

## **Практическое занятие 2. Ухудшение качества передачи по каналам сети передачи**

Ухудшение качества передачи сопровождается появлением искажений изображения на экране телевизора или полным его исчезновением.

В принципе наблюдаются искажения в тракте канала связи, который представляет собой участок линейной обработки и среду распространения (эфир, волновод, коаксиал и пр.), искажения в передатчике, , искажения кодирования/декодирования, искажения в транспортном потоке.

Такие искажения вызываются, как правило, увеличением битовых ошибок из-за влияния различных факторов на различные участки, и объекты канала связи.

### ***Воздействие мешающих факторов (МФ) на канал связи.***

Проявление влияния МФ внешне проявляется в искажениях изображения на экране телевизионного приемника или даже в отсутствии его.

Так влияние МФ на оборудование до демодуляции заключается в отклонении (часто по случайному закону) точек конstellационного созвездия (см. глава1) от нормированных положений. То есть, в момент принятия решения демодулятором о принятом сигнале – о его положении в амплитудно-фазовом пространстве – измеренные координаты отличаются от стандартизованных для данного вида модуляции. Если измеренное положение принятого сигнала попадает в область существования соседнего символа, то происходит ошибка в принятом символе, а, значит, и в отображаемой битовой последовательности.

Поэтому при развертывании сети и ее эксплуатации важно определить степень этого влияния, нормировать допустимый уровень искажений, способа и параметры контроля искажения качества.

### ***Влияние МФ на оборудование линейного тракта и среды распространения.***

Основными функциями тракта, которые реализуются с помощью узлов селекции есть: подавление системной и внешней помехи, выделения полосы, которая занята информационным сигналом из общей полосы сигнала в тракте, частотное распределение сигналов в тракте и т. п.

Для удовлетворительного функционирования канала связи нужно обеспечить необходимый уровень подавления помехи и приемлемый уровень искажений характеристики тракта.

При недостаточном уровне подавления сигнала помехи или искажений характеристик тракта по сравнению с идеальными вносятся искажения в передаточную характеристику канала связи, которая приводит к уменьшению эвклидова расстояния между модуляционными символами, а значит, к повышению числа битовых ошибок, то есть к снижению качества передачи.

Выбор в качестве критерия эвклидова расстояния между символами не является оптимальным поскольку не дает простую оценку пригодности канала передачи (канала связи), то есть по значению расстояния между

символами непросто оценить качество канала связи поскольку этот параметр является промежуточным и обычно не задается в числе параметров канала связи.

Значение битовой ошибки достаточно однозначно характеризует качество передачи (хотя однозначно и просто связать его с характеристиками тракта не всегда просто).

Часто используется понятия потерь энергии [1]. То есть искажение характеристик канала связи целесообразно оценивать по энергетическим потерям, которые характеризуют уровень необходимого приращения энергии в канале связи для компенсации искажающего действия помехи.

Таким образом, принимается что для компенсации качества ухудшения переданного сигнала необходимо увеличить уровень сигнала ( $P_c$ ) в канале связи на величину  $\Delta P$ . Отношения  $\Delta P/P_c = \delta$  есть энергетические потери за счет действия помехи или искажений в тракте.

Очевидно, что есть класс искажений, влияние которых не компенсируется повышением энергии. Это, например, перевод тракта в нелинейный режим. Повышение уровня сигнала приведет к повышению искажения характеристики тракта, а значит и к снижению качества принятого сигнала.

Поэтому в общем случае для характеристики влияния помех используется так называемые эквивалентные шумовые потери. В случае анализа влияния характеристики линейного тракта на передаточную характеристику вполне может использоваться понятие потерь энергии.

### **Механизм влияния характеристики тракта на качество канала связи**

Как указывалось, процесс модуляции заключается в отображении информации в виде битового потока на символьном (амплитудно-фазовом) пространстве.

В общем случае каждый модуляционный символ характеризуется значением амплитуды и фазы и результат модуляции может быть представлен на амплитудно-фазовом пространстве в виде так называемого конstellационного созвездия, которое состоит из конstellационных точек с координатами амплитуды и фазы.

Расстояние между конstellационными точками определяет помехоустойчивость канала связи: чем большее расстояние, тем выше помехоустойчивость.

Мешающие сигналы на входе демодулятора (системные, внесистемные помехи, комбинационные составляющие, продукты межсимвольной интерференции и другие), а также искажение передаточной характеристики тракта (отклонения амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), группового времени прохождения (ГВП) от идеальных приводят к расширению области, в которой может быть выявленный сигнал и определенный как соответствующий символ. Такое расширение границ символа (превращение конstellационной точки в область с конечной

площадью) эквивалентно снижению расстояния между символами, а значит, приводит к снижению помехоустойчивости канала связи.

Отметим, что при Гауссовой (шумоподобной) помехе граница символа близка к кругообразной. Другие типы помех и искажений приводят к другим, часто ломаным, формам границы.

В общем случае, как показано в [2], эвклидово расстояние  $d$  между соседними точками во  $n$ -мерном ( $n$ -мерном) пространстве есть величина

$$d = \sqrt{\sum_{i=1}^n (a_i - b_i)^2}$$

В частности, в сигнальном созвездии в системе КАМ из  $L$  уровнями модуляции определяется выражением

$$d = 2^{1/2} / (L - 1)$$

$$d = 2^{1/2} / (L - 1)$$

В системе из ФМ:

$$d = 2 \sin(\pi/M)$$

где  $M$  - число фаз;

$L$  - определяется из  $M = 2^L$ .

Так, например, при  $M = 16$  ( $L = 4$ )  $d_{\text{КАМ}} = 0,471$   $d_{\text{ФМ}} = 0,390$ ,

а при  $M = 32$  ( $L = 6$ )  $d_{\text{КАМ}} = 0,283$ ,  $d_{\text{ФМ}} = 0,196$ .

$M = 16$  ( $L = 4$ )  $d_{\text{КАМ}} = 0,471$   $d_{\text{ФМ}} = 0,390$ ,

а при  $M = 32$  ( $L = 6$ )  $d_{\text{КАМ}} = 0,283$ ,  $d_{\text{ФМ}} = 0,196$ .

Расстояние  $d$  зависит и от амплитудной координаты символа, то есть от энергии символа :

Часто полезно знать наименьшую из расстояний, которая обозначается  $d$ . Поскольку  $d$  и  $E_b$  (где  $E_b$  - энергия на один бит) определяются через координаты сигнальных точек, то можно установить между ними связь. Можно показать, что  $d = A \sqrt{E_b}$ , где значение  $A$  зависит от вида модуляции (так, в частности, значение  $A$  составит для

ФМ- 4 - 2; ФМ- 8 - 1,326; АФМ- 8 - 1,549; КАМ- 16 - 1,265)

и от вида кодировки.

Главным параметром, который характеризует (при сверточном кодировании) комбинацию варианта кодировки и способа модуляции есть минимальное эвклидово расстояние  $d_{\text{эв}}$ , которое определяется как минимальное эвклидово расстояние любыми парами кодовых последовательностей.

При согласовании выбора кода и сигнала в качестве критерия служит асимптотический выигрыш от кодирования  $G_a$ :

$$G_a = 20 \lg(d_{\text{эв}}/d_{\text{баз}})$$

Где  $d_{\text{баз}}$  минимальное эвклидово расстояние между разными последовательностями в базовой системе без кодировки.

Поскольку энергия каждого из сигналов  $E_i$  определяется как

$$E_i = a_i^2 + b_i^2, i = 0, 1, \dots, M-1.$$

а средняя энергия сигналов составит

$$E_{\text{cp}} = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} E_i .$$

то энергия, которая тратится на передачу одного бита

$$E_6 = E_{\text{cp}}/n;$$

где  $n = \log_2 M$ .

Отсюда видно, что изменением средней энергии сигнала можно менять евклидово расстояние между символами сигнального созвездия.

Таким образом, при уменьшении расстояния между границами символов при влиянии помех или отклонений передаточной характеристики тракта от идеальной за счет их "размыва" имеется возможность возобновления ее значения за счет увеличения средней энергии сигналов. Это увеличение и являются упомянутыми выше потерями энергетике канала связи.

В качестве критерия качества примем допустимое значение битовой ошибки и будем считать, что отклонение передаточных характеристик тракта вызывается главным образом характеристиками тракта, его селективными составными частями.

Так, задачей канальных фильтров является подавления до необходимого уровня помехи, которая поступает в тракт, создание необходимой формы огибающей спектра, например, при минимизации межсимвольных искажений, при минимуме искажений передаточной характеристики тракта и канала связи в целом.

Из информации, приведенной выше следует, что отклонение характеристик фильтра от идеальных приводит к снижению помехоустойчивости канала связи, которое может быть скомпенсировано повышением уровня сигнала на входе демодулятора. Величина такого повышения является энергетическими потерями канала связи.

Отметим, что при действии нескольких видов искажений и помех общие потери энергетике являются суммой энергетических потерь, которые вызваны каждым фактором отдельно [1]. И хотя в принципе возможна взаимная компенсация результата влияния мешающих факторов, этот вариант не прогнозируем в силу случайного влияния, и стоит оценивать действие таких факторов как сумму результата влияния отдельных факторов.

Поэтому примем в качестве параметра системы, который характеризует влияние тракта на характеристики системы - суммарные энергетические потери канала связи.

Фактор нелинейности должен быть скомпенсирован характеристикой тракта, с приемлемой величиной нелинейности, а комбинационные составляющие будем учитывать как внутриволновую помеху.

В случае влияния нескольких мешающих факторов (МФ) можно допустить что их взаимное действие может компенсировать вызванные искажения сигнала (или передаточной характеристики тракта). Однако через случайный характер влияния МФ, прогнозирования с достаточной вероятностью результату общего действия нескольких факторов, как правило, не возможно. Тому, оценивая эффективность, рассматривают

наиболее плохой случай - чисто аддитивное влияние разных МФ. Тогда суммарное значение энергетических потерь  $\theta$  из-за влияния  $i$  факторов, выраженное в децибелах, равняется сумме потерь, вызванных каждым фактором отдельно:  $\theta = \sum_i \theta_i$ .

Часть факторов, которые вызывают потери энергетики зависят от параметров селективных узлов в тракте, а другая часть создается системными и внесистемными влияниями. Такими факторами являются как внешние помехи, так и внутрисистемные отклонение тракта от идеального и в нашем случае их будем называть реализационными потерями. То есть, параметр  $\theta$  будет включать у себя потери, которые зависят от параметров фильтра тракта и реализационные потери.

Влияние помех на канал связи зависит от вида переданного сигнала (модуляция), от типа помех (Гауссовой, сосредоточенной и тому подобное), формата сигнала (цифровой, аналоговый) и др.

В случае аналогового сигнала из АМ - препятствия искажают огибающую сигналу, нарушая форму переданного сигнала, при ФМ-искажается фаза и амплитуда символа, появляется паразитная амплитудная модуляция.

При демодуляции пораженного помехой цифрового сигнала уменьшается кодовое расстояние между констелляционными символами на входе демодулятора.

При влиянии шумового (гауссовой) помехи констелляционные точки превращаются в круги с "размытыми" границами. Препятствия другого типа "размывают" границы констелляционных точек по разному и границы являются ломаными линиями.

"Размытие" границ приводит к ухудшению помехоустойчивости канала связи, уменьшая кодовое расстояние.

При этом для определения необходимого отношения сигнал/шум в канале связи нельзя складывать мощность шума и помехи, поскольку они не аддитивны в смысле результата влияния. Но с достаточной точностью условию аддитивности подчиняются энергетические потери вызванные помехами каждого типа.

Отметим, что в этом случае складываются энергетические потери (а не уровни помех). Влияние помех на параметры канала связи индивидуально для каждой помехи и определять отношение сигнал/суммарная мощность помех для результирующей оценки помехоустойчивости – некорректно.

На качество приема цифровых сигналов могут влиять почти все характеристики линейного тракта, в частности:

- полоса пропускания линейного тракта;
- амплитудные линейные искажения (неравномерность модуля коэффициента передачи по частоте), порождаемые, селективными трактами приема и собственно средой распространения;
- искажения группового времени запаздывания, обусловленные теми же причинами;

– нелинейные искажения, которые вызывают в приемопередатчике эффекты типа блокирования и подавления комбинационными составляющими.

К причинам потери помехоустойчивости относятся также и характеристики модема:

– ошибки в определении тактовых точек (моментов отсчета);

– джитер, порождаемый как каналом связи, так и нестабильностью системы синхронизации;

– дрейф порогов решающего устройства, обусловленный дрейфом коэффициента передачи канала и качеством работы системы АРУ.

Явление межсимвольной интерференции (МСИ) что часто выделяется в отдельную причину снижения помехоустойчивости по существу порождается неравномерностью группового времени запаздывания по частоте и многолучевостью (которая может быть частотно-независимой).

Помехоустойчивость канала связи определяется отношением сигнал/шум (С/Ш) при котором обеспечивается нужное значение частоты битовой ошибки - BER. Поэтому целесообразно в качестве критерия выбрать именно BER. Очевидно, что в общем случае связь между энергетическими потерями и BER будет зависеть от значения BER. Поскольку зависимость значения BER относительно С/Ш на используемом участке зависимости имеет характер близкий к линейному, то есть, одинаковое изменение мощности сигнала на входе модулятора в разных точках кривой помехозащищенности приведет к одинаковому изменению BER. Характер, близкий к линейному эта зависимость хранит при значениях BER менее  $10^{-3}$ .

Современные телекоммуникационные системы реализуют предоставление услуг при значении BER  $10^{-5} - 10^{-12}$ . Для получения такого качества используется каскадное помехоустойчивое кодирование. При этом при значении BER некодированной последовательности менее  $10^{-2}$  на выходе внутреннего кодера ошибка составит около  $10^{-4}$ , а после внешнего кодирования – менее  $10^{-10}$ .

Поэтому целесообразно определить зависимость потерь помехоустойчивости для значения BER  $10^{-3}$ , что захватывает реальный диапазон значений помехоустойчивости и позволяет линейную интерпретацию при отклонениях исследуемого параметра от вычисленного, правда в незначительных пределах.

Таким образом, критерием является частота битовой ошибки - BER при значении  $10^{-3}$ .

### **Определение связи между реализованными характеристиками тракта и принятым критерием**

#### **Влияние амплитудно-частотных искажений**

Для компенсации искажений АЧХ сигналов КАМ необходимо дополнительное увеличение их мощности. В табл.1. приведенные значения увеличения мощности сигналов КАМ при условии обеспечения вероятности ошибки  $P_{ош}=10^{-3}$  [1, 3, 4].

В таблице обозначенное увеличение затухания относительно центральной частоты тракта, который определяется, :

а) на расстоянии, равной половине полосы Найквиста для случая линейных искажений

б) в наиболее плохой точке в случае синусоидальных искажений, (что характеризуется числом периодов  $n$  сигнала в полосе Найквиста).

Из табл. 1 вытекает, что удвоение позиционности сигналов КАМ требует приблизительно удвоения энергетических расходов на компенсацию возможных потерь информации, вызванных амплитудно-частотными искажениями. В частности, можно допустить, что при КАМ- 256 и синусоидальном характере искажений с  $n=1$  (то есть в полосе Найквиста укладывается один квазипериод амплитудно-частотной неравномерности модуля коэффициента передачи) неравномерность АЧХ  $\Delta A = 0,5$  дБ при  $P_{ном} = 10^{-3}$  требует дополнительных энергетических расходов в 6 дБ или несколько больше.

Таблица 1

Позиционность модуляции КАМ	Искажения, дБ $\Delta A$	Требуемое увеличение энергетике, дБ			
		при линейных искажениях $\Delta A$	при синусоидальных искажениях		
			$n = 0,5$	$n = 1$	$n = 2,5$
16	0,25	0,02	0,1	0,25	0,1
32		0,04	0,2	0,25	0,2
64		0,06	0,06	0,5	0,4
128		0,1	0,55	0,8	0,7
16	0,5	0,05	0,3	0,35	0,3
32		0,1	0,65	0,8	0,7
64		0,175	1,3	1,8	1,65
128		0,3	2,9	3,25	2,9

Отсюда вытекает важный практический вывод: АЧХ полосовых фильтров должна быть симметричной и, о возможности, без квазипериодических всплесков.

#### **Влияние искажений группового времени прохождения (ГВП)**

Значение дополнительного увеличения отношения сигнал/шум, которое необходимо для компенсации потерь, обусловленных неравномерностью группового времени прохождения (ГВП) и выполнения неравенства  $P_{ном} \leq 10^{-3}$  приведенные в табл.2.

Таблица 2. Значение дополнительного увеличения отношения сигнал/шум

Позиционность модуляции	Искажения, $\tau$ в долях T	Необходимое увеличение энергетики, дБ			
		при линейных искажениях $\tau$	при синусоидальных искажениях		
			$n = 0,5$	$n = 1$	$n = 2,5$
16	0,25	0,04	0,1	0,05	0,03
32		0,1	0,2	0,2	0,05
64		0,15	0,4	0,15	0,08
128		0,25	0,6	0,25	0,15
16	0,5	0,1	0,3	0,15	0,1
32		0,25	0,6	0,25	0,2
64		0,5	1,3	0,5	0,4
128		0,9	2,6	1	0,65

В таблице обозначено: T - длительность тактового интервала;  $\tau$  - изменение времени прохождения, которое определяется аналогично  $\Delta A$ :

а) в случае линейного характера искажений - определяется на расстоянии по осе частот, которая равняется половине полосы Найквиста;

б) в случае синусоидальных искажений определяется в наиболее плохой точке.

Из анализа табл. 1 и 2 вытекает, что искажение АЧХ и ГВП при каждом удвоении позиционности сигнала приводят к необходимости удваивать дополнительное увеличение энергетики, которая компенсирует вышеприведенные виды искажений. Следует отметить, что если при искажениях АЧХ более опасны асимметричные (т.н. синусоидальные) искажения, то при искажениях ГВП и частот периодичности в неравномерности ( $n \geq 1$ ) потери энергетики приблизительно одинаковые.

Важнейшим из полученных в [5, 6, 7] результатов есть тот факт, что допускать в тракте приема сигналов (от входа СВЧ - части к входу решающего блока) искажений АЧХ и ГЧП больше приведенных в таблицах 1, 2 нельзя.

При анализе учитывались не только линейные, но и нелинейные искажения принятого сигнала, что рассматривалось как функции частоты. Предусматривалось, что амплитудная передаточная характеристика линейного тракта и дисперсия задержки описывается полиномами второй степени от частоты соответственно виду

$$20 \lg A(f) = a_1(fT) + 4a_2(fT)^2, \quad (1.12)$$

Дисперсия задержки представлена в виде:

$$D(f) = \tau_1(fT) + 4\tau_2(fT)^2, \quad (1.13)$$

Такой подход позволил выполнить анализ влияния на помехозащищенность не только линейных, но и квадратичных (то есть, тех, что наиболее часто

встречаются на практике в приемных устройствах) зависимостей  $A$  и  $D$  от частоты.

Некоторые результаты анализа приведены на рис. 1, 2. Из анализа приведенных зависимостей можно заметить, что, как и в предыдущей работе [5, 7], при амплитудных искажениях наиболее опасная квадратичная составляющая АЧХ, а при искажениях ГВП - наоборот, квадратичная составляющая влияет на потери помехозащищенности меньше чем линейная.

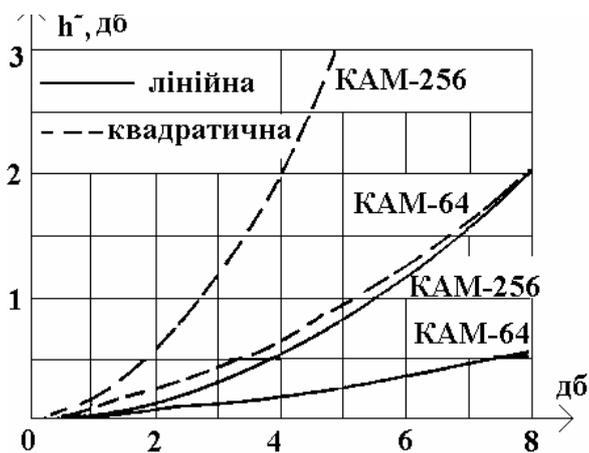


Рис.1.

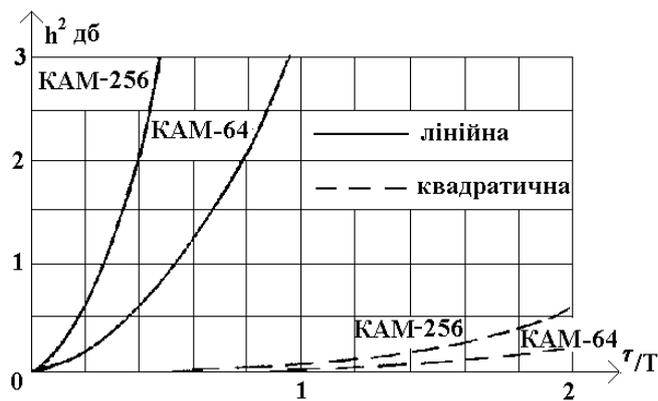


Рис.2.

### Влияние комбинационных составляющих и сигналоподобных помех

Если сигналы с частотной и фазовой манипуляцией относительно нечувствительны к нелинейности АЧХ, то сигналы КАМ, которые имеют амплитудно-фазовую модуляцию, выдвигают повышенные требования к ее линейности. Так, в передающих устройствах уровень сигнала должен быть снижен относительно уровня насыщения [6, 7]:

- для ВФМ-4 на 3 дБ,
- для КАМ-16 на 7 дБ,
- для КАМ-64 на 10 дБ,
- для КАМ-256 на 12 дБ.

Эти данные могут быть применены и для формулировки требований относительно динамического диапазона приемных трактов.

Определим динамический диапазон МШП при приеме сигнала КАМ- 64,  $B = 34$  Мбит, с ( $\Delta F = 10$  МГц,  $P_c / P_{ш} = 29$  дБ). Пусть коэффициент шума МШП  $k_{ш} = 4$  дБ, мощность насыщения  $P_{нас} = -50$  дБВт. Для таких данных чувствительность МШП составляет

$$P_{мин} = P_{ш} + (P_c / P_{ш}) = 10 \lg kT_0 \Delta F + k_{ш} + (P_c / P_{ш}) = -105 \text{ дБВт}$$

Для динамического диапазона сигнала  $D_c \approx 50$  дБ его максимальное значение  $P_{макс} = P_{мин} + D_c = -55$  дБВт. Поскольку для КАМ- 64 запас линейности повинен составлять 10 дБ, т.е. допустимый уровень сигнала на входе МШП  $P_{дон} = P_{нас} - 10 = -60$  дБВт.

То есть уровень сигнала на входе МШП не может превышать допустимый на 5 дБ. Это требует введения АРУ (автоматической регулировки усиления) не только на ПЧ (промежуточной частоте), но и в тракте СВЧ (сверхвысокой частоты), а именно в МШП, что и реализуется в приемных трактах высокоскоростных сигналов со сложными методами модуляции [3, 5, 8].

Рассмотренный выше подход позволяет определять необходимость введения АРУ в МШП и ее глубину в зависимости от скорости передачи виду многоуровневой модуляции и мощности насыщения МШП.

В любом случае проведен выше анализ для  $V = 34$  Мбит/с (КАМ- 64) показывает, что для более сложных методов модуляции и высших скоростей передачи АРУ в МШП является обязательным элементом приемного устройства. Это обосновывается тем, что увеличение скорости повышает нижнюю границу динамического диапазона (рост шумов с расширением полосы частот), а осложнение методов снижает верхнюю границу (увеличение запаса линейности). Кроме того, необходимо учитывать специфику использования каждого приемного комплекса в тех случаях, когда динамический диапазон сигнала может превышать принятую выше величину 50дБ.

Линейность радиотракта определяет также допустимый уровень продуктов интермодуляции. В табл. 3 приведены некоторые данные, включая уровень интермодуляционных составляющих для разных методов многоуровневой модуляции.

Поскольку динамический диапазон по интермодуляции для сложных схем смесителей превышает 50..70 дБ, то есть выполнение приведенных в табл.3 требований не вызывает сомнения.

Таблица3. Уровень интермодуляционных составляющих для разных методов многоуровневой модуляции

Метод модуляции	Максимальная спектральная эффективность	Отношение С/Ш, дБ при $P_{\text{ош}} = 10^{-9}$	Допустимый уровень интермодуляционных составляющих 3-го порядка	Допустимое отклонение АЧХ тракта от оптимального, дБ
ВФМ-4	2	16	-30	1,0
КАМ-16	4	23	-35	0,3
КАМ-64	6	29	-40	0,2
КАМ-256	8	35	-50	0,1

В общем случае анализ влияния нелинейности приемного радиотракта очень громоздкий и имеет смысл только при известном характере нелинейности. Поэтому при разработке новых систем удобнее применить другой подход – выяснить, насколько опасным является влияние продуктов нелинейности – гармоничных и комбинационных составляющих. В этом случае можно на этапе технического проектирования после конкретизации характера

нелинейности определить ее параметры – например коэффициенты аппроксимирующего нелинейную зависимость полинома [6]. Это позволит определить требования к характеристикам элементов линейного тракта.

Некоторые результаты энергетического влияния на помехозащищенность сигналоподобных или гармонических препятствий представлены на рис.3..6.

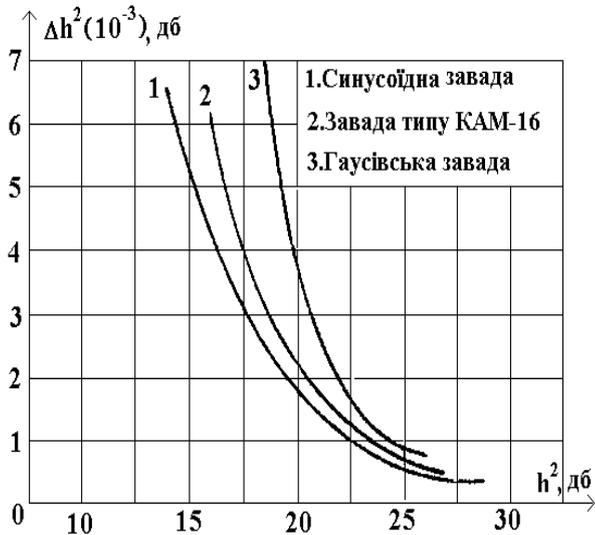


Рис.3.

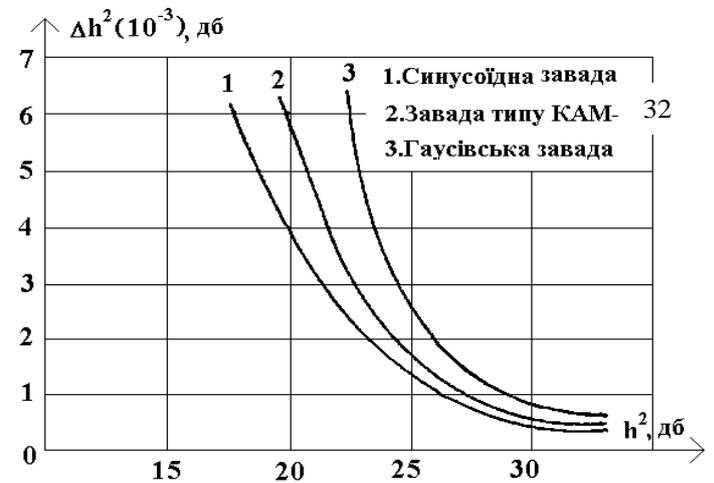


Рис.4.

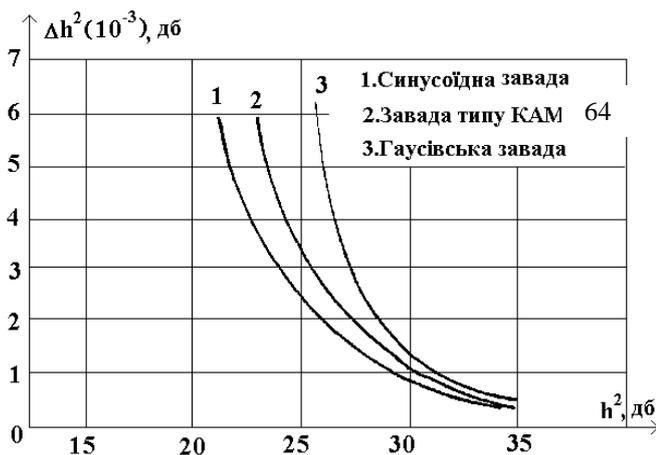


Рис.5.

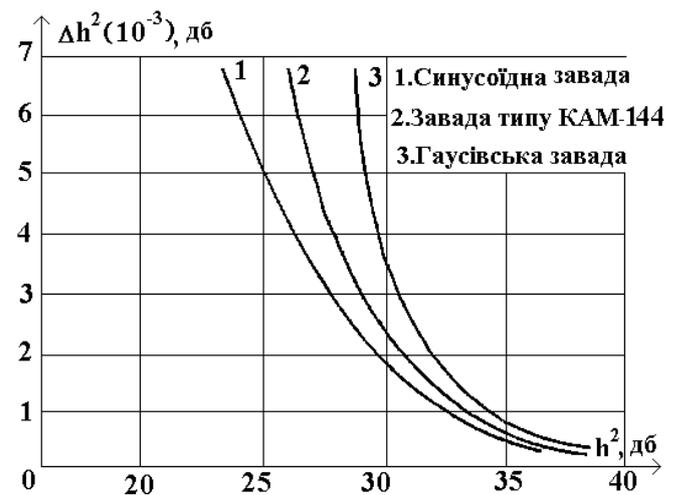


Рис.6.

Из приведенных зависимостей можно заметить, что для того, чтобы потери, вызванные отмеченными помехами, не превышали 0,5 дБ, необходимо обеспечить превышение сигнала над помехой [5, 6, 8]:

- для КАМ-16 - 28дБ;
- для КАМ- 32 - 32 дБ;
- для КАМ- 64 - 35 дБ;
- для КАМ- 144-38 дБ.

Отметим, что увеличение позиционности вдвое требует удваивания отношения сигнал/шум. Характерно, что гармоническая помеха менее опасна, чем сигналоподобная а наиболее плохой вариант при той же мощности есть гауссова помеха.

## Стабильность частоты

При передаче цифровых сигналов отклонения несущей частоты от номинального значения приводит к снижению помехоустойчивости приема. При некогерентной демодуляции это обусловлено необходимостью увеличения полосы пропускания приемного тракта, что связано с ростом мощности шумов. При когерентной демодуляции потери помехоустойчивости, обусловленные погрешностями работы схемы восстановления несущей (СВН) - статистической фазовой ошибкой и дисперсией фазы восстановленной несущей.

В [7] приведенные соотношения для расчета допустимой статической фазовой ошибки  $\varphi_{cm}$  и дисперсии фазы опорных колебаний  $\sigma_\varphi^2$  при приеме сигналов ОФМ-4. Обобщая эти соотношения на случай M-кратной ОФМ, получим

$$\varphi_{cm}(\text{рад}) < \frac{4}{M} \left( 10^{\Delta P_{cm}/20} - 1 \right), \quad (1.14)$$

$$\sigma_\varphi^2(\text{рад}^2) < \left( \frac{4}{M} \right)^2 \left( 10^{\Delta P_e/10} - 1 \right), \quad (1.15)$$

Где  $\Delta P(\text{дБ})$  – потери, обусловленные соответствующими погрешностями.

Величину статической ошибки и дисперсии фазы восстановленной несущей можно связать с характеристиками СВН. Для СВН с ФАПЧ в случае M-кратной ОФМ имеем [7]:

$$F_y = \Delta f_H / \varphi_{cm}, \quad (1.16)$$

$$\Delta F_u = \frac{P_c / P_u \Pi \sigma_\varphi^2}{M^2}, \quad (1.17)$$

где  $F_y$ ,  $\Delta F_u$  - полоса удержания и шумовая полоса СВН с ФАПЧ;

$\Delta f_H$  - расстройка (абсолютная нестабильность) частоты сигнала;

$\Pi$  - полоса пропускания линейного тракта.

Для сигналов КАМ результаты влияния величины ошибки оценки фазы несущего колебания на дополнительные энергетические потери представлены на рис. 7. Из приведенных зависимостей, в частности, вытекает, что при ограничении допустимых потерь величиной 0,5 дБ и при КАМ-256, допустимая ошибка фазы колебаний гетеродина не должна превышать  $0,5^\circ$  (для вероятности ошибок  $P_m \leq 10^{-6}$ ).

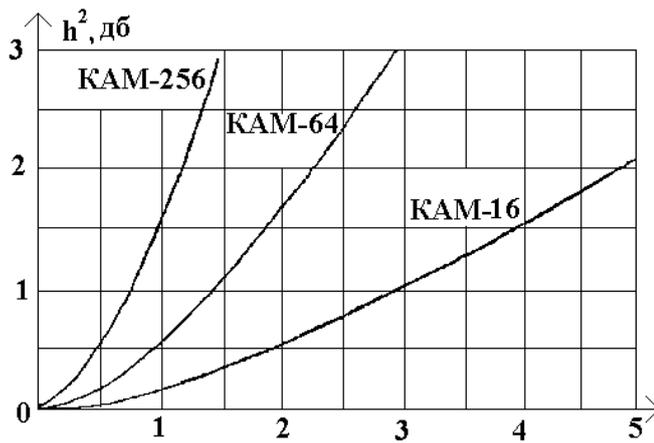


Рис.7.

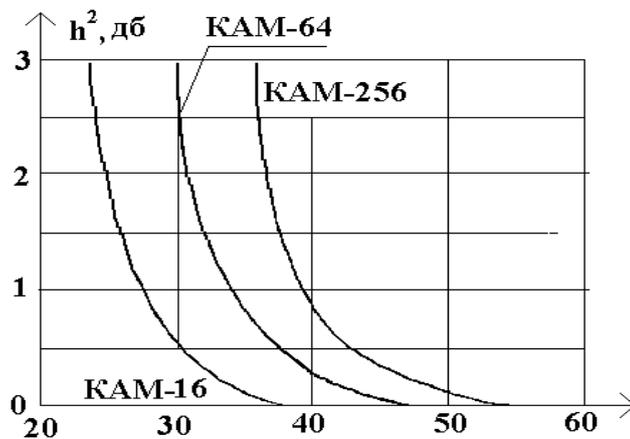


Рис.8

"Дрожание" (дисперсия фазы) опорного колебания может иметь причинами дрожание собственного опорного колебания на передаче; дрожание за счет тепловых процессов в среде распространения сигнала (то есть джитера собственно задержки и, следовательно, фазы), а также дрожания колебаний гетеродина вследствие собственных шумов и неидеальной работы цепи фазовой автоподстройки.

Влияние дрожания на дополнительные увеличения в энергетику, необходимые для гарантированного выполнения условия  $P_{ном} \leq 10^{-6}$  – такой же как и в случае идеального когерентного приема, и представлено на рис.8

На рис.8 по оси абсцисс отложено отношение сигнал/эквивалентный гауссов шум, где под понятием "эквивалентный гауссов шум" имеется в виду аддитивное энергетическое влияние, эквивалентное объединенному влиянию всех причин, которые вызывают джитер несущей. Из зависимостей на рис.8 вытекает, что при ограничении допустимого увеличения энергетики (необходимое для компенсации влияния джитера) на уровне 0,5 дБ отношение сигнал/эквивалентный гауссов шум должен быть не менее 43 дБ, если позиционность сигналу КАМ равняется 256.

#### **Влияние ошибок тактовой синхронизации**

В реальных демодуляторах точки отсчета не будут абсолютно точно совпадать с тактовыми точками принятого сигнала. Погрешность в оценке

тактовых точек приводит к необходимости выделения дополнительного энергетического увеличения для компенсации этой погрешности, как это показано на рис. 1.10 для  $P_{ном} \leq 10^{-6}$ .

Из приведенных зависимостей видно, что для сигналов КАМ- 256 при ограничении на увеличение в энергетике на уровне 0,5дБ ошибка оценки тактовых точек не должна превышать 0,5% ( $2^\circ$ ).

#### **Влияние дрейфа порога решающей схемы**

С учетом того, что при цифровой реализации к ошибкам, рожденным собственным дрейфом порога, добавляется ошибка, которая возникает из-за аналого-цифрового преобразования (т.н. область неопределенных решений), в [6] получены зависимости потерь в энергетике как функции дрейфа порога. Результаты представлены на рис. 1.11. Из приведенных зависимостей вытекает, что дрейф, вызывающий при КАМ- 256 потери не более 0,5 дБ, не должен превышать 0,5% от расстояния между соседними порогами (при КАМ- 256 их, как известно, четыре в каждом квадратурном канале).

#### **Влияние многолучевости и соответствующих замираний**

На настоящее время известно, что одной из основных причин, которые ухудшают энергетiku многопозиционных систем передачи информации, есть эффект частотно-селективных замираний. Такие замирания порождаются многолучевостью распространения сигналов в среде. В современной литературе допустимые частотно-селективные замирания принято описывать (в зависимости от величины задержки интерферирующего луча или позиционности сигнала и необходимой вероятности ошибки) т.н. сигнатурами. Сигнатуры являют собой частотную зависимость допустимой глубины замираний  $A = 20 \log_{10}(1 - \rho)$ , где  $\rho$  - относительная амплитуда мешающего луча. На рис 1.12, 1.13 приведены примеры таких сигнатур для сигналов КАМ- 16 и КАМ- 128.

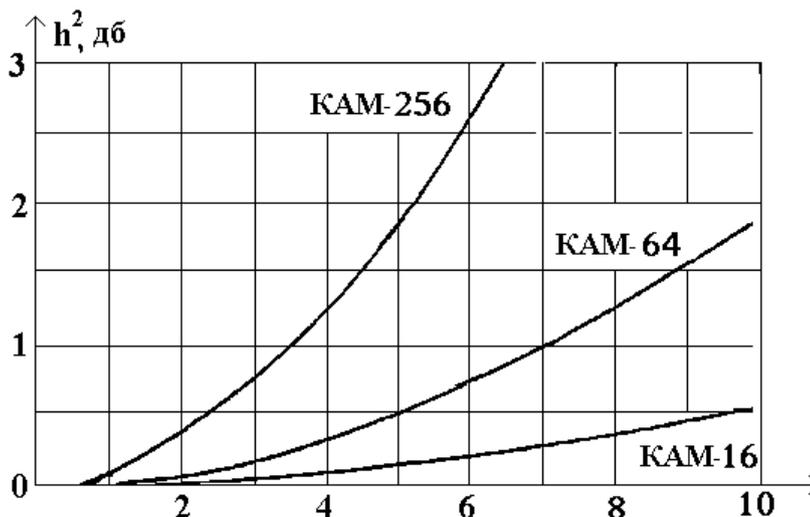


Рисунок 1.10 – Иллюстрация влияния погрешности в оценке тактовых точек на потери энергетики

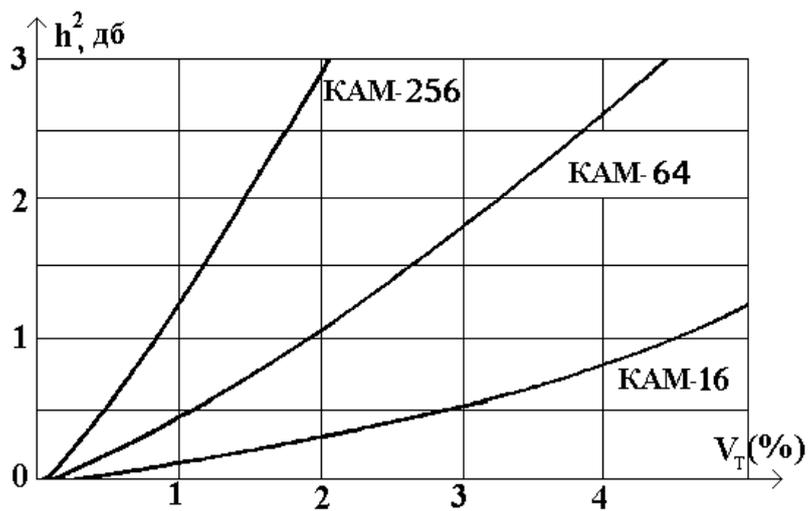


Рисунок 1.11 – Иллюстрация влияния дрейфа порога решающей схемы на потери энергетике

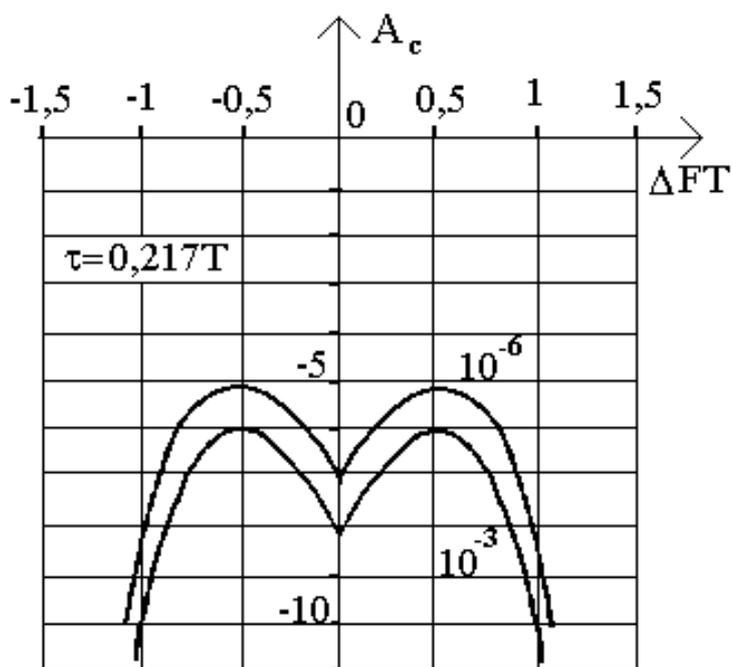


Рисунок 1.12 – Пример сигнатуры для сигнала КАМ-16

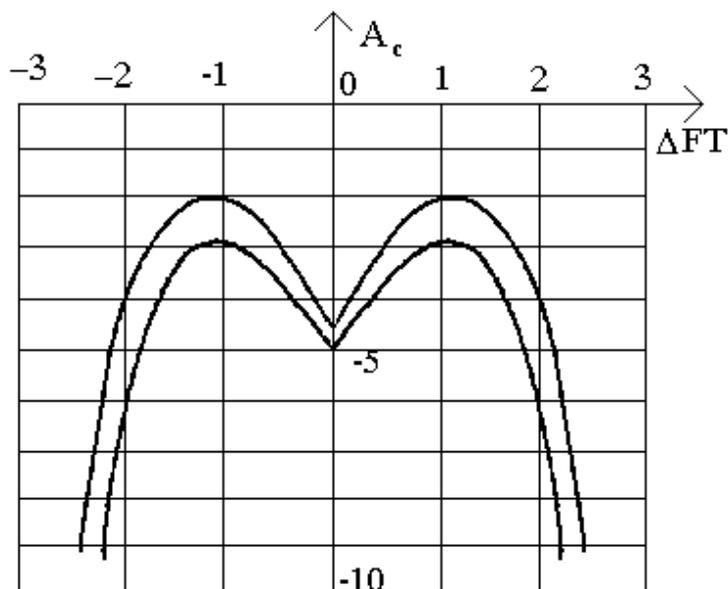


Рисунок 1.13 - Пример сигнатуры для сигнала КАМ-128

Приведенные на рисунках 1.12, 1.13 кривые и им подобные [6] позволяют определить максимально допустимую относительную амплитуду интерферирующего луча в зависимости от частоты расстройки  $\Delta fT$ , позиционности сигнала и необходимой достоверности передачи.

#### Иллюстрация варианта использования полученных результатов

Приведены выше результаты, позволяют сформулировать требования к разным системам радиоприемных устройств, исходя из допустимого энергетического ресурса, который тратится на компенсацию тех или других искажений. В табл. 1.8. приведены расчеты допустимых отклонений основных параметров радиоприемного устройства при заданных ограничениях на энергетические потери, если на устранение каждой из причин может быть дополнительно выделено не более 0,5 или 1 дБ энергетики радиолинии.

Таблица 1.8 - Допустимые отклонения основных параметров радиоприемного устройства при заданных ограничениях на дополнительные энергетические потери

Параметр, ухудшающий вероятность передачи	Допустимые потери энергетики радиолинии, дБ	Допустимое отклонение параметра, не более, при позиционности радиосигнала КАМ:				
		16	32	64	128	256
1. Линейные амплитудные искажения, дБ	0,5 1,0			0,8 1		0,45 0,55

2. Искажения ГВП	0,5 1,0			0,04 0,058		0,02 0,028
3. Сигналоподобные помехи	0,5 1,0	27 24	30 27	34 31	37 33,5	40 37
4. Ошибка оценки фазы несущего колебания, град.	0,5 1,0	1,8 3,1		1,1 1,4		0,6 0,8
5. Дрожание опорного колебания	0,5 1,0	31 28		36 33		43 40
6. Ошибка тактовой синхронизации, град.	0,5 1,0	10 14		5,2 7		2,2 3,5
7. Ошибка установки порога решающей схемы, %	0,5 1,0	2,8 4,7		1,3 2		0,6 2

Пользуясь таблицей, несложно сформулировать конкретные требования к тем или другим параметрам (узлов, систем тактовой синхронизации, возобновлению несущей и компенсации дрейфа затухания в канале) радиоприемного устройства, исходя из ограничений на энергетику радиолинии, позиционности принятого сигнала и технических данных уже существующих (созданных на практике) узлов.

Как пример приведем допустимые отклонения основных параметров радиоприемного устройства при заданных ограничениях на дополнительные энергетические потери [5,10].

Сумма допустимых потерь на компенсацию искажений разного рода (второй столбец в табл. 1.8) является верхней оценкой дополнительных энергетических расходов. Реально потери могут оказаться немного меньшими этой суммы вследствие эффектов взаимной компенсации разных мешающих влияний.

#### **Влияние гауссовой помехи**

Гауссова помеха (белый шум) поступает на вход демодулятора по каналу связи от передатчика, от внешних факторов, создается трактом приемопередатчика и обычно определяется значением шумовой температуры, пересчитанной к входу - так называемая эквивалентная шумовая температура входа (ЭШТ). В частности, ЭШТ определяет значение мощности шума на входе приемопередатчика, а значит, и реализованное отношение мощности сигнала к мощности шума (С/Ш). То есть значение ЭШТ напрямую связано с необходимым приращением энергетики канала связи, а значит с потерями энергетики.

На значение ЭШТ влияет, в частности, способ реализации селективности канала связи. Его влияние зависит от типа фильтра, схемы его включения в тракт.

Для примера рассмотрим общий случай включения канального фильтра в линейный тракт.

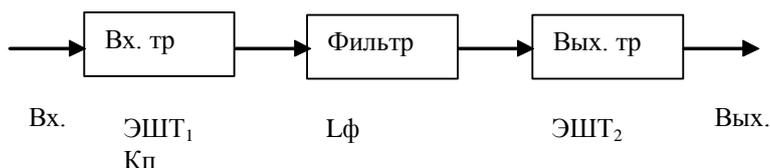


Рис. 9.

На Рис.9 иллюстрируется включение фильтра с внесенными в тракт потерями сигнала  $L_{\phi}$ . Вход фильтра подключен к выходу части тракта Вх.тр, что характеризуется значением ЭШТ1 равным  $T_{ш1}$  и значением коэффициента передачи  $K_{п}$ , а выход к входу части тракта «Вых.тр» со значением ЭШТ2, равным  $T_{ш2}$ .

Обозначив значение ЭШТ на входе тракта в целом через  $T_{ш_{вх}}$ , можем выразить [1]:

$$T_{ш_{вх}} = T_{ш1} + ((1 - 1/L_{\phi}) \times T_0 + T_{ш2}) \times L_{\phi} / K_{п1}$$

Отсюда видно что добавка в суммарный шум на входе зависит от типа и параметров фильтра ( $L_{\phi}$ ) и от места включения его в тракт. В частности, при дислокации фильтра на входе тракта, его вклад в шумы максимален.

### ***Нормирование искажений в цифровых передатчиках***

*Данный раздел посвящен проблеме выбора методики оценки влияния искажений сигнала в цифровом телевизионном передатчике на качество выходного колебания*

Известно, что качество выходного колебания цифрового передатчика связано со следующими характеристиками:

- дифференциальная фаза;
- сквозная амплитудно-частотная характеристика;
- нарушение фазовых и амплитудных соотношений между ортогональными компонентами формируемого колебания;
- уровень шумовых спектральных составляющих при излучении гармонического колебания;
- отношение сигнал/шум в полосе излучаемого колебания;
- неравномерность ГВЗ;
- уровень внеполосных составляющих спектра;
- отношение пиковой и средней мощностей на выходе передатчика и др.

Каждая из этих характеристик определенным образом связана с суммарным показателем качества. Однако в общем случае причины, вызывающие различные искажения, не зависят друг от друга, и поэтому задача регламентирования их совокупного влияния приводит к необходимости нормирования множества параметров. Неудобство применения данного способа очевидно.

Поэтому в Рекомендациях Digital TV Group и стандарте ETR 290 (Digital Video Broadcasting), а также в отечественных временных нормах и стандарте

на радиопередатчика для цифрового эфирного ТВ-вещания все параметры заменены одним - эквивалентными шумовыми потерями.

При этом учтено, что влияние искажений в передатчике на качество системы ТВ-вещания может быть однозначно отражено с помощью оценки величины вероятности ошибки на выходе демодулятора (или одного из декодеров), так как качество системы от входа модулятора до выхода цифрового демодулятора определяется единственным параметром - вероятностью ошибочного приема ( $P_{ош}$ ). Рассматриваемая система инвариантна к характеру потока ошибок, поэтому влияние искажений в передатчике, приводящих к увеличению  $P_{ош}$ , может быть заменено воздействием "белого" гауссовского шума, воздействие которого сопровождается таким же увеличением  $P_{ош}$ . Последствию воздействия искажений присвоен термин "эквивалентные шумовые потери" (Equivalent noise degradation - END).

В первом приближении энергетический потенциал радиолинии определяется потерями в передатчике, затуханием сигнала при распространении радиоволн, шумами эфира, шумами приемника и потерями, обусловленными искажениями сигнала при демодуляции.

Если в качестве критерия качества радиолинии используется величина  $P_{ош}$ , то мерой потерь в передатчике и приемнике будут значения эквивалентных шумов. Механизм влияния этих шумов иллюстрируется следующей формулой (предполагается, что все виды шумов независимы):

$$P_{ош} = F(P_c / (N_s + N_{пр1} + N_{пр2} + ENF)); \text{ где:}$$

$P_c$  - мощность сигнала на входе приемника;

$N_s$  - шумы эфира;

$N_{пр1}$  - шумы входных цепей приемника;

$N_{пр2}$  - эквивалентные шумы приемника, обусловленные искажениями при демодуляции;

ENF - эквивалентный шумовой фон (Equivalent noise floor).

В общем случае соотношение между значениями шумов в приведенной формуле может быть любым. Для обеспечения определенности результатов, полученных с помощью предлагаемого метода, все вычисления выполняются при условии, что значение аргумента в этой формуле равно предельно допустимому отношению сигнал/шум ( $C/N$ ) для данного режима работы и на выходе декодера Витерби -  $P_{ош} = 2 \cdot 10^{-4}$ . Вычисленная таким способом величина END показывает, насколько уменьшился энергетический потенциал радиолинии за счет влияния искажений.

$$END = P_c / (N_s + N_{пр1} - ENF) - P_c / (N_s + N_{пр1})$$

Согласно этой формуле, величина ENF (дБ) связана с параметром END (дБ) следующим соотношением:

$$ENF = 10 * \lg(P_c / (N_s + N_{пр1}) - 10 * \lg(10^{END/10} - 1)) + END.$$

При аддитивном характере составляющих ENF составляющие END можно также считать в первом приближении аддитивными. Отсюда следует, что значения END (дБ), обусловленные искажениями в различных элементах радиолинии, могут складываться. Это положение подтверждено результатами исследований. Данное свойство позволяет проследить степень

влияния каждого вида искажений на общий показатель - энергетический потенциал радиолинии.

Рассмотренные выше положительные качества параметра END явились основанием для включения его в соответствующую нормативную документацию.

Таким образом, наличие подробного теоретического обоснования и пятилетний опыт практического применения этой методики достаточно убедительно подтверждают правильность сделанного выбора.

### Список литературы

1. Банкет В. Л., Дорофеев В. М. Цифровые методы в спутниковой связи. – М.: Радио и связь, 1968. – 240 с.
2. Белецкий А. Я., Бабак В. П. Детерминированные сигналы и спектры: Учеб. пособие. – К.: КИТ, 2002. – 502 с.
3. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.
4. Григорьев В. А. Передача сигналов в зарубежных информационно-технических системах. – СПб.: ВАС, 1998. – 440 с.
5. Громаков Ю. А. Стандарты и системы подвижной радиосвязи. – М.: МЦНТИ, 1996. – 704с.
6. Дж. Уоткинсон. Пособие для инженеров по цифровому сжатию: Пер. на русский язык ЗАО "Снелл и Уилкинс". – М., 1997 г., с. 64.
7. Кувшинов О. В., Лежнюк О. П., Ливенца С. П. Методы математического опису сигналів і завад : Навч. посіб. – К.: КВІУЗ, 2000. – 136 с.
8. Лагутенко О. И. Модемы: Справ. пользователя. – СПб.: Лань. 1997. – 366 с.
9. Макаров С. Б., Цикин И. А. Передача дискретных сообщений по радиоканалам с ограниченной полосой пропускания. – М.: Радио и связь, 1988. – 222 с.
10. Обробка сигналів : Підручник / В. П. Бабак, В. С. Хандецький, Е. Шрюфер – 2-е вид., перероб. і доп. – К.: Либідь, 1999. – 496 с.
11. Пенин П. И. Системы передачи цифровой информации. – М.: Сов. радио, 1976. – 368 с.
12. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь : Пер. с англ. – М.: Связь, 1979. – 592 с.
13. Теория передачи сигналов: Учебник для вузов / А. Г. Зюко, Д. Д. Кловский, М. В. Назаров, Л. М. Финк. – М.: Радио и связь, 1986. – 304 с.
14. Фоминов О. Мультимедиа и сети. <Мультимедиа. Цифровое видео>, j 5-6, 7, 8'97

