

Раздел 3. Шумы и помехи в радиоканалах

Лекция 1: Структуры и характеристики приемных устройств систем беспроводной связи

Эта лекция посвящена основным характеристикам приемных устройств, определяющим их функционирование в беспроводных системах передачи информации: чувствительности, уровню нелинейных искажений, динамическому диапазону. Задача расширения динамического диапазона входных цепей цифровых приемников очень важна для построения универсальных радиоприемных устройств, способных работать в беспроводных сетях различных стандартов и обладающих повышенной помехозащищенностью к внешним помехам. Приводится определение энергетического бюджета канала связи и формула для его оценки.

В дополнительной части лекции достаточно подробно рассматриваются вопросы помехоустойчивости цифровых систем радиосвязи в части синтеза пары «система сигналов – структура оптимального приемного устройства» [1].

Библиография:

1. Радиотехнические системы передачи информации./ В.А. Борисов, В.В. Калмыков, Я.М. Ковальчук и др.; Под ред. В.В. Калмыкова. – М.: Радио и связь, 1990. – 304 с. (V глава)
2. Joy Laskar, Babak Matinpour, Sudipto Chakraborty, Modern Receiver Front-Ends. Systems, Circuits, and Integration. - John Wiley & Sons, 2004.
3. Robert H. Walden "Analog-to-Digital Converter Survey and Analysis", IEEE J. Selected Areas in Communications, vol. 17, no. 4, April 1999.

1. Архитектуры цифровых радиоприемников

Существует большое число различных конструктивных решений цифровых радиоприемных устройств, но наиболее распространены гетеродинные радиоприемники с преобразованием частоты полезного сигнала на промежуточную частоту (ПЧ). Эти приемники, в свою очередь, можно разделить на два класса:

- гетеродинный, ПЧ меньше несущей частоты радиосигнала и отлична от нуля
- гомодинный (известный еще как приемники прямого преобразования), ПЧ равна нулю.

Наряду с преобразованием частоты, еще одной важной операцией цифрового приемника является демодуляция. Типичные рабочие частоты демодуляторов лежат ниже 100 МГц. В некоторых случаях требуется двойное преобразование частоты для подавления зеркальных каналов с использованием дополнительной ПЧ, существенно отличающейся от частоты радиосигнала.

1.1 Приемник гетеродинного типа

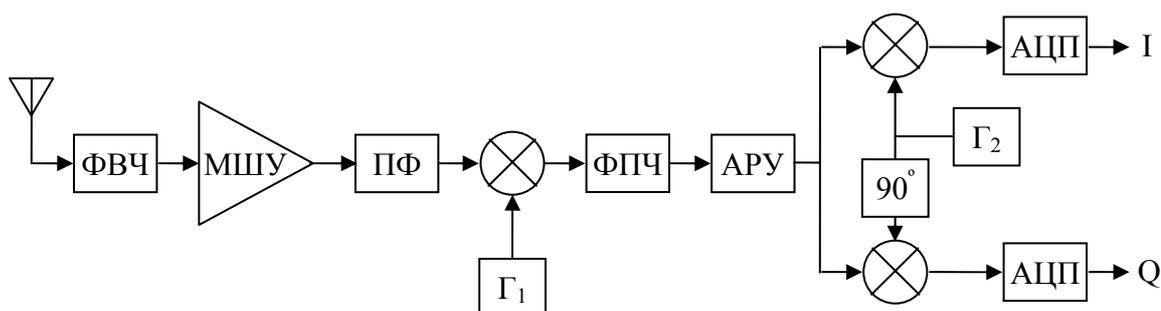


Рис. 1.1 Обобщенная блок-схема цифрового приемника гетеродинного типа

Обобщенная блок-схема цифрового гетеродинного приемника с двойным преобразованием частоты приведена на рис. 1.1. Фильтр высоких частот (ФВЧ) после антенного выхода выполняет функции преселектора, подавляя сигналы лежащие вне рабочего диапазона частот радиоприемника. Сигнал с выхода ФВЧ поступает на малошумящий усилитель (МШУ), который

определяет порог шума радиоприемника. Следующая за МШУ стадия фильтрации призвана подавить зеркальные каналы и уменьшить искажения, вносимые усилителем. Усиленный сигнал, при помощи умножителя и гетеродина Γ_1 , переносится на первую ПЧ. Если ПЧ меньше центральной частоты радиосигнала и больше ширины полосы сигнала, тогда такой приемник называют супергетеродином. На ПЧ происходит выделение основного канала приема фильтром промежуточной частоты (ФПЧ) и усиление устройством с автоматической регулировкой усиления (АРУ). Еще одно предназначение АРУ - обеспечить линейный режим работы последующего каскада и не допустить превышения сигналом допустимых уровней мощности.

С выхода АРУ сигнал поступает на аналоговый квадратурный преобразователь, состоящий из двух перемножителей, гетеродина Γ_2 и фазовращателя. Квадратурный преобразователь разделяет синфазную и квадратурную составляющие полезного сигнала и переносит их в основную полосу частот для дальнейшего аналого-цифрового преобразования. Для сокращения размера рисунка на блок-схеме не показана НЧ фильтрация сигналов в синфазном и квадратурном каналах, перед аналого-цифровым преобразованием.

Приемники гетеродинного типа позволяют достичь высокой избирательности и чувствительности, они мало подвержены эффектам проникновения частоты гетеродина в приемный тракт. Главными конструктивными проблемами таких приемников остаются: задача подавления комбинационных каналов приема, проблема согласования квадратурных каналов и невысокая способность интеграции компонентов на одном чипе.

Комбинационные каналы приема возникают в преобразователе частоты при действии мешающего сигнала с частотой, отличающейся от частоты полезного сигнала и соответствующей известной зависимости

$$f_{\text{ккп}} = \left| \frac{pf_2 \pm f_{\text{пч}} \pm 1/2\Delta f_{\text{пч}}}{q} \right|,$$

где $f_{\text{пч}}$ – значение промежуточной частоты приемника, $\Delta f_{\text{пч}}$ – полоса пропускания тракта ПЧ; f_2 – частота гетеродина; p – номер гармоники гетеродина ($p = 1, 2, 3, \dots$); q – номер гармоники мешающего сигнала ($q = 1, 2, 3, \dots$).

Число комбинационных каналов приема и восприимчивость приемника к мешающим сигналам в этих каналах тем больше, чем больше нелинейность функции передачи преобразователя. Если функцию передачи можно выразить квадратичной зависимостью, то в этом случае возникает только один комбинационный канал приема, который называют зеркальным ($p = q = 1$).

Задача подавления зеркальных каналов решается различными способами. В традиционном методе используются фильтры с подавлением частот зеркальных каналов. Однако из-за жестких требований подавление зеркальных каналов, чаще всего выполняется как комбинация методов фильтрации и специальных техник на стадии преобразования частоты, например, с использованием архитектурных решений, предложенных Хартли и Вивером [2].

Необходимость согласования квадратурных каналов отпадает в схеме приемника с аналого-цифровым преобразованием сигнала на ПЧ и цифровым квадратурным преобразованием частоты, приведенной на рис. 1.2.

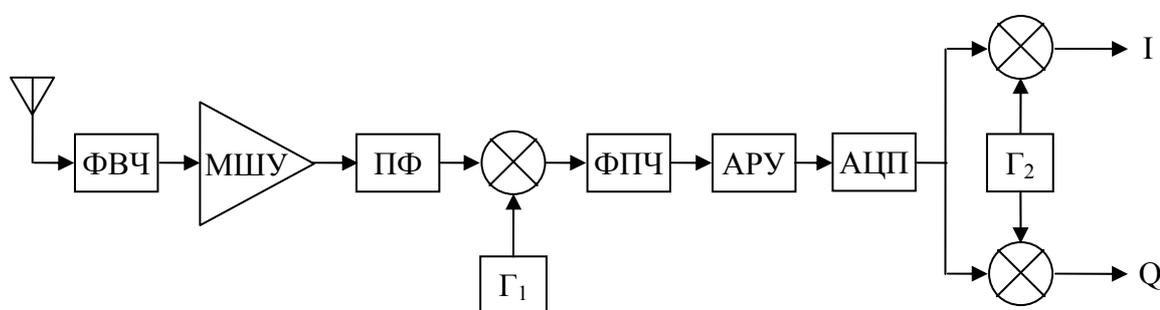


Рис. 1.2 Блок-схема приемника гетеродинного типа с АЦП на ПЧ

При этом значительно возрастают требования к АЦП на полосу пропускания, частоту дискретизации и динамический диапазон. Последнее

требование является наиболее жестким, поскольку для высокоскоростных АЦП, работающих с частотами дискретизации от 2 МГц до 4 ГГц, каждое удвоение частоты дискретизации приводит к уменьшению разрешения на 1 бит [3].

После аналого-цифрового преобразования сигнал ПЧ переносится цифровым образом в основную полосу частот и разделяется на квадратурные компоненты. Это осуществляется цифровым умножением сигнала ПЧ и опорных квадратурных колебаний, генерируемых генератором Γ_2 с числовым программным управлением. Сразу после преобразования частоты необходимый этап цифровой обработки квадратурных сигналов включает фильтрацию и децимацию.

1.2 Приемник прямого преобразования

Развитие современных цифровых радиосистем ведет к большей интеграции отдельных компонентов на одном чипе и одновременно сопровождается понижением ПЧ. Очень распространенной архитектурой для приложений с малым потреблением мощности, является приемник прямого преобразования (рис. 1.3).

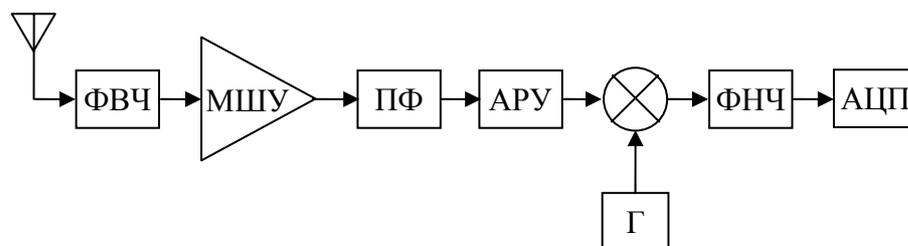


Рис. 1.3 Блок-схема цифрового приемника прямого преобразования

В данной схеме принятый и усиленный сигнал переносится в основную полосу частот на нулевую ПЧ или близкую к ней. При этом частота опорного сигнала гетеродина Γ должна совпадать с несущей полезного сигнала или быть близкой к ней. Это позволяет избавиться от необходимости подавления зеркальных каналов.

Для сигналов с фазовой или частотной модуляцией в схеме на рис. 3 требуется квадратурное преобразование частоты, с вытекающими из него

проблемами согласования синфазного и квадратурного каналов. Еще одним недостатком приемника прямого усиления является попадание сигнала гетеродина на вход преобразователя частоты, что приводит к появлению на выходе смесителя большого постоянного смещения. Уменьшить подобные искажения наиболее эффективным способом можно с использованием алгоритмов компенсации с обратной связью.

1.3 Приемник прямого усиления

Кроме гетеродинных и гомодинных типов, существует архитектура приемников прямого усиления, в которых отсутствует стадия аналогового преобразования частоты, рис. 1.4.

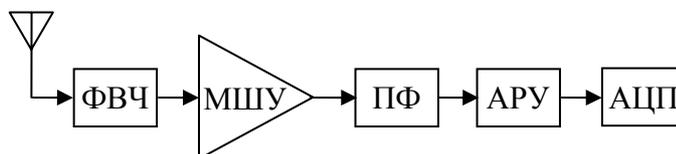


Рис. 1.4 Блок-схема цифрового приемника прямого усиления

Главная трудность в построении реального приемника такого типа обуславливается ограничениями АЦП, который должен обладать сверхширокой полосой пропускания и работать с высокой частотой дискретизации. При этом неизбежно большое потребление мощности. Кроме дискретизации сигналов в широком диапазоне частот высокие требования накладываются и на динамический диапазон АЦП. С помощью аналоговой фильтрации выделяется лишь общая полоса частот. Выделение основных каналов приема происходит в цифровой области, поэтому АЦП должен обеспечить преобразование сигналов в широком динамическом диапазоне.

Главными преимуществами приемника прямого усиления являются минимальное число аналоговых компонентов и высокая способность адаптации, позволяющая поддерживать как различные радио-интерфейсы, так и стандарты беспроводной связи.

2. Характеристики, определяющие динамический диапазон цифрового радиоприемника

Существует несколько различных определений динамического диапазона: полный динамический диапазон, динамический диапазон по блокированию и динамический диапазон, свободный от гармонических искажений.

Полный динамический диапазон DR_{total} является разницей между максимальным P_{max} и минимально-обнаружимым MDS сигналом на входе приемника, т.е.

$$DR_{total} \text{ дБ} = P_{max} \text{ дБ} - MDS \text{ дБ}.$$

Уровень минимально-обнаружимого сигнала MDS определяется собственными шумами приемника, а величина P_{max} – уровнем допустимых нелинейных искажений.

2.1 Собственные шумы

Внутренние шумы радиоприемников обусловлены флуктуациями напряжений и токов в усилительных элементах, а также электрическими флуктуациями в резисторах и активных составляющих комплексных сопротивлений. Основное значение имеет шум, действующий во входных каскадах радиоприемника, поскольку он подвергается наибольшему усилению.

Хорошо известно, что любое активное сопротивление R (так же как и активная составляющая комплексного сопротивления) является источником теплового (широкополосного нормального) шума. Дисперсия напряжения \bar{V}_n^2 этого шума в некоторой полосе частот ΔF равна

$$\bar{V}_n^2 = 4kTR\Delta F.$$

Здесь $k = 1,38 \cdot 10^{23}$ Дж/К, T – абсолютная температура, K . Данное выражение справедливо для широкого диапазона частот, начиная от самых низких до частот порядка 10^{12} Гц. Мощность активного сопротивления как источника шума определяется как:

$$P = \frac{\overline{V}_n^2}{4R} = kT\Delta F.$$

Еще одним источником шума цифровых радиоприемников является АЦП, который производит как тепловой шум, так и шумы квантования. Мощность шума квантования N -разрядного АЦП в приближении равномерного распределения ошибок квантования

$$P_{кв} = \frac{V_{FS}^2}{2^N \sqrt{12}},$$

где V_{FS} – полный диапазон напряжений аналогового сигнала АЦП.

Фундаментальной характеристикой собственных шумов отдельных элементов радиоприемника, а также радиоприемного каскада в целом, является коэффициент шума NF , определяемый как отношение сигнал-шум на входе $SNR_{вх}$ к отношению сигнал-шум на выходе $SNR_{вых}$

$$NF = \frac{SNR_{вх}}{SNR_{вых}} = \frac{P_{с,вх} / P_{ш,вх}}{P_{с,вых} / P_{ш,вых}}.$$

В отсутствии внутренних шумов отношения сигнал-шум на выходе и входе одинаковы и $NF = 1$. Коэффициент шума приемника $NF_{пр}$ через коэффициенты шумов его отдельных каскадов NF_i вычисляется по формуле Фрииса

$$NF_{пр} = 1 + (NF_1 - 1) + \frac{NF_2 - 1}{G_1} + \frac{NF_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{NF_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots,$$

где G_i – коэффициент усиления по мощности каждого каскада.

Шум на выходе отдельного каскада P_i , для которого известны мощность шума на входе P_{i-1} , коэффициент шума NF_i и коэффициент усиления G_i

$$P_i \text{ дБ} = P_{i-1} \text{ дБ} + NF_i \text{ дБ} + G_i \text{ дБ}.$$

Таким образом, зная коэффициент шума приемника $NF_{пр}$, можно вычислить чувствительность приемника S , которая определяет минимально различимый уровень сигнала для требуемого демодулятором отношения сигнал-шум $SNR_{треб}$

$$S \text{ дБ} = 10 \log(kT\Delta F) + NF_{пр} \text{ дБ} + SNR_{треб} \text{ дБ}.$$

Сумма первых двух членов представляет уровень шума приемника, маскирующий сигналы меньшей мощности. Первое слагаемое этой суммы относится к мощности теплового шума в полосе частот ΔF при температуре T .

2.2 Нелинейные искажения

Искажения сигнала в радиочастотном тракте приемника обусловлены нелинейностью его отдельных компонентов, которые достаточно часто моделируются безынерционным нелинейным преобразованием вида

$$s_{\text{вых}} = a_0 + \sum_{n=1}^m a_n s_{\text{вх}}^n, \quad (2.1)$$

где $s_{\text{вых}}$ и $s_{\text{вх}}$ – сигналы на выходе и входе нелинейного устройства, a_n , $n = 0, 1, \dots, m$ – постоянные коэффициенты, где m – степень полинома, аппроксимирующего нелинейность.

Если на вход нелинейного устройства, передаточная функция которого моделируется полиномом третьей степени $m = 3$, поступает гармонический сигнал $s_{\text{вх}} = s_0 \cdot \cos(2\pi f_0 t)$, то сигнал на выходе представляет собой сумму гармонических колебаний с частотами кратными основной частоте $n f_0$, где n – целое число, не превышающее степень полинома, аппроксимирующего нелинейность. Таким образом, число гармоник определяется максимальным порядком членов полинома. Для рассматриваемого примера сигнал на выходе состоит из трех гармоник: на основной частоте f_0 , на удвоенной $2f_0$ и утроенной $3f_0$ частотах. Причем, мощность гармонических искажений на утроенной частоте растет в три раза быстрее роста мощности гармоники на основной частоте, связь между которыми показана на рис. 2.1.

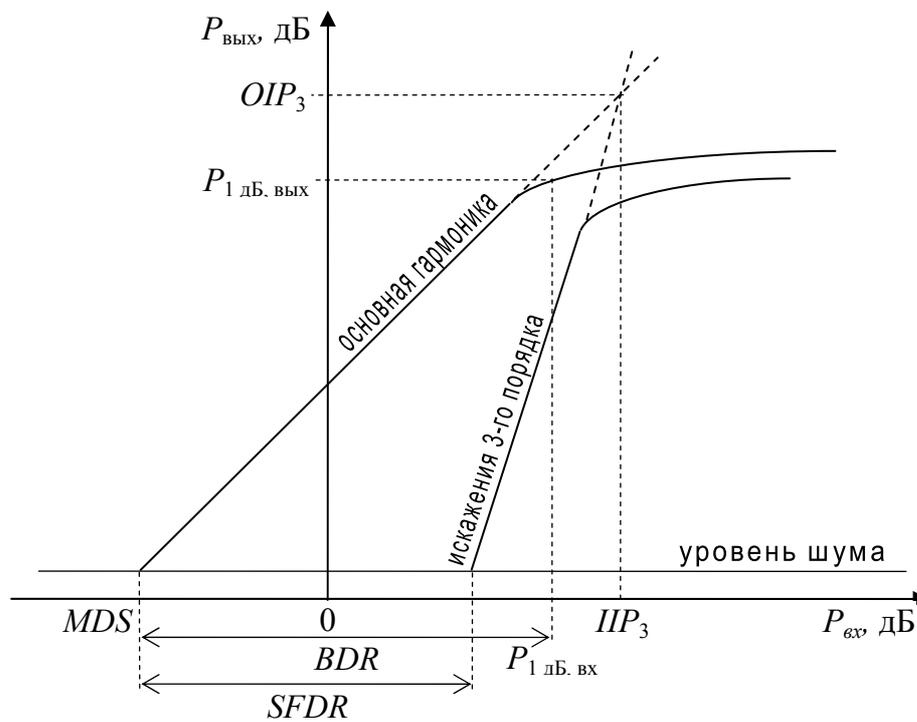


Рис. 2.1 Диаграмма соотношения мощности искажений третьего порядка и основной гармоники; *MDS* – минимально обнаружимый уровень сигнала; *SFDR* – динамический диапазон свободный от искажений; *BDR* – динамический диапазон по блокированию

Для реальных усилителей и смесителей существует предел линейного увеличения мощности основной гармоники на выходе нелинейного устройства при увеличении мощности сигнала на входе. Его можно охарактеризовать точкой компрессии мощности на 1 дБ по входу. Эта точка равна мощности сигнала на входе, при которой разница между экстраполированной линейной и реальной зависимостями мощности основной гармоники от мощности сигнала на входе составляет 1 дБ. Точка компрессии мощности на 1 дБ по входу $P_{1 \text{ дБ, вх}}$ позволяет определить динамический диапазон по блокированию

$$BDR \text{ дБ} = P_{1 \text{ дБ, вх}} \text{ дБ} - MDS \text{ дБ},$$

где минимально обнаружимый уровень сигнала *MDS* равен уровню мощности шума радиоприемника. Величина верхней границы динамического диапазона по блокированию может выбираться отличной от точки

компрессии на 1 дБ в зависимости от выбранного критерия порога, при котором наступает блокирование.

Если продолжить линейную зависимость мощности гармонических искажений третьего порядка до пересечения с экстраполированной линейной зависимостью мощности основной гармоники получится еще одна характеристика нелинейных искажений, называемая точкой пересечения гармонических искажений третьего порядка, отнесенная ко входу IIP_3 или выходу OIP_3 . Эта характеристика позволяет определить динамический диапазон свободный от гармонических искажений

$$SFDR \text{ дБ} = 2/3IIP_3 \text{ дБ} - MDS \text{ дБ}.$$

Кроме гармоник третьего порядка динамический диапазон широкополосного радиоприемника могут ограничивать гармоники второго порядка. Точка пересечения гармонических искажений второго порядка IIP_2 и OIP_2 находится аналогично.

Эффекты нелинейных искажений носят накопительный характер. Для узкополосных гармонических сигналов можно вычислить точку пересечения гармонических искажений каскада в целом

$$\frac{1}{IIP_{\text{полный}}} = \frac{1}{IIP_1} + \frac{G_1}{IIP_2} + \frac{G_1 G_2}{IIP_3} + \dots + \frac{G_1 G_2 \dots G_{n-1}}{IIP_n},$$

где IIP_i – точка пересечения гармонических искажений i -го блока каскада, измеряемая в милливаттах, а G_i – его коэффициент усиления. Величина $IIP_{\text{полный}}$ ограничивается минимальным значением IIP_i отдельного блока.

3. Нелинейные эффекты во входных цепях, приводящие к ухудшению показателей приема

Для цифровых радиоприемников главным показателем качества приема является вероятность битовой ошибки BER , которая зависит от величины отношения мощности сигнала к мощности шума SNR . Ухудшение показателя SNR приводит к ухудшению BER .

Выше были рассмотрены гармонические искажения в активных элементах входного тракта цифрового радиоприемника. На практике особое значение имеют нелинейные эффекты, при которых на вход приемника одновременно поступают полезный и мешающий сигналы. Достаточно интенсивные мешающие сигналы могут привести к появлению эффектов интермодуляции, блокирования, перекрестной модуляции в таких активных элементах входного тракта с нелинейной передаточной характеристикой, как МШУ и преобразователь частоты.

- Блокирование проявляется в уменьшении усиления полезного сигнала во входном тракте приемника, вызванном действием интенсивного мешающего сигнала, частота которого находится вне полосы основного канала приема.
- Перекрестная модуляция – процесс модуляции полезного сигнала мешающим интенсивным сигналом, действующим вне полосы основного канала приема.
- Интермодуляция обусловлена действием двух или более интенсивных мешающих сигналов в неосновных каналах приема и проявляется как мешающий сигнал в основном канале приема.

Перекрестная модуляция, интермодуляция и блокирование, могут приводить к появлению побочных каналов приема. Однако блокирование требует отдельного рассмотрения, поскольку проявляется в уменьшении коэффициента усиления полезного сигнала во входном тракте приемника или в изменении отношения сигнал-шум SNR при действии мешающего сигнала, частота которого находится вне основного канала приема и не совпадает с частотой комбинационных каналов приема.

Если блокирование происходит в МШУ приемника, то в качестве первого приближения аппроксимации нелинейности передаточной функции можно ограничиться полиномом третьего порядка с $m = 3$ и коэффициентом $a_3 < 0$. Сигнал на входе s_{ex} представим в виде суммы мешающего и полезного гармонических сигналов с амплитудами U_n и U_c и частотами f_n и f_c

$$s_{ex} = U_n \cos 2\pi f_n t + U_c \cos 2\pi f_c t .$$

Выделим первую гармонику сигнала на выходе

$$s_{1,вых} = U_c \left(a_1 + \frac{3}{4} a_3 U_c^2 + \frac{3}{2} a_3 U_n^2 \right) \cos 2\pi f_c t .$$

Эффект блокирования полезного сигнала характеризуется коэффициентом блокирования $K_{\text{бл}}$, который представляет собой отношение изменения амплитуды выходного сигнала при блокировании к амплитуде того же сигнала в отсутствие блокирования

$$K_{\text{бл}} = \frac{\Delta s_{\text{вых}}}{s_{\text{вых}}} .$$

При условии $U_n \gg U_c$: $K_{\text{бл}} \approx \frac{3a_3}{2a_1} U_n^2$. В отсутствие блокирования $K_{\text{бл}} = 0$;

при полном блокировании полезного сигнала $K_{\text{бл}} = 1$. Значение $K_{\text{бл}}$ возрастает пропорционально квадрату амплитуды мешающего сигнала и отношению a_3/a_1 , выражающему степень нелинейности характеристики передачи сигнала в МШУ.

Если блокирование происходит в первом смесителе приемника, то в формуле (2.1) принимают $m = 4$, а коэффициент $a_4 < 0$. При этом входной сигнал представляет собой сумму трех сигналов: полезного, мешающего и гетеродина. По аналогии с блокированием в МШУ, $K_{\text{бл}}$ смесителя вычисляют как отношение изменения амплитуды сигнала промежуточной частоты $\Delta s_{\text{ПЧ}}$ на выходе смесителя при блокировании к амплитуде того же сигнала $s_{\text{ПЧ}}$ в отсутствие блокирования

$$K_{\text{бл}} = \frac{\Delta s_{\text{ПЧ}}}{s_{\text{ПЧ}}} \approx 3 \frac{a_4}{a_2} U_n^2 \left/ \left(\frac{3}{2} \frac{a_4}{a_2} U_c^2 + 1 \right) \right.$$

Если $\frac{3}{2} \frac{a_4}{a_2} U_c^2 \ll 1$, что близко к реальной зависимости, поскольку вероятно малое значение отношения a_4/a_2 , то

$$K_{\text{бл}} \approx 3 \frac{a_4}{a_2} U_n^2 .$$

Поскольку МШУ усиливает напряжение мешающего сигнала, блокирование нередко проявляется сначала в первом смесителе, а затем, с ростом интенсивности мешающего сигнала, в МШУ. Блокирование полезного сигнала возникает в том или ином каскаде приемника в том случае, если амплитудная функция передачи сигнала имеет характер "насыщения", при котором приращение выходного сигнала уменьшается при увеличении амплитуды сигнала на входе. Если передаточные характеристики МШУ и смесителя имеют линейный или квадратичный характер, то блокирование не возникает.

Канал, в котором действует блокирующий мешающий сигнал, является внеполосным; номинальная частота такого сигнала может принимать различные значения в пределах некоторой полосы частот, зависящей от уровня мешающего сигнала и избирательности контуров ВЧ тракта до входа смесителя. Мешающий сигнал проявляет свое действие в том случае, если его уровень превышает порог блокирования, при котором амплитудная функция передачи отклоняется от линейной зависимости. Порог определяется при некоторой допустимой величине $K_{\text{бл}}$, указываемой в научно-технической документации. Контроль требований осуществляется двухсигнальным методом путем подачи сигналов на вход приемника одновременно от двух генераторов стандартных сигналов, один из которых имитирует мешающий сигнал, а другой – полезный.

При достаточно больших расстройках Δf_p мешающего сигнала относительно частоты настройки приемника, этот сигнал ослабляется резонансными контурами ВЧ тракта. Свойство приемника принимать полезный сигнал в присутствии сильного мешающего сигнала до порога блокирования характеризуется динамическим диапазоном по блокированию, который был рассмотрен во втором разделе.

4. Расчет энергетического бюджета канала

Под энергетическим бюджетом канала будем понимать энергетические характеристики функциональных элементов канала связи, при которых обеспечивается требуемая надежность передачи информации. Для систем передачи дискретной информации это вероятность ошибки передачи одного бита информации. Энергетический бюджет канала описывается уравнением (4.1)

$$P_{Rx} = P_{Tx} + G_t + G_R - L - A, \quad (4.1)$$

где P_{Rx} , P_{Tx} – принимаемая и передаваемая мощность,

G_t , G_R – коэффициенты усиления передающей и приемной антенн,

L – потери на распространение радиоволн,

A – прочие потери.

Правильная работа канала связи обеспечивается выполнением следующих условий:

- Диапазон P_{Rx} должен быть меньше DR_{total} .
- Отношение энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума на входе приемника должно быть больше минимально допустимого значения $SNR > SNR_{преб}$.

Как определить $SNR_{преб}$? На этот вопрос можно ответить, выбрав структуру сигналов, используемую в системе связи, и соответствующую этим сигналам структуру оптимального приемника (оптимального различителя сигналов или, что то же для систем передачи дискретной информации, демодулятора). Обсуждение этой темы продолжается в дополнительной части лекции.