициент передачи смесителя не может превышать -3 дБ. В реальных схемах ситуация хуже за счет потерь в элементах умножителя. Активный умножитель (умножитель с усилением) ситуацию в корне не меняет, так как он усиливает не только сигнал, но и шум, а значит, коэффициент шума будет в лучшем случае останется точно таким же.

Для увеличения чувствительности радиоприемника (уменьшения коэффициента шума приемника) между входом синхронного детектора и выходом входного устройства приемника размещают мал шумящий усилитель высокой частоты (УВЧ). Его коэффициент усиления рассчитывается по следующей формуле:

$$K_{\text{УВЧ}} = \frac{U_{\text{дет}}}{U_a \times K_{\text{Вх. устр.}}}$$

где $U_{\text{дет}}$ — напряжение на входе синхронного (квадратурного) детектора;
 U_a — напряжение на выходе антенны;
 $K_{\text{Вх. устр.}}$ — коэффициент передачи входного устройства.

Структурная схема приемника прямого усиления с квадратурным детектором, способным принимать сигнал с любым видом модуляции, приведена на рисунке 1.

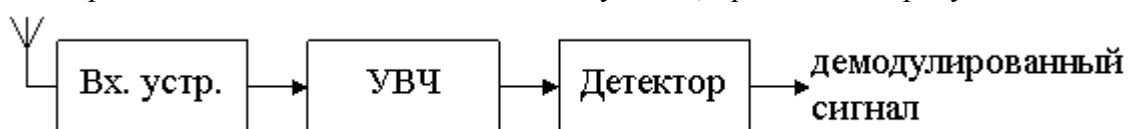


Рисунок 1 Структурная схема радиоприемника прямого усиления.

Применение усилителя высокой частоты позволяет поднять чувствительность приемника до нескольких десятков микровольт. Здесь следует заметить, что схема, приведенная на рисунке 1, может быть определена и как схема прямого усиления, и как схема прямого преобразования. Все зависит от того, какой каскад будет определять избирательность по соседнему каналу и где будет сосредоточено основное усиление.

Если в схеме, приведенной на рисунке 1, основное усиление определяется усилителем низкой частоты, а избирательность по соседнему каналу обеспечивается ФНЧ на выходе квадратурного детектора, то эту схему рассматривают как приемник прямого преобразования. Выбор частотных параметров блоков схемы иллюстрируется рисунком 2.

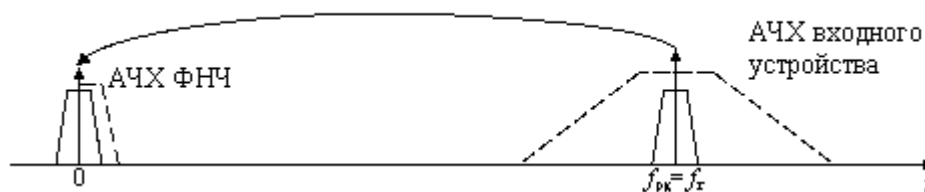


Рисунок 2. Требования к характеристикам фильтров приемника прямого преобразования

Если же основная избирательность радиоприемника по соседнему каналу и его основное усиление, сосредоточено до квадратурного детектора, то ее рассматривают как приемник прямого усиления. В этом случае частотные параметры схемы радиоприемника выбираются в соответствии с рисунком 3.

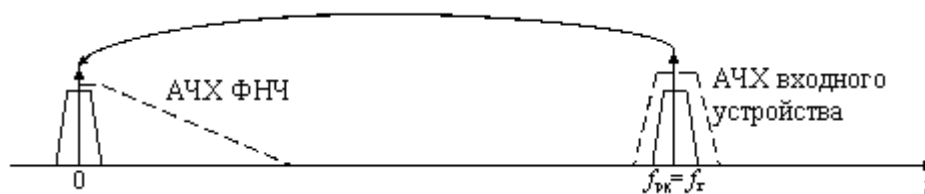


Рисунок 3. Требования к характеристикам фильтров приемника прямого усиления

Так как в этом случае все параметры приемника определяются входным устройством и практически не зависят от параметров квадратурного детектора, то схему приемника прямого усиления можно представить в виде, показанном на рисунке 4.

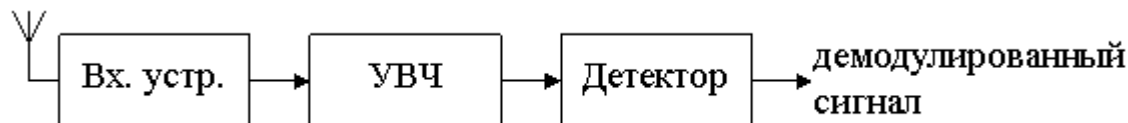


Рисунок 4. Структурная схема приемника прямого усиления

Требования к фильтру низкой частоты квадратурного детектора в данной схеме значительно снижаются по сравнению со схемой прямого преобразования. Здесь фильтр низкой частоты должен подавить составляющие удвоенной частоты принимаемого радиосигнала и не исказить полезный сигнал.

В наихудшем случае расстройку частоты можно определить следующим образом:

$$\xi = \frac{f_p}{f_s} = \frac{30\kappa\Gamma_4}{9\kappa\Gamma_4} = 3,3$$

и в этом случае расчет фильтра низкой частоты (ФНЧ) выполняется точно так же, как мы рассматривали в главе посвященной приемнику прямого преобразования.

Частотные параметры радиотракта приемника прямого усиления определяются рисунком 2.18. На этом рисунке показан спектр рабочего канала и спектры двух соседних радиоканалов. Полосовой фильтр входного устройства приемника прямого усиления не должен исказить полезный сигнал и при этом подавлять спектр соседних каналов.

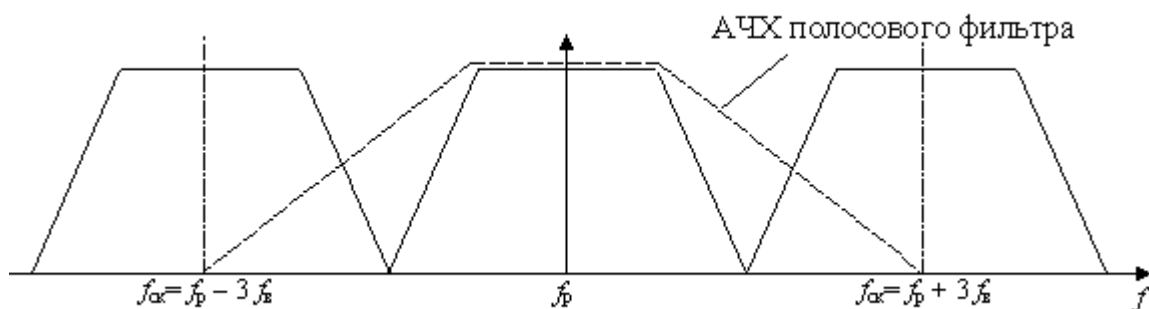


Рисунок 5. Частотные параметры радиотракта приемника прямого усиления

Известно, что расчет полосового фильтра ведется через расчет ФНЧ фильтра-прототипа, который рассчитывается точно также как и в случае приемника прямого преобразования. Воспользовавшись этими результатами можно определить, что потребуется полосовой фильтр не менее седьмого порядка.

Теперь определим, до какой частоты можно будет применять схему прямого усиления. Известно, что конструктивную добротность контура трудно получить больше 200. Учитывая, что у фильтра Баттерворта добротность контура с наибольшей добротностью отличается от добротности контура с наименьшей добротностью в пять раз, то для определения максимальной частоты воспользуемся добротностью:

$$Q_{\min} = \frac{Q_{\max}}{5} = \frac{200}{5} = 40$$

Добротность контура определяется по следующей формуле:

$$Q = \frac{f}{\Delta f}$$

Тогда максимальная рабочая частота для системы связи, использующих сигналы с полосой 9 кГц, может быть определена из следующего выражения:

$$f = Q \times \Delta f = 40 \times 9 \text{ кГц} = 360 \text{ кГц}$$

Это означает, что область применения приемников прямого усиления ограничивается длинноволновым диапазоном. Радиолюбители применяют приемники прямого усиления и в средневолновом диапазоне, но это достигается за счет уменьшения подавления соседнего канала. Для систем профессиональной связи это неприемлемо.

Коэффициент усиления усилителя радиочастоты в схеме прямого усиления ограничивается внеполосными помехами, которые могут попасть на его вход и вызвать перегрузку. Приемники, собранные по схеме прямого усиления обычно разрабатываются на прием одной определенной частоты. Это обусловлено сложностью разработки перестраиваемого полосового фильтра. Принимаемая приемником прямого усиления частота определяется частотой настройки фильтра входного устройства. Учитывая, что данная схема применяется в основном в системах дистанционного управления, а они работают в СВЧ диапазоне, то в качестве частотно-избирательных цепей входного устройства обычно применяются фильтры на поверхностных акустических волнах.

Лекция 2. Типы радиоприемных устройств (продолжение)

Супергетеродинный приемник

При усилении высокочастотного сигнала возникают определенные трудности. Чем выше частота принимаемого супергетеродинным приемником сигнала, тем сложнее выполнить усилитель высокой частоты. На высоких частотах часто возникают условия для его самовозбуждения. Попытка реализовать усилитель радиочастоты в виде широкополосного усилителя тоже приводит к определенным трудностям.

Естественно, что при развитии микроэлектроники цена затрат на преодоление описанных проблем постепенно снижается, но одновременно осваиваются все более высокочастотные диапазоны радиоволн, где описанные трудности снова встают перед разработчиком радиоприемного устройства.

В качестве второго и, пожалуй, основного недостатка приемника прямого усиления можно назвать необходимость построения перестраиваемого узкополосного фильтра, настраиваемого на рабочий сигнал. Выполнить фильтр со стабильными параметрами при его перестройке в диапазоне частот практически невозможно.

Требования к этому фильтру получаются противоречивыми. С одной стороны, этот фильтр должен ослаблять соседний канал приема, а с другой стороны не искажать принимаемый сигнал. В результате при необходимости перестройки частоты требуется изменять относительную полосу пропускания фильтра

$$\xi = \frac{\Delta f_{nc}}{f_{nc}}$$

где Δf_{nc} — полоса частот полезного сигнала
 f_{nc} — несущая частота полезного сигнала

При увеличении центральной частоты настройки фильтра для сохранения той же самой абсолютной полосы частот приходится одновременно уменьшать относительную полосу пропускания фильтра. Это достигается увеличением добротности входящих в состав фильтра контуров. Учитывая, что при этом необходимо строго следить за соотношением добротностей этих контуров между собой, а также то, что чем выше частота, тем труднее реализовать высокую добротность резонансной цепи, задача становится практически невыполнимой.

Даже в том случае, когда приемник разрабатывается на одну фиксированную частоту, очень трудно обеспечить параметры узкополосного фильтра. На частоте 450 МГц очень трудно (практически невозможно) обеспечить полосу пропускания фильтра равную 10 кГц при полосе непропускания 25 кГц. При этом минимальная добротность требуется:

$$Q = \frac{f}{\Delta f} = \frac{450}{0,01} = 45000$$

Но это для фильтра первого порядка! А нужно как минимум фильтр 8-го порядка. Естественно, что добротность избирательной цепи, равную нескольким сотням тысяч единиц технически выполнить невозможно!

Для того чтобы решить эту проблему, стали разбивать задачу на два этапа — перестройка по диапазону частот, и обеспечение избирательности по соседнему каналу. Для перестройки по частотному диапазону стали использовать перенос спектра на определенную (обычно достаточно низкую) промежуточную частоту. Перенос спектра принимаемых частот осуществляется при помощи следующего тригонометрического преобразования:

$$\sin \alpha \sin \beta = \frac{1}{2} (\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta))$$

тогда напряжение на выходе перемножителя, который часто называется смесителем будет записываться:

$$U_{см} = \sin(\omega_c \cdot t + \varphi) \times \sin(\omega_z \cdot t) = \frac{1}{2} (\cos((\omega_c - \omega_z) \cdot t + \varphi) + \cos((\omega_c + \omega_z) \cdot t + \varphi))$$

Узкополосный фильтр на выходе умножителя легко подавляет одну из этих компонент. Оставшаяся частотная компонента выходного сигнала называется промежуточной частотой супергетеродинного приемника. Обычно на выходе смесителя супергетеродинного приемника выделяется разностная компонента. В этом случае на входе усилителя промежуточной частоты (УПЧ) супергетеродинного приемника формируется сигнал промежуточной частоты, с частотой:

$$f_{пч} = f_c - f_z$$

Получается, что при помощи умножителя можно легко перемещать спектр входного сигнала по частоте, изменяя частоту местного генератора — гетеродина.

Процесс перемещения частоты входного сигнала на промежуточную частоту в супергетеродинном приемнике иллюстрируется рисунком 1.

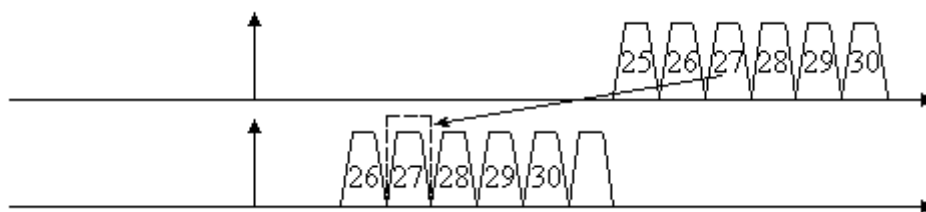


Рисунок 1 Перенос спектра принимаемого сигнала на промежуточную частоту супергетеродинного приемника.

Приемники, выполненные по такой схеме, получили название супергетеродинов или супергетеродинных приемников. Структурная схема радиоприемника, построенного по супергетеродинной схеме, приведена на рисунке 2



Рисунок 2. Структурная схема супергетеродинного радиоприемника.

В этой схеме гетеродин осуществляет перестройку в диапазоне частот, поэтому его часто выполняют в виде синтезатора частоты, который может настраиваться на ряд фиксированных частот и обладает стабильностью частоты, соответствующей кварцевому генератору или в особенно ответственных случаях атомному эталону частоты.

Для уменьшения требований к фильтру основной избирательности тракт промежуточной частоты супергетеродинного приемника выбирается достаточно низкочастотным. Это позволяет обеспечить значительную относительную расстройку частоты соседнего канала по отношению к полосе принимаемого супергетеродинным приемником сигнала.

То, что промежуточная частота супергетеродинного приемника является фиксированной, позволяет применить в качестве фильтра промежуточной частоты кварцевый, электромеханический или пьезоэлектрический фильтр. Это обеспечивает высокие электрические характеристики фильтра основной избирательности супергетеродинного приемника и высокую стабильность характеристик во времени и в диапазоне температур. Кроме того, такие фильтры в настоящее время являются высокотехнологическими, что позволяет снизить стоимость и уменьшить габариты супергетеродинного приемника в целом.

К сожалению, промежуточная частота супергетеродинного приемника может быть образована при помощи двух уравнений. При этом результат невозможно отличить друг от друга:

$$f_{\text{пч}} = f_c - f_z$$

$$f_{\text{пч}} = f_z - f_c$$

Это приводит к тому, что супергетеродинным приемником могут одновременно приниматься сразу два частотных канала, отстоящих друг от друга на величину $2f_{\text{пч}}$. Один из этих каналов называется рабочим каналом супергетеродинного приемника, а другой — зеркальным. Описанная ситуация иллюстрируется рисунком 3.

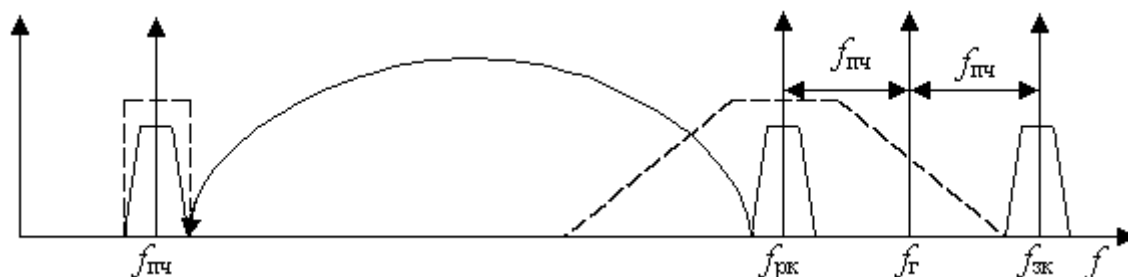


Рисунок 3. Процесс образования зеркального канала в супергетеродинном приемнике.

Единственный способ избавиться от зеркального канала — это подавить его сигнал во входной цепи радиоприемника, иначе говоря, подавление зеркального канала зависит от избирательности входной цепи супергетеродинного радиоприемника и расстройки зеркального канала:

$$\xi_{\text{зк}} = \frac{f_{\text{зк}} - f_{\text{рп}}}{f_{\text{пч}}}$$

Мы рассматриваем схему приемника цифровых методов модуляции, поэтому при реализации супергетеродинного приемника цифровых методов модуляции следует учитывать особенности преобразования частоты. Полезная информация цифрового сигнала обычно содержится в относительном изменении фазы несущего колебания, но оно приводит к соответствующему приращению частоты:

$$\mathcal{F} = \frac{\partial \varphi}{\partial t}$$

При этом положительное приращение фазы будет увеличивать частоту принимаемого супергетеродинным приемником сигнала, а отрицательное — уменьшать. При преобразовании частоты в супергетеродинном приемнике приращение частоты может, как не изменяться — при преобразовании $f_{\text{пч}} = f_c - f_z$, так и становиться противоположным — при преобразовании $f_{\text{пч}} = f_z - f_c$. Этот эффект иллюстрируется рисунком 3. На нем стрелочкой показано, что верхняя и нижняя боковые частоты принимаемого супергетеродинным приемником сигнала при переносе на промежуточную частоту меняются местами. При этом знак приращения фазы становится противоположным и передаваемое сообщение искажается. Прием на выходе такого супергетеродинного приемника становится невозможным.

Рассмотренное явление может быть учтено на выходе супергетеродинного приемника в квадратурном детекторе. Если поменять местами сигналы I и Q, то вращение вектора частоты на выходе квадратурного детектора супергетеродинного приемника меняется на прямо противоположное. Теперь переданное сообщение будет принято правильно.

Супергетеродинный приемник с двойным преобразованием частоты

Чем выше частота принимаемого полезного сигнала, тем меньше получается относительная расстройка зеркального канала при том же самом значении промежуточной частоты. В результате при реализации радиоприемника высоких частот возникает

противоречие между требованием уменьшить промежуточную частоту для облегчения подавления соседнего канала в тракте промежуточной частоты и требованием увеличить промежуточную частоту для облегчения подавления зеркального канала в преселекторе. В этом случае применяют двойное преобразование частоты.

При двойном преобразовании частоты сначала переносят группу каналов на первую промежуточную частоту, выделяют ее, а затем выделяют рабочий канал на второй промежуточной частоте. Этот процесс иллюстрируется частотной диаграммой, приведенной на рисунке 1.

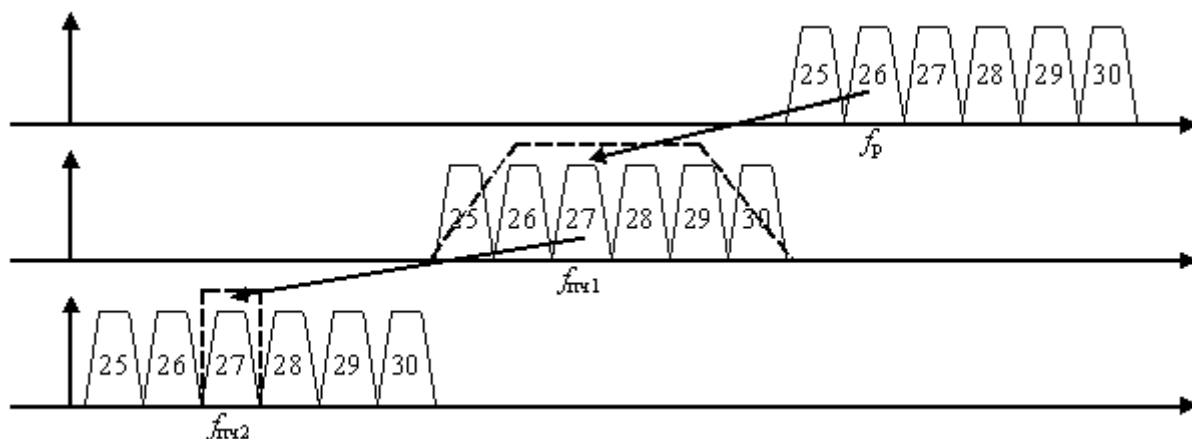


Рисунок 1 Перенос спектра рабочего канала при двойном преобразовании частоты

На этом рисунке полезный сигнал с частотой f_p сначала переносится на первую промежуточную частоту $f_{пч1}$. Значение первой промежуточной частоты выбирается достаточно большим для того чтобы облегчить подавление зеркального канала $f_{зк1}$ фильтром преселектора.

На первой промежуточной частоте $f_{пч1}$ невозможно обеспечить подавление соседнего канала, поэтому коэффициент усиления тракта первой промежуточной частоты стараются выполнить минимально необходимым, лишь бы не увеличить уровень шумов на выходе приемника. Его основная задача — подавить зеркальный канал $f_{зк2}$, который образуется во втором смесителе. Усилитель УПЧ1 только компенсирует потери в фильтре ФПЧ1 и, если необходимо, потери смесителя.

Структурная схема приемника с двойным преобразованием частоты приведена на рисунке 2.

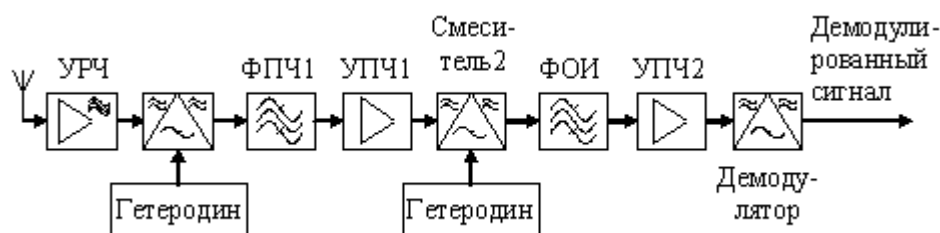


Рисунок 2 Структурная схема супергетеродинного радиоприемника с двойным преобразованием частоты

В схеме супергетеродина с двойным преобразованием частоты перестраиваемым выполняется только первый гетеродин. В качестве такого гетеродина обычно применяется синтезатор дискретной сетки частот. Второй гетеродин может быть выполнен на фиксированную частоту. Это позволяет фильтр промежуточной частоты ФПЧ1 реализовать на фиксированную частоту, тем самым упростив его реализацию.

Дуплексеры

При одновременной работе приемника и передатчика возникают вопросы электромагнитной совместимости этих узлов. Если выходной сигнал с выхода передатчика попадет на вход своего приемника, то он может не просто сделать

невозможным прием каких-либо станций, но и вывести из строя входные каскады приемника.

По этой причине встают вопросы подавления сигнала собственного передатчика на входе радиоприемного устройства. Это выполняется при помощи дуплексного фильтра. Дуплексный фильтр (дуплексор или диплексор) представляет собой два полосовых фильтра, настроенные на различные частоты, соединенные между собой. Полосовой фильтр, включенный на выходе передатчика, настраивается так, чтобы пропускать весь диапазон допустимых частот передатчика. Полосовой фильтр, включенный на входе приемника, настраивается так, чтобы пропускать весь допустимый диапазон частот приемника. В результате сигнал с выхода передатчика может свободно проходить на антенну, но при этом он будет подавляться на входе приемника. Структурная схема дуплексной радиостанции с цифровыми видами модуляции приведена на рисунке 2.18.

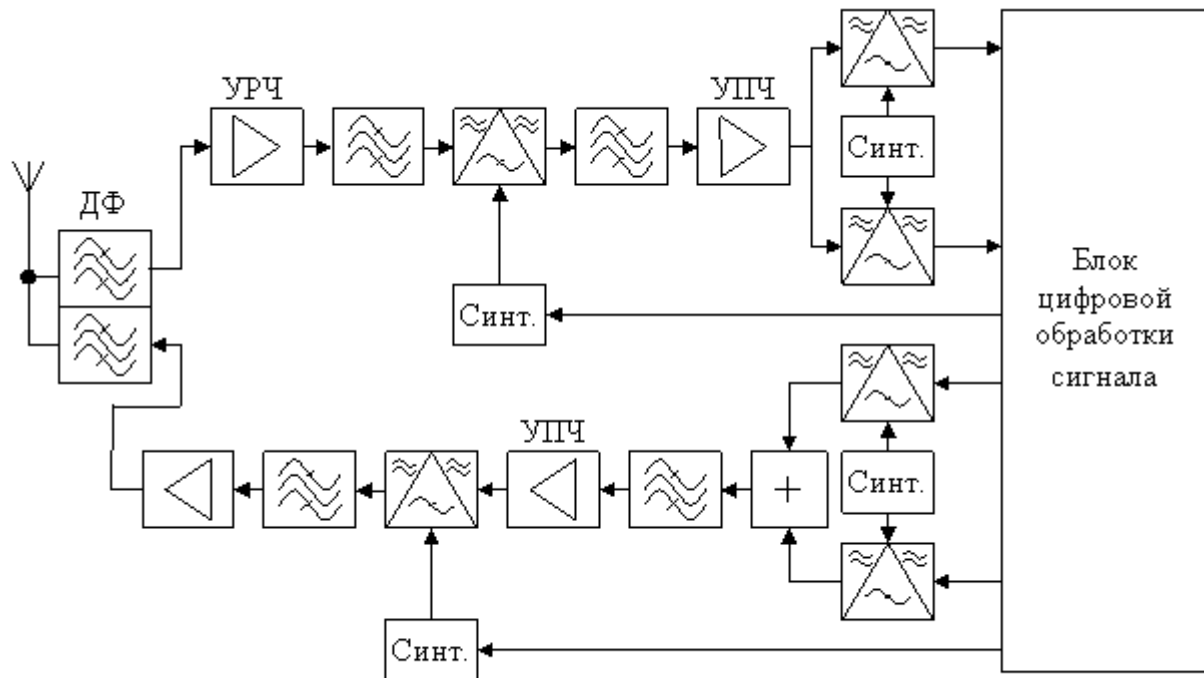


Рисунок 1 Структурная схема дуплексной цифровой радиостанции.

Учитывая, что полосовой фильтр не может быть реализован со строго прямоугольной амплитудно-частотной характеристикой, между диапазоном частот передатчика и диапазоном частот приемника вводится защитный интервал, который называется дуплексным разнесом частот. Чем выше частотный диапазон системы мобильной связи, тем больше применяется дуплексный разнос частот. Например, для систем сотовой связи GSM900 или CDMA применяется дуплексный разнос частот 45 МГц, а для системы GSM1800 — уже 140 МГц.

Амплитудно-частотные характеристики дуплексора приведены на рисунке 2.

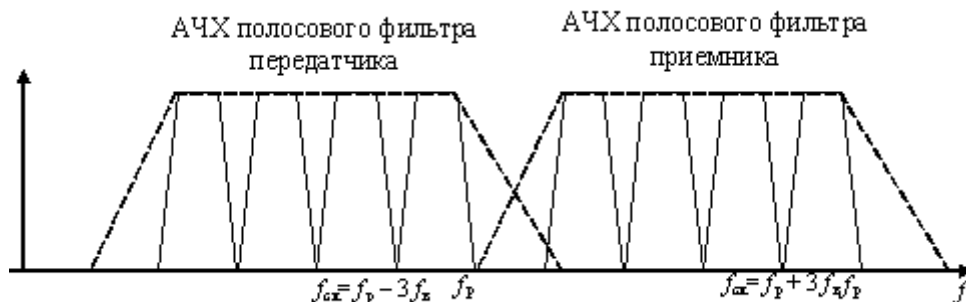


Рисунок 2 Амплитудно-частотные характеристики дуплексора

Дивайдеры входного сигнала

При проектировании базовой станции или ретранслятора следует учитывать то обстоятельство, что антенна значительно удалена от входа радиоприемного устройства. Для соединения антенны с радиоприемным устройством приходится применять антенный фидер, который обладает потерями. Пример взаимного расположения антенны и приемо-передающего оборудования базовой станции приведен на рисунке 1.



Рисунок 1 Взаимное расположение антенны и приемо-передающего оборудования базовой станции

Конечно, потери антенного фидера можно было бы компенсировать усилителем, расположенным непосредственно на его входе, однако при этом возникает ряд трудностей. Первая — как подвести питание к этому блоку? Вторая — как осуществлять обслуживание и ремонт данного блока. Эти трудности значительно возрастают в зимнее время. Поэтому экономически выгоднее компенсировать потери фидера при помощи коэффициента усиления антенны.

При проектировании радиоприемных устройств базовых станций в системах мобильной связи возникает требование распределять энергию сигнала с выхода приемной или приемо-передающей антенны на входы нескольких радиоприемников. Проблема заключается в том, что при делении мощности радиосигнала ухудшается отношение сигнал/шум на выходе радиоприемных устройств, поэтому обычно деление мощности осуществляется в несколько этапов.

Коэффициент передачи распределителя мощности на два выхода не может быть лучше значения -3 дБ. Поэтому на его входе обычно ставится малошумящий усилитель, как это показано на рисунке 2.

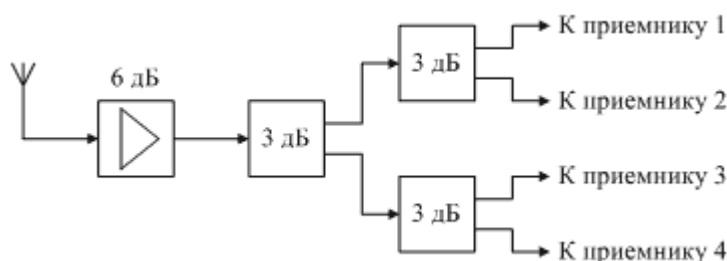


Рисунок 2. Структурная схема дивайдера входного сигнала

В приведенной схеме малошумящий усилитель увеличивает уровень входного сигнала на 6 дБ. Затем выходной сигнал этого усилителя делится между четырьмя входами радиоприемных устройств. Естественно, что все каналы радиоприемных устройств должны находиться в полосе пропускания данного малошумящего усилителя.

Делители мощности выполняются обычно на трансформаторах или на микрополосковых линиях, но даже если в делителе мощности применен трансформатор, его намотка производится проводниками со строго определенным волновым сопротивлением. Пример схемы делителя мощности сигнала на четыре несимметричных выхода приведена на рисунке 3.

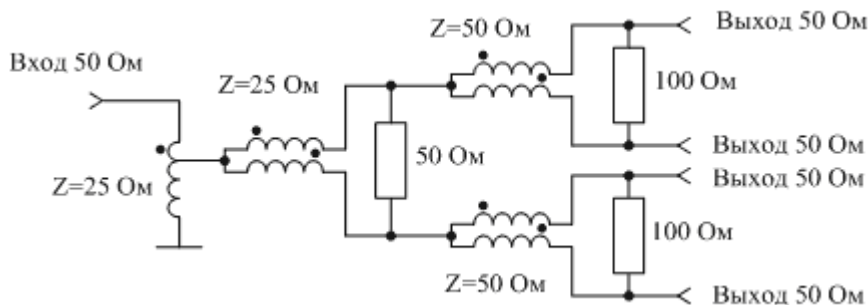


Рисунок 3 Схема делителя мощности на четыре несимметричных выхода

В этой схеме указаны волновые сопротивления микрополосковых линий для случая входного и выходных сопротивлений, равных 50 Ом. Применение обмоток в виде линии передачи с определенным волновым сопротивлением имеет принципиальное значение. Вопросы расчета делителей мощности подробно рассмотрены в [1].

В настоящее время делители мощности входного сигнала выпускаются рядом фирм в виде готовых модулей. В качестве примера можно назвать такие фирмы как Ikusi, RTM, Rexant. Пример внешнего вида готовых модулей сплиттеров показан на рисунке 4.



Рисунок 4 Внешний вид модулей делителей мощности входного сигнала (сплиттеров)

Входной фильтр

Входной фильтр является одним из важнейших узлов радиоприемного устройства. Как это было показано в предыдущих главах, в системах связи с большим отношением верхней рабочей частоты к нижней рабочей частоте этот фильтр должен перестраиваться по частоте. Перестройку по частоте можно осуществить в LC фильтрах. Чем более сложный фильтр будет применен в качестве входного фильтра, тем выше удастся получить качество радиоприемного устройства, однако при этом возникают проблемы с одновременным изменением частоты настройки контуров, изменения их добротности и обеспечения необходимой глубины связи между этими контурами.

Чаще всего в качестве полосового перестраиваемого фильтра применяется система из двух связанных контуров. В особо ответственных схемах ставится трехконтурный фильтр. В этом случае удастся получить достаточно крутой скат амплитудно-частотной характеристики и не требовать изменения глубины связи между контурами.

Обычно перестройка контуров фильтра по частоте осуществляется при помощи изменяемой емкости. Это позволяет увеличивать добротность контура при увеличении частоты настройки контура и, тем самым, сохранять одинаковую полосу пропускания фильтра при перестройке по частоте.

Для того чтобы убедиться, что полоса пропускания одиночного контура сохраняется постоянной при перестройке по частоте при помощи емкости, обратимся к формуле определения добротности:

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f_{3dB}} \Rightarrow \Delta f_{3dB} = \frac{f_0}{Q}$$

Теперь выразим добротность через отношение реактивного и активного сопротивления контура:

$$Q = \frac{\rho}{r}$$

где реактивное сопротивление контура определяется следующим образом:

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

В результате можно сделать вывод, что добротность контура при увеличении его частоты настройки уменьшением емкости конденсатора будет увеличиваться пропорционально корню из емкости.

Формула для частоты настройки контура зависит от изменения емкости конденсатора подобным образом:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

а, значит, отношение частоты настройки контура и добротности, определяющее его полосу пропускания, будет постоянным.

В качестве переменной емкости удобнее всего применять варикап. Так как при перестройке частоты настройки контуров в фильтре глубина связи между ними не должна изменяться, то между контурами применяется индуктивная связь. Один из вариантов принципиальной схемы входного перестраиваемого фильтра приведен на рисунке 1.

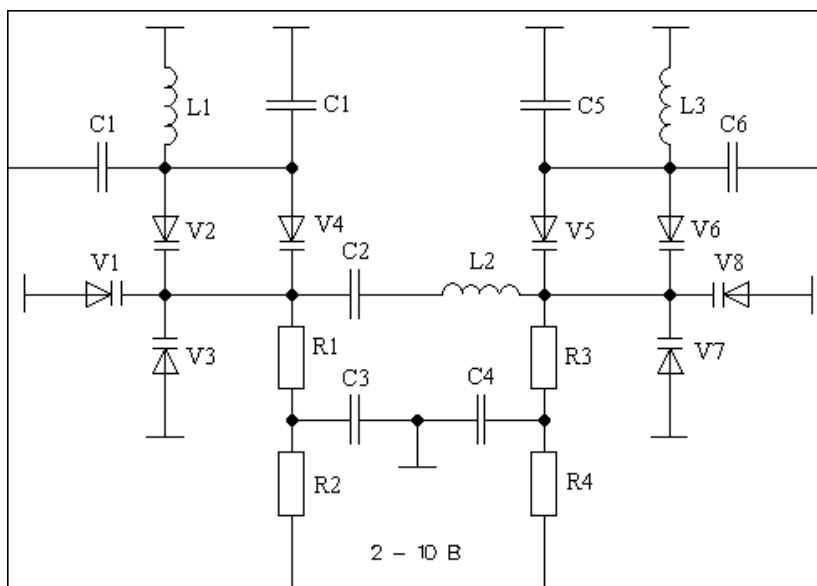


Рисунок 1 Принципиальная схема входного фильтра приемника

В данной схеме первый контур образуется элементами $L1$, $C1$, $V1$, ..., $V4$, а второй контур — элементами $L3$, $C5$, $V5$, ..., $V8$. Глубина связи между контурами определяется величиной индуктивности $L2$. В системах мобильной связи, работающей в УКВ диапазоне, отношение верхней рабочей частоты к нижней рабочей частоте не превышает 1,2, поэтому коэффициент перестройки, определяемый варикапами приходится уменьшать при помощи дополнительного конденсатора $C1$.

Настройку контуров обычно делают независимо. Это позволяет учесть индивидуальность вольт-фарадных характеристик варикапов. Конденсатор $C2$ позволяет разделить постоянные управляющие напряжения, поступающие на варикапы $V1$, ..., $V4$ и $V5$, ..., $V8$.

В системах сотовой связи, отношение верхней рабочей частоты к нижней рабочей частоте не превышает 1,04, т. е. ширина всего рабочего диапазона частот составляет всего 4% от средней частоты диапазона. Это позволяет отказаться от перестройки входного фильтра по частоте и выполнить фильтр в виде полосового фильтра с постоянными параметрами.

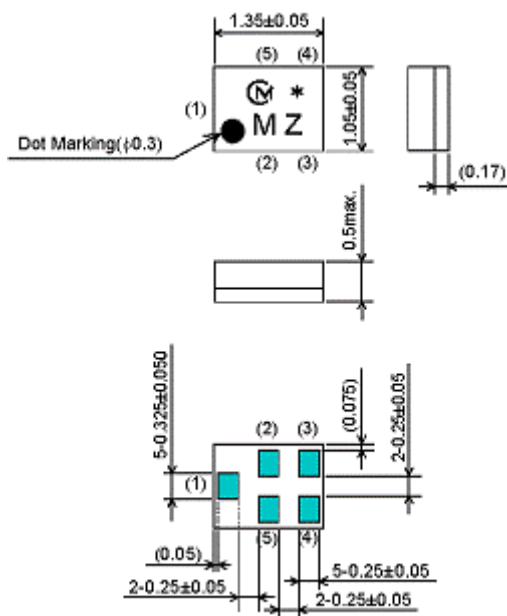


Рисунок 1 Внешний вид приемного фильтра

Амплитудно-частотная характеристика фильтра SAFEA942MFL0F00 фирмы Murata, выполненного на поверхностных акустических волнах, приведена на рисунке 3. Этот фильтр предназначен для работы в качестве входного фильтра приемника мобильного аппарата в системе связи GSM900.

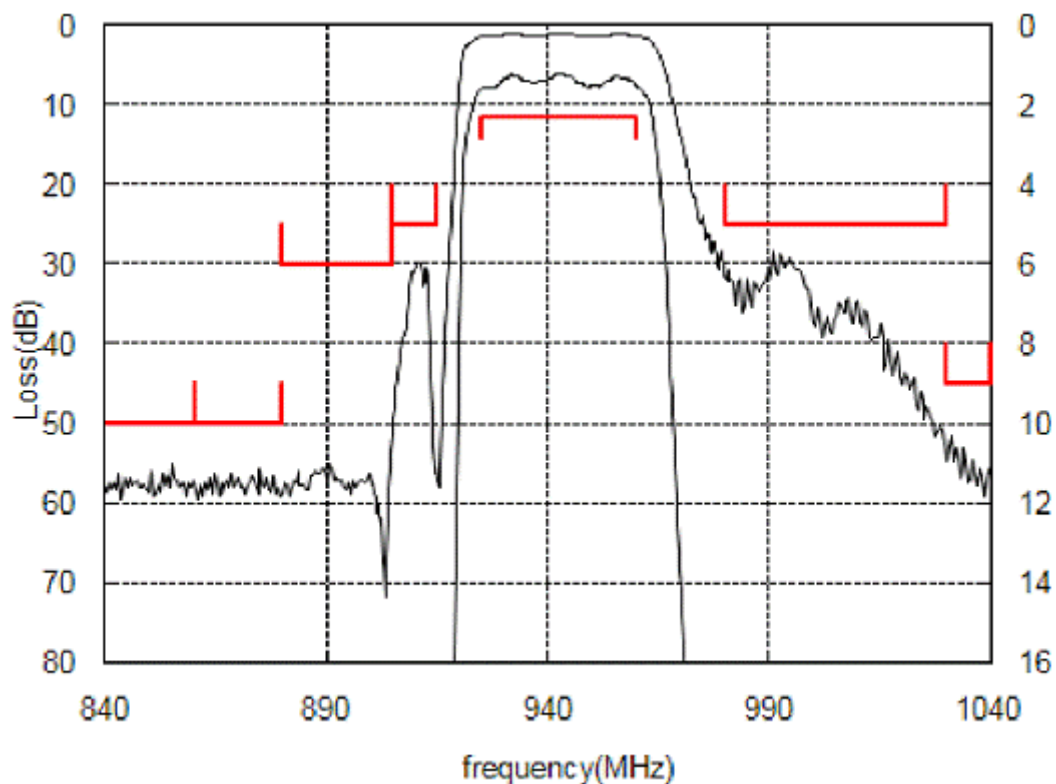


Рисунок 3 АЧХ входного фильтра приемника GSM900

Лекция 3. Технические показатели приемных устройств

Диапазон принимаемых частот радиоприемных устройств

Очень важной характеристикой радиоприемного устройства является диапазон принимаемых частот. В зависимости от значения принимаемой частоты схемные и конструктивные решения радиоприемников могут значительно различаться. Понятие диапазона принимаемых частот радиоприемного устройства поясняется рисунком 1.

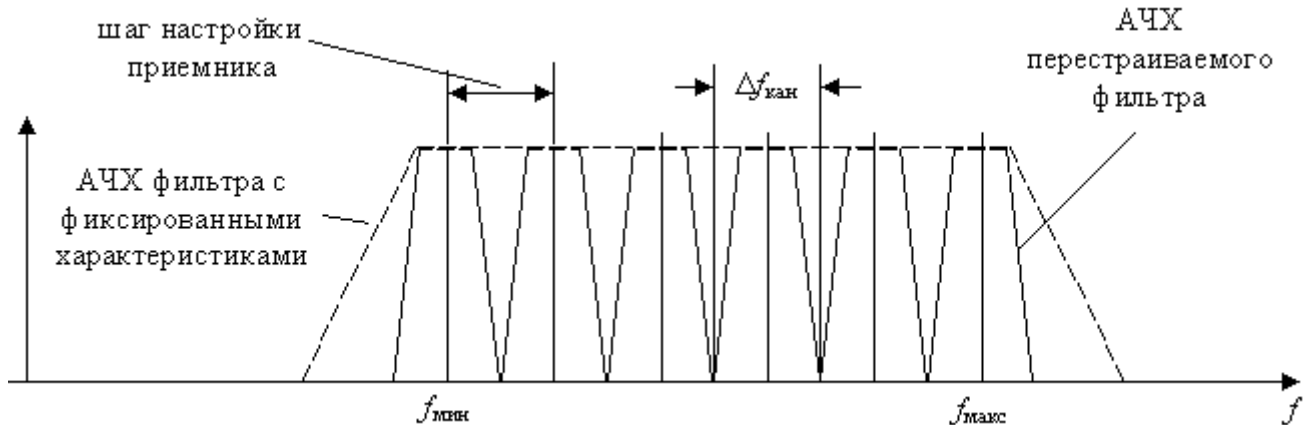


Рисунок 1 - Диапазон принимаемых частот

Коэффициент перестройки радиоприемного устройства определяется отношением максимальной принимаемой частоты к минимальной:

$$k_{\text{пр}} = \frac{f_{\text{макс}}}{f_{\text{мин}}}$$

При построении радиоприемников со значительным отношением центральной частоты верхнего принимаемого канала к центральной частоте нижнего принимаемого канала может потребоваться разбиение принимаемого диапазона частот на несколько поддиапазонов. От этого же отношения может зависеть будут ли входные цепи перестраиваемыми или можно применить фильтры с фиксированными характеристиками. Отличие требований к АЧХ перестраиваемого фильтра и АЧХ фильтра с фиксированными параметрами показано на рисунке 1.

Известно, что фильтры с фиксированными характеристиками можно выполнить с лучшими частотными характеристиками по сравнению с перестраиваемыми фильтрами. В ряде случаев возможно применение кварцевых фильтров или фильтров на поверхностных акустических волнах (ПАВ). Именно по этой причине при разработке стандартов современных систем мобильной связи, помимо дефицита частотного ресурса, был выбран достаточно узкий диапазон рабочих частот ($k_{\text{пр}} = 1.1 \dots 1.3$).

Например, для стандарта GSM 900 диапазон принимаемых частот для мобильных аппаратов составляет 935 ... 960 МГц. (В настоящее время этот диапазон расширен до 921 ... 960 МГц). Для базовых станций диапазон принимаемых частот составляет 890 ... 915 МГц. (876 ... 915 МГц) Для стандарта GSM 1800 диапазон принимаемых частот для мобильных аппаратов составляет 1805 ... 1880 МГц. Для базовых станций диапазон принимаемых частот составляет 1710 ... 1785 МГц. Диапазоны принимаемых частот системы связи GSM показаны на рисунке 2.

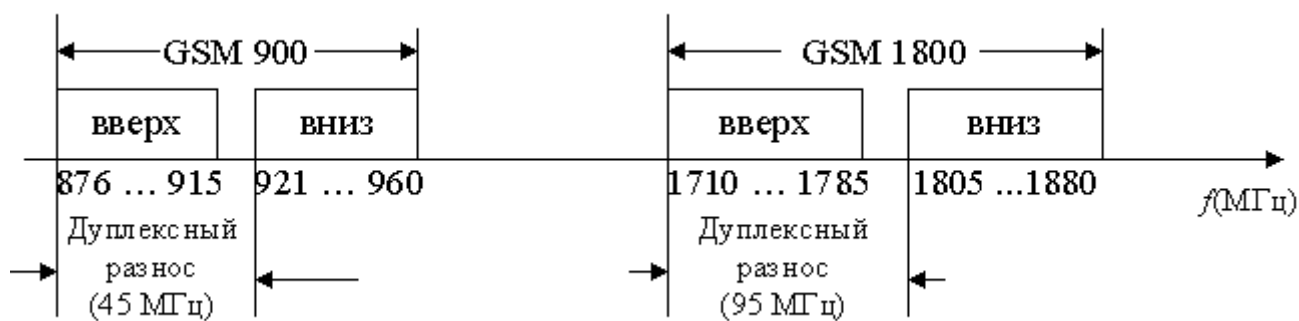


Рисунок 2 - Диапазоны принимаемых частот в системе сотовой связи GSM

Аналогичная ситуация в стандартах CDMA. Диапазон принимаемых частот для мобильных аппаратов составляет 869 ... 893 МГц. Для базовых станций диапазон принимаемых частот составляет 824 ... 848 МГц.

Во всех диапазонах частот, выделенных для сотовой связи, максимальная частота принимаемого сигнала отличается от минимальной частоты принимаемого сигнала менее чем на три процента. Это позволяет в системах сотовой связи применять во входных цепях фильтры с фиксированными параметрами.

Чувствительность приемника

Одним из важнейших показателей качества тракта приема является чувствительность приемника. Чувствительность приемника характеризует способность приемника принимать слабые сигналы. Чувствительность приемника определяется как минимальный уровень входного сигнала устройства, необходимый для обеспечения требуемого качества полученной информации. Качество может быть оценено заданной битовой вероятностью ошибки (BER), вероятностью приема ошибочного сообщения (MER) или отношением сигнал-шум SNR (Signal-to-Noise Ratio) на входе демодулятора приемника. Если чувствительность приемника ограничивается внутренними шумами, то ее можно оценить реальной или предельной чувствительностью приемника, коэффициентом шума или шумовой температурой.

Чувствительность приемника с небольшим усилением, на выходе которого шумы практически отсутствуют, определяется э. д. с. (или номинальной мощностью) сигнала в антенне (или ее эквиваленте), при которой обеспечивается заданное напряжение (мощность) сигнала на выходе приемника.

Чувствительность приемника определяется коэффициентом его усиления $K_{ус}$. Приемник должен обеспечивать усиление даже самых слабых входных сигналов до выходного уровня, необходимого для нормального функционирования устройства, однако, на входе приемника действуют помехи и шумы, которые также усиливаются в приемнике и могут ухудшать качество его функционирования. Кроме того, на выходе приемника появляются его усиленные внутренние шумы. Чем меньше внутренние шумы, тем лучше качество приемника, тем выше чувствительность приемника.

Реальная чувствительность приемника равна э. д. с. (или номинальной мощности) сигнала в антенне, при которой напряжение (мощность) сигнала на выходе приемника превышает напряжение (мощность) помех в заданное число раз. **Предельная чувствительность** приемника равна э. д. с. или номинальной мощности $P_{АП}$ сигнала в антенне, при которой на выходе его линейной части (т. е. на входе детектора), мощность сигнала равна мощности внутреннего шума.

При задании чувствительности приемника в виде э.д.с., чувствительность приемника измеряется в микровольтах. Современные приемники мобильной связи обладают чувствительностью на уровне десятых долей микровольта. Способ задания чувствительности приемника в виде э.д.с. приводит к тому, что при различном входном сопротивлении приемника мы будем получать различное значение э.д.с. Поэтому,

несмотря на то, что все современные приемники систем мобильной связи имеют входное сопротивление 50 Ом, чувствительность приемников задается в терминах мощности сигнала на входе приемника. Чувствительность определяется как отношение мощности на входе приемника к уровню мощности 1 мВт и выражается в логарифмическом масштабе в дБм.

$$S = 10 \lg \frac{P_{\text{АП}}}{1 \text{ мВт}} \text{ (дБм)}$$

Предельную чувствительность приемника можно также характеризовать коэффициентом шума N_0 , равным отношению мощности шумов, создаваемых на выходе линейной части приемника эквивалентом антенны (при комнатной температуре $T_0 = 290$ К) и линейной частью, к мощности шумов, создаваемых только эквивалентом антенны. Очевидно,

$$P_{\text{АП}} = N_0 k T_0 \Pi_{\text{ш}}, \quad (1)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град — постоянная Больцмана;
 $\Pi_{\text{ш}}$ — шумовая полоса линейной части приемника, Гц;
 $P_{\text{АП}}$ — мощность сигнала, Вт.

Из (1) видно, что мощность сигнала, соответствующую его предельной чувствительности и отнесенную к единице полосы частот, можно выразить в единицах kT_0 :

$$\frac{P_{\text{АП}}}{\Pi_{\text{ш}}} = N_0 k T_0, \quad (2)$$

Предельную чувствительность приемника можно также характеризовать шумовой температурой приемника $T_{\text{пр}}$, на которую надо дополнительно нагреть эквивалент антенны, чтобы на выходе линейной части приемника мощность создаваемых им шумов равнялась мощности шумов линейной части. Очевидно, $k(T_0 + T_{\text{пр}})\Pi_{\text{ш}} = N_0 k T_0 \Pi_{\text{ш}}$, откуда

$$T_{\text{пр}} = T_0(N_0 - 1) \quad (3)$$

На реальную антенну воздействуют внешние шумы, номинальная мощность которых $kT_A \Pi_{\text{ш}} > kT_A \Pi_0$, где T_A — шумовая температура антенны. Поэтому на выходе линейной части

$$k(T_0 + T_{\text{пр}})\Pi_{\text{ш}} = kT_0 \Pi_{\text{ш}}(N_0 - 1 + \frac{T_A}{T_0})$$

Для получения равенства мощностей сигнала и шумов необходима мощность

$$P_A' = kT_0 \Pi_{\text{ш}}(N_0 - 1 + \frac{T_A}{T_0}) > P_{\text{АП}}$$

Избирательность приемника по соседнему каналу

Избирательность по соседнему каналу — это способность приемника принимать полезный сигнал на заданной частоте канала с заданной вероятностью ошибки в присутствии мешающего сигнала по соседнему каналу. Обычно для задания избирательности по соседнему каналу предъявляются требования к глубине подавления частоты первого и второго соседних каналов. График, иллюстрирующий требования к приемнику по подавлению соседнего канала приведен на рисунке 1.

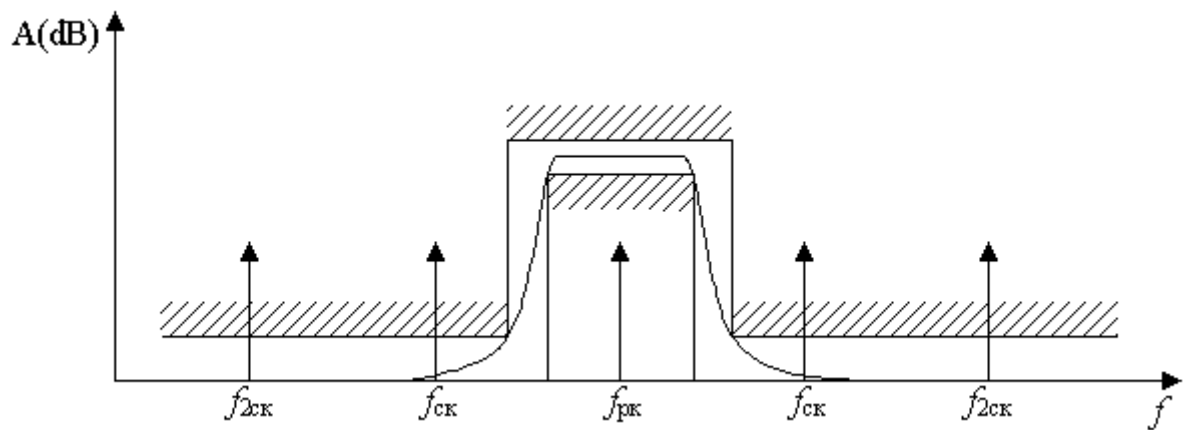


Рисунок 1 Избирательность приемника по соседнему каналу

Подавление соседнего канала в этом случае определяется как отношение коэффициента передачи главного тракта приемника на рабочем канале к его коэффициенту передачи на соседнем канале:

$$A_{\text{ск}} (\text{дБ}) = 20 \lg \frac{K_{\text{рк}}}{K_{\text{ск}}}$$

Иногда кроме требований по подавлению соседнего канала к приемнику предъявляются требования по подавлению второго соседнего канала $f_{2\text{ск}}$ и более дальних каналов:

$$A_{2\text{ск}} (\text{дБ}) = 20 \lg \frac{K_{\text{рк}}}{K_{2\text{ск}}}$$

Обычно требования избирательности по соседнему каналу выполняются фильтром основной избирательности главного тракта приема. Часто требования к подавлению первого соседнего канала и к подавлению удаленных каналов различаются. В этом случае избирательность приемника задается маской, пример которой приведен на рисунке 2.

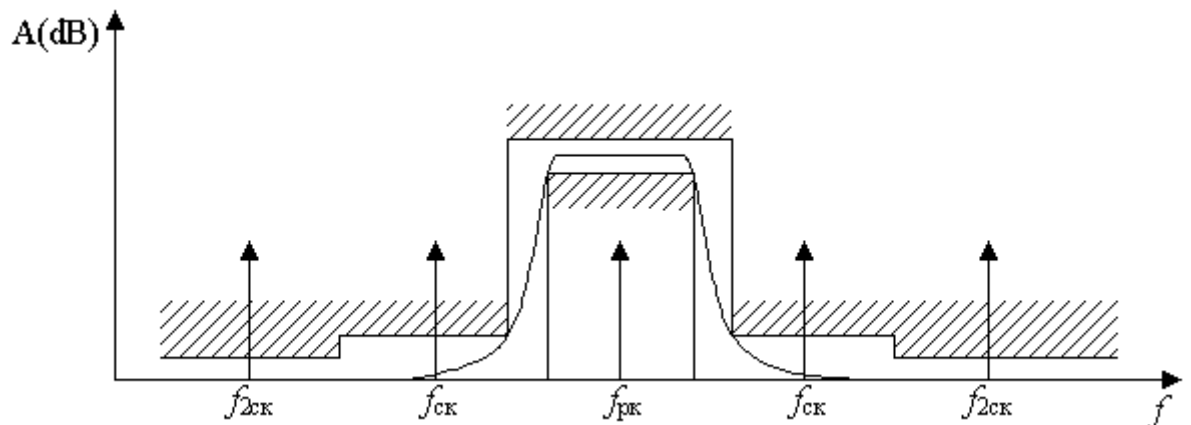


Рисунок 2 Маска избирательности приемника по соседнему каналу

Подавление сигнала соседнего канала в зависимости от назначения приемника и вида принимаемого сигнала может меняться и в настоящее время в связных приемниках может достигать 80 дБ.

Избирательность приемника по побочным каналам приема

В ряде схем приемников, таких как супергетеродин или супергетеродин с двойным преобразованием частоты, кроме основного канала приема присутствуют побочные каналы приема, такие как зеркальный канал первой и второй промежуточной частоты, прямое прохождение по каналу первой и второй промежуточной частоты. Эти каналы возникают в результате неидеальности главного тракта приема. Причины образования этих каналов приема мы рассмотрим подробнее в следующих главах.

При задании требований к радиоприемнику задаются параметры, определяющие подавление сигналов побочных каналов приема. Обычно требования по побочным каналам приема задаются не хуже подавления по соседнему каналу, а в ряде случаев значительно жестче. Подавление побочных каналов в современных аналоговых трактах приема составляет не менее 80 дБ.

Интермодуляция

Интермодуляция (Intermodulation) — явление возникновения на выходе приемника помех при действии на его входе двух или более помех, частоты которых не совпадают с частотами основного и побочных каналов приема.

В результате взаимодействия помех с частотами f_1 и f_2 на нелинейных элементах приемного устройства возникают интермодуляционные продукты вида:

$$f_{\text{из}} = \pm m \cdot f_1 \pm n \cdot f_2. \quad (1)$$

При этом в приемном тракте может получаться сигнал помехи с частотой, равной частоте полезного сигнала или попадающей в полосы каналов побочного приема приемника. Такие помехи обрабатываются в приемном устройстве совместно с полезным сигналом, ухудшая качество принимаемого сообщения.

На практике для количественной оценки интермодуляционных искажений (InterModulation Distortion, IMD) используют коэффициенты, вычисляемые при подаче на вход приемника двух внеполосных гармонических сигналов f_1 и f_2 с равными амплитудами:

коэффициент интермодуляционных искажений второго порядка — отношение амплитуды комбинационной составляющей $f_2 \pm f_1$, к амплитуде одного из этих сигналов на входе;

коэффициент интермодуляционных искажений третьего порядка — отношение амплитуды комбинационной составляющей $2 \cdot f_2 - f_1$ (или $2 \cdot f_1 - f_2$) к амплитуде одного из этих сигналов на входе.

Продукты третьего и более высоких порядков, возникающие при смешивании двух интерферирующих радиосигналов могут создавать сигнал помехи в рабочем канале. Так как полоса обрабатываемых частот обычно ограничивается в преселекторе на входе приемника, то нелинейность измеряется путем подачи на вход приемного устройства двух сигналов равной амплитуды с частотами f_1 и f_2 , достаточно близко расположенными к частоте настройки приемника. При этом измеряется уровень продуктов интермодуляции третьего порядка $2 \cdot f_1 - f_2$ и $2 \cdot f_2 - f_1$. Другие комбинационные продукты обычно находятся вне полосы рабочих частот приемника и подавляются фильтром основной избирательности.

Подавление эффекта интермодуляции (Intermodulation response rejection) — мера способности приемника принимать требуемый сигнал на частоте рабочего канала в присутствии двух или более сигналов помех, которые имеют определенное соотношение частот с требуемым сигналом.

Блокирование

Нелинейные искажения принимаемого сигнала в приемном устройстве могут возникать не только в том случае, если его уровень значителен, но и при воздействии сильной внеполосной помехи. Нелинейность приемного тракта приводит к тому, что при появлении помех, воздействующих на вход приемника на частотах, которые не совпадают с частотами основного и побочных каналов приема, происходит изменение уровня полезного сигнала или изменение отношения сигнал/шум на выходе приемника. Воздействие мощной помехи на вход приемника приводит к снижению коэффициента усиления устройства. Такое явление называется блокированием приемника (Blocking). Численно блокирование может быть оценено с помощью коэффициента блокирования:

$$K_{\text{бл}} = \frac{U_{\text{вых}} - U_{\text{бл}}}{U_{\text{вых}}}$$

где: $U_{\text{вых}}$ — амплитуда сигнала на выходе приемника при отсутствии помехи на входе;

$U_{\text{бл}}$ — амплитуда сигнала на выходе приемника при действии помехи на входе.

Таким образом, при отсутствии блокирования в приемнике $K_{\text{бл}} = 0$. Коэффициент блокирования тем сильнее, чем больше уровень помехи на входе и чем ближе частота помехи к частоте полезного сигнала. Это влияние определяется избирательностью приемника по соседнему каналу.

Однодецибелная точка компрессии

Еще одно полезное определение для оценки линейности тракта радиоприемного устройства — однодецибелная точка компрессии, (1-dB compression point), определяемая как точка на амплитудной характеристике, в которой коэффициент усиления по мощности уменьшается на 1 дБ по сравнению с идеальным. Иллюстрация определения однодецибелной точки компрессии радиоприемного устройства приведена на рисунке 1.

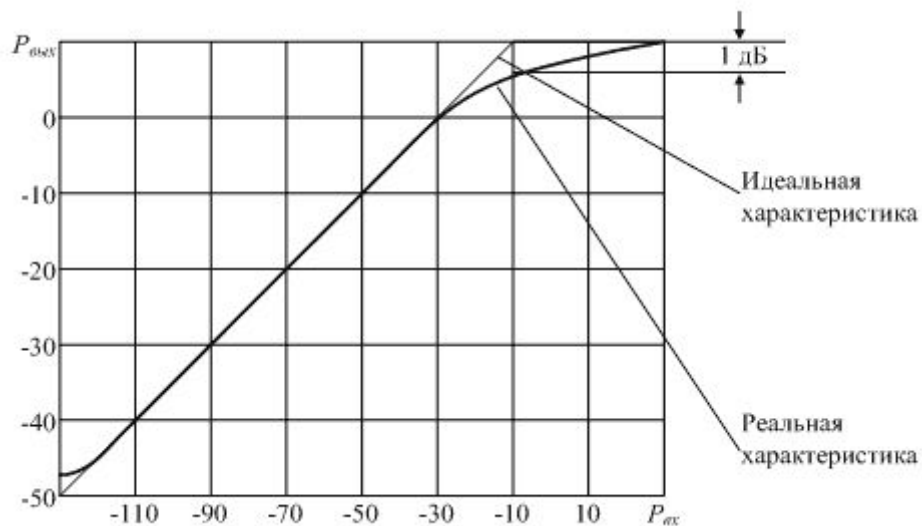


Рисунок 1 Иллюстрация определения однодецибелной точки компрессии

Динамический диапазон приемника

Динамический диапазон приемника (Receiver Dynamic Range) с одной стороны определяет способность приемника обнаруживать слабый входной сигнал, больший уровня шума, с другой — обрабатывать сигналы большого уровня без искажения. Отношение максимального сигнала к минимальному сигналу на входе приемника и определяет динамический диапазон приемника:

$$D[\text{дБ}] = 10 \lg \frac{P_{\text{max}}}{P_{\text{min}}}$$

Специфическую важность имеют следующие два параметра радиоприемного устройства: динамический диапазон, свободный от помех SFDR (Spurious Free Dynamic Range), и динамический диапазон по блокированию BDR (Blocking Dynamic Range).

Динамический диапазон, свободный от помех SFDR, основан на отношении между максимальным входным уровнем, для которого интермодуляционные продукты третьего порядка имеют уровень, меньший уровня шума, и минимальным различимым сигналом S_{min} .

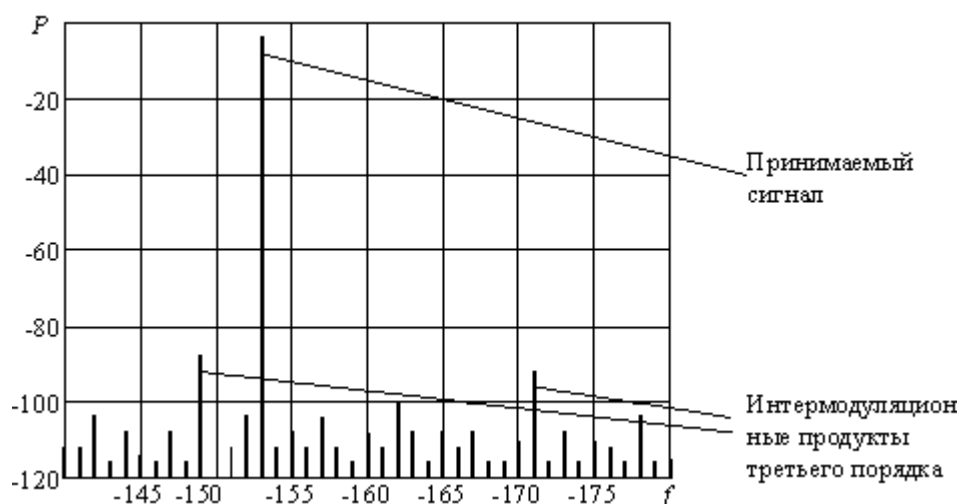


Рисунок 1. Интермодуляционные продукты приемника третьего порядка, ограничивающие динамический диапазон приемника

Верхнюю границу динамического диапазона приемника по блокированию BDR определяет сигнал одностенной точки блокирования, нижнюю — S_{min} .

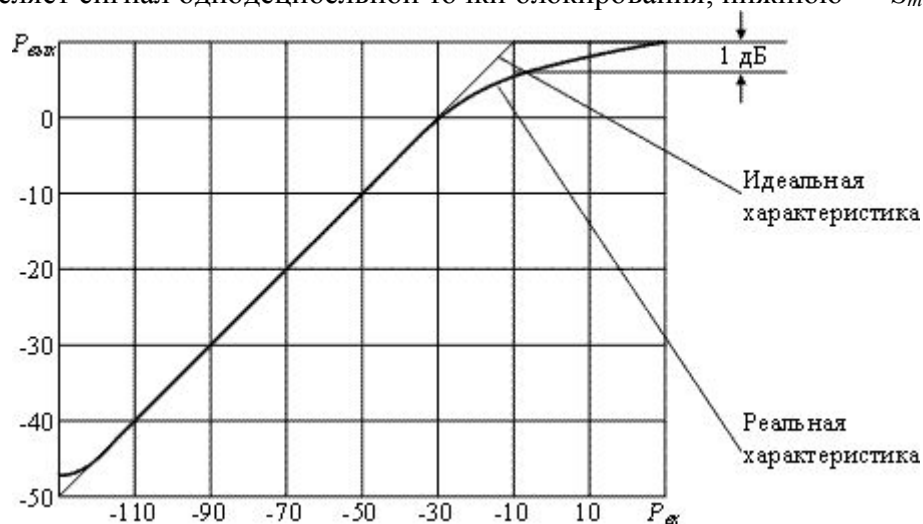


Рисунок 2. Иллюстрация определения динамического диапазона приемника по блокированию BDR

Максимальный коэффициент усиления функционально законченного тракта приемника определяется, исходя из максимально возможного внутриполосного блокирования $P_{бл}$. Это означает, что максимальный коэффициент усиления зависит от качества фильтрации перед каскадами основного усиления.

Лекция 4. Усилители радиочастоты

Так как усилитель радиочастоты находится на входе радиоприемного устройства, то его шумовые характеристики и динамический диапазон в основном определяют характеристики всего устройства в целом. Нелинейные свойства усилителя оцениваются характеристиками IP_2 и IP_3 . Очень важным параметром является точка 1 дБ компрессии.

В связи с микроминиатюризацией современной элементной базой и связанной с ней миниатюризацией узлов радиоприемного устройства сейчас на СВЧ возможно применение схемотехнических решений, которые ранее применялись на значительно более низких частотах. Это связано с тем, что размеры блока относительно длины волны рабочего колебания становятся меньше одной десятой длины волны и в результате при разработке этого блока можно пренебречь волновыми эффектами при распространении колебаний.

На высоких частотах наилучшими характеристиками обладает схема включения транзистора с общей базой. В этой схеме транзистор обладает лучшей линейностью за счет внутренней обратной связи. Кроме того, расширяется его частотная характеристика. Малая проходная емкость коллектор-эмиттер не создает условия для паразитного самовозбуждения схемы усилителя. Пример подобной схемы усилителя радиочастоты приведен на рисунке 1.

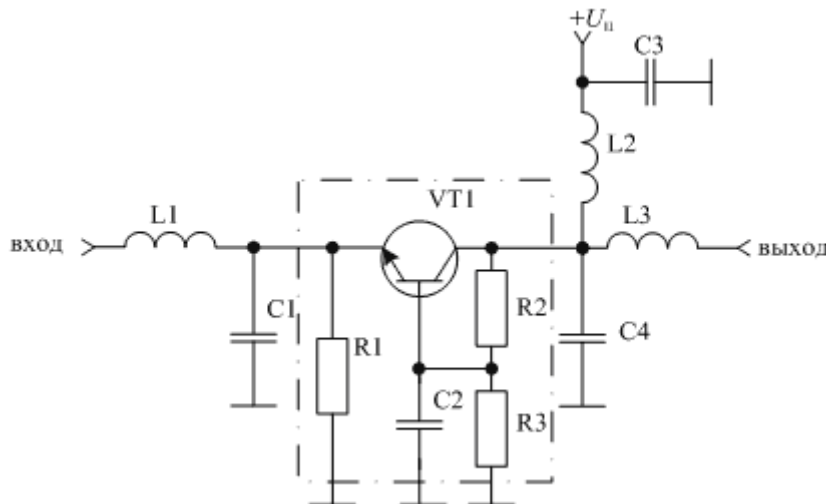


Рисунок 1 Принципиальная схема усилителя радиочастоты на транзисторе с общей базой.

В данной схеме резисторы $R_1 \dots R_3$ реализуют эмиттерную стабилизацию режима работы транзистора по постоянному току. Конденсатор C_2 обеспечивает заземление базы транзистора по высокой частоте, а конденсатор C_3 фильтрует цепи питания от помех. Дроссель L_2 является нагрузкой коллектора транзистора VT_1 . Он пропускает ток питания в цепь коллектора VT_1 , но при этом развязывает источник питания по переменному току радиочастоты. Фильтры низкой частоты L_1 , C_1 и C_4 , L_3 обеспечивают трансформацию входного и выходного сопротивления транзистора в 50 Ом. Примененная схема фильтра низкой частоты позволяет включить в его состав входную или выходную емкость транзистора. Входная емкость транзистора VT_1 совместно с емкостью C_1 образует входной фильтр усилителя, а выходная емкость этого же транзистора совместно с емкостью C_4 образует выходной фильтр низкой частоты.

Еще одной распространенной схемой усилителей радиочастоты является схема каскодного усилителя. В этой схеме последовательно соединяются два транзисторных каскада — с общим эмиттером и с общей базой. Подобное решение позволяет дополнительно уменьшить значение проходной емкости усилителя. Наиболее распространенной схемой каскодного усилителя является схема с гальванической связью

между транзисторными каскадами. Пример схемы каскодного усилителя радиочастоты, собранной на биполярных транзисторах, приведен на рисунке 2.

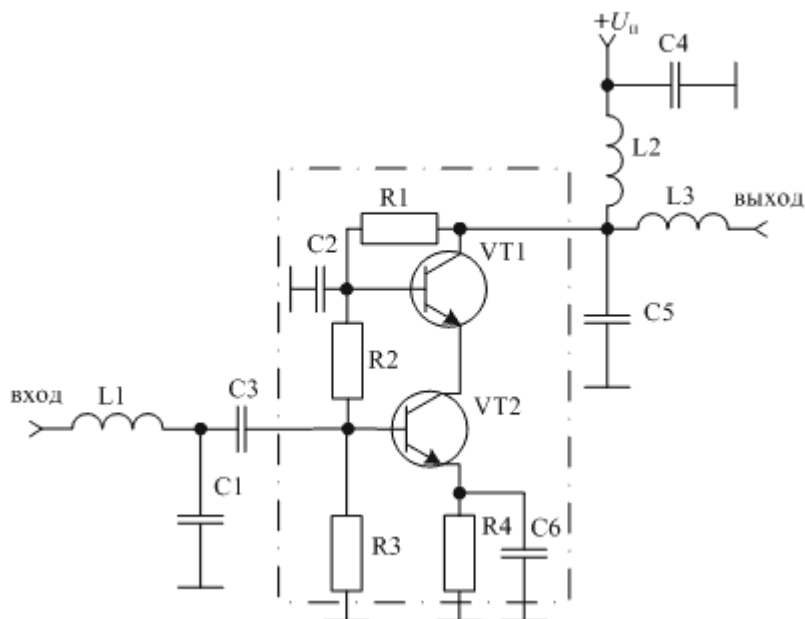


Рисунок 2 Принципиальная схема каскодного усилителя радиочастоты

В данной схеме, точно так же как и в схеме, приведенной на рисунке 1, применена схема эмиттерной стабилизации рабочей точки транзистора VT2. Конденсатор C6 обеспечивает устранение отрицательной обратной связи на частоте принимаемого сигнала. В ряде случаев этот конденсатор не ставится для увеличения линейности усилителя и для того, чтобы уменьшить коэффициент усиления усилителя радиочастот.

Конденсатор C2 обеспечивает заземление базы транзистора VT1 по переменному току. Конденсатор C4 осуществляет фильтрацию источника питания по переменному току. Резисторы R1, R2, R3 определяют рабочие точки транзисторов VT1 и VT2. Конденсатор C3 развязывает базовую цепь транзистора VT2 по постоянному току от предыдущего каскада (входного полосового фильтра). Нагрузкой цепи коллектора по переменному току служит дроссель L2. Как и в схеме усилителя радиочастоты с общей базой на входе и выходе каскодного усилителя применены фильтры низкой частоты. Основное их назначение — обеспечить трансформацию входного и выходного сопротивления в значение 50 Ом.

Обратите внимание, что для подведения входного напряжения и напряжения питания, а также снятия выходного усиленного напряжения достаточно трех выводов схемы. Это позволяет выполнить усилитель в виде микросхемы буквально с тремя выводами. Такие корпуса обладают минимальными габаритами, а это позволяет избежать волновых эффектов даже на достаточно высоких частотах рабочего сигнала.

В настоящее время схемы усилителей радиочастоты выпускаются рядом фирм в виде готовых микросхем. Для примера можно назвать такие микросхемы как RF3827, RF2360 фирмы RFMD, ADL5521 фирмы Analog Devices, MAALSS0038, AM50-0015 фирмы M/A-COM. В данных микросхемах применяются арсенид-галлиевые полевые транзисторы. Верхняя усиливаемая частота может достигать значения 3 ГГц. При этом коэффициент шума колеблется в пределах от 1,2 до 1,5 дБ. Пример принципиальной схемы усилителя радиочастоты с применением интегральной микросхемы MAALSS0038 фирмы M/A-COM приведен на рисунке 3.

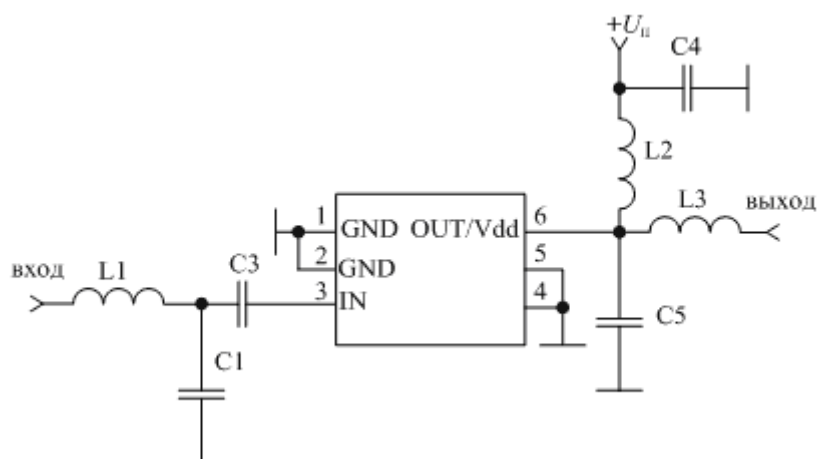


Рисунок 3 Принципиальная схема усилителя радиочастоты с применением интегральной микросхемы MAALSS0038

Радиочастотные сигналы в диапазоне от сотен мегагерц до единиц гигагерц можно усиливать только при условии очень малых габаритов микросхем и тщательной проработки конструкции печатной платы. Именно поэтому все фирмы производители усилителей радиочастот приводят примеры печатных плат. Пример конструкции печатной платы усилителя радиочастоты, собранной на микросхеме MAALSS0038 фирмы M/A-COM, приведен на рисунке 4.

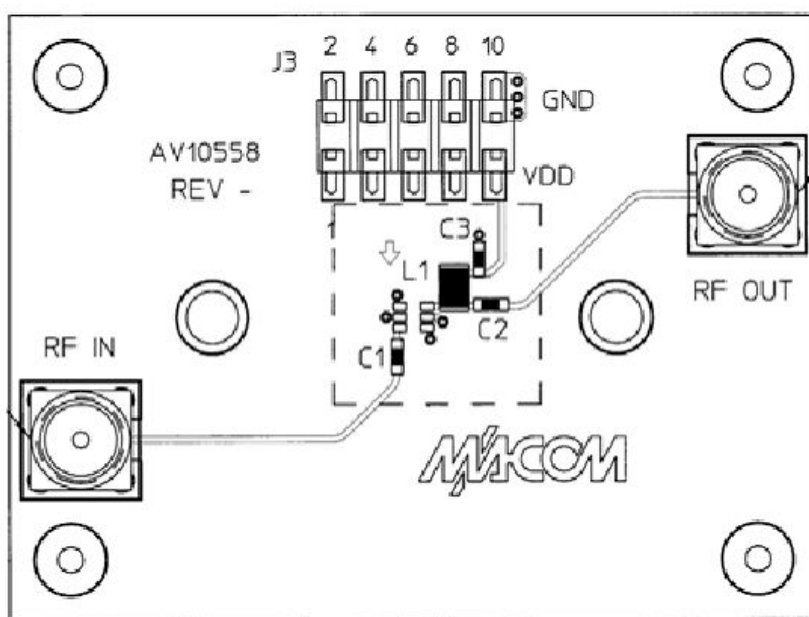


Рисунок 4 Конструкция печатной платы усилителя радиочастоты.

На плате явно просматривается применение микрополосковых линий для подведения напряжения радиочастоты к микросхеме каскодного усилителя и для передачи усиленного напряжения на следующий каскад. Габариты всех деталей, предназначенных для поверхностного монтажа минимальны. Это позволяет избежать волновых эффектов и значительно уменьшить паразитные параметры этих деталей.

Следует отметить, что часто между выходом усилителя радиочастоты и входом преобразователя частоты часто ставят фильтр, подобный входному фильтру, как это показано на рисунке 2 [Супергетеродинный приемник]. Он позволяет увеличить подавление побочных каналов, образующихся в преобразователе частоты. Так как входное сопротивление фильтра и выходное сопротивление усилителя радиочастоты равны 50 Ом, то их сопряжение обычно не вызывает проблем.

Лекция 5. Смесители

Как уже мы рассматривали ранее для преобразования частоты необходимо осуществить умножение входного сигнала на синусоидальное напряжение местного генератора (гетеродина). Эти устройства получили название смесители. Обычно операция умножения двух аналоговых сигналов осуществляется за счет вольтамперной характеристики нелинейного элемента. Пример вольтамперной характеристики нелинейного элемента приведен на рисунке 1.

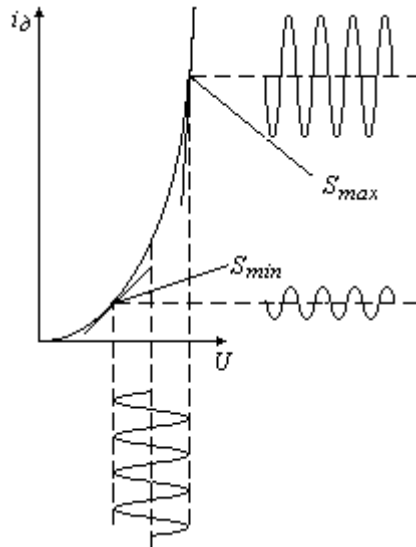


Рисунок 1 Умножение двух аналоговых сигналов за счет вольтамперной характеристики нелинейного элемента

В реальных схемах смесителей амплитуда сигнала местного генератора (гетеродина) многократно превышает амплитуду входного сигнала. Поэтому динамическое сопротивление (или коэффициент передачи) нелинейного элемента можно рассматривать как функцию от напряжения гетеродина. Коэффициент передачи нелинейного элемента определяется по формуле:

$$S_{нз} = \frac{\Delta i}{\Delta U},$$

поэтому крутизну можно рассматривать как производную от вольтамперной характеристики нелинейного элемента. Если вольтамперная характеристика будет представлять собой квадратичную зависимость тока от напряжения, то производная от нее будет являться линейной функцией, и в этом случае крутизна нелинейного элемента будет линейно зависеть от напряжения гетеродина. Тогда напряжение на выходе смесителя будет записано следующим образом:

$$U_{вых} = S_{нз}(U_z) R_n U_{сх} \equiv U_z U_{сх}$$

Эта формула показывает, что описанное изменение режима работы нелинейного элемента под действием напряжения гетеродина эквивалентно умножению входного сигнала на это напряжение. Если вольтамперная характеристика будет представлять собой квадратичную зависимость тока от напряжения, то производная от нее будет являться линейной функцией, и в этом случае крутизна нелинейного элемента будет линейно зависеть от напряжения гетеродина, а значит, в смесителе не будут проявляться нелинейные искажения.

К сожалению, кроме описанного полезного преобразования, на выходе нелинейного элемента будут присутствовать и дополнительные компоненты спектра. Прежде всего, это напряжение самого гетеродина и его гармоник. Ведь нелинейный элемент обладает и статическим коэффициентом передачи. То же самое можно сказать и по отношению к входному сигналу. В случае квадратичной характеристики нелинейного

элемента на его выходе будет присутствовать напряжение первой и второй гармоник, как гетеродина, так и входного сигнала.

При обсуждении принципов работы супергетеродинного приемника мы уже обсуждали, что для переноса спектра полезного сигнала на промежуточную частоту используется формула:

$$f_{\text{пч}} = f_c \pm f_z$$

Однако в рассматриваемой ситуации на нелинейном элементе присутствуют сигналы гармоник входного сигнала и гетеродина. Промежуточная частота может образовываться не только первыми гармониками, но и гармониками более высоких порядков. В результате данная формула видоизменяется к следующему виду:

$$f_{\text{пч}} = n f_c \pm m f_z$$

В результате в приемнике образуются дополнительные побочные каналы. В основном это каналы, далеко отстоящие от частоты рабочего канала. Эти каналы легко отфильтровываются фильтром преселектора. С точки зрения проектирования радиоприемника, намного опаснее частоты, каналов, механизм возникновения которых иллюстрируется рисунком 2.

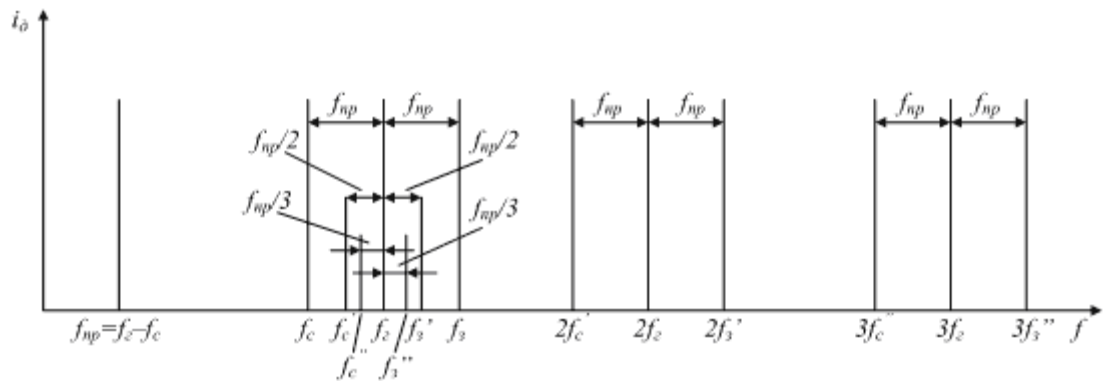


Рисунок 2. Механизм образования побочных каналов за счет продуктов нелинейности второго и третьего порядков

Наиболее близким побочным каналом является канал f_c' , отстоящий на половину промежуточной частоты. Он образуется при перемножении его второй гармоники и второй гармоники гетеродина. Разность частот между ними точно соответствует промежуточной частоте. В результате преобразования сигнал этого канала проходит на выход фильтра промежуточной частоты без ослабления. Появление этого побочного канала оборачивается ужесточением требований к фильтру радиочастоты.

Точно таким же образом образуется побочный канал за счет перемножения третьей гармоники побочного канала f_c'' и гетеродина. Обычно в смесителе уровень продуктов преобразования третьего порядка выше, чем уровень продуктов преобразования второго порядка, однако этот побочный канал приема отстоит от полезного сигнала дальше (на $2/3 f_{\text{пч}}$), а, следовательно, он будет сильнее подавляться полосовым фильтром преселектора.

При проектировании смесителя количество учитываемых гармоник сигнала и гетеродина зависит от вида вольтамперной характеристики нелинейного элемента и формы сигнала гетеродина. Наименьшим количеством гармоник, а, следовательно, и наименьшим количеством побочных каналов обладают смесители, построенные на нелинейных элементах с квадратичными вольтамперными характеристиками.

Для подавления нежелательных составляющих спектра применяются полосовые фильтры, настроенные на частоту рабочего канала. Кроме того, в некоторых схемах смесителей применяются различные методы компенсации напряжений и токов гетеродина и сигнала. Наибольшее распространение в супергетеродинных приемниках получили

смесители на диодах и транзисторах. Начнем изучение работы преобразователей частоты с простейшей схемы - диодного смесителя

Диодный смеситель

В диодном преобразователе на вход нелинейного элемента, в качестве которого выступает диод, одновременно подаются два сигнала — напряжение входного принимаемого сигнала и напряжение гетеродина. В общем случае на этот же диод может быть подано напряжение смещения E_0 , которое обеспечит необходимый уровень отсечки сигнала гетеродина. Один из вариантов принципиальной схемы диодного смесителя сигналов с возможностью задания тока смещения через смесительный диод, приведен на рисунке 1.

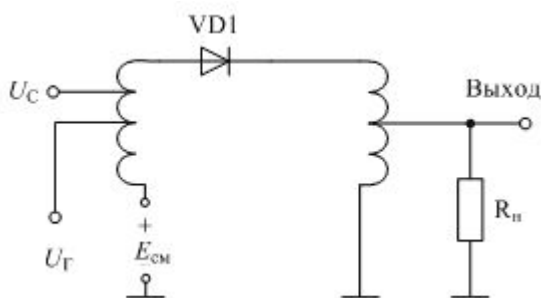


Рисунок 1 Схема диодного смесителя

При коротком замыкании на выходе схемы ток через диод будет полностью определяться его статической вольтамперной характеристикой:

$$i_d = f(U_{ex})$$

Вольтамперная характеристика частотно-преобразующих диодов аппроксимируется функцией

$$i_d = I_0 \left[e^{r(u_a - r_b i_b)} - 1 \right]$$

где I_0 — ток насыщения обратного смещенного p-n-перехода диода;
 r_b — сопротивление базы диода;
 g — коэффициент, равный у большинства диодов 20—40 В⁻¹

Напряжение на входе диодного преобразователя определяется суммой входного сигнала, сигнала гетеродина и напряжения смещения.

$$U_{ex} = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c) + U_T \cos(\omega_T t + \varphi_T)$$

Напряжение на входе диодного преобразователя, вольтамперная характеристика диода, и ток на его выходе приведены на рисунке 5.4.

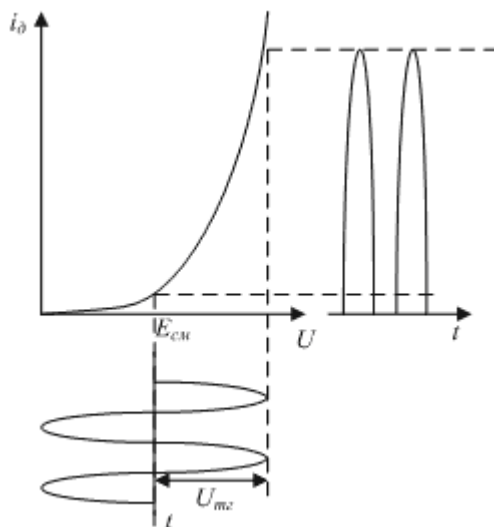


Рисунок 2. Форма напряжения и тока гетеродина в диодном преобразователе частоты

Как видно из этого рисунка, ток на выходе будет в основном зависеть от напряжения гетеродина, поэтому в спектре выходного сигнала естественно будет присутствовать составляющая этого сигнала. Кроме того, ток в схеме зависит и от полезного сигнала, а это значит, что в спектре выходного сигнала будет присутствовать и эта компонента. Избавиться от лишних компонент спектра в выходном сигнале можно только при помощи полосового фильтра. Спектр тока на выходе диодного преобразователя и характеристика фильтра

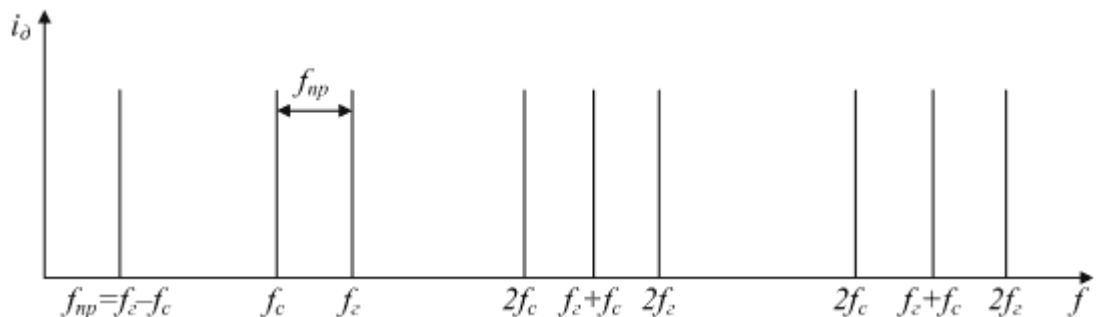


Рисунок 3. Спектр сигнала на выходе диодного смесителя

Как видно из рисунка 5.4, форма тока, а, следовательно, и напряжения на выходе преобразователя не совпадают. Это означает, что на выходе преобразователя образуются гармоники сигнала гетеродина. Уровень гармоник сигнала гетеродина существенно зависит от угла отсечки синусоидального колебания, который в свою очередь зависит от напряжения смещения Есм и от амплитуды напряжения гетеродина $U_{mг}$

В [1] показано, что существуют уровни сигнала гетеродина, при которых отсутствуют продукты нелинейности второго и третьего порядка. Коэффициент преобразования диодного смесителя не может превышать значения $K_{\text{д}} = 0.2$. График зависимости значения коэффициента преобразования диодного смесителя от уровня сигнала гетеродина и сопротивления источника сигнала и нагрузки, приведен на рисунке 4.

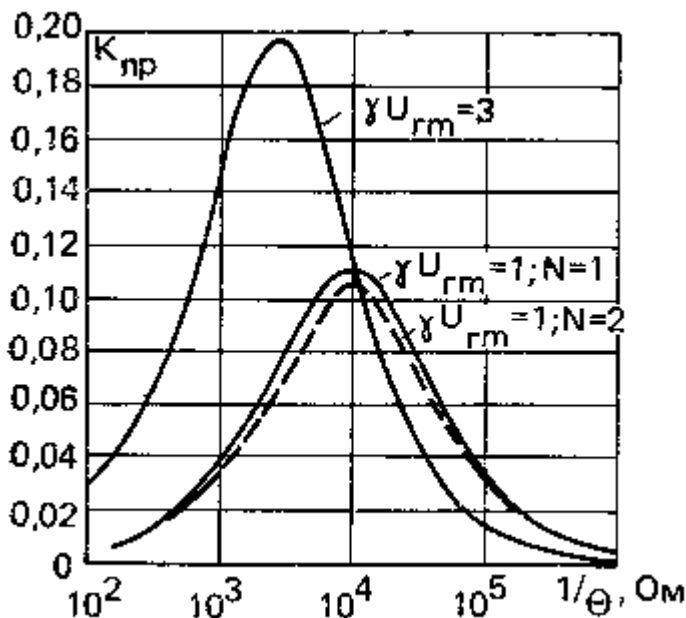


Рисунок 4. Коэффициент преобразования диодного смесителя

Параметр R на этом графике соответствует последовательному соединению сопротивления источника радиосигнала и нагрузки диодного смесителя. Из рисунка 5.5 можно определить, что

1. Коэффициент преобразования диодного смесителя увеличивается при увеличении амплитуды сигнала гетеродина. Сопротивление источника сигнала и нагрузки при этом должны быть уменьшены.

2. Увеличение тока смещения диода смесителя приводит к уменьшению требуемых сопротивлений источника сигнала и нагрузки. Коэффициент передачи смесителя при этом остается постоянным.

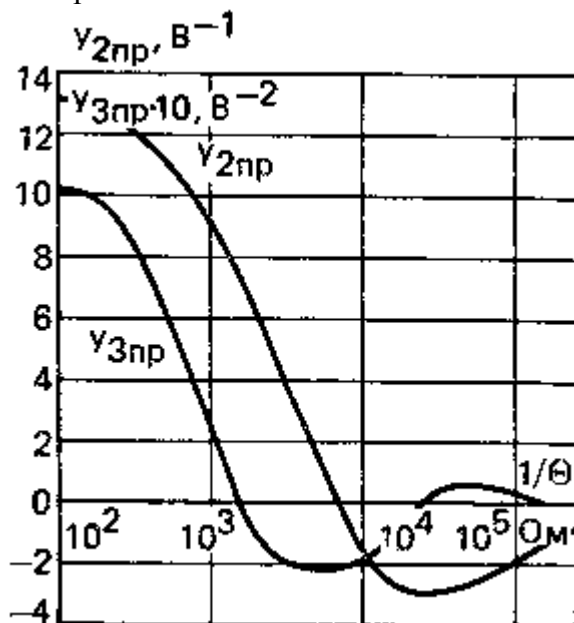


Рисунок 5. Коэффициент преобразования диодного смесителя на второй и третьей гармониках гетеродина.

Следует отметить, что форма колебания гетеродина оказывает существенное влияние на нелинейные искажения смесителя. В [2] показано, что при ее приближении к прямоугольной, нелинейные искажения диодного смесителя значительно уменьшаются.

Балансные смесители

У рассмотренного ранее диодного преобразователя частоты на выходе присутствуют не только продукты преобразования, но и сигнал гетеродина. У идеального умножителя на выходе не должно быть этой компоненты в выходном спектре сигнала. Для того чтобы убрать эту составляющую выходного сигнала обычно применяют двухтактную схему, называемую балансным смесителем. Схема диодного балансного смесителя приведена на рисунке 1.

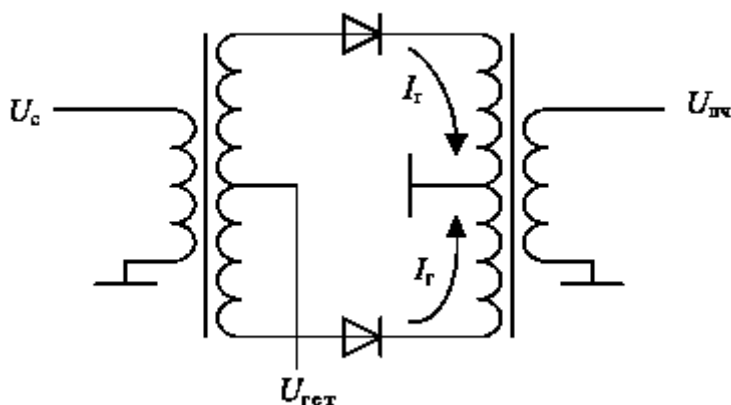


Рисунок 1 Схема диодного балансного смесителя.

В этой схеме токи, вызванные гетеродином, текут по обмотке выходного трансформатора в противоположных направлениях, поэтому компенсируют друг друга на выходе схемы. В результате выходной ток, вызванный напряжением гетеродина, значительно уменьшается. К сожалению, полностью скомпенсировать ток гетеродина на выходе балансного смесителя не удастся, но ослабление его уровня на 40 дБ позволяет значительно улучшить характеристики преобразователя частоты.

В настоящее время смесители чаще всего выполняются в виде готовых интегральных микросхем. Такое решение позволяет обойтись минимумом внешних навесных элементов. Наилучшие качественные параметры микросхемы получаются при использовании поликоровой подложки, на которой монтируются бескорпусные элементы или элементы, предназначенные для поверхностного монтажа (smd-элементы). На рисунке 2 приведена фотография микросхемы-смесителя с удаленной крышкой.



Рисунок 2 Конструктивное исполнение балансного смесителя на полевых транзисторах.

Лекция 6. Смесители (продолжение)

Кольцевые смесители

На выходе балансного смесителя подавлено напряжение гетеродина, но присутствует напряжение принимаемого рабочего сигнала. Как это обсуждалось при рассмотрении принципов работы супергетеродинного приемника, на выходе идеального умножителя этих компонентов не должно быть в принципе. Уменьшить уровень радиосигнала на выходе преобразователя частоты позволяет схема кольцевого смесителя. Принципиальная схема диодного кольцевого смесителя приведена на рисунке 1.

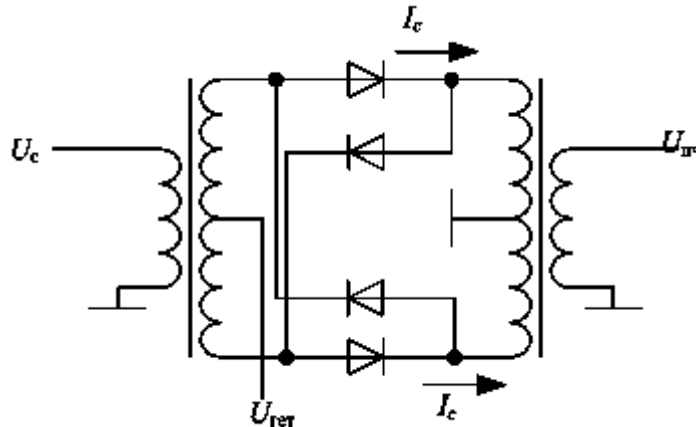


Рисунок 1 Схема диодного кольцевого смесителя.

В схеме кольцевого смесителя на выходе подавляется не только сигнал, присутствующий на входе преобразователя частоты, но и все компоненты, формируемые нечетными степенями полинома аппроксимации крутизны нелинейных элементов, примененных в смесителе. Процесс подавления входного сигнала на выходе кольцевого смесителя иллюстрируется рисунком 2.

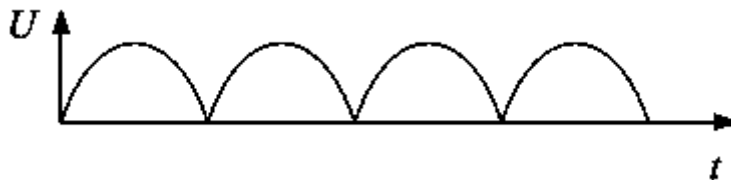


Рисунок 2 Временная диаграмма напряжения на выходе кольцевого смесителя.

На этом рисунке рассмотрена ситуация, когда частоты принимаемого сигнала и гетеродина равны. Временная диаграмма напоминает временную диаграмму выпрямленного сигнала. В результате четные полуволны принимаемого сигнала подавляют нечетные. В спектре выходного сигнала присутствуют компоненты:

$$i_{\text{вых}} = i^2 + i^4 + i^6 + \dots$$

Если при этом вольтамперная характеристика нелинейного элемента будет аппроксимироваться квадратичной функцией (полином второго порядка), как это происходит в полевых транзисторах, то мы получим преобразователь, максимально приближенный к идеальному умножителю.

Смесители на транзисторах

Смесители на транзисторах предоставляют большие возможности по построению принципиальных схем в сравнении с диодными преобразователями частоты. Однако наилучшими характеристиками, так же как и в случае диодных смесителей, обладают кольцевые преобразователи частоты. Так как схема кольцевого преобразователя получается соединением двух балансных преобразователей частоты, то сначала рассмотрим принципиальную схему транзисторного балансного смесителя. Его схема приведена на рисунке 1.

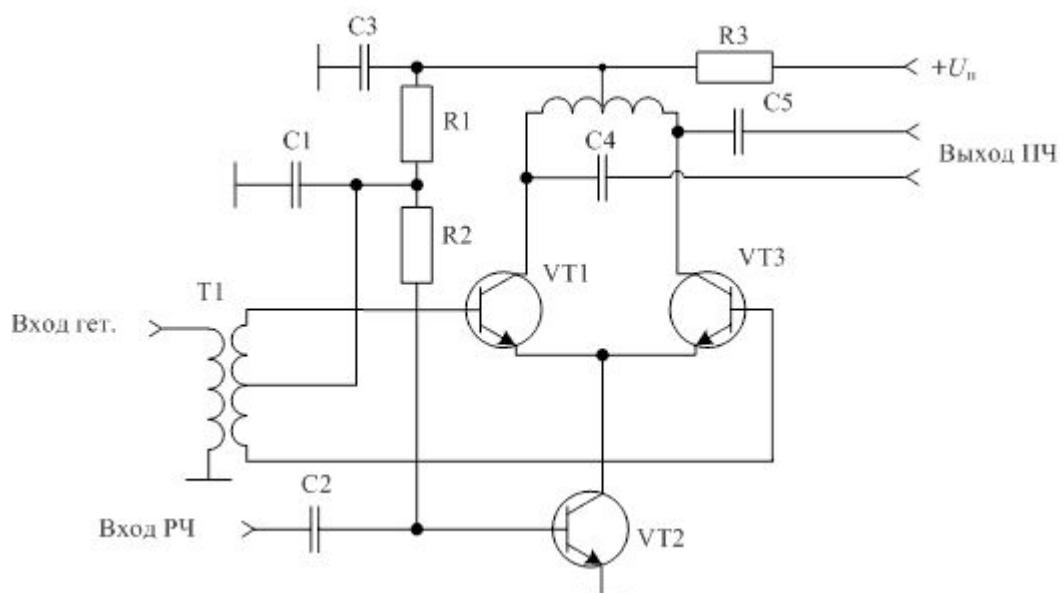


Рисунок 1 Схема транзисторного балансного смесителя

В схеме, приведенной на рисунке 1, токи частоты принимаемого сигнала, протекающие через транзисторы VT1 и VT3, создают на выходе синфазное напряжение, которое компенсируется на входе следующего каскада (или входе полосового фильтра промежуточной частоты). Сигнал гетеродина в этой схеме беспрепятственно проходит на выход преобразователя, но компенсируется при этом на коллекторе транзистора VT2, поэтому значительно ослабляется на входе радиочастоты данного преобразователя.

Для подавления сигнала гетеродина на выходе преобразователя частоты применяется второй балансный смеситель. Если на его входы сигнал гетеродина будет подаваться в противофазе по отношению к первому балансному смесителю, то при параллельном соединении выходов балансных смесителей сигнал гетеродина в выходном спектре преобразователя будет подавлен. В результате схема двойного балансного транзисторного преобразователя частоты будет работать подобно умножителю сигналов. Схема транзисторного кольцевого смесителя приведена на рисунке 2.

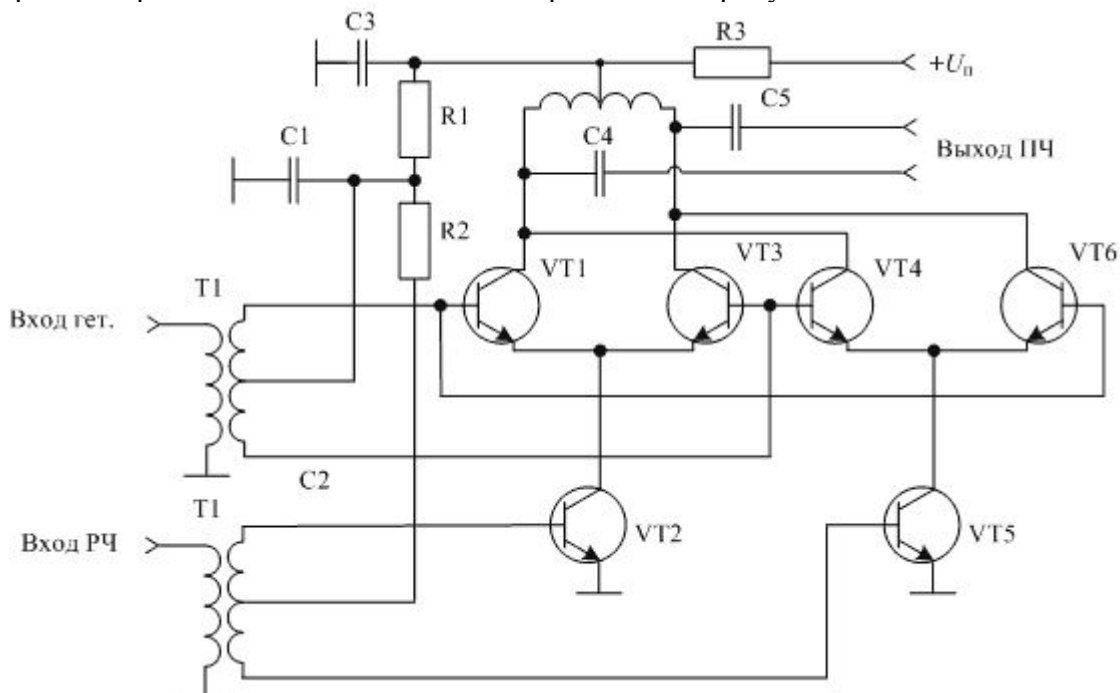


Рисунок 2 Схема транзисторного кольцевого смесителя

В данной схеме первый балансный смеситель собран на транзисторах VT1 ... VT3, второй балансный смеситель собран на транзисторах VT4 ... VT6. Для того, чтобы ток

промежуточной частоты суммировался на нагрузке, напряжение на входы радиочастоты балансных преобразователей подается в противофазе.

Тем не менее, отличие вольтамперной характеристики транзисторов от квадратичного закона приводит к нелинейным искажениям принимаемого сигнала, поэтому в ряде случаев транзисторы в кольцевом смесителе применяются в ключевом режиме работы. При таком режиме работы транзистора он находится либо в закрытом состоянии, либо в открытом. В любом из этих режимов транзистор можно считать омическим сопротивлением.

То, что в ключевом режиме работы транзистора, форма сигнала гетеродина становится прямоугольной, должно быть учтено при выборе частот гетеродинов и полосы частот сигнала, поступающего на вход подобного преобразователя частоты. Схема кольцевого транзисторного смесителя, работающего в ключевом режиме, приведена на рисунке 3.

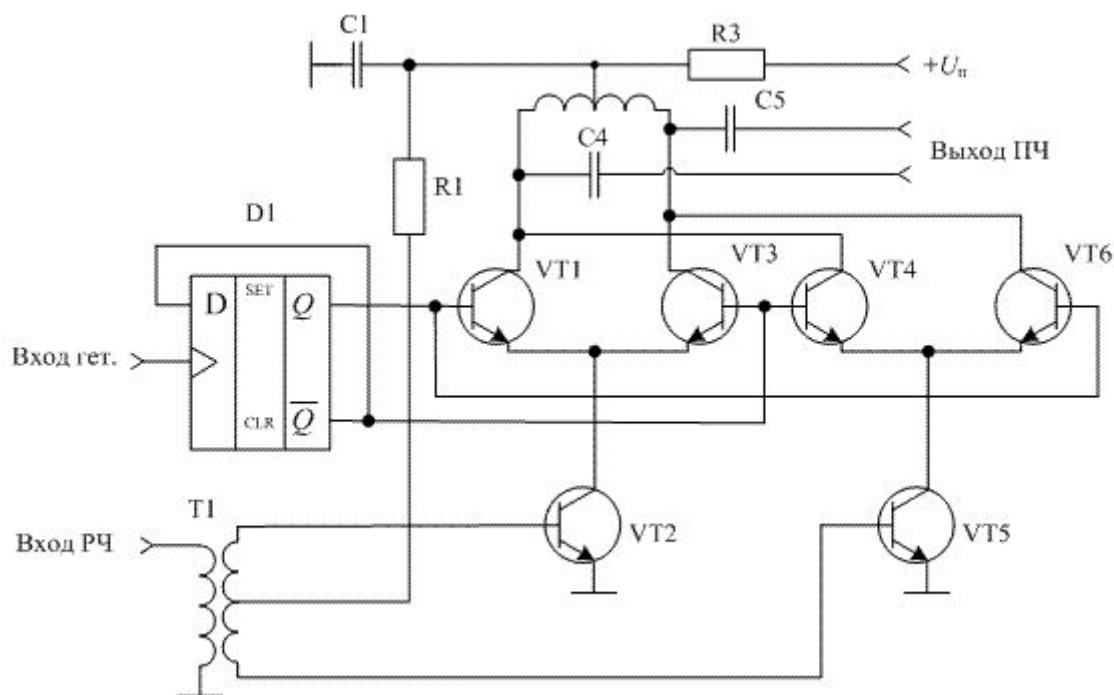


Рисунок 3 Схема кольцевого смесителя, работающего в ключевом режиме

Так как колебание гетеродина формируется цифровой схемой, то возможно получить напряжение только с двумя уровнями. Как это уже обсуждалось выше, такая форма гетеродинного напряжения позволяет реализовать высоколинейные преобразователи частоты.

В схеме кольцевого смесителя важно, чтобы скважность сигнала гетеродина была равна 2, поэтому в микросхему включен счетный триггер D1, обеспечивающий на своем выходе меандр с очень высокой точностью. Одновременно этот триггер понижает частоту сигнала гетеродина в два раза. Данное обстоятельство следует учитывать при проектировании радиоприемного устройства.

Так как данная схема является стандартной, то к настоящему времени производится достаточно большой ассортимент интегральных микросхем смесителей, работающих по данному принципу. Применение интегральной технологии позволяет обеспечить идентичность параметров транзисторов кольцевого смесителя и тем самым подавление сигналов гетеродина и сигнала в выходной цепи. Задача разработчика радиоприемного устройства в большинстве случаев сводится к выбору микросхемы с заданными параметрами. В качестве примера подобного смесителя можно привести микросхему AD8344.

Смесители с подавлением зеркального канала

В ряде случаев в приемнике очень трудно обеспечить удовлетворение требований по подавлению частоты зеркального канала и соседнего канала одновременно. В этом случае дополнительное подавление зеркального канала в смесителе может быть выходом из положения. Для того чтобы понять, как работает смеситель с подавлением зеркального канала, вспомним ряд тригонометрических выражений:

$$\cos(\alpha - \beta) = \cos \alpha \cdot \cos \beta - \sin \alpha \cdot \sin \beta$$

$$\cos(\alpha + \beta) = \cos \alpha \cdot \cos \beta + \sin \alpha \cdot \sin \beta$$

Данные тригонометрические выражения позволяют выделять промежуточную частоту только от одного из каналов (выше или ниже частоты гетеродина). Однако для реализации такого преобразователя частоты потребуется две кольцевых схемы смесителей (транзисторных или диодных). Кроме того, на входы гетеродина сигнал требуется подавать со сдвигом по фазе на 45° . То есть гетеродин должен обеспечивать сигналы $\sin(\omega t)$ и $\cos(\omega t)$ одновременно. Такой сдвиг фаз обеспечивается подачей напряжения гетеродина на вход счетных триггеров смесителя в противофазе. Упрощенная схема генератора синусоидального и косинусоидального колебания приведена на рисунке 1.

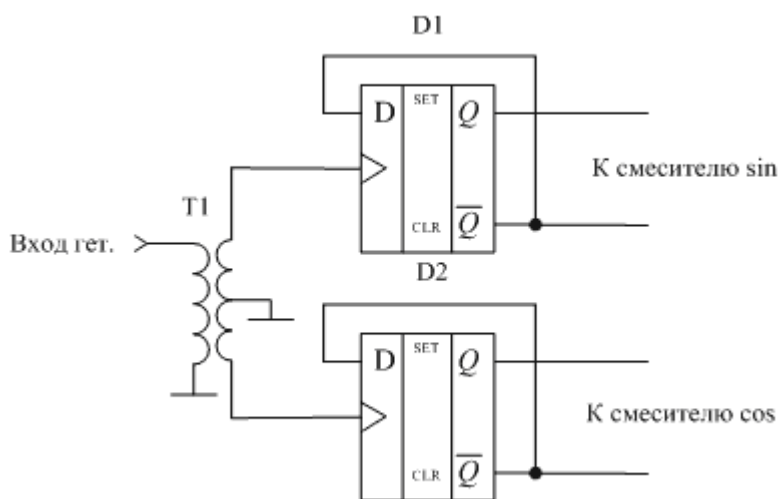


Рисунок 1 Схема формирования выходных сигналов, сдвинутых по фазе на 45°

В этой схеме напряжение гетеродина поступает на входы синхронизации триггеров в противофазе. Поэтому сигналы на выходе этих триггеров будут задержаны друг относительно друга на время, равное половине периода входного колебания. Учитывая, что на триггерах собраны схемы делителей частоты на два, выходные колебания будут сдвинуты на четверть периода друг относительно друга. Сдвиг периодического на четверть периода соответствует фазовому сдвигу на 90° .

Временные диаграммы входного сигнала гетеродина и сигналов, вырабатываемых на выходе триггеров D1 и D2, соответствующие схеме, изображенной на рисунке 4, приведены на рисунке 2.

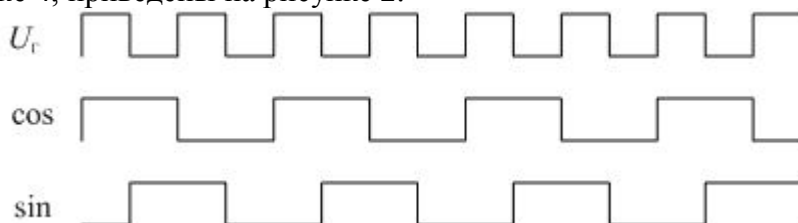


Рисунок 5 Временные диаграммы входного сигнала гетеродина и сдвинутых по фазе на 45° выходных сигналов

Как видно из данного рисунка, на выходе схемы из входного сигнала гетеродина формируется два сигнала со сдвигом по фазе на 45° .

Микросхемы смесителей, реализованные по описанному принципу, выпускаются рядом фирм. В качестве примера можно привести такие микросхемы, как RF2713 RF2483 фирмы RF Micro Devices, ADL5385 фирмы Analog Devices, JCIQ-176D фирмы Mini-Circuits. В качестве примера на рисунке 6 приведена структурная схема микросхемы ADL5385 фирмы Analog Devices.

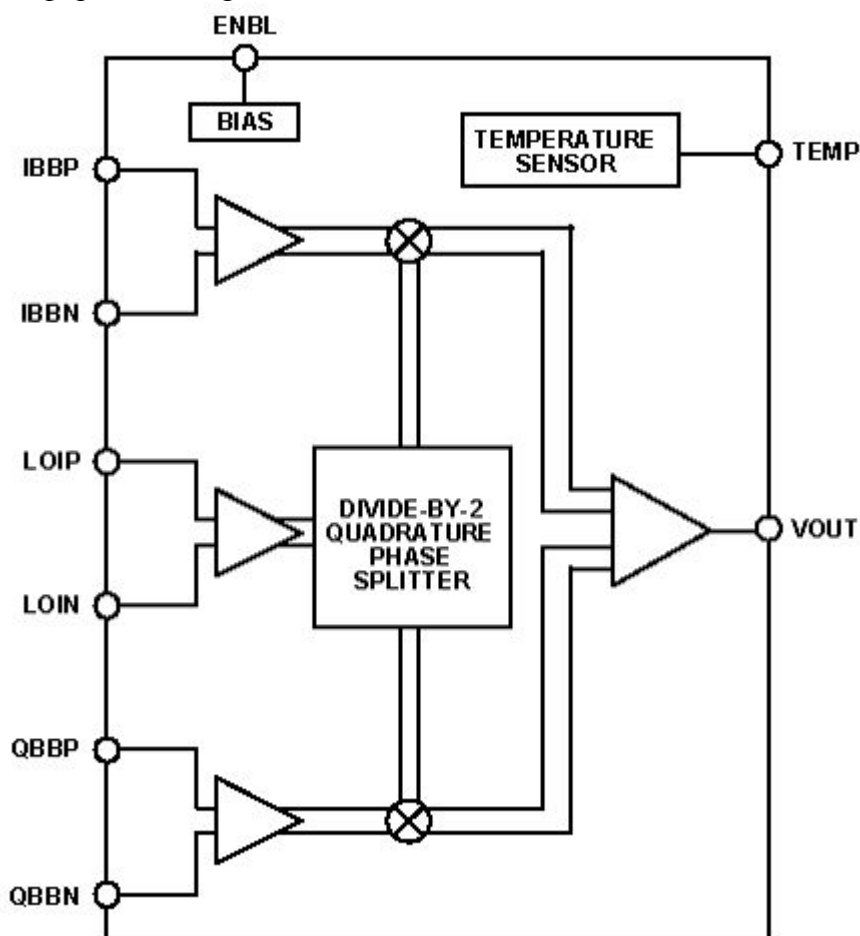


Рисунок 6 Схема квадратурного смесителя ADL5385

Следующим шагом является поворот входного сигнала на 90° . Это обычно выполняется при помощи LC схемы. Конечно такой поворот фазы осуществляется только в определенном, достаточно узком диапазоне частот.

Фильтры основной избирательности

Как уже обсуждалось ранее, избирательность приемника по соседнему каналу обеспечивается фильтром основной избирательности. Этот фильтр представляет собой полосовой фильтр с заданными параметрами. Требования к фильтру основной избирательности обсуждались в предыдущих главах. Полосовой фильтр может быть реализован различными техническими средствами. Это могут быть активные RC фильтры, фильтры на переключаемых конденсаторах, LC фильтры, электромеханические фильтры, кварцевые фильтры или фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ-фильтры).

При расчете фильтра основной избирательности применяются обычные методы расчета полосового фильтра. Это означает, что фильтры могут быть построены с различными видами аппроксимации амплитудно-частотных характеристик. Учитывая, что при построении радиоприемного устройства очень важно обеспечить подавление мешающих сигналов, далеко отстроенных по частоте от частоты полезного сигнала, чаще всего применяется аппроксимация амплитудно-частотных характеристик по Баттерворту и Чебышеву.

В настоящее время наибольшее распространение в усилителях промежуточной частоты получили кварцевые фильтры и фильтры на поверхностных акустических волнах. Это обусловлено их относительной дешевизной и прекрасными электрическими и

конструктивными параметрами. Очень важным для приемника является то, чтобы его параметры не изменялись в процессе эксплуатации, не зависели от внешних воздействий и изменения температуры. Именно кристаллы кварца обладают наиболее стабильными параметрами, хотя в ряде случаев применяются и другие материалы, обладающие пьезоэлектрическим эффектом.

В настоящее время ряд фирм предлагает готовые решения, которые могут удовлетворить практически любые требования, возникающие при проектировании радиоприемного устройства, поэтому в большинстве случаев разработка принципиальной схемы сводится к выбору наиболее подходящего из фильтров, предлагающихся на мировом рынке.

Для того чтобы осуществить правильный выбор конкретной модели фильтра, необходимо четко понимать физику работы кварцевых фильтров. Наибольшее распространение получили фильтры, выполненные на кварцевых «двойках». В кварцевой двойке на одной пластине кварцевого кристалла расположено два резонатора, которые связаны между собой при помощи акустической связи.

С электрической точки зрения кварцевая двойка эквивалентна двухконтурной LC системе. В зависимости от глубины акустической связи между резонаторами может быть реализована либо однокорбая, либо двукорбая амплитудно-частотная характеристика. Добротность резонаторов в фильтре высокого порядка тоже должна различаться для того, чтобы реализовать Чебышевскую, либо Баттервортовскую аппроксимацию амплитудно-частотной характеристики фильтра в целом. Между кварцевыми двойками электрическая связь осуществляется обычно при помощи внешних конденсаторов. Пример схемы кварцевого фильтра восьмого порядка, построенного на кварцевых двойках, приведен на рисунке 1.

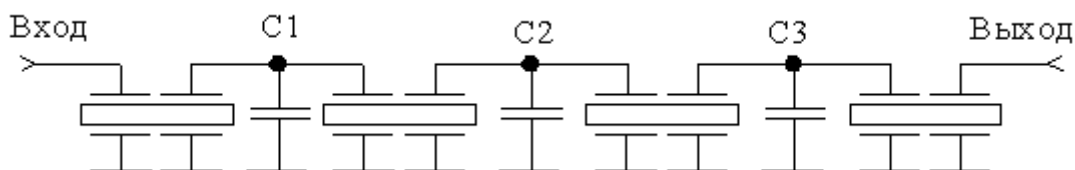


Рисунок 7.1 Схема кварцевого фильтра, построенного на кварцевых двойках

На этом рисунке применено четыре кварцевых двойки. Связь между ними осуществляется при помощи конденсаторов C1, C2 и C3. Подобный фильтр позволяет обеспечить достаточно высокий коэффициент прямоугольности. Конструктивное исполнение этого кварцевого фильтра в виде готового модуля со снятой крышкой приведено на рисунке 2.

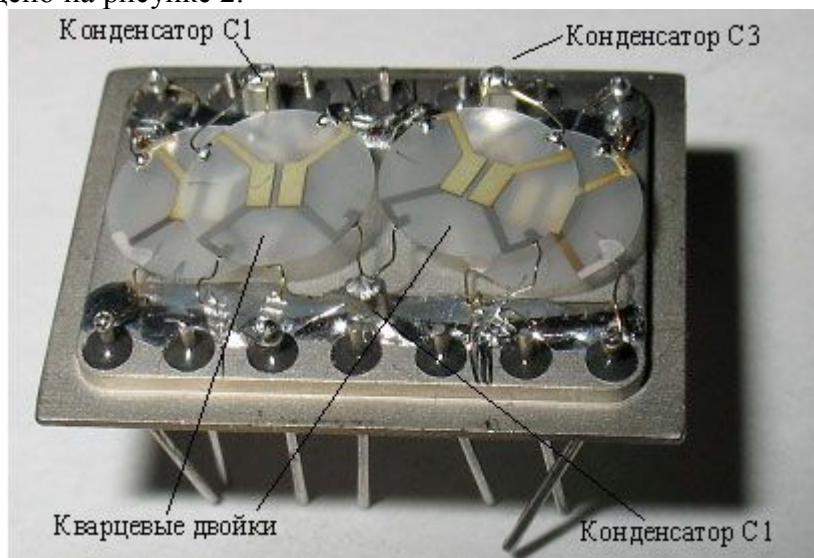


Рисунок 7.2 Конструкция кварцевого фильтра.

Согласование входного и выходного сопротивления кварцевого фильтра с выходом смесителя и входом последующего усилителя промежуточной частоты осуществляется при помощи LC контуров.

При приеме цифровых видов модуляции чрезвычайно важное значение имеет фазовая характеристика фильтра основной избирательности. Линейной фазовой характеристикой обладают фильтры, выполненные на поверхностных акустических волнах (ПАВ), поэтому в настоящее время активно развивается это направление фильтров, однако в ряде случаев применение ПАВ фильтров оказывается невозможным.

Лекция 7. Гетеродины

Как мы уже знаем, гетеродины в приемниках предназначены для применения в составе смесителей для переноса спектра входного сигнала на более низкую частоту. От параметров гетеродинов зависит качество преобразованного сигнала и в общем случае параметры всего радиоприемного устройства в целом. При рассмотрении принципов работы супергетеродина и приемника прямого преобразования мы полагали, что гетеродин вырабатывает идеальное синусоидальное колебание, однако это не так. Гетеродин обладает своей нестабильностью частоты. Это приводит к тому, что в спектре выходного сигнала гетеродина мы видим не одиночную частотную составляющую, а целый спектр. Кроме того, в спектре тока гетеродина обычно присутствуют гармоники его основной частоты. Пример спектра гетеродина приведен на рисунке 1.

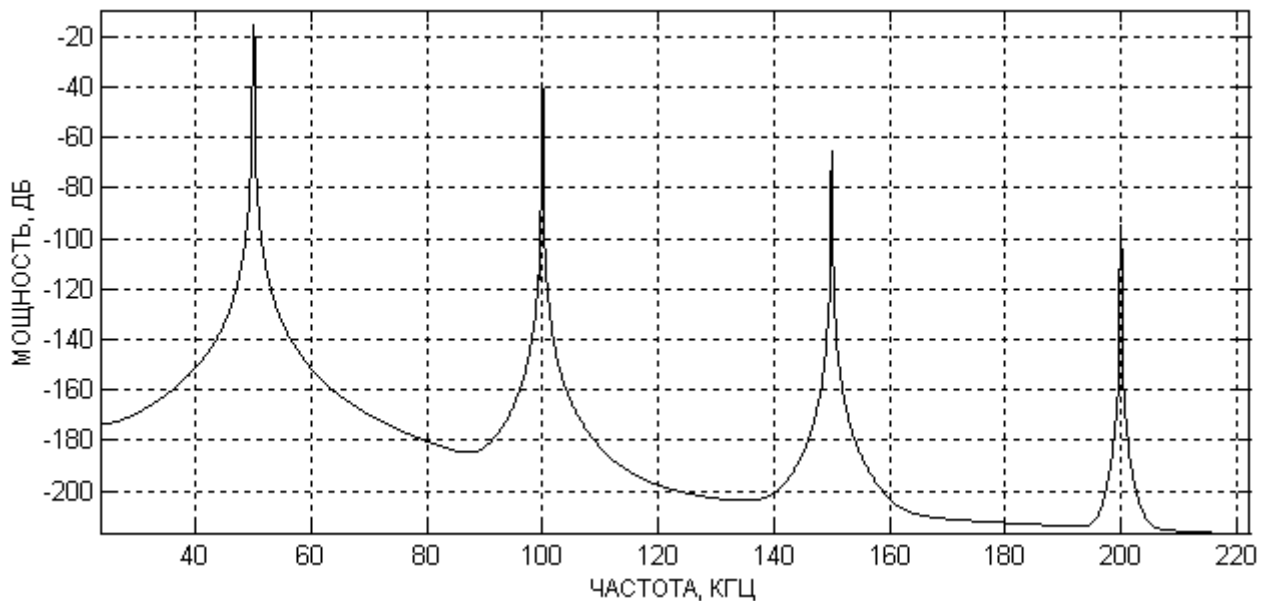


Рисунок 1. Спектр выходного сигнала гетеродина

Не следует при этом считать, что сигнал гетеродина во временной области будет сильно искажен. На рисунке 2 приведена временная диаграмма сигнала, спектр которого показан на рисунке 1.

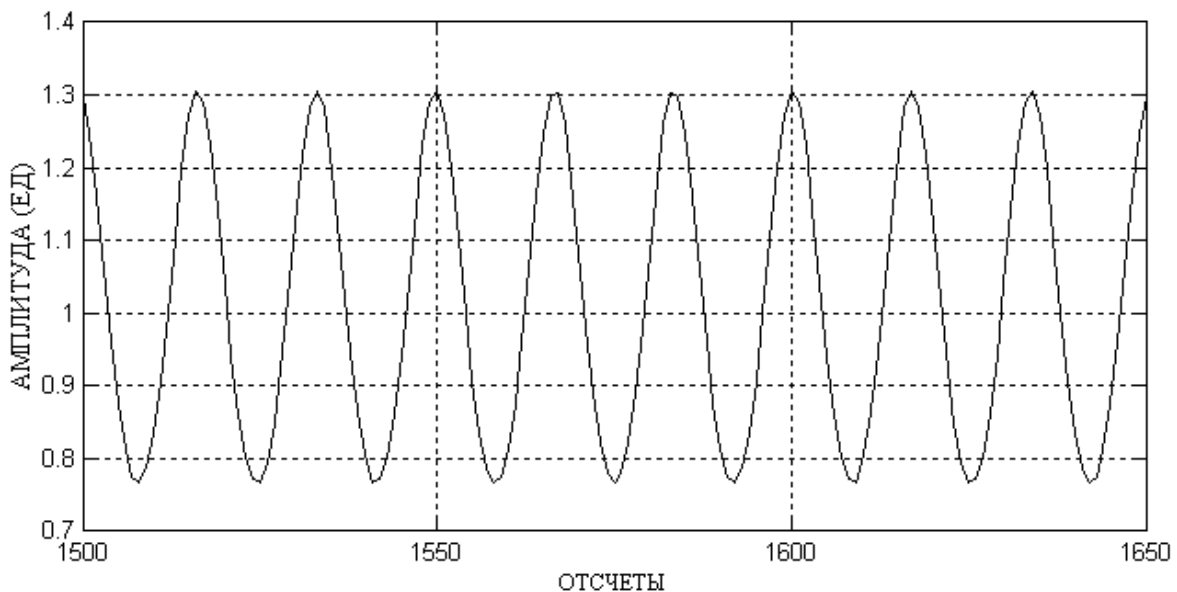


Рисунок 2. Временная диаграмма выходного сигнала гетеродина

Как видно из этого рисунка, форма выходного колебания гетеродина практически не отличается от синусоидальной. Поэтому при оценке качества выходного сигнала гетеродина обычно рассматривается его спектр.

Как это уже обсуждалось при изучении особенностей работы смесителя, гармоники гетеродина обычно не оказывают влияния на перенос спектра принимаемого сигнала на промежуточную частоту. Кроме того, они могут быть легко отфильтрованы даже полосовым фильтром. Поэтому в дальнейшем мы будем в основном оценивать шумовые характеристики гетеродина и его нестабильность. Эти характеристики существенно зависят от принципиальной схемы гетеродина. Рассмотрим некоторые из них.

Осцилляторные схемы гетеродинов

Генератор может быть построен на любом усилительном элементе, охваченном положительной обратной связью. Обобщенная схема генератора незатухающих колебаний приведена на рис. 1.

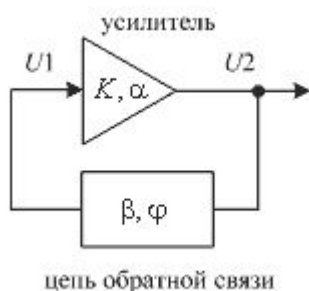


Рисунок 1. Обобщенная схема генератора

Для самовозбуждения колебаний в такой схеме необходимо выполнить два условия:

- Баланс амплитуд.
- Баланс фаз.

Баланс амплитуд выполняется, если произведение коэффициента усиления K и коэффициента передачи цепи обратной связи β будет больше единицы:

$$|K| \cdot |\beta| \geq 1$$

Баланс фаз выполняется, если сумма фазового сдвига усилителя α и фазового сдвига цепи обратной связи φ будет равна нулю или кратна 360° :

$$(\alpha + \varphi) = 2 \cdot \pi \cdot n$$

где n — целое число

В качестве усилительного элемента можно использовать любой активный элемент, обладающий усилением. В случае проектирования гетеродина удобнее всего применять транзистор. Известно, что для построения генератора на транзисторах применяются схемы индуктивных и емкостных трехточек, получившие общее название осцилляторные схемы. В настоящее время схема индуктивной трехточки практически не применяется. Это обусловлено высокой стоимостью индуктивностей.

Емкостные трехточки тоже имеют три варианта включения колебательного контура. Эти варианты в англоязычной литературе имеют свои названия. Их схемы приведены на рисунках 2 ... 4.

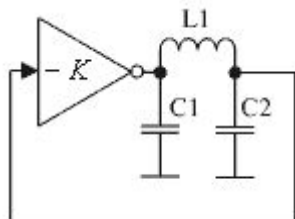


Рисунок 2. Схема Пирса

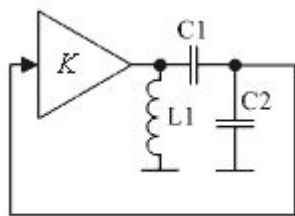


Рисунок 3. Схема Клаппа

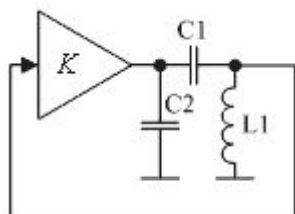


Рисунок 4. Схема Колпитца

Любую из этих схем можно использовать для построения схемы гетеродина. На рисунке 5 для примера приведена схема Колпитца, выполненная на биполярном транзисторе.

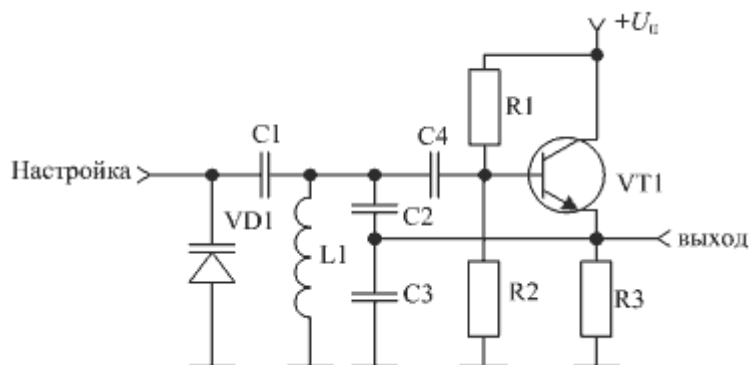


Рисунок 5. Схема Колпитца, выполненная на биполярном транзисторе

В этой схеме усилительный элемент (транзистор VT1) включен в схему контура L1 C1 C2, резонансная частота которого и задаёт частоту генерации схемы. Глубина обратной связи задаётся соотношением ёмкостей C2 и C3 контура и коэффициентом усиления транзистора на заданной частоте самовозбуждения. Настройка гетеродина на требуемую частоту производится при помощи постоянного напряжения, поступающего на варикап VD1.

Развязывающий конденсатор C3 не дает индуктивности L1 закоротить базу транзистора VT1 на корпус схемы по постоянному току, поэтому цепи стабилизации тока транзистора по постоянному току можно рассматривать независимо.

В данной схеме применена схема эмиттерной стабилизации. Как известно, в эмиттерной стабилизации ток через резисторный делитель напряжения R1, R2 выбирается больше тока базы транзистора VT1 (как минимум в пять раз). В этом случае напряжение на базе транзистора не будет зависеть от температуры. При увеличении коллекторного, а, значит, и эмиттерного, тока транзистора VT1 (например, из-за увеличения температуры) увеличивается падение напряжения на резисторе R3. Это приводит к уменьшению напряжения $U_{кз}$, т.к. по закону Киргофа напряжение на базе может быть описано следующим образом:

$$U_{\text{б}} = U_{\text{кз}} + U_{\text{R3}}$$

откуда можно выразить напряжение $U_{\text{кз}}$:

$$U_{\text{кз}} = U_{\text{б}} - U_{\text{R3}}$$

Уменьшение напряжения $U_{\text{кз}}$ приводит к уменьшению тока базы транзистора и в конечном итоге к стабилизации тока покоя транзистора VT1.

Варикап VD1 в этой схеме предназначен для перестройки гетеродина в заданном диапазоне частот. Конденсатор C1 не позволяет индуктивности L1 замкнуть напряжение настройки гетеродина на корпус и, кроме того, может быть использован для уменьшения диапазона перестройки частот гетеродина.

В качестве еще одного примера принципиальной схемы гетеродина, на рисунке 6 приведена схема Клаппа, выполненная на биполярном транзисторе

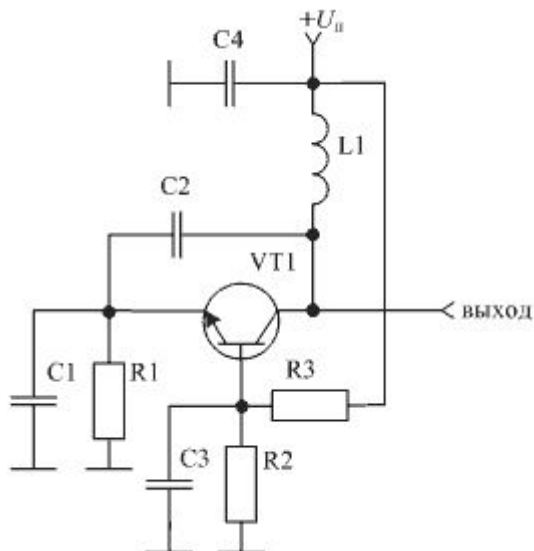


Рисунок 6. Схема Клаппа, выполненная на биполярном транзисторе

В этой схеме, как и в схеме, приведенной на рисунке 5, применена схема эмиттерной стабилизации по постоянному току. В ней базовый делитель напряжения собран на резисторах R2 и R3, а эмиттерный резистор — это R1. В остальном схема включения транзистора по постоянному току не отличается от схемы включения транзистора, приведенной на рисунке 5.

В схеме гетеродина, приведенной на рисунке 6, транзистор включен по схеме с общей базой. Как и в схеме включения транзистора с общим коллектором, она не инвертирует входной сигнал, поэтому для самовозбуждения колебаний достаточно подать на вход часть энергии колебаний из выходного контура. Частотно-задающий параллельный контур в данной схеме составляют элементы L1, C1, C2. Глубина обратной связи определяется соотношением емкостей конденсаторов C1 и C2. Развязывающий конденсатор большой емкости C4 обеспечивает заземление верхнего по схеме конца индуктивности L1. Конденсатор C3 обеспечивает заземление базы транзистора VT1 по переменному току.

Для гетеродинов очень важно обеспечить стабильность генерируемой частоты. В этом случае воздействие мощной помехи, действующей на выход генератора, может привести к захвату его частоты или к паразитной частотной модуляции помехой. Именно поэтому очень важно обеспечить минимальное влияние нагрузки на частоту генерируемого колебания.

Развязку выходной и входной цепи обычно выполняют при помощи усилителя на транзисторе или интегральной микросхеме. Заодно и энергии от генератора можно забирать поменьше, что уменьшит вносимые потери в частотозадающий контур и, в конечном итоге, повысит стабильность частоты гетеродина.

В качестве развязывающего устройства может подойти любой усилитель, однако чаще всего применяется транзисторный усилитель с общим коллектором (эмиттерный повторитель). Подобная схема гетеродина с развязкой от смесителя при помощи эмиттерного повторителя с гальванической связью между каскадами приведена на рисунке 7.

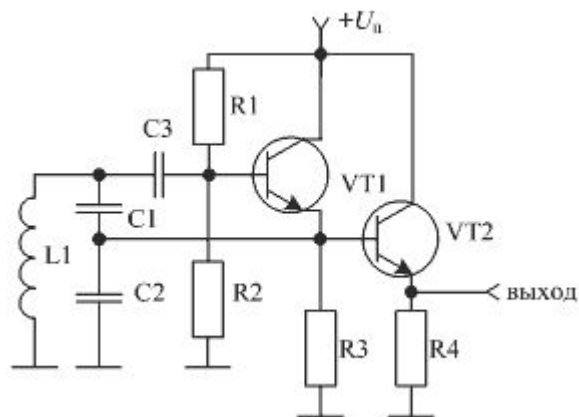


Рисунок 7. Гетеродин с развязкой от нагрузки при помощи эмитерного повторителя

В настоящее время в качестве буферного усилителя применяются интегральные микросхемы, позволяющие получить нормированное усиление и развязку входа микросхемы от ее выхода во всем диапазоне рабочих частот. В качестве примера можно назвать буферизирующую микросхему MAX2470 фирмы MAXIM. Благодаря своим малым размерам эта микросхема занимает площадь, меньшую, чем схема, собранная на отдельных элементах.

Существуют микросхемы, в которых для реализации гетеродина достаточно подключить только внешнюю индуктивность. В качестве подобной микросхемы можно назвать микросхему MAX2605. Тем не менее, для получения качественных характеристик очень важна конструкция гетеродина и ряд фирм, таких как Mini-Circuits или Sirenza microdevices, выпускают готовые модули гетеродинов, предназначенные для работы в определенном диапазоне частот.

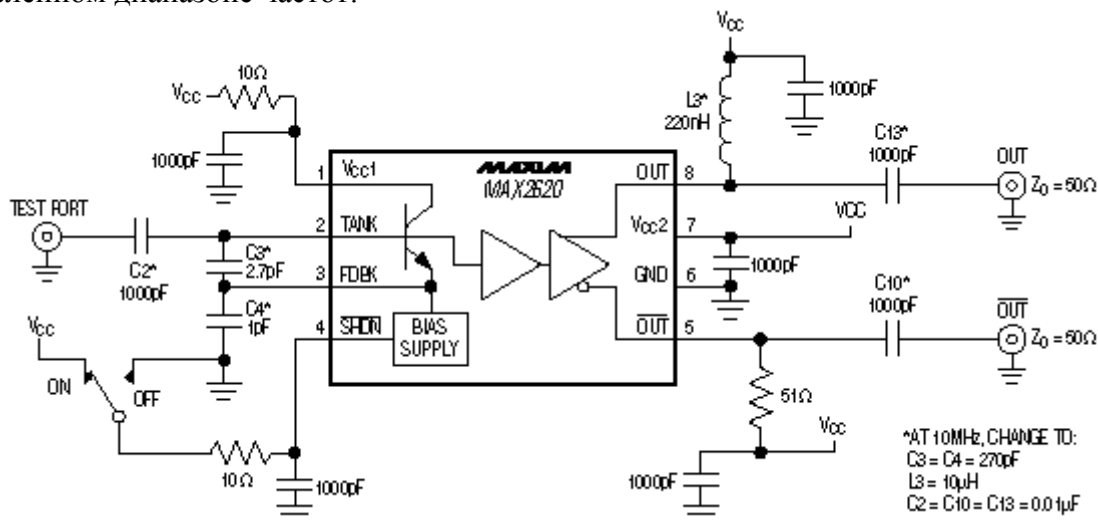


Рисунок 8. Схема гетеродина, реализованная на специализированной микросхеме MAX2620

На стабильность частоты гетеродина оказывает большое влияние стабильность и шумовые параметры источника питания, поэтому при реализации гетеродинов большое внимание уделяется схемам питания гетеродинов.

Первоначально для снижения уровня пульсаций напряжения, присутствующих на источнике питания радиоприемного устройства, по цепям питания гетеродина ставились фильтрующие RC цепочки. Эти же цепочки снижают влияние остальных блоков приемника на частоту сигнала, вырабатываемого гетеродином.

По мере совершенствования интегральных микросхем в качестве активных фильтров стали применять малощумящие стабилизаторы напряжения. В качестве примера подобного стабилизатора можно назвать микросхему ADP3330 фирмы ANALOG DEVICES. Схема гетеродина с применением в качестве фильтра питания малощумящего стабилизатора ADP3330 приведена на рисунке 9.

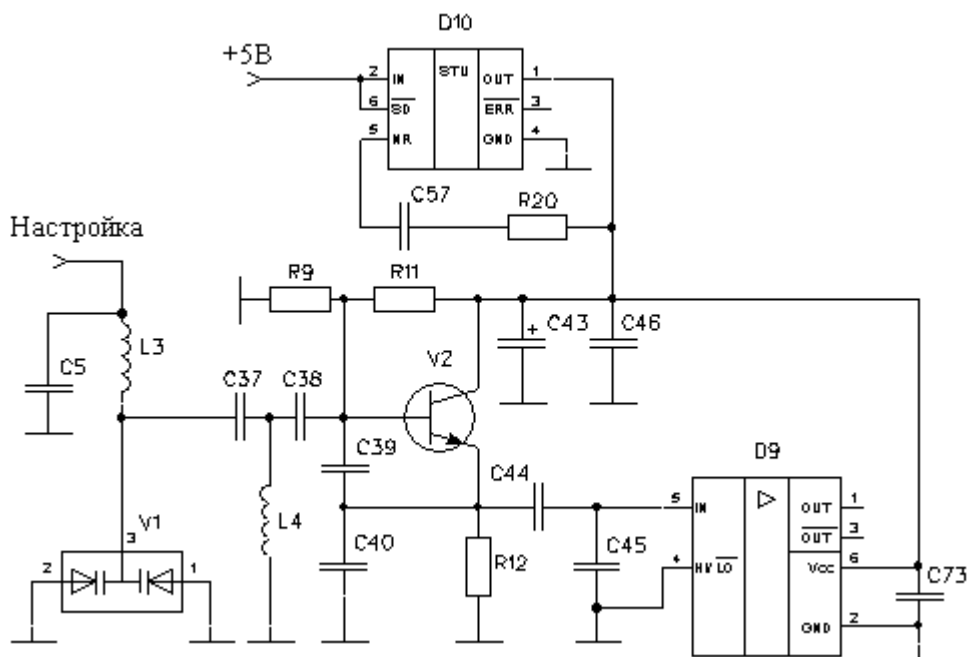


Рисунок 9. Схема гетеродина с малошумящим стабилизатором напряжения

На этой схеме в качестве каскада, уменьшающего влияние смесителя на выходную частоту гетеродина, применена буферизирующая микросхема MAX2470. Цепочка R20, C57 предназначена для уменьшения шумов на выходе микросхемы малошумящего стабилизатора напряжения ADP3330, примененной в качестве фильтра питания гетеродина.

Кроме нестабильности питающих напряжений и нагрузки на значение генерируемой частоты влияет старение и зависимость от температуры частотообразующих элементов (индуктивности и емкости, входящих в состав контура). Для того, чтобы обеспечить стабильность генерируемой частоты применяют индуктивности и емкости с малой зависимостью от температуры. В ряде случаев применяется несколько конденсаторов с противоположной зависимостью от температуры.

Особенности кварцевой стабилизации частоты генераторов

Несмотря на все перечисленные в предыдущей главе меры увеличения стабильности гетеродинов трудно получить относительную стабильность частоты выше значения $10^{-3} \dots 10^{-4}$. Эта нестабильность приводит к уходу частоты настройки радиоприемного устройства на частоте 100 МГц на 100 ... 10 кГц. Это значение превышает ширину частотного канала современных систем мобильной связи. На более высоких частотах положение с абсолютным уходом частоты в зависимости от температуры еще больше ухудшается.

Поэтому велись работы по увеличению стабильности частотообразующих элементов. В результате удалось получить стабильность на два порядка выше при применении в качестве частотообразующих элементов генераторы кварцевых резонаторов. При этом можно обеспечить относительную стабильность частоты генератора от 10^{-5} до 10^{-8} .

Кварцевый резонатор применяется в гетеродинах радиоприемников в качестве частотообразующего колебательного резонансного LC контура. Благодаря малым потерям энергии в данном резонаторе удается достигнуть добротности порядка нескольких тысяч.

Рассмотрим, как устроены кварцевые резонаторы, и на каких принципах они работают. Кварцевые кристаллы известны в природе как горный хрусталь, аметист или раухтопаз. В качестве примера на рисунке 1 приведена фотография друзы кристаллов раухтопаза.



Рисунок 1. Внешний вид кварцевых кристаллов

Добываются природные кристаллы кварца в основном на рудниках Бразилии. Природные кристаллы кварца содержат в себе большое число неоднородностей. Кроме того, они дороги, поэтому в настоящее время в основном применяются искусственно выращенные кристаллы кварца. Кварцевые кристаллы выращиваются из щелочных растворов в автоклавах при температуре $400\text{ }^{\circ}\text{C}$ и давлении около 2000 атм. Процесс выращивания кристалла длится от 30 до 45 дней.

Особенностью кристалла кварца является то, что он обладает пьезоэффектом. Пьезоэффект обуславливается особым строением кристалла кварца. Он представляет собой правильную шестиугольную призму. Схематически расположение ионов кислорода и кремния в кристалле кварца изображено на рисунке 2.

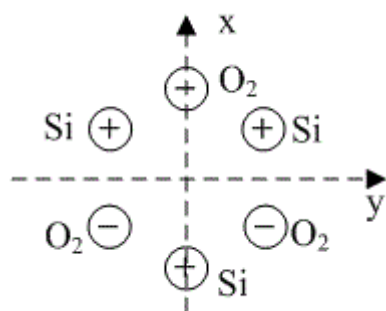


Рисунок 2. Расположение ионов кислорода и кремния в кристалле кварца

В кристалле явным образом наблюдается электрическая ось x и механическая ось y . При сжатии кристалла вдоль механической оси y ионы отрицательные кислорода вытесняются с одной стороны, а положительные ионы кремния с другой. В результате возникает разность потенциалов. Сжатие или растяжение по оси z не вызывает появления зарядов на гранях.

Благодаря симметричности кристалла кварца механическую и электрическую оси можно провести тремя разными способами. Эффект при этом не изменится. На рисунке 3 показано, как нужно вырезать пластинку из кристалла кварца для того, чтобы на ее краях возникала разность потенциалов.

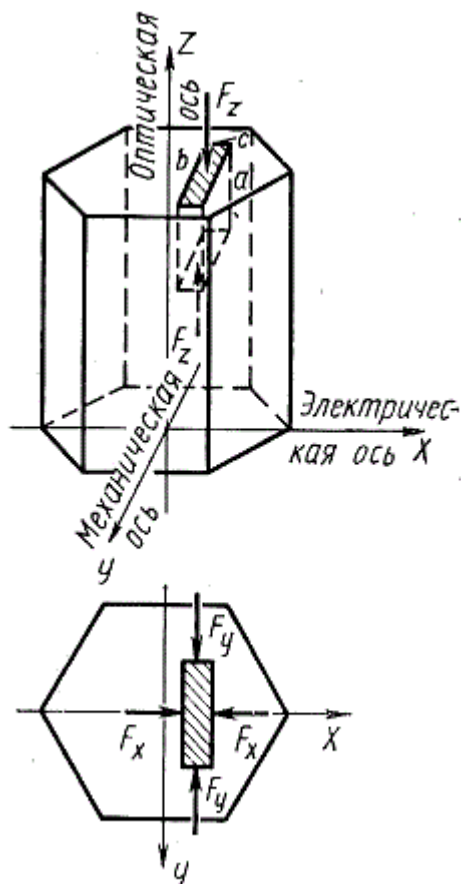


Рисунок 3. эквивалентная схема кварцевого резонатора

В кристаллах кварца, как и в других пьезоэлектриках, кроме прямого пьезоэффекта, присутствует обратный пьезоэффект. Он заключается в том, что при подаче разности потенциалов вдоль оси x происходит сжатие или растяжение кристалла вдоль оси y .

Если толщина пластины при этом будет равна половине длины объемной звуковой волны в кварце, то в кварце возникают резонансные колебания. Кварцевый кристалл ведет себя при этом подобно электрическому резонансному LC контуру. Благодаря малым потерям в кристалле его добротность достигает значения несколько тысяч.

Механические колебания кристалла кварца могут осуществляться по толщине (основной режим радиочастотных резонаторов), происходить сдвиг поверхности кристалла (фильтры на поверхностных акустических волнах) либо производиться изгиб кварцевой пластинки (часовые резонаторы). Основные режимы механических колебаний кварцевого кристалла приведены на рисунке 4.

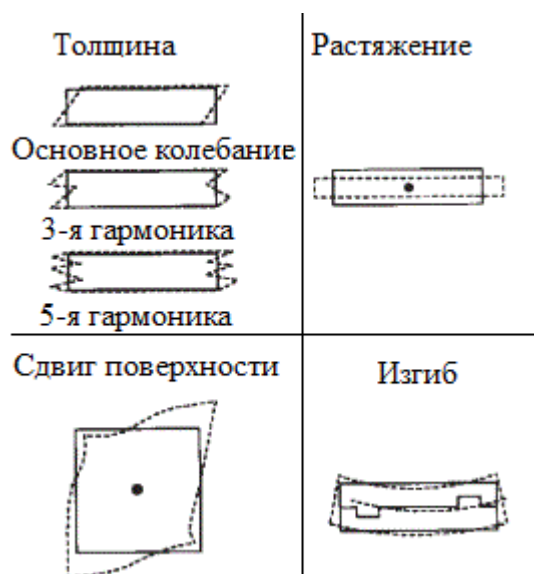


Рисунок 4. Основные режимы колебания кристалла в резонаторе

При практическом применении кварцевых резонаторов в возбуждателях передатчиков гетеродинах приемников систем мобильной радиосвязи очень важна зависимость их собственной резонансной частоты от температуры. Эта зависимость меняется в широких пределах в зависимости от вида колебаний кварцевой пластинки и от угла ее среза относительно кристаллографических осей X, Y и Z.

Различные виды срезов пластин кварца по отношению к кристаллографическим осям кварцевого кристалла, применяющихся при изготовлении кварцевых резонаторов, приведены на рисунке 5.

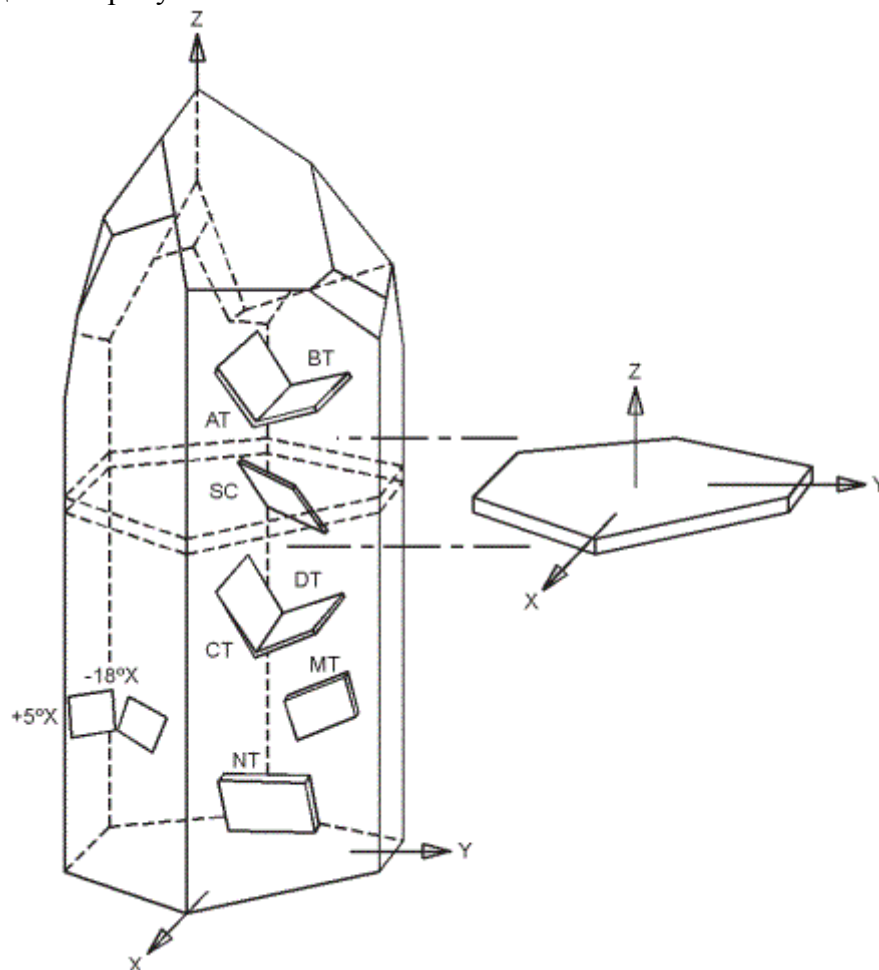


Рисунок 5. Виды срезов кварца по отношению к осям кристалла

ХТ срез кристалла производится перпендикулярно кристаллографической оси Х. Этот срез кристалла применяется для производства кварцевых резонаторов для часов на частоту 32768 кГц. Эти резонаторы конструктивно выполняются в виде камертона.

Зависимость ухода частоты от температуры для ХТ среза кварцевого кристалла приведена на рисунке 6.

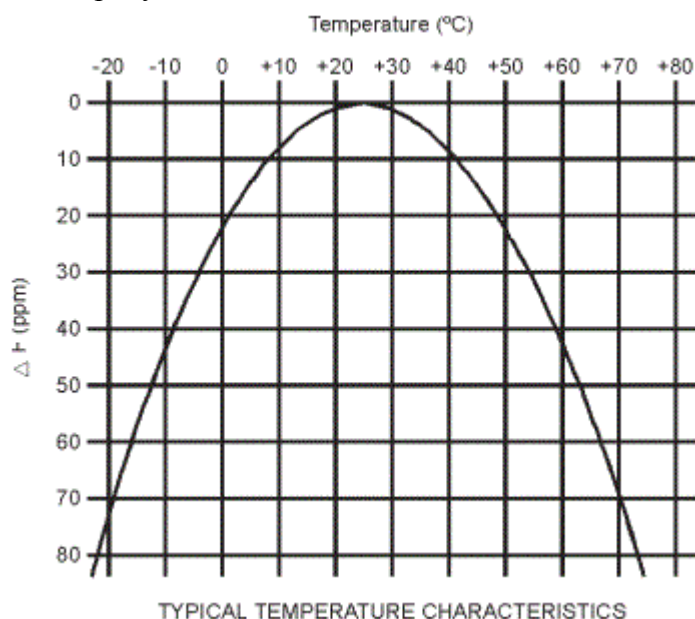


Рисунок 6. Зависимость ухода частоты от температуры для ХТ среза

Для того, чтобы разобраться с этим явлением, вспомним эквивалентную схему кварцевого резонатора и характеристику зависимости сопротивления кварцевого резонатора от частоты. Эквивалентная схема кварцевого резонатора приведена на рисунке 4.

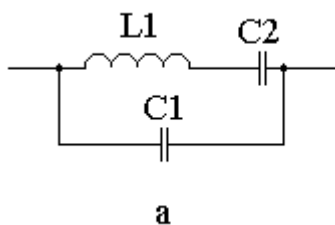


Рисунок 4. - эквивалентная схема кварцевого резонатора

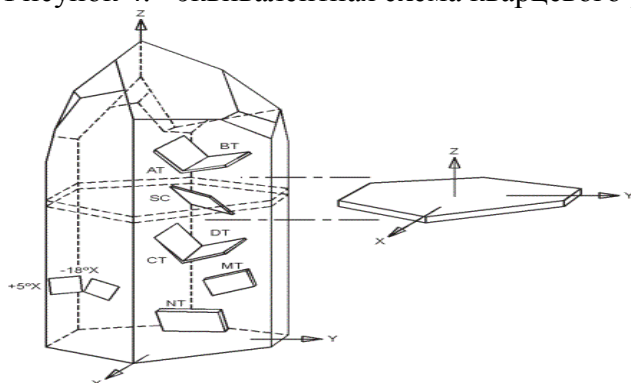


Рисунок 5. - Схема кварцевого генератора на биполярном транзисторе

В этой схеме кварцевый резонатор Z1 применяется вместо катушки индуктивности.

Лекция 8. Цифровые детекторы

Цифровой фазовый детектор

Схемы частотных и фазовых детекторов широко используются в аналоговой технике. Однако в большинстве случаев в таких схемах используются трансформаторы, что делает такие схемы неудобными для массового производства, поэтому имеет смысл попытаться найти решение при помощи цифровых микросхем.

В аналоговых схемах наилучшими характеристиками обладают фазовые детекторы, построенные на основе умножителя. Составим таблицу истинности умножителя, сигнал на входе которого может принимать только два значения - единицу и минус единицу. Использование таких уровней позволяет интерпретировать сигнал на входе умножителя как знак сигнала.

Таблица 1 Таблица истинности умножителя знаков.

X1	X2	Y
-1	-1	1
-1	1	-1
1	-1	-1
1	1	1

Если теперь символ "-1" обозначить как "0", то мы увидим, что полученная таблица истинности совпадает с инвертированной таблицей истинности логического элемента "исключающее ИЛИ". Для сравнения в таблице 2 приведена таблица истинности логического элемента "исключающее ИЛИ".

Таблица 2 Таблица истинности элемента "исключающее ИЛИ".

X1	X2	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Инверсия выходного сигнала в нашем случае не имеет принципиального значения. Это означает, что элемент "исключающее ИЛИ" вполне может быть использован в качестве фазового детектора. Схема цифрового фазового детектора приведена на рисунке 1.

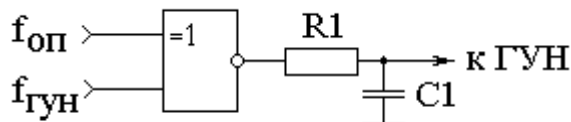


Рисунок 1. Схема цифрового фазового детектора.

Рассмотрим три варианта сигналов, поступающих на вход фазового детектора, построенного на основе схемы исключающего ИЛИ. В первом варианте сигналы на входах фазового детектора полностью синфазны. Временные диаграммы сигналов на входе и выходе логического элемента "исключающее ИЛИ" приведены на рисунке 2.

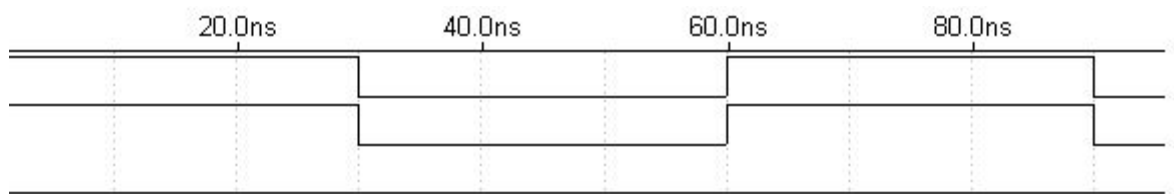


Рисунок 2. Временные диаграммы синфазных сигналов.

Анализируя эти сигналы можно сделать вывод, что при синфазных напряжениях на входах фазового детектора, построенного на логическом элементе “исключающее ИЛИ” на выходе присутствует нулевое напряжение.

Теперь подадим на входы фазового детектора сигналы, сдвинутые друг относительно друга на 15° . Временные диаграммы сигналов на входе и выходе логического элемента “исключающее ИЛИ” приведены на рисунке 3.

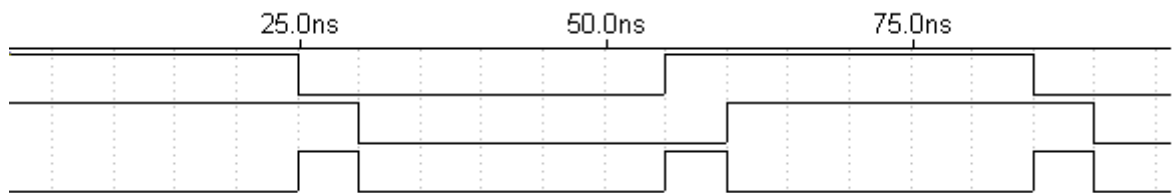


Рисунок 3. Временные диаграммы сигналов, сдвинутых по фазе на 15° .

В этом случае на выходе логического элемента “исключающее ИЛИ” появляются импульсы с частотой, равной частоте входных сигналов. Длительность формируемых импульсов пропорциональна сдвигу фаз входных сигналов. Если проинтегрировать этот сигнал, то можно получить напряжение, соответствующее фазовому сдвигу между входными сигналами.

Подадим на входы фазового детектора сигналы, сдвинутые друг относительно друга на 165° . Временные диаграммы сигналов на входе и выходе логического элемента “исключающее ИЛИ” приведены на рисунке 4.

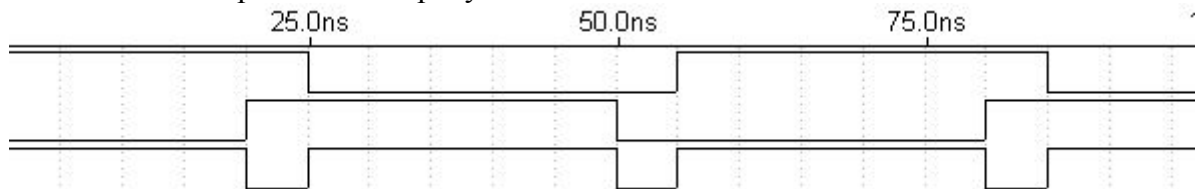


Рисунок 4. Временные диаграммы сигналов, сдвинутых по фазе на 165° .

Как и ожидалось, скважность сигнала на выходе фазового детектора изменилась. Теперь напряжение на выходе RC цепочки близко к напряжению питания. Можно построить зависимость напряжения от сдвига фаз на входе детектора. Она приведена на рисунке 5.

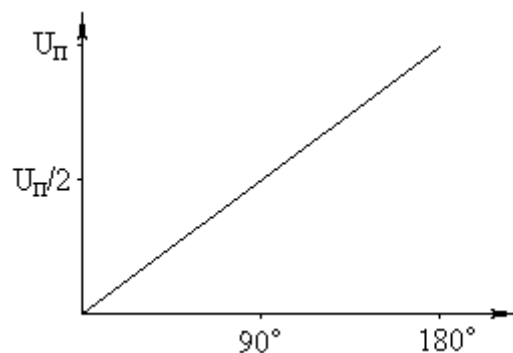


Рисунок 5. Зависимость напряжения на выходе фазового детектора от сдвига фаз входных колебаний.

Анализируя эту зависимость можно сделать вывод, что фазовый детектор, построенный на основе логического элемента “исключающее ИЛИ” обладает прекрасной линейностью преобразования и может вполне заменить аналоговый фазовый детектор.

Фазовый компаратор

При работе в цепи фазовой автоподстройки ошибка по фазе может приводить к неточной настройке синтезатора. Это связано с принципиальной работой фазового детектора – он вырабатывает напряжение, используемое для настройки ГУН. Для удержания ГУН на заданной частоте необходим постоянный сдвиг фаз между опорным колебанием и подстраиваемым колебанием, вырабатываемым ГУН. Устранить этот недостаток можно при использовании схемы фазового компаратора.

Фазовый компаратор позволяет формировать напряжение не пропорциональное фазе, а соответствующее знаку фазы, то есть на его выходе может быть три значения напряжения: отставание по фазе, опережение по фазе и точное совпадение по фазе входных колебаний.

Один из вариантов реализации схемы фазового компаратора приведен на рисунке 1

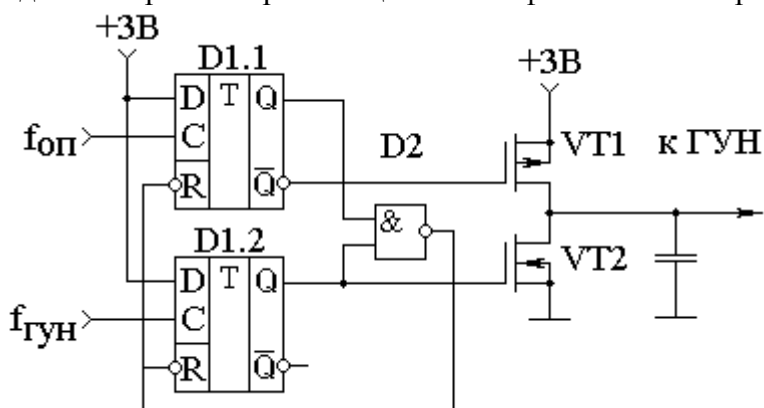
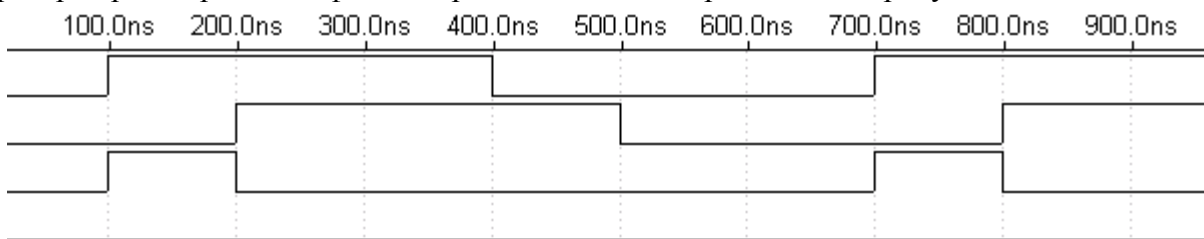


Рисунок 1. Принципиальная схема фазового компаратора

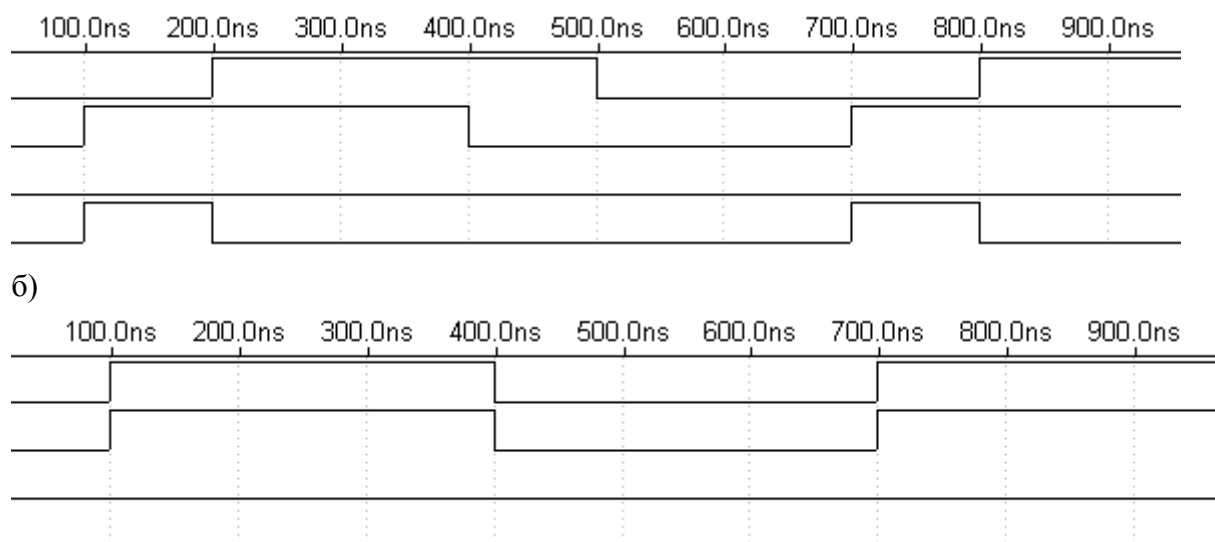
Для фазового компаратора используются два D-триггера. На тактовые входы этих триггеров подаются опорное и подстраиваемое колебания. При этом в триггеры записываются единичные значения. При записи единичных значений в оба триггера триггеры обнуляются. В результате при опережении фазы опорного колебания импульсы будут формироваться на выходе триггера D1.1, при опережении фазы подстраиваемого колебания импульсы появятся на выходе триггера D1.2. При точном совпадении фаз опорного и подстраиваемого колебания импульсы на выходе обоих триггеров будут настолько короткими, что ими можно пренебречь.

Импульсы с выходов триггера D1.1 подаются на заряжающий конденсатор C1 ключ, а импульсы с выхода триггера D1.2 подаются на разряжающий конденсатор C1 ключ. В результате изменение напряжения на конденсаторе C1 не будет происходить только при точном совпадении фазы опорного и подстраиваемого колебаний.

Временные диаграммы сигналов на входах и выходах триггеров фазового компаратора при опережении фазы опорного колебания приведены на рисунке 2.



а)



в)

Рисунок 2. Временные диаграммы сигналов на входах и выходах триггеров, входящих в состав фазового компаратора.
а – опорное колебание опережает подстраиваемое по фазе
б – подстраиваемое колебание опережает опорное по фазе
в – колебания совпадают по фазе

Обычно для управления варикапами, входящими в состав ГУН, требуются напряжения, большие напряжений питания цифровых микросхем (порядка 12 ... 15В). В таких случаях на выходе фазового компаратора, схема которого приведена на рисунке 1, требуется усилитель. В некоторых случаях можно обойтись без такого усилителя, если воспользоваться диодными ключами, как это показано на схеме, приведённой на рисунке 3.

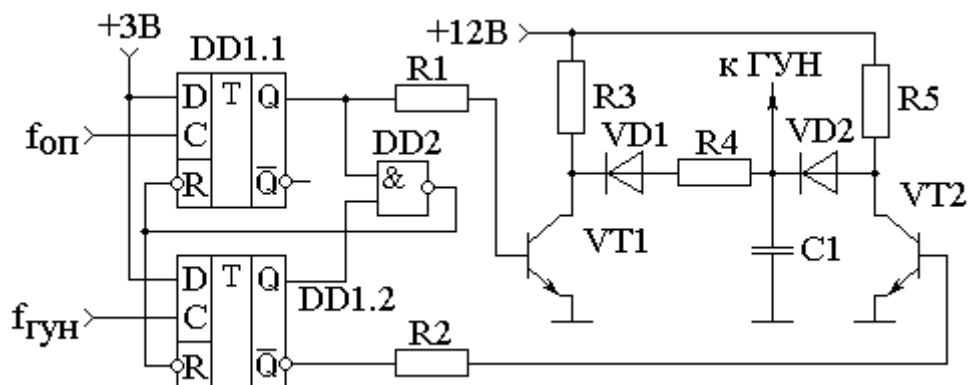


Рисунок 3. Принципиальная схема фазового компаратора с диодными ключами.

В приведённой на рисунке 3 схеме фазового компаратора заряд ёмкости $C1$ производится через резистор $R5$, а разряд этой ёмкости производится через резистор $R4$ и полностью открытый транзистор $VT1$.

Цепи фазовой автоподстройки частоты

Рассмотрим основные блоки, входящие в структурную схему фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ). Структурная схема ФАПЧ приведена на рисунке 12.2.

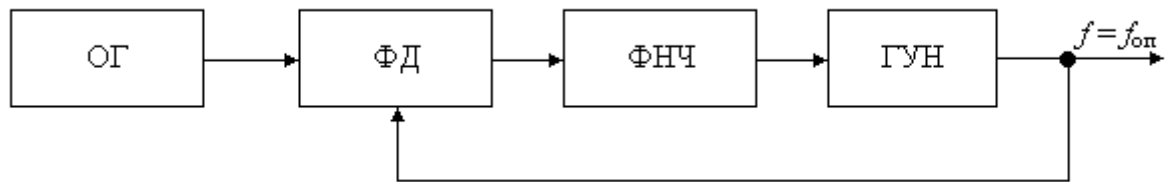


Рисунок 1 - Структурная схема цепи фазовой автоподстройки частоты

В состав этой структурной схемы входит фазовый детектор (ФД), формирующий сигнал ошибки формируемого колебания. Выходное колебание вырабатывается генератором, управляемым напряжением (ГУН). Образцовое колебание в этой схеме формирует опорный генератор (ОГ). Еще одним неотъемлемым звеном цепи фазовой автоподстройки частоты является фильтр нижних частот (ФНЧ), позволяющий избежать самовозбуждения всей схемы в целом.

В зависимости от элементов, использованных в схеме фазовой автоподстройки частоты, она может быть аналоговой (при использовании аналоговых схем фазового детектора), цифровой (при использовании в качестве фазового детектора логических цепей) и полностью цифровой (при реализации фильтра низкой частоты в цифровом виде).

В результате работы схемы, приведенной на рисунке 1, мы в идеальном случае можем получить точно такое же колебание, что и колебание опорного генератора. Но тогда зачем нужна вся схема? Ведь можно было бы просто взять сигнал с выхода опорного генератора.

Первая задача, которую можно решить при использовании схемы фазовой автоматической подстройки частоты — это реализация детектирования частотно-модулированного сигнала. Если снимать напряжение с выхода ФНЧ, входящего в состав схемы фазовой автоподстройки частоты, то его уровень будет пропорционален отклонению частоты опорного генератора от номинального значения.

Однако мы собирались использовать схему ФАПЧ для генерации заданного набора частот. То есть нам требуется научиться изменять частоту генератора управляемого напряжением. Для этого включим в цепь обратной связи делитель частоты, как это показано на рисунке 2. Частота сигнала на выходе этого делителя уменьшится по сравнению с входным значением в коэффициент деления раз. Но ведь схема фазовой автоподстройки частоты будет поддерживать значения частот на входе фазового детектора равными друг другу. Это означает, что частота на выходе ГУН под действием цепи автоматической подстройки должна будет увеличиться в коэффициент деления раз относительно частоты опорного колебания.

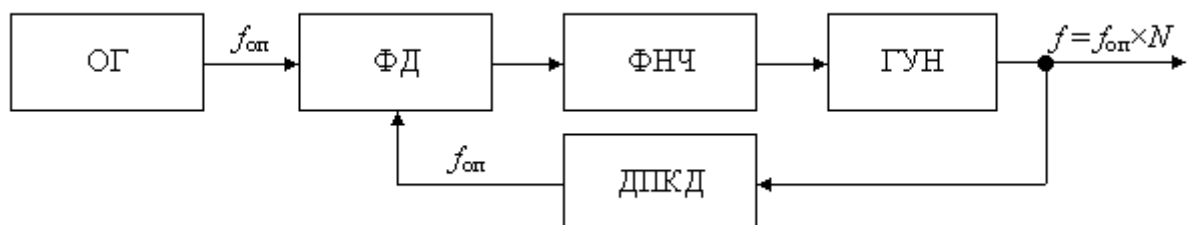


Рисунок 2 - Структурная схема цифрового синтезатора частот

В структурной схеме, приведенной на рисунке 2, использован делитель с переменным коэффициентом деления (ДПКД). Изменяя коэффициент деления N делителя ДПКД, можно перестраивать выходную частоту генератора.

Как мы уже знаем из предыдущих глав, коэффициент деления цифрового делителя частоты может достигать несколько тысяч. Выбрав достаточно низкую опорную частоту

$f_{оп}$ можно получить шаг перестройки синтезатора, удовлетворяющий требованиям к перестраиваемому генератору частот. Шаг перестройки синтезатора в схеме ФАПЧ получается равным частоте опорного генератора.

Обычно в радиотехнических схемах требуется малый шаг перестройки генератора. Величина этого шага составляет сотни герц или, в крайнем случае, единицы килогерц. В результате возникает новая проблема. Мы не можем использовать для формирования такой частоты кварцевый генератор, ведь приемлемые по габаритам и стоимости кварцевые резонаторы могут работать только в диапазоне частот от 1 до 30 МГц.

Тем не менее, для получения низкой частоты сравнения на входах фазового детектора, на выходе опорного генератора можно поставить еще один цифровой делитель частоты с постоянным коэффициентом деления, как это выполнено в схеме, приведенной на рисунке 12.4. В этой схеме мы можем выбирать значения частот сравнения $f_{сп}$, опорной частоты $f_{оп}$ и выходного колебания f в достаточно широком диапазоне.

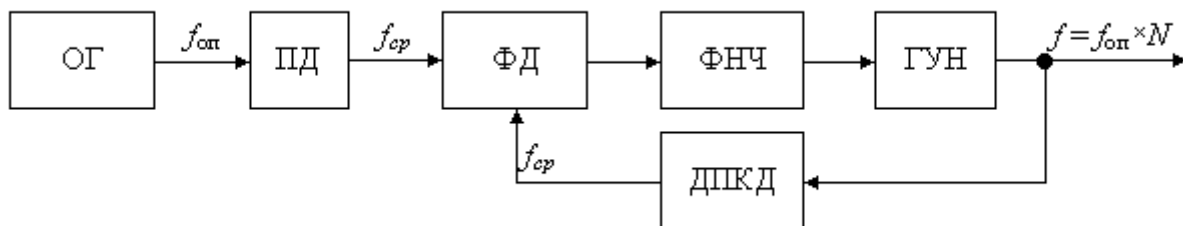


Рисунок 3 - Структурная схема цифрового синтезатора частот с малым шагом перестройки частоты

В качестве примера давайте определим требования к блокам, входящим в структурную схему синтезатора, вырабатывающего частоты в диапазоне от 146 до 174 МГц. Пусть в схеме будет использован генератор опорной частоты 6,4 МГц. Такие высокостабильные генераторы предлагаются многими фирмами в качестве готовых модулей, например модуль 6.4 MHz CFPT-9006-FC-1B фирмы С-МАС.

Шаг перестройки по частоте в заданном диапазоне частот определяется разносом радиоканалов по частоте. В настоящее время в этом диапазоне частот МККР рекомендует строить аппаратуру с шириной полосы радиоканала 12,5 кГц. Пусть наш синтезатор частот будет обладать именно таким шагом настройки частоты. Тогда частота сравнения на входе фазового детектора тоже должна соответствовать этому значению. Отсюда можно определить коэффициент деления постоянного делителя ПД:

$$K_{\text{ПД}} = \frac{f_{оп}}{f_{сп}} = \frac{6,4 \cdot 10^6}{12,5 \cdot 10^3} = 512$$

Теперь определим максимальное и минимальное значение коэффициентов деления ДПКД:

$$K_{\text{мин}} = \frac{f_{\text{мин}}}{f_{сп}} = \frac{146 \cdot 10^6}{12,5 \cdot 10^3} = 11680$$

$$K_{\text{макс}} = \frac{f_{\text{макс}}}{f_{сп}} = \frac{174 \cdot 10^6}{12,5 \cdot 10^3} = 13920$$

Все полученные коэффициенты деления легко реализуются одной из схем делителей частоты (цифровых счетчиков), рассмотренных нами в предыдущих главах. Теперь можно приступить к разработке принципиальной схемы синтезатора. Единственным блоком, не рассмотренным в предыдущих главах, остался блок определения ошибки по частоте. Остановимся на этом блоке подробнее.

Лекция 9. Квантование аналогового сигнала по времени

На рисунке 1 приведены основные требования к устройствам дискретизации аналогового сигнала. Дискретизация непрерывных аналоговых данных должна осуществляться с интервалом времени $t_d = 1/f_d$. При разработке цифрового устройства этот период должен тщательно выбираться для реализации точного представления первоначального аналогового сигнала в цифровой форме.

КРИТЕРИИ ДИСКРЕТИЗАЦИИ ПО КОТЕЛЬНИКОВУ

- Частота дискретизации f_d сигнала с шириной полосы f_b должна удовлетворять условию $f_d > 2f_b$, в противном случае информация о сигнале будет потеряна

- Эффект наложения спектров возникает, когда $f_d < 2f_b$
- Эффект наложения спектров широко используются в таких задачах, как прямое преобразование ПЧ в цифровую форму

Рисунок 1 Критерии неискажающей дискретизации аналогового сигнала.

Очевидно, что чем больше будет взято отсчетов аналогового сигнала на интервале времени (больше выбранная частота дискретизации), тем более точным будет представление этого сигнала в цифровом виде. При уменьшении количества отсчетов в единицу времени (уменьшении частоты дискретизации) можно достигнуть предела, после которого преобразованный в цифровую форму сигнал будет искажен до такой степени, что будет невозможно восстановить его в первоначальном виде.

Иными словами, в соответствии с теоремой Котельникова требуется, чтобы частота дискретизации аналогового сигнала была, по крайней мере, вдвое больше полосы полезного сигнала, иначе информация об исходном виде аналогового сигнала будет потеряна. Если выбрать частоту дискретизации меньше (а в большинстве практических устройства и равной) удвоенной полосы частот преобразуемого аналогового сигнала, то возникает эффект, известный как наложение (заворот) спектра (aliasing).

Обычно анализ аналоговых цепей производится при помощи синусоидального сигнала. На нем проще понять физический смысл явлений, возникающих в исследуемом блоке. Так как дискретизатор является аналоговым устройством, то воспользуемся этим методом и мы. Для понимания физического смысла наложения спектра, рассмотрим эффекты, возникающие при дискретизации синусоидального сигнала. Эти эффекты мы проанализируем, как во временном, так и в частотном представлении исследуемого сигнала.

В качестве примера, иллюстрирующего эффект наложения спектра (заворота спектра), на рисунке 2 приведена временная диаграмма синусоидального сигнала, дискретизированного по времени идеальным дискретизатором.

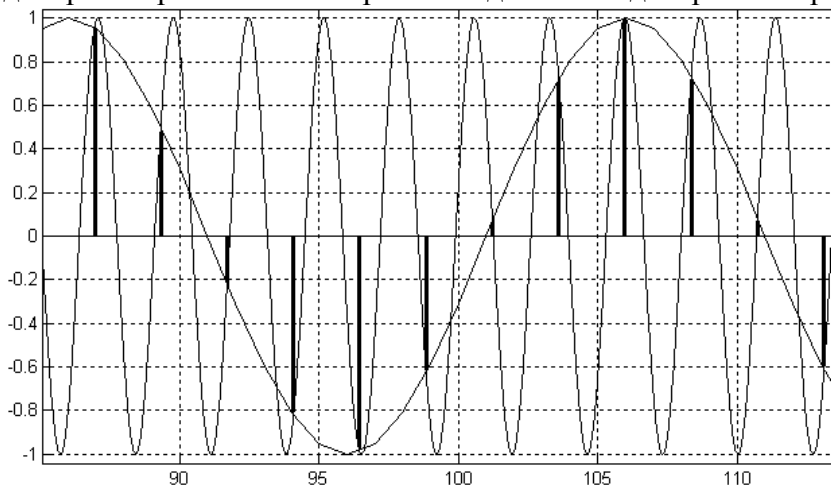


Рисунок 2. Влияние стробоскопического эффекта во временной области, приводящее к наложению спектров входного сигнала.

В приведенном на этом рисунке примере, частота дискретизации f_d выбрана лишь ненамного выше частоты входного аналогового сигнала f_a . То есть мы нарушили теорему Котельникова! Обратите внимание, что в результате дискретизации, мы получили отсчеты сигнала, частота которого равна разности частот дискретизации и исходного сигнала $f_d - f_a$. То есть мы наблюдаем низкочастотный образ реального сигнала. Этот эффект известен в технике как стробоскопический эффект.

На рисунке 3 приведено частотное представление той же самой ситуации. На этом рисунке четко видно, что на выходе идеального дискретизатора появляется не только низкочастотная составляющая с частотой $f_d - f_a$, но и $f_d + f_a$, $2 \times f_d - f_a$, $2 \times f_d + f_a$ и т.д.

Теперь рассмотрим дискретизацию одиночного синусоидального сигнала с частотой f_a идеальным дискретизатором с частотой следования стробирующих импульсов f_d . Пусть, $f_d > 2f_a$. В частотном спектре на выходе дискретизатора появляются гармоники частоты дискретизации f_d , промодулированные исходным сигналом, в результате чего появляются образы входного сигнала на частотах, равных $|\pm Kf_d \pm f_a|$, где $K = 1, 2, 3, 4, \dots$. Эта ситуация отчетливо видна на спектре сигнала полученного с выхода идеального дискретизатора, приведенном на рисунке 3.

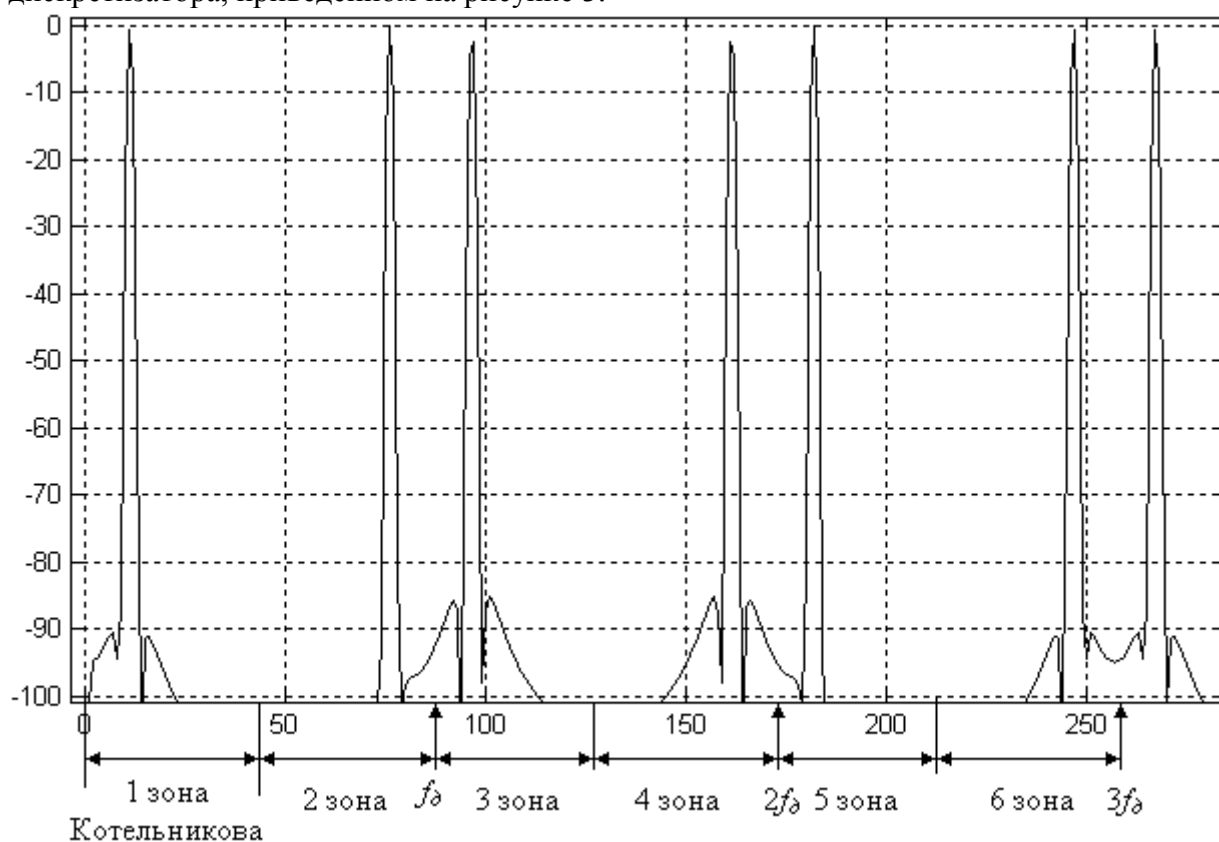


Рисунок 3. Спектр дискретизированного аналогового сигнала

Полоса сигнала по Котельникову определяется как спектр от постоянного тока до $f_d/2$. Частотный спектр на входе дискретизатора разделяется на бесконечное число зон. Полоса частот каждой зоны составляет $0,5f_d$. На практике, идеальный дискретизатор перемещает все высокочастотные образы сигнала в полосу частот от 0 до $f_d/2$, и накладывает их на сигнал, присутствующий в первой зоне частот Котельникова.

Теперь рассмотрим случай, когда частота полезного сигнала выходит за пределы первой зоны Котельникова. При частоте сигнала, немного ниже частоты дискретизации, временная диаграмма приведена на рисунке 2. Этот случай тоже можно проиллюстрировать рисунком 3, однако на этот раз в качестве входного сигнала следует рассматривать сигнал во второй зоне Котельникова, а компонента сигнала в первой зоне возникает после процесса дискретизации.

Обратите внимание, что, несмотря на то, что сигнал находится вне первой зоны Найквиста, его продукт преобразования $f_d - f_a$ попадает внутрь этой зоны. Возвращаясь к рисунку 3, становится ясно, что, если мешающий сигнал появляется на любом из образов частоты f_a , то он тут же переносится на частоту f_a , приводя, таким образом, к появлению мешающего частотного компонента в первой зоне Котельникова.

Такой процесс подобен работе аналогового смесителя. Это означает, что перед устройством дискретизации сигнала обязательно требуется аналоговая фильтрация, подавляющая компоненты этого сигнала, частоты которых находятся вне полосы первой зоны Котельникова и после дискретизации попадают в ее пределы. Требования к амплитудно-частотной характеристике аналогового фильтра на входе дискретизатора будут зависеть от того, как близко частота внеполосного сигнала отстоит от $f_d/2$, а также величиной требуемого подавления. Эти вопросы мы рассмотрим позднее в главе, посвященной фильтрам, предназначенным для устранения эффекта наложения спектров.

Погрешности дискретизатора.

До сих пор предполагалось, что квантование по времени производится дельта импульсами (импульсами с нулевой длительностью). Однако это математическая абстракция. Обычно сигнал на входе аналого-цифрового устройства запоминается на емкости на время, достаточное для преобразования этого сигнала в цифровое значение. Для реализации такого устройства можно воспользоваться схемой, приведенной на рисунке 1.

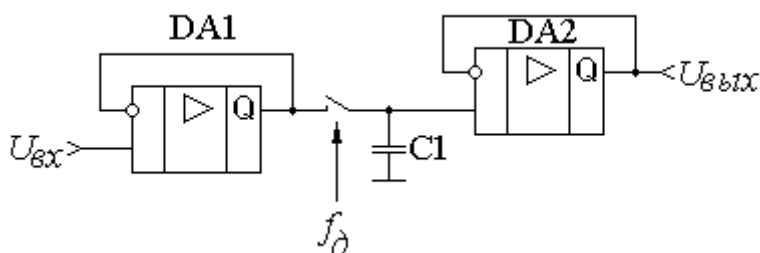


Рисунок 1. Принципиальная схема устройства выборки и хранения.

Такая схема обычно называется устройством выборки и хранения (УВХ). В приведенной на рисунке 1 схеме, малое время заряда запоминающей емкости обеспечивается низким выходным сопротивлением буферного усилителя DA1. Большое время хранения обеспечивается большим входным сопротивлением буферного усилителя DA2. При выполнении этих условий отношение времени хранения к времени заряда запоминающей емкости будет определяться отношением сопротивлений закрытого и открытого ключа K1.

Лекция 10. Квантование аналогового сигнала по времени (продолжение)

Погрешность хранения

Теперь давайте обратим внимание на то, что конденсатор, в отличие от цифровых устройств, не может хранить напряжение на своих обкладках без потерь. К концу времени преобразования, напряжение на нем уменьшается (конденсатор разряжается). Для того чтобы преобразование в цифровую форму произошло без ошибок, необходимо, чтобы это уменьшение напряжения на конденсаторе не превышало половины младшего разряда аналого-цифрового преобразователя.

Значение ошибки хранения УВХ определяется постоянной времени RC цепочки. При этом ее сопротивление R будет определяться параллельным включением входного сопротивления буферного усилителя DA2, сопротивления закрытого ключа и эквивалентного сопротивления паразитных токов утечки самого конденсатора и печатной платы.

Так как это сопротивление обычно стараются сделать как можно больше, то постоянная времени разряда конденсатора будет зависеть в основном от выбранного значения запоминающей емкости. К какому же значению постоянной времени разряда запоминающего конденсатора следует стремиться?

Это зависит от характеристик аналого-цифрового преобразователя. Чем больше его разрядность, тем меньше должна быть ошибка устройства выборки и хранения. Обычно эту ошибку стараются свести к значению половины младшего разряда последующего аналого-цифрового преобразователя.

Ошибку, возникающую за счет разряда запоминающей емкости устройства выборки и хранения можно определить по следующей формуле:

$$\Delta = 1 - e^{-\frac{t}{RC}}$$

Тогда для трехразрядного АЦП ошибка не должна превышать значения $d = 0.5 \times (1/2^3) = 0.0625$. Это значение может быть достигнуто при значении времени хранения $t_{xp} = (1/16) \times t$. То есть значение $t = RC$ должно быть в шестнадцать раз больше времени преобразования АЦП $t_{АЦП}$!

Для восьмиразрядного АЦП требования к постоянной времени RC цепочки еще жестче. Здесь ошибка хранения не должна превышать значения $d = 0.5 \times (1/2^8) = 0.00195$. Для этого АЦП значение t должно быть по крайней мере в 512 раз больше времени преобразования $t_{АЦП}$.

Погрешность выборки

Итак, для уменьшения ошибки хранения, требуется увеличивать значение емкости запоминающего конденсатора. Однако увеличение емкости конденсатора приводит к увеличению времени его заряда, а значит к увеличению ошибки дискретизации!

Ключ устройства выборки и хранения должен открываться на время, достаточное для заряда запоминающего конденсатора входным сигналом. Этот процесс следует учитывать, даже если конденсатор на входе аналого-цифрового преобразователя - паразитный (в случае использования параллельных АЦП).

Для анализа погрешностей выборки аналогового сигнала воспользуемся принципиальной схемой устройства выборки-хранения, приведенной на рисунке 1.

В цепи протекания зарядного тока конденсатора C1 присутствуют, как минимум, два элемента - выходное сопротивление буферного усилителя плюс сопротивление открытого ключа, и емкость самого запоминающего конденсатора. Такая цепь обычно называется интегрирующей. Переходная характеристика подобной цепи приведена на рисунке 2.

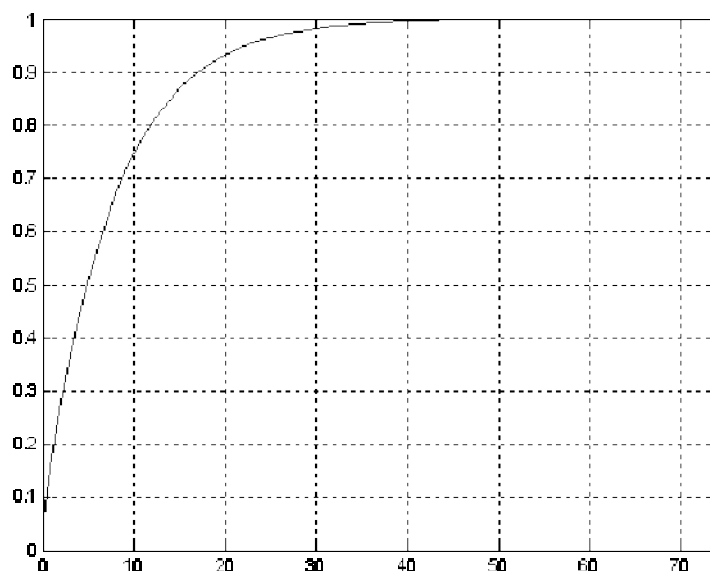


Рисунок 2. Нарастание напряжения на выходе дискретизатора при открывании его ключа.

Именно эта характеристика определяет время открывания ключа устройства выборки-хранения, достаточное для установления напряжения на входе АЦП с необходимой точностью. При этом должна быть обеспечена погрешность, меньшая половины младшего разряда этого преобразователя. Выбранная точность установления напряжения на конденсаторе должна быть достаточна для того, чтобы амплитудные искажения дискретизатора по времени были меньше погрешности аналого-цифрового преобразователя (квантователя по уровню). Такой режим работы устройства выборки и хранения называется режимом слежения.

Известно, что частотная характеристика линейного устройства может быть получена при помощи математической операции преобразования Фурье, выполненного над его импульсной характеристикой.

Полученная в результате выполнения этой операции над импульсной характеристикой устройства выборки и хранения амплитудно-частотная характеристика приведена на рисунке 3.

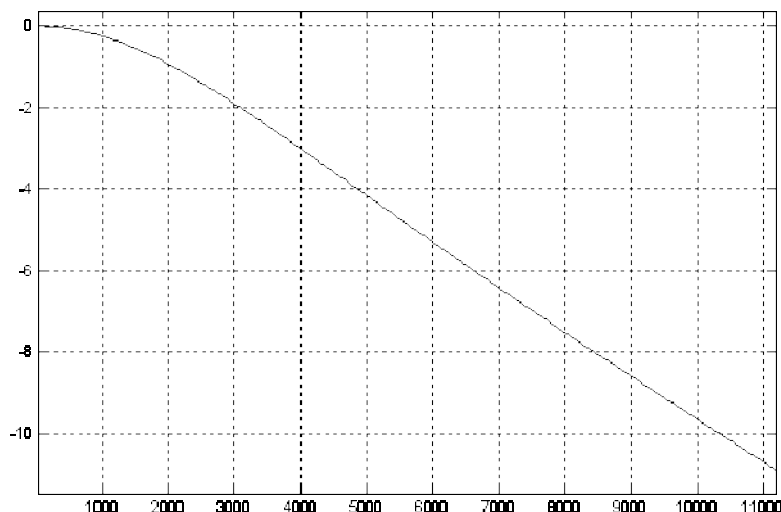


Рисунок 3. Амплитудно-частотная характеристика дискретизатора

Получается, что на выходе рассмотренного устройства образы дискретизированного сигнала уже нельзя считать распространяющимися до бесконечной частоты. Более того! Устройство выборки и хранения начинает оказывать влияние на сигнал и в полосе частот первой зоны Котельникова.

Теперь, для того, чтобы определить влияние высокочастотного образа сигнала, необходимо умножить его амплитуду на амплитудно-частотную характеристику

устройства выборки и хранения. При неправильном выборе параметров устройства выборки-хранения это устройство может искажать сигнал и в полосе интересующих нас частот. Именно поэтому в современных микросхемах устройство выборки и хранения входит непосредственно в состав аналого-цифрового преобразователя. Характеристики АЦП приводятся на все устройство в целом.

На высоких частотах на импульсную (а значит и на амплитудно-частотную) характеристику устройства выборки и хранения начинают оказывать влияние элементы конструкции устройства цифровой обработки сигнала. В качестве примера таких элементов можно назвать индуктивность и емкость соединительных проводников, индуктивность заземляющих поверхностей печатной платы, влияние входных и выходных ёмкостей усилителей.

В результате влияния всех этих элементов, переходная характеристика устройства выборки и хранения становится более сложной по сравнению с рассмотренной ранее. В соответствии с ней изменится и частотная характеристика устройства дискретизации аналогового сигнала. Пример импульсного отклика подобной цепи на открывание ключа устройства выборки и хранения приведён на рисунке 4

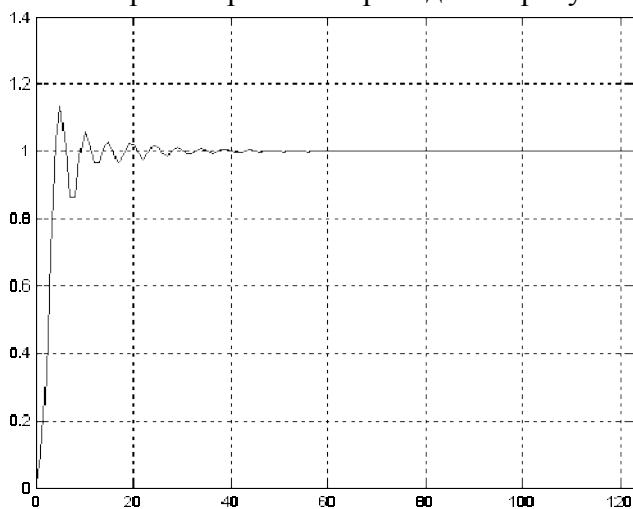


Рисунок 4. Нарастание напряжения на выходе устройства выборки и хранения при открывании его ключа.

Соответствующая этому импульсному отклику амплитудно-частотная характеристика приведена на рисунке 5.

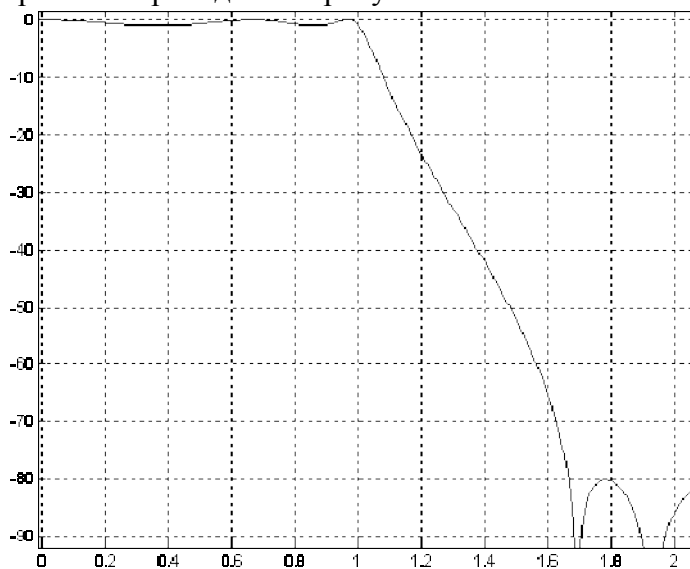


Рисунок 5. Амплитудно-частотная характеристика, соответствующая импульсному отклику, приведенному на рисунке 4.

Следует заметить, что в приведенном примере паразитные элементы образовали фильтр низкой частоты, то есть они помогают работе аналого-цифрового преобразователя.

Обычно это не так. Паразитные элементы вызывают резкие провалы амплитудно-частотной характеристики в рабочей полосе частот, могут вызвать резкое увеличение группового времени задержки на отдельных частотах рабочей полосы частот или искажение фазовых характеристик исходного сигнала.

Для того чтобы этого не происходило, производители микросхем обычно вместе с DATASHEET на микросхему аналого-цифрового преобразователя приводят пример разводки печатной платы. При этом паразитные элементы платы часто включаются в состав аналогового фильтра.

Кроме частотных характеристик устройства выборки и хранения, на точность преобразования аналогового сигнала в цифровую форму существенно влияет точность временного положения импульса дискретизации.

В реальных схемах для дискретизации аналогового сигнала используются генераторы сигналов с конечной длительностью фронтов. Временное положение фронтов сигнала зависит от стабильности генераторов стробирующего сигнала и порога срабатывания логических схем. Кроме того, временное положение фронтов дискретизирующего импульса зависит от уровня помех на шинах питания цифровой схемы и ее заземления.

В устройствах выборки и хранения, работающих в режиме слежения, временное положение, при котором считывается аналоговый сигнал, определяется задним фронтом стробирующего импульса. Время открывания ключа, как уже обсуждалось ранее, зависит от постоянной времени паразитных элементов схемы.

Однако мы знаем, что в зависимости от временного положения изменяется уровень сигнала на входе устройства выборки и хранения. В результате все перечисленные шумы добавляются к шумам квантования аналого-цифрового преобразователя. В ряде случаев уровень этих дополнительных шумов может значительно превосходить уровень шумов квантования.

Именно поэтому к генераторам дискретизирующего сигнала предъявляются точно такие же жесткие требования, как и к гетеродинам аналоговых приемников или возбуждителям радиопередатчиков.

В качестве альтернативного режима работы, в устройствах выборки и хранения используется интегрирующий режим. В этом режиме работы используется начальный участок переходной характеристики схемы дискретизации. На этом участке, при подаче на вход постоянного напряжения, напряжение на выходе растёт практически линейно, то есть осуществляется интегрирование входного сигнала. При этом напряжение на запоминающем конденсаторе после окончания стробирующего импульса будет пропорционально энергии входного сигнала, а также длительности и форме стробирующего импульса.

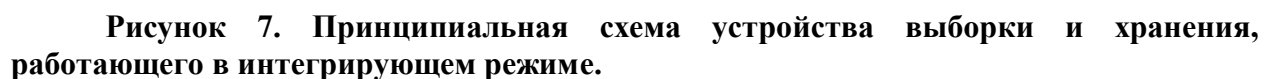
Пример временной диаграммы синусоидального входного сигнала при работе устройства выборки и хранения в интегрирующем режиме, приведен на рисунке 6.



В показанной на рисунке 6 временной диаграмме использованы прямоугольные дискретизирующие импульсы, однако мы знаем, что в большинстве случаев получить такие импульсы на практике не представляется возможным.

То, что мы в режиме интегрирования используем начальный участок переходной характеристики заряда запоминающего конденсатора, то напряжение на конденсаторе в конце интервала интегрирования будет меньше напряжения в режиме слежения. Уменьшение напряжения на конденсаторе может быть скомпенсировано дополнительным усилителем на входе АЦП.

Подобная схема устройства выборки и хранения приведена на рисунке 7.



66

Постоянная времени цепи интегрирования определяется резистором R1. Использование этого резистора позволяет значительно уменьшить влияние параметров электронного ключа на точность дискретизации устройством выборки и хранения.

Основное преимущество интегрирующего режима работы перед следящим заключается в усреднении влияния переднего и заднего фронта стробирующего импульса, что приводит к большей точности преобразования исходного сигнала.

В качестве еще одного преимущества интегрирующего режима работы УВХ можно назвать тот факт, что в данном режиме работы при увеличении постоянной времени интегрирования уменьшается погрешность дискретизации. В результате, как для уменьшения погрешности дискретизации, так и для уменьшения погрешности хранения следует увеличивать значение емкости запоминающего конденсатора.

Максимальное значение запоминающей емкости будет ограничено только конструктивными особенностями конденсатора. Здесь имеется в виду, что для запоминания можно применять конденсаторы только с очень маленьким значением токов утечки, а такие конденсаторы изготавливаются с номиналом не более 10 нФ.

Теперь оценим частотные свойства устройства выборки и хранения, работающего в режиме интегрирования. Для этого, как и в предыдущем случае, воспользуемся импульсной характеристикой устройства. На этот раз импульсная характеристика устройства выборки и хранения будет определяться формой стробирующего импульса.

Если пренебречь влиянием паразитных элементов устройства (а это можно выполнить при малых значениях частоты дискретизации f_d), то эту форму можно считать прямоугольной. В результате преобразования Фурье мы получим амплитудно-частотную характеристику УВХ, определяемую функцией $\sin(x)/x$.

График амплитудно-частотной характеристики УВХ, работающего в режиме интегрирования приведен на рисунке 8.

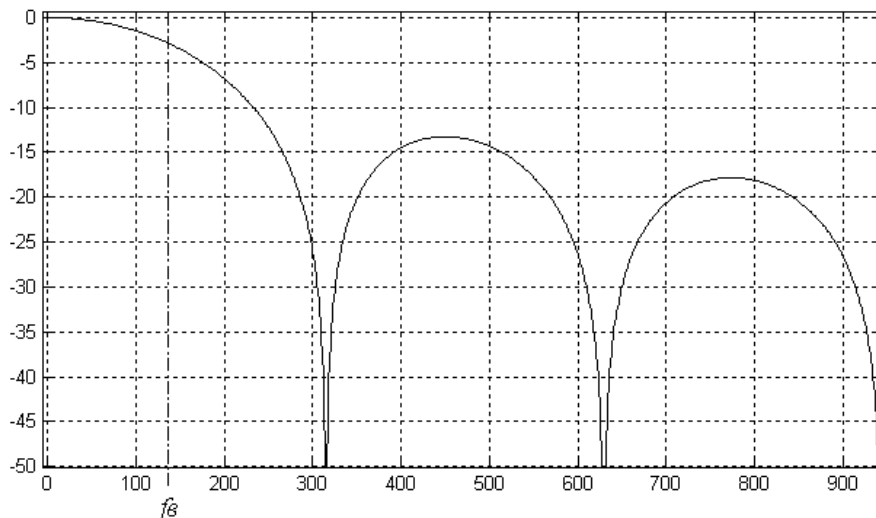


Рисунок 8. Амплитудно-частотная характеристика УВХ, работающего в режиме интегрирования.

По оси ординат эта характеристика приведена в логарифмическом масштабе и выражена в децибелах. Как видно из приведенного графика, данная амплитудно-частотная характеристика вносит частотные искажения в преобразуемый сигнал, и для их компенсации в состав аналого-цифрового преобразователя желательно ввести цифровой фильтр с характеристикой, обратной приведенной на рисунке 8.

Эта же характеристика накладывает ограничения на длительность импульса дискретизации, ведь, как известно, чем длиннее будет стробирующий импульс, тем ближе по оси частот будет находиться первый минимум приведенной на рисунке 8 амплитудно-частотной характеристики, и, значит, тем больше будут частотные искажения в рабочей полосе входного сигнала.

Лекция 11. Аналого-цифровые преобразователи

Параллельные АЦП

Простейшим по пониманию принципов работы (но отнюдь не по внутреннему устройству) является параллельный аналого-цифровой преобразователь. Рассмотрим его работу на примере схемы трехразрядного параллельного АЦП, приведенной на рисунке 1.

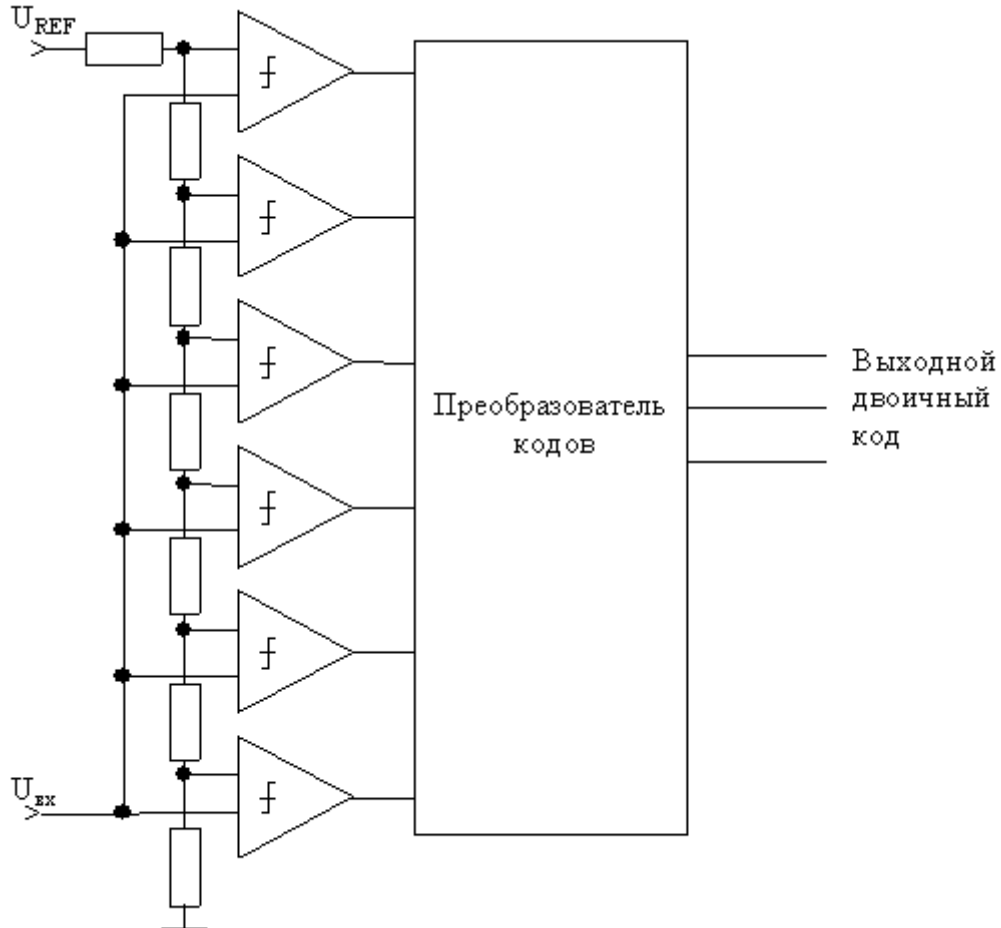


Рисунок 1. Принципиальная схема трехразрядного параллельного АЦП.

В этой схеме аналоговый сигнал $U_{вх}$ подается на соответствующий вход АЦП. Одновременно на другой его вход подается опорное напряжение U_{REF} . Это напряжение при помощи резистивного делителя, состоящего из резисторов с одинаковым сопротивлением, делится на семь одинаковых уровней.

Основой параллельного преобразователя являются семь аналоговых компараторов, которые сравнивают входной сигнал с опорным напряжением, подаваемым на их второй вход. Аналоговые компараторы представляют собой обычные усилители-ограничители с дифференциальным входом.

Если напряжение на входе преобразователя меньше всех напряжений, подаваемых на опорные входы компараторов, то на всех выходах формируются нулевые уровни сигналов. Код на выходе линейки компараторов будет равен 0000000.

Постепенно повышая уровень входного сигнала можно превысить напряжение на опорном входе нижнего компаратора. В этом случае на его выходе сформируется уровень логической единицы. Код на выходе линейки компараторов примет значение 0000001. При дальнейшем увеличении уровня сигнала на входе АЦП код будет принимать значения 0000011, 0000111, и так далее. Максимальное значение кода 1111111 будет выдано на выходе аналого-цифрового преобразователя при превышении входным сигналом значения сигнала на опорном входе самого верхнего компаратора.

Итак, мы достигли напряжения полной шкалы аналого-цифрового преобразователя. Однако, как вы заметили, код, получаемый на выходе линейки компараторов, не является двоичным, поэтому для его приведения к двоичному виду потребуется специальная цифровая схема — преобразователь кодов.

Такие схемы мы уже умеем разрабатывать. Этому мы научились в первой части книги. Если внимательно посмотреть на полученные нами на выходе линейки компараторов коды, то мы увидим, что с таким видом кодов мы уже встречались — это коды, которые мы использовали при построении восьмеричных шифраторов. А это, в свою очередь, означает, что в качестве преобразователя кодов мы можем использовать уже хорошо знакомую нам схему восьмеричного шифратора.

Как видите, у нас получилась достаточно простая и быстродействующая схема. Что может быть быстрее простого устройства сравнения — компаратора! Более того! Мы уже знаем, что большое быстродействие аналого-цифрового преобразователя нам обычно требуется при оцифровке радио- и видео-сигналов. При работе с подобными сигналами нас обычно не интересует абсолютная задержка этого сигнала (в пределах десятков миллисекунд). Нам важнее возможность непрерывно получать поток цифровых отсчетов.

В этом случае следует обратить внимание, что при изготовлении компараторов на одном кристалле, разброс их параметров, в том числе и времени распространения сигнала с его входа на выход будет значительно меньше абсолютного значения задержки. В результате, частота дискретизации, подаваемая на тактовый вход подобного АЦП, может достигать нескольких гигагерц.

Итак, все хорошо и прекрасно? Но почему же я в начале главы сказал, что у параллельного АЦП сложное внутреннее устройство? Мы рассмотрели трехразрядный АЦП и получили, что для его работы требуется семь компараторов. А сколько компараторов потребуется для реализации восьмиразрядного АЦП? Как мы уже знаем, количество разрядов должно быть на единицу меньше количества двоичных кодов. Для восьмиразрядного АЦП потребуется уже 256 компараторов, для десятиразрядного — 1023! Именно поэтому параллельные АЦП редко выполняются с разрядностью, большей восьми.

Последовательно-параллельные АЦП

Следующим видом аналого-цифровых преобразователей, занимающим промежуточное место между скоростными параллельными АЦП и наиболее распространенными АЦП последовательного приближения, являются последовательно-параллельные АЦП. Рассмотрим работу последовательно-параллельного АЦП на примере восьмиразрядного АЦП. Структурная схема этого АЦП приведена на рисунке 1.

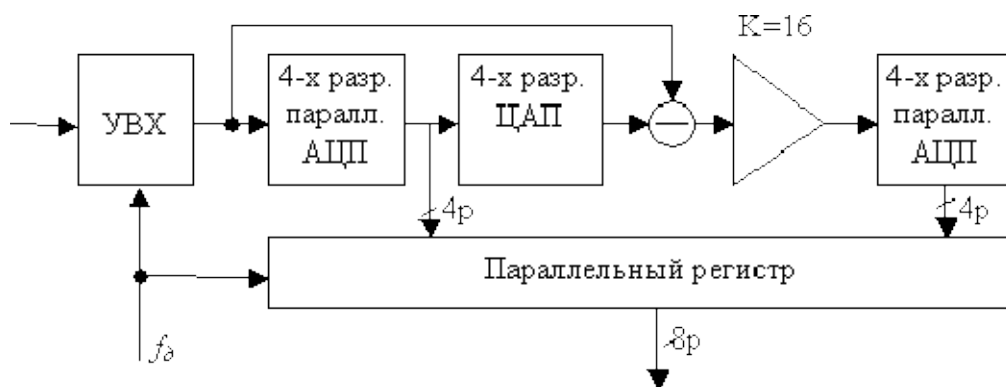


Рисунок 1. Структурная схема восьмиразрядного последовательно-параллельного АЦП.

В схеме восьмиразрядного последовательно-параллельного АЦП используются два параллельных четырехразрядных АЦП. Второй аналого-цифровой преобразователь оцифровывает ошибку квантования, выделяемую при помощи цифро-аналогового преобразователя и аналогового вычитателя. Если бы мы преобразовывали входной сигнал

в цифровую форму без погрешности, то на выходе АЦП (а затем и на выходе цифро-аналогового преобразователя) мы бы получили точную копию входного сигнала, однако это не так. Поэтому на выходе аналогового вычитателя формируется сигнал ошибки преобразования.

Для того чтобы в схеме можно было бы использовать одинаковые АЦП, сигнал ошибки преобразования первого аналого-цифрового преобразователя усиливается в 16 раз. В результате уровень сигнала на входе второго АЦП равен уровню сигнала на входе первого АЦП, а значит можно использовать схему, полностью идентичную первому аналого-цифровому преобразователю. Следует отметить, что вычитатели обычно выполняют с использованием операционных усилителей, поэтому обычно в составе последовательно-параллельного преобразователя используется усиливающий вычитатель.

Что же мы выиграли в результате усложнения схемы? Так как разрядность параллельных преобразователей снижена вдвое, то для их реализации в случае, приведенном на рисунке 1, потребуются только $2 * 15 = 30$ компараторов. Для реализации восьмиразрядного АЦП, как это уже упоминалось в предыдущей главе, нам бы потребовалось 255 компараторов. То есть выигрыш по сложности реализации схемы составляет почти в десять раз!

Теперь давайте оценим, во сколько же раз мы проиграли в быстродействии? Прежде чем мы сможем сформировать на выходе восьмиразрядный двоичный код, необходимо чтобы сигнал был преобразован в цифровую форму первым АЦП, снова преобразован в аналоговую форму цифро-аналоговым преобразователем. Затем должен быть сформирован и усилен сигнал ошибки, и этот сигнал должен быть снова оцифрован. В результате описанных действий время преобразования входного аналогового сигнала возрастает, по крайней мере, в четыре раза.

Обратите внимание — время преобразования, а не тактовая частота! Как мы определили в предыдущей главе, время преобразования в параллельном АЦП в несколько раз больше периода тактовой частоты (частоты дискретизации аналогового сигнала). Все это время сигнал на входе преобразователя не должен меняться. Это означает, что в составе последовательно-параллельного АЦП должно находиться устройство выборки и хранения.

Тем не менее, как и в случае с параллельным аналого-цифровым преобразователем, быстродействие всей схемы в целом может быть увеличено за счет применения конвейерной обработки. Достаточно разбить алгоритм преобразования на несколько этапов, которые могут выполняться одновременно.

В цифровой части преобразователя разбиение на этапы производится при помощи параллельных регистров. В аналоговой части для этой цели служат устройства выборки и хранения. И на регистры и на устройства выборки и хранения подается тактовая частота аналого-цифрового преобразователя. Эта частота совпадает с частотой дискретизации входного аналогового сигнала.

Структурная схема восьмиразрядного последовательно-параллельного преобразователя, использующая принцип конвейерного преобразования сигнала, приведена на рисунке 2.

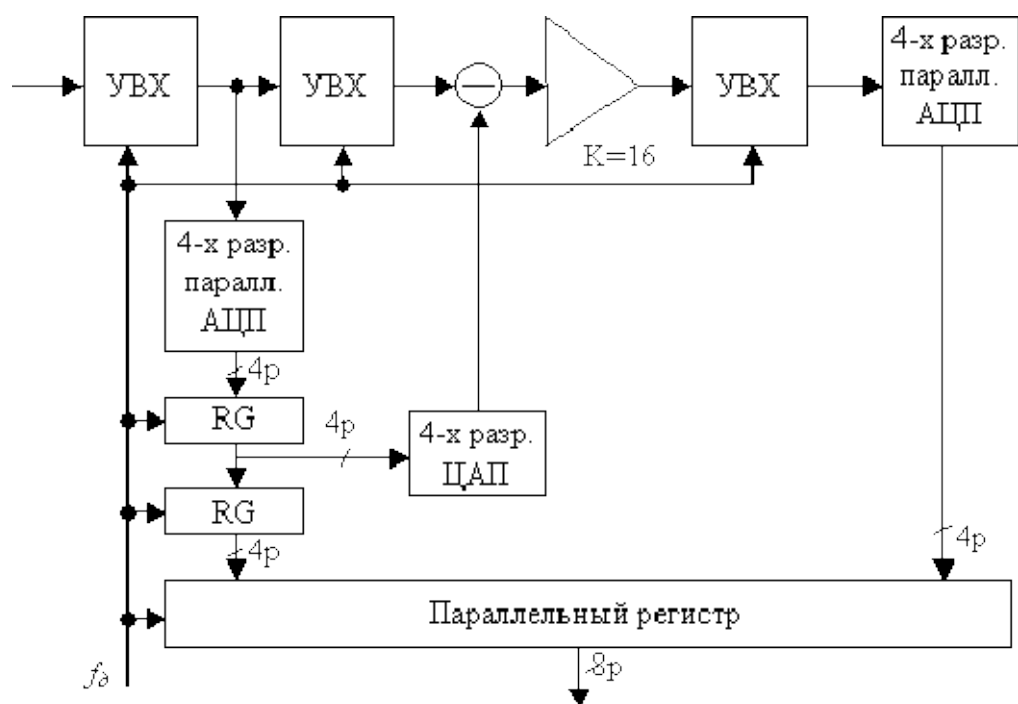


Рисунок 2. Структурная схема конвейерного восьмиразрядного последовательно-параллельного АЦП.

В этой схеме, пока осуществляется преобразование в цифровую форму сигнала ошибки, формируется сигнал ошибки следующего отсчета сигнала. Пока формируется сигнал ошибки следующего отсчета сигнала, осуществляется формирование старших четырех разрядов выходного кода. Единственная трудность заключается в том, что необходимо совместить сформированные старшие и младшие разряды во времени. Это осуществляется за счет задержки старших разрядов в цифровой линии задержки, собранной на параллельных регистрах.

В приведенной на рисунке 2.3 схеме выходной отсчет входного сигнала появится только через три тактовых импульса. Все последующие отсчеты входного аналогового сигнала будут появляться с каждым очередным тактовым импульсом.

Итак, подведем итоги. Последовательно-параллельный АЦП способен осуществлять преобразование сигнала с большей разрядностью по сравнению с параллельным АЦП. Однако он обладает меньшим быстродействием, приблизительно равным времени задержки параллельного АЦП. Последовательно-параллельные АЦП способны формировать цифровой поток данных со скоростью несколько сотен миллионов отсчетов в секунду.

АЦП последовательного приближения

Наиболее распространенным видом аналого-цифровых преобразователей в настоящее время являются АЦП последовательного приближения. Эти преобразователи позволяют в течение одного периода тактового сигнала получить один двоичный разряд.

При измерении каких-либо объектов мы обычно последовательно увеличиваем точность измерения. Например, при измерении длины мы сначала определяем ее в метрах, затем добавляем к полученному значению остающиеся десятки сантиметров, потом остаток в сантиметрах и т.д. То есть при каждом последующем измерении точность увеличивается на один десятичный разряд. Подобным образом можно проводить измерения и в двоичной системе счисления. В этом случае каждый раз точность измерения будет возрастать ровно в два раза. Подобный процесс измерения напряжения иллюстрируется рисунком 1.

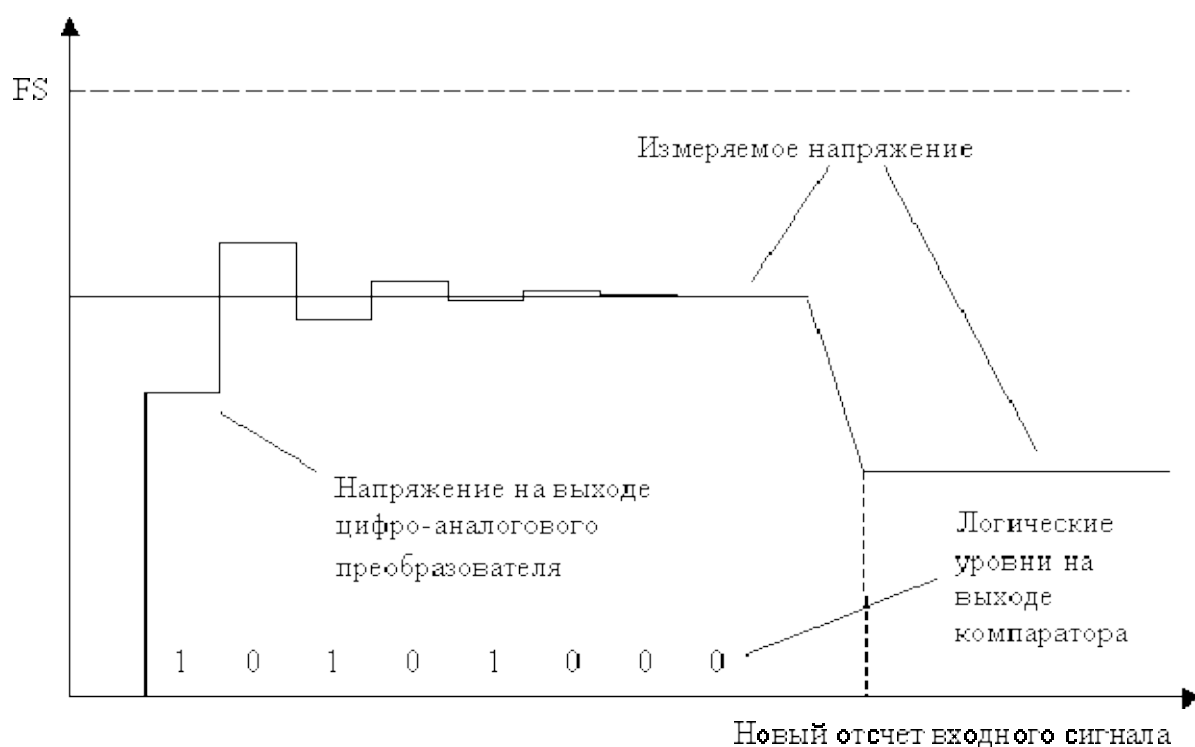


Рисунок 1. Временные диаграммы напряжений на входах компаратора АЦП последовательного приближения.

При измерении неизвестного расстояния оно сравнивается с эталоном длины — линейкой. Но где же взять эталонные напряжения? Для этого можно воспользоваться цифро-аналоговым преобразователем. Если на его вход подавать цифровые коды, то на его выходе будут появляться напряжения, соответствующие этим цифровым кодам. Для формирования необходимых для измерения цифровых кодов служит специальная схема, называемая регистром последовательного приближения.

Для сравнения неизвестного напряжения, поступающего с выхода устройства выборки и хранения, с эталонными напряжениями, поступающими с выхода цифро-аналогового преобразователя, воспользуемся уже известным нам аналоговым компаратором. Структурная схема аналого-цифрового преобразователя последовательного приближения приведена на рисунке 2.

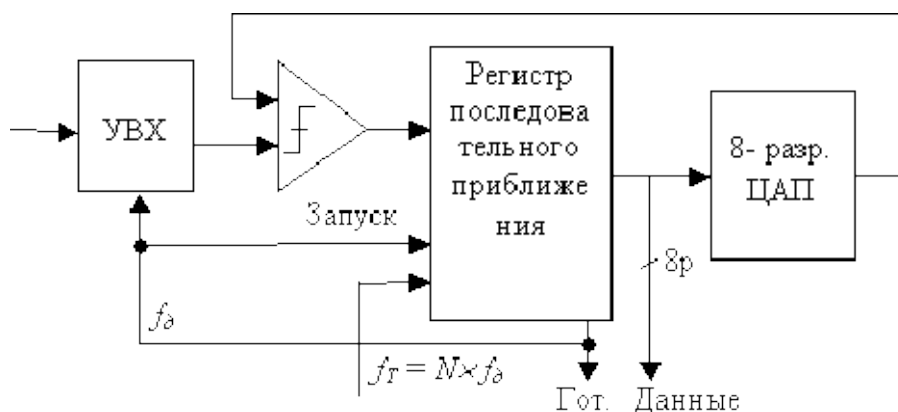


Рисунок 2.5. Структурная схема АЦП последовательного приближения.

В первый момент времени после поступления первого тактового импульса на выходе регистра последовательного приближения формируется код половины полной шкалы преобразователя. Этот код соответствует двоичному числу 01111111. При подаче этого кода на входы цифро-аналогового преобразователя на его выходе появится напряжение, соответствующее половине полной шкалы входных напряжений (или, что то

же самое, половине опорного напряжения $U_{оп}$, подаваемого на соответствующий вход цифро-аналогового преобразователя).

При поступлении следующих тактовых импульсов этот код будет сдвигаться вправо, обеспечивая тем самым уменьшение веса разрядов ровно вдвое. Таким образом, если после первого тактового импульса на выходе цифро-аналогового преобразователя присутствует половина полной шкалы, то после второго тактового импульса там будет присутствовать четверть, затем одна восьмая часть полной шкалы, и так далее.

В примере, приведенном на рисунке 1, измеряемое напряжение превышает значение половины полной шкалы АЦП, а значит, на выходе аналогового компаратора появится уровень логической единицы. При поступлении второго тактового импульса этот сигнал запишется в старший разряд регистра последовательного приближения. В результате на выходе этого регистра появится код 10111111, а значит, напряжение на выходе ЦАП станет равным $3/4$ от напряжения полной шкалы. Если бы напряжение на выходе УВХ оказалось меньше напряжения, поступающего с выхода ЦАП, то на выходе компаратора появился бы нулевой потенциал, и в регистр последовательного приближения был бы записан код 00111111, а значит, на выходе ЦАП сформировалось бы напряжение $1/2$ от напряжения полной шкалы.

В примере, приведенном на рисунке 1, напряжение на выходе ЦАП при втором измерении превысит напряжение с выхода УВХ, поэтому на выходе компаратора появится нулевой уровень. При поступлении третьего тактового импульса этот сигнал запишется во второй разряд регистра последовательного приближения, поэтому код на его выходе станет равным 10011111. На этот раз напряжение на выходе ЦАП уменьшится на $1/8 U_{оп}$ от предыдущего значения.

Итак, на вход регистра последовательного приближения поступило три тактовых импульса, и мы получили два разряда цифрового кода. После поступления на вход регистра последовательного приближения девяти тактовых импульсов мы получим полный 8-разрядный двоичный код, соответствующий входному напряжению. В примере, приведенном на рисунке 1, этот код равен 10101000.

После завершения преобразования, на управляющем выходе регистра последовательного приближения появляется нулевой потенциал, показывающий, что преобразование закончено.

Итак, для полного преобразования аналогового сигнала в цифровую форму АЦП последовательного приближения требуется, как минимум, $N+1$ тактовых импульсов (один такт на выдачу половинного напряжения и N тактов для получения N двоичных разрядов).

АЦП последовательного приближения могут работать как в режиме одиночного преобразования, так и в режиме создания непрерывного потока данных. На рисунке 2 этот аналого-цифровой преобразователь включен в режиме непрерывного преобразования входного сигнала. В этом режиме тактовая частота должна подаваться от высокостабильного генератора.

Если требуется производить одиночное аналого-цифровое преобразование в определенные моменты времени, то обратная связь с выхода готовности на вход запуска регистра последовательного приближения разрывается и преобразование начинается сразу же после поступления импульса на вход запуска. В этом случае высокой стабильности от генератора тактовой частоты не требуется.

АЦП последовательного приближения используются на частотах преобразования от единиц килогерц до десятков мегагерц. При этом удается достигнуть точности преобразования до 18 двоичных разрядов.

Сигма-дельта-АЦП

В ряде случаев точности, которую достигают АЦП последовательного приближения, недостаточно. Самую высокую точность преобразования на настоящее время — 24 двоичных разряда достигают сигма-дельта-АЦП. В этих аналого-цифровых

преобразователях для достижения такой высокой разрешающей способности совмещены достижения как аналоговой, так и цифровой техники.

Для того чтобы понять, как работает этот вид аналого-цифровых преобразователей, давайте сначала рассмотрим, каким образом может быть представлен сигнал для последующей передачи по цифровой линии связи (или для запоминания на цифровом носителе информации). Первый вариант — это применение импульсно-кодовой модуляции. В этом случае каждый отсчет аналогового сигнала преобразуется в цифровой эквивалент, и это число передается по линии связи. Именно такой вариант мы и рассматривали до настоящего времени. Структурная схема линии связи с импульсно-кодовой модуляцией приведена на рисунке 1.

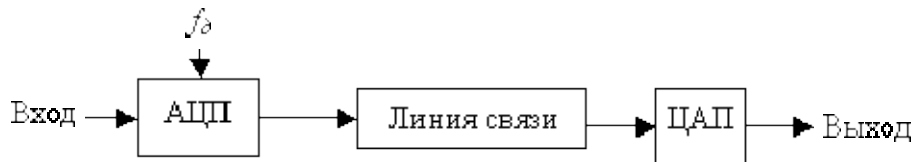


Рисунок 1. Структурная схема линии связи с импульсно-кодовой модуляцией.

Шумы квантования в такой системе равномерно распределены по частоте и не зависят от частоты входного сигнала. График уровня шума квантования на выходе аналого-цифрового преобразователя, в зависимости от частоты, приведен на рисунке 2.



Рисунок 2. Зависимость уровня шумов квантования АЦП от частоты.

Существует альтернативный вариант передачи сигнала по линии связи в цифровой форме. В этом варианте передаются (или запоминаются) не абсолютные значения сигнала, а только приращения сигнала на заданном отрезке времени. Такой вид представления сигнала в цифровой форме называется дельта-модуляцией. Структурная схема линии связи с дельта-модуляцией приведена на рисунке 3.

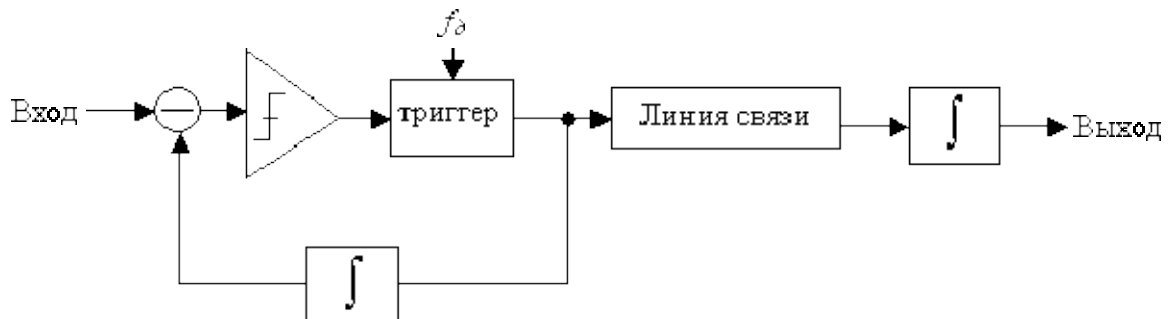


Рисунок 3. Структурная схема линии связи с дельта-модуляцией.

Сигнал на выходе этой системы полностью соответствует сигналу на выходе схемы, приведенной на рисунке 1. Теперь обратите внимание, что в схеме используется два интегратора, но если переместить интегратор в цепи обратной связи на вход компаратора, то этот интегратор будет выполнять те же функции, что и интегратор на

выходе схемы, а значит, он не потребуется — мы обойдемся одним интегратором. Новая схема дельта-модулятора приведена на рисунке 4.

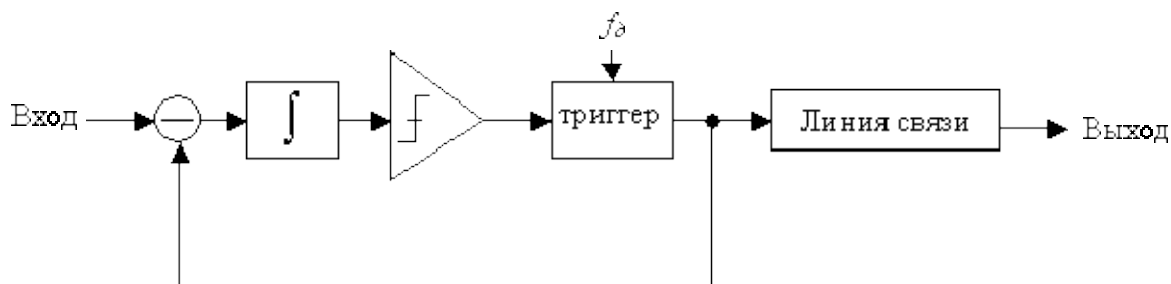


Рисунок 4. Структурная схема дельта-модулятора первого порядка.

Частота дискретизации в линии связи с дельта-модуляцией обычно выбирается выше частоты дискретизации импульсно-кодовой модуляции. Только в этом случае качество сигнала на выходе этой системы становится сравнимым с качеством сигнала на выходе ИКМ системы. При этом чем выше частота дискретизации по отношению к частоте преобразуемого сигнала, тем меньше будет ошибка его дискретизации.

Обратите на это внимание! В системе с дельта-модуляцией ошибка квантования не распределена равномерно по всем частотам, а растет с ростом частоты преобразуемого сигнала. График уровня шума квантования на выходе дельта-модулятора, в зависимости от частоты, приведен на рисунке 5.

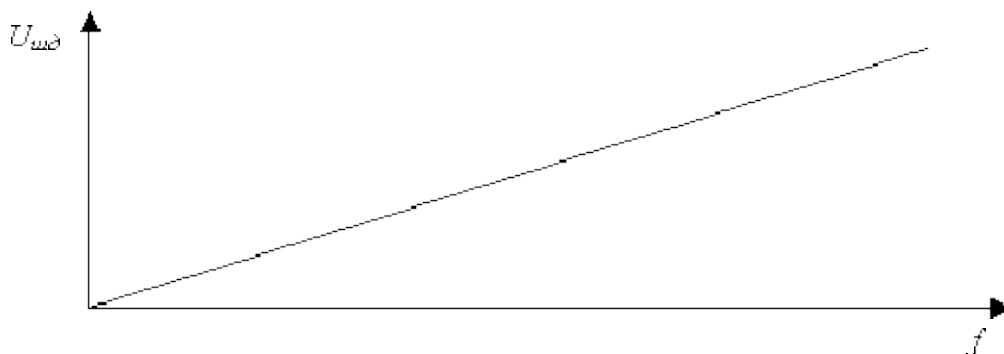


Рисунок 5. Зависимость уровня шумов квантования дельта-модуляции от частоты.

Именно этим свойством дельта-модуляции мы и воспользуемся для уменьшения шумов квантования в аналого-цифровом преобразователе. Нас обычно интересует область частот от постоянного тока до верхней частоты сигнала. Если при помощи цифрового фильтра отфильтровать высокочастотные составляющие шума квантования, то можно значительно увеличить отношение сигнал/шум сигнала, представленного в цифровой форме.

При этом отношение сигнал/шум в данной схеме, в полосе рабочих частот, может оказаться значительно выше отношения сигнал/шум на выходе схемы, приведенной на рисунке 2.6. Теперь зададимся вопросом — если мы получили выигрыш по отношению сигнал/шум за счет неравномерного распределения шумов квантования, то нельзя ли сделать эту зависимость еще более неравномерной, то есть как бы "вытеснить" шумы квантования в область верхних частот, где они будут подавлены цифровым фильтром нижних частот.

Для этого можно использовать дельта-модулятор более высокого порядка по сравнению с дельта-модулятором первого порядка, приведенным на рисунке 4. Зависимость шумов квантования от частоты на выходе дельта-модуляторов различного порядка приведена на рисунке 6.

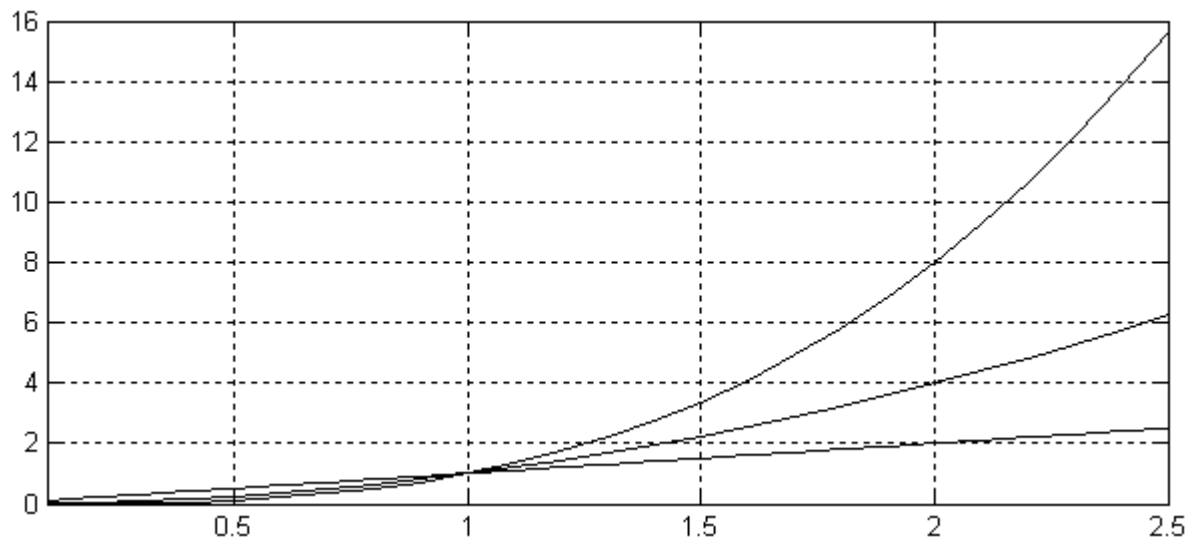


Рисунок 6. Частотная зависимость шумов квантования на выходе дельта-модуляторов различного порядка.

В настоящее время используются дельта модуляторы третьего порядка. Модуляторы более высокого порядка не используются, так как их схемы являются потенциально неустойчивыми и могут самовозбуждаться. Структурная схема дельта-модулятора третьего порядка приведена на рисунке 7.

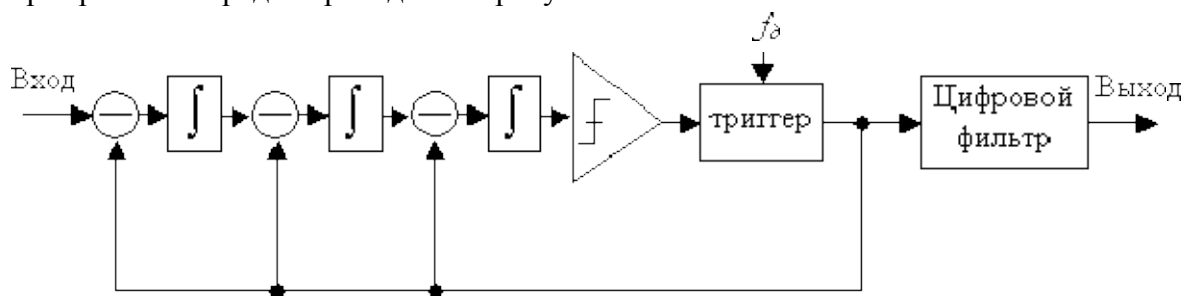


Рисунок 7. Структурная схема дельта-модулятора третьего порядка.

Следующим блоком, определяющим высокие характеристики сигма-дельта-АЦП, является цифровой фильтр. Именно в сумматорах цифрового фильтра множество одноразрядных цифровых отсчетов входного сигнала превращается в многоразрядные цифры, которые затем поступают на выход аналого-цифрового преобразователя.

Основной задачей цифрового фильтра является уничтожение всех частотных составляющих выше верхней частоты полезного сигнала, поэтому на выходе этого цифрового фильтра можно значительно уменьшить частоту дискретизации, поэтому для синхронизации сигма-дельта-АЦП требуется частота, в несколько сотен раз выше частоты его выходного потока данных.

Обычно полоса рабочих частот сигма-дельта-АЦП, построенного по схеме, приведенной на рисунке 7, не превышает нескольких десятков герц, поэтому для более широкополосных сигналов, таких как звуковой сигнал, применяется несколько измененная схема. В ней в качестве преобразователя аналого-цифра используется не одноразрядный АЦП (аналоговый компаратор), а параллельный АЦП. Структурная схема подобного сигма-дельта-АЦП приведена на рисунке 8.

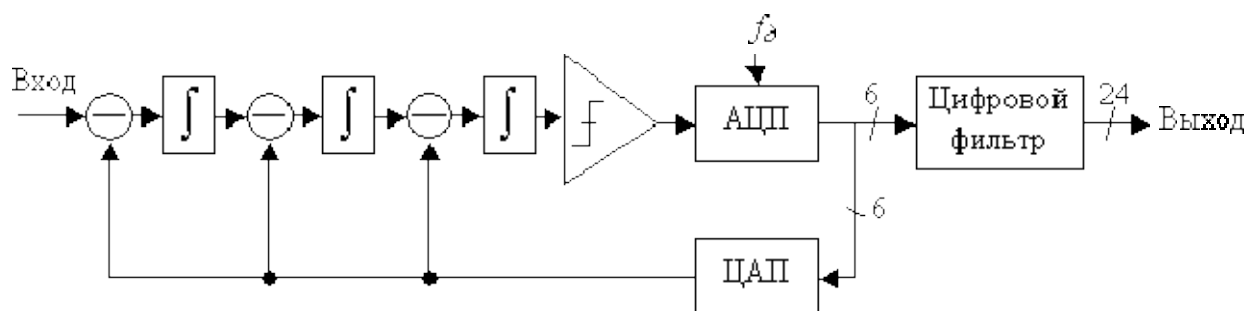


Рисунок 8. Структурная схема сигма-дельта-АЦП с применением параллельного АЦП.

Еще одной распространенной задачей является преобразование в цифровую форму узкополосных радиосигналов промежуточной частоты. В этом случае необходимо очищать от шумов квантования не область частот около нулевой частоты, а некоторую область частот около промежуточной частоты. В этом случае в качестве интеграторов используются не фильтры низкой частоты (RC-цепочки), а полосовые фильтры (LC-контура). Структурная схема сигма-дельта-АЦП промежуточной частоты приведена на рисунке 9.

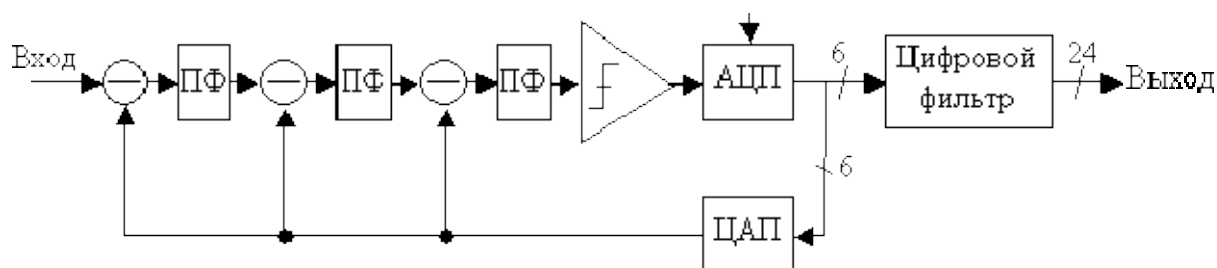


Рисунок 9. Структурная схема сигма-дельта-АЦП промежуточной частоты.

На этом можно закончить обзор основных типов аналого-цифровых преобразователей, применяющихся в настоящее время в радиотехнике. Теперь давайте более подробно остановимся на устройстве цифро-аналоговых преобразователей.

Лекция 12. Фильтры, субдискретизация

Фильтры устранения эффекта наложения спектров (Антиалайзинговые фильтры)

Говоря о дискретизации низкочастотного сигнала (например, звукового или видеосигнала) предполагается, что подлежащий дискретизации сигнал находится в первой зоне Котельникова. Важно обратить внимание на то, что без фильтрации на входе идеального дискретизатора любой частотный компонент (сигнал или шум), который находится выше верхней частоты Котельникова, будет отображаться в полосу частот полезного сигнала. Поэтому при дискретизации низкочастотного сигнала на входе аналого-цифрового преобразователя для подавления мешающих сигналов всегда используется фильтр нижних частот.

Очень важно правильно предъявить требования к характеристикам аналогового фильтра, ограничивающего спектр сигнала на входе АЦП. Сначала определяются характеристики полезного сигнала, подлежащего дискретизации. Обозначим наивысшую из интересующих нас частот f_e . Аналоговый входной фильтр должен пропускать сигналы, лежащие в полосе частот полезного сигнала от 0 до f_e , и подавлять сигналы с частотой выше $f_d - f_e$.

Пусть верхняя частота полосы пропускания аналогового фильтра будет равна f_e . На рисунке 1 показан эффект возникновения помехи, обусловленной отображением сигнала из второй зоны Котельникова в полосу полезного сигнала. Именно эта помеха определяет динамический диапазон цифрового устройства DR.

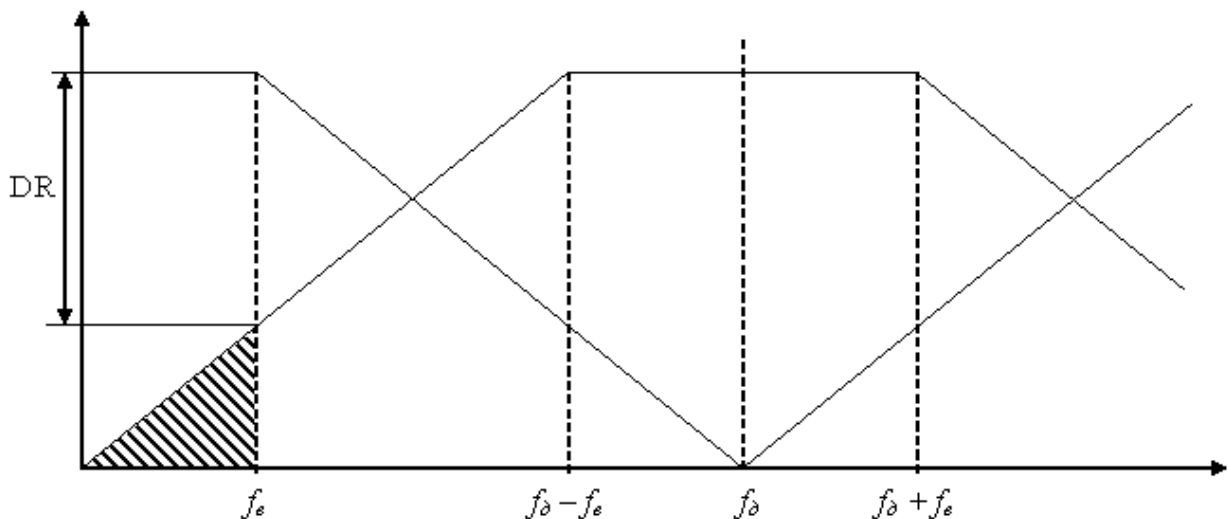


Рисунок 1 Влияние частоты дискретизации на требования к характеристикам аналогового фильтра.

В приведённом примере составляющие спектра, которые попадают в диапазон частот от f_e до $f_d/2$, не представляют интереса, так как они будут в дальнейшем отфильтрованы цифровым фильтром. Поэтому они не ограничивают динамический диапазон разрабатываемой системы. Необходимо отметить, что в ряде источников эффект отображения частот верхних зон Найквиста в первую зону называется эффектом "заворота спектра".

Из рисунка 1 видно, что требования к крутизне амплитудно-частотной характеристики входного аналогового фильтра определяется верхней частотой сигнала f_e , началом полосы задерживания $f_z = f_d - f_e$ и требуемым затуханием в полосе задерживания аналогового фильтра.

Требуемое затухание аналогового фильтра в полосе задерживания определяется динамическим диапазоном полезного сигнала DR. Динамический диапазон цифрового устройства выбирается исходя из заданной точности представления сигнала. При этом

нижняя граница динамического диапазона DR будет определяться уровнем всех помех, попадающих в полосу частот полезного сигнала.

При всех прочих равных условиях фильтры становятся более сложными при увеличении крутизны спада АЧХ. Известно, что фильтр Баттерворта обладает крутизной спада АЧХ 6 дБ/октаву.

Рассмотрим в качестве примера фильтр, требующийся для звуковой карты. Зададимся верхней частотой звукового сигнала. Пусть эта частота будет равна 20 кГц. Для обеспечения подавления мешающего сигнала на частоте 40 кГц на 60 дБ, (отстройка по частоте равна 1 октаве) требуется как минимум фильтр 10-го порядка. Подобный фильтр, весьма трудоемок при разработке и дорог в производстве.

Тем не менее, при таких условиях частота дискретизации входного сигнала должна быть не менее 60 кГц и при этом мы сможем обеспечить только 10-разрядную точность представления сигнала в цифровом виде.

Кроме сложности разработки и производства подобных фильтров, фильтры высокого порядка обладают ещё рядом недостатков, таких как нелинейная фазовая характеристика и связанное с ней увеличение групповой задержки полезного сигнала на краю полосы пропускания фильтра.

Увеличение групповой задержки на краю полосы пропускания фильтра может привести к тому, что даже при работе со звуковым сигналом эти искажения будут восприниматься человеческим ухом. Еще большее влияние фазовые искажения оказывают при приеме цифровых сигналов или при обработке сигналов изображения.

Все перечисленные выше факторы приводят к тому, что при преобразовании сигнала из аналоговой формы в цифровую, нежелательно использовать для формирования спектра аналоговые фильтры высокого порядка, так как они вызывают значительные искажения формы исходного аналогового сигнала.

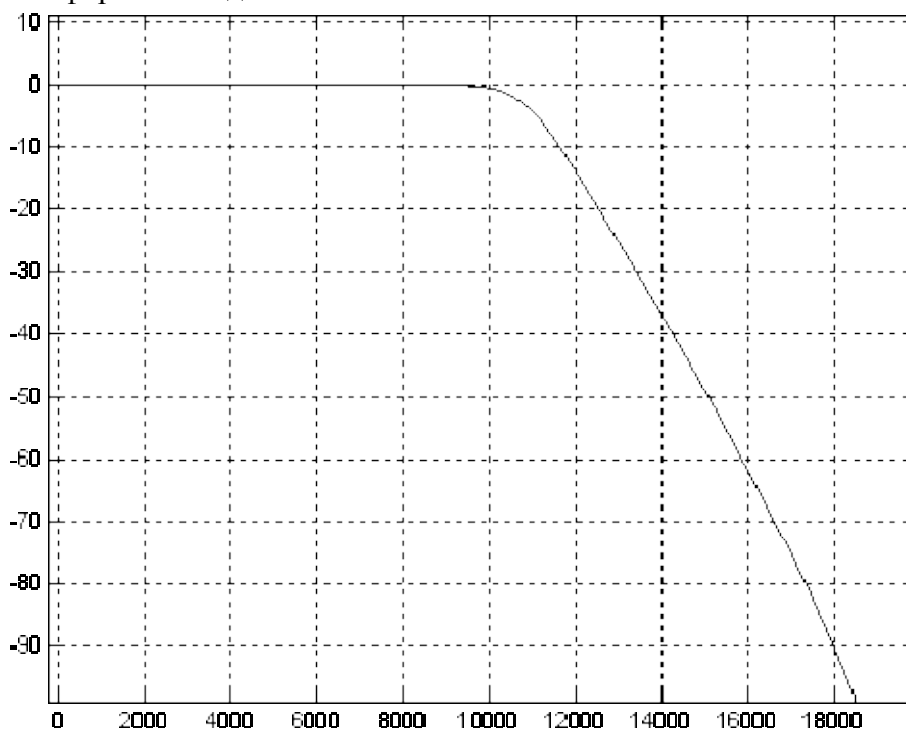


Рисунок 2 АЧХ фильтра Баттерворта 10-го порядка.

В качестве примера характеристик аналогового фильтра на рисунке 2 приведена амплитудно-частотная характеристика фильтра Баттерворта 10-го порядка, на рисунке 3 - приведена фазочастотная характеристика этого же фильтра, а на рисунке 4 - зависимость группового времени запаздывания входного сигнала от частоты.

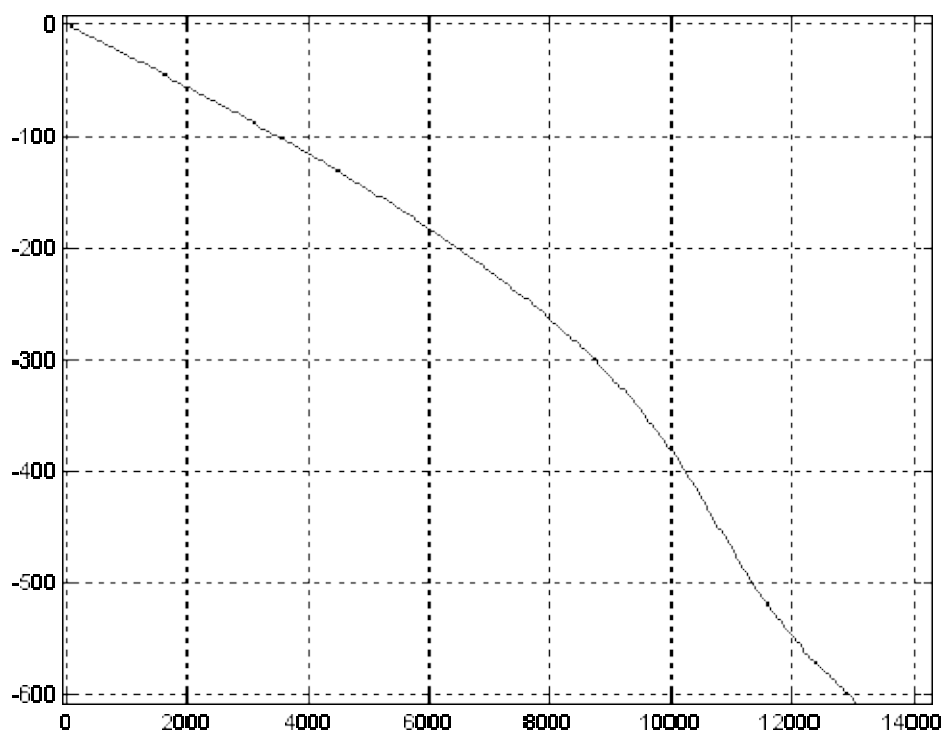


Рисунок 3 ФЧХ фильтра Баттерворта 10-го порядка.

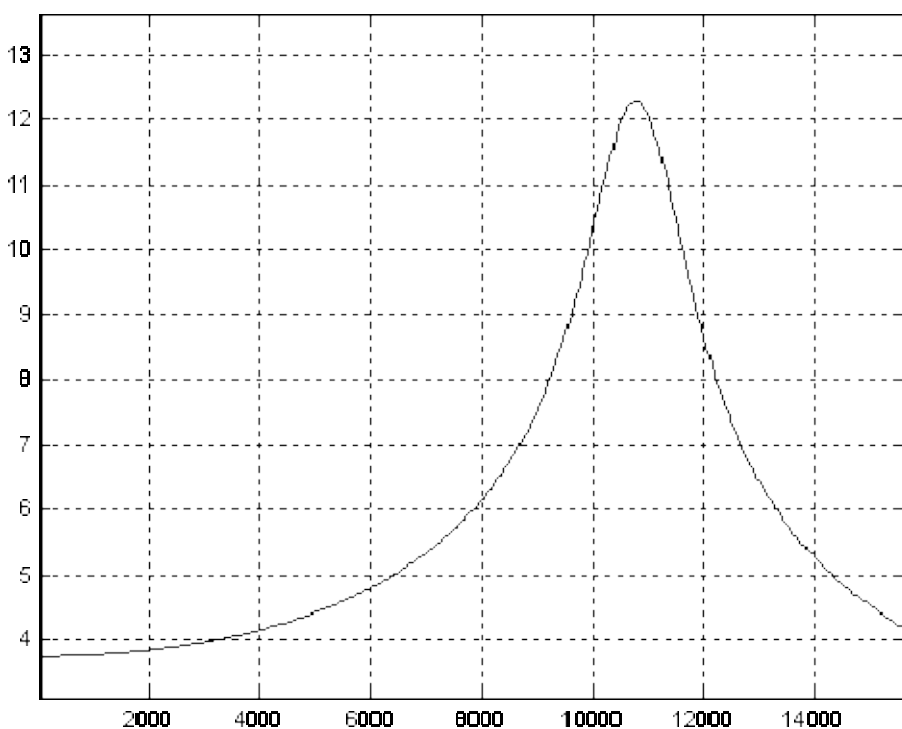


Рисунок 4. Групповая задержка фильтра Баттерворта 10-го порядка.

По этим характеристикам можно определить, что фазовая характеристика обладает наибольшей крутизной на краю полосы пропускания фильтра, на частоте 11 кГц. Это обусловлено наибольшей задержкой высокочастотных составляющих входного сигнала. Задержка сигнала на частоте 11 кГц достигает значения 12 мс. Такое значение задержки высокочастотных составляющих звукового сигнала уже воспринимается человеческим ухом как искажение исходного сигнала.

Из приведённых рассуждений видно, что на входе аналого-цифрового преобразователя нежелательно использовать аналоговый фильтр высокого порядка. Тогда единственной возможностью увеличения динамического диапазона цифрового устройства

остается увеличение разнеса частот полезного и мешающего сигналов. Это может быть осуществлено за счет увеличения частоты дискретизации входного сигнала.

Обычно частоту дискретизации увеличивают в целое число раз для того, чтобы в дальнейшем можно было бы ограничить полосу сигнала при помощи цифрового фильтра и затем в соответствующее число раз уменьшить частоту дискретизации сигнала на его выходе, иначе говоря, провести операцию децимации цифрового сигнала.

Подобная ситуация иллюстрируется рисунком 3, где частота дискретизации аналогового сигнала увеличена в k раз, по сравнению со случаем, приведенным на рисунке 1 при неизменных требованиях к частоте среза f_c и к динамическому диапазону DR. Более пологий скат делает новый фильтр проще для проектирования, по сравнению со случаем, показанным на рисунке 1.

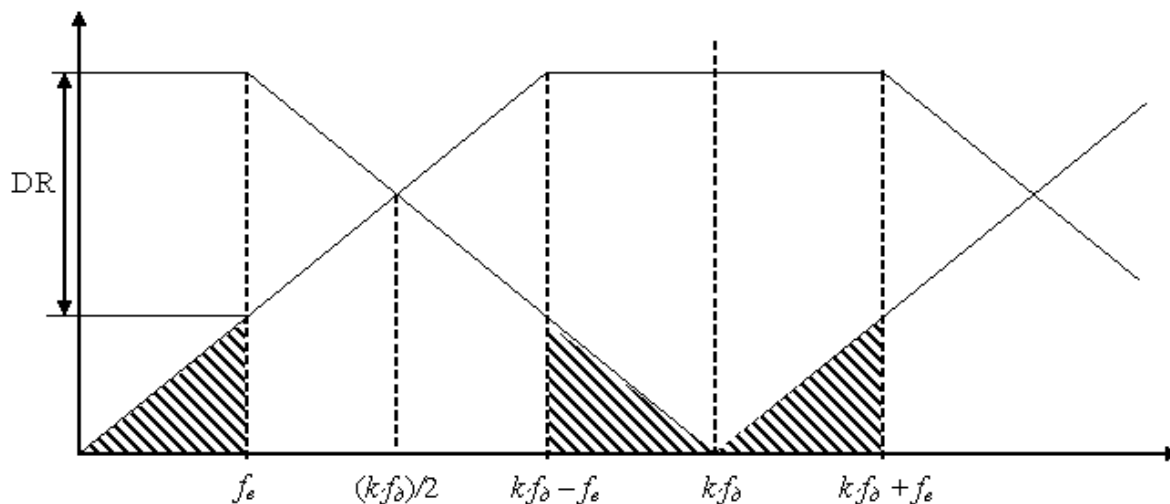


Рисунок 5. Влияние частоты дискретизации на требования к характеристикам аналогового фильтра.

Выбор более высокой скорости дискретизации приводит к необходимости использования более быстрого АЦП и более высокой скорости обработки данных. Тем не менее, **ИЗЫТОЧНАЯ ДИСКРЕТИЗАЦИЯ УМЕНЬШАЕТ ТРЕБОВАНИЯ К КРУТИЗНЕ СПАДА АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ АНАЛОГОВОГО ФИЛЬТРА НИЖНИХ ЧАСТОТ.**

Процесс проектирования аналогового фильтра, предназначенного для устранения эффекта наложения спектров, начинается с выбора начальной частоты дискретизации. Она обычно выбирается в диапазоне от $2,5 \times f_c$ до $4 \times f_c$. Затем, исходя из требуемого динамического диапазона, определяются требования к амплитудно-частотной характеристике фильтра, и определяется реализуемость такого фильтра с учетом ограничений по стоимости и габаритам разрабатываемой системы.

Если реализация входного аналогового фильтра окажется невозможной, то следует рассмотреть вариант с более высокой частотой дискретизации. При выборе такого варианта, возможно, потребуется более скоростной аналого-цифровой преобразователь. В ряде случаев разрядность скоростного АЦП можно взять ниже по сравнению с разрядностью низкоскоростного аналого-цифрового преобразователя, так как цифровые фильтры обладают свойством уменьшения шумов дискретизации.

Следует отметить, что $\sigma\delta$ -АЦП изначально являются преобразователями с избыточной дискретизацией, и данное обстоятельство существенно ослабляет требования к аналоговому фильтру, предназначенному для устранения эффекта наложения спектров, что является дополнительным преимуществом при применении данного вида аналого-цифровых преобразователей.

Требования к аналоговому фильтру, предназначенному для устранения эффекта наложения спектров могут быть несколько ослаблены, если вы уверены, что сигналы с

частотами, лежащими в полосе задерживания $f_0 - f_e$, никогда не превысят уровня полезного сигнала.

Во многих системах появление таких сигналов действительно маловероятно. Если известно, что максимальный уровень сигнала в полосе частот $f_0 - f_e$ меньше амплитуды полезного сигнала на N дБ, то требования к затуханию в полосе задерживания входного фильтра может быть уменьшены на ту же самую величину.

Новые требования к затуханию в полосе задерживания $f_0 - f_e$ основано на том факте, что в этом случае требуемое значение подавления мешающего сигнала составляет $DR - N$ дБ. В случае реализации этого варианта будьте внимательны. Убедитесь, что во входном сигнале нет любых составляющих спектра с частотами выше частоты f_e с уровнем, равным уровню полезного сигнала. Все эти составляющие спектра будут создавать низкочастотные мешающие образы в полосе частот полезного сигнала.

Обратите внимание, что возможна обратная ситуация, когда уровень высокочастотных составляющих входного сигнала может превышать уровень полезного сигнала. В этом случае требования к входному фильтру низких частот ужесточаются на величину превышения уровня помех над полезным сигналом.

Дискретизация сигнала на промежуточной частоте (субдискретизация)

До сих пор мы рассматривали случай дискретизации низкочастотных сигналов (звуковых, видеосигналов или огибающих дискретного сигнала), когда все интересующие нас сигналы находятся в первой зоне Котельникова. На рисунке 1. представлен именно этот случай, когда полоса частот полезного сигнала ограничена первой зоной Котельникова, а на выходе дискретизатора в остальных зонах Котельникова появляются образы полезного сигнала. На этом рисунке полоса частот полезного сигнала выделена черным цветом.

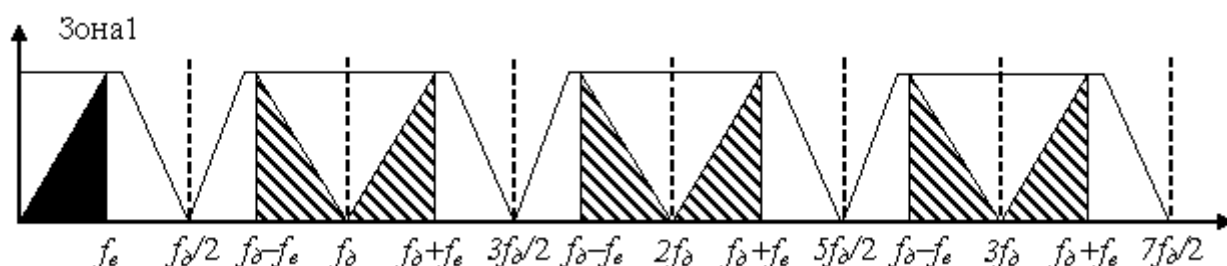


Рисунок 1. Дискретизация низкочастотного сигнала.

Теперь рассмотрим случай, показанный на рисунке 2, где полоса полезного сигнала полностью находится во второй зоне Котельникова. Часто процесс дискретизации сигнала, находящегося вне первой зоны Котельникова, называется субдискретизацией или дискретизацией полосового сигнала.

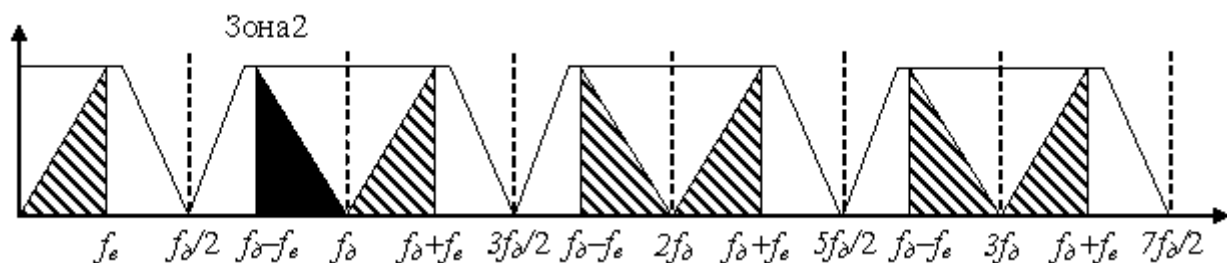


Рисунок 2. Субдискретизация сигнала, находящегося во второй зоне Котельникова.

Такая ситуация часто возникает при обработке сигнала на выходе радиоприемника. В радиоприемниках сигнал обычно переносится на промежуточную частоту. При этом гарантируется, что сигнал за пределами полосы пропускания фильтра промежуточной частоты отсутствует. Это требуется для работы и аналогового приемника.

Отметим, что образ сигнала в первой зоне Найквиста, образующийся на выходе дискретизатора, содержит всю информацию об исходном сигнале, за исключением его первоначального местоположения на оси частот. Для четных зон Котельникова, порядок частот в спектре образа сигнала в первой зоне Котельникова обратный, и это следует учитывать при дальнейшей обработке оцифрованного сигнала.

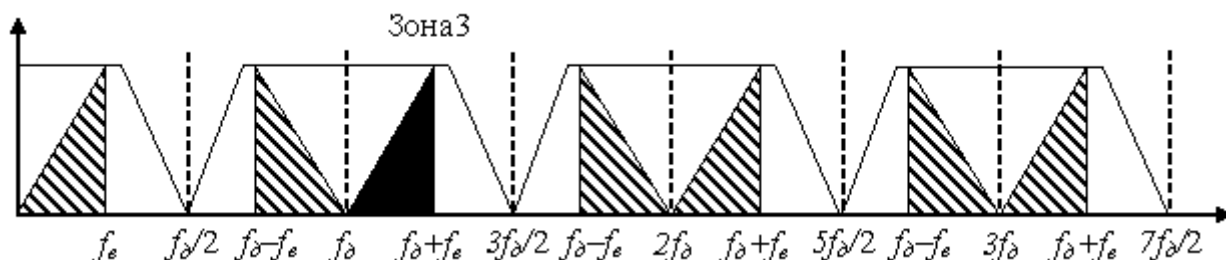


Рисунок 3. Субдискретизация сигнала, находящегося в третьей зоне Котельникова.

На рисунке 3. показан вариант дискретизации сигнала, расположенного в третьей зоне Найквиста. Отметим, что в этом случае в сигнале, образующемся на выходе дискретизатора в первой зоне Котельникова, обращения частот не происходит.

Итак, частоты подлежащих дискретизации сигналов могут лежать в любой зоне Котельникова, и сигнал в первой зоне Котельникова является точным образом исходного сигнала (за исключением обращения частот, которое происходит, когда сигналы расположены в четных зонах Котельникова).

Сейчас мы можем уточнить сформулированный ранее критерий преобразования сигнала в цифровую форму по Котельникову:

Сигнал должен быть дискретизирован со скоростью равной или большей удвоенной полосы частот полезного сигнала для того, чтобы сохранить всю информацию об исходном сигнале.

Обратите внимание, что в этой формулировке нет никакого упоминания об абсолютном местоположении дискретизируемого сигнала в частотном спектре относительно частоты дискретизации. Единственное ограничение заключается в том, что **полоса подлежащих дискретизации сигналов должна быть ограничена одной зоной Найквиста**. Частотные компоненты дискретизируемых сигналов не должны пересекать частоту $f_d/2$ с любым коэффициентом (это и является основной задачей аналогового фильтра, размещаемого на входе аналого-цифрового преобразователя).

Дискретизация сигналов, лежащих выше первой зоны Найквиста, стала популярной в аппаратуре связи, так как этот процесс эквивалентен аналоговой демодуляции. Обычным становится дискретизация сигналов ПЧ с последующим использованием цифровых методов для обработки сигнала. Таким способом исчезает необходимость использования демодулятора ПЧ. Ясно, что с ростом ПЧ растут и требования к производительности АЦП. Ширина полосы частот на входе АЦП и характеристики, связанные с допустимыми искажениями сигналов, должны быть адекватны скорее ПЧ, чем основной полосе частот. Это является проблемой для большинства АЦП, предназначенных для обработки сигналов в первой зоне Найквиста, поэтому для субдискретизации требуется АЦП, который может обрабатывать сигналы в более высокочастотных зонах Котельникова.

Лекция 13. Модуляция сигнала

Частотная модуляция (FSK)

Простейшим видом модуляции с постоянной амплитудой является двоичная частотная модуляция FSK. При этом типе модуляции полезный сигнал формируется из отрезков двух синусоид.

$$s_1(t) = \cos(\omega_1 \cdot t) \quad (1)$$

и

$$s_2(t) = \cos(\omega_2 \cdot t) \quad (2)$$

где сигнал s_1 используется для передачи логического нуля, а сигнал s_2 — для передачи логической единицы.

Структурная схема модулятора, реализующая такой вид частотной модуляции, приведена на рисунке 2.

Так как начальная фаза генераторов никак не связана друг с другом, то этот вид модуляции получил название частотной модуляции с разрывной фазой. Кроме того, в этом виде модуляции начальные фазы частот ω_1 и ω_2 некогерентны по отношению к модулирующему сигналу, поэтому такой вид модуляции часто называют некогерентной ЧМ. Однако, справедливости ради, следует отметить, что некогерентной может быть и частотная модуляция с непрерывной фазой.

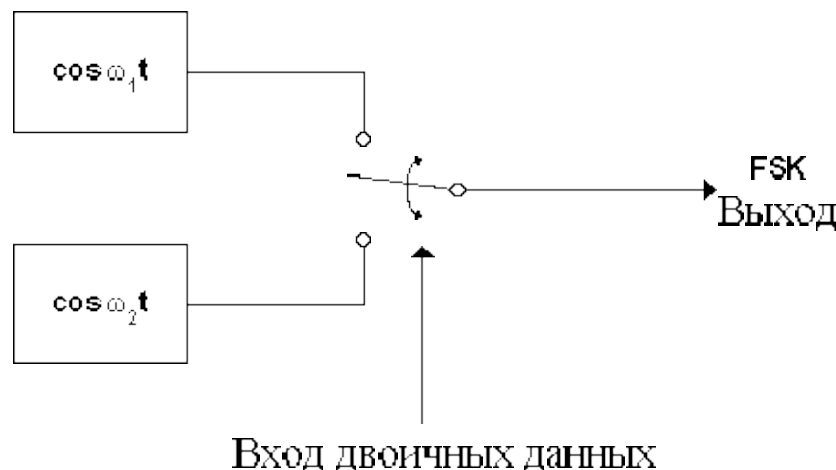


Рисунок 1 – Схема частотного модулятора с разрывной фазой.

В качестве примера использования некогерентной частотной модуляции можно привести стандарт CCITT V.21 (скорость передачи данных 300 Бод). В стандарте CCITT V.21 используются частоты $f_1=1080$ Гц и $f_2=1750$ Гц. Некогерентная модуляция применяется и для других низкоскоростных систем передачи данных, где полоса пропускания канала не является проблемой.

Многопозиционная частотная модуляция (MFSK)

В схеме реализации двухпозиционной модуляции использован двухходовый коммутатор. Точно таким же образом можно построить и модулятор многопозиционной частотной модуляции. В этом случае будет использовано большее количество синусоидальных генераторов, а для управления коммутатором потребуется многоразрядное двоичное число.

Сигналы в многопозиционной частотной модуляции могут быть описаны в соответствии со следующим выражением:

$$s_1(t) = \cos(\omega_1 \cdot t), s_2(t) = \cos(\omega_2 \cdot t), \dots, s_N(t) = \cos(\omega_N \cdot t) \quad (3)$$

где s_1 используется для передачи первого состояния символа;
 s_2 — для передачи второго состояния символа;
 s_N — для передачи N-го состояния символа.

Использование многопозиционной частотной модуляции позволяет реализовать высокочастотный сигнал с постоянной амплитудой. Такой сигнал позволяет строить радиопередатчики с максимальным КПД, так как при применении сигнала с постоянной амплитудой, усилитель мощности радиопередатчика работает в оптимальном режиме.

На практике получила распространение двойная частотная модуляция — ДЧТ (C4FM) использующаяся в режиме с непрерывным изменением фазы сигнала. В этом виде модуляции используется четыре значения частоты несущего колебания. Таким количеством частот можно передать два символа в течение длительности одного символа.

Дальнейшее увеличение количества частот в радиоканале не имеет смысла, так как это приводит к неоправданному расширению спектра сигнала. Ширина спектра сигнала расширяется пропорционально количеству частот, а количество одновременно передаваемых бит растет пропорционально двоичному логарифму от количества использованных частот.

Частотная модуляция с непрерывной фазой (CPFSK)

Описанные модуляторы с разрывной фазой приводят к расширению занимаемого сигналом частотного спектра за счёт резкого изменения фазы передаваемого сигнала в момент переключения генераторов.

Метод формирования сигнала с частотной модуляцией, альтернативный показанному на рисунке 2, использует для формирования частотной (FSK) модуляции генератор, управляемый напряжением (ГУН) или частотный модулятор. Ключевой особенностью ГУН является мгновенное изменение частоты, пропорциональное модулирующему сигналу $m(t)$, при этом фаза должна быть пропорциональна интегралу модулирующего сигнала. В математической форме передаваемый сигнал можно записать в виде следующего выражения:

$$e(t) = \operatorname{Re}\{A_c \exp[j\phi(t)]\} \quad (1)$$

$$\text{где } \phi(t) = \omega_c t + f_c + \psi(t)$$

$e(t)$ - модулированное несущее колебание;

A_c - амплитуда немодулированного сигнала;

ω_c - циклическая частота немодулированной несущей;

f_c - начальная фаза несущей;

$\psi(t)$ - мгновенная фаза, зависящая от модулирующего сигнала $m(t)$;

Применив уравнение Эйлера для комплексной экспоненты, перепишем уравнение (1) в следующем виде:

$$e(t) = A_c \cos[\omega_c t + f_c + \psi(t)] \quad (2)$$

где

$$\psi(t) = K \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \quad (3)$$

Здесь $m(t)$ - это модулирующий сигнал, а K - коэффициент пропорциональности. Подставляя уравнение, описывающее изменение фазы (3), в уравнение несущего колебания (1) получим выражение для несущего колебания с частотной модуляцией с непрерывной фазой (CPFSK).

$$e(t) = A_c \cos[\omega_c t + \phi_c + K \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau] \quad (4)$$

В случае, когда модулирующий сигнал $m(t)$ является биполярным сигналом, при этом логическая единица представляется напряжением $+U$, а логический ноль - напряжением $-U$, этот сигнал может быть записан в виде следующего выражения:

$$m(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} S_n r(t - nT) \quad (5)$$

где $S_n = +1, -1$ - соответствует полярности входных двоичных данных $r(t)$ - прямоугольный импульс длительностью T и амплитудой $1/2T$

Подставив выражение модулирующего сигнала (5) в уравнение изменения фазы несущего колебания (3), получим выражение для фазы генерируемого колебания.

$$\psi(t) = K \int \sum_{n=-\infty}^{+\infty} S_n r(\tau - nT) d\tau \quad (6)$$

Перепишем это выражение в следующем виде

$$\psi(t) = K \sum_{n=-\infty}^{+\infty} S_n \int_{-\infty}^t r(\tau - nT) d\tau \quad (7)$$

Для интервала передачи одного символа $0 \leq t < T$ выражение (10) можно упростить:

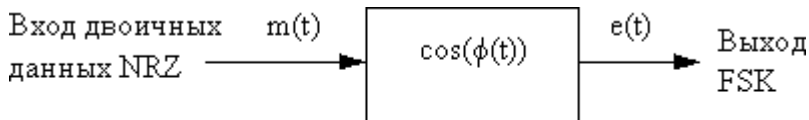
$$\psi(t) = K \sum_{n=-\infty}^{+\infty} S_n \int_{-\infty}^t \frac{1}{2T} d\tau \quad (8)$$

$$\psi(t) = K \sum_{n=-\infty}^{+\infty} S_n \frac{t}{2T} \quad (9)$$

Используя результирующее выражение (9), выражение частотно модулированного сигнала с непрерывной фазой (4) может быть записано в следующем виде:

$$e(t) = A \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \cos[\omega_c t + \phi_c + K S_n \frac{t}{2T}] \quad (10)$$

Схема модулятора частотной модуляции с непрерывной фазой (CPFSK) приведена на рисунке 1. Это просто генератор, управляемый напряжением. Подавая на вход этого генератора двоичные данные в коде NRZ, на выходе можно получить частотную модуляцию с непрерывной фазой. Необходимо отметить, что для реализации четырёхпозиционной ДЧТ на вход этой схемы достаточно подавать четырёхуровневый цифровой сигнал.



ГУН

Рисунок 1 - Частотный модулятор с непрерывной фазой.

Заметим, что передаваемый сигнал с непрерывной фазой можно одновременно рассматривать и как частотную и как фазовую модуляцию несущего колебания с частотой ω_c . Это показывается выражением (10). Временные диаграммы изменения частоты и фазы для случая модуляции несущей частоты двоичным сигналом приведены на рисунках 2 и 3.

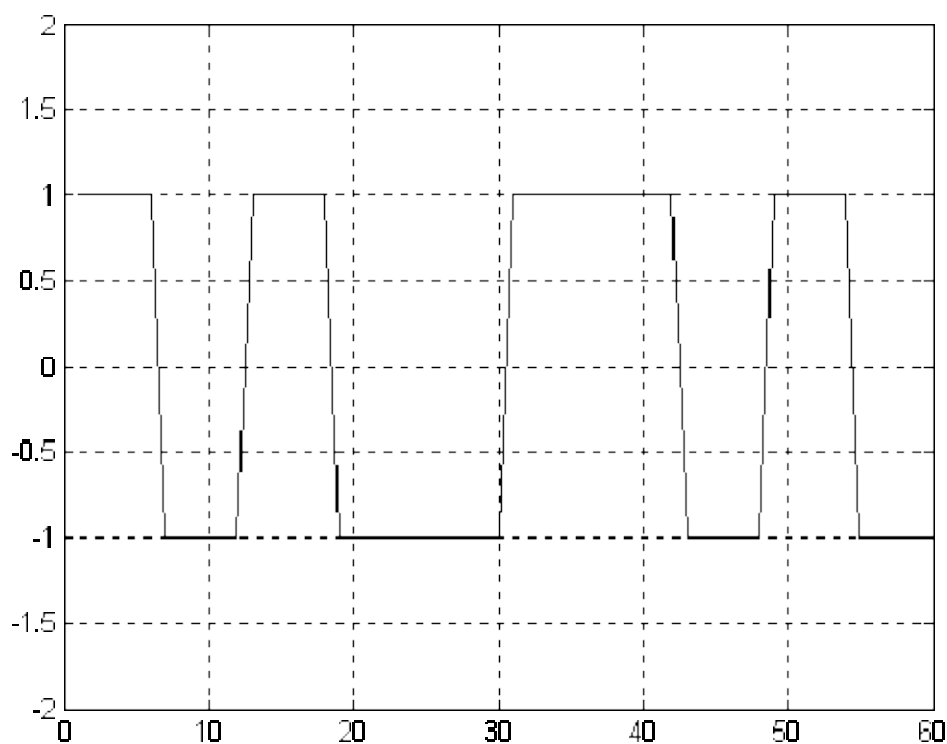


Рисунок 2. Временные диаграммы изменения частоты в зависимости от модулирующего сигнала при частотной модуляции (FSK).

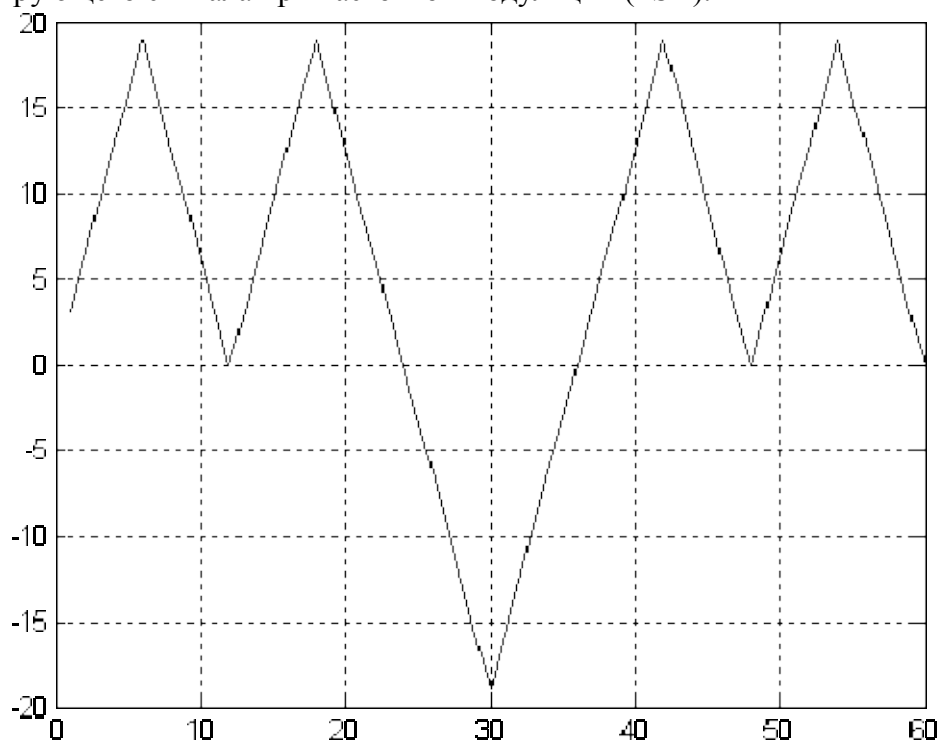


Рисунок 3. Временные диаграммы изменения фазы в зависимости от модулирующего сигнала и при частотной модуляции (FSK).

В результате, при определенных условиях, приемник цифрового сигнала CPFSK можно строить либо как приемник ортогональных сигналов (частотная модуляция), либо как приемник противоположных сигналов (фазовая модуляция). Наибольшее распространение при построении цифровых радиоканалов получил один из подвидов CPFSK - модуляция с минимальным разносом частот (MSK).

Быстрая частотная модуляция (FFSK)

Несколько лет назад возникла проблема, связанная с необходимостью передачи огромного потока данных по радиоканалу и отсутствием специализированной аппаратуры передачи данных. В то же время уже имелся парк радиостанций, предназначенных для передачи аналоговых сигналов в канале тональной частоты 0,3 ... 3,4 кГц.

Решением проблемы стало применение цифровых модемов, работающих на поднесущей частоте. Основным требованием к таким радиомодемам стало условие формирования сигнала со спектром, лежащим в диапазоне частот от 300 Гц до 3,4 кГц.

Это привело к созданию двух стандартов модуляции поднесущей MSK для каналов тональной частоты, которые получили отдельное название — FFSK. Для скорости передачи 1200 бит/с частота передачи нуля выбрана 1200 Гц, частота передачи единицы выбрана 1800 Гц. Временные диаграммы сигнала FFSK приведены на рисунке 1.

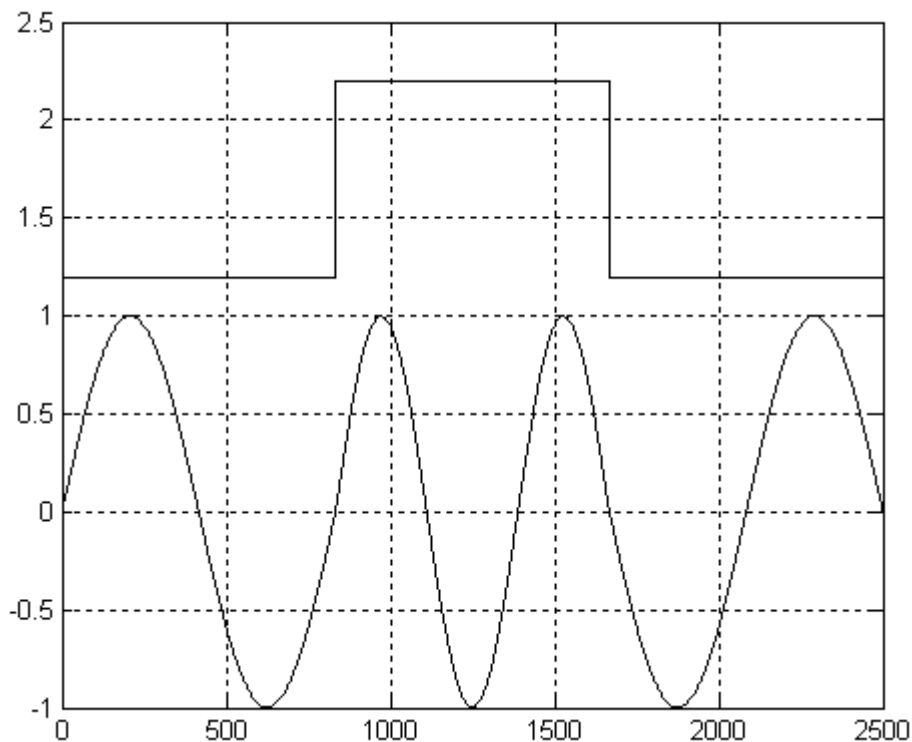


Рисунок 1. Временные диаграммы сигнала FFSK 1200 бит/с.

Как было определено в предыдущем разделе, это эквивалентно модуляции поднесущей частоты 1500 Гц с девиацией ± 300 Гц. Для определения спектра данного сигнала можно представить его как сумму двух амплитудно-модулированных сигналов с центральными частотами 1200 и 1800 Гц. Как известно, спектр (16) таких колебаний описывается формулой $\sin(x)/x$. Спектры АМ сигналов с центральными частотами 1200 и 1800 Гц со скоростью передачи 1200 бит/с, а также сумма этих спектров в линейном масштабе, приведены на рисунке 2.

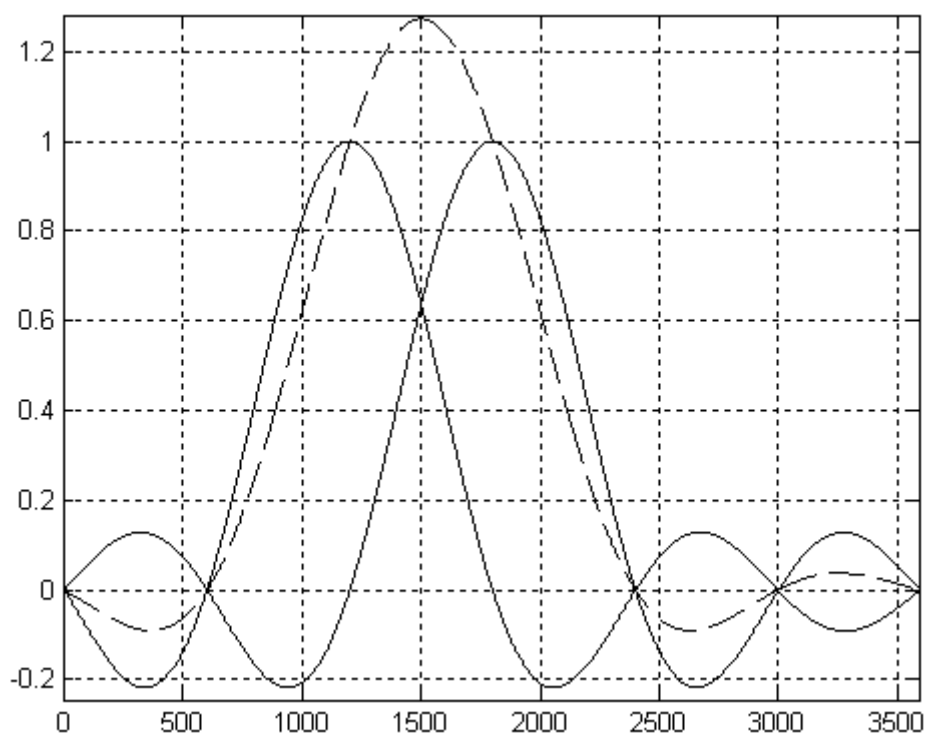


Рисунок 2. Формирование спектра FFSK 1200.

На этом же рисунке штриховой линией приведен график суммы данных сигналов. Как видно из рисунка, спектры суммируются в диапазоне частот от 1200 до 1800 Гц, достигая максимума на центральной частоте 1500 Гц. В остальном диапазоне частот спектральные составляющие вычитаются. Это обеспечивает большую скорость спада боковых лепестков спектра (12 дБ/окт).

Результирующий энергетический спектр сигнала FFSK 1200 в логарифмическом масштабе приведен на рисунке 3.

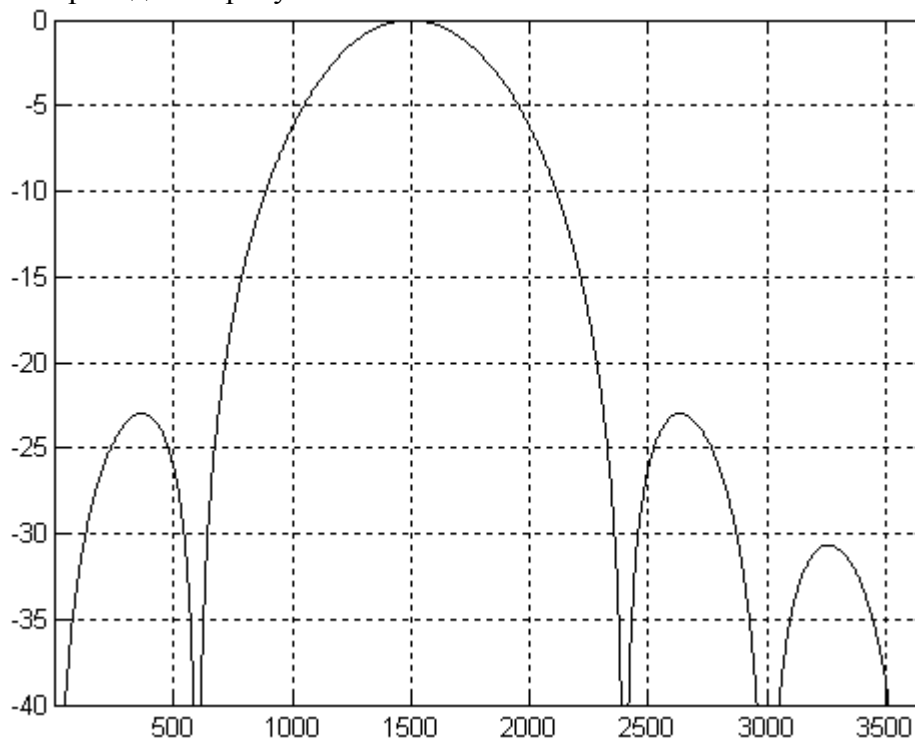


Рисунок 3. Спектр сигнала FFSK 1200 в логарифмическом масштабе.

Для скорости передачи 2400 бит/с частота передачи нуля выбрана 1200 Гц, а частота передачи единицы выбрана 2400 Гц. Как было определено в предыдущем разделе, это эквивалентно модуляции поднесущей частоты 1800 Гц с девиацией ± 600 Гц.

Временные диаграммы модулирующего сигнала и, соответствующего ему сигнала FFSK-2400, приведены на рисунке 4.

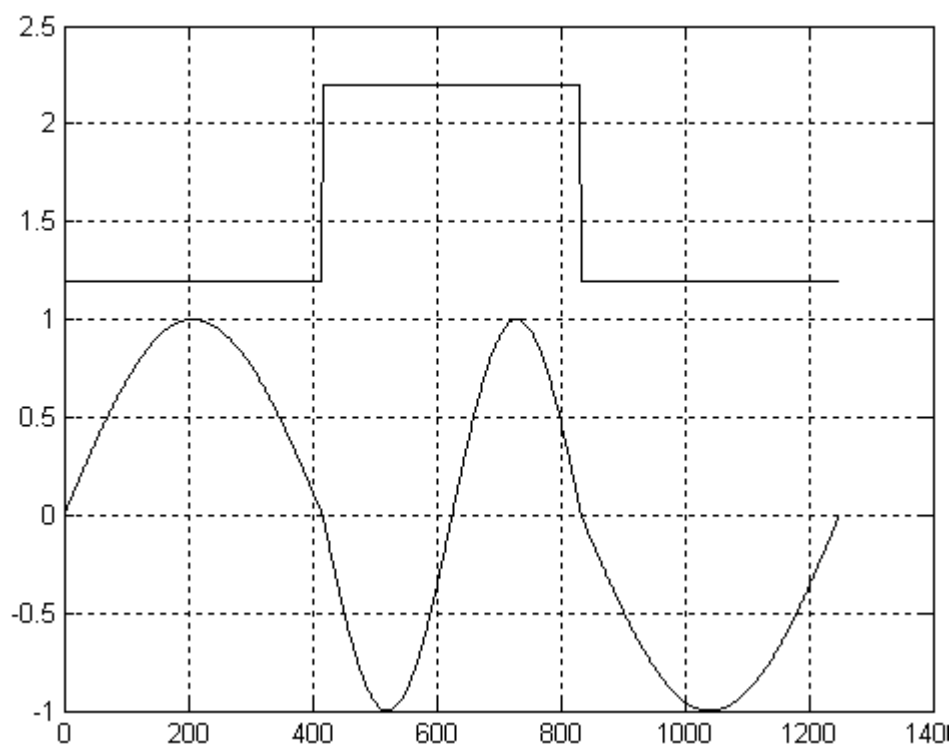


Рисунок 4. Временные диаграммы сигнала FFSK 2400 бит/с.

Спектры АМ сигналов с центральными частотами 1200 и 2400 Гц со скоростью передачи 2400 бит/с, а также сумма этих спектров в линейном масштабе, приведены на рисунке 5, а результирующий энергетический спектр сигнала FFSK 2400 в логарифмическом масштабе — на рисунке 6.

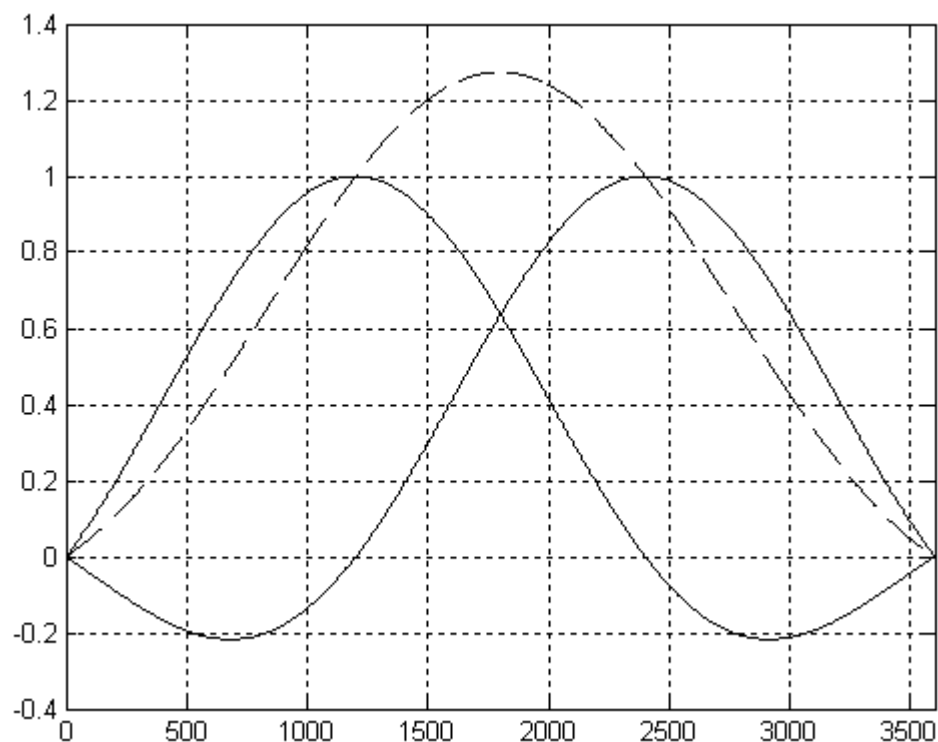


Рисунок 5. Формирование спектра FFSK 2400.

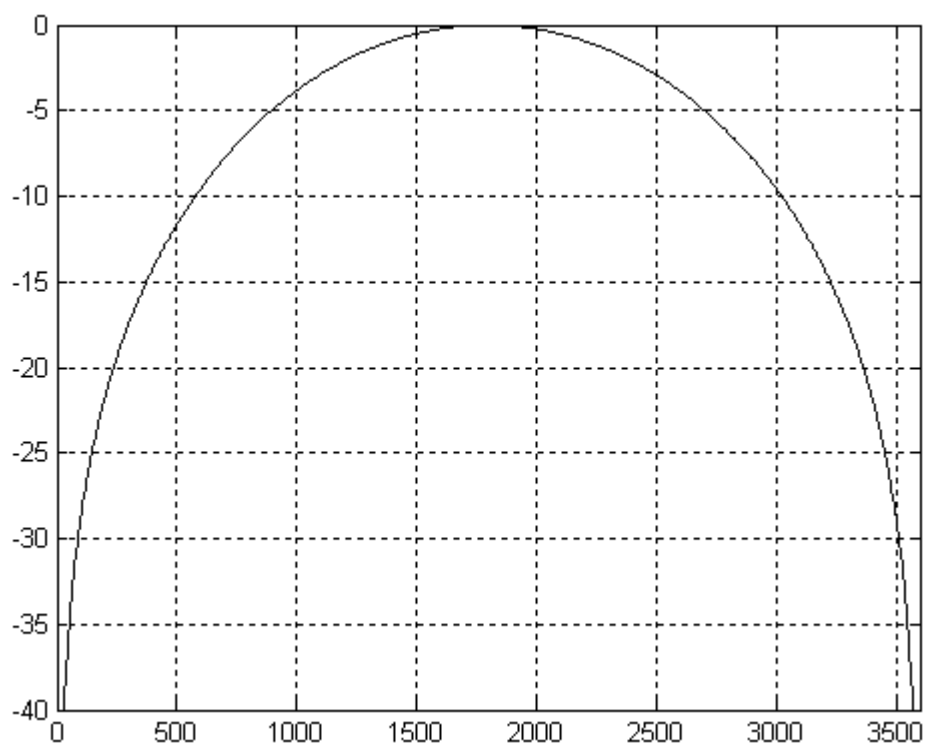


Рисунок 6. Спектр сигнала FFSK 1200 в логарифмическом масштабе.

Конкретный выбор частот, кратных скорости передачи данных позволил осуществлять формирование отрезков синусоид с непрерывной фазой просто из табличных значений. Для этого не требуется большая производительность процессора, поэтому не обязательно в качестве FFSK модуляторов и демодуляторов использовать сигнальные процессоры. В радиотехнических устройствах с FFSK сигнализацией часто для этой цели используются платы с применением обычных микроконтроллеров.

Лекция 14. Модуляция сигнала (продолжение)

Модуляция с минимальным разнесом частот MSK.

Для решения проблемы частотного ресурса требуется использовать сигналы с минимальной полосой, поэтому требуется обеспечить минимальный разнос частот при использовании несущего колебания с частотной модуляцией. При реализации цифрового радиоканала, для повышения помехоустойчивости приема ЧМ сигнала необходимо, чтобы отрезки синусоид, соответствующие разным символам, были некоррелированы между собой. Отсутствие корреляции между сигналами $x(t)$ и $y(t)$ определяется следующим выражением:

$$\int_0^T x(t) \cdot y(t) dt = 0 \quad (1)$$

Записав сигналы посылок для сигнала с частотной модуляцией в соответствии с выражениями (1) и (2) FSK можно выразить их взаимную корреляционную функцию в виде следующего выражения:

$$\int_0^T \cos(\omega_1 \cdot t) \cdot \cos(\omega_2 \cdot t) dt = 0 \quad (2)$$

Выполнив интегрирование выражения (2) получим следующую формулу для частотно-модулированных сигналов (ЧМ) с нулевой взаимной корреляцией:

$$\frac{\sin(\omega_1 - \omega_2) \cdot T}{2 \cdot (\omega_1 - \omega_2)} + \frac{\sin(\omega_1 + \omega_2) \cdot T}{2 \cdot (\omega_1 + \omega_2)} = 0 \quad (3)$$

Проанализировав полученное выражение можно сделать вывод, что если частоты передачи нуля и единицы выбрать таким образом, чтобы разнос частот f_d был равен $k/(2T)$, то взаимная корреляция этих сигналов будет равна нулю. Минимальный разнос частот при этом будет $1/2T$. Модуляция именно с таким разнесом частот передачи нуля и единицы получила название MSK.

Теперь вернемся к анализу выражения (10) CPFSK. В этом выражении пиковая девиация частоты генератора управляемого напряжением определяется коэффициентом пропорциональности K . Определим связь между этим коэффициентом пропорциональности и разнесом частот передачи нуля и единицы. Для этого запишем коэффициент пропорциональности в следующем виде:

$$K = 2\pi \cdot f_d \cdot T \quad (4)$$

где f_d - разность частот передачи нуля и единицы;
 T - длительность передачи одного символа;

Произведение $f_d \cdot T$ обычно называется индексом модуляции h . Подставив коэффициент пропорциональности $K = 2\pi \cdot h$ в выражение (10) CPFSK, получим следующее выражение для сигнала с частотной модуляцией:

$$e(t) = A \sum_{c=-\infty}^{+\infty} \cos[2\pi f_c t + \phi_c + \frac{\pi h S_n}{T} t] \quad (5)$$

В случае формирования сигнала с MSK, индекс модуляции оказывается равным $h = 0,5$. В результате выражение (5) можно переписать в следующем виде:

$$e(t) = A \sum_{c=-\infty}^{+\infty} \cos[2\pi (f_c t + \frac{S_n}{4T}) t + \phi_c] \quad (6)$$

Отсюда можно определить частоту передачи единицы ($S_n = +1$). При этом несущее колебание сдвигается вверх по частоте на величину $1/4T$:

$$f_2 = f_c + \frac{1}{4T} \quad (7)$$

Точно так же определяется частота передачи нуля ($S_n = -1$). В этом случае несущее колебание сдвигается вниз по частоте на величину $1/4T$:

$$f_1 = f_c - \frac{1}{4T} \quad (8)$$

Выражения (7) и (8) обращают в ноль первую составляющую уравнения (3), так как:

$$f_2 - f_1 = \frac{1}{2T} \Leftrightarrow \omega_2 - \omega_1 = \frac{\pi}{T} \Rightarrow \frac{\sin(\omega_1 - \omega_2) \cdot T}{2 \cdot (\omega_1 - \omega_2)} = \frac{\sin \frac{\pi}{T} T}{2 \cdot \frac{\pi}{T}} = 0 \quad (9)$$

Теперь определим, каково должно быть значение несущей частоты для получения нулевого значения взаимной корреляции между сигналами. Для этого запишем выражение для несущей частоты MSK сигнала:

$$\omega_c = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \quad (10)$$

Подставив выражения (9) и (10) в уравнение (3) получим следующее выражение:

$$\sin(2 \cdot \omega_c \cdot T) = 0 \quad (11)$$

Решив это уравнение, получим выражение для несущей частоты MSK сигнала:

$$\omega_c = \frac{k \cdot \pi}{2 \cdot T} \quad (12)$$

где k - целое число

Выражение (12) означает то, что модуляция MSK является синхронным форматом передачи данных. Это обусловлено тем, что несущая частота MSK сигнала жестко синхронизирована с модулирующим сигналом. В результате на приемном конце можно из несущего колебания выделить частоту синхронизации передаваемых символов.

Теперь рассмотрим спектральные характеристики MSK сигнала. Частотная зависимость спектра сигнала описывается выражением (22). Благодаря тому, что боковые лепестки сигналов нуля и единицы при разносе частот, равному π/T , противофазны друг другу, они вычитаются. Эта ситуация поясняется рисунком 1.

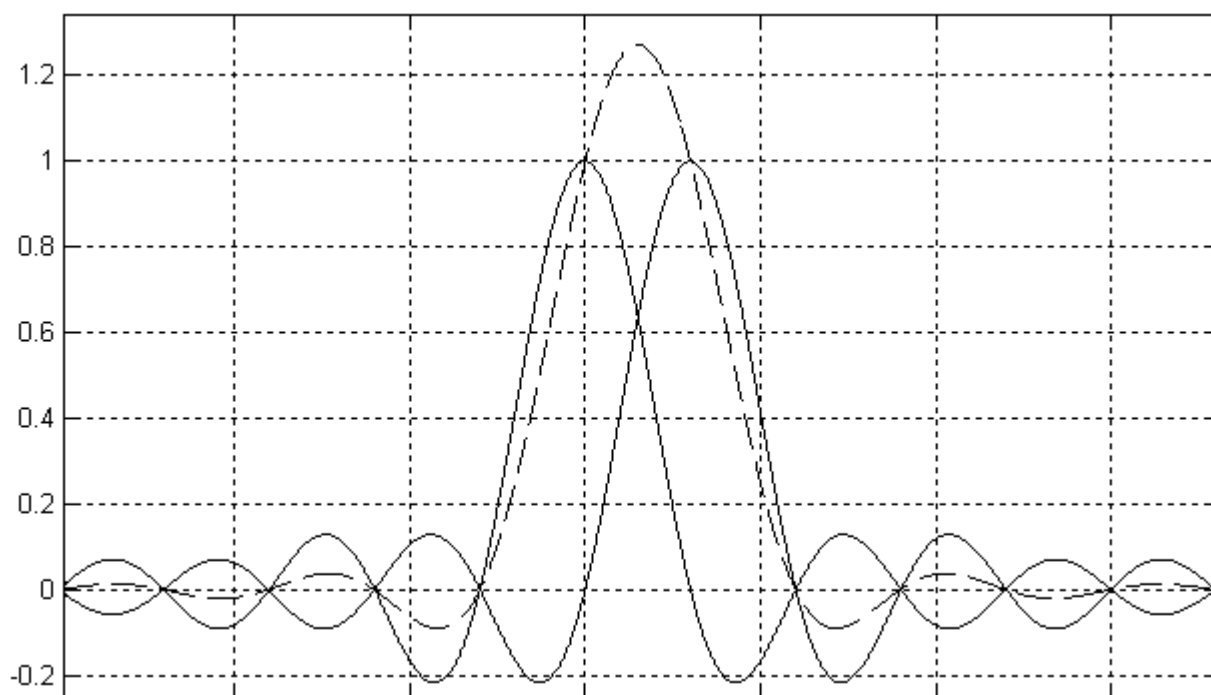


Рисунок 1. Формирование спектра MSK сигнала.

На этом рисунке приведены зависимости, описываемые уравнением (22). Рисунок позволяет оценить процесс суммирования энергии в основном спектральном лепестке и вычитание энергии в боковых лепестках спектра полезного сигнала. Спектр мы обычно оцениваем без учета фазы спектральных составляющих, по модулю. Поэтому суммарную энергию, показанную на рисунке 1, следует отразить относительно нуля по оси абсцисс.

В инженерных расчетах для оценки спектра сигнала обычно применяется логарифмический масштаб. Он позволяет анализировать слабые спектральные составляющие на фоне мощного полезного сигнала. Спектр MSK сигнала, выраженный в децибелах приведен на рисунке 2.

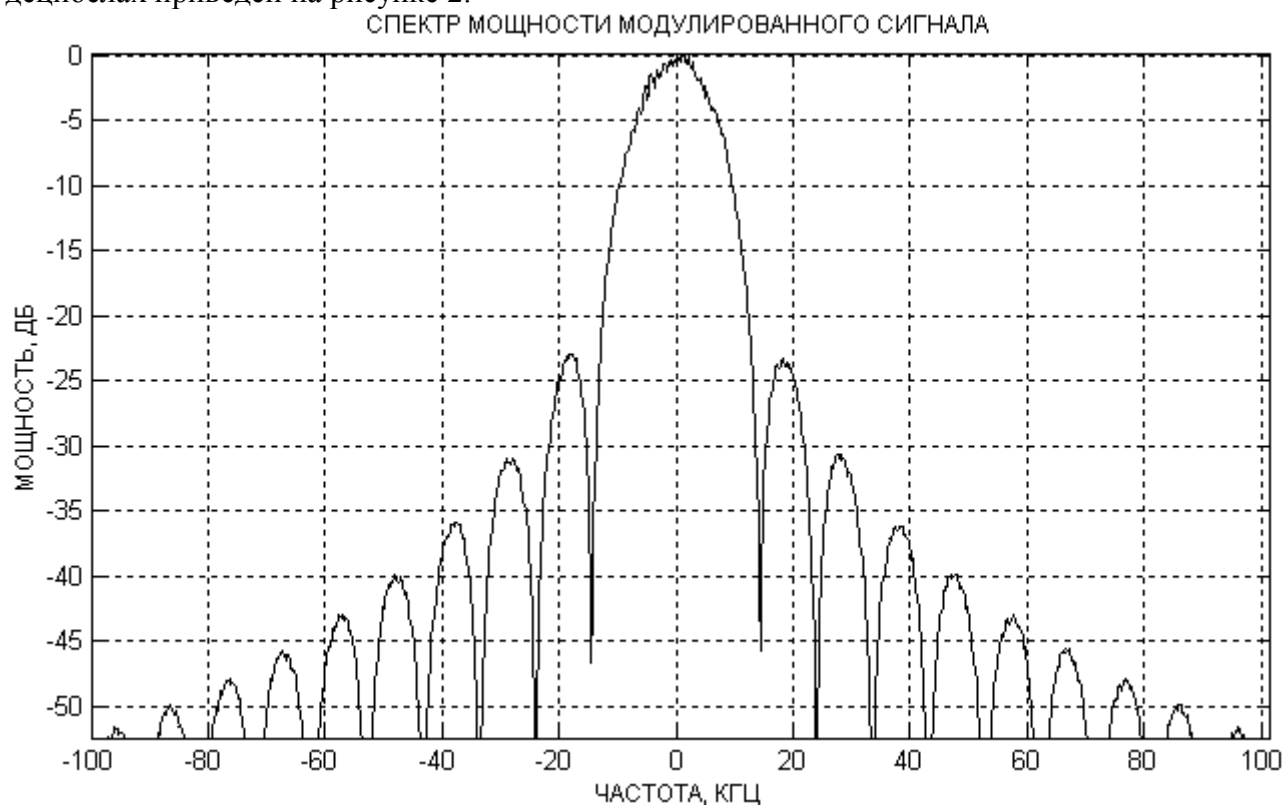


Рисунок 2. Спектр MSK сигнала.

Фаза несущего колебания в MSK сигнале при передаче двоичной информации изменяется точно так же как это показано на рисунке 6. Отличаться будет только абсолютное значение набега фазы за длительность символа модулирующего колебания. При индексе модуляции $m = 0.5$ за время передачи одного символа фаза несущего колебания успевает измениться на угол $\pm 90^\circ$. Решетка переходов фазы в MSK сигнале на протяжении двух символьных периодов приведена на рисунке 3.

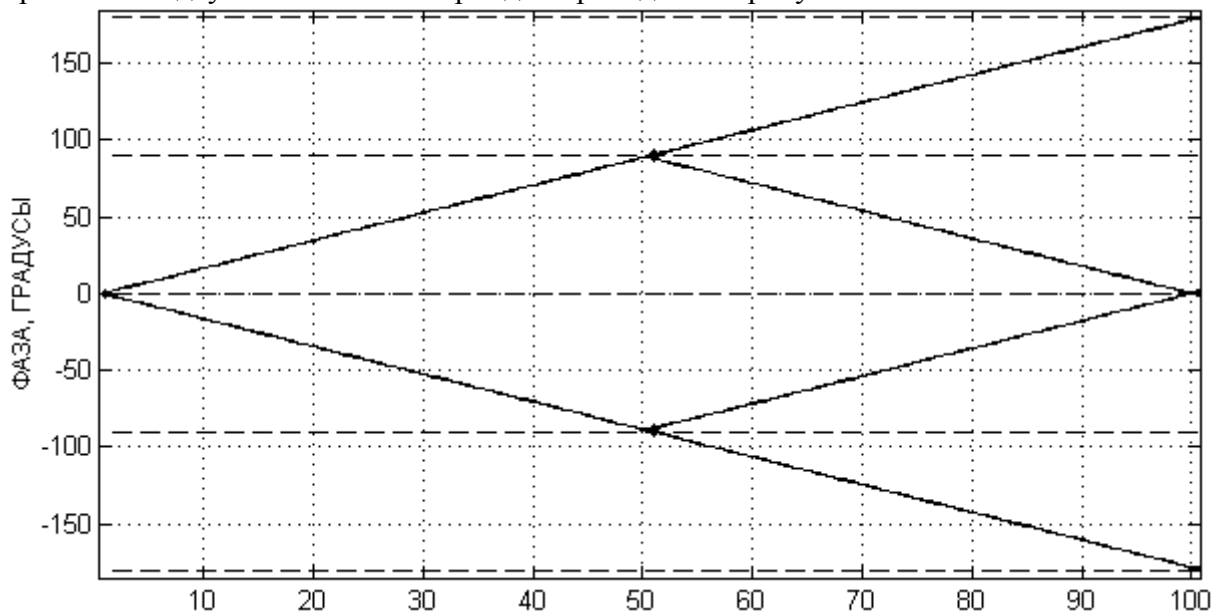


Рисунок 3. Решетка переходов фазы в MSK сигнале.

Обратите внимание, что два возможных значения фазы несущего колебания в отсчетной точке на одном временном интервале отличаются от двух возможных значений фазы несущего колебания отсчетной точке на соседнем интервале на 90° . Рассмотренная ситуация может быть проиллюстрирована на векторной диаграмме, приведенной на рисунке 4.

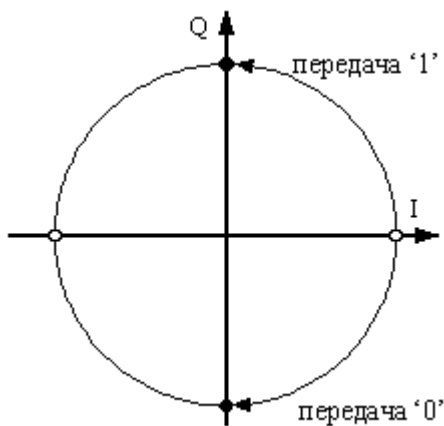


Рисунок 4. Векторная диаграмма сигнала MSK.

Конец вектора, отражающий амплитуду несущего колебания на рисунке 4, в сигнале частотной модуляции может двигаться строго по окружности. На этом рисунке пара состояний сигнала показана пустыми кружочками, а пара состояний сигнала на соседнем символе — заполненными.

Рассмотренные диаграммы показывают, что при разработке радиоприемного устройства можно применить схему фазового детектора. Принимаемые двоичные символы в отсчетных точках будут отличаться друг от друга по фазе на 180° .

Гауссовская модуляция (GMSK)

Частотная модуляция с минимальным разном частот MSK позволяет уменьшить ширину полосы частот, занимаемых цифровым радиосигналом в эфире. Однако даже этот вид модуляции не удовлетворяет всем требованиям, предъявляемым к современным радиосистемам мобильной связи. Обычно сигнал MSK в радиопередатчике дофильтровывают обычным фильтром. Именно поэтому появился еще один вид модуляции с еще более узким спектром радиочастот в эфире.

Сужение полосы занимаемых частот удалось достигнуть за счет предварительной фильтрации модулирующего сигнала фильтром низкой частоты с Гауссовской импульсной характеристикой. Ширина спектра сигнала GMSK определяется произведением длительности передаваемого символа на полосу пропускания Гауссовского фильтра ВТ. Именно полосой пропускания В и отличаются различные виды GMSK друг от друга.

Импульсная характеристика Гауссовского фильтра описывается следующей формулой:

$$h(t) = B \sqrt{\frac{2\pi}{\ln(2)}} e^{-\frac{(Bt\pi)^2}{\ln(2)}}$$

где В — полоса пропускания фильтра по уровню 3 дБ.

График импульсной характеристики Гауссовского фильтра с ВТ=0,7, рассчитанного для скорости модуляции 19,2 кБод приведен на рисунке 1.

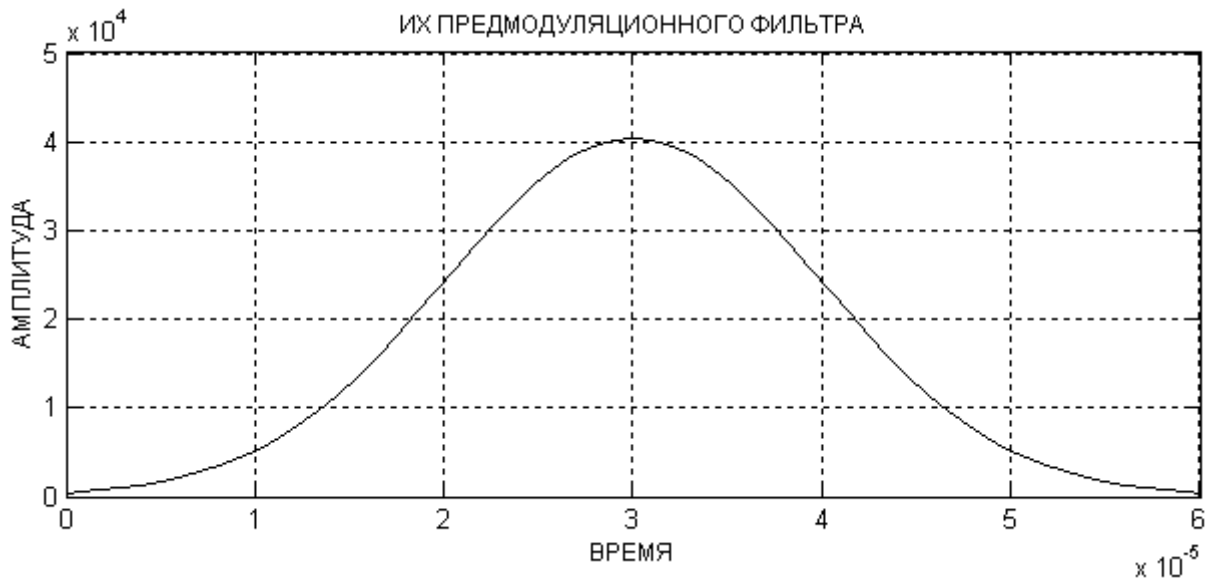


Рисунок 1. График импульсной характеристики Гауссовского фильтра.

Время по оси t отложено в секундах. График амплитудно-частотной характеристики этого Гауссовского фильтра приведен на рисунке 2.

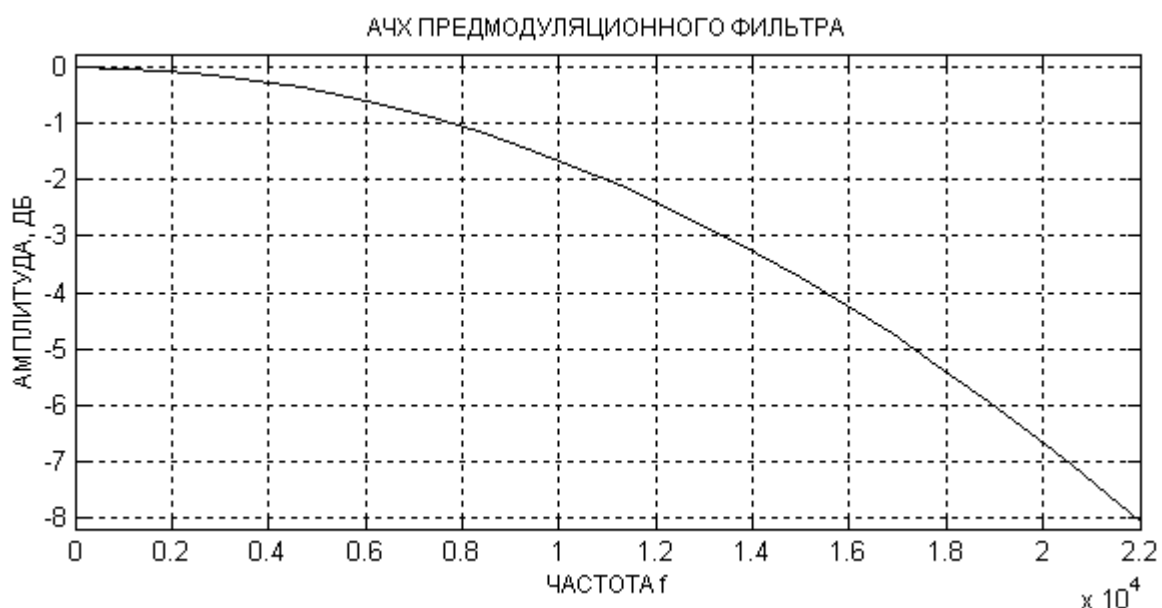


Рисунок 2. График амплитудно-частотной характеристики Гауссовского фильтра.

Проведя на этом графике линию по уровню 3 дБ, мы получим полосу пропускания, равную 13,5 кГц. Эта полоса в 0,7 меньше значения 19,2 кБод. График девиации частотно-модулированного сигнала, приведен на рисунке 3.

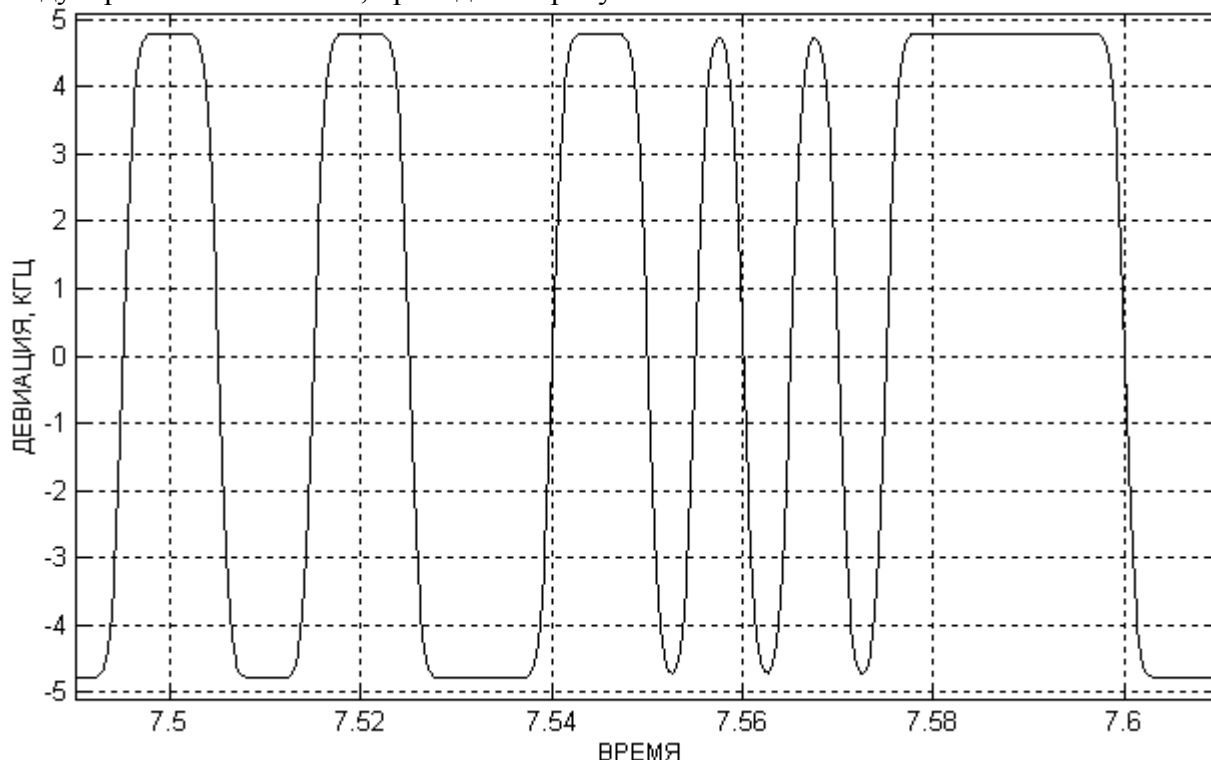


Рисунок 3. Девиация частоты сигнала гауссовской модуляции GMSK с $BT = 0.7$

Форма этого сигнала определяется напряжением на выходе Гауссовского фильтра, а значение девиации — индексом модуляции m . Для GMSK индекс модуляции $m=0,5$. Соответственно для выбранной в качестве примера скорости передачи 19,2 кБод, девиация частоты будет равна $\pm 4,8$ кГц. Частота передачи нуля в этом сигнале будет отличаться от частоты передачи единицы на 9,6 кГц — в два раза меньше скорости передачи символов

Чем меньше полоса пропускания гауссовского фильтра, тем уже полоса радиосигнала, но при этом возрастают межсимвольные искажения в GMSK радиосигнале. Пример такого GMSK сигнала с полосой $BT=0,3$, приведен на рисунке 4.

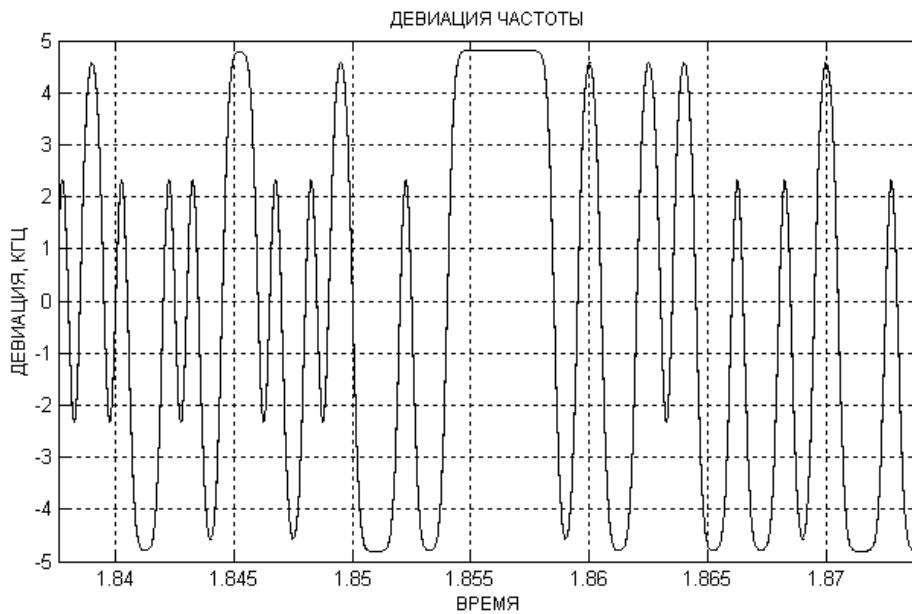


Рисунок 4. Девиация частоты сигнала гауссовской модуляции GMSK с $BT = 0.3$.

На рисунке отчетливо видно, что девиации 4,8 кГц сигнал GMSK достигает только при передаче не менее трех одинаковых символов. При передаче последовательности нулей и единиц девиация сигнала не успевает достигнуть номинального значения. На приведенном графике видно, что девиация в этом случае получается чуть больше двух килогерц. При передаче двух нулей или двух единиц девиация только немного не достигает значения 4,8 кГц.

Межсимвольные искажения обычно устраняются эквалайзером или сверточным декодером на приемном конце радиотракта. Преимуществом использования GMSK модуляции является постоянный уровень радиосигнала, что позволяет использовать в радиопередатчике нелинейный усилитель мощности.

Спектр сигнала GMSK для двух значений коэффициента BT приведен на рисунке 7. Для сравнения на этом же рисунке приведены спектры сигналов частотной модуляции с минимальным разносом частот MSK и четырехпозиционной фазовой модуляции. Спектр четырехпозиционной фазовой модуляции показан для случая, когда исходный модулирующий сигнал не подвергался предварительной обработке фильтром Найквиста.

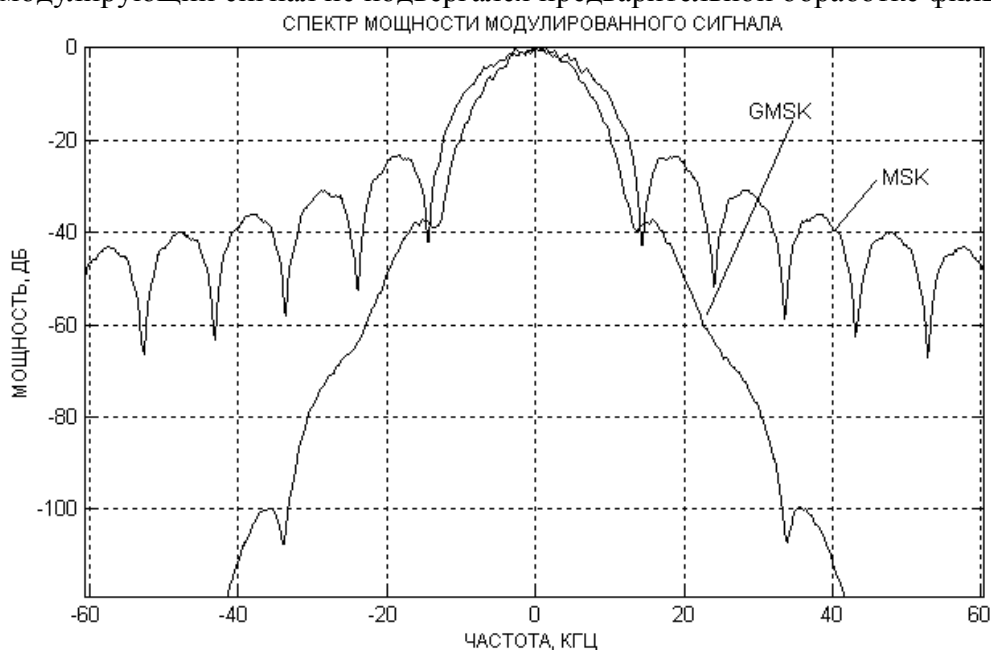


Рисунок 7. Спектр модуляции GMSK в сравнении со спектром частотной модуляции с минимальным сдвигом частот MSK.

К сожалению, в точках взятия отсчетов сигнал GMSK зависит от предыдущих значений передаваемого сигнала. Это вызвано действием гауссовского фильтра, формирующего спектр сигнала GMSK. В результате помехоустойчивость сигнала GMSK ниже по сравнению даже с помехоустойчивостью сигнала MSK. Конкретное значение помехоустойчивости сигналов GMSK сильно зависит от произведения ВТ. Пример зависимости вероятности ошибки приема сигнала GMSK в зависимости от отношения сигнал/шум на входе решающего устройства приведен на рисунке 8.

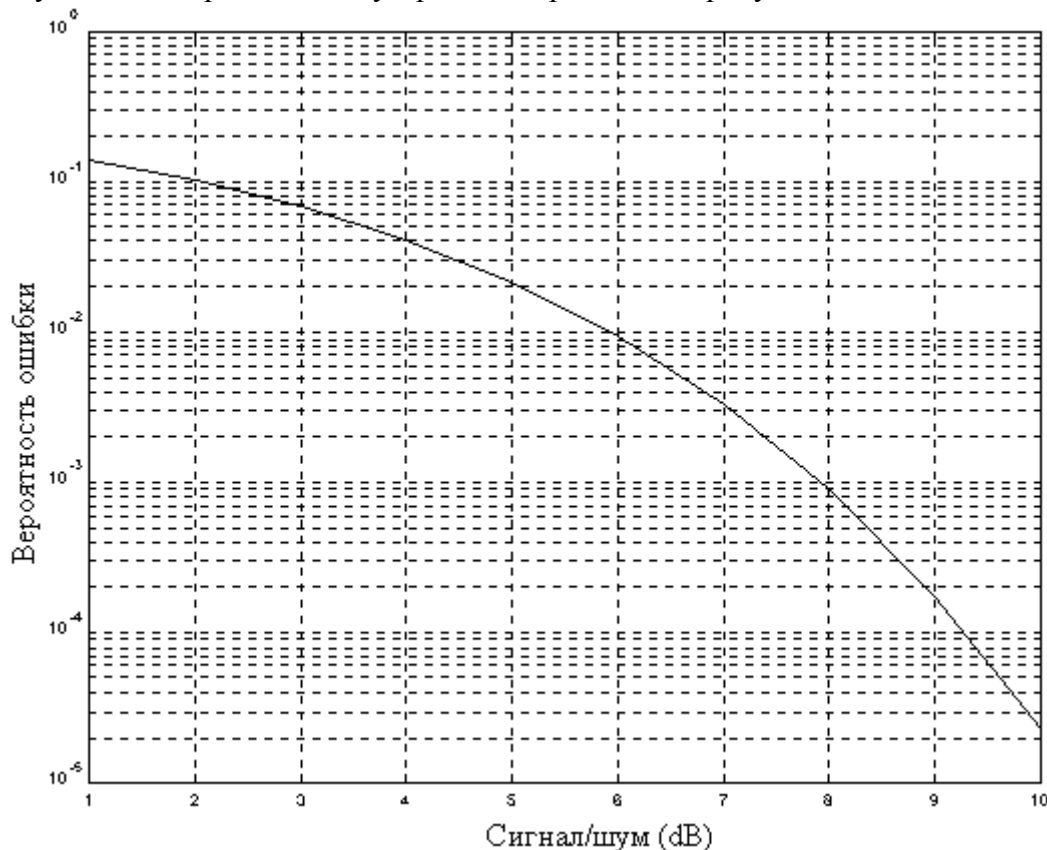


Рисунок 8. График зависимости вероятности ошибки GMSK в зависимости от отношения сигнал/шум на входе решающего устройства

Для GMSK обычно используют одну из двух схем модуляции — с управляемым по частоте генератором (ГУЧ) и квадратурным модулятором.

Лекция 15. Модуляция сигнала (продолжение)

Двухпозиционная фазовая модуляция (BPSK).

Одна из простейших разновидностей цифровой модуляции — двухпозиционная или двоичная фазовая модуляция (BPSK). Этот вид модуляции применяется, например, в области телеметрии дальнего космоса. Значения фазы несущего колебания принимают значения 0 и 180 градусов.

Запишем модулированный сигнал в соответствии с выражением (4):

$$e(t) = A_c \cos[\omega_c t + y(t)] \quad (1)$$

где $y(t)$ — мгновенная фаза, зависящая от модулирующего сигнала $m(t)$; A_c — амплитуда сигнала;

Обратите внимание, что с использованием выражения (1) фазовую модуляцию можно осуществить двумя различными способами. Как уже упоминалось выше, начальное значение фазы $y(t)$ может принимать два значения 0 и 180 градусов. В этом случае для реализации фазовой модуляции, как и в частотном модуляторе, потребуются два генератора. Оба генератора должны формировать одну и ту же частоту, но с различной начальной фазой.

При втором способе фазовая модуляция рассматривается как вариант амплитудной модуляции с активной паузой, где сигнал амплитуды A_c принимает два значения -1 и $+1$. Такое изменение значения амплитуды эквивалентно изменению фазы на 180° .

Так как значения амплитуды сигнала -1 и $+1$ можно рассматривать как особый вариант логического нуля и единицы, то с использованием бинарной фазовой модуляции BPSK можно передавать обычный двоичный сигнал. Символьная скорость этого вида модуляции составляет 1 бит на символ.

Возможность применения в качестве фазового модулятора обычного умножителя иллюстрируется рисунком 7, на котором на комплексной плоскости показано, что при формировании сигнала двухпозиционной фазовой модуляции квадратурная компонента комплексного сигнала I принимает два значения: -1 и $+1$.

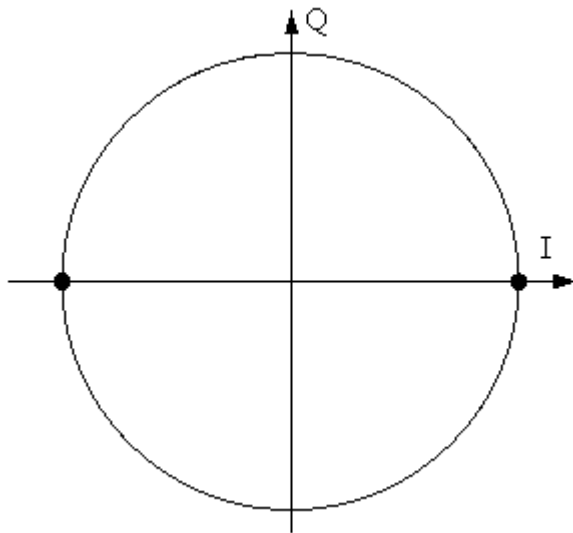


Рисунок 1. Полярная диаграмма сигнала двоичной фазовой модуляции (BPSK).

Временная диаграмма фазомодулированного сигнала приведена на рисунке 2. На этом рисунке показан сигнал достаточно низкой промежуточной частоты для того, чтобы были отчетливо видны моменты изменения фазы этого сигнала.

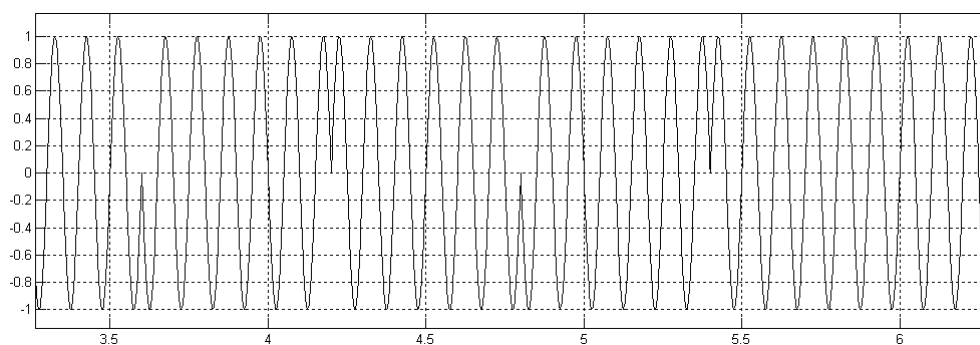


Рисунок 2. Временная диаграмма сигнала двоичной фазовой модуляции (BPSK).

Спектр полученного сигнала приведен на рисунке 9. На этом рисунке видно, что спектр выходного сигнала ничем не ограничен. При применении двоичной фазовой модуляции в реальных радиоканалах спектр сигнала приходится ограничивать тем или иным способом.

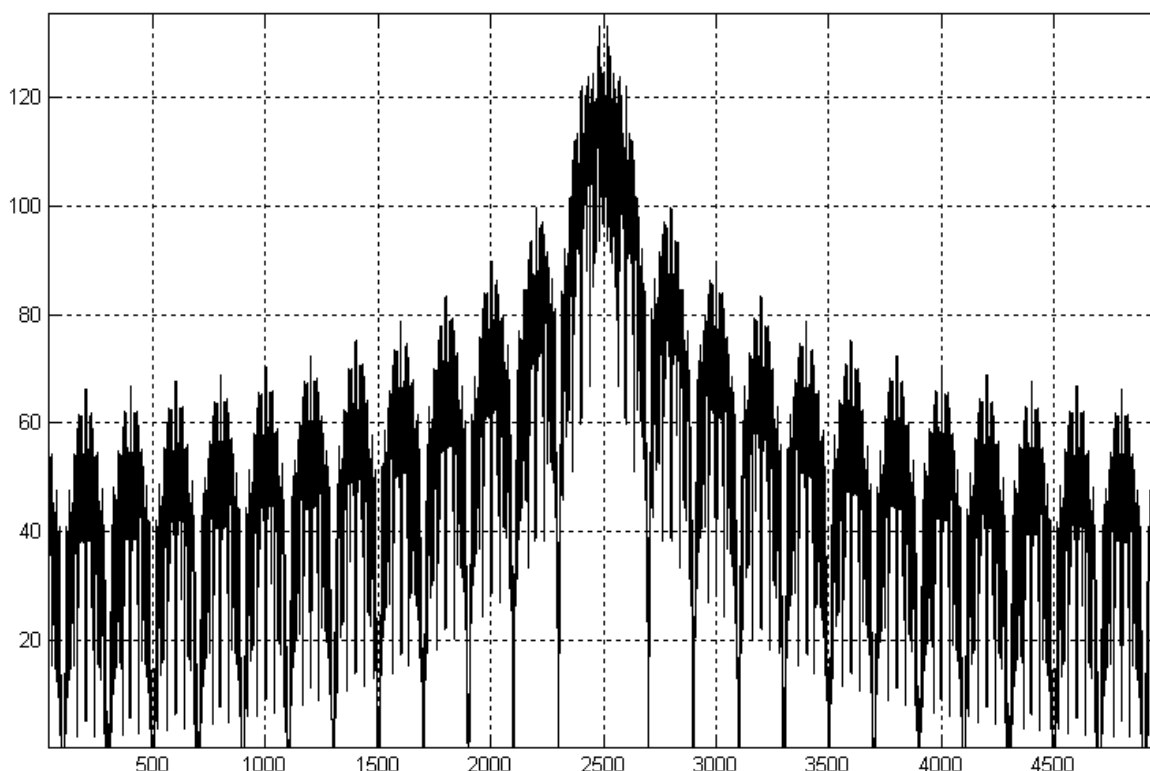


Рисунок 3. Спектр сигнала двоичной фазовой модуляции (BPSK).

Первоначально ограничение спектра сигнала производилось при помощи полосового фильтра, включенного на выходе модулятора, однако это приводит к возникновению межсимвольной интерференции. Спектр ограниченного по полосе сигнала с двоичной фазовой модуляцией и временная диаграмма фазы сигнала, полученного на приемном конце с выхода фазового демодулятора, приведены на рисунках 4 и 5 соответственно.

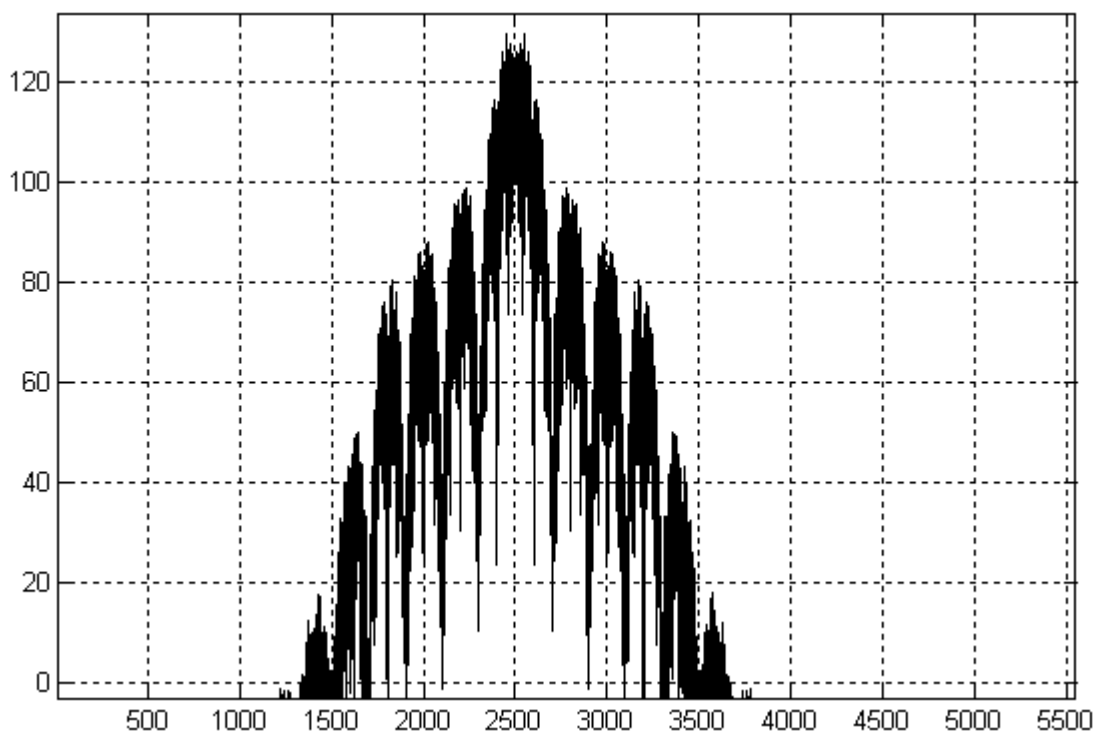


Рисунок 4. Спектр сигнала двоичной фазовой модуляции (BPSK), ограниченного по спектру фильтром Баттерворта восьмого порядка.

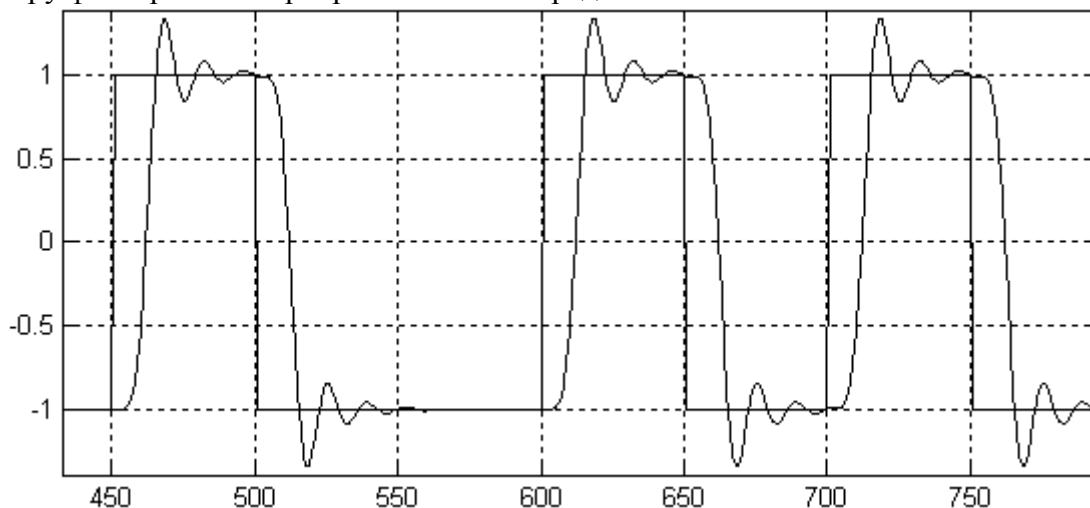


Рисунок 5. Временная диаграмма изменения фазы при ограничении спектра радиочастотного сигнала (BPSK).

На рисунках 4 и 5 приведена предельная ситуация, когда межсимвольные искажения, возникающие на передающем конце радиолинии, еще не приводят к снижению помехоустойчивости сигнала. В результате ограничения спектра высокочастотное колебание кроме фазовой модуляции приобретает амплитудную составляющую модуляции. Эта ситуация иллюстрируется рисунком 6.

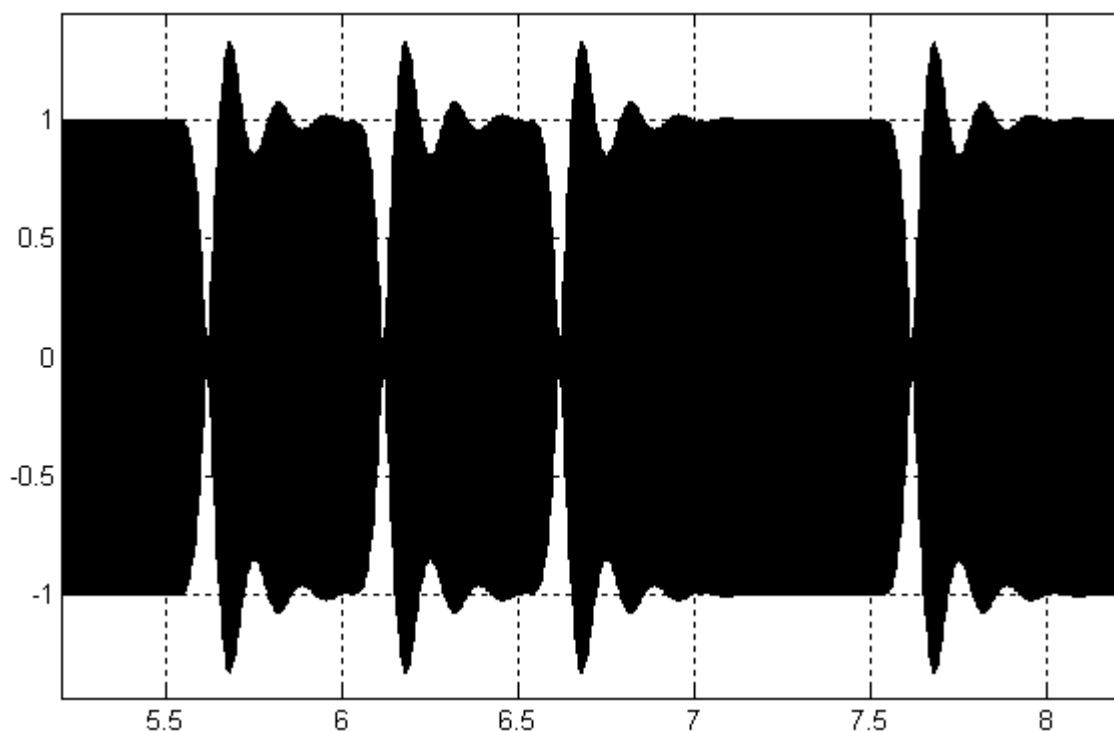


Рисунок 6. Временная диаграмма сигнала двоичной фазовой модуляции (BPSK) при ограничении спектра радиочастотного сигнала.

Описанная проблема долгое время ограничивала скорость передачи данных по радиоканалу, т.к. полосу пропускания фильтра определяли исходя из условия, что переходный процесс фильтра должен был закончиться до момента принятия решения о переданном сигнале в отсчетной точке. Затем Найквист предложил вариант, когда переходный процесс фильтра продолжается в течение времени передачи нескольких последующих передаваемых символов. Единственное условие, которое он наложил на переходную характеристику такого фильтра, это то, что она должна обращаться в ноль в моменты принятия решения (отсчетные точки). На поведение сигнала во всех остальных точках мы не обращаем внимания.

Фильтры, обладающие такой переходной характеристикой, получили название фильтров Найквиста. Подобной характеристикой обладает идеальный фильтр низкой частоты. Частотная характеристика этого фильтра приведена на рисунке 7.

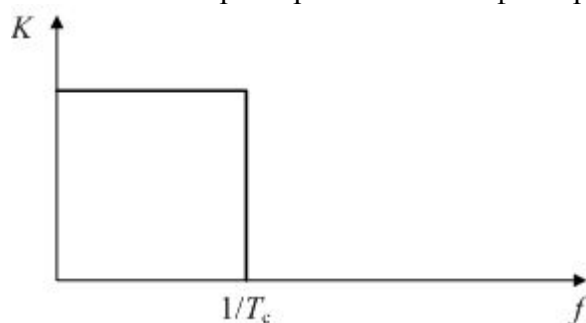


Рисунок 7. Частотная характеристика идеального фильтра низких частот.

Импульсная характеристика данного фильтра описывается функцией $\sin x/x$, которая обращается в ноль с периодом передачи символов T_c . Известно, что подобный фильтр нереализуем, но можно задаться задержкой сигнала в данном фильтре и ограничить импульсную характеристику по времени. Подобная импульсная характеристика приведена на рисунке 8.

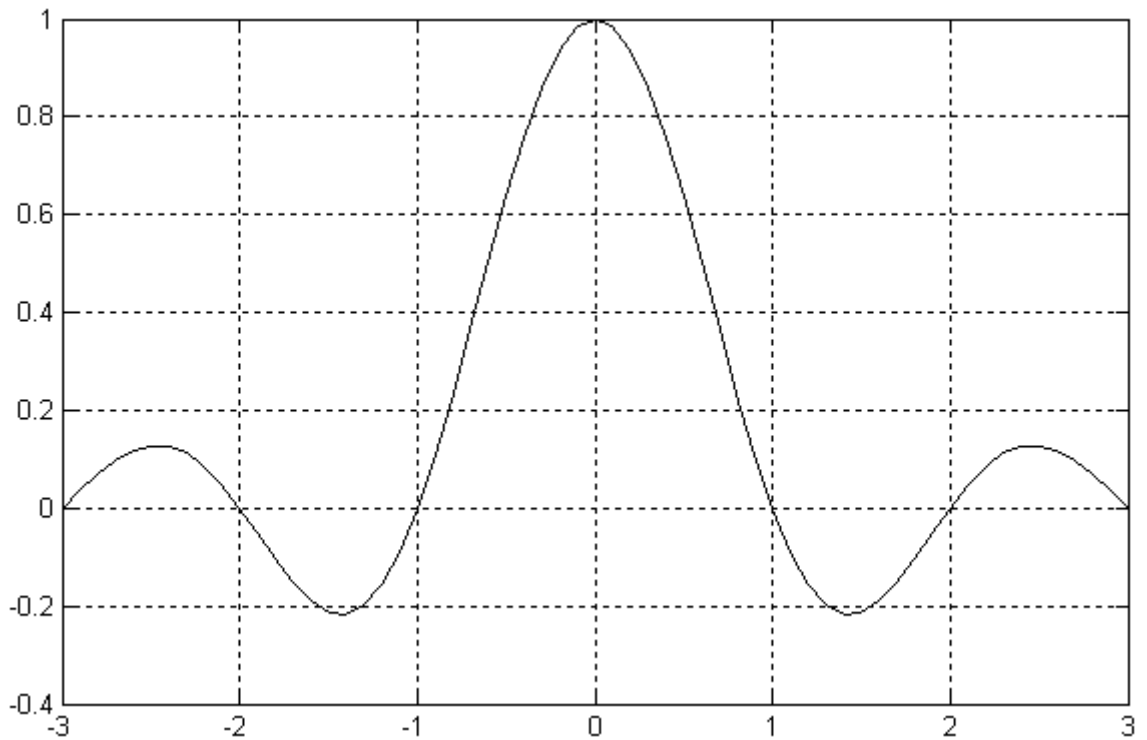


Рисунок 8. Импульсная характеристика идеального фильтра низких частот.

В результате ограничения импульсной характеристики по времени, в частотной характеристике фильтра появляются всплески в полосе задерживания. Известно, что эти всплески могут быть значительно уменьшены при умножении импульсной характеристики на весовое окно, однако наибольшее распространение в системах передачи данных получил фильтр Найквиста, частотная характеристика которого описывается следующей формулой:

$$\begin{cases} H(f) = 1 & 0 < f < \frac{1-\alpha}{2 \times T} \\ H(f) = \frac{1}{2} \left[1 - \sin \left(\frac{(2 \times f \times T - 1) \times \pi}{2 \times \alpha} \right) \right] & \frac{1-\alpha}{2 \times T} < f < \frac{1+\alpha}{2 \times T} \\ H(f) = 0 & f > \frac{1+\alpha}{2 \times T} \end{cases}$$

где α — называется коэффициентом скругления частотной характеристики фильтра Найквиста. График частотной характеристики фильтра Найквиста при $\alpha=0,3$ приведен на рисунке 9.

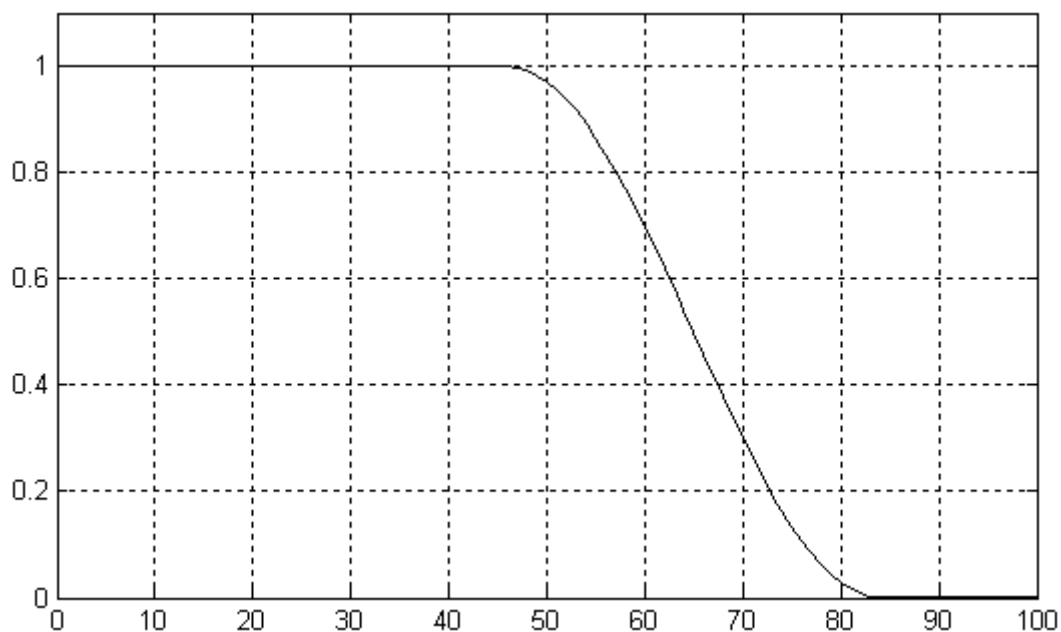


Рисунок 9. Частотная характеристика фильтра Найквиста.

Импульсная характеристика фильтра Найквиста тоже обращается в ноль в моменты принятия решения (в отсчетных точках). Импульсная характеристика фильтра Найквиста при $a=0,3$, приведена на рисунке 10.

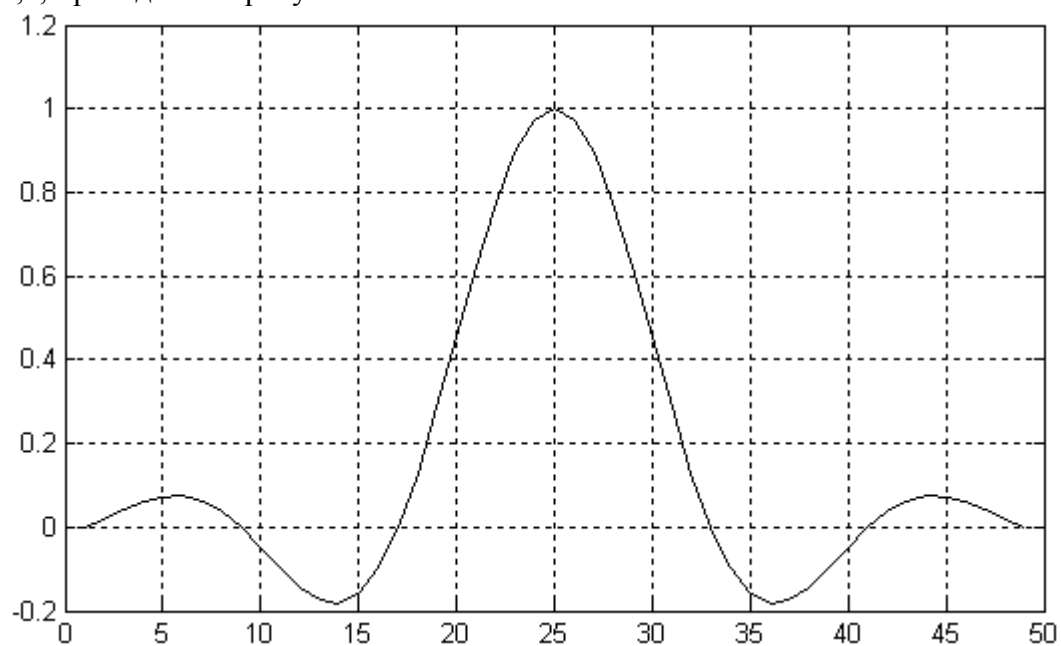


Рисунок 10. Импульсная характеристика фильтра Найквиста

За счет воздействия характеристики фильтра Найквиста на сигнал появляется паразитная амплитудная модуляция, однако при попытке ограничить этот сигнал по амплитуде, его спектр немедленно расширится. Пример временной диаграммы BPSK сигнала приведен на рисунке 11.

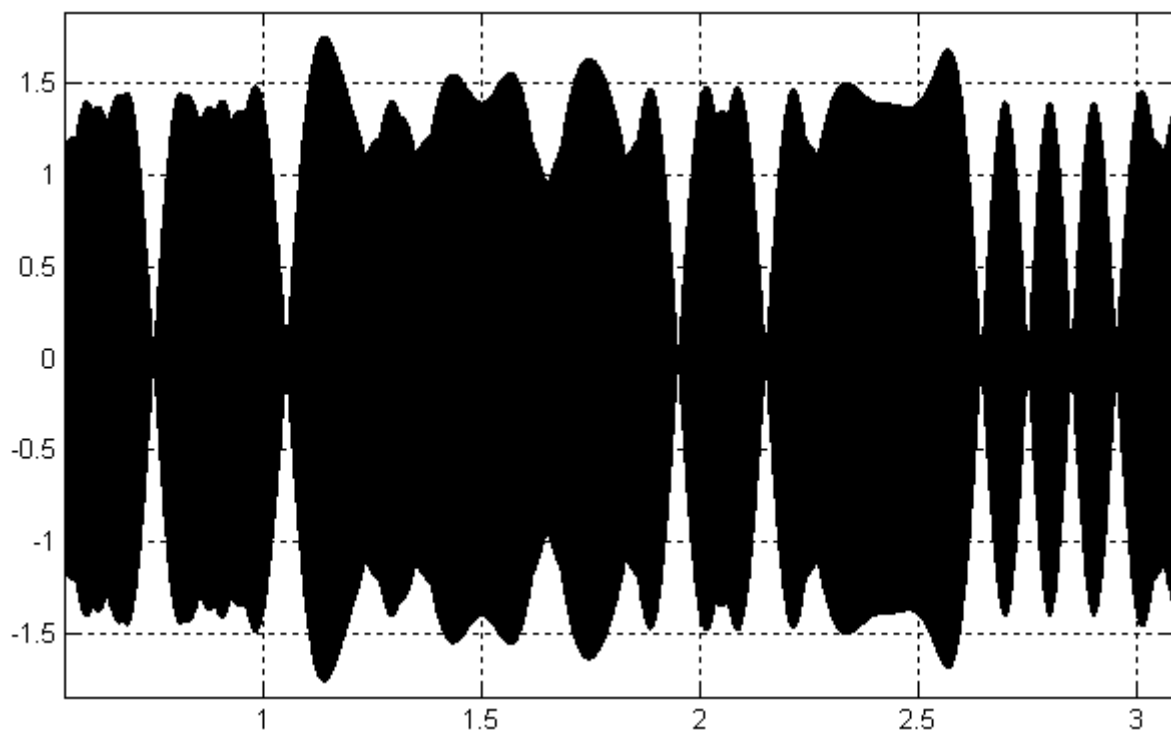


Рисунок 11 – временная диаграмма BPSK сигнала с $\alpha = 0.6$

В результате появления дополнительной амплитудной модуляции усилитель мощности радиосигнала требуется проектировать с более жесткими требованиями по нелинейным искажениям по сравнению с усилителем сигналов с постоянной амплитудой. Это, в свою очередь, ведет к уменьшению к.п.д. усилителя мощности и увеличению массогабаритных параметров всего устройства в целом.

Лекция 16. Модуляция сигнала (продолжение)

Четырехпозиционная фазовая модуляция (QPSK)

Из теории связи известно, что наивысшей помехоустойчивостью обладает двоичная фазовая модуляция BPSK. Однако в ряде случаев за счет уменьшения помехоустойчивости канала связи можно увеличить его пропускную способность. Более того, при применении помехоустойчивого кодирования можно более точно планировать зону, охватываемую системой мобильной связи.

В четырехпозиционной фазовой модуляции используются четыре значения фазы несущего колебания. В этом случае фаза $y(t)$ сигнала, описываемого выражением (25) должна принимать четыре значения: 0° , 90° , 180° и 270° . Однако чаще используются другие значения фаз: 45° , 135° , 225° и 315° . Такой вид представления квадратурной фазовой модуляции приведен на рисунке 1.

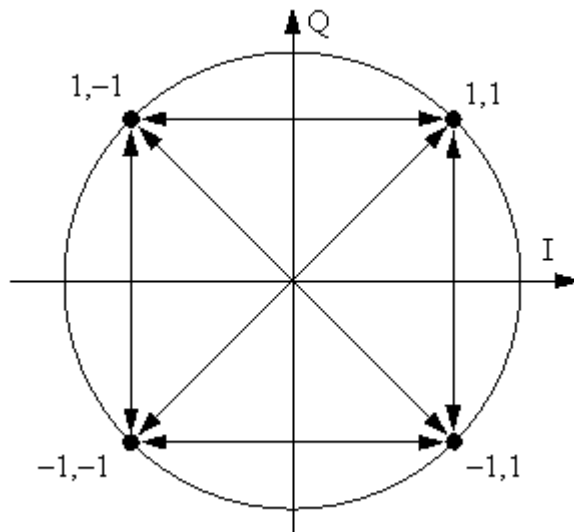


Рисунок 1. Полярная диаграмма сигнала четырехпозиционной фазовой модуляции QPSK.

На этом же рисунке представлены значения бит, передаваемых каждым состоянием фазы несущего колебания. Каждое состояние осуществляет передачу сразу двух бит полезной информации. При этом содержимое бит выбрано таким образом, чтобы переход к соседнему состоянию фазы несущего колебания за счет ошибки приема приводил не более чем к одиночной битовой ошибке.

Обычно для формирования сигнала QPSK модуляции используется квадратурный модулятор. Для реализации квадратурного модулятора потребуется два умножителя и сумматор. На входы умножителей можно подавать входные битовые потоки непосредственно в коде NRZ. Структурная схема такого модулятора приведена на рисунке 2.

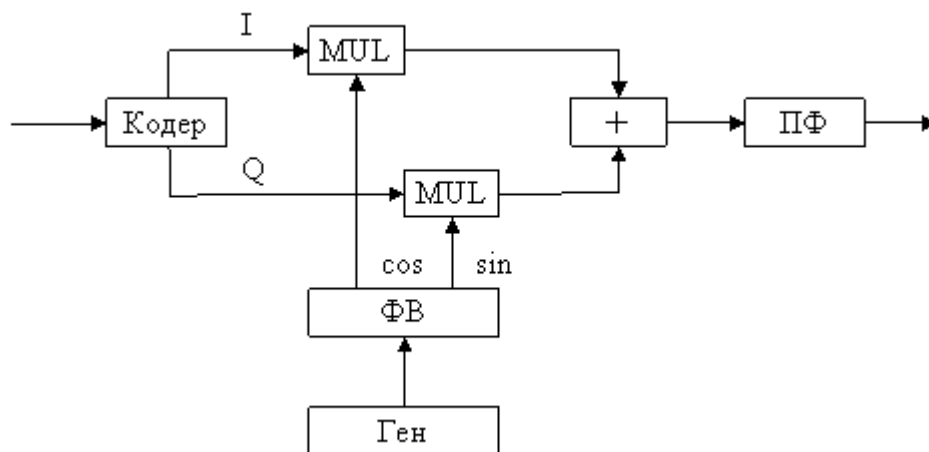


Рисунок 2. Структурная схема модулятора QPSK – NRZ.

Так как при этом виде модуляции в течение одного символического интервала передается сразу два бита входного битового потока, то символическая скорость этого вида модуляции составляет 2 бита на символ. Это означает, что при реализации модулятора следует разделять входной поток на две составляющих — синфазную составляющую I и квадратурную составляющую Q. Синхронизацию последующих блоков следует вести с символической скоростью.

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

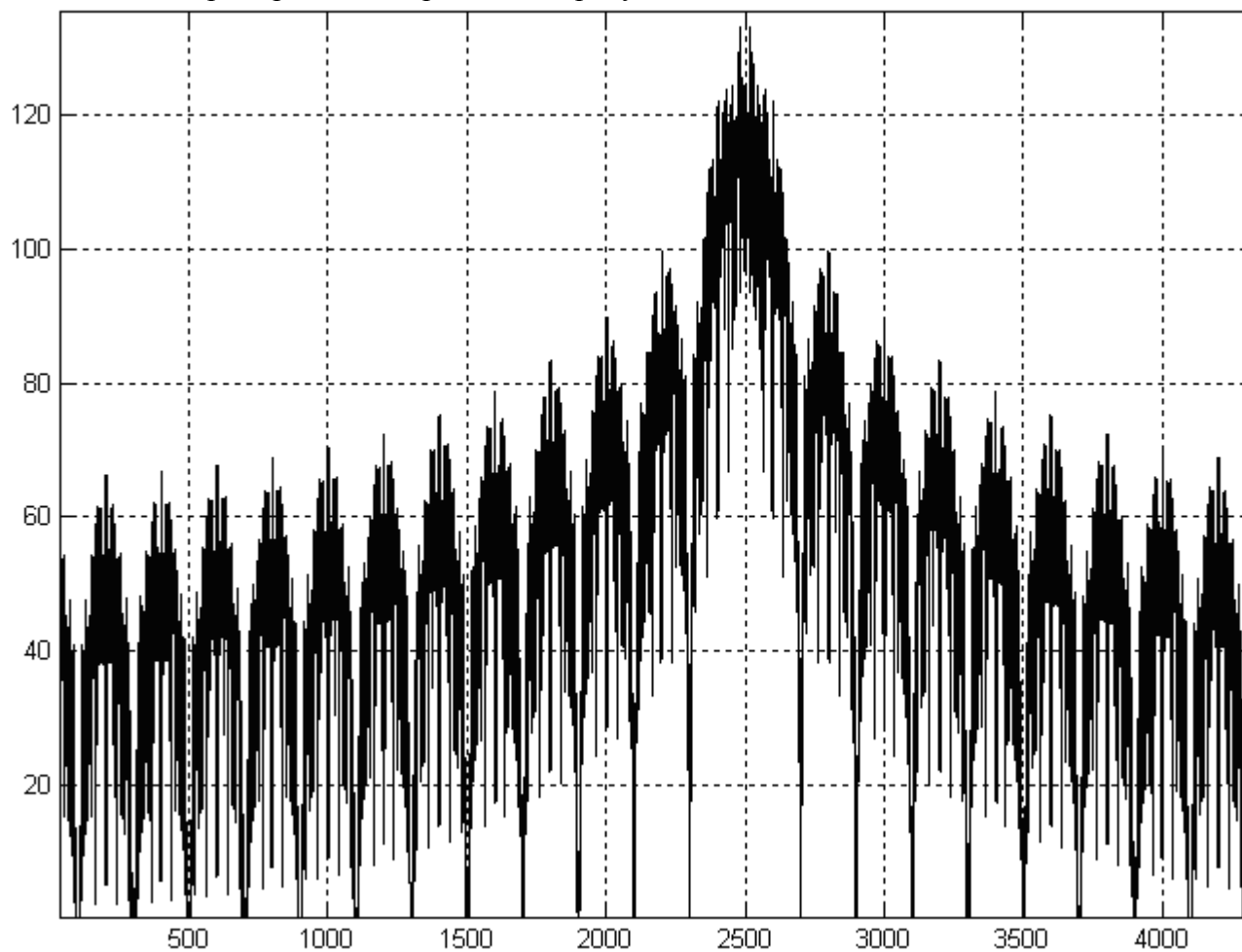


Рисунок 3. Спектр сигнала четырехпозиционной фазовой модуляции QPSK, модулированного сигналом NRZ.

Естественно, этот сигнал можно ограничить по спектру при помощи полосового фильтра, включенного на выходе модулятора, однако так никогда не делают. Намного эффективнее работает фильтр Найквиста. Структурная схема квадратурного модулятора сигнала QPSK, построенная с использованием фильтра Найквиста приведена на рисунке 4.

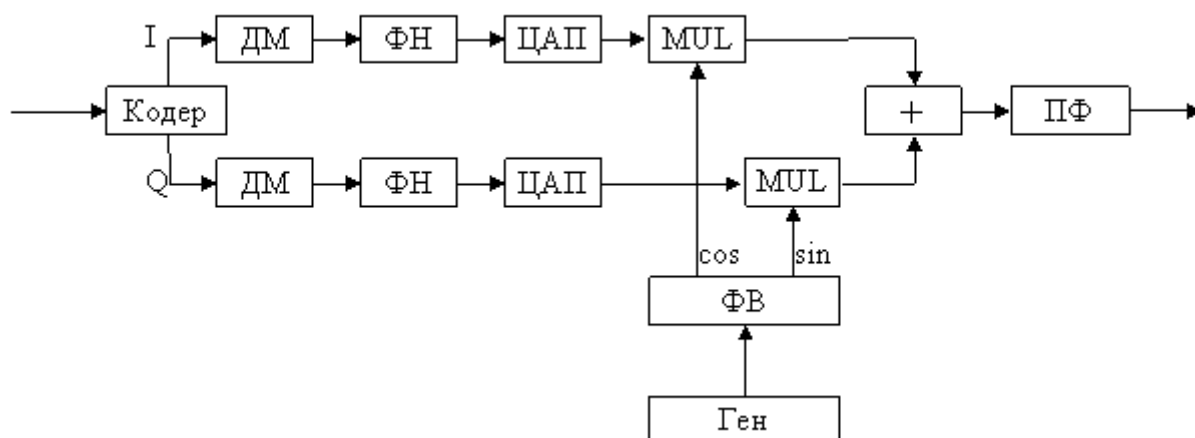


Рисунок 4. Структурная схема модулятора QPSK с использованием фильтра Найквиста.

Фильтр Найквиста можно реализовать только с использованием цифровой техники, поэтому в схеме, приведенной на рисунке 17, перед квадратурным модулятором предусмотрен цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП). Особенностью работы фильтра Найквиста является то, что в промежутках между отсчетными точками сигнал на его входе должен отсутствовать, поэтому на его входе стоит формирователь импульсов, выдающий сигнал на свой выход только в момент отсчетных точек. Все остальное время на его выходе присутствует нулевой сигнал.

Пример формы передаваемого цифрового сигнала на выходе фильтра Найквиста приведен на рисунке 5.

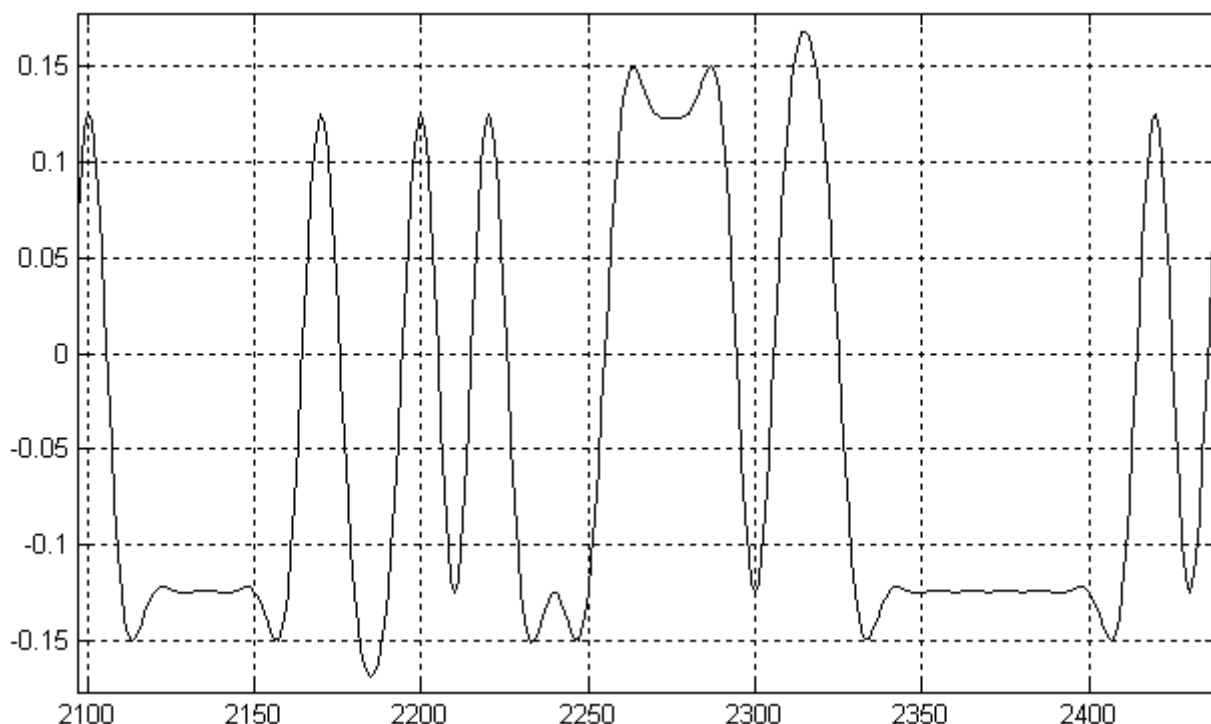


Рисунок 5. Пример временной диаграммы сигнала Q при четырехпозиционной фазовой модуляции QPSK.

Так как для сужения спектра радиосигнала в передающем устройстве используется фильтр Найквиста, то межсимвольные искажения в сигнале отсутствуют только в

сигнальных точек. Это отчетливо видно по глазковой диаграмме сигнала Q, приведенной на рисунке 6.

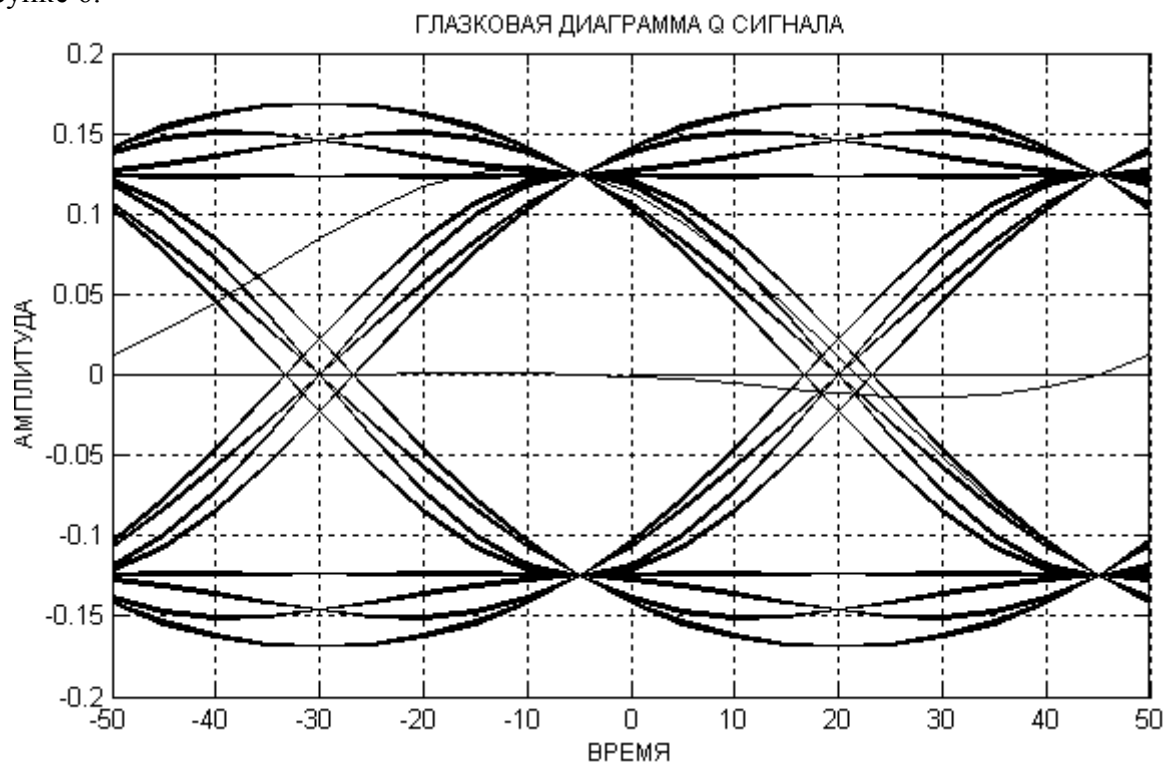


Рисунок 6 – глазковая диаграмма сигнала на входе Q модулятора

Кроме сужения спектра сигнала, применение фильтра Найквиста приводит к изменению амплитуды формируемого сигнала. В промежутках между отсчетными точками сигнала амплитуда может, как возрастать по отношению к номинальному значению, так и уменьшаться почти до нулевого значения.

Для того чтобы отследить изменения, как амплитуды сигнала QPSK, так и его фазы лучше воспользоваться векторной диаграммой. Векторная диаграмма того же самого сигнала, что приведен на рисунках 5 и 6, показана на рисунке 7.

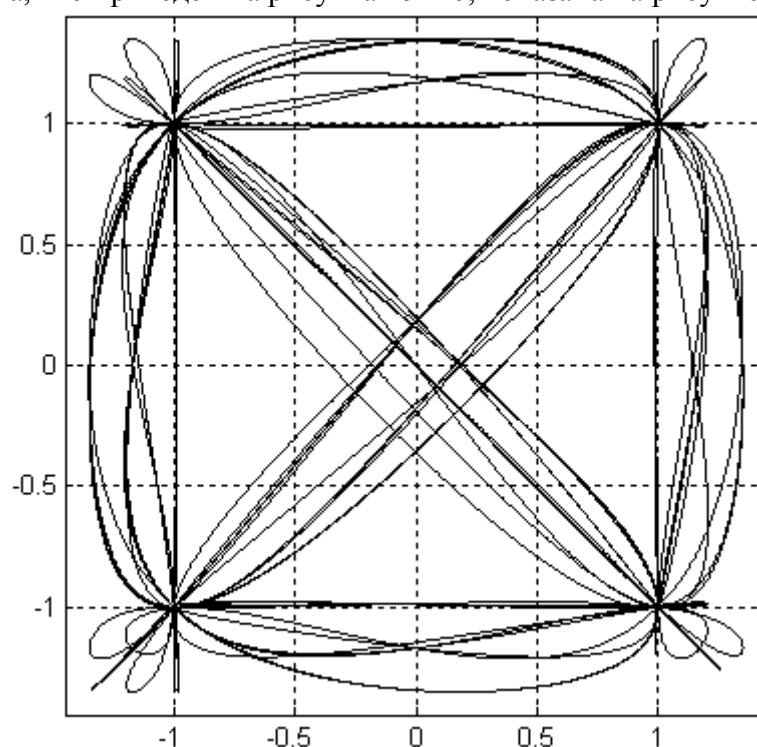


Рисунок 7 – векторная диаграмма QPSK сигнала с $\alpha = 0.6$

Изменение амплитуды сигнала QPSK видно и на осциллограмме сигнала QPSK на выходе модулятора. Наиболее характерный участок временной диаграммы сигнала, приведенного на рисунках 6 и 7, показан на рисунке 8. На этом рисунке отчетливо видны как провалы амплитуды несущей модулированного сигнала, так и увеличение ее значения относительно номинального уровня.

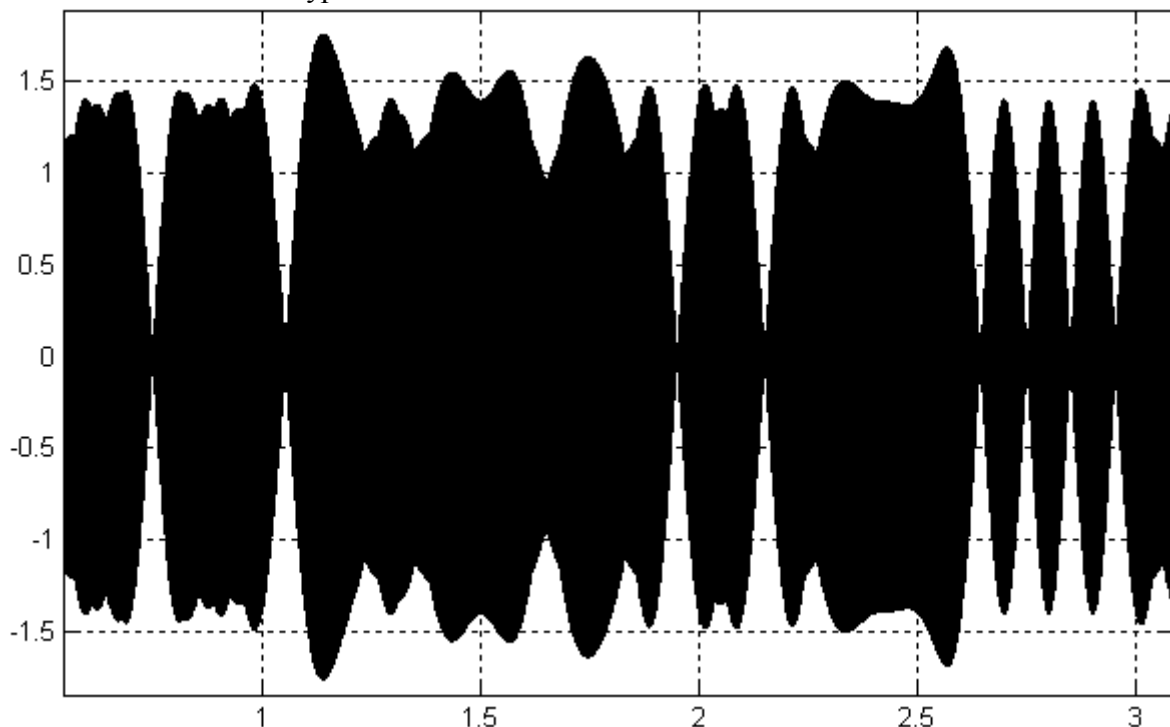


Рисунок 8 – временная диаграмма QPSK сигнала с $\alpha = 0.6$

Сигналы на рисунках 5 ... 8 приведены для случая использования фильтра Найквиста с коэффициентом скругления $\alpha=0.6$. При использовании фильтра Найквиста с меньшим значением этого коэффициента влияние боковых лепестков импульсной характеристики фильтра Найквиста будет сказываться сильнее и явно прослеживающиеся на рисунках 6 и 7 четыре пути прохождения сигналов сольются в одну непрерывную зону. Кроме того, возрастут выбросы амплитуды сигнала относительно номинального значения.

СПЕКТР QPSK СИГНАЛА

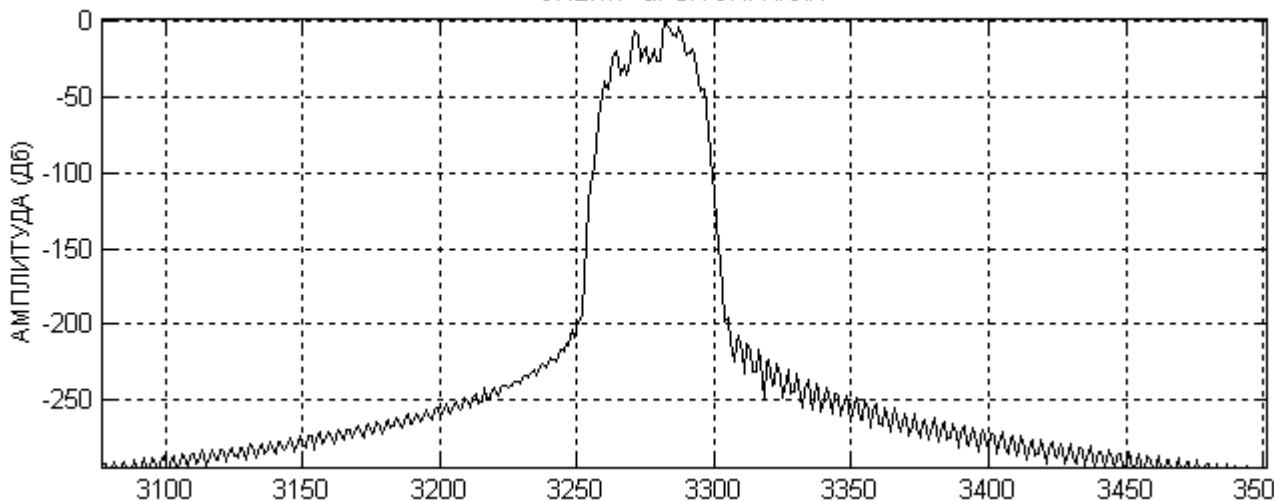


Рисунок 9 – спектрограмма QPSK сигнала с $\alpha = 0.6$

Присутствие амплитудной модуляции сигнала приводит к тому, что в системах связи, использующих этот вид модуляции, приходится использовать высоколинейный усилитель мощности. К сожалению, такие усилители мощности обладают низким КПД.

Частотная модуляция с минимальным разносом частот MSK позволяет уменьшить ширину полосы частот, занимаемых цифровым радиосигналом в эфире. Однако даже этот

вид модуляции не удовлетворяет всем требованиям, предъявляемым к современным радиосистемам мобильной связи. Обычно сигнал MSK в радиопередатчике дофильтровывают обычным фильтром. Именно поэтому появился еще один вид модуляции с еще более узким спектром радиочастот в эфире.

Четырехпозиционная фазовая модуляция со сдвигом квадратур (OQPSK)

В QPSK биты в потоках, подаваемых на модуляторы квадратур I и Q, переключаются в один и тот же момент времени. Сигнал символьной синхронизации, и синхросигналы битовых потоков, подаваемых на модуляторы I и Q, синхронизированы. Это приводит к тому, что в диаграмме переходов сигнала четырехпозиционной фазовой модуляции, приведенной на рисунке 14, встречаются переходы через точку с нулевой амплитудой сигнала.

Подобное поведение амплитуды сигнала приведено на рисунке 12 для сигнала двоичной фазовой модуляции. Как уже упоминалось ранее, такой характер сигнала приводит к тому, что усилитель мощности требуется делать линейным, и к.п.д. такого усилителя будет небольшим.

В четырехпозиционной фазовой модуляции со сдвигом квадратур (OQPSK) битовые потоки, подаваемые на модуляторы квадратур I и Q, сдвинуты друг относительно друга на длительность одного бита (половина символьного интервала), как это показано на временных диаграммах, приведенных на рисунке 1.

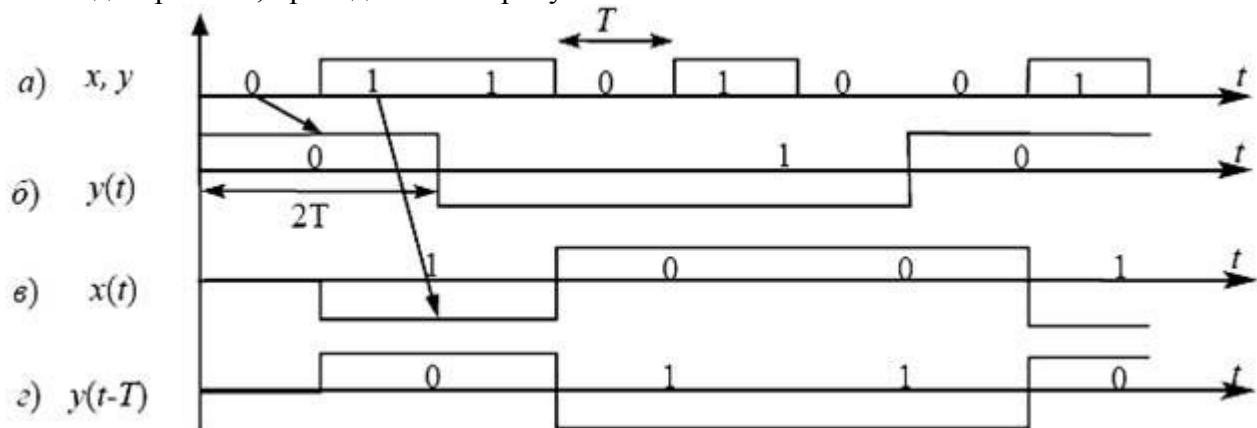


Рисунок 1. Временные диаграммы входного битового потока, и сигналов квадратур I и Q

Так как переходы по квадратурам I и Q сдвинуты на половину символьного интервала, то в конкретно взятый момент времени только один из квадратурных битовых потоков может изменять свое значение. Это создает диаграмму переходов состояний, существенно отличающуюся от диаграммы переходов состояний модуляции QPSK. Диаграмма переходов состояний сигнала OQPSK приведена на рисунке 2.

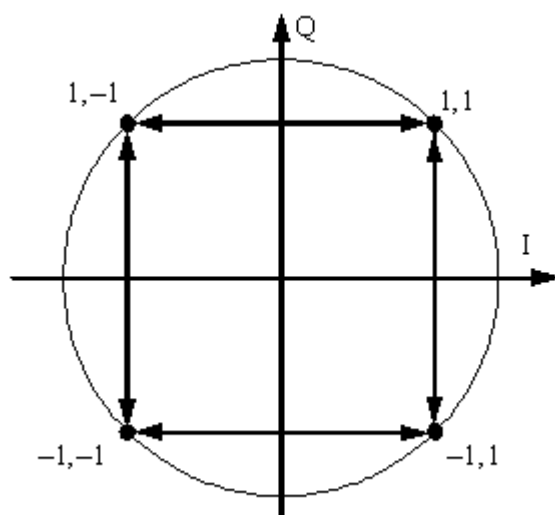


Рисунок 2. Диаграмма переходов состояний сигнала четырехпозиционной фазовой модуляции со смещением квадратур OQPSK.

В OQPSK сигнальные траектории не проходят рядом с началом координат квадратурной плоскости. В результате максимальное изменение амплитуды передаваемого сигнала достигает 3 дБ. Это существенно меньше изменения амплитуды в сигналах двоичной и квадратурной модуляции. В результате удается получить существенный выигрыш по коэффициенту полезного действия усилителя мощности радиопередатчика.

Спектральная эффективность модуляции OQPSK точно такая же, как и у обычной квадратурной модуляции QPSK. Это означает, что для применения этого вида модуляции в радиоканале требуется обработать исходные NRZ сигналы фильтром Найквиста. Только после подобной обработки спектр радиосигнала становится достаточно узким для использования в системах мобильной радиосвязи.

ЛИТЕРАТУРА

1. <http://digital.sibsutis.ru/UPriOS.htm>
2. Л.М.Невдяжев. Мобильная связь 3-го поколения. М.: МЦНТИ, 2000.
3. Радиоприёмные устройства. Учебник для вузов/ Н.Н.Фомин, Н.Н.Буга, О.В.Головин и др.; Под ред.Н.Н. Фомина. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 520 с.: ил.
4. Головин О.В. Радиоприемные устройства. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 384 с.: ил.
5. Онищук А.Г., Забеньков И.И., Амелин А.М. Радиоприёмные устройства. Уч. пособие. Минск, ООО «Новые знания», 2005. – 240 с.