

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Владимирский государственный университет имени
Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»(ВлГУ)

Институт информационных технологий и радиоэлектроники

Кафедра радиотехники и радиосистем

Полушин Петр Алексеевич

"Помехи и борьба с ними"

Конспект лекций
по дисциплине «Помехи и борьба с ними» для студентов ВлГУ, обучающихся
по направлению 11.04.01 «Радиотехника»

Владимир, 2018

Оглавление

Введение

1. Модели сигналов систем передачи информации.
2. Обзор видов помеховой обстановки при передаче сигналов и влияние мешающих воздействий на параметры сигнала.
3. Методы частичного разнесения для борьбы с сосредоточенными и импульсными помехами
4. Особенности частотной избыточности при передаче цифровых сигналов
5. Избыточность в системах с разнесением. Квазиоптимальные методы объединения сигналов.
6. Методы борьбы с помехами, использующие компенсационный сигнал
7. Общие особенности в обработке при спектральных различиях помеховых компонентов в разнесенных сигналах. Компенсация широкополосных помех с использованием временного сдвига
8. Использование избыточности для борьбы с комплексом узкополосных помех
9. Обобщенный метод комбинирования разнесенных сигналов при частотной и временной избыточности.
10. Методы подавления помех при ограниченной информации о помеховой обстановке. Использование метода моментов и энтропийных свойств.
11. Методы использования избыточности по уровню в телекоммуникационных системах с кодированием сигналов. Перспективы развития методов борьбы с помехами в системах передачи информации.

Заключение

Список литературы

Введение

Целями освоения дисциплины «Помехи и борьба с ними» являются:

1. Подготовка в области знания основных средств расчета помехоустойчивости современных радиотехнических систем при создании радиоэлектронной аппаратуры.
2. Формирование практических навыков работы с научными методами расчета и проектирования.
3. Подготовка в области радиотехники для разных сфер профессиональной деятельности специалиста.
 - проектно-конструкторской;
 - производственно-технологической;
 - научно-исследовательской;
 - сервисно-эксплуатационной.

Дисциплина " Помехи и борьба с ними" относится к профессиональному циклу дисциплин

Взаимосвязь с другими дисциплинами:

Курс "Помехи и борьба с ними" основывается на знании предметов бакалаврского образования, таких, как «Математика», «Физика», «Основы теории связи» и магистерского образования, такого, как «История и методология науки и техники (применительно к радиотехнике)», и др., логически и содержательно-методически связан с ними.

Полученные знания могут быть использованы при подготовке магистерской диссертации, а также в процессе разработки и проектирования радиоаппаратуры.

1. Модели сигналов систем передачи информации.

Развитие современных средств передачи информации сопровождается двумя тенденциями. С одной стороны наблюдается количественный и качественный рост объёма используемых радиосредств. С другой стороны непрерывно увеличивается степень воздействия различных мешающих сигналов на их работу. Количественный рост объёма радиоаппаратуры обусловлен растущими потребностями экономики, а также широкими коммуникационными возможностями, предоставленными пользователю.

Эта общая тенденция частью является причиной роста перегруженности эфира. Источникам помех также выступают различные индустриальные технические средства (промышленные, транспортные и др.). Вред от радиоизлучения соответствующего оборудования возрастает в связи с общей постоянной интенсификацией информационных потоков. Поскольку нет причин полагать, что в дальнейшем вредные тенденции ослабнут, более вероятно их усиление, поэтому разработка путей и методов борьбы с ними приобретает всё большую актуальность. Решение подобной проблемы может производиться по нескольким направлениям.

Возможности организационного направления, связанного с оптимизацией частотно-временного ресурса и территориального размещения, достаточно ограничены. Освоение новых радиодиапазонов даёт возможность снижать остроту проблемы мешающих воздействий, однако при этом требует постоянного развития соответствующей элементной базы.

Перспективным направлением является развитие путей формирования и обработки сигналов, методов модуляции и кодирования. При этом на базе уже функционирующего оборудования, а также в пределах освоенных радиодиапазонов и методов обработки сигналов появляются возможности повысить устойчивость систем к воздействию внешних мешающих сигналов.

Одна из основных возможностей при этом состоит в использовании избыточности. Во многих системах передачи информации в явной или скрытой форме присутствует значительная избыточность ресурса, заключенного в параметрах сигнала, а также ресурса системы и канала связи. Это проявляется в том, что по системе связи в принципе может быть передан значительно больший объём информации, чем содержит передаваемое исходное информационное сообщение. Понятие избыточности связано с понятием пропускной способности, однако имеет важные отличия, поскольку может быть структурировано по различным формам, что позволяет предложить различные методы подавления помех в разных практических ситуациях.

Избыточность вносится многими современными видами модуляции и кодирования. Иногда избыточность может дополнительно присутствовать в скрытой форме при одновременном использовании разнесённого приёма и нелинейных видов модуляции из-за особенностей структуры аномальных ошибок.

Целью разработки и применения подобных методов являлось, как правило, повышение устойчивости к мешающим воздействиям в виде аддитивного теплового шума входных цепей приёмников, а также мультипликативной помехи в виде колебания уровня принимаемого сигнала и искажения его частотной характеристики по причине природных воздействий. Сравнительная эффективность методов и оптимальность обработки сигналов определялись способностью функционировать именно в этих условиях.

Избыточность может присутствовать как в сигнале, обусловленная применяемыми методами модуляции и кодирования, так и дополнительно вноситься системой связи в виде того или иного вида разнесения, а также при передаче со значительным запасом по мощности или другим параметрам. Это позволяет при рассмотрении потенциальных возможностей избыточности объединить оба эти источника избыточности в общую избыточность, как показано на рис. 1 и рассматривать формы уже это общей избыточности.

Однако появление мешающих воздействий внешнего происхождения, не связанных с природными явлениями, видоизменяет исходные условия. Бесконечное разнообразие видов внешних помех вряд ли позволит найти универсальный метод обработки, оптимальный в любых ситуациях. Структура подобных воздействий имеет специфические особенности, поэтому сравнительная эффективность разных методов в различных помеховых условиях изменяется. Отличия распределений внешних помеховых сигналов от гауссова распределения требует учета двух факторов.

Один из них состоит в возможности реализации потенциальной помехоустойчивости для разных видов помех при передаче информации. Другой заключается в весьма вероятном появлении значительной априорной неопределенности в параметрах помеховой обстановки. Это требует изменения методов формирования и обработки сигналов для работы в условиях одновременного мешающего воздействия внешних помех различной структуры, тепловых шумов и природных факторов. Изменения касаются использования избыточности ресурса разного характера в системах передачи, используемого для повышения помехоустойчивости при отсутствии внешних помех. Различные варианты избыточности дают новые возможности для подавления также и внешних помех.

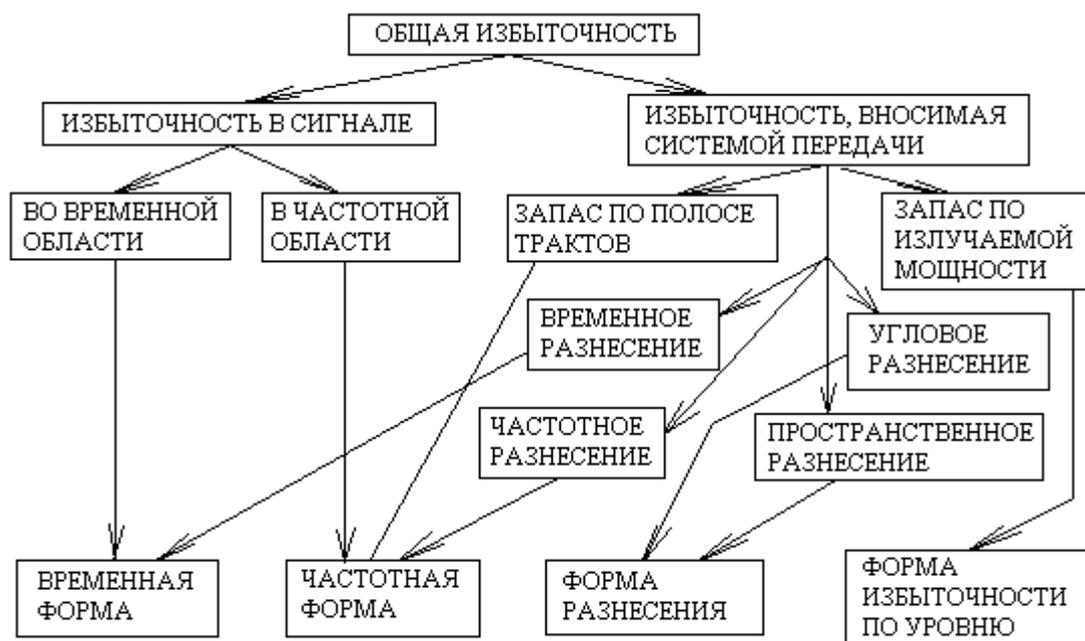


Рис.1

Разработка методов уменьшения влияния мешающих воздействий будет производиться с использованием свойств отдельных форм избыточности и различных их сочетаний.

Заключение. В процессе изучения материала лекции студент знакомится с моделями сигналов, используемых в современных системах передачи информации. Рассматриваются системы с параллельной передачей сигналов, в том числе различными формами разнесения и их свойствами.

Полученные при изучении данной темы знания будут использованы при изучении механизмов помехового воздействия.

2. Обзор видов помеховой обстановки при передаче сигналов и влияние мешающих воздействий на параметры сигнала.

Помеховая обстановка в районе расположения приемной станции в конкретных ситуациях определяется сочетанием видов используемых сигналов, структурой и особенностями совокупности мешающих воздействий, объединяющих внутренние шумы приемной аппаратуры, искажения сигналов при прохождении по каналу передачи и воздействие помех от внешних источников. Рассмотрим отдельно эти группы факторов.

Свойства и возможности канала связи, соединяющего источник передаваемой информации и потребителя этой информации, определяют основные качественные показатели телекоммуникационной системы. Под моделью канала связи будем понимать совокупность факторов, определяющих

отличия принимаемого информационного сигнала от переданного. Сюда будут включаться как физическая среда между пунктами передачи и приема, так и блоки приемно-передающей системы, вносящие в сигнал различного рода искажения. При этом, исходя из достаточно высоких качественных показателей современной радиоаппаратуры, нелинейности вносимые в аппаратурных трактах, учитываться, как правило, не будут. Таким образом, основным фактором аппаратурного происхождения, вносящим искажения, будет выступать тепловой шум входных цепей. Согласно общепринятому подходу, аддитивный «белый» гауссов шум (АБГШ) возникает в основном во входных цепях приемников, имеет гауссово распределение с нулевым средним и равномерную в полосе частот сигнала спектральную плотность. В случае разнесенного приема вся совокупность входных сигналов будет содержать компоненты АБГШ, причем считается, что они взаимно независимы для любых способов разнесения. Однако в разных ветвях разнесения мощность шума может быть различной. В случае, если для описания компонентов АБГШ используется вектор-столбец $\vec{n}(t)$, где его элементами являются шумовые процессы $n_1(t), \dots, n_N(t)$ (N – кратность разнесения), то корреляционная матрица АБГШ $R_n = \vec{n}(t)\vec{n}^T(t)$, будет диагональной. (Значок “Т” и общая черта обозначают, соответственно операции транспонирования и усреднения по необходимому интервалу времени). Диагональные элементы матрицы в общем случае не равны между собой и определяют мощности АБГШ в разнесенных приемниках.

Свойства физической среды между передающей и приемной сторонами определяются диапазоном частот, используемым для связи, и назначением системы связи.

Несмотря на то, что в эксплуатации находятся как системы с достаточно большими потоками информации (ионосферные, тропосферные и спутниковые системы), так и с малыми (индивидуальная мобильная связь), существуют общие факторы, влияющие на качество связи во всех видах таких систем.

Как известно, кроме прямого распространения радиоволн в физических средах могут действовать еще три механизма передачи энергии: отражение (при взаимодействии электромагнитной волны с гладкой поверхностью с размером много больше длины волны), дифракция (при затенении пути распространения массивной преградой, много большей длины волны и вызывающей появление вторичных волн) и рассеяние (при столкновении волн с неровной поверхностью или множественными препятствиями, размеры которых соизмеримы или меньше длины волны). Все три механизма вызваны неоднородностями и обуславливают особенности свойств среды.

Неоднородности имеют как природное происхождение (ионосферные и тропосферные слои, поверхность земли), так и искусственное (здания, сооружения и другие постройки). Однако, несмотря на разнородность причин, они порождают сходные последствия – попадание электромагнитной волны от передатчика к приемнику одновременно различными путями. В связи с этим

каналы многолучевой связи, используемые различными телекоммуникационными системами, имеют одинаковые свойства.

Характеристики многолучевости определяются свойствами создающих ее факторов. Из них можно выделить следующие:

- нестационарность или изменение по времени факторов, образующих многолучевость;

- причины и скорость изменения факторов (изменение интенсивности их проявления и пространственное перемещение);

- групповое воздействие множества факторов либо выраженное проявление определяющих факторов, что порождает либо непрерывную, либо дискретную многолучевость;

- изменение свойств принимаемого сигнала при перемещении приемника или передатчика в различных направлениях, а также изменение свойств при перемещении по частотной оси, изменении положения антенны при приеме/передаче и изменении поляризации.

Сигнал $S_{BX}(t)$ в точке приема образуется согласно точечной модели рассеяния сложением большого числа волн, пришедших по различным путям с задержками. Для достаточно узкополосного излучаемого сигнала в приемнике будет напряжение

$$S_{BX}(t) = \int_V \mu_i S_n(t - t_i) \exp^{j\omega_0(t-t_i)} dV,$$

где V – объем, эффективно участвующий в переизлучении; μ_i и t_i – соответственно коэффициент отражения от i -той точки объема и время суммарной задержки при распространении сигнала от передатчика до i -той точки и далее до приемника; ω_0 – центральная частота излучаемого узкополосного сигнала.

Обычно предполагается, что переотражающая способность μ_i мало зависит от частоты в достаточно широком диапазоне. Здесь также не учитываются переходные процессы в канале, обусловленные его дисперсионными свойствами.

Если разница $\Delta t = t_{imax} - t_{imin}$ между максимальным и минимальным значениями t_i по объему V много меньше, чем $1/Pc$ (Pc – полоса спектра сигнала), то взаимными фазовыми сдвигами частотных компонент комплексной огибающей можно пренебречь. Форма сигнала не изменяется после преобразования

$$S_{BX}(t) = S_n(t - t_{cp}) \int_V \mu_i \exp^{j\omega_0 \Delta t_i} dV,$$

где t_{cp} – некоторое усредненное по объему значение задержки; $\Delta t_i = t_i - t_{cp}$.

Комплексный коэффициент передачи канала $\mu = \int_V \mu_i \exp\{-j\omega_0 \Delta t_i\} dV$

Его ортогональные компоненты

$$\mu_c = \text{Re}\{\mu\}, \mu_s = \text{Im}\{\mu\} \quad (2)$$

Внутри объема V функция μ_i может быть достаточно однородной (непрерывная многолучевость), в других ситуациях наряду с распределенной функцией может присутствовать отдельный компонент большого уровня (переотражение от слоистой неоднородности), или имеют место несколько компонентов большого уровня (хорошо выраженная дискретная многолучевость).

При анализе ионосферных и тропосферных каналов в течение длительного времени величину μ следует считать нестационарным случайным процессом. Однако в течение небольших интервалов времени (порядка нескольких минут) нестационарностью можно пренебречь, процесс изменения μ полагать локально-стационарным, а его статистические характеристики – неизменными. Известны различные модели, описывающие процессы быстрых замираний, которые основаны на этом подходе и порождают соответствующие распределения (например, рэлеевское распределение, m -распределение Накагами, четырехпараметрическое распределение и др.) Большую часть времени наблюдается рэлеевское распределение, однако более общей моделью является четырехпараметрическая модель. Существуют и другие модели каналов.

Из формулы (2) следует, что компоненты μ_C и μ_S определяются суммированием большого числа слагаемых (при достаточно распределенной по объему V функции μ_i). Интенсивность каждого элемента μ_i представляет собой случайную величину. В таких условиях выполняется центральная предельная теорема, и компоненты μ_C и μ_S можно считать распределенному по гауссову закону с некоторыми средними μ_{C0} и μ_{S0} и дисперсиями σ_C^2 и σ_S^2 .

$$\omega(C, S) = \frac{1}{2\pi\sigma_C\sigma_S} \exp\left[-\frac{(C - m_C)^2}{2\sigma_C^2} - \frac{(S - m_S)^2}{2\sigma_S^2}\right].$$

В общем случае величины μ_C и μ_S взаимно коррелированы с некоторым коэффициентом корреляции. Однако, откладывая μ_C и μ_S вдоль осей OX и OY некоторой координатной плоскости и поворачивая систему координат на нужный угол, можно перейти к совместной плоскости распределения некоторых двух новых независимых величин C и S , где m_C , m_S , σ_C и σ_S – новые параметры двух гауссовых распределений величин C и S , полученных после поворота. Поворот не меняет распределение модуля $\mu = |\mu|$.

Подобная четырехпараметрическая модель достаточно хорошо описывает результат интерференции радиоволн в приемнике, отраженных от распределенных по объему V переизлучателей, в том числе при наличии достаточно интенсивной регулярной компоненты. Различные сочетания значений данных четырех параметров соответствуют различным характерным частным случаям. Распределение модуля $|\mu|$ определяется этими параметрами и описывается достаточно громоздким параметрическим выражением.

В случае, когда $m_c=m_s=0$; $\sigma_c=\sigma_s=\sigma$, имеет место рэлеевское распределение модуля коэффициента передачи:

$$\omega(\mu) = \frac{\mu}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{\mu^2}{2\sigma^2}\right]; \mu \geq 0.$$

При наличии большой регулярной компоненты $m_c=m_s \neq 0$; $\sigma_c=\sigma_s=\sigma$ наблюдается обобщенное рэлеевское распределение (распределение Рэлея-Райса)

$$\omega(\mu) = \frac{\mu}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{\mu^2 + m_0^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{\mu m_0}{\sigma^2}\right),$$

где $I_0(z)$ - модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

В рамках четырехпараметрической модели находит место описание ситуации достаточно часто практически наблюдающихся глубоких замираний. В частности при $m_c=m_s=0$, а также $\sigma_c=0$, $\sigma_s=\sigma$ (или $\sigma_s=0$, $\sigma_c=\sigma$) будет иметь место усеченно-нормальное распределение

$$\omega(\mu) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}\sigma^2} \exp\left[-\frac{\mu^2}{2\sigma^2}\right]; \mu \geq 0.$$

Оно отличается наибольшей плотностью амплитуд в области вблизи нуля, что ведет к предельно низкой помехоустойчивости среди прочих ситуаций.

Интерференция обуславливает быстрые замирания амплитуды сигнала, спектр которых лежит в интервале от долей герца до десятков герц. С этими величинами соизмеримы колебания фазового сдвига (аргумента величины μ). Распределение $arg(\mu)$ равномерно в интервале $0 \div 2\pi$ в случае рэлеевского распределения амплитуды. В других вариантах четырехпараметрической модели распределение фазы несимметрично и может иметь несколько экстремумов.

В случае выраженной дискретной многолучевости отдельные лучи формируются, как правило, в областях, достаточно удаленных одна от другой. В этом случае входной сигнал приемника

$$S_{BX}(t) = \sum_{j=1}^M S_n(t - t_{cpj}) \int_{V_j} \mu_i \exp(-j\omega_0 \Delta t_i) dV,$$

где M – число областей, формирующих отдельные лучи; V_j – объемы пространства с переизлучателями, тяготеющими к j -ой области формирования отдельного луча; t_{cpj} – среднее время задержки в j -ой области.

Если величина объемов V_j достаточно велика, то к ним применимы приведенные выше рассуждения, т.е. распределение амплитуды каждого луча также может быть описано с помощью четырехпараметрической модели со своими наборами параметров. На практике число лучей в зависимости от географии трассы связи, рабочих частот, полосы сигнала и других факторов

может меняться в широком диапазоне от двух-трех для ионосферных трасс (на КВ) до нескольких десятков (на УКВ).

Временной интервал между лучами сравнимой интенсивности также может значительно колебаться, составляя от 1-3 миллисекунд на КВ до десятков миллисекунд на УКВ.

В отличие от быстрых замираний интерференционного происхождения медленные замирания обусловлены другими факторами. Они определяются изменениями физического состояния среды на участке распространения радиоволн и имеют интервал стационарности, исчисляемый часами (или даже сутками). В результате их статистика не может быть объяснена центральной предельной теоремой. Экспериментальные данные указывают, что здесь возможны более глубокие замирания, чем при наихудшем варианте четырехпараметрической модели (усеченно-нормальном распределении).

В мобильной связи интервал стационарности медленных замираний значительно меньше (соизмерим с интервалом быстрых замираний для тропосферных и ионосферных систем). Медленные замирания здесь представляют собой колебания среднего уровня сигнала при перемещении приемопередатчика, на который накладываются быстрые замирания интерференционного происхождения.

Считается, что при медленных замираниях функция распределения медленных значений z амплитуды удовлетворительно аппроксимируется логарифмически-нормальным распределением

$$\omega(z) = \frac{1}{z\sqrt{2\pi\sigma_M^2}} \exp\left[-\frac{[\ln(z) - m_M]^2}{2\sigma_M^2}\right], z \geq 0$$

с соответствующими параметрами m_M и σ_M . Иногда это распределение аппроксимируется Γ -распределением

$$\omega(z) = \frac{2\lambda^\alpha z^{2\alpha-1}}{\Gamma(\alpha)} \exp[-\lambda z^2], z \geq 0, \lambda > 0, \alpha > 0,$$

λ и α – его параметры. Медленные замирания обусловлены общим изменением характеристик переизлучателей объема V в целом. На трассах тропосферной и ионосферной связи отмечается такой суточный и сезонный ход изменения параметров.

Для систем мобильной связи средние потери L_{cp} трассы выступают, как степенная функция некоторой степени n нормированного распределения d между приемником и передатчиком $L_{cp}=(d/d_0)^n$, где d_0 – некоторое эталонное расстояние, которое зависит от размера ячеек мобильной сети. Показатель степени n зависит от рабочей частоты, среды распространения и антенной системы. В свободном пространстве $n=2$, в городе за счет волноводного

эффекта n может быть меньше двух. В случае препятствий на трассе распространения сигнала n может быть больше двух.

Для мобильной радиосвязи, особенно в черте города, сигнал в точке приема может создаваться регулярным компонентом в случае свободной трассы между передатчиком и приемником, или несколькими выраженными лучами при наличии нескольких крупных переотражателей сигнала, а также большим количеством хаотично расположенных мелких переотражателей из предметов городского ландшафта. Их отражательные свойства также случайны. По этой причине амплитуда сигнала в точке приема является случайной величиной. Поскольку ее случайность обусловлена механизмом, сходным с механизмом переотражения в ионосферном или тропосферном объеме, она может быть описана такой же моделью с соответствующими параметрами.

Если нет предпосылок, уточняющих форму объема переизлучения, то его обычно представляют имеющим радиальную форму с равномерным пространственным распределением переотражающих элементов с равными коэффициентами отражения, но со случайными углами отражения (модель канала с плотным размещением рассеивающих элементов). Отличие от атмосферных объемов переизлучения состоит в том, что переотражающие характеристики отражателей гораздо более постоянны во времени. Поэтому колебания амплитуды принимаемого сигнала в основном обусловлены пространственным перемещением передатчика и приемника, а скорость изменения амплитуды – скоростью перемещения. Изменения амплитуды также могут вызываться перемещением отражателей. Однако в этом случае переменное пространственное поведение эквивалентно поведению, переменному во времени.

При движении мобильного приемника (передатчика) к новому пространственному положению, которое характеризуется иным профилем трассы, будут происходить колебания амплитуды, обусловленные изменением профиля. Однако вследствие того, что один профиль декоррелирует с другим достаточно быстро, скорость таких изменений зависит только от скорости движения, но не от общей геометрии местности.

Для модели канала с плотным размещением отражателей при скорости v перемещения приемника (передатчика) нормированная автокорреляционная функция

$$R(\tau) = I_0\left(\frac{2\pi v \tau}{\lambda}\right),$$

где I_0 – функция Бесселя первого рода нулевого порядка; λ – длина волны немодулированного сигнала. Для атмосферных каналов автокорреляционная функция имеет колоколообразную форму, интервал ее временной корреляции обратно пропорционален частоте замираний. Степень влияния замираний на информационный сигнал определяется соотношением между шириной полосы спектра сигнала и свойствами канала, которые определяют корреляционные свойства замираний амплитуды немодулированной несущей при ее передаче в различных точках частотной оси.

Сигнал в приемнике создается суммой большого числа сигналов, пришедших по разным путям и имеющих разные фазовые набегги. При изменении частоты несущего колебания величина всех фазовых набегов меняется, поэтому меняются и соотношения между ними. В результате коэффициент передачи канала также значительно меняется на различных частотах, вызывая селективно-частотные замирания (СЧЗ), в отличие от “гладких” замираний, когда в полосе информационного сигнала все его частотные составляющие замирают приблизительно одновременно и по одинаковому. СЧЗ характеризуются радиусом частотной корреляции (R_f), который определяет такой частотный разнос двух немодулированных несущих, при котором замирания их амплитуды могут считаться независимыми. Функция подобной частотной корреляции также имеют вид, близкий к колоколообразному, его ширина определяется величиной R_f .

В случае мобильной связи при неподвижном расположении приемника и передатчика могут иметь место медленные изменения переотражающих свойств, проявляющиеся как “гладкие” замирания. Однако при наличии движения приемника или передатчика за счет быстрого изменения относительных фазовых сдвигов по различным путям распространения коэффициент передачи начнет на различных частотах быстро меняться, и замирания станут селективно-частотными.

Поскольку эффективным средством борьбы с замираниями является разнесенный прием, то имеют значения взаимные корреляционные свойства различных каналов разнесения, так как эффективность борьбы определяется независимостью замираний в каналах.

При частотном разнесении причина декорреляции замираний разнесенных сигналов такая же, что и причина СЧЗ. Радиус частотной корреляции определит минимально необходимую величину разнесения. В атмосферных и городских каналах величина радиуса частотной корреляции зависит от многих факторов и имеет значение от сотен килогерц до единиц мегагерц.

В отношении радиуса пространственной корреляции замираний R_n , определяющего минимальное пространственное разнесение приемников, на котором замирания амплитуды входных сигналов этих приемников могут считаться некоррелированными, имеются различные данные. Для ионосферных и тропосферных каналов величина R_n колеблется в пределах $50 \div 100$ длин волн в случае, когда направление пространственного разнесения, расположенного в горизонтальной плоскости, перпендикулярно трассе приемапередачи. Радиус пространственной корреляции в вертикальной плоскости при тропосферной связи меньше, что обусловлено формой эффективного объема переизлучения. При отсутствии выраженных переотражающих слоев она сильно вытянута вдоль трассы связи, кроме того, ее горизонтальный размер значительно больше вертикального. Поскольку возможные переотражающие слои имеют также слоистую горизонтальную структуру, то при их появлении разница в величине радиуса пространственной корреляции в горизонтальном и вертикальном

направлениях выражена в еще большей степени. Однако смещение антенн в вертикальной плоскости практически более трудоемко, поэтому вертикальное разнесение с большой кратностью не применяются. Радиус пространственной корреляции вдоль трассы связи значительно больше, чем в поперечном направлении, поэтому соответствующее разнесение вдоль трассы применения также не находит.

Форма объема, где находятся эффективные переотражатели сигналов мобильной связи, не носит слоистого характера, кроме того, может окружать приемник. Очевидно поэтому радиус пространственной корреляции в таких условиях значительно меньше (порядка нескольких длин волн несущей частоты и даже их долей).

Угловое разнесение эффективно, если угловые размеры объема переизлучения значительны, и сигналы заметного уровня могут приходиться к приемнику с разных направлений. Однако это связано с применением узконаправленных антенн, что ведет к использованию только части возможных доступных переизлучателей и, в результате, уменьшению среднего уровня принимаемого сигнала. Для атмосферных каналов декорреляция замираний наступает при угловом разносе направления приема порядка нескольких градусов. В мобильной связи в случае доминирования многочисленных переотражателей, окружающих приемник, прием по каналам с угловым разнесением может оказаться более эффективным.

Степень декорреляции при поляризационном разнесении зависит от многих трудноучитываемых факторов случайного характера и может колебаться в очень широких пределах.

При использовании каналов с временным разнесением копии сигналов должны быть разнесены одна от другой на время, соизмеримое с периодом быстрых замираний (от десятых долей секунды до десятков секунд). Несмотря на то, что при этом будет наблюдаться необходимая декорреляция замираний амплитуды сигнала, для современных высокоскоростных систем реализация таких задержек по времени будет сопровождаться определенными техническими трудностями. Необходимо учитывать, что в канале связи может иметь место доплеровский сдвиг частот, зависящий от скорости перемещения приемо-передатчиков и отражателей.

Для модели канала с плотным размещением рассеивающих элементов доплеровский спектр принимаемого сигнала (при передаче непрерывной несущей) имеет форму чаши с шириной спектра, соизмеримого с v/λ , где v – скорость перемещения приемника, λ – длина волны несущего колебания. Однако внутри помещений спектр гораздо более равномерный. Расширение спектра вместо смещения частоты вызвано тем, что доплеровский сдвиг по различным путям распространения сигнала, как правило, различен. Однако предполагается учитывать доплеровское расширение как влияющее лишь на интервал временной когерентности замираний сигнала. Отмечалось, что оно в большей степени влияет на относительно низкоскоростные системы передачи информации, приводя к ошибкам, неустраняемым с помощью повышения мощности информационного сигнала. Это характерно для каналов,

использующих модуляцию фазы несущей. Например, при комбинации двух флуктуирующих сигналов, один с доплеровским сдвигом, другой без него, возможны ситуации, когда в определенный момент времени замирание обусловлено вычитанием этих двух сигналов. При этом незначительное перераспределение уровней их амплитуд вызывает очень быстрое изменение фазы суммарного сигнала, аналогичное “аномальным” шумам импульсного характера, возникающим в частотных детекторах. Сходные эффекты, обусловленные доплеровским сдвигом, могут наблюдаться в каналах связи через искусственные спутники Земли (ИСЗ), а также в других атмосферных каналах.

Таким образом, из описания свойств и характеристик систем, использующих различные виды разнесения, следует, что коэффициент передачи немодулированного сигнала в области, где осуществляется прием совокупностью разнесенных приемников, описывается достаточно сложной функцией

$$S_{\text{пр}}(t) = F\{S_{\text{пер}}(t), r, \omega, t, \theta\},$$

где $S_{\text{пр}}(t)$ и $S_{\text{пер}}(t)$ – сигналы на входе приемника и на входе передатчика; r – радиус-вектор, описывающий координаты точки внутри области, используемой для приема; ω – частота; θ – сложная переменная, определяющая угол прихода (с учетом ширины ДН антенн) и включающая в себя азимут и угол места, а также поляризацию; t – “медленная” временная переменная, отражающая различные изменения функции F во времени. Естественно, точный вид такой функции получить вряд ли возможно. Поэтому в данной работе будет использована модель на основе упрощений, состоящих в следующем.

Прием по нескольким каналам разнесения представляет собой дискретизацию этой по своей сущности непрерывной по своим аргументам (континуальной) функции F . Поэтому совокупность принятых разнесенных сигналов будет описываться, как результат прохождения сигнала $S_{\text{пер}}(t)$ через некоторый многополюсник с одним входом и N выходами. Он характеризуется в частотной области векторной функцией $\vec{F}(\omega, t)$, где ее компоненты F_i , $i=1 \div N$ есть частотные характеристики каналов разнесения, меняющиеся по времени, и обуславливающие замирания.

Как итог обзора свойств канала можно отметить следующее:

1. Причины, вызывающие проявление случайности и нестационарности в каналах связи, близки для систем связи различного назначения (тропосферные, спутниковые, ионосферные, мобильные, частично РРЛ прямой видимости), что обуславливает сходство многих свойств и характеристик этих каналов.

2. Распределение амплитуды сигналов на приемной стороне с наибольшей универсальностью описывается четырехпараметрической моделью. Корреляционные свойства замираний при различных видах разнесения определяются величиной соответствующих радиусов корреляции. Для общего описания каналов будут использованы многомерные нестационарные частотные и импульсные характеристики с соответствующими параметрами.

3. Форма и уровень избыточности, который вносит система передачи, во многом определяется свойствами и особенностями канала, используемого для передачи.

Видоизменение заключается в том, что сигналы будут рассматриваться в соответствии с объемом и видом избыточности, которая имеет место при определенном типе модуляции, кодирования и др. (При этом виды сигналов, ранее относимые к различным классам, могут оказаться объединенными в один, и наоборот). В качестве базовой единицы будет приниматься исходное информационное сообщение. Поскольку оно поступает к приемнику от внешнего источника, исходной посылкой принимается тезис, что оно не содержит избыточности. Здесь мы не будем учитывать тот факт, что некоторые информационные сообщения по внутренней сущности передаваемой информации являются избыточными. (Например, часто более 90% передаваемой телеметрической информации является избыточной, т.к. большую часть времени передается информация о том, что те или параметры находятся в норме, в то время как линия рассчитана на передачу информации о поведении компонентов в критических режимах. Это же можно отнести к датчикам для научных исследований).

После соответствующей модуляции и кодирования из исходного сообщения получают информационный сигнал, передаваемый по каналу связи. При этом исходное сообщение может быть как дискретным по времени и квантованным по m уровням, так и непрерывным. Его основными параметрами являются полоса занимаемых частот $P_{И}$ и общая длительность сообщения $T_{И}$, а также параметр, заложенный в изменении уровня. Избыточность может иметь место как по одному из этих трех параметров, так и по всем трем.

В современных системах связи в большинстве случаев реализуется частотная избыточность. Полоса частот сигнала $P_{С}$ при этом значительно больше $P_{И}$. (Сюда не относятся такие методы как ОБП, а также некоторые телеметрические сигналы). Частотная избыточность может быть как относительно небольшой (порядка двух при амплитудной модуляции), так и значительной – до сотен единиц в ШПС (при использовании большой базы $B = P_{С}T_{С}$, где $T_{С}$ – длительность сигнала). При этом мгновенный спектр сигнала может занимать всю полосу в течение всего времени работы, либо быть более сложно структурированным.

В частности при частотной модуляции в общей полосе сигнала $P_{С} \approx 2\Omega_{В}(m_{СМ} + 1)$, где $m_{СМ}$ и $\Omega_{В}$ – соответственно, индекс модуляции и верхняя модулирующая частота, в каждый момент времени основная энергия сосредоточена в узкой полосе «активного» спектра шириной $P_{А} = 2\Omega_{В}$. Эта полоса перемещается внутри $P_{С}$ по закону модуляции (центральная частота полосы $P_{А}$ совпадает со значением мгновенной частоты). Остальная часть полосы $P_{С}$ в каждый момент времени свободна от составляющих сигнала

В случае использования систем сигналов общая полоса $P_{С}$ заполняется составляющими сигнала по соответствующему правилу. При этом принято представлять сигналы в геометрической форме на плоскости с координатами

частоты F и времени t . Соответствующий прямоугольник со сторонами, равными отводимыми для передачи полосой F_0 и временем T_0 , заполняется по определенному закону элементарными сигналами с полосой F_{Δ} , длительностью T_{Δ} и площадью $F_{\Delta} \times T_{\Delta}$. При этом в той или иной степени покрывается общая площадь $F_0 \times T_0$. Элементарным сигналам может быть присвоена некоторая нумерация, соответствующая последовательности их передачи по времени.

Однако при подобном рассмотрении необходима определенная осторожность и деликатность. Поскольку координатные оси F и t не являются полностью независимыми переменными, а определенным образом между собой связаны, то образуемая ими плоскость обладает другими свойствами, чем привычная геометрическая плоскость с ее метрикой. Например, в такой $F-t$ плоскости отсутствует понятие одиночной точки, как объекта с бесконечно малыми размерами по обеим координатам (сигнал с бесконечно малой длительностью и одновременно с бесконечно узкой полосой спектра невозможен). Существует и ряд других ограничений на форму и минимальные размеры возможных объектов $F-t$ плоскости.

В системах с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) при медленной ППРЧ избыточность также проявляется в том, что в каждый момент времени составляющие сигнала заполняют небольшую часть общей полосы. Медленные скачки по частоте в процессе сеанса связи обеспечивают определенное частотное разнесение в радиоканалах, функционирующих в условиях многолучевого распространения радиоволн. Такие медленные скачки используются в подвижных сетях для повышения эффективности кодирования и перемежения при медленном передвижении абонентов. Поскольку всем активным абонентам, находящимся в одной соте, ставятся в соответствие непересекающиеся последовательности частот для исключения взаимных помех, то можно считать, что система сигналов образуется совокупностью частотно - временных фрагментов с относительно стабильным положением по частотной оси, но один и тот же такой фрагмент приписывается в каждый момент времени к абонентам с различными номерами. Если отведенная для связи общая полоса в любой момент времени достаточно плотно заполнена подобными фрагментами, то общая избыточность такого составного сигнала невелика.

Временная избыточность «в чистом виде» имеет более ограниченное применение, так как в системах связи необходима, как правило, непрерывная передача информации непрерывно порождаемой каким-либо источником, в связи с чем организация временных «окон» требует определенных усилий. Временная избыточность проявляется в системах, дублирующих передачу информации в форме повторов. Кроме того, при различных видах кодирования добавление дополнительных сигналов обычно производится также за счет некоторой временной избыточности. Однако в большинстве методов величина такой избыточности невелика.

Если в случае частотной или временной избыточности сравнение необходимой и достаточной величины этих ресурсов не представляет сложности, то оценка ресурса, заключенного в уровне сигнала, имеет

определенные особенности. Когда исходное сообщение квантовано по уровню, то определение содержащегося в нем количества информации однозначно, но если сообщение представляет собой непрерывный по уровню аналоговый сигнал, то определение этого параметра может не быть очевидным. Это связано с тем, что даже один аналоговый отсчет в идеальном случае (отсутствия шумов и идеальном измерителе уровня) содержит бесконечное количество информации. Поэтому для определения информационной емкости значений аналогового сигнала, необходимо учитывать дополнительные факторы, которые к конкретной реализации информационного сообщения, используемого в передатчике, не относятся. Эти факторы определяются совокупным воздействием мешающих сигналов. При этом мерой избыточности в части используемого ресурса, заключенного в уровне сигнала, могут выступать граничные требования по качеству передачи информации, определяемыми соответствующими нормами.

В цифровой связи основной мерой качества является наихудшая вероятность ошибки, P_{MAX} задаваемая при определенных условиях (например, в определенном проценте времени работы станции). Она является границей приемлемого качества связи. При этом в подавляющем проценте времени текущая вероятность ошибки лучше, чем этот граничный показатель. Если текущая вероятность ошибки равна P_T , то разница между P_{MAX} и P_T косвенно указывает на текущую степень избыточности по уровню в данной системе связи.

В общем случае, чем больше при прочих равных условиях количество квантованных уровней исходного сообщения, которое переносит один отсчет передаваемого сигнала, тем больше средняя вероятность ошибки. Поэтому, если при вероятности ошибок P_T используется m_1 уровней квантования, то без выхода за рамки задаваемых требований на качество передачи можно было бы это число уровней увеличить до такого m_2 , чтобы вероятность ошибки приблизилась к P_{MAX} . Разница между количеством информации в уровнях m_1 и m_2 определит текущую избыточность сигнала по уровню.

В случае аналогового информационного сообщения с уровнем мешающих сигналов следует сравнивать некоторый усредненный уровень сообщения в приемнике потребителя этого сообщения. Здесь тоже можно отталкиваться от граничных норм (например, от количества разборчивых слогов или слов при телефонии). Они определяют минимальный уровень мощности сообщения P_{Cmin} .

Отношение текущего уровня P_{CT} к уровню мешающих сигналов как правило больше P_{Cmin} . В этом случае информационная избыточность по уровню может определяться либо как $H_{и} = \log_2 [(P_n + P_{CT}) / (P_n + P_{Cmin})]$ при мощности АБГШ, равной P_n , либо как $H_{и} = \log_2 (P_{CT} / P_{Cmin})$ при использовании приближенных методов, в меньшей степени привязываясь к виду мешающих воздействий.

На основе текущих значений избыточности по уровню определяется средний уровень избыточности, который, в отличие от избыточности по частоте и по времени (определяемой только модуляцией и кодированием), зависит

также и от совокупности других факторов. Поэтому сигналы, классифицируемые по этому виду избыточности, в большей степени привязаны к свойствам конкретных каналов. В различных системах ее величина определяется необходимым запасом, вызванным колебаниями коэффициента передачи из-за особенностей распространения по каналу. В каналах со слабыми флуктуациями (например, каналы прямой видимости без переотражений) избыточность невелика (несколько децибел). В сильно замирающих каналах избыточность по уровню может быть значительной (десятки децибел). Несмотря на то, что увеличение избыточности сигнала по уровню улучшает общее качество связи, оно является менее универсальным средством борьбы с помехами внешнего происхождения, чем другие виды, кроме того, требует увеличения мощности передаваемого сигнала. Это также ухудшает общую совместимость комплексов радиосредств.

Отдельным путем реализации избыточности является использование различных методов разнесения. Разнесение создается системой передачи, однако свойства порождаемого таким образом ансамбля сигналов также можно в определенном смысле отнести к сигнальным. Некоторые из используемых методов (частотное и временное разнесение) можно непосредственно считать формами избыточности. В других видах разнесенных сигналов (при пространственном, угловом и поляризационных видах разнесения) избыточность не закладывается непосредственно в передаваемый сигнал, однако присутствует в потенциальном виде в районе расположения приемников.

Если в передатчике сигнал представляет собой некоторый одномерный процесс $S_{nep}(t)$, то в районе возможного расположения приемников сигнал уже представляет собой многомерную функцию F_{np} , включающую также зависимость от координаты \vec{r} места приема и Θ – угла прихода радиоволны (в который необходимо включать поляризационные свойства принятого сигнала).

Эта многомерная функция непрерывна по своим новым координатам, однако, эта многомерность компактифицируется в набор одномерных сигналов. При пространственно-разнесенном размещении приемников (с соответствующей ориентацией антенн) происходит своего рода дискретизация непрерывной по аргументам \vec{r} и Θ функции F_{np} . При правильно выбранных параметрах подобной дискретизации также возникает избыточность по некоторому дополнительному параметру N , отражающему использование разнесения, и имеющему дискретный характер.

В этом случае совокупность разнесенных сигналов можно описывать как N -мерный принимаемый сигнал \vec{S}_{np} , т.е. как вектор с N элементами, что дополняется тем, что компоненты АБГШ в разнесенных сигналах взаимно независимы. Поскольку конечной целью обработки на приемной стороне является формирование передаваемого информационного сообщения (одномерного процесса), то дальнейшую обработку также можно представить, как компактификацию N -мерного объекта в одномерный.

При рассмотрении избыточности используются понятия информационной емкости сигнала $I = FTI_I$, где I_I – определяется количеством

информации, содержащееся в одном отсчете, согласно и понятие объема сигнала $V = FTD$, где D – некоторое интегральное отношение уровней полезного сигнала и мешающего воздействия. Величина D будет определяться в зависимости от конкретной помеховой обстановки. В соответствии с этим общая информационная избыточность M_I и избыточность по объему сигнала M_V представляют собой разности между показателями сигнала и информационного сообщения.

Если при сравнении информационного сообщения и сигнала обозначить величину избыточности по частоте, времени и уровню, соответственно, через M_F , M_T , и M_A , то в целом совокупная избыточность сигнала характеризуется набором из четырех показателей $\{M_F, M_T, M_A, N\}$. Показатель M_A используется как в логарифмической форме для оценки информационной емкости, так и в линейной форме для оценки объемов сигнала и канала.

В некоторых случаях в сигнале может наблюдаться обмен ресурсом между различными видами избыточности.

В настоящее время классификация мешающих сигналов достаточно общепризнанна, хотя различные авторы могут подходить к ней с различных позиций.

Наиболее общим результатом мешающих воздействий на систему телекоммуникаций, очевидно, нужно считать ухудшение способности передавать информацию. В любом случае это ухудшение является следствием уменьшения избыточности различного вида, которой располагает система связи. При этом, пока это уменьшение не достигает некоторого порогового уровня, ухудшение качества связи происходит относительно медленно. Если же уровень избыточности падает ниже соответствующего порога, то качество связи тоже начинает резко падать вплоть до полного ее срыва. Подобный пороговый уровень определяется многими факторами, зависящими от вида канала, сигналов и каналообразующей аппаратуры.

Поскольку избыточность является комплексным показателем, составленным из нескольких компонентов, то и различные виды мешающих воздействий могут по-разному влиять на эти компоненты общей избыточности. В соответствии с этим разнообразие мешающих воздействий будет рассматриваться с позиций последующей оценки их влияния на снижение избыточности той или иной формы, присутствующей в информационном сигнале. Несмотря на то, что причины появления мешающих воздействий исключительно разнообразны, по результату воздействия на характеристики информационного сигнала они во многом похожи.

Рассмотрим различные виды мешающих воздействий. По месту появления их можно разделить на внутрисистемные и внесистемные (внешние). К наиболее фундаментальному из внутрисистемных мешающих воздействий относится тепловой шум, который в основном обусловлен входными цепями приемников. Общеизвестной моделью такого воздействия является случайный процесс с гауссовым распределением и равномерной спектральной плотностью (АБГШ). При нормальной работе аппаратуры этот процесс можно считать стационарным. Однако при использовании разнесения параметры шума

в различных цепях разнесения зачастую различны. В аппаратуре могут быть источники шума и другого происхождения (дробовый, флуктуационный и др.) с другой формой спектральной плотности («спектральный» шум), однако их влияние невелико, либо же при необходимости может быть без трудностей учтено в соответствующих алгоритмах обработки сигналов.

Другим видом внутрисистемных мешающих помех являются узкополосные помехи. Причиной их появления выступают наводки от различных гетеродинов, генераторов и др. Они представляют собой совокупность процессов, близких к синусоидальным. Одна или несколько подобных помех из всего комплекса их комбинаций могут попадать в полосу обработки информационного сигнала. Поскольку их появление обусловлено недостатками проектирования и изготовления каналообразующей аппаратуры, то и устранение должно проводиться техническими мерами, не связанными с обработкой информационного сигнала.

Внутри аппаратуры также могут появляться помехи импульсного характера с широким спектром, обусловленные различными коммутациями. При этом в полосу сигнала попадает часть спектра переходных процессов достаточно сложной формы, что также обусловлено конструктивными недостатками аппаратуры.

По результату воздействия на информационный сигнал внутрисистемные помехи находят себе аналоги среди внешних помех, что и обуславливает сходные методы борьбы с ними, например, в условиях, когда невозможно устранение конструктивных недостатков, вызывающих появление внутрисистемных помех большого уровня.

Среди внешних помех наиболее важный признак разделяет их на природные помехи и помехи, вызванные действиями человека. Управление природными процессами человеку, как правило, неподвластно, поэтому можно лишь, изучив их особенности, приспособляться к ним и использовать их. В частности, природные процессы могут порождать помехи двух основных видов – аддитивные, когда их присутствие и мешающее действие не зависят от наличия сигнала, и мультипликативные, которые имеют смысл только при наличии сигнала. Внешние аддитивные помехи природного происхождения в основном подразделяются на атмосферные и космические. Космические помехи связаны с электромагнитными процессами, происходящими на Солнце, звездах и других космических объектах. Основная доля высокоэнергетических космических лучей приходится на Солнце. Метеоритные потоки большой интенсивности также иногда меняют характеристики некоторых видов трасс распространения сигналов, однако это может породить лишь мультипликативные помехи.

Атмосферные помехи в некоторых источниках делят на две группы:

- помехи, обусловленные электрическими процессами в атмосфере (грозовыми разрядами). При этом ближние грозы порождают помехи импульсного характера, дальние грозы – помехи в виде флуктуационного шума.

- помехи, возникающие при выпадении осадков в виде дождя, снега и т.п. Подобные факторы могут порождать как аддитивную флуктуационную помеху, так и помеху мультипликативного характера.

Атмосферные помехи возникают в результате движения электрических зарядов в атмосфере. Это наблюдается в основном при грозах, а также при стекании зарядов при электризации проводов и прочих токопроводящих предметов накануне гроз и при сильном ветре. Поскольку на земном шаре в среднем наблюдается более 100 молний в секунду, а поле грозового разряда распространяется на тысячи километров, совокупное воздействие этого фактора присутствует практически всегда, перераспределяясь в зависимости от времени года по долям, вносимым от дальних и ближних гроз. Преимущественное направление прихода помех от дальних гроз – южное (юго-западное, юго-восточное), помехи от ближних гроз преимущественного направления не имеют.

Подразделение мешающих воздействий на природные и возникающие по причине человеческой деятельности частично перекрывает и предыдущее подразделение на внутрисистемные и внешние помехи. В частности, тепловой шум и другие виды шумов тоже можно отнести к природным мешающим воздействиям.

Важным направлением классификации является разделение помех на преднамеренные и непреднамеренные. Оба вида предполагают различные подходы к организации борьбы с помехами. Воздействие непреднамеренных помех относится к задаче электромагнитной совместимости различных излучающих средств. Поэтому здесь одним из возможных путей выступает компромисс между задачами различных участников.

Преднамеренные помехи сопутствуют конфликтным ситуациям различной напряженности. Оптимизация стратегии в случае соперничества представляет собой задачу в рамках математической теории игр.

Вид преднамеренной помехи определяется техническими возможностями постановщика помех по оперативному определению вида подавляемого информационного сигнала и его параметров и по созданию помехового сигнала с параметрами, при которых происходит наилучшее подавление информационного.

В связи с этим помеховые сигналы можно расположить в некоторый ряд, каждый последующий член которого требует больше технических возможностей от передатчика помехи и большей информации о подавляемом сигнале, но в то же время при прочих равных условиях производит более эффективное подавление (т.е. приводит к большим потерям передаваемой по системе связи информации).

1. Заградительная помеха. Ее общая полоса спектра P_{Π} много шире полосы спектра информационного сигнала P_C , $P_{\Pi} \gg P_C$. Ситуация возникает, когда невозможно оперативно определить текущее положение полосы спектра информационного сигнала, либо затруднительно генерировать помеху с полосой частот, совпадающей с полосой сигнала. При минимуме требований к возможностям передатчика помех эффективность заградительной помехи также

минимальна, т.к. в полосу P_c попадает лишь малая часть общей мощности помехи. В качестве такой помехи используются:

- прямошумовая помеха (ПШП), представляющая собой шум с равномерным спектром и гауссовой плотностью распределения (иногда называется флуктуационной помехой);

- амплитудно-модулированная шумовая помеха (АМШП), получающаяся путем амплитудной модуляции некоторой несущей с помощью «белого» шума;

- частотно-модулированная шумовая помеха (ЧМШП), которую получают частотной модуляцией несущей «белым» шумом, причем меняя соотношение полосы модулирующего шума $P_{ш}$ и девиации f_d возможно генерировать помехи с различными свойствами, в частности, при $P_{ш} \ll f_d$ образуется помеха, которая воспринимается приемником, как случайно появляющаяся узкополосная со случайным законом ее перемещения внутри полосы информационного сигнала;

- хаотичная импульсная помеха (ХИП), представляющая собой хаотичную последовательность коротких импульсов со случайно изменяющимися параметрами. Вследствие малой длительности импульсов общая полоса ХИП достаточно широкая;

- комплекс узкополосных помех, содержащий набор синусоидальных сигналов, случайным образом расположенных на частотной оси. Расположение может медленно изменяться по времени.

2. Прицельная помеха. В этом случае спектр помехи в основном совпадает со спектром информационного сигнала. Эффективность постановки такой помехи существенно выше, однако от постановщика требуется оперативно определять положение и ширину полосы спектра подавляемого сигнала и соответствующим образом менять параметры помехового передатчика.

Вид помехи может соответствовать одному из рассмотренных (ПШП, АМШП, ЧМШП, ХИП). В качестве вариантов могут иметь место частично-заградительная помеха (заградительная помеха с частичным перекрытием рабочего диапазона частот информационного сигнала) и сосредоточенная помеха (с полосой, значительно большей, чем у узкополосной синусоидальной помехи, но меньшей, чем полоса информационного сигнала).

3. Сигналоподобная (структурная) помеха. К таким относятся помехи, подобные по структуре полезным сигналам. Их эффективность еще выше, однако реализация требует дополнительных возможностей от постановщика помех. Помеха имеет тот же или похожий вид модуляции, как и у полезного информационного сигнала, с близкими ему параметрами. В этом классе различают имитационные помехи, когда сигнал, похожий на информационный, имитируется постановщиком помехи, и ретранслируемые, когда в качестве помехи используется тот же полезный сигнал, задержанный на определенное время (которое может меняться) и в который, возможно, внесены определенные изменения.

Среди видов непреднамеренных помех основными выступают следующие.

1. Индустриальные помехи. Они обусловлены работой различных электрических установок (промышленных, медицинских), а также систем зажигания автомобилей. Чаще соответствующие процессы имеют импульсный характер, обусловленный контактными явлениями в электрических цепях. Источниками искрения могут быть электрогенераторы, электродвигатели, системы зажигания автомобилей, мощные коммутаторы, электроплавильные печи и агрегаты, газоразрядные осветители, сварочные аппараты, коронные разряды на ЛЭП и т.п. Интенсивность подобных помех убывает с расстоянием достаточно быстро, но подсоединенная к их источникам электросеть может играть роль эффективной излучающей антенны.

Суммарное воздействие индустриальных помех может создавать сплошной достаточно равномерный по частотной оси фон, более интенсивный в дневные (рабочие) часы. Такие помехи ощущаются при удалении от больших городов на десятки километров. Помехи от систем зажигания автомобилей преобладают в районе автотрасс с интенсивным движением и в прилегающих полосах местности шириной до 100 метров. Их суточный уровень колеблется в пределах 16-20 дБ. В связи с ростом интенсивности автодвижения для станций мобильной связи, расположенных на автомобилях, проблема приобретает всю большую остроту.

2. Помехи от радиопередающих устройств. В настоящее время практически во всех используемых радиодиапазонах растет количество радиоизлучающих средств. В результате, несмотря на жесткие нормы на внеполосное излучение, и совокупность организационно-эксплуатационных мер и правил, возрастает уровень радиопомех от средств различных служб и пользователей.

Кроме этого, имеется ряд обстоятельств, дополнительно усложняющих помеховую обстановку. В малонаселенных местностях (например, в районах Крайнего Севера) все службы имеют тенденцию концентрироваться в редких населенных пунктах. Это создает дополнительную локальную перегруженность эфира их большим скоплением на малых площадях. В длительно эксплуатируемой аппаратуре нередки поломки, а также уход ее параметров, ведущий к нарушению требований на уровень внеполосных излучений.

В сотовых (а также в транкинговых) системах связи возможно появление внутриканальных помех, которые образуются за счет влияния других зон, в которых используются те же ли близкие рабочие частоты, а также внутрисотовых помех, обусловленных мешающим действием передатчиков абонентских станций, которые работают в зоне действия той же базовой станции.

В области расположения приемных станций внешние помехи, также как и информационный сигнал, имеют соответствующее пространственно-угловое распределение интенсивности. При использовании пространственного (углового) разнесенного приема это непрерывное помеховое распределение дискретизируется в соответствии с расположением и ориентацией разнесенных приемных антенн, превращаясь в результате в набор помеховых компонент в выходных сигналах разнесенных приемников.

Взаимосвязь внутри этого набора помеховых компонент может быть учтена соответствующей взаимной корреляционной матрицей R_{Π} с комплексными элементами. Значение компонентов матрицы помех R_{Π} зависит от количества и расположения источников помех, а также от их вида. Кроме того, на них влияют свойства трассы распространения помех до приемников. В случае, когда расстояние до источников помехи соизмеримо с расстоянием до передатчика полезного сигнала, совокупность помеховых компонент в разнесенных сигналах может иметь статистические свойства, сходные со свойствами полезных компонент. Для достаточно широкополосных помех элементы матрицы R_{Π} – частотно-зависимые.

Таким образом, несмотря на большое разнообразие видов источников помех многие из них имеют сходные свойства и по результату воздействия на систему связи их можно объединить в следующие характерные группы.

1. Помехи, близкие по свойствам к «белому» гауссову шуму, с полосой, занимающей всю полосу или большую часть полосы информационного сигнала. Сюда будут включаться и помехи с неравномерным в полосе энергетическим спектром в случае, когда в нем нет ярко выраженных пиков. В этой группе объединяются кроме собственно теплового шума блоков приемника (и других видов шума его активных элементов) также соответствующие внешние помехи атмосферного и космического происхождения, заградительные и прицельные преднамеренные помехи от шумовых источников и компоненты промышленных помех, действующие в большой совокупности.

2. Сосредоточенные помехи (включая сюда узкополосные и синусоидальные). Полоса помехи много меньше полосы сигнала, при этом спектральная плотность в полосе велика, поскольку существенное влияние на помехоустойчивость оказывают лишь достаточно мощные помехи. В эту группу входят из внутрисистемных помех наводки от собственных генераторов и гетеродинов. Из внешних помех могут входить преднамеренные сосредоточенные помехи и непреднамеренные помехи от различных комбинационных частот несущих других радиопередающих средств. Кроме того, в зависимости от соотношения ширины спектра данного информационного сигнала и мешающих информационных сигналов других телекоммуникационных средств, такие сигналы могут действовать, как сосредоточенные помехи.

3. Импульсные помехи. В эту группу из внутрисистемных и внешних промышленных помех могут включаться те, что возникают в результате различных процессов коммутации. Из преднамеренных помех к этой группе следует отнести ХИП. Из непреднамеренных помех сюда включаются создаваемые импульсным излучающим оборудованием большой мощности, например, радиолокационным, радионавигационным и т.п.

4. Помехи более сложной структуры, которую «в чистом виде» нельзя отнести ни к одной из предыдущих групп. В данную группу включаются внешние помехи, в частности преднамеренные сигналоподобные имитационные и ретранслируемые помехи, а также непреднамеренные,

которые могут образоваться при работе других частей данной системы связи или сходных телекоммуникационных систем.

5. В отдельную группу необходимо отнести мешающие сигналы в условиях разнесенного приема. Здесь помехи необходимо разделять по степени их зависимости в различных ветвях разнесения. При этом все виды мешающих сигналов можно разместить вдоль некоторой шкалы, с одного края которой разместятся такие полностью некоррелированные в различных ветвях помехи, как аддитивный тепловой шум. С другого края этой шкалы окажутся сильно коррелированные между собой помехи, например такие, компоненты которых в различных ветвях различаются лишь по амплитуде и относительному фазовому сдвигу. При этом местоположение помехи на подобной шкале определяется для внутрисистемных помех только техническим состоянием данного образца каналообразующей аппаратуры, а для внешних помех в очень большой степени не видом и происхождением помехи, а ее местоположением и свойствами канала ее передачи к приемникам.

Подытоживая рассмотрение видов мешающих воздействий, в качестве выводов следует выделить такие:

1. Современные системы телекоммуникации могут подвергаться исключительно разнообразным мешающим воздействиям различного вида, происхождения и структуры.

2. Несмотря на большие различия, все мешающие воздействия обладают рядом похожих свойств, позволяющих их отнести к нескольким крупным группам, таким, как флуктуационные, сосредоточенные, импульсные и сигналоподобные помехи, а также упорядочить по степени зависимости помеховых компонент в разнесенных сигналах.

3. Принадлежность помехи к соответствующей группе дает возможность оценить ее влияние на снижение избыточности информационного сигнала.

4. Различные варианты помеховой обстановки могут быть объединены по степени наличия на приемной стороне априорной информации о параметрах помеховой обстановки или возможностям получения этой информации.

Заключение. В процессе изучения материала лекции студент знакомится с основными видами помех (внешних и внутренних), которые оказывают влияние на качество передачи сигналов. Рассматриваются особенности механизмов их воздействия.

Полученные при изучении данной темы знания будут использованы при Анализе различных методов борьбы с помехами.

3. Методы частичного разнесения для борьбы с сосредоточенными и импульсными помехами

В том случае, когда при частотном разнесении сигнала для передачи полезного сигнала применяются несколько самостоятельных каналов, тогда кратность разнесения – целое число. Однако бывают ситуации, когда в распоряжении системы связи имеется полоса частот Π_K , несколько более широкая, чем полоса сигнала Π_C , однако ее избыток недостаточен для организации второго частотно-разнесенного канала, то есть частотная избыточность невелика. Подобная ситуация позволяет в значительной степени устранять воздействие сосредоточенных и импульсных помех.

Сущность метода в обобщенном виде заключается в следующем. На передающей стороне на основе исходного информационного сигнала $x(t)$ формируется другой сигнал $y(t)$, излучаемый в пространство, $y = x + L\{x\}$, где $L\{x\}$ – некоторая операция над сигналом x . Наилучшим с практической точки зрения вариантом операции $L\{x\}$ является комбинация сдвига по частотной оси целиком всего спектра Π_C сигнала $x(t)$ на некоторую величину Δf и одновременного сдвига по времени на величину Δt (хотя иногда сдвиг на величину Δt может и не производиться). Могут быть и другие варианты реализации этой операции.

Далее возможны две ситуации:

1. Если осуществляется только сдвиг по частоте, то операция $L\{x\}$ обратима, т.е. $x=L^{-1}\{L\{x\}\}$, возможна обратная операция $L^{-1}\{x\}$.

2. Если осуществляются оба сдвига, по частоте и по времени, то обратная операция $L^{-1}\{x\}$ физически неосуществима (т.к. для нее потребовалась не задержка по времени, а физически не реализуемая операция сдвига по времени “вперед”).

Реализация метода для этих двух вариантов функции $L\{x\}$ приведена на рисунках 3 и 4. Рисунок 3 относится к варианту обратимой операции $L\{x\}$.

Рассмотрим операции метода в установившемся режиме, первоначально в отсутствии помех и искажений. На вход приемника приходит сигнал $y = x + L\{x\}$. Из этого сигнала по отдельности вычитаются полученные (с определенной точностью) другими операциями компоненты, причем $x_\Sigma = x$, $L_\Sigma = L\{x\}$.

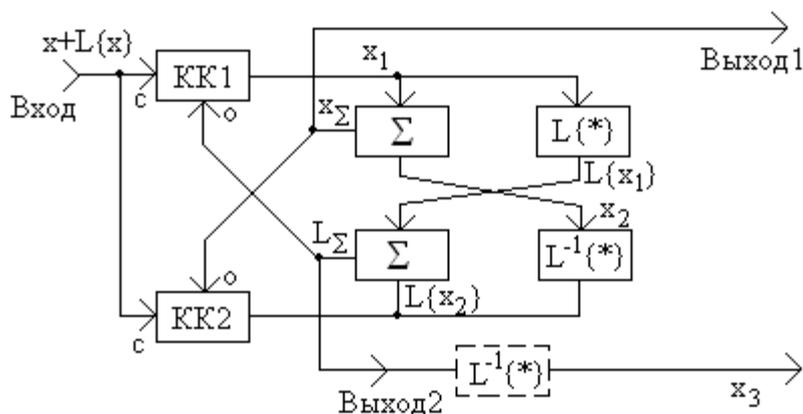


Рис. 3

В результате этого получаются два сигнала:
 $x_1 = x + L\{x\} - L_\Sigma = x$, $L\{x_2\} = x + L\{x\} - x_\Sigma = L\{x\}$.

Далее над сигналом x_1 производится операция $L\{x\}$, аналогичная соответствующей операции в передатчике, а над сигналом $L\{x_2\}$ производится операция $L^{-1}\{x\}$, обратная операции $L\{x\}$. В результате получаются сигналы $L\{x_1\} = L\{x\}$ и $x_2 = L^{-1}\{L\{x\}\} = x$. Далее в сумматорах (Σ) сигнал x_1 складывается с сигналом x_2 , образуя сигнал x_Σ , а также сигнал $L\{x_1\}$ складывается с сигналом $L\{x_2\}$, образуя сигнал L_Σ .

На выходе 1 образуется сигнал x_Σ - первая копия сигнала x . На выходе 2 из сигнала L_Σ обратным преобразованием $L^{-1}\{x\}$ получают еще одну копию сигнала x (пусть равную x_3). Если раньше обе копии сигнала передавались с небольшим частотным разнесением, то теперь они оказались вновь совмещенными по частоте. Однако факт, что они пришли в приемник как бы по разным каналам будет использован.

Теперь рассмотрим воздействие узкополосной сосредоточенной помехи с шириной спектра Π_{Π} и центральной частотой f_{Π} . Она воздействует на сигнал $y(t)$ и поражает обе компоненты в области спектра около частоты f_{Π} (т.е. x и $L\{x\}$). Но так как сигнал $L\{x\}$ - это есть сигнал x , сдвинутый по частотной оси, то в этих двух сигналах сосредоточенная помеха наложится на различные участки спектра полезного сигнала.

В случае, если $\Delta f > \Pi_{\Pi}$, то после получения двух копий x_1 и x_3 положение помехи в них не будет совпадать по частотной оси. Те участки спектра полезного сигнала, которые в одной копии поражены помехой, в другой копии свободны от нее. Это позволяет путем соответствующего комбинирования избавиться от этой помехи. Комбинирование может производиться путем взаимной замены участков спектра. Поскольку сигнал $L\{x_2\} = L\{x\}$, а сигнал $L\{x_1\}$ получен сдвигом сигнала x по частоте, то в сигналах $L\{x_1\}$ и $L\{x_2\}$ положение помехи тоже не будет совпадать по частоте. При этом удаление помехи путем взаимной замены участков спектра производится в сумматорах (Σ) как при суммировании составляющих x_1 и x_3 , так и при суммировании составляющих $L\{x_1\}$ и $L\{x_2\}$.

Далее для дальнейшей обработки может быть использован сигнал с любого из двух выходов. Они отличаются лишь положением спектра на частотной оси. Важное значение имеет очистка используемых сигналов от ненужных компонент, порождающихся в процессе работы. Отличия x_1 от x_2 и $L\{x_2\}$ от $L\{x\}$ обусловлены степенью этой очистки от ненужных составляющих, имеющих место при вычитании из входной суммы одной из компонент. Здесь эффективно применение корреляционных компенсаторов (КК1 и КК2). Как известно эти блоки обеспечивают амплитудно-фазовую регулировку сигнала, поступающего с опорного входа (0) таким образом, чтобы после вычитания

этого опорного сигнала из напряжения на сигнальном входе (с), результирующее напряжение стало некоррелировано с опорным сигналом. В результате (поскольку частотный сдвиг порождает декорреляцию сигналов) из входной суммы $y(t)$ будут удаляться все те компоненты, которые присутствуют на опорном входе коммутатора.

Схема на рис. 4. иллюстрирует вариант метода, когда операция $L\{x\}$ необратима. Здесь все остальные операции такие же, за исключением того, что в качестве одной из копий полученного сигнала используют сигнал L_{Σ} , а в качестве другой копии – сигнал x_1 , подвергнутый операции $L\{x\}$. Принципиальных отличий это не вносит, т.к. сдвиг по частоте и по времени сигнала $x(t)$ не влияет на его информационное содержание.

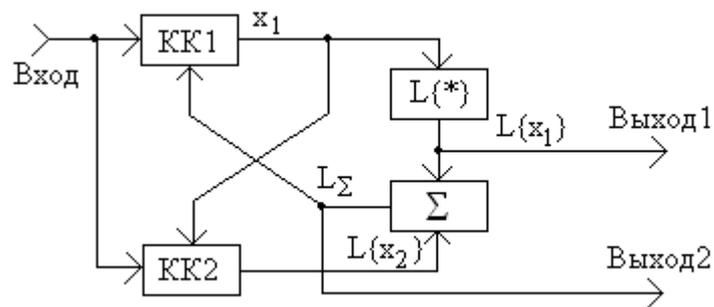


Рис. 4

Операция $L\{x\}$ здесь осуществляет одновременно и частотный, и временной сдвиг сигнала. Таким образом, в соответствующих копиях x_1 и x_3 после обработки помеховые составляющие оказываются сдвинутыми по частоте на Δf , и по времени на Δt . Это позволяет удалять не только сосредоточенные помехи, но и импульсные помехи длительностью $T_{\text{п}} < \Delta t$. Удаление импульсных помех производится, как и сосредоточенных, при суммировании (в Σ) путем взаимной замены поврежденных фрагментов одного сигнала на неповрежденные в этот момент времени фрагменты другого сигнала. Разнесение по времени обеспечивает дополнительную декорреляцию копий $x(t)$ и $L\{x\}$.

Таким образом, за счет ограниченной избыточности, которую предоставляет канал связи, можно организовать частичное разнесение с тем, чтобы после восстановления двух копий полезного сигнала, по-разному пораженных сосредоточенной или импульсной помехами, исключить воздействие помехи. Ограничения предложенного метода заключаются в особенностях установления стационарного режима работы схем. Поскольку после компенсаторов копии сигналов x_1 и $L\{x_2\}$ в некоторой степени могут отличаться от исходных сигналов x и $L\{x\}$, то необходимо, чтобы не происходило накопления подобных отличий при многократном прохождении сигналов по петлям обратной связи. При этом основным препятствием к накоплению отличий служит факт, что при суммировании полезные

составляющие складываются синфазно, а отличия, представляющие собой сумму компонент типа $L\{L\{L\{\dots\}\}\}$ (т.е. результатов многократного проведения операции $L\{x\}$, взятых с различными весами) складываются произвольным образом, что дает преимущество полезным компонентам. Кроме того, с каждым повторным применением операции $L\{x\}$, результат каждый раз сдвигается по частотной оси на Δf . Таким образом этот компонент постепенно уходит за полосу тракта, и его мощность убывает по мере того, как в полосе тракта остается все меньшая доля его спектра.

1. Стационарный режим.

Схему, приведенную на рис. 4 несколько видоизменим (вариант изменений схемы приведен на рис. 5). Компенсаторы КК1 и КК2 заменим на блоки вычитания (-), удаление помех путем взаимной замены пораженных фрагментов спектра производится в блоках $\Phi 1$ и $\Phi 2$.

Для краткости обозначим проведение операции $L\{x\}$ через Lx . Также в этом параграфе обозначим через $h_1 \oplus x$ и $h_2 \oplus x$ – операции, осуществляемые в блоках $\Phi 1$ и $\Phi 2$ соответственно, и приводящие к замене пораженных фрагментов в частотной или во временной области в основном сигнале (вход 0) на неповрежденные соответствующие фрагменты из другого разнесенного сигнала, подавленного на дополнительный вход (д).

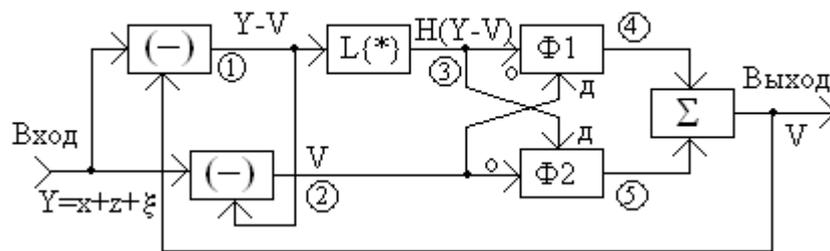


Рис. 5

(Пример схемы, осуществляющий подобную замену, приведен на рис. 6, где обозначены соответственно, через ИНВ, РФ и К операции инвертирования, режектирования узкополосной помехи и стробирования сигнала путем переключения коммутатора).

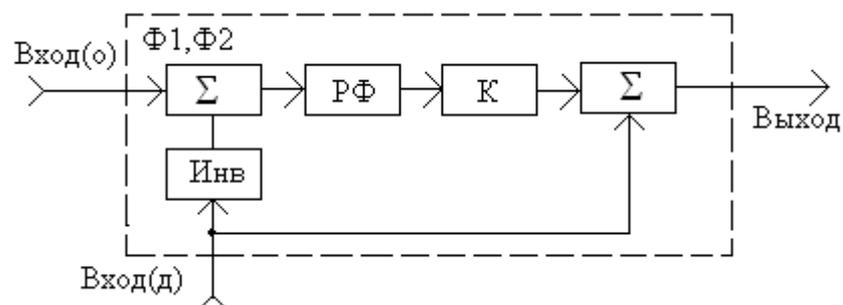


Рис. 6

На входе действует сигнал $y(t)=x(t)+z(t)+\zeta$, где $z=Lx$; $\zeta(t)$ – внешняя помеха. $V(t)$ – сигнал на выходе. В точке 1 сигнал $U_1=y-V$; в точке 2 сигнал $U_2=y-U_1=V$; в точке 3 сигнал $U_3=LU_1=L(y-V)$. Тогда в точке 4 будет сигнал $U_4=h_1\oplus(U_3-U_2)+U_4$; в точке 5 будет сигнал $U_5=h_2\oplus(U_2-U_3)+U_2$.

В сумматоре Σ суммарные сигналы U_4 и U_5 складываются (пусть с весовыми коэффициентами, равными 0,5), т.е. $V=0,5 U_4+ 0,5U_5$.

После соответствующих подстановок получим:

$$V=0,5\{ h_1\oplus[L(y-V)-V]+V+h_2\oplus[V-L(y-V)]+(y-V)\}.$$

После подстановки $y=x+Lx+\zeta$ имеем

$$V = 0,5\{-h_1\oplus(V+LV)+h_1+(Lx+LLx+L\xi)+h_2\oplus(Lx+LLx+L\xi)+V - \\ -LV+Lx+LLx+L\xi\}$$

Так как в случае воздействия узкополосной помехи режекторные фильтры настроены для каждого сигнала на ее положение на частотной оси именно в этом данном сигнале, (а в случае воздействия импульсной помехи коммутаторы в блоках $\Phi 1$ и $\Phi 2$ отключают канал в момент присутствия в нем помех) то:

$$h_1\oplus L\xi = h_2\oplus \xi = 0; \quad h_1\oplus \xi = \xi; \quad h_2\oplus L\xi = L\xi.$$

С учетом этого:

$$V = 0,5[V-LV+h_2\oplus(V+LV)-h_1\oplus(V+LV)+Lx+ \\ +LLx-h_2\oplus(Lx+LLx)+h_1(Lx+LLx)] \quad (4)$$

Не трудно заметить, что помеха ζ исключена и в формировании сигнала $V(t)$ не участвует. Для определения вида $V(t)$ обозначим следующие спектральные составляющие: x_1 – составляющие сигнала $x(t)$, сосредоточенные возле частоты f_{Π} в полосе, равной полосе режекции в фильтрах; x_2 – составляющие возле частоты помехи, сдвинутой на Δf (в результате операции Lx); x_3 – составляющие возле частоты помехи, сдвинутой на $2\Delta f$ (в результате операции LLx); x_0 – остальные спектральные составляющие сигнала $x(t)$.

Таким образом, $x(t) = x_0 + x_1 + x_2 + x_3$, кроме того, все эти составляющие взаимно некоррелированы. По аналогии V_1, V_2, V_3 и V_0 – это составляющие сигнала $V(t)$, расположенные соответственно в тех же участках спектра, что и составляющие сигнала x_0, x_1, x_2, x_3 . С учетом этого выражение (4) можно переписать в виде

$$2V = (1-L)V + (V-V_2) + L(V-V_3) - (V-V_1) - L(V-V_2) + Lx + LLx - \\ -L(x-x_3) - L(x-x_3) + L(x-x_1) + LL(x-x_2)$$

После преобразований:

$$(1+L)V_0 + LV_1 + 2V_2 + (1+2L)V_3 = (1+L)Lx_0 + LLx_1 + 2Lx_2 + (1+2L)Lx_3$$

Поскольку компоненты x и V с различными индексами некоррелированы, то нетрудно установить взаимное соответствие: $V_0 = Lx_0, V_1 = Lx_1, V_2 = Lx_2,$

$V_3 = Lx_3$, т.е. $V(t) = Lx(t)$.

Выходной сигнал схемы идентичен передаваемому сообщению $x(t)$, сдвинутому по частоте на Δf (если нужно бороться с импульсными помехами, то сдвинутому и по времени Δt). Необходимо заметить что в точке 2

узкополосная помеха ξ может присутствовать также в процессе установления рабочего режима. В рабочем (стационарном) режиме она отсутствует. Глубина подавления помехи определяется качеством режекции в режекторных фильтрах, а также амплитудно-фазовым равенством сигналов в точках 2 и 3, что зависит от качества конкретной технической реализации блоков.

С помощью подобного метода можно удалить несколько узкополосных помех. Ограничением здесь выступает условие, чтобы после сдвига по частоте на Δf различные узкополосные помехи не накладывались по спектру одна на другую.

2. Процесс установления стационарного режима

Поведение различных составляющих сигнала в процессе установления стационарного режима моделировалось на ЭВМ. Определялись особенности постепенного очищения выходного сигнала от ненужных составляющих после момента начала функционирования. Очищение происходило за счет того, что в процессе многократного прохождения сигналов по цепям обратной связи требуемые составляющие суммировались синфазно, а ненужные составляющие суммировались случайным образом из-за их взаимной некоррелированности, т.е. каждый цикл прохождения увеличивал преобладание требуемых составляющих. Аналогично процессы будут происходить и при случайном нарушении в работе, например, после глубоких замираний, приводящих к срыву функционирования схемы.

При моделировании определялись особенности исключения из выходного сигнала $V(t)$ составляющих, отличающихся от $Lx(t)=z(t)$, при этом был сделан ряд допущений. Спектр полезного сигнала предполагался в пределах его полосы $П_C$ достаточно равномерным. Режекторные фильтры считались идеализированными, т.е. обладающими нулевым коэффициентом передачи в полосе режекции фильтра и единичным вне ее. Ширина полосы режекции не больше, чем Δf , но не меньше, чем полоса спектра помех. Средний уровень выходного сигнала благодаря действию соответствующих АРУ полагается постоянным по времени. Алгоритм моделирования заключался в исследовании последовательного изменения спектра выходного сигнала $V(t)$ с момента начала работы схемы.

Пусть спектр выходного сигнала $x(t)$ определяется зависимостью $G(\omega) = G_0$. Также пусть в результате проведения операции $L\{x\}$ происходит сдвиг всего спектра сигнала $x(t)$ по частотной оси вверх и смещение сигнала по времени на Δt , т.е. сигнал $z(t)=Lx$ имеет спектр

$$G_z(\omega) = G_x(\omega + 2\pi\Delta f) \exp\{-j\omega\Delta t\} = G_1.$$

Аналогично после осуществления операции $L\{x\}$ повторением n раз.

$$G_n(\omega) = G_x(\omega + 2n\pi\Delta f) \exp\{-jn\Delta\omega t\}.$$

Спектр сигнала $V(t)$ в любой момент времени можно представить из суммы N составляющих G_j с различными весовыми коэффициентами a_j т.е.

$$G_v = \sum_{j=0}^N a_j G_j.$$

В начальный момент времени сигнал на выходах обоих корреляционных компенсаторов равен нулю, т.е. выходной сигнал $V=0$. В следующий момент времени спектр выходного сигнала обоих КК одинаков и равен $G_0 + G_1$. После осуществления операции $L\{x\}$ спектр одного из этих сигналов становится равным $G_1 + G_2$. Т.о. после данного цикла спектр сигнала на выходе:

$$G_v = (G_1 + G_2) + (G_0 + G_1) = G_0 + 2G_1 + G_2$$

По окончании следующего цикла спектр G_v обогатится еще одной составляющей G_3 . Уровень суммарного сигнала поддерживается с помощью АРУ, поэтому с каждым циклом соотношение величины разных составляющих в суммарном сигнале изменяется (перераспределяется).

В основу моделирования положено подобное поцикловое изменение структуры спектра G_v в виде рекуррентных формул, определяющих соотношение коэффициентов a_j в данном цикле на основе величины этих коэффициентов из предыдущего цикла [150]. В частности, коэффициенты $a_j^{(l+1)}$ в цикле номера $l+1$ определяются, как:

$$-\frac{a_1^{(l+1)}}{a_0^{(l+1)}} = \frac{a_1^{(l)}}{a_0^{(l)}} \frac{2 + \frac{A}{(a_1^{(l)})^2}}{1 + \frac{a_0^{(l)}}{a_1^{(l)}}};$$

$$-\frac{a_1^{(l+1)}}{a_2^{(l+1)}} = \frac{a_1^{(l)}}{a_2^{(l)}} \frac{2a_1^{(l)} + \frac{A}{a_1^{(l)}}}{a_1^{(l)} + \frac{A}{a_2^{(l)}}};$$

$$\frac{a_1^{(l+1)}}{a_n^{(l+1)}} = \frac{a_1^{(l)}}{a_n^{(l)}} \frac{2a_1^{(l)} + \frac{A}{a_1^{(l)}}}{a_1^{(l)} \left(1 - \frac{a_{n-1}^{(l)}}{a_n^{(l)}}\right)};$$

$$j = 3 \div N, \quad A = \sum_{j=2}^N a_j^2,$$

где $a_j^{(l)}$ – коэффициенты в цикле номера l . Полагалось, что $N = \Pi C / \Delta f$, при этом, поскольку спектр G_j каждой составляющей при каждом цикле сдвигается по частотной оси, то через некоторое время он выходит за полосу тракта обработки и исчезает. По этой причине при моделировании делалось упрощающее предположение, что составляющие G_{N+1}, G_{N+2} можно исключить из рассмотрения. На самом деле их пропадание будет происходить не скачкообразно, а плавно, по мере постепенного удаления всё возрастающей

части полосы спектра фильтрами тракта обработки. Поэтому графики, представленные на рисунках, сглажены.

На рис. 7 представлены графики поциклового изменения величины первых восьми коэффициентов $a_0 \div a_7$. Цифрами обозначены графики, соответствующие изменениям следующих коэффициентов:

$$1 - a_1, 2 - a_0, 3 - a_2, 4 - a_3, 5 - a_4, 6 - a_5, 7 - a_6, 8 - a_7.$$

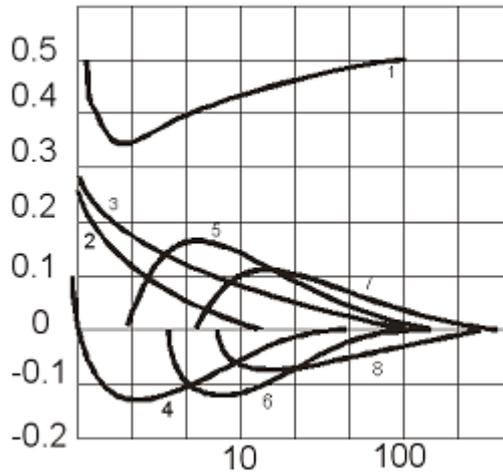


Рис. 7

На рис. 8 представлены изменения поциклового соотношения уровня выделяемой составляющей G_1 по отношению к общей мощности всех составляющих для различных соотношений N ширины полосы сигнала P_C и величины сдвига Δf . Цифрами обозначены: 1 – $N=8$; 2 – $N=5$; 3 – $N=3$.

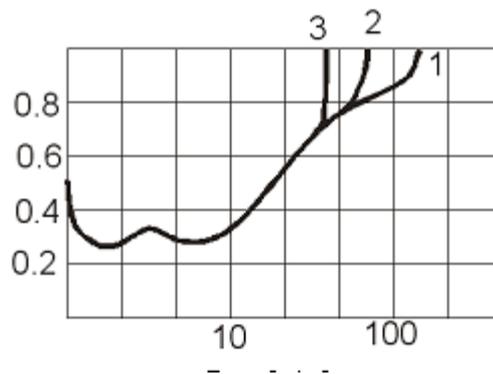


Рис. 8

Из графиков следует, что после начала работы число составляющих увеличивается, но их уровень падает, пока не останется только полезный сигнал $x_1(t)$. Переходный процесс, отражающий изменение мощности полезной составляющей, носит вначале определенный колебательный характер. С некоторого момента наступает более быстрое очищение полученного сигнала, определяемое выходом ненужных составляющих за полосу тракта обработки, причем момент определяется соотношением ширины полос.

Потенциальные границы применимости метода грубо можно оценить следующим образом. Соотношение P_C и Δf определит количество появляющихся ненужных составляющих. Чем больше это соотношение, тем больше число таких составляющих возникает, тем труднее очищать от них сигнал $x_1(t)$. Причем трудности возникают именно при переходном процессе установления стационарного режима работы. В стационарном режиме, поддержание сигнала $V(t) = x_1(t)$ в очищенном от других составляющих состоянии происходит существенно проще. Наиболее трудным является момент переходного процесса, когда уже появились $N-1$ мешающих составляющих, а их уровень еще не уменьшился. В результате сдвига по частоте на Δf и обрезания части спектра мощность составляющей G_2 равна $(N-1)/N$ от мощности составляющей G_1 ; мощность составляющей G_3 равна $(N-2)/N$ от G_1 , и т.д. Мощность остатка последней составляющей равна $1/N$ от мощности G_1 . Поскольку все они взаимно некоррелированы, то их суммарная мощность определится соответствующей арифметической прогрессией и равна $(N-1)/2$ от

$$4 > \frac{N-1}{2}; \quad N < 9.$$

мощности G_1 . Так как в сумматоре обе соответствующие G_1 складываются синфазно, то мощность G_1 возрастает в четыре раза. Таким образом, грубо условия устойчивости процесса подстройки определится так:

Это обуславливает минимальную необходимую величину сдвига $\Delta f \geq P_C/9$ и определяет степень частичного частотного разнесения. На самом деле полученное условие слишком строгое, т. к. в реальности уровень части мешающих составляющих ниже, чем было принято при выводе этого неравенства. Их уровень уменьшится не только за счет удаления части спектра фильтрами полосы тракта обработки, но также из-за того, что при неоднократном прохождении по петле обратной связи происходит уменьшение в каждом цикле действия АРУ.

Заключение. В процессе изучения материала лекции студент знакомится с методом частичного частотного разнесения, который основан на частотно-временном сдвиге передаваемых параллельных сигналов. Применение метода дает возможность раздвигать по частотной оси компоненты узкополосных помех и замещать их неповрежденными фрагментами полезных сигналов. Полученные при изучении данной темы знания знакомят студентов с одним из способов борьбы с сосредоточенными по спектру сигналами.

4. Особенности частотной избыточности при передаче цифровых сигналов

В современных цифровых системах связи также наблюдается ситуация, когда по тем или иным причинам имеющаяся в распоряжении ширина полосы канала связи P_K несколько больше, чем полоса спектра передаваемого сигнала

Π_C , т.е. частотная избыточность $M_F = \Pi_K / \Pi_C$ несколько больше единицы. Однако и в этих условиях подобную небольшую избыточность можно использовать для заметного увеличения помехоустойчивости связи.

Эта возможность может быть реализована путем обмена частотного ресурса на временной ресурс, т.е. превращения частотной избыточности во временную. Когда же система цифровой связи станет располагать подобной временной избыточностью, то классическим путем применения кодирования (если оно до этого не применялось) или увеличения числа проверочных символов кода (если уже применяется какой-то вид кодирования) можно повысить устойчивость как к шумам, так и к внешним помехам.

Частотный ресурс превращается во временной ресурс следующим образом. Пусть F_C - исходная частота следования символов и для передачи этого цифрового потока с допустимым уровнем искажений необходима полоса Π_C . В то же время канал связи может для этого предоставить полосу $\Pi_K > \Pi_C$. В этих условиях при таком же уровне качества можно было бы осуществлять передачу со скоростью $F_{CI} = F_C \Pi_K / \Pi_C$ символов.

Рассмотрим ситуацию, когда исходный информационный поток непрерывен и в нем кодирования ранее не производилось. Для того, чтобы реализовать возможности временной избыточности, надо разбить исходный поток на блоки по n символов, и передавать их не с частотой F_C , а с большей частотой F_{CI} . Поскольку в данном случае длительность блока станет не $T_6 = 1/nF_C$, а $T_{61} = 1/nF_{CI}$, $T_{61} < T_6$, то возникающие временные паузы длительностью $T_n = T_6 - T_{61}$ заполняются проверочными символами.

Естественным при этом является применение блочного кодирования различных видов. При подобном методе необходимым является осуществление операций одновременного запоминания поступающих с определенной частотой информационных символов и считывания ранее запомненных символов с другой частотой. Кроме того, на приемной стороне появляется необходимость не только посимвольной или побитовой синхронизации, но также и поблочной.

Работы по созданию и испытаниям аппаратуры, реализующей подобный метод, проводились с участием автора во Владимирском государственном университете в 2001-2004 гг. Созданная аппаратура была использована в НПО "Исток", г. Москва.

На рис. 9 представлена укрупненная структурная схема передающей части, на рис. 10 - укрупненная структурная схема приемной части. В передатчике (рис. 2.3.1.) на основе отдельно подаваемых тактовых импульсов (ТИ) с частотой F_C с помощью делителя частоты (ДЧ) с коэффициентом деления $N_D = m_1/m_2$, где m_1, m_2 - некоторые целые числа, образовывалась частота $F_{CI} = N_D F_C$. Сигналы обеих частот использовались для формирования различных синхроимпульсов в блоке формирователя синхроимпульсов (ФСИ). Он вырабатывал набор синхроимпульсов для следующих целей:

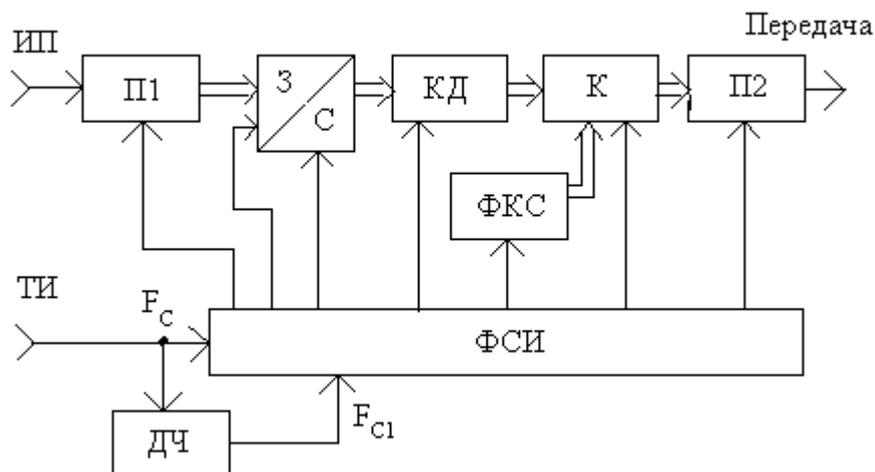


Рис. 9

- преобразование информационной последовательности (ИП) двоичных символов (битов), следующих с частотой F_c , в последовательности байтов, следующих с частотой $F_c/8$ (это осуществлялось в преобразователе П1);

- обратное преобразование байтов, следующих с частотой $F_c/8$ в последовательность двоичных символов с частотой F_{c1} , подаваемых на выходные каскады передатчика для соответствующей модуляции и передачи (это осуществлялось в преобразователе П2. (Применение побайтовой обработки обуславливается типовыми техническими характеристиками элементной базы, использованной для, собственно, кодирования и вспомогательных операций);

- получение синхроимпульсов для записи информационных байт со скоростью $F_c/8$ в устройство записи/считывания (з/с) и считывания их из него со скоростью $F_{c1}/8$, причем если первая последовательность синхроимпульсов подавалась непрерывно, то подача второй последовательности импульсов прерывалась временными паузами для включения в поток проверочных кодовых символов и символов блочной синхронизации.

- получение синхроимпульсов для управления работой формирователя кода блочной синхронизации (ФКС).

В качестве устройства записи/считывания использовались микросхемы памяти, осуществляющие функцию “FIFO” (first input - first output). Они позволяли одновременно и параллельно записывать, и считывать байты с различными частотами. Адресация и записи, и считывания организована в кольцевом режиме. Специализированные сигналы индикации предупреждали о переполнении всего объема памяти (в случае слишком медленного считывания) или о полном опустошении памяти (в случае слишком медленной записи), а также индицировали некоторые другие состояния. Это позволило таким образом контролировать режимы записи/считывания, чтобы соотношение между паузой (образующейся из-за более быстрого считывания, чем записи) соответствовало выбранному числу проверочных символов, и в целом – ресурсу временной избыточности, получаемому в результате обмена с ресурсом частотной избыточности.

Кодирование осуществлялось с помощью специализированных микросхем (например, типа АНА-4011С), представляющих собой программируемый кодер Рида-Соломона.

Выбор кода Рида-Соломона был обусловлен его достаточной эффективностью, а также возможностью борьбы с группирующимися ошибками. Это дает возможность конкуренции с другими кодами в ситуациях, когда организовать значительное перемежение для борьбы с подобными ошибками технически затруднительно, или это приводит к недопустимо большим задержкам времени при передаче сигналов.

Программирование производится автоматически перед каждым включением во время общей инициализации системы и устанавливает различные параметры работы микросхемы, включая параметры общей длины блока n и числа информационных символов k в блоке. Однако отношение n/k было меньше, чем M_T т. е. не использовался весь ресурс временной избыточности. Остаток ресурса необходим для включения q служебных сигналов блочной синхронизации. Они используются на приемной стороне при декодировании принимаемых сигналов. Таким образом, выбор n , k , q определился выполнением условия $(n+q)/k \leq M_T$.

Естественное желание максимально повысить помехоустойчивость передачи информации при ограничениях, накладываемых техническими возможностями элементной базы и величиной располагаемого ресурса M_T , требовало оптимизировать соотношение между параметрами n , k , q . При этом действовали основные следующие факторы:

- емкость памяти кодера ограничивала максимальную величину n ;

- увеличение q уменьшало вероятность ошибки, которая могла бы возникнуть из-за срыва блочной синхронизации, но при этом и уменьшало помехоустойчивость кодирования. Это имело место, так как при росте q соблюдение условия $(n+q)/k \leq M_T = const$ одновременно приводило к росту соотношения k/n , т. е. к ухудшению исправляющих свойств кодирования. Поэтому оптимальные параметры устройства выбирались на основе учета следующего. При использовании кода Рида-Соломона количество исправляемых ошибок равно целой части от величины $\tau = (n - k) / 2$, поэтому, чтобы не допускать проигрыша в помехоустойчивости, обычно величины n , k выбирают чётными. При изменении n и постоянном отношении τ/n помехоустойчивость не остается постоянной. На это указывают следующие несложные математические выкладки. Пусть P_1 – вероятность ошибки в одном двоичном символе. Тогда вероятность P_8 ошибочного байта (а таким считается любой байт, в котором ошибочен хотя бы один двоичный символ), равна: ввиду того, что обычно $P_1 \ll 1$. Здесь $C_i^N = N! / (N - i)! i!$. При превышении

$$P_8 = \sum_{i=1}^8 C_i P_1 (1 - P_1)^{8-i} = 1 - (1 - P_1)^8 \approx 8P_1,$$

количеством ошибок числа τ исправляемых байт декодер в приемнике не производит обработку блока, а пропускает его на выход без изменений. Таким

образом, считая события появления ошибочных байт независимыми, вероятность подобного пропускания равна

$$\alpha = \sum_{i=\tau+1}^n C_i^n P_8^i (1 - P_8)^{n-i} = 1 - \sum_{i=0}^{\tau} C_i^n P_8^i (1 - P_8)^{n-i}.$$

При этом среднее число ошибочных байт в блоке будет равно

$$P_{cp} = \sum_{i=\tau+1}^n i C_i^n P_8^i (1 - P_8)^{n-i},$$

после декодирования величина средней ошибки, приходящаяся на один байт станет $P_{8,cp} = \alpha P_8$, где

$$\alpha = \left(\sum_{i=\tau+1}^n i C_i^n P_8^i (1 - P_8)^{n-i} \right) / n.$$

Одновременно с ростом n временная избыточность позволяет пропорционально увеличивать и k . Выбор значения q определяется особенностями выделения сигнала блочной синхронизации на приемной стороне.

Структура приемной части приведена на рис. 2.3.2. Демодулированная двоичная последовательность сигналов в преобразователе (П1) преобразуется в последовательность байтов. Кроме того, в формирователе тактовых импульсов (ФТИ) из нее формируются битовые тактовые импульсы частотой F_{CI} . Из этой последовательности с помощью делителя частоты (ДЧ) формируется тактовая последовательность частоты F_C делением частоты F_{CI} с коэффициентом $m2/m1$, обратным коэффициенту деления в передающей части. В формирователе синхронизирующих и импульсов (ФСИ) вырабатываются следующие синхросигналы:

- для преобразования двоичной последовательности частотой F_{CI} в последовательность байт частотой $F_{CI}/8$ (в П1);
- для преобразования последовательности байт с частотой $F_{CI}/8$ в последовательность двоичных символов с частотой F_C (в преобразователе П2);
- для управления работой микросхемы декодера Рида-Соломона, в том числе для указания, какие из символов блока являются проверочными (декодер аналогичен соответствующему кодеру передатчика);

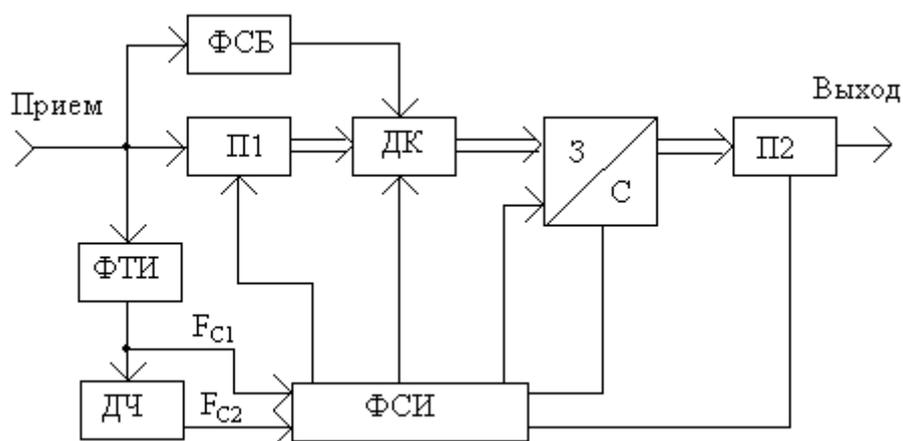


Рис. 10

- для управления работой устройства записи/считывания (з/с) с частотами F_C и F_{C1} соответственно. (Устройство также аналогично соответствующему устройству передатчика. При этом запись производится с временными паузами, соответствующими проверочным символами и символам блочной синхронизации, а считывание с более медленной скоростью производится непрерывно).

Сигнал кодовой синхронизации состоит из q байт и представляет собой определенную последовательность двоичных сигналов, передаваемую в начале каждого нового блока.

В приемнике в формирователе сигналов блочной синхронизации (в блоке ФСБ) происходит их выделение. Каждый сигнал является указанием для декодера на приход начала нового блока. Выделение происходит с помощью согласованного цифрового фильтра, весовые коэффициенты которого соответствуют кодовому слову сигнала блочной синхронизации. Поскольку существует вероятность того, что в процессе передачи информационных сигналов случайно появится сочетание, аналогичное блочному кодовому слову, то решение о приеме сигнала синхронизации принимается по Q кодовым словам, отстоящим одно от другого на известный определенный временной интервал, равный $T_{bc} = (n + q) / F_{C1}$.

Однако при срыве блочной синхронизации нарушается демодуляция как этого блока, так и Q последующих (необходимых для ее восстановления). При этом, чтобы не проводить вновь подстройку синхронизации при каждом сбое, можно считать несоответствие определенного количества V сигналов (пропадание нужных или появление лишних) из выделенных Q сигналов блочной синхронизации не принимается во внимание. Увеличение Q приводит также к затягиванию начального процесса синхронизации. Величины Q и V в каждом конкретном случае определяются из требований на время вхождения в синхронизм.

Указанная вероятность появления ошибочного кодового слова блочной синхронизации имеет место лишь при правильном выборе структуры кодового слова. Если же структура выбрана неправильно, то могут появляться

дополнительные ошибки. Они возникают из-за того, что часть битов из-за окончания информационного байта, предшествующего кодовому байту, может быть принята за начало этого первого кодового байта. Для того, чтобы этого никогда не произошло, двоичный код, присвоенный сигналу блочной синхронизации должен быть построен следующим образом. В момент полного совпадения кодового сигнала с соответствующим набором весовых коэффициентов сдвигового режима сумматор вырабатывает максимальный отклик, равный $8q$ логических единиц, что является для соответствующего порогового устройства указателем на то, что пришел блоковый синхроимпульс. Такая же обработка входного сигнала при любом другом сдвиге должна давать меньший отклик, не вызывающий срабатывания порогового устройства (что соответствует согласованной фильтрации)

Чтобы импульс блочной синхронизации не вырабатывался раньше из-за того, что окончание последнего информационного сигнала с началом блочного кодового сигнала составило комбинацию, соответствующую самому кодовому сочетанию, нужно, чтобы выбранная для блочной синхронизации кодовая последовательность двоичных символов $\{a_1, \dots, a_{8q}\}$ удовлетворяла очевидному условию: $\{a_1, \dots, a_{8q}\} \oplus \{a_1, \dots, a_j, a_1, \dots, a_{8q-j}\} < 8q$, для всех j от 2 до $8q-1$. (Знаком " \oplus " здесь обозначена обработка сигнала в цифровом фильтре с весовыми коэффициентами $\{a_1, \dots, a_{8q}\}$).

Заключение. В процессе изучения материала лекции студент знакомится с возможностями использования частотной избыточности в трактах канала передачи. За счет увеличения скорости передачи появляется возможность включать дополнительные символы в передаваемую цифровую последовательность, и с применением кодирования увеличивать помехоустойчивость передачи. Полученные при изучении данной темы знания показывают возможности «обмена ресурсом» между частотной и временной избыточностью.

5. Избыточность в системах с разнесением. Квазиоптимальные методы объединения сигналов

Системы связи с разнесением – это системы с четко выраженной избыточностью. При этом, если частотное разнесение можно также одновременно трактовать, как частотную избыточность, то пространственное (угловое, поляризационное) разнесение представляет собой выраженный отдельный вид избыточности.

Разнесение применяется в основном для борьбы с замираниями. Однако при этом проявляются дополнительные свойства, в частности, увеличение после объединения разнесенных сигналов отношения сигнал/шум, а также имеется возможность подавления внешних помех. Несмотря на то, что метод оптимального объединения хорошо известен. Однако на практике используются

квазиоптимальные методы, близкие по помехоустойчивости к оптимальным методам, но проще реализуемые.

Обозначим совокупность мешающих компонент в разнесенных сигналах вектором $\bar{y}(t)$ размерности N . Поскольку в данном разделе рассматривается ситуация независимых в различных ветвях мешающих компонент, то их взаимно корреляционная матрица $R_M = \overline{\bar{y}\bar{y}^T}$ будет диагональной.

Имеет смысл отдельно рассматривать две ситуации. Одна из них – полоса рабочих частот меньше радиуса частотной корреляции R_F канала связи. Компоненты матрицы R_M можно считать независимыми от частоты и пропорциональными общей мощности мешающих сигналов каждой ветви разнесения (в отсутствие внешних помех – пропорциональными мощности шума). Вторая ситуация – полоса рабочих частот соизмерима или шире радиуса частотной корреляции (в случае СЧЗ). Тогда элементы матрицы R_M становятся частотно – зависимыми.

В данном разделе будет рассматриваться первая ситуация. В этом случае компоненты матрицы R_M – не функции, а некоторые коэффициенты, равные σ_{Mi}^2 , где i – номер ветви разнесения. При узкополосных сигналах полезную составляющую i -той ветви разнесения можно представить в виде $S_i(t) = A_i S_0(t)$, где $S_0(t)$ – общая информационная часть; A_i – комплексный коэффициент, описывающий амплитудно-фазовые отличия полезного компонента данной ветви. Как известно, оптимальные весовые коэффициенты (ВК) при додетекторном сложении, обеспечивающие максимум отношения «сигнал/помеха», описываются вектором $\bar{a} = R_M^{-1} \bar{A}^*$, (значком «*» обозначена операция комплексного сопряжения); i -тый весовой коэффициент равен $a_i = A_i^* / \sigma_{Mi}^2$, \bar{A} – вектор составленный из элементов A_i . При практической реализации объединения требуется осуществлять три самостоятельные операции: регулировка коэффициента усиления каждой ветви пропорционально амплитуде полезной составляющей этой ветви (т.е. пропорционально $|A_i|$); регулировка коэффициента усиления каждой ветви обратно пропорционально мощности помехи в данной ветви; фазирование всех разнесенных сигналов перед сложением (математически – совершение операции комплексного сопряжения над коэффициентами A_i).

Для каждой из операций требуются технические средства как для совершения соответствующей регулировки, так и для получения информации о величине требуемой регулировки. Наличие или отсутствие соответствующих возможностей определяет тот или иной вариант квазиоптимального комбинирования. Собственно регулировка усиления каждого из разнесенных сигналов может осуществляться с помощью усилителей с регулируемым коэффициентом передачи. Однако определение величины требуемых значений коэффициентов $|A_i|$ и $1/\sigma_{Mi}^2$ может встретить определенные трудности. В работах рассмотрены различные методы их получения.

Непосредственное измерение амплитуды разнесенного сигнала даст погрешность, обусловленную наличием помехи (шума) в данной ветви.

Действительно, если оценка необходимого коэффициента a_i будет производиться усреднением амплитуды сигнала $S_i(t)$, то вместо необходимого значения, равного $|A_i|$ она будет иметь величину

$$\alpha_i = \sqrt{A_i^2 S_0^2 + \sigma_{M_i}^2} = \sqrt{A_i^2 + \sigma_{M_i}^2}.$$

Пусть необходимое фазирование полезных сигналов произведено, от комплексных значений элементов векторов перейдем к действительным значениям. В этом случае при оптимальном объединении суммарный полезный сигнал равен $S_\Sigma(t) = \vec{S}_i^T(t) R_M^{-1} \vec{A} = (\vec{A}^T R_M^{-1} \vec{A}) S_0(t)$.

$$\text{Его средняя мощность равна } P_S = \overline{S_\Sigma^2(t)} = (\vec{A}^T R_M^{-1} \vec{A}) \overline{S_0^2(t)} = (\vec{A}^T R_M^{-1} \vec{A})^2.$$

Суммарная помеха равна $y_\Sigma(t) = \vec{y}^T(t) R_M^{-1} \vec{A} = \vec{A}^T R_M^{-1} \vec{y}(t)$. Ее средняя мощность $P_y = \overline{y_\Sigma^2(t)} = \vec{A}^T R_M^{-1} \overline{\vec{y}(t) \vec{y}^T(t)} R_M^{-1} \vec{A} = \vec{A}^T R_M^{-1} \vec{A}$. Максимальное отношение С/Ш $\rho_0 = P_S / P_y = \vec{A}^T R_M^{-1} \vec{A}$.

Если определение величин A_i произведено неточно, то, описывая совокупности величин α_i и ε_i в виде соответствующих векторов т.е. $\vec{\alpha} = \vec{A} + \vec{\varepsilon}$, имеем: $S_\Sigma = \vec{A}^T R_M^{-1} (\vec{A} + \vec{\varepsilon})$. Мощности сигнала и помехи станут равными, соответственно $P_S = (\vec{A} + \vec{\varepsilon})^T R_M^{-1} \vec{A} \vec{A}^T R_M^{-1} (\vec{A} + \vec{\varepsilon})$ и $P_y = (\vec{A} + \vec{\varepsilon})^T R_M^{-1} (\vec{A} + \vec{\varepsilon})$.

Новое отношение сигнал/ шум

$$\rho_1 = P_S / P_y = \rho_0 - \frac{(A + \varepsilon)^T R_M^{-1} A \varepsilon^T R_M^{-1} (A + \varepsilon)}{(A + \varepsilon)^T R_M^{-1} (A + \varepsilon)} = \rho_0 - \Delta\rho.$$

Если сигналы перед сложением сфазированы, то все элементы вектора A положительны. Кроме того, поскольку $\varepsilon \geq 0$, то $\Delta\rho \geq 0$, средняя степень уменьшения помехоустойчивости от погрешности, вносимой шумом, зависит от распределения величин A_i .

Для определения величины шума в аппаратуре каналов разнесения можно использовать несколько путей. Один путь заключается в измерении шума в отсутствии сигнала, например, во время известных заранее перерывов в передаче информации. Однако здесь предполагается, что шумовые характеристики остаются постоянными в течение длительного времени. Другой недостаток в том, что при этом не берется во внимание возможное появление мощной внешней помехи в каком-либо канале разнесения.

Другой путь заключается в измерении мощности шума в небольшой полосе, расположенной вне спектра полезного сигнала, но поблизости от него. При этом предполагается, что шум равномерный во всей полосе сигнала и измерение в узком интервале частот сбоку полосы даст достаточно точную информацию обо всей мощности шума во всей полосе. Кроме того, необходимо, чтобы полоса тракта была шире полосы сигнала. Могут встретиться затруднения из-за того, что на краях полосы тракта приема его АЧХ имеет спад, что нужно учитывать, пересчитывая результат измерения на всю полосу.

Один из методов может быть применен в условиях частых глубоких замираний в каждом канале разнесения. Метод основывается на том, что за определенный интервал наблюдений T_H обязательно произойдет столь глубокое замирание полезной компоненты разнесенного сигнала, что оставшаяся часть входного сигнала будет обусловлена только помехой. Поэтому, если зафиксировать некоторый минимальный уровень в каждом разнесенном сигнале за такой интервал времени T_H , то этот уровень можно принять за основу при оценке σ_{Mi} . Ошибка при таком способе оценки σ_{Mi} может быть определена на основе графиков зависимости между глубиной замираний и их общим временем для каждого вида трасс.

Еще один путь заключается в использовании особенностей структуры полезного сигнала. Если при модуляции в какие-то моменты времени определенные участки полосы канала оказываются свободными от сигнальных составляющих, то можно в эти моменты измерение мощности шума производить в этих областях. Сказанное относится ко многим распространенным видам модуляции, таким как частотная модуляция, некоторые виды ППРЧ и сложных систем сигналов. Основная энергия полезного сигнала сосредотачивается регулярно (для ППРЧ или для системы сигналов) или по случайному закону (при ЧМ) в разных областях полосы, а другие области оказываются от него свободными. Причем за определенный интервал времени свободной в какие-то моменты от составляющих полезного сигнала бывает каждая область полосы канала. Это дает возможность оперативно измерять уровень шума во всей полосе в процессе работы.

Если обозначить результат измерения мощности шума в данной ветви разнесения, как $\sigma^2_{Mi} + \delta_i$, где δ_i – ошибка измерения, то сигналы станут

$$\alpha_i = (R_M + D)^T \bar{A},$$

складываться с весовыми коэффициентами

где D – диагональная матрица, элементами главной диагонали которой являются величины δ_i .

В результате отношение сигнал/шум станет равным

$$\rho_I = \frac{\left[\sum_{i=1}^N \frac{A_i^2}{\sigma_{Mi}^2 + \delta_i} \right]^2}{\sum_{i=1}^N A_i^2 \frac{\sigma_{Mi}^2}{(\sigma_{Mi}^2 + \delta_i)^2}}.$$

Среди прочих методов объединения используются линейное сложение, автовыбор по максимальному сигналу и автовыбор с управлением по каналу обратной связи (здесь рассматриваться не будет). При линейном сложении остается операция фазирования, все весовые коэффициенты равны между собой.

При автовыборе в качестве выходного сигнала выбирается наилучший из входных сигналов. (Необходимость фазирования сохраняется во избежание скачков фазы при переключении каналов). При этом оптимальным является

выбор наилучшего по максимальному отношению сигнал/шум среди разнесенных сигналов. Однако вместо этого при принятии решения, как правило, анализируется только мощность каждого из входных разнесенных сигналов. Если мощности шумов σ^2_{Mi} близки по величине, ошибки при выборе практически нет. Если же появляются значительные различия между разными σ^2_{Mi} , то принятие неправильного решения может заметно ухудшить качество полезного сигнала.

Помехоустойчивость различных методов сложения сильно зависит от распределения значений коэффициентов A_i , определяемых распределением замираний в канале связи. Для наглядной иллюстрации влияния различных факторов на сравнительную помехоустойчивость методов можно воспользоваться представлением, для двукратного разнесения (рис. 11). По осям ОХ и ОУ отложен уровень сигнала в ветвях разнесения (X_1 и X_2). При одних и тех же величинах X_1 и X_2 , разным методам комбинирования будет соответствовать различное выходное напряжение X_Σ .



Рис.11

Первоначально будем считать уровень шума в ветвях одинаковым, при этом графики повторяют соответствующие зависимости для соотношения сигналов по напряжению. (Если уровень шума различный, то для перехода от зависимостей между напряжениями к зависимостям между отношениями сигнал/шум в каналах разнесения необходимо проделать соответствующее сжатие/растяжение исходной картины вдоль одной из координатных осей).

Зафиксируем выходное напряжение на некотором постоянном уровне ($X_\Sigma = const$) и определим форму зависимостей между X_1 и X_2 для различных методов комбинирования. При оптимальном сложении $X_\Sigma^2 = X_1^2 + X_2^2$, зависимость представляет собой часть окружности. При линейном сложении $X_\Sigma = (X_1 + X_2) / \sqrt{2}$, зависимость – прямая линия. При автовыборе $X_\Sigma = \max\{X_1, X_2\}$, зависимость – это две стороны квадрата. Диаграмма наглядно иллюстрирует сравнительные характеристики методов. Оптимальное сложение при любых видах распределений сигналов X_1 и X_2 имеет преимущество, так как для

получения того же уровня полезного сигнала на выходе требуются меньшие значения входных сигналов.

Если наблюдаются очень глубокие замирания (например, согласно усеченно-нормальному закону распределения в рамках четырехпараметрической модели) то совместное распределение величин X_1 и X_2 будет тяготеть к обеим координатным осям (область условно обозначена крестиками). В этих «приосевых» областях тот же уровень выходного сигнала обеспечивается меньшими входными сигналами при использовании автовыбора, чем линейного сложения, а при данном законе распределения вероятность пребывания значений пары X_1, X_2 в этих областях выше, поэтому в таких условиях выгоднее использовать автовыбор.

Если же уровни полезных сигналов группируются около некоторого среднего, отклонения от которого выражены в меньшей степени, (например, при рэлеевском распределении), то совместное распределение X_1 и X_2 больше тяготеет к биссектрисе прямого угла (обозначено кружками). Здесь линейное сложение имеет преимущества перед автовыбором.

Подобная простейшая ситуация без труда распространяется на большую кратность разнесения. В частности, при N -кратном разнесении координаты, соответствующие сигналам X_1, \dots, X_N , образует N -мерную прямоугольную систему. В этом случае оптимальному сложению соответствует часть N -мерной гиперсферы. Автовыбору соответствует N -мерный гиперкуб, гранями прилегающий к многомерным координатным плоскостям. Линейному сложению соответствует грань N -мерного гипермногогранника, касающаяся гиперсферы в точке пересечения ее поверхности биссектрисой N -мерного угла из начала координат.

Гиперсфера также вписана одновременно и в гиперкуб, и в гипермногогранник. Многомерное распределение величин X_1, \dots, X_N также, в зависимости от его вида, тяготеет либо к координатным плоскостям, либо к биссектрисе многомерного угла, поэтому вывод о взаимных преимуществах автовыбора и линейного сложения в зависимости от глубины замираний остается в силе.

При фазировании складываемых сигналов их сдвиги фаз сравниваются с фазой некоторого опорного сигнала (сигналы при частотном разнесении предварительно переносятся на одну несущую частоту). В соответствие с результатом сравнения производится регулировка сдвига фаз до совпадения с фазой опорного. В качестве опорного сигнала может быть использован либо сигнал независимого местного генератора, либо сигнал, формируемый с помощью входных разнесенных сигналов (рис. 12).

При этом в одноплатных блоках производится сравнение фазы сигнала $S_{on}(t)$ с опорного генератора (ОГ) в фазовых детекторах (ФД), далее результат фиксируется в ФНЧ и управляет перестройкой фазы в управляемых фазовращателях (УФВ).

Полоса ФНЧ выбирается таким образом, чтобы отфильтровать сигнал, пропорциональный разности ОГ и входного сигнала в этой ветви: $\Delta\varphi = \arg\{S_{on}(t) - S_i(t)\}$, соответствующий случайному фазовому сдвигу.

Это возможно, если спектры информационного сигнала и случайного фазового сдвига не совпадают. (Например, в тропосферном или КВ каналах они обусловлены быстрыми замираниями и нестабильностью частот генераторов). Если же спектры перекрываются, то происходит либо неполное фазирование, либо потеря части информации.

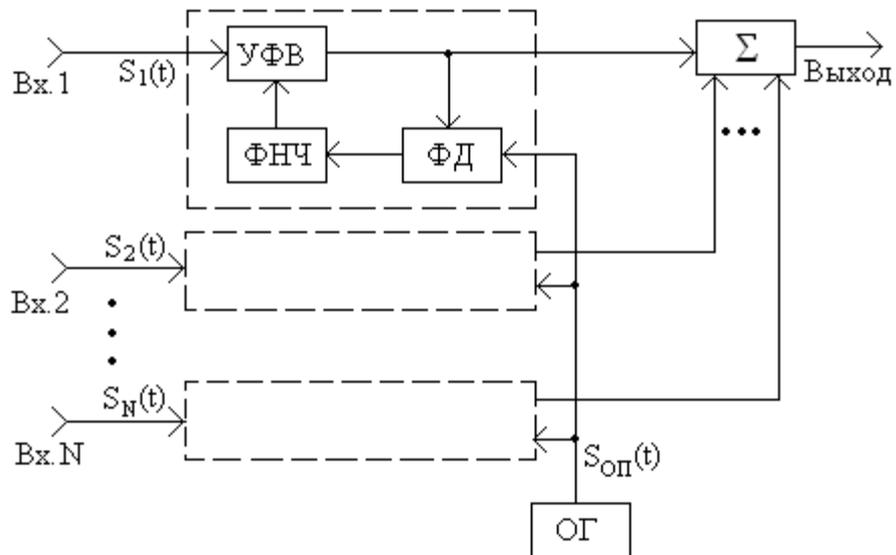


Рис. 12

В схеме на рис. 13 для создания опорного сигнала используется выходной информационный сигнал. Пусть он равен $S_{\text{вbx}}(t) = A_b(t)\cos[\omega_0 t + \varphi_b(t) + \varphi_0]$, где в изменениях амплитуды $A_b(t)$ и фазы $\varphi_b(t)$ заключена передаваемая информация, φ_0 – некоторая начальная фаза и центральная частота. Входные разнесенные сигналы имеют вид: $S_i = K_i A_b(t)\cos[\omega_0 t + \varphi_b(t) + \varphi_i]$, где K_i и φ_i – коэффициент передачи в данную ветвь разнесения и фазовый сдвиг в ней. После ограничителя амплитуды (ОГР) и фазовращателя (на 90°) сигналы имеют вид $U_0 \cos[\omega_0 t + \varphi_b(t) + \varphi_0]$ и $U_0 \sin[\omega_0 t + \varphi_b(t) + \varphi_0]$.

После перемножения в перемножителях (\times) и фильтрации в ФНЧ в однотипных блоках каждой ветви разнесения получаются весовые коэффициенты при ортогональных компонентах, пропорциональные

$$a_{ic} \sim K_i \cos(\varphi_i - \varphi_0),$$

$$a_{is} \sim K_i \sin(\varphi_i - \varphi_0).$$

В регулируемых усилителях (РУ) производится регулировка величины сигнала в соответствии с этими коэффициентами. При этом сумма двух получаемых ортогональных компонентов $S_{ic}(t) + S_{is}(t) = a_{ci} K_i A_b \cos[\omega_0 t + \varphi_b(t) + \varphi_i] + a_{si} K_i A_b \sin[\omega_0 t + \varphi_b(t) + \varphi_i] = A_b K_i^2 \cos[\omega_0 t + \varphi(t) + \varphi_0]$.

Таким образом, кроме фазирования, разнесенные сигналы одновременно складываются пропорционально квадратам их уровней, что при одинаковых уровнях шума в каналах близко к оптимальному сложению.

В случае частых глубоких замираний вероятны провалы выходного сигнала ниже уровня ограничения, что ведет к срыву фазовой подстройки. В

этом случае может быть использована схема с управляемым генератором (УГ) и цепью фазовой автоподстройки (ФАП). (На рисунке это показано пунктиром). Напряжение опорного генератора непрерывно сравнивается с выходным сигналом и подстраивается под него. В моменты, когда уровень выходного сигнала падает, амплитуда сигнала управляемого генератора остается постоянной.

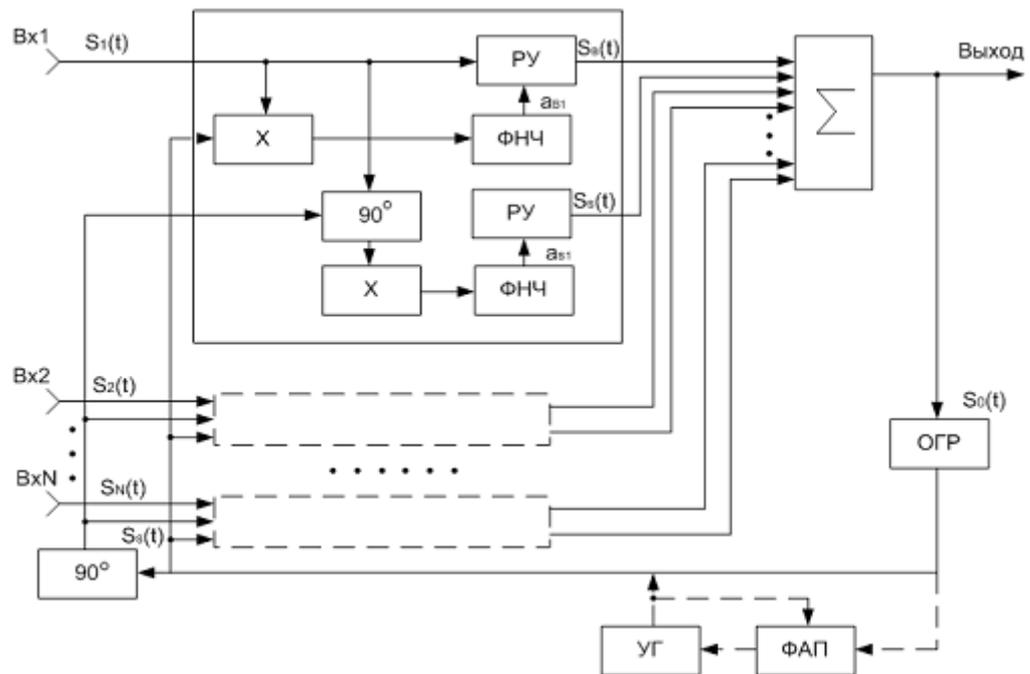


Рис. 13

В некоторых ситуациях для фазирования можно использовать другие операции, которые проводятся при демодуляции, например для понижения порога при частотной модуляции путем уменьшения ее индекса

Реализация оптимального объединения требует достаточно сложной аппаратуры, что не всегда компенсируется достигаемым выигрышем. Поэтому имеет смысл рассмотреть квазиоптимальные методы, обеспечивающие помехоустойчивость, близкую к оптимальной и, в то же время, проще реализуемые практически.

Конкурентоспособность автовыбора и линейного сложения по сравнению с оптимальным, наряду с простотой реализации, так же базируется на том, что при их использовании не требуется учитывать уровень шумов в ветвях во всех случаях при линейном сложении и, в случае близких уровней, при автовыборе. Объединение этих методов позволяет достигнуть, наряду с сохранением их преимуществ, эффективных результатов, близких к оптимальному сложению. Возможная структурная схема для этого случая приведена на рис. 14, диаграмма, описывающая свойства этой схемы приведена на рис. 15.

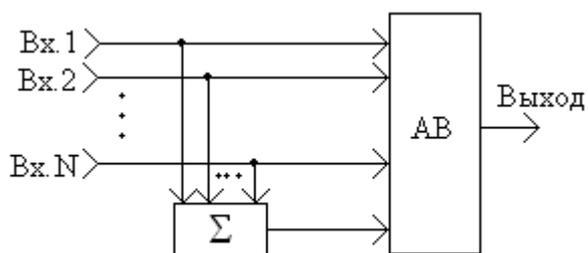


Рис. 14

Операция выбора сигнала максимального уровня (автовывбора - АВ) производится не из набора N входных разнесенных сигналов, а из расширенного набора, включающего кроме них еще один сигнал, предварительно полученный линейным сложением этих же N сигналов. Сигналы предполагаются предварительно сфазированными. По аналогии с диаграммами предыдущего параграфа на диаграмме (рис. 3.1.8) для кратности разнесения $N=2$ иллюстрируется работа этой схемы. Здесь описывается зависимость между уровнями входных сигналов X_1 и X_2 , обеспечивающая постоянный уровень выходного сигнала. Диаграмма представляет собой ломаную линию АВСД. Эта линия касается окружности (оптимальное сложение) и представляет собой фрагмент многоугольника, в который вписана эта окружность.



Рис. 15

Для случая $N>2$ двумерная диаграмма превращается в многомерный объект - вокруг многомерной гиперсферы будет описан многомерный многогранник. Однако, для того, чтобы все ребра многоугольника (границ многогранника) касались окружности (в случае $N>2$ - сферы) необходимо соблюдение определенного соотношения весовых коэффициентов. Если коэффициент передачи подключаемого разнесенного сигнала в блоке автовывбора принять за единицу, то одинаковые весовые коэффициенты линейного сложения должны быть равны $1/\sqrt{N}$. Любое отличие от этого значения приведет либо к преобладанию автовывбора (линия АВВ''С''СД), либо линейного сложения (линия А'В'ВСС'Д'). В обоих случаях будет иметь место удаление от оптимального сложения и уменьшение помехоустойчивости.

Можно произвести сначала автовыбор, затем линейное сложение. Этому варианту соответствует схема и диаграмма на рисунках 16 и 17.

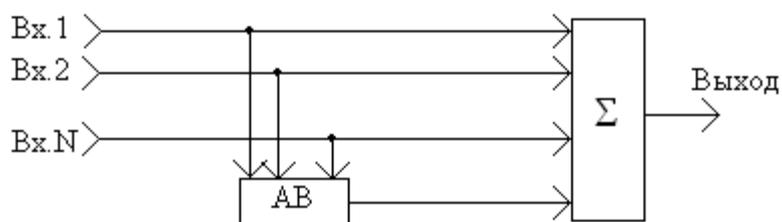


Рис.16

Ребра многоугольника также касаются окружности (линия ABC), но в других точках. Наклон линий и места точек касания определяются соотношением коэффициентов передачи блоков автовыбора и линейного сложения (например образуя линию A'B'C'). Для случая $N > 2$ многомерный многогранник также облегает гиперсферу, но имеет иной вид.

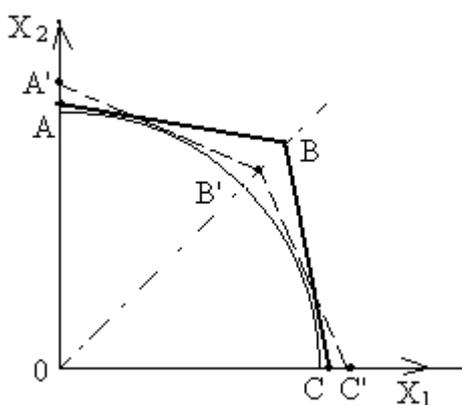


Рис. 17

Заключение. В процессе изучения материала лекции студент знакомится с возможностями использования избыточности в форме различных видов разнесенной передачи сигналов, а также вариантами обработки совокупности разнесенных сигналов и их свойствами.

Полученные при изучении данной темы знания позволяют понимать особенности комбинированной обработки сигналов.

6. Методы борьбы с помехами, использующие компенсационный сигнал

В разделе исследуется ситуация, когда мешающие компоненты входных разнесенных сигналов в значительной степени коррелированы, при этом составляющие внешних помех различных каналов имеют лишь амплитудно-фазовые различия.

Обеспечение оптимальных весовых коэффициентов в практических условиях встречается с рядом технических трудностей. Поэтому широкое распространение получил один из видов квазиоптимальных методов, основанный на использовании компенсационного приема.

Компенсационный прием организован таким образом, что на вспомогательный компенсационный приемник приходят сигналы, содержащие в основном помеховые составляющие. Далее они вычитаются из сигналов основного приемника, содержащих сумму полезных сигналов и помех, очищая таким образом полезные сигналы. Однако в большинстве систем связи выделение отдельного компенсационного приемника для приема только помех либо принципиально невозможно из-за особенностей помеховой обстановки, либо невыгодно.

В то же время компенсационный сигнал, выполняющий те же функции, может быть сформирован из уже имеющейся совокупности входных разнесенных сигналов.

Важная предпосылка применения такого подхода – наличие парка функционирующей аппаратуры связи. Устройства для его реализации не требуют замены блоков комбинирования, а могут быть использованы в виде приставки, включаемой в тракты обработки сигналов. По этой причине при разработке необходимо учитывать способ последующего комбинирования. Метод эффективен при подавлении помех от одного источника ($M=1$) поскольку при $M>1$ сложность его реализации становится соизмеримой со сложностью реализации итеративных алгоритмов получения оптимальных ВК.

При анализе свойств соответствующих алгоритмов здесь будет использована в основном, рэлеевская модель замираний, в то же время в ситуациях, когда уточнение модели приводит к существенным изменениям конечного результата, будет применяться четырехпараметрическая модель быстрых замираний в форме, предложенной в [2,4]. Описание полезных сигналов представим в виде совокупности процессов (N -кратное разнесение):

$$Z_i(t) = \text{Re}\{\dot{Z}_i\} = \text{Re}\{\dot{\mu}_i X_i(t) + \dot{n}_i(t)\}, \quad (1)$$

где μ_i – комплексная амплитуда i -го разнесенного сигнала $X_i(t)$; $i=1 \div N$; $n_i(t)$ – аддитивный шум в полосе i -го полезного сигнала. Комплексная форма записи предполагает соблюдение требования аналитичности описываемых сигналов, справедливого в реальных условиях.

В случае, когда рассматривается пространственное или угловое разнесение, сигналы $X_i(t) = X_0(t)$ при любом i , $\dot{Z}_i(t) = \mu_i X_0(t) + \dot{n}_i(t) = \dot{x}_i(t) + \dot{n}_i(t)$ – при этом сигнал $X_0(t)$ будем считать нормированным, его второй центральный момент $M_2\{X_0(t)\} = 1$. В рэлеевской модели замираний распределение модуля $\dot{\mu}_i$ характеризуется параметром σ_i^2 (в рамках четырехпараметрической модели – параметрами $m_{xi}, m_{yi}, \sigma_{xi}, \sigma_{yi}$).

В случае использования частотной модуляции принимаемые сигналы могут быть представлены в виде:

$$Z_i(t) = \dot{\mu}_i \exp\{j[\omega_i t + \varphi(t) + \varphi_i]\} + n_i(t), \quad (2)$$

где ω_i – центральная частота i -го разнесенного сигнала (в случае углового и пространственного разнесения все ω_i одинаковы); $\varphi(t)$ – изменение фазы, обуславливающее передачу полезной информации; φ_i – фазовый сдвиг в i -й ветви разнесения.

Запишем (1) в векторной форме:

$$\text{Re}\{\vec{Z}\} = \text{Re}\{\vec{\mu}X_0(t) + \vec{n}(t)\} = \text{Re}\{\vec{X}(t) + \vec{n}(t)\},$$

где векторы $\vec{Z}, \vec{X}, \vec{\mu}, \vec{n}$ содержат N элементов, каждый из которых равен соответственно $\dot{Z}_i(t), \dot{X}_i(t), \dot{\mu}_i, \dot{n}_i(t)$. В случае, когда для любого i выполняется $\omega_i = \omega$, и, относя $\exp\{j\varphi_i\}$ к множителю μ_i , выражение может быть преобразовано к виду:

$$\vec{Z} = \vec{\mu} \exp\{j[\omega_0 t + \varphi(t)]\} + \vec{n}(t).$$

(Выбор формы записи в разделах работы будет определяться удобством математического описания исследуемых процессов).

Для описания совокупности помех, воздействующих на разнесенные приемники, используем представление в виде вектора \vec{Y} , состоящего из L элементов. Его i -тый элемент определится, как

$$(\vec{Y})_i = \sum_{k=1}^M \dot{\eta}_{ik} y_k(t),$$

где $y_k(t)$ – помеха от k -го источника; M – количество внешних источников, $\dot{\eta}_{ik}$ – коэффициент передачи k -й помехи в i -тую ветвь разнесения. Полагаем процессы $y_k(t)$ также нормированными по мощности, т.е. $M_2\{y_k(t)\} = 1$.

Таким образом, представляя совокупность $y_k(t)$ в виде вектора \vec{y}_k , состоящего из M членов, совокупность $\dot{\eta}_{ik}$ в виде матрицы η (i - номер строки, k - столбца.), можно записать

$$\vec{Y} = \eta \vec{y}. \quad (3)$$

Такое представление описывает результат приема набора сигналов от совокупности источников внешних помех без учета вида помеховых процессов. При этом корреляционная матрица помеховых компонентов при условии взаимной независимости помех от различных источников равна $R_{\eta} = \bar{\eta} \bar{\eta}^+$.

Если рассмотреть оптимальный алгоритм обработки разнесенных сигналов, то ВК при этом определяются следующим выражением для одиночного источника внешних помех,

$$\vec{a} = R_M^{-1} \vec{\mu}^* = R_{\eta}^{-1} \vec{\mu}^* - \frac{\bar{\eta}^T R_{\eta}^{-1} \vec{\mu}^*}{\bar{\eta}^+ R_{\eta}^{-1} \bar{\eta} + 1} \bar{\eta}^* = \vec{a}_{oc} - \gamma_1 \bar{\eta}^*,$$

где ВК при оптимальном сложении разнесенных сигналов без помех:

$$\bar{a}_{oc} = R_{ш}^{-1} \bar{\mu}^*.$$

Таким образом, требуемые для подавления помех весовые коэффициенты равны весовым коэффициентам при оптимальном сложении без помех с поправкой $\gamma_1 \bar{\eta}$ на присутствие помех. Общий для всех ветвей коэффициент

$$\gamma_1 = \frac{\bar{\eta}^T \bar{\mu}^*}{\bar{\eta}^+ \bar{\eta} + \sigma_{ш}^2},$$

должен быть,

Если блок-приставка формирует эту поправку, то система "блок-приставка + блок комбинирования" обеспечивает наибольшее соотношение С/(П + Ш). Но реализация и такой приставки связана с конструктивными трудностями. В связи с этим практически используются различные квазиоптимальные методы, ненамного уступающие оптимальному методу в помехоустойчивости, но более простые в реализации.

Общая структура системы, реализующей квазиоптимальные методы, представлена на рис. 18. В блоке амплитудно-фазовой регулировки (БАФР) производится регулировка комплексной амплитуды входных сигналов таким образом, чтобы на его выходах помеховые составляющие сигналов были между собой равны и синфазны. Это производится измерением амплитудно-фазовых соотношений между данным разнесенным сигналом и опорным (Изм), усреднением полученного результата ($U_{ср}$) и перестройкой амплитуды и фазы входного сигнала в блоке подстройки (БП).

Изменения комплексной амплитуды полезных сигналов (за счет замираний) в различных ветвях разнесения некоррелированы, а амплитудно-фазовые соотношения между помеховыми составляющими по сравнению с такими же соотношениями полезных составляющих меняются значительно медленнее (практически константы или близки к ним). В связи с этим на выходах $U_{ср}$ присутствуют напряжения, пропорциональные соотношению лишь помеховых составляющих (если постоянный сдвиг фаз между полезными компонентами отсутствует). В вычитающих блоках (-) производится вычитание компенсационного сигнала из каждого входного сигнала. Поскольку до этого амплитуда и фаза помехи в каждом из входных сигналов была выравнена по помеховой составляющей компенсационного сигнала, то после вычитания во всех сигналах помехи компенсируются. Очищенные таким образом разнесенные сигналы далее складываются в блоке комбинирования (БК). В разных станциях БК может реализовывать различные методы сложения.

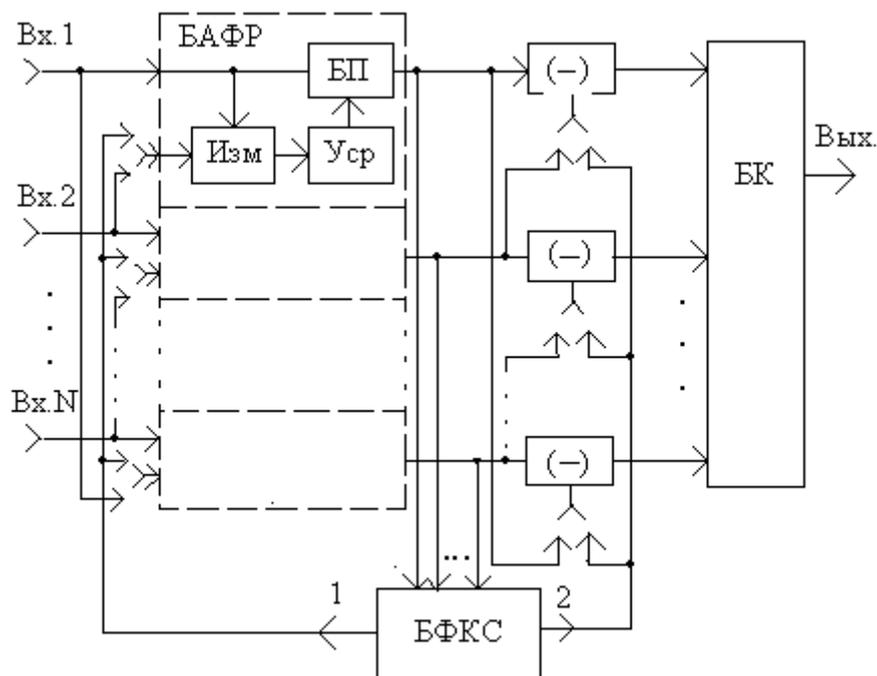


Рис. 18

Компенсационный сигнал, который используется для вычитания в блоках, обозначенных (-), может также быть сформирован различными вариантами (в блоке формирования компенсационного сигнала, БФКС). Также возможны различные варианты выбора сигнала, используемого для фазирования в БФР в качестве опорного. Рассмотрим их:

Вариант а) – для вычитания используется сигнал каждой соседней ветви разнесения (для ветви под номером N - сигнал первой ветви).

Вариант б) – компенсационный сигнал, используемый для вычитания, равен сумме всех разнесенных сигналов с весовым коэффициентом $\frac{1}{N}$

Варианты в) и г) – компенсационный сигнал - наибольший (наименьший) из всех разнесенных сигналов

Вариант д) – компенсационный сигнал - наибольший из набора сигналов, в который наряду со всеми разнесенными сигналами, включается и их сумма с весовым коэффициентом $\frac{1}{N}$

Вариант А – для фазирования в качестве опорного используется сигнал соседней ветви.

Варианты Б и В – в качестве опорного используется наибольший (наименьший) из разнесенных сигналов.

Вариант Г – в качестве опорного сигнала используется наименьший из набора в который, кроме всех разнесенных сигналов, включена их взвешенная сумма

Вариант Д – конструктивное объединение вариантов д) и Г.

Меньший уровень составляющей информационного сигнала связи позволяет при фазировании по помеховым компонентам точнее измерять их

амплитудно-фазовые соотношения. Исследовалась помехоустойчивость структурных схем вариантам аА и бГ для линейного и оптимального способов сложения, и по вариантам вБ и гВ для автовыбора.

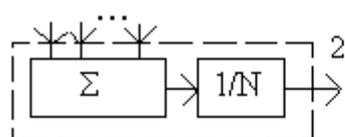


Рис. 3.2.7

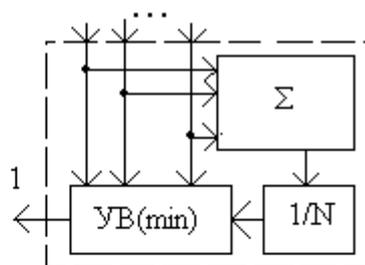


Рис. 3.2.10

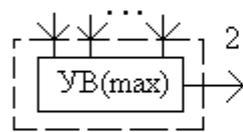


Рис. 3.2.8

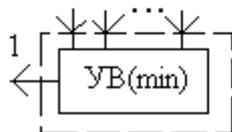


Рис. 3.2.9

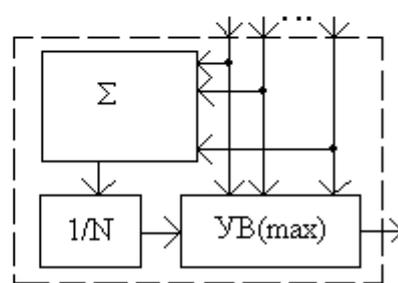
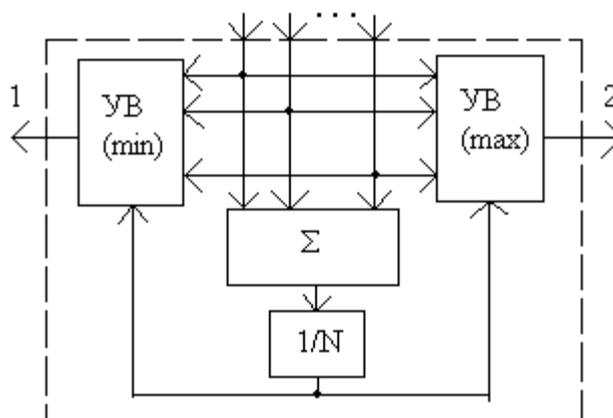


Рис. 3.2.11



Пусть вектор Z_φ представляет собой совокупность входных разнесенных сигналов, уравненных по помеховым составляющим, $Z_{ком}$ – совокупность сигналов, используемых для компенсации. Тогда матрица Q , которая определяет связь между этими векторами ($Z_{ком} = QZ_\varphi$), описывает конкретный вариант реализации компенсационного метода.

Для компенсации помех необходимо, чтобы суммы элементов всех строк Q равнялись единице. Для определения эффективности того или иного метода необходимо сравнивать выходное отношение С/Ш. В [172] исследован вопрос о наилучшем выборе номеров ветвей разнесения, используемых для компенсации.

При условии, что каждая строка Q содержит один элемент, равный единице (остальные - нули), то есть Q – мономиальная матрица, были получены выражения для помехоустойчивости при линейном сложении

$$\rho_{ш} = \frac{\mu_0^2}{\sigma_{ш}^2} \frac{N^2 + (N + \Gamma_C) \frac{\sigma_\mu^2}{\mu_0^2} + \Gamma_3 \frac{\sigma_{CB}^2}{\mu_0^2}}{N + \Gamma_C(1 - \chi_C) + 0,5\Gamma_C\chi_C},$$

и оптимальном сложении

$$\rho_{ш} = \frac{P_0}{\sigma_{ш}^2} \left[1 + \frac{4N^2 + \Gamma_3 + 2 \frac{\sigma_0^2}{P_0} (\Gamma_3 + 4N)}{6N + 2\Gamma_C + \Gamma_3} \right],$$

где μ_0 – среднее значение модуля разности комплексных амплитуд полезных сигналов двух ветвей; σ_μ^2 – дисперсия данного модуля амплитуд; σ_{CB}^2 – второй центральный момент произведения модулей амплитуды различных пар ветвей; χ_C – среднее значение косинуса разности аргументов двух пар ветвей; P_0 – усредненная мощность полезного сигнала одной ветви; \tilde{A}_c ; Γ_C – количество ненулевых элементов в матрице Q , симметрично расположенных относительно главной диагонали; Γ_3 – количество столбцов в Q , в которых больше одного ненулевого элемента. Вывод выражений математически достаточно громоздок, поэтому вынесен в приложение (Приложение 1).

Помехоустойчивость повышается при $\Gamma_C = \Gamma_3 = 0$, когда в качестве компенсирующего ни один из сигналов не используется дважды, кроме того, отсутствуют пары ветвей, в которых функции основного и компенсационного каналов одновременно менялись бы местами. Остальные варианты попарного распределения ветвей равноправны. Получены (в Приложении 1) также выражения для помехоустойчивости компенсации с общим сигналом по варианту б). При этом матрица $Q = \frac{1}{N} \vec{I} \vec{I}^T$, \vec{I} – вектор-столбец с единичными элементами. Отношение усредненных по условиям эксплуатации мощностей сигнала и помехи, при линейном сложении:

$$\rho_{ш} = \frac{\mu_{\Sigma 0}^2}{\sigma_{ш}^2} \frac{N^2 \lambda_0 + N \sigma_\lambda^2}{(1 - \chi_C^2)(N - 1)}, \quad \chi_C = \overline{\left(\cos \left[\arg \left\{ \frac{\dot{\mu}_k}{\dot{\mu}_\Sigma} - \frac{1}{N} \right\} \right] \right)};$$

при оптимальном сложении:

$$\rho_{ш} = \frac{P_0}{\sigma_{ш}^2} \left(N + 2 \frac{\sigma_0^2}{P_0} \frac{N-1}{N} \right),$$

где $\mu_{\Sigma 0}^2$ – среднеквадратическое значение модуля суммы комплексных амплитуд μ_{Σ} полезных сигналов; остальные величины получаются усреднением следующих выражений:

$$\sigma_{\lambda}^2 = \overline{\left| \dot{\mu}_k - \frac{1}{N} \right|^2}; \quad \lambda_0 = \overline{\left| \frac{\dot{\mu}_k}{\dot{\mu}_{\Sigma}} - \frac{1}{N} \right| \left| \frac{\dot{\mu}_l}{\dot{\mu}_{\Sigma}} - \frac{1}{N} \right|}; l \neq k.$$

(Операция усреднения обозначена верхней чертой).

При использовании автовыбора для комбинирования разнесенных сигналов в качестве компенсационного сигнала используется минимальный (г, рис. 3.2.9), либо максимальный (в, рис. 3.2.8) из всех сигналов. В первом случае (г) минимальный из разнесенных сигналов содержит наименьшую составляющую полезного сигнала. Уровень полезного сигнала на выходе будет равен

$$\dot{\mu}_{ОБР} = \max_k \{ \dot{\mu}_k \} - \min_k \{ \dot{\mu}_k \} = \dot{\mu}_{\max} - \dot{\mu}_{\min},$$

максимум и минимум определяются по модулю элементов $\dot{\mu}_k$.

Другой вариант (в) обеспечивает при той же величине аддитивных шумов на выходе уровень полезного сигнала, определяемый выражением

$$\dot{\mu}_{ОБР} = \max \left\{ \dot{\mu}_k - \max_l \{ \dot{\mu}_l \} \right\},$$

максимумы также определяются по абсолютной величине элементов $\dot{\mu}_k, \dot{\mu}_l$.

В первом случае вероятность срыва равнялась вероятности того, что модуль разности максимальной $\dot{\mu}_{\max}$ и минимальной $\dot{\mu}_{\min}$ из всех $\dot{\mu}_k$ комплексных амплитуд будет меньше порогового уровня $U_{ПОР}$ блоков детектирования приемника. Она определяется вероятностью выполнения двух условий. Первое условие – $|\dot{\mu}_{\max} - \dot{\mu}_{\min}| < U_{ПОР}$, второе – попадание концов остальных векторов $\dot{\mu}_k$ в кольцо на комплексной плоскости с центром в начале системы ее координат, внешним радиусом $|\dot{\mu}_{\max}|$ и внутренним $|\dot{\mu}_{\min}|$.

Для второго варианта структурной схемы вероятность срыва связи также равна вероятности одновременного выполнения условий, первое – $|\dot{\mu}_{\max} - \dot{\mu}_{\min}| < U_{ПОР}$, второе – попадание концов оставшихся векторов $\dot{\mu}_k$ внутрь части вышеописанного кольца, ограниченного, приблизительно, углом $\alpha \approx U_{ПОР} / |\dot{\mu}_{\max}|$, то есть условие $|\dot{\mu}_{\max} - \dot{\mu}_{\min}| < U_{ПОР}$ должно выполняться

одновременно для всех k . Показано, что вероятность срыва связи при втором варианте схемы меньше, чем первом, приблизительно в $(\pi/\mu_{max})/U_{ПОР}$ раз.

Графики сравнительной помехоустойчивости (вероятности P_{cc} падения отношения С/Ш ниже уровня ρ), для различных параметров четырехпараметрического распределения сигнала $(m_1, m_2, \sigma_1, \sigma_2)$ приведены на рис.19. Использование при моделировании четырехпараметрического закона распределения вероятности замираний обусловлено стремлением более полно отразить особенности различных компенсационных методов. Поскольку характеристики помехоустойчивости изменяются в широких пределах, то при различных сочетаниях параметров распределения близкие характеристики могут наблюдаться у различных методов. Тем не менее, вывод о сравнительной помехоустойчивости методов сохраняет силу для достаточно разнообразных сочетаний параметров быстрых замираний.

Графики получены моделированием с использованием ЭВМ для четырехкратного разнесения ($N=4$). По осям абсцисс отложено нормированное отношение С/Ш, по оси ординат – вероятность того, что отношение С/Ш сигнала после обработки будет меньше данного уровня. Приведены графики для алгоритмов компенсации с отдельными (2) и общим (1) компенсирующим сигналом, компенсация с автовыбором сигналов (3) и распределение отношения С/Ш одного из разнесенных сигналов для случая, когда он не поражен внешними помехами (4). Параметры распределений выбирались из условия нормировки средней мощности сигнала.

Графики позволяют сделать вывод, что наибольшую помехоустойчивость обеспечивает алгоритм компенсации с общим сигналом, меньшую – с отдельными компенсирующими сигналами. Оба алгоритма значительно помехоустойчивее алгоритма компенсации с автовыбором, который, тем не менее, обеспечивает все же большую помехоустойчивость, чем одиночный разнесенный сигнал при отсутствии внешних помех. Таким образом:

1. Использование компенсационной обработки разнесенных сигналов при некоторых видах разнесения (пространственном, угловом) может обеспечить помехоустойчивость, близкую к оптимальной.

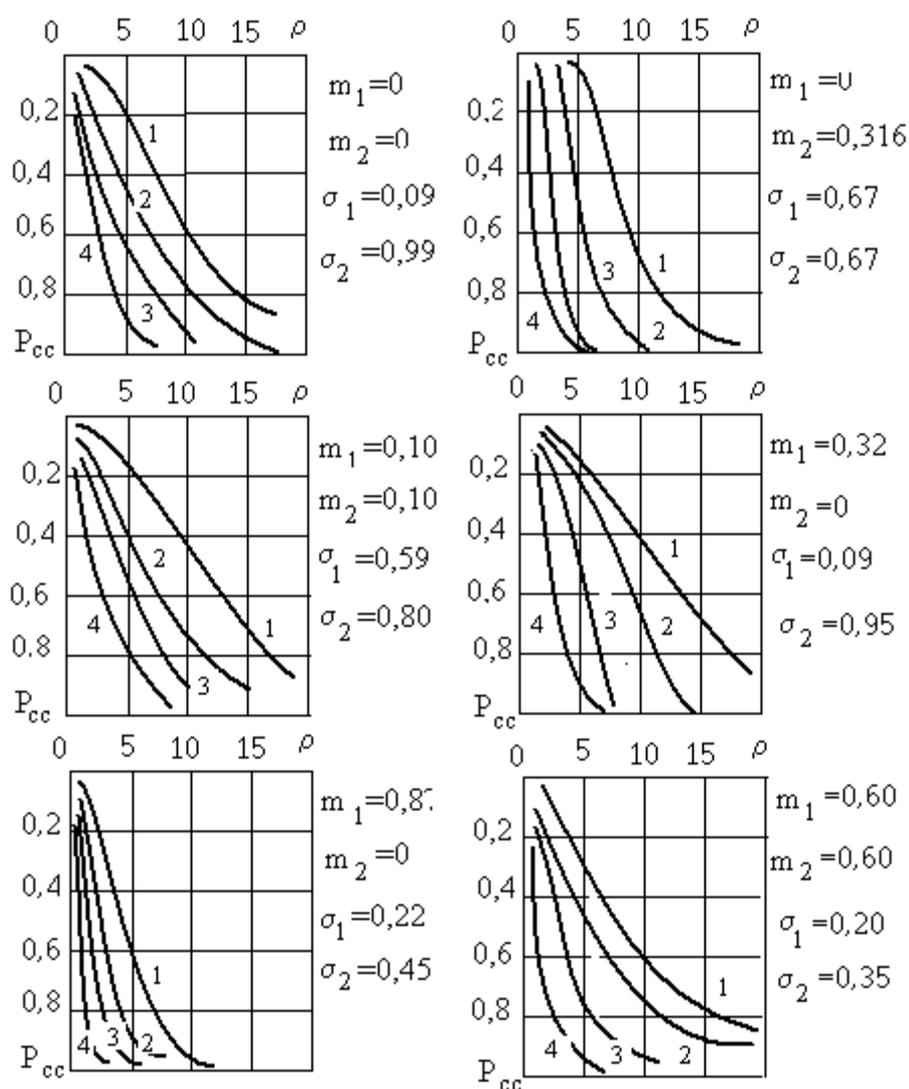


Рис.19

2. В реальных условиях работы систем связи часто не представляется возможности использовать отдельный компенсационный канал приема помеховых сигналов. В этом случае он может быть организован из имеющейся совокупности разнесенных сигналов.

3. Структуры, реализующие компенсационную обработку, могут быть реализованы в виде приставок к имеющейся аппаратуре объединения разнесенных сигналов. Предложены различные варианты соответствующих структур.

Для экспериментальной проверки полученных теоретических результатов и оценки эффективности методов компенсации внешних помех был разработан, создан и испытан макет компенсатора радиоимпульсных помех. Лабораторные испытания проводились на базе Владимирского политехнического института. Экспериментальные исследования методов компенсации были осуществлены на одной из станций дальней тропосферной связи (ДТС) сети «Север» в г. Игарка Красноярского края, которая служила в качестве промежуточной на интервальных линиях, охватывающих районы Крайнего Севера.

Заключение. В процессе изучения материала лекции студент знакомится с возможностями использования компенсационных методов борьбы с внешними помехами системам передачи сигналов. Компенсационный сигнал получается при применении специализированного компенсационного приемника, либо формируется из уже имеющихся разнесенных сигналов. Полученные в данном разделе знания позволяют понимать, каким образом для подавления новых внешних помех могут быть использованы уже имеющиеся ресурсы системы передачи.

7. Общие особенности в обработке при спектральных различиях помеховых компонентов в разнесенных сигналах. Компенсация широкополосных помех с использованием временного сдвига

Избыточность, имеющая место при разнесенном приеме, в наибольшей степени реализуется и может быть использована при пространственном (угловом) разнесении в условиях, когда составляющие внешних помех сильно коррелированы в разнесенных сигналах, достаточно эффективна в этом случае обработка объединением с определенными комплексными весовыми коэффициентами. В то же время во многих случаях помеховой обстановки структура помеховых составляющих в разнесенных сигналах усложняется, уменьшая степень их взаимной коррелированности. Здесь типовыми являются следующие ситуации.

1. Ширина полосы помехи, попадающая в полосу тракта обработки каналов разнесения достаточно велика. Это может привести к тому, что амплитудно-фазовые соотношения между помеховыми составляющими в разных каналах разнесения различаются в разных участках полосы частот спектра. Поэтому весовые коэффициенты, оптимальные для какой-то конкретной узкой области в спектре помехи, (и убирающие в результате объединения помеху из этой узкой области) для других областей спектра помехи оптимальными не являются. В результате этого, объединение составляющих из других областей спектра с одними и теми же весовыми коэффициентами не приведет к компенсации помех.

2. Другая помеховая ситуация имеет место, когда на систему связи воздействуют помехи от нескольких независимых источников. Даже если различия между помеховыми составляющими различных ветвей разнесения, образованными каждым конкретным источником помехи, выражаются только в амплитуде и взаимном фазовом сдвиге, возможность их полной компенсации определяется (как уже рассматривалось ранее) соотношением между кратностью разнесения N и количеством независимых источников помех M , причем должно выполняться условие $M < N$. В противном случае, при любом наборе ВК общий остаточный уровень помех будет больше нуля.

Наихудшей в рассматриваемом смысле будет ситуация, когда одновременно проявляются оба предыдущих фактора. Этот случай помеховой обстановки приближается к ситуации, когда мешающие воздействия в каналах

разнесения в целом слабо коррелированы. Однако при узкополосных помехах эффективная компенсация возможна и в этом случае.

Рассмотрим первую из преречисленных ситуаций. Обозначим через $y_0(t)$ процесс на выходе одиночного источника помех; через комплексный вектор $\vec{\eta}$ – набор коэффициентов передачи канала от источника помехи до входов приемников пространственного (углового) разнесения. Для простоты рассмотрения будем считать среднюю мощность процесса $y(t)$ равной единице ($\langle y^2(t) \rangle = 1$, результат усреднения здесь будем обозначать угловыми скобками, $\langle \cdot \rangle$). Коэффициенты вектора $\vec{\eta}$ – это частотно-зависимые функции, $\eta = \eta(\omega)$. Набор помеховых составляющих в разнесенных сигналах описывается вектором $\vec{y} = \vec{\eta}y_0$. Взаимно-корреляционная матрица помеховых составляющих $R_n = \langle \vec{y}\vec{y}^+ \rangle = \vec{\eta}\vec{\eta}^+$ – тоже частотно-зависимая.

Как уже рассматривалось, минимум мощности помех будет иметь место, если весовые коэффициенты a будут равны минимальному из собственных чисел матрицы R_n . Если бы элементы вектора $\vec{\eta}$ были частотно-независимыми, $\eta = \text{const}(\omega)$, матрица R_n была бы вырожденной, имеющей ранг, равный единице.

Когда появляется зависимость η от частоты, матрица помех R_n должна определяться, как

$$R_n = \int_{\Pi_m} R(\omega) d\omega, \quad (1)$$

где Π_m – полоса трактов в разнесенных приемниках; интеграл от матрицы в выражении (1) понимается, как матрица, каждый элемент которой проинтегрирован по аргументу ω в полосе Π_m .

Матрица $R(\omega)$ на каждой отдельной конкретной частоте – вырожденная, но со своими собственными векторами, соответствующими данной частоте. Однако результат интегрирования – это суперпозиция большого числа таких матриц, различающихся между собой. В результате R_n перестает быть вырожденной, следовательно, в общем случае у нее отсутствуют нулевые собственные числа и полная компенсация помехи невозможна.

Представляет интерес ситуация, когда требуется максимально уменьшить уровень помехи не в целом, а в конкретных областях ее спектра, допуская заметный уровень вне этих областей. При этом, несмотря на то, что полная компенсация помехи в целом невозможна, в некоторых случаях в этих выделенных областях спектра уровень помеховых составляющих возможно приблизить к нулю.

Пусть выделено K частот в полосе сигнала, на которых необходима полная компенсация помеховых составляющих. Коэффициенты передачи помехи в каналы разнесения определяются набором векторов η_k , $k = 1 \div K$, каждый из которых соответствует одной из K выделенных частот. Для того чтобы на конкретной частоте f_k произошла полная компенсация помехи, необходимо, чтобы вектор весовых коэффициентов \vec{a} был ортогонален соответствующему вектору $\vec{\eta}_k$, т.е. $\vec{a}^T \cdot \vec{\eta}_k = 0$. (Здесь через (\cdot) обозначена операция скалярного произведения векторов.)

Как следует из теории матриц, из набора векторов с N элементами можно путем их весового объединения построить систему других линейно-независимых векторов, содержащую не более чем N векторов. Любому произвольному вектору \vec{a} с N элементами можно в принципе сопоставить не более чем $N-1$ других линейно-независимых векторов. Считая в общем случае, что в наборе из K векторов $\vec{\eta}_k$ отсутствуют параллельные, можно выбрать такой вид вектора \vec{a} , что он будет ортогонален одновременно $N-1$ векторам $\vec{\eta}_k$. Таким образом, полная компенсация помехи с помощью весовых коэффициентов, постоянных в полосе помехи, возможна одновременно в K точках диапазона, причем величина K не меньше, чем $N-1$.

Для нахождения вида требуемых ВК на основе выбранного набора векторов $\{\vec{\eta}_k\}$ необходимо использовать суммарную матрицу R_Σ , равную сумме корреляционных матриц R_k на выбранных k частотах,

$$R_\Sigma = \sum_{k=1}^K \vec{\eta}_k \vec{\eta}_k^+ = \sum_{k=1}^K R_k .$$

Матрица R_Σ имеет в общем случае $N-K$ собственных чисел, равных нулю. Выбирая вектор \vec{a} , равный собственному вектору, соответствующему любому из этих нулевых векторов (или линейную комбинацию подобных собственных векторов), можно обеспечить уровень внешних помех, равный нулю, на всех K выбранных частотах.

В случае воздействия помех от нескольких независимых источников возможности подобной “точечной” компенсации значительно сужаются. В частности, при воздействии M независимых источников помех суммарная матрица R_Σ будет равна

$$R_\Sigma = \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^M \vec{\eta}_{k,j} \vec{\eta}_{k,j}^+ ,$$

где вектора η_{kj} образованы элементами, равными коэффициентам передачи в ветви разнесения на частоте f_k от j -того источника помехи. (Предполагается что средние мощности, излучаемые всеми источниками помех, нормированы к единице, а их взаимные различия в реальных условиях перенесены на коэффициенты передачи.). Присутствие хотя бы одного нулевого собственного числа у матрицы R_Σ будет в общем случае иметь место лишь при выполнении условия $KM < N$, что практически возможно лишь при довольно больших кратностях разнесения.

Несмотря на то, что в общем случае компенсация комплекса широкополосных помех технически достаточно сложная задача, однако в некоторых важных частных случаях, которые будут рассмотрены в следующих пунктах, ее решение существенно упрощается.

Таким образом, различия помеховых компонент в разнесенных сигналах в основном имеют место, если помехи – достаточно широкополосные. Они

обусловлены определенными различиями формы спектра помех в разных каналах разнесения. В подобных условиях для компенсации помех необходимо применять частотно-зависимые весовые функции. Независимые от частоты весовые коэффициенты, обеспечивающие лишь амплитудно-фазовую регулировку, не могут обеспечить полную компенсацию помех. С помощью частотно-независимых ВК возможно обеспечить полную компенсацию помех в нескольких точках частотного диапазона, количество которых определяется кратностью разнесения и количеством независимых источников помех. Особенности помеховой обстановки в некоторых конкретных ситуациях могут позволить более простую техническую реализацию подавления широкополосных помех.

Одним из характерных случаев помеховой обстановки является ситуация, когда при воздействии внешних помех от единственного источника помеховые компоненты различаются в полосе канала разнесения лишь относительным фазовым сдвигом на различных частотах. Амплитудные же различия между помеховыми составляющими различных ветвей разнесения от частоты при этом не зависят.

Ситуация имеет место в случае, если в каналах передачи от источника помехи до разнесенных приемников не происходит искажения спектра помехового сигнала или искажения одинаковы во всех каналах передачи. При этом разница времени распространения помехового сигнала τ до разных разнесенных приемников различается настолько, что это приводит к большому различию относительного фазового сдвига помеховых компонент на различных частотах спектра помехи. Это имеет место, если выполняется условие $\tau \Pi \gg 1$. В этом случае требуемая частотно-зависимая весовая обработка разнесенных сигналов может быть осуществлена достаточно простым путем. Вектор комплексных коэффициентов передачи помехи будет характеризоваться набором коэффициентов c_i и временных задержек τ_i и имеет вид $\vec{n}^T = \|c_1 e^{-j\omega\tau_1}, c_2 e^{-j\omega\tau_2}, \dots, c_N e^{-j\omega\tau_N}\|$. Оптимальный по критерию минимума мощности помехи вектор ВК (ортогональный вектору \vec{n}) при этом определяется, как $\vec{a}^T = \|d_1 e^{j\omega\tau_1}, d_2 e^{j\omega\tau_2}, \dots, d_N e^{j\omega\tau_N}\| e^{-j\omega\tau_0}$, где τ_0 - некоторая общая задержка по времени при условии, что вектор \vec{d} , составленный из элементов d_i , ортогонален вектору \vec{c} , составленному из элементов c_i . Аппаратурно подобная обработка реализуется управляемыми линиями задержки (УЛЗ) с регулировкой времени задержки и усилителями с регулируемыми коэффициентами передачи в каждой ветви перед сложением. Основная трудность при использовании временной регулировки вместо ранее рассматриваемой фазовой – аппаратное определение недоподстроенной временной задержки $\tau_{i\bar{n}0}$, либо знака напряжения, задающего направление перестройки УЛЗ. Использование автокорреляционных функций помехи в общем случае затруднительно, так как предполагает знание их вида и параметров.

Общим подходом для определения временного сдвига помеховых составляющих в разнесенных сигналах может служить метод, основанный на измерении и сравнении фазового сдвига между помеховыми компонентами на различных частотах с учетом их расположения на частотной оси. Действительно, если спектр помехового сигнала в первом канале определяется функцией $G_1(\omega)$, а сигнал второго канала сдвинут на величину τ_{OCT} , его спектр равен $G_2(\omega) = k_0 G_1(\omega) \exp\{-j\omega\tau_{OCT}\}$, где k_0 – некоторый безразмерный коэффициент. При положительной величине τ_{OCT} фазовый сдвиг с ростом частоты увеличивается, при отрицательной – уменьшается. Следовательно

$$\text{sign}\{\tau_{OCT}\} = \text{sign}\{\arg[G_2(\omega_2)/G_1(\omega_2)] - \arg[G_2(\omega_1)/G_1(\omega_1)]\},$$

$$\omega_2 > \omega_1.$$

Равенство справедливо для любых частот, отстоящих одна относительно другой на величину интервала, в котором выходное напряжение фазометрических блоков монотонно зависит от измеряемой разности фаз. В случае использования фазовых детекторов эта величина равна $\frac{\pi}{4\tau_{\max}}$, где $4\tau_{\max}$ – максимально возможная временная задержка между помеховыми компонентами. (Для систем с пространственным разнесением не превышающая времени распространения радиоволны между двумя пространственно разнесенными антеннами). Метод может быть использован, если имеется возможность при измерении фазового сдвига отделить результат измерения помеховых компонент от сигнальных компонент.

Примером реализации метода может служить устройство измерения временного сдвига, структурная схема которого приведена на рис.21. Устройство предназначено для функционирования в условиях воздействия последовательности достаточно коротких помеховых радиоимпульсов на систему связи, где используется вид модуляции с постоянным уровнем излучаемого сигнала (например, ЧМ, ЧММС, ОФТ, QPSK и т.п.). Скорость изменения огибающей каждого радиоимпульса много больше скорости изменения огибающей полезного сигнала, обусловленного воздействием быстрых замираний. Приведен пример для двукратного разнесения.

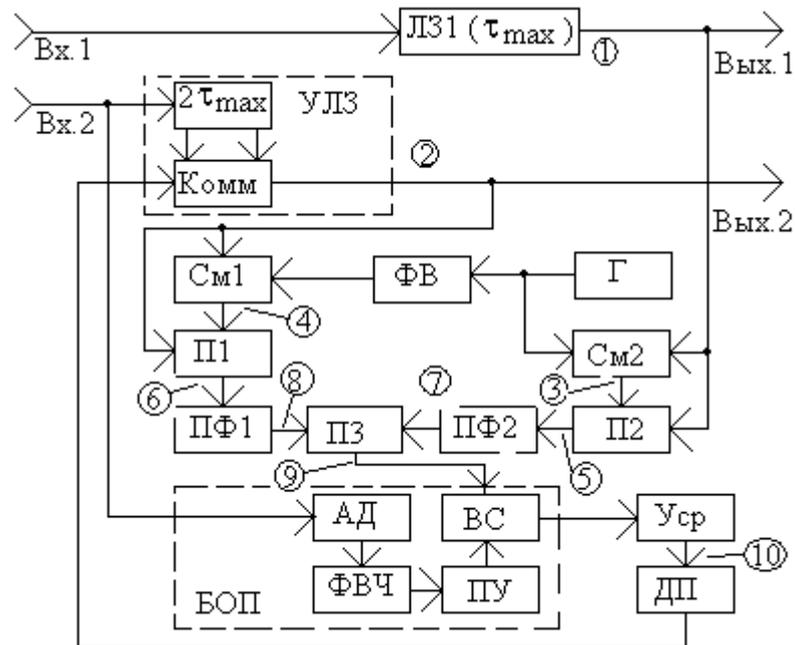


Рис. 21

В одном канале (первом) помещается линия задержки (ЛЗ1) с временем задержки τ_{max} , во втором канале – управляемая линия задержки с диапазоном перестройки от нуля до $2\tau_{max}$, при этом относительная временная задержка сигналов в обоих каналах может изменяться от $+\tau_{max}$ до $-\tau_{max}$. УЛЗ может быть реализована, например, в виде многоотводной линии, отводы которой переключаются коммутатором (Комм). Центральная частота входных сигналов ω_0 . В смесителях См1 и См2 входные сигналы переносятся на центральную частоту $\omega_0 - \omega_A$ с помощью напряжения генератора (Г), вырабатывающего сигнал с частотой ω_A (сигнал на См1 подается через фазовращатель на 90°). Продукты умножения в перемножителях (П1, П2) проходят через полосовые фильтры (ПФ1, ПФ2), имеющие полосы пропускания от ω_A до $\omega_A + \frac{\pi}{4\tau_{max}}$ и вновь умножаются в перемножителе (ПЗ). Далее сигнал проходит через блок отделения помехи (БОП), усредняется в усреднителе (Уср) и поступает на детектор полярности (ДП).

БОП в данной помеховой обстановке может быть реализован например, в виде амплитудного детектора (АД), фильтра верхних частот (ФВЧ), порогового устройства (ПУ) и временного селектора (ВС). АД вырабатывает напряжение, пропорциональное огибающей суммарного сигнала, отделяет его быстрые изменения за счет радиоимпульсов, отсеивая компоненты огибающей полезного сигнала. ПУ формирует управляющее напряжение, открывающее ВС в моменты присутствия импульсов помехи на входе.

Знак напряжения на выходе усреднителя равен

$$\text{sign} \left\{ - \int_0^{\omega_{\Gamma}} G_{10}(\omega) G_{10}^*(\omega) \sin 2\omega \tau_{\text{OCT}} d\omega \right\} = \text{sign} \{ - \tau_{\text{OCT}} \},$$

где $G_{10}(\omega)$ – спектр сигнала, на выходе первого множителя. На основе этого напряжения ДП вырабатывает сигнал, управляющий перекоммутацией отводов УЛЗ. После окончания процесса настройки временной сдвиг между

$$\omega_{\Gamma} \leq \frac{\pi}{4\tau_{\text{max}}},$$

обоими помеховыми сигналами меньше или равен минимальной временной задержке τ_{min} (временного дискрета) между соседними отводами многоотводной ЛЗ. При кратности разнесения $N > 2$, подобное устройство измерения помещается в $N-1$ ветвей, одна ветвь выбирается в качестве опорной, относительно сигнала которой производится перестройка УЛЗ их ветвей. Амплитудное выравнивание помеховых компонент перед компенсацией производится известными методами.

Сравнительные характеристики описанного здесь временного метода перестройки и методов фазовой перестройки:

Фазовые методы: несложная реализация перестройки в диапазоне $0+360^\circ$; сравнительно большая точность настройки в узком диапазоне частот; невозможность обеспечения требуемого фазового сдвига в широкой полосе частот и, как следствие, недостаточный уровень подавления широкополосной помехи.

Временной метод: аппаратные сложности реализации большой перестройки без искажений сигнала; точность настройки ограничена конечностью минимального временного дискрета ЛЗ; возможность компенсации достаточно широкополосных помех.

Достоинства каждого метода могут восполнить недостатки другого, поэтому для компенсации широкополосных помех выгодно использовать комбинированный метод подстройки. Комбинированный метод заключается в двухступенчатой подстройке. Первая ступень – временная подстройка в широкой полосе, но с точностью, которая ограничена величиной τ_{min} ; вторая ступень – фазовая подстройка. Поскольку после временной подстройки остаточная временная задержка τ_{OCT} много меньше начальной задержки, то теперь фазовый метод обеспечивает точную подстройку помехи во всей исходной широкой полосе спектра. Величина τ_{OCT} при компенсации определяет мощность остаточной помехи P_{OCT} при фазовой подстройке. В частности, (см. приложение 3) при двукратном разнесении, пространственном разноре, угле между направлением прихода помехи и осью антенн α , равных мощностях помехи P_{Π} в ветвях разнесения и ширине спектра помехи $\Delta\omega_l$ достижимая относительная компенсация фазовым методом без временной подстройки.

$$\frac{P_{\text{OCT}}}{2P_{\Pi}} = 1 - \frac{\sin \frac{\Delta\omega_{\Pi} l \sin \alpha}{2c}}{\frac{\Delta\omega_{\Pi} l \sin \alpha}{2c}}$$

и с временной подстройкой

$$\frac{P_{\text{ост}}}{2P_{\Pi}} = 1 - \frac{\sin 0,5\Delta\omega_{\Pi}\tau_{\min}}{0,5 \sin \Delta\omega_{\Pi}\tau_{\min}}.$$

На рис.22, 23 приведены графики зависимости $P_{\text{ост}}/2P_{\Pi}$ от временной задержки τ , которые позволяют определить необходимую τ_{\min} в зависимости от требуемого уровня подавления.

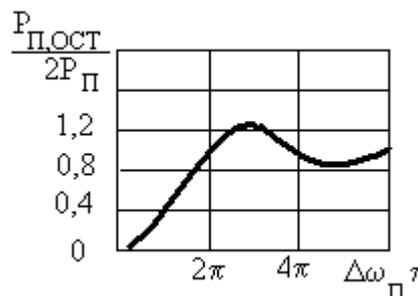


Рис. 22

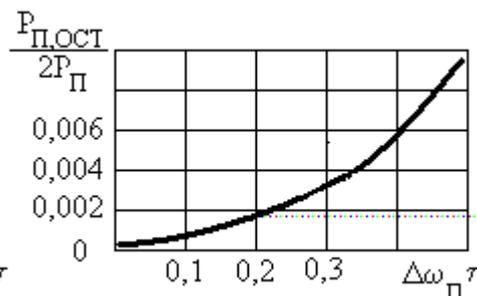


Рис. 23.

1. В случае, если декорреляция помеховых компонент в разнесенных сигналах вызвана временным сдвигом между компонентами, слишком большим для компенсационных возможностей амплитудно-фазовой регулировки, эффективной является комбинированная временная и амплитудно-фазовая регулировка.

2. Для организации временной перестройки комбинируемых сигналов возможно использовать описанный метод сравнения фазового сдвига между помеховыми компонентами на различных частотах спектра помехи.

Заключение. В процессе изучения материала лекции студент знакомится с возможностями подавления помех при спектральных различиях помеховых составляющих в различных каналах приема и способами их выравнивания при компенсации помех. Полученные в данном разделе знания позволяют студенту понимать, в какой степени различия в характеристиках трактов параллельной передачи сигналов влияют на возможности подавления внешних помех.

8. Использование избыточности для борьбы с комплексом узкополосных помех

Один из типичных вариантов помеховой обстановки – воздействие на систему связи с пространственным разнесением комплекса узкополосных помех от нескольких независимых источников. Подобная ситуация является в своем роде промежуточной между воздействием «гладких» помех, которые

отличаются только амплитудой и фазовым сдвигом в различных ветвях разнесения, и общим случаем воздействия широкополосных помех, у которых частотная зависимость взаимно-корреляционной функции в полосе помехи проявляется достаточно явно.

Каждая сосредоточенная помеха предполагается узкополосной, поэтому ее составляющие в разнесенных сигналах отличаются лишь амплитудой и фазовым сдвигом (т.е. каждая из таких помех по отдельности - «гладкая» – по аналогии с «гладкими» замираниями, порождающими лишь амплитудно-фазовые различия, в отличие от СЧЗ, порождающих частотно-селективные различия). В то же время каждый источник такой сосредоточенной помехи предполагается независимым от других источников помехи. Поэтому для разных сосредоточенных помех, расположенных в различных участках спектра, взаимные амплитудно-фазовые соотношения тоже различаются.

Это сближает ситуацию с ситуацией воздействия широкополосных помех с частотно-зависимыми (в общем случае) соотношениями между спектральными составляющими в различных ветвях разнесения. То есть комплекс сосредоточенных помех, рассматриваемый в целом в полосе сигнала, может считаться, как одна широкополосная помеха. Однако такая помеховая ситуация имеет свою специфику, позволяющую отойти от общего труднореализуемого оптимального алгоритма объединения с частотно-зависимыми весовыми функциями и реализовать более простую квазиоптимальную обработку. При этом будет использован факт, что в реальных ситуациях сосредоточенные помехи, входящие в комплекс, редко накладываются по частотной оси одна на другую из-за узкополосности их спектров.

Пусть на систему воздействует M узкополосных помех с полосами спектра, равными $\Pi_{\Pi j}$, $j=1 \div M$. (Нумерацию источников договоримся осуществлять с учетом ранжирования ширины полос, т.е. $\Pi_{\Pi 1} \geq \Pi_{\Pi 2} \geq \dots \geq \Pi_{\Pi M}$). Здесь предполагается, что источники помех не являются адаптивными постановщиками, осуществляющими нацеливание помехи на информационный сигнал для его эффективного подавления, т.е. местоположение помехи в полосе сигнала случайно и независимо у разных источников.

Если считать, что все M помех попадают полностью в общую полосу Π_0 (т.е. не учитывать возможный частичный выход спектра какой-либо помехи за полосу Π_0), то вероятность того, что ни одна из помеховых полос не перекроется, равна

$$P_1 = \frac{\Pi_0 - \Pi_{\Pi 1}}{\Pi_0} \cdot \frac{\Pi_0 - \Pi_{\Pi 1} - \Pi_{\Pi 2}}{\Pi_0 - \Pi_{\Pi 1}} \cdot \dots \cdot \frac{\Pi_0 - \sum_{j=1}^M \Pi_{\Pi j}}{\Pi_0 - \sum_{j=1}^{M-1} \Pi_{\Pi j}} = 1 - \frac{1}{\Pi_0} \sum_{j=1}^M \Pi_{\Pi j}.$$

Поскольку сосредоточенные помехи – достаточно узкополосные процессы, т.е. в большинстве ситуаций помеховой обстановки наблюдается неравенство

$$\sum_{j=1}^M \Pi_{\Pi j} \ll \Pi_0,$$

то из этого факта вытекают два следствия:

- может появиться возможность компенсировать комплекс из M узкополосных помех системой с кратностью разнесения $N < M$ (вплоть до двукратного разнесения);
- в общей полосе сигнала могут присутствовать области, свободные от помех, что облегчит определение нужных для комбинирования величин весовых коэффициентов.

Теперь рассмотрим некоторую произвольную частоту f_q в полосе Π_0 и возможность перекрытия полос помех. Разобьем набор источников M на два множества: А и В. В первое множество включим помехи, в полосы которых попадает частота f_q , во второе множество – помехи, не совпадающие с f_q .

Тогда вероятность поражения частоты f_q будет равна

$$P_q = \left(\prod_A \frac{\Pi_{\Pi j}}{\Pi_0} \right) \left[\prod_B \left(1 - \frac{\Pi_{\Pi j}}{\Pi_0} \right) \right],$$

где произведения берутся по номерам j , включенным при данных вариантах разбиения в множества А и В. Вероятность P_q зависит от разбиения набора M на А и В, общее число вариантов возможного разбиения равно 2^M .

В случае, если можно считать ширину полос всех помех одинаковой (например, приравнивая их к максимальной $\Pi_{\Pi 1}$), то вероятность совпадения с частотой f_q полос сразу m помех из M возможных будет равна

$$P_m = \frac{M!}{m!(M-m)!} \left(\frac{\Pi_{\Pi 1}}{\Pi_0} \right)^m \left(1 - \frac{\Pi_{\Pi 1}}{\Pi_0} \right)^{M-m},$$

Среднее число помех на частоте f_q равно $m_{CP} = M \Pi_{\Pi 1} / \Pi_0$.

Таким образом, система с N –кратным разнесением в принципе может полностью подавлять помехи от M источников на произвольной частоте в

$$\left[\sum_{m=0}^{N-1} \frac{M!}{m!(M-n)!} \frac{\Pi_{\Pi 1}^m (\Pi_0 - \Pi_{\Pi 1})^{M-m}}{\Pi_0^M} \right] \cdot 100$$

процентах случаев ситуаций подобного рода.

На выходе корреляционного компенсатора соотношение полезного сигнала к помехе равно величине, обратной этому соотношению на его опорном входе. Рассмотрим ситуацию двукратного разнесения и воздействия помехи от одного источника. Поскольку полезный сигнал $x(t)=\mu x_0(t)$ и помеха $y(t)=\eta y_0(t)$, ($\langle x_0^2 \rangle = \langle y_0^2 \rangle = 1$) взаимно независимы, их можно условно расположить вдоль осей OX и OY некоторой системы координат (см. рис. 3.3.4). Разнесенные сигналы S_1 и S_2 в результате аддитивного действия помехи являются линейными комбинациями сигналов $x_0(t)$ и $y_0(t)$, поэтому в этой системе координат их можно описать некоторыми векторами OC и OA .

В любом из корреляционных компенсаторов (КК) из напряжения на его сигнальном входе (пусть S_1) вычитается с определенным весовым коэффициентом k сигнал, присутствующий на его опорном входе (S_2). Величина коэффициента k автоматически устанавливается таким образом, чтобы выходной сигнал компенсатора $S_4=S_1+kS_2$ стал некоррелированным с сигналом S_2 . Сигнал S_1 можно в векторной форме представить как сумму двух взаимно-перпендикулярных векторов S_3 и S_4 . Один из них параллелен вектору S_2 , другой – перпендикулярен S_2 (т.е. с ним некоррелирован). В результате работы КК компонент S_3 удаляется. Оставшийся компонент (вектор S_4) ортогонален вектору S_2 . Таким образом, рассматривая треугольники OAB и OAD , нетрудно установить пропорцию: $OB/OG=OE/OF$. Но $OB/OG=\rho_2$ – соотношение уровней полезного сигнала и помехи в опорном сигнале S_2 ; $OF/OE = \rho_4$ – соотношение уровней сигнала в выходном сигнале S_4 . При этом $\rho_2=1/\rho_4$.

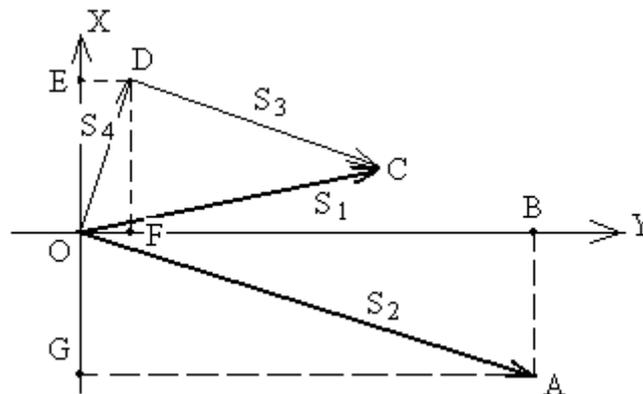


Рис. 24

В случае, если в опорном напряжении составляющие полезного сигнала $x(t)$ отсутствуют, в выходном сигнале $S_4(t)$ будут отсутствовать помеховые составляющие, т.е. произойдет полная компенсация помехи (и, наоборот, при отсутствии в опорном напряжении составляющих помехи, на выходе КК произойдет компенсация полезного сигнала). Это объясняется тем, что помеховые составляющие «не будут мешать» компенсатору определять нужные значения коэффициента k .

Этот факт можно использовать в рассматриваемых условиях помеховой обстановки следующим образом.

Воздействие комплекса узкополосных помех оставляет некоторые области спектра полезного сигнала свободными от спектральных составляющих помехи. В то же время в отсутствие селективно-частотных замираний полезного сигнала амплитудно-фазовые соотношения полезных компонент в разнесенных сигналах одинаковы для всей полосы спектра полезного сигнала. Поэтому, если потребуется компенсировать полезную составляющую разнесенных сигналов, то нет необходимости измерять необходимые для этого амплитудно-фазовые соотношения во всей полосе полезного сигнала. Достаточно их измерить только в областях полосы, не пораженных помехами. Результат такого измерения будет в равной мере относиться и к пораженным областям сигнала.

Подобный факт дает возможность процедуру удаления помех производить в два этапа. На первом этапе в некотором вспомогательном сигнале S_B компенсируются полезные составляющие. При этом необходимые для компенсации амплитудно-фазовые соотношения определяются в областях, где отсутствуют узкополосные помехи. В результате в S_B будет присутствовать только набор узкополосных помех.

На втором этапе производится отдельная компенсация каждой из помех, поскольку предполагается, что они порождены различными источниками и имеют различающиеся амплитудно-фазовые соотношения в ветвях разнесения. Сумма помех расфильтровывается, образуя набор из M напряжений, каждое из которых является отдельной помехой. Эти напряжения с помощью корреляционных компенсаторов поочередно вычитаются из входных сигналов, последовательно очищая их от помех.

Реализация предложенного принципа для двукратного разнесения поясняется рисунками а), б), в), и в виде структурной схемы приведена на рис.25. На рис..а) изображены спектры двух разнесенных сигналов (I и II), содержащие полезные компоненты и комплекс сосредоточенных помех (1 и 2). На рис..б) изображена форма спектра полезного сигнала после режектирования помех, она используется для определения необходимых соотношений между полезными сигналами. На рис..в) представлен комплекс помех, который будет далее расфильтровываться.

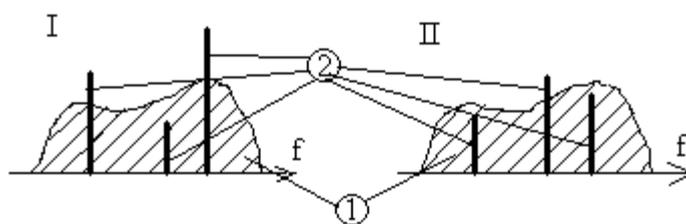


Рис. 3.3.5 а)

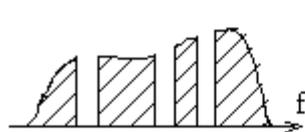


Рис. 3.3.5 б)



Рис. 3.3.5 в)

Первый разнесенный сигнал, пройдя блок подстройки фазы (БПФ) и блок режекторных фильтров (БРФ), попадает на измеритель фазовых сдвигов (ИФ). БРФ состоит из M узкополосных последовательно соединенных режекторных фильтров, каждый из которых отсеивает помеху одного из источников. Таким образом, на выходе БРФ имеется очищенный от помех первый разнесенный сигнал, но с M провалами в спектре. В ИФ измеряется и усредняется фазовый сдвиг этого сигнала и второго разнесенного сигнала. Оба полезных разнесенных сигнала различаются лишь амплитудой и фазой, то есть некоторым комплексным коэффициентом. Все частотные составляющие сигналов на совпадающих частотах также различаются на этот же комплексный коэффициент. Поэтому на результат измерения фазы в ИФ не повлияет изъятие в БРФ некоторых частотных составляющих из первого сигнала.

Перестройка фазы в БПФ продолжается, пока полезные составляющие в точках 1 и 2 не станут синфазны. После этого производится выравнивание уровней полезных составляющих. Для этого в вычитающем блоке (В1) определяется разность полезных составляющих, которая затем умножается в перемножителе (П) на второй входной сигнал и интегрируется в интеграторе (Инт). Поскольку после режекции помеховые составляющие на выходе БРФ отсутствуют, то перестройка интегратора закончится, когда на В1 будут отсутствовать полезные составляющие вне полос режекции БРФ. Это достигается тем, что коэффициент передачи регулируемого усилителя (РУс) управляется выходным сигналом интегратора. На выходе вычитающего блока (В2) при этом будут отсутствовать полезные составляющие во всей полосе спектра (в том числе и в областях, занимаемых узкополосными помехами). Следовательно на выходе В2 присутствует только комплекс помех. Совокупность перечисленных блоков работает в целом, как корреляционный компенсатор.

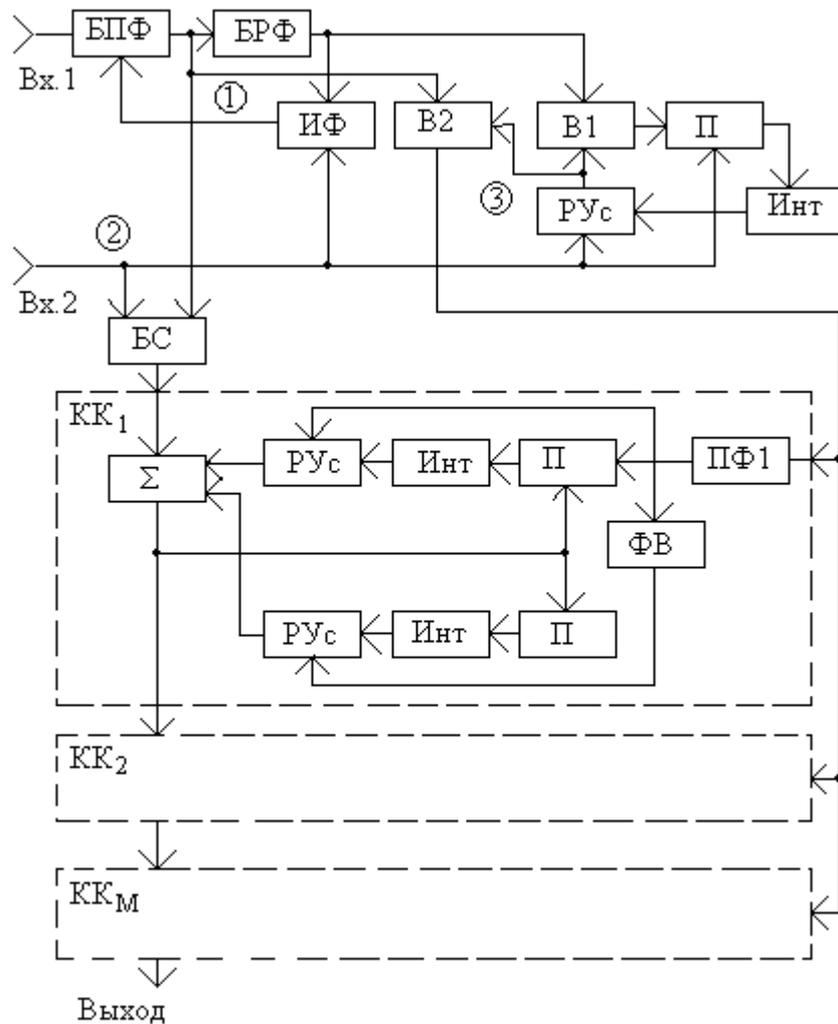


Рис. 25.

В блоке сложения (БС) входные разнесенные сигналы комбинируются. Результат объединения содержит и полезные сигналы, и помехи. Далее с помощью M включенных последовательно блоков компенсации (K_1, \dots, K_M) в этом суммарном сигнале последовательно компенсируются помеховые составляющие.

Все блоки K_j – однотипные. В них полосовой фильтр (ПФ) выделяет данную узкополосную помеху, напряжение которой используется в качестве компенсирующего сигнала. В перемножителях (П) определяются коэффициенты корреляции ее синфазного и квадратурного (после фазовращателя ФВ на 90°) компонентов с выходным сигналом сумматора (Σ). Измеренные коэффициенты корреляции интегрируются в Инт и управляют усилением регулируемых усилителей (Рус). Таким образом, на выходе данного блока компенсации сигнал оказывается очищенным от соответствующей узкополосной помехи. После повторения подобной процедуры M раз выходной сигнал оказывается полностью очищенным от комплекса внешних помех.

Принципы построения схемы могут быть распространены и на случай кратности разнесения, большей двух. В этом случае в блоке сложения

комбинируются N разнесенных сигналов одним из методов, используемым при отсутствии внешних помех. Величина уровня полезных составляющих, нужная для определения весовых коэффициентов, также определяется в участках полосы полезного сигнала, свободных от помех. Комплекс помех поочередно удаляется с помощью КК из сигнала после комбинирования. Для получения этого комплекса может быть использованы любые два из разнесенных сигналов или комбинация нескольких.

В результате применения частичной взаимной замены участков спектра у различных разнесенных сигналов шумы в них также становятся частично коррелированными. Это при комбинировании несколько снижает выигрыш по отношению С/Ш. Оценим уменьшение выигрыша.

Некоррелированные шумы в отсутствие помех и взаимной замены спектров складываются со случайным фазовым сдвигом, а полезные сигналы – синфазно. Поэтому суммарное эквивалентное напряжение шума при $N=2$ возрастает $\sqrt{2}$ раз (при одинаковых мощностях шума), т.е. в меньшей степени, чем возрастает напряжение полезного сигнала, что дает выигрыш в отношении «сигнал/шум». Теперь при частичной взаимной замене некоторых областей спектра шумы обеих ветвей станут равны, соответственно:

$$\begin{aligned} n_{1p} &= n_1 \sqrt{1-a} + n_2 \sqrt{a}, \\ n_{2p} &= n_2 \sqrt{1-b} + n_1 \sqrt{b}, \end{aligned}$$

где $a = \frac{1}{\Pi_c} \sum_{i=1}^L \Pi_{1i}$; $b = \frac{1}{\Pi_c} \sum_{i=1}^K \Pi_{2i}$ – суммарные доли полосы полезного сигнала, замещаемые, соответственно, в первом и втором разнесенных сигналах: Π_{1i} и Π_{2i} – ширина полосы фильтров ПФ_{1i} и ПФ_{2i}.

Суммарный шум станет равным: $n_{\Sigma} = n_1(\sqrt{1-a} + \sqrt{b}) + n_2(\sqrt{1-b} + \sqrt{a})$.

Считая мощность шумов обеих ветвей одинаковой ($n_1^2 = n_2^2$) и сравнивая мощность шума n_{Σ} с его мощностью в случае отсутствия и обработки, и сосредоточенных помех, имеем

$$\xi = \sqrt{\frac{n_{\Sigma}^2}{n_1^2 + n_2^2}} = \sqrt{1 + \sqrt{b(1-a)} + \sqrt{a(1-b)}}.$$

Анализируя полученную формулу, нетрудно установить что максимальное ухудшение $\xi_{\max} = 2$ будет меть место в случае, когда $a+b=1$. Поскольку полосы всех ПФ не совпадают, это соответствует ситуации, когда в результате взаимных замен шумовые компоненты обеих ветвей становятся полностью идентичными. Степень ξ увеличения мощности шума для различных сочетаний a и b приведена в таблице 1.

Таблица.1

| | a=0,01 | a=0,05 | a=0.1 | a=0.3 | a=0.5 |
|--------|--------|--------|-------|-------|-------|
| b=0,01 | 1,095 | 1,149 | 1,187 | 1,276 | 1,332 |
| b=0,05 | 1,151 | 1,192 | 1,233 | 1,312 | 1,359 |

| | | | | | |
|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| b=0,1 | 1,187 | 1,233 | 1,265 | 1,335 | 1,376 |
|-------|-------|-------|-------|-------|-------|

Поскольку в реальности ширина полосы сосредоточенных помех, как правило, много меньше, чем ширина полосы сигнала, то их суммарное действие не приводит к значительному увеличению шума. Подобный метод эффективен в сложной помеховой обстановке, когда количество узкополосных помех велико во всех ветвях разнесения. В этом случае для каждого участка спектра полезного сигнала достаточно, чтобы хотя бы в одном из N каналов разнесения он не был поражен помехой. Тогда суммарный сигнал получится объединением непораженных участков всех ветвей.

Оценим возрастание уровня шума при $N > 2$. Если шум имеет равномерную спектральную плотность и его мощность одинакова во всех каналах разнесения, то при разбиении полосы спектра сигнала Π_C на L одинаковых полос шириной Π_{Π} (где Π_{Π} - максимальная ширина спектра узкополосной помехи), мощность $P_{\text{шш}}$ взаимно-независимых шумовых составляющих $n_{\Pi i}$, $i = 1 \div N$ попадающих внутрь этих полос, будет одинаковой.

Рассмотрим всю совокупность N разнесенных каналов и проведем анализ, перебирая поочередно все L полос спектра, $j = 1 \div L$. Пусть в j -той полосе из N разнесенных сигналов q_j сигналов поражено помехой. Поскольку они будут исключены из суммирования, то после амплитудного выравнивания с коэффициентом $N/(N - q_j)$ суммарный шумовой сигнал в этой полосе будет равен:

$$n_j = \sum_i \frac{N n_{\Pi i}}{N - q_j},$$

где суммирование ведется по непораженным помехой ветвям. Поскольку составляющие шума разных ветвей и разных частот независимы, то общая средняя мощность шума:

$$\begin{aligned} \overline{n_{\Sigma}^2} &= \sum_{j=1}^L \overline{n_j^2} = \sum_{j=1}^L (N - q_j) \left[P_{\text{шш}} \left(\frac{N}{N - q_j} \right)^2 \right] = \\ &= N^2 P_{\text{шш}} \sum_{j=1}^L \frac{1}{N - q_j} = \frac{N^2 P_{\text{шш}}}{L} \sum_{j=1}^L \frac{1}{N - q_j} \end{aligned}$$

где $P_{\text{шш}}$ - общая мощность шума одной ветви. Тогда возрастание эквивалентного напряжения шума после обработки будет равно:

$$\xi = N \sqrt{\frac{1}{L} \sum_{j=1}^L \frac{1}{N - q_j}}.$$

Оценить интервал возможных изменений этой величины можно, рассмотрев два крайних случая:

- при отсутствии помех (все $q_j = 0$) коэффициент $\xi = \sqrt{N}$, при этом при синфазном сложении полезных сигналов их уровень увеличится в среднем в N раз, т.е. отношения сигнал/шум увеличится в \sqrt{N} раз;

- в каждой полосе P_{Π} осталась непораженной только одна ветвь (все $q_j = N - 1$), коэффициент $\xi = N$, т.е. увеличения отношения сигнал/шум не возникает.

В практических условиях величина выигрыша будет находиться между этих значений. Однако общим выигрышем при этом выступает избавление от всей совокупности узкополосных помех.

В итоге можно заметить следующее:

1. Помеховая обстановка, при которой на систему связи действует комплекс узкополосных помех от нескольких независимых источников, представляет собой переходную ситуацию между воздействием «гладких» и широкополосных помех.

2. Наличие участков в спектре полезного сигнала, свободных от помеховых составляющих, позволяет измерять амплитудно-фазовые соотношения полезных компонентов разнесенных сигналов без погрешностей, вносимых помехами, и осуществлять поочередную компенсацию комплекса помех последовательной обработкой в корреляционных компенсаторах.

3. В подобной помеховой обстановке иногда возможна полная компенсация количества независимых сосредоточенных помех, большего кратности пространственного (углового) разнесения.

Заключение. В процессе изучения материала лекции студент знакомится с возможностями подавления комплекса одновременно действующих внешних узкополосных помех, необходимыми характеристиками системы передачи, требуемыми для эффективного подавления и особенностями помеховой обстановки в данной ситуации.

Полученные в данном разделе знания дают возможность студенту понимать возможности борьбы с помехами в одной из распространенных практически помеховых ситуаций.

9. Обобщенный метод комбинирования разнесенных сигналов при частотной и временной избыточности.

Ранее были рассмотрены методы повышения помехоустойчивости в ситуациях, когда, либо сосредоточенные помехи, либо хорошо выраженные селективно-частотные замирания поражали какие-то участки спектра разнесенных сигналов. При этом с использованием избыточности, заключенной в разнесении, можно было различными методами исключить эти участки из использования, поскольку они дублировались в других разнесенных сигналах.

В то же время достаточно вероятны ситуации, когда подобные методы будут недостаточно эффективны. При воздействии СЧЗ или нескольких сосредоточенных помех даже при частотном разнесении пораженным может оказаться в каждой ветви

один и тот же участок спектра полезного сигнала. Поскольку, по сути, разнесение представляет обычное дублирование при передаче нескольких одинаковых копий сигнала, то информация, заключавшаяся в этом участке спектра, поражается и утрачивается безвозвратно.

Рисунки 26 и 27 поясняют рассматриваемую ситуацию.

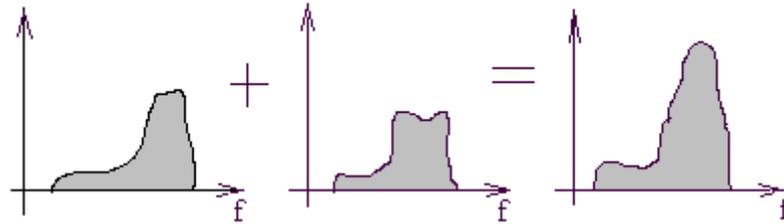


Рис.26

На рисунке 26 СЧЗ поражает обе копии принимаемых разнесенных сигналов (кратность разнесения $N=2$), причем похожим образом поражены оба одинаковых фрагмента исходного сигнала. Несмотря на последующее их сложение, этот участок останется утраченным. На рисунке 27 внешние помехи также поражают близкие участки спектра. Их режекция перед сложением оставляет участок пораженным что иллюстрировано рисунком 27. В то же время, используя возможности избыточности, предоставляемой разнесением, можно избежать подобной утери части передаваемой информации, т.е. восстановить утраченные фрагменты.

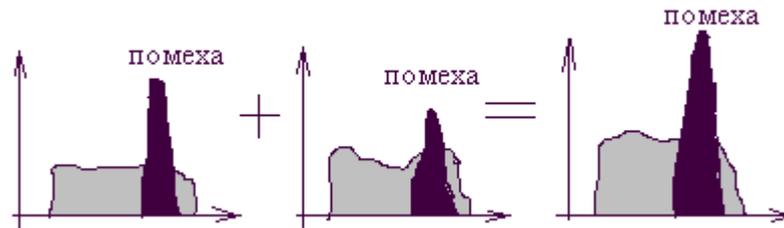


Рис.27.

Можно предложить метод, осуществляющий подобное восстановление. Метод эффективен особенно при использовании частотного разделения каналов (ЧРК) при формировании передаваемого группового сигнала, и может применяться как в цифровых, так и в аналоговых системах передачи информации. Рассмотрим предлагаемый метод первоначально для случая двукратного частотного разнесения. Сущность метода состоит в том, чтобы по второму каналу разнесения передавать не тот сигнал, который передается по первому каналу, а определенным образом модифицированный. В простейшем случае модификация заключается в следующем (рис.28) Полоса спектра исходного информационного сигнала делится на две примерно равные по ширине части (А и В) в которых передаются фрагменты $S_1=A$ и $S_2=B$. То есть, в первом канале разнесения передается исходный сигнал. Во втором же канале разнесения вместо повторения этого сигнала передается модифицированный сигнал. В нижней половине полосы (где раньше передавался сигнал А) теперь передается сигнал $S_3=A_m=A+B$. В верхней половине полосы (где раньше передавался сигнал В), передается сигнал $S_4=B_m=A-B$. (Здесь пока не

учитываем, что средняя мощность обоих разнесенных сигналов обычно примерно одинакова).

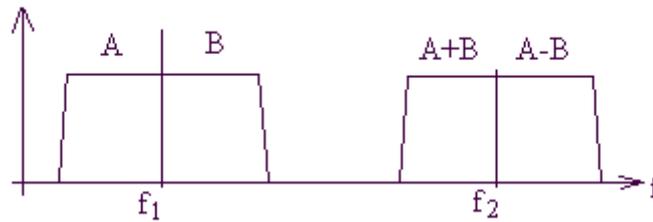


Рис.28.

Если раньше, когда две помехи поражали две одинаковые части спектра сигнала (например, одновременно обе нижние полосы или обе верхние полосы), то передаваемая в целом информация повреждалась безвозвратно, т.к. та ее часть, которая заключалась в поврежденных полосах, утрачивалась. Теперь же воздействующие две помехи могут поражать любые две полосы, сигнал все равно можно будет восстановить. Действительно, пусть будут поражены обе нижние полосы, т.е. части A и A_m . В распоряжении приемной аппаратуры останутся части $S_2=B$ и $S_4=A-B$, поэтому утраченная часть A может быть легко восстановлена, $A=S_2+S_4$. Аналогичная ситуация будет иметь место, если поражена любая другая пара полос. Пусть, например, будут поражены обе полосы первого канала, т.е. утратятся сигналы S_1 и S_2 . Тогда требуемые части A и B могут быть восстановлены путем: $A=0,5(S_3+S_4)$, $B=0,5(S_3-S_4)$. При этом причины поражения фрагментов (СЧЗ или сосредоточенная помеха) значения не имеют.

Сущность метода, описанная в этом примере, может быть распространена на любую кратность разнесения. Количество фрагментов, на которое разбивается спектр исходного сигнала, определяется техническими возможностями аппаратуры.

Рассмотрим общий случай. Пусть полоса спектра исходного информационного сигнала разбивается на r фрагментов. (Если нет причин для неравномерного разбиения, то будем считать ширину всех r полос одинаковой. При использовании ЧРК в этом случае в каждую полосу включается одинаковое число каналов) Ширина полосы исходного полезного сигнала равна Π_C , кратность частотного разнесения равна N . В этом случае общий частотный ресурс составляет $\Pi_0=N\Pi_C$. В нем может быть размещено $M=Nr$ фрагментов.

При «классическом» разнесении, если помехи (или СЧЗ) поразят одинаковые фрагменты во всех каналах разнесения, то часть передаваемой информации утрачивается. В случае же использования модифицированного набора сигналов, полное восстановление возможно при воздействии гораздо большего количества помех. Необходимо, чтобы неповрежденными остались какие-нибудь любые r фрагментов. Их расположение в пределах полосы Π_0 может быть произвольно и никак друг с другом не связано.

Оценим вероятность безвозвратной утери части информации в обеих ситуациях. Обозначим вероятность поражения одного фрагмента помехой или глубоким замиранием через P_1 . Будем считать факты появления помех в

полосах всех фрагментов внутри Π_0 взаимно независимыми. Тогда вероятность того, что будет утрачена информация при «классическом» разнесении равна

$$P_2 = 1 - (1 - P_1^N)^r \approx rP_1^N.$$

При модифицированном разнесении для утраты должно поразиться не менее $Nr - r + 1$ фрагментов. Вероятность такого события равна

$$P_3 = \sum_{j=Nr-r+1}^{Nr} C_j^{Nr} P_1^j (1 - P_1)^{Nr-j}.$$

Графики соответствующих зависимостей для некоторых сочетаний параметров приведены на рис. 29.

Прерывистые графики соответствуют «классическому» разнесению, сплошные графики соответствуют модифицированному методу. Номера (в скобках) сплошных графиков соответствуют ситуациям: $N=2, r=2$ (1); $N=2, r=3$ (2); $N=2, r=4$ (3); $N=2, r=6$ (4); $N=3, r=2$ (5); $N=3, r=3$ (6); $N=3, r=4$ (7); $N=3, r=6$ (8); $N=4, r=2$ (9); $N=4, r=3$ (10); $N=4, r=6$ (11). Номера прерывистых графиков соответствуют ситуациям: $N=2, r=2$ (12); $N=2, r=6$ (13); $N=3, r=2$ (14); $N=3, r=6$ (15); $N=4, r=2$ (16); $N=4, r=6$ (17); $N=6, r=2$ (18).

Из графиков следует, что вероятность утраты информации при использовании модифицированного метода значительно снижается. Кроме того, из этих графиков можно заключить, что для достижения такого же снижения вероятности потери информации требуется заметное увеличение кратности разнесения, если метод не используется, то есть использование метода равносильно эквивалентному увеличению кратности разнесения.

Необходимо отметить появившееся новое свойство. Для применения метода совершенно не требуется, чтобы имеющийся в распоряжении частотный ресурс Π_0 делился на величину Π_C *нацело*. Отношение общего числа передаваемых фрагментов M к числу фрагментов r , укладываемых в полосу исходного информационного сигнала (т.е. Π_0/Π_C) вполне может быть и дробной величиной. Таким образом, в то время, как при обычных видах разнесения кратность разнесения является, как известно, целой величиной, описываемый метод допускает использование *дробной* кратности разнесения.

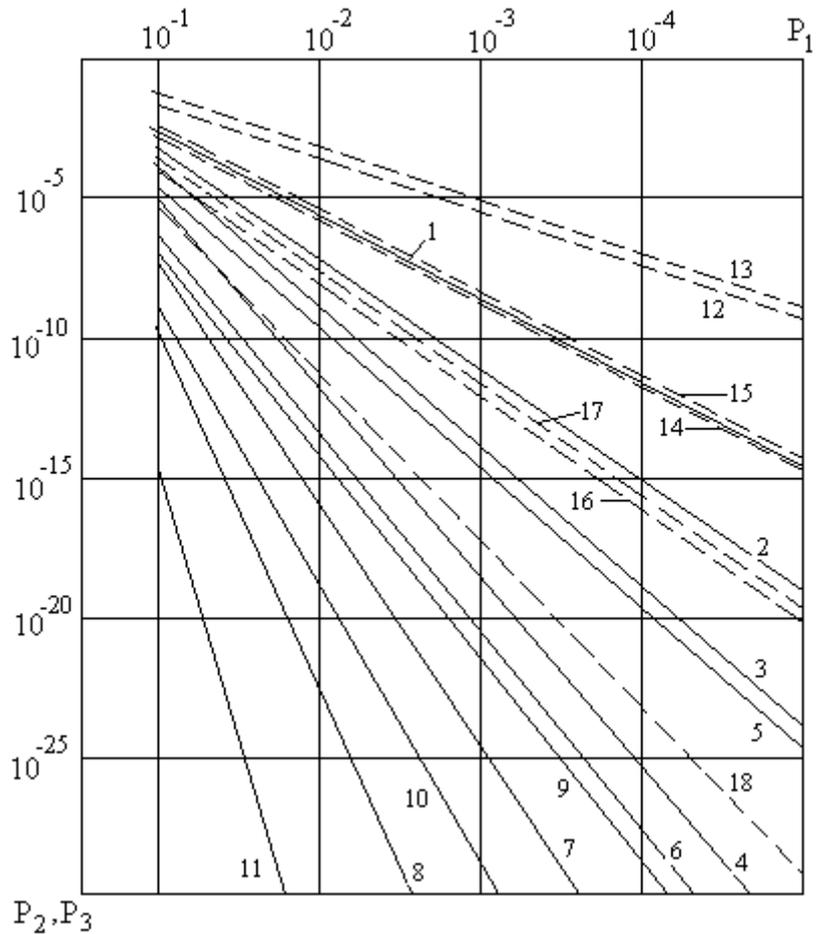


Рис.29.

Действительно, предположим, что ширина спектра исходного информационного сигнала P_C меньше полосы частот P_0 , которым располагает система связи, однако $P_0 < 2P_C$ и организовать двукратное частотное разнесение не представляется возможности. Пусть «лишняя» полоса равна, например одной трети или двум третям от P_C . Тогда из исходного сигнала можно сформировать дополнительно три фрагмента (разделив его полосу на три равные части) S_1 , S_2 и S_3 . В «основной» полосе передавать исходный неизмененный информационный сигнал, а в дополнительной полосе, например, сигнал, равный $S_1+S_2+S_3$. Если дополнительная полоса равна двум третям от P_C , то можно передавать еще один фрагмент, скажем $S_1+S_2-S_3$. На приемной стороне можно будет восстановить исходный сигнал, если в результате действия помех утрачена в первом случае одна любая из всех четырех полос, а во втором случае утрачены любые две из пяти полос. Таким образом, в первом случае будет разнесение, равное $4/3$, во втором случае – равное $5/3$. Это, даже в отсутствии помех и СЧЗ может дать возможность более эффективного использования частотного диапазона.

Естественно, линейные комбинации полос исходного сигнала, из которых будут составлены передаваемые фрагменты, должны выбираться по определенным правилам. Обозначим вектором \bar{A} набор колебаний в r полосах исходного информационного сигнала. Каждый элемент этого вектора – это

колебание в соответствующей полосе, количество элементов вектора равно r . Таким же образом обозначим вектором \vec{s}_1 набор фрагментов, получаемых путем линейной комбинации из колебаний в полосах информационного сигнала. Из этих фрагментов составляются передаваемые разнесенные сигналы. Поскольку тот факт, которые из фрагментов будут включены в тот или иной разнесенный сигнал, принципиального значения не имеет, то соотносить конкретные фрагменты с разнесенными сигналами здесь не будем. (Варианты присвоения могут быть различные и определяться особенностями технической реализации. Например, один из разнесенных сигналов может быть целиком составлен только из исходных фрагментов в том порядке, в котором они формировали информационный сигнал. В случае использования дробной кратности разнесения часть фрагментов «целого» разнесенного сигнала не составят).

Взаимосвязь между векторами \vec{A} и \vec{s}_1 обозначим с помощью прямоугольной матрицы Q , т.е. $\vec{s}_1 = Q\vec{A}$. Размер матрицы равен $M \times r$. При выборе коэффициентов этой матрицы необходимо руководствоваться двумя правилами. При удалении любых $M-r$ строк, получившаяся в результате этого квадратная матрица размером $r \times r$ должна быть невырожденной. (Это необходимо, чтобы на приемной стороне была возможность восстановить исходный информационный сигнал). Причем это требование должно соблюдаться при любом варианте удаления.

Другое правило обусловлено следующим. Если в исходном информационном сигнале шумовые колебания в различных полосах можно было считать взаимно некоррелированными, то после восстановления на приемной стороне каждая полоса может восстанавливаться из нескольких фрагментов, причем некоторые фрагменты могут участвовать в восстановлении одновременно нескольких полос. В результате шумовые колебания в разных полосах могут стать частично коррелированными. Это приводит к некоторому возрастанию уровня АБГШ после восстановления, причем при неудачном выборе матрицы это возрастание может оказаться значительным. Это утверждение можно проиллюстрировать следующим несколько утрированным примером. Пусть в вышерассмотренной ситуации сигнал S_3 формируется следующим образом: $S_3 = A + 0,1B$. Помеха поразила две одинаковые полосы в обоих разнесенных сигналах и в распоряжении остались только сигналы $S_1 = A$ и S_3 . Восстановить фрагмент B можно операцией $B = 10(S_3 - S_1)$. Компоненты АБГШ на входе приемника в полосах фрагментов S_1 и S_3 некоррелированы, и при этом мощность шума в этой полосе сформированного сигнала может возрасти более, чем в сто раз.

При определении оптимальных значений коэффициентов, с помощью которых образуются передаваемые фрагменты, (т.е. элементы матрицы Q) первоначально рассмотрим простейшую ситуацию, когда исходная полоса разбивается на две части ($r=2$), а для передачи можно использовать полосу $P_0 = 1,5P_C$, (т.е. $M=3$). При этом напрашивается естественный путь получения

фрагментов: $S_1=A$; $S_2=B$; $S_3=A+B$. Но поскольку средняя мощность сигнала в обеих полосах в общем случае одинакова, ее следует сделать одинаковой и во всех фрагментах, $\bar{S}_1 = \bar{S}_2 = \bar{S}_3$, а следовательно $S_3 = (A+B)/\sqrt{2}$. Однако оказывается, что этот вариант далеко не оптимален. Найдем условия, определяющие оптимальные комбинации фрагментов A и B в сигналах S_1 , S_2 и S_3 .

Пусть $S_1=a_1A+b_1B$; $S_2=a_2A+b_2B$; $S_3=a_3A+b_3B$. Коэффициенты a_i и b_i определяют весовое суммирование. Для упрощения выкладок будем считать, что средняя мощность сигналов A и B , а также средняя мощность фрагментов S_1 , S_2 , S_3 равна единице. Тогда, поскольку сигналы A и B можно считать некоррелированными, то

$$a_1^2 + b_1^2 = a_2^2 + b_2^2 = a_3^2 + b_3^2 = 1. \quad (1)$$

Когда один из фрагментов поврежден, для восстановления используются оставшиеся два фрагмента. При этом возможны три ситуации. Рассмотрим одну из них подробнее.

Пусть поврежденным оказался фрагмент S_3 , неповрежденными остались фрагменты S_1 и S_2 . На их основе фрагмент A может быть восстановлен следующим образом:

$$A = \frac{\frac{S_1 - S_2}{b_1 - b_2}}{\frac{a_1 - a_2}{b_1 - b_2}} = \frac{S_1 b_2 - S_2 b_1}{a_1 b_2 - a_2 b_1} = \frac{S_1 b_2 - S_2 b_1}{\Delta_{12}}, \quad \Delta_{12} = \begin{vmatrix} a_1 & b_1 \\ a_2 & b_2 \end{vmatrix}. \quad (2)$$

где Δ_{12} – соответствующий определитель.

Аналогично,

$$B = \frac{S_1 a_2 - S_2 a_1}{\Delta_{12}}.$$

В принятых фрагментах S_1 и S_2 будут содержаться также и шумы. Обозначим их n_1 и n_2 соответственно. После восстановления фрагмента A в нем будет содержаться шумовая составляющая. Ее уровень согласно формуле (2) равен $n_A = (n_1 b_2 - n_2 b_1)/\Delta_{12}$. Считая процессы n_1 и n_2 независимыми, мощность этой шумовой составляющей определится, как $P_{nA} = (P_{n1} b_2^2 + P_{n2} b_1^2)/\Delta_{12}^2$, где P_{n1} и P_{n2} – мощности процессов n_1 и n_2 . Мощность шумовой составляющей, содержащейся во фрагменте B , определится, как $n_B = (n_1 a_2 - n_2 a_1)/\Delta_{12}$. Ее мощность равна $P_{nB} = (P_{n1} a_2^2 + P_{n2} a_1^2)/\Delta_{12}^2$. Суммарная мощность шума в восстановленном сигнале:

$$P_{n\Sigma} = P_{nA} + P_{nB} = \left[P_1 (a_2^2 + b_2^2) + P_2 (a_1^2 + b_1^2) \right] / \Delta_{12}^2.$$

Учитывая нормирующие соотношения (1) и полагая мощности компонентов n_1 и n_2 во фрагментах одинаковыми и равными $P_{n1}=P_{n2}=P_{n\Phi}$, получаем $P_{n\Sigma} = 2P_{n\Phi}/\Delta_{12}^2$.

Проделаем аналогичные рассуждения для других двух ситуаций. Формулы, описывающие получение сигналов A и B , аналогичны формуле (2). Суммарная мощность шума в этих ситуациях будет равна:

- в случае, когда используются сигналы S_1 и S_3 :

$$P_{n\Sigma} = [P_1(a_3^2 + b_3^2) + P_3(a_1^2 + b_1^2)] / \Delta_{13}^2 = 2P_{n\Phi} / \Delta_{13}^2,$$

- в случае, когда используются сигналы S_2 и S_3 :

$$P_{n\Sigma} = [P_2(a_3^2 + b_3^2) + P_3(a_2^2 + b_2^2)] / \Delta_{23}^2 = 2P_{n\Phi} / \Delta_{23}^2.$$

Поскольку появление помехи или СЧЗ в любом из фрагментов можно считать явлениями независимыми и равновероятными, то усредненный уровень шума равен:

$$P_{n,ср} = 2P_{n\Phi} / 3(\Delta_{12}^2 + \Delta_{13}^2 + \Delta_{23}^2).$$

Оптимальные значения весовых коэффициентов должны обеспечить минимум $P_{n,ср}$ при обеспечении условий (1). При решении этой задачи для удобства можно зафиксировать один из наборов коэффициентов. Выбор номера коэффициентов произволен, поэтому будем считать, что $a_1=1$, $b_1=0$. Тогда в результате минимизации можно получить два равноправных набора коэффициентов, обеспечивающих одинаковый минимальный уровень $P_{n,ср}$:

1. $a_1=1$; $a_2=-0,5$; $a_3=-0,5$; $b_1=0$; $b_2=0,87$; $b_3=-0,87$;
2. $a_1=1$; $a_2=0,5$; $a_3=-0,5$; $b_1=0$; $b_2=0,87$; $b_3=0,87$.

Пары a_3 , b_3 и a_2 , b_2 можно менять местами. Результат оптимизации наглядно поясняется графически (рис. 1 и рис. 2). При построении по горизонтальной оси располагаем сигнал A и коэффициенты a , по вертикальной оси – сигнал B и коэффициенты b .

Таким образом в результате оптимизации получаем две оптимальные линейные комбинации:

1. $S_1=A$; $S_2=-0,5A+0,87B$; $S_3=-0,5A-0,87B$, рис. 30;
2. $S_1=A$; $S_2=0,5A+0,87B$; $S_3=-0,5A+0,87B$, рис. 31.

С аналогичным результатом можно было бы в качестве начала отсчета выбрать любое сочетание с соблюдением (1). Это привело бы лишь к общему повороту всей системы векторов на рис. 30. Средний уровень шума при таких сочетаниях коэффициентов равен $P_{n,ср} = 8P_{n\Phi} / 3$. Вероятность срыва связи в этой ситуации $P_3 = 3P_1^2 - 2P_1^3$. Если бы модифицированный метод не использовался, т.е. сигнал передавался обычным путем в двух полосах, то соответствующие уровень шума и вероятность срыва связи были бы равны $P_{n,ср} = 2P_{n\Phi}$, $P_3 = 2P_1 - P_1^2$. С применением предложенного метода вероятность срыва связи значительно уменьшилась, но «платой» за это послужило некоторое увеличение уровня шума (на 33%). Следует отметить, что упомянутый выше вариант

формирования третьего фрагмента $S_3 = (A + B)/\sqrt{2}$, казавшийся очевидным, оптимальным далеко не является, т.к. при этом уровень шума равен $10/3 P_{n,\phi}$.

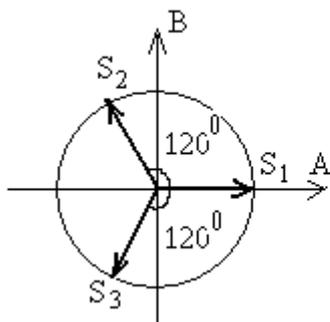


Рис.30.

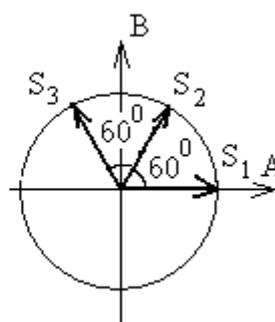


Рис.31.

Рассмотрим расчет оптимальной величины коэффициентов для общего случая. Мощность всех полос исходного информационного сигнала и мощность формируемых фрагментов в общем случае считаем одинаковой. При этом весовые коэффициенты (q_{ij} согласно обозначениям предыдущего параграфа) формирующие матрицу линейных преобразований Q аналогично выражению (1) также должны быть пронормированы:

$$\sum_{j=1}^r q_{ij}^2 = 1 \quad (3)$$

Количество пораженных фрагментов на приемной стороне должно быть не более $M-r$, причем сколько фрагментов и какие именно из них окажутся пораженными, заранее не известно. В наихудшем случае, останется всего r неповрежденных фрагментов, а поврежденные фрагменты из обработки исключены. Вариантов исключения всего $L=M!/(M \times r)!r!$. Пусть k -тому варианту исключения будет соответствовать квадратная матрица Q_k размера $r \times r$, которая получается удалением из матрицы Q строк, соответствующих поврежденным фрагментам. Набор фрагментов, оставшихся неповрежденными

$$\vec{S}_k = Q_k \vec{A}.$$

На приемной стороне осуществляется обратная операция, т.е. получается восстановленный сигнал, состоящий из совокупности полос, описываемой вектором $\vec{A}_k = Q_k^{-1} \vec{S}_k$. Условие восстанавливаемости состоит в сохранении невырожденности матрицы Q_k при любых вариантах исключения строк.

Рассчитаем уровень шума после восстановления. Обозначим совокупность шумовых составляющих в сигналах \vec{S}_k через вектор \vec{n} . Суммарная мощность шумов в восстановленном сигнале будет равна усредненной величине произведения $\vec{n}(Q_k^{-1})^T Q_k^{-1} \vec{n}$. (Значок «Т» здесь означает транспонирование матрицы). Поскольку компоненты вектора \vec{n} можно считать независимыми, то при подобном усреднении $n_i n_j = 0$ при несовпадающих индексах i и j . Поэтому после усреднения ненулевыми останутся только элементы в главной диагонали матрицы. Поскольку мы считаем мощность

шума в полосах фрагментов одинаковой по уровню, то средняя мощность шума для k -того варианта

$$P_k = P_{n,\phi} \text{Tr} \left\{ (Q_k^{-1})^T Q_k^{-1} \right\},$$

где $\text{Tr}\{*\}$ - след матрицы. Если нет информации об обратном, то вероятность появления всех L вариантов повреждения полос можно считать одинаковой. При этом усредненная по всем вариантам мощность шума будет равна

$$P_{n,Cp} = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L P_k = \frac{P_{n,\phi}}{L} \sum_{k=1}^L \text{Tr} \left\{ (Q_k^{-1})^T Q_k^{-1} \right\}$$

Для нахождения оптимального набора весовых коэффициентов необходимо найти такой вид исходной матрицы преобразования Q , чтобы обеспечить минимум величины $P_{n,Cp}$. (Действительно, может оказаться так, что при каком-то виде Q некоторые возможные варианты исключения ее строк могут создать такие матрицы Q_k , что некоторые элементы матриц Q_k^{-1} , им обратных, будут иметь очень большую величину, что значительно увеличит усредненный уровень шума, определяемый этой формулой).

С помощью компьютерных расчетов были получены оптимальные наборы значений коэффициентов для различных сочетаний исходных условий. Как и следовало ожидать, расчеты показали, что для каждого сочетания M и r минимум величины $P_{n,Cp}$ обеспечивается несколькими равноправными наборами весовых коэффициентов. (В некоторых случаях подобных равноправных наборов достаточно много).

В качестве примеров в таблице 1 приведено по одному набору из каждого сочетания. Расположение коэффициентов q_{ij} в разделах таблицы соответствует их размещению в матрице Q . Кроме этого приведены значения суммарного уровня шума $P_{n,Cp}$ в зависимости от конкретного набора.

Таблица 1.

| r=2 M=4 P _{n,Cp} =10/3 P _{n,φ} | Коэффициенты q _{ij} | |
|--|------------------------------|--------|
| | | -0,700 |
| | 0 | 1,000 |
| | -1,000 | 0 |
| | 0,700 | 0,714 |
| r=2 M=6 P _{n,Cp} =2,43P _{n,φ} | 0,480 | 0,877 |
| | 0,110 | -0,993 |
| | -1,000 | 0 |
| | 0,850 | 0,526 |
| | 0,480 | -0,877 |
| | 0,850 | -0,527 |

| | | | | |
|---|--------|--------|--------|--------|
| $r=4$ $M=5$ $P_{n,Cp}=4,66P_{n,\Phi}$ | -0,510 | -0,510 | -0,510 | 0,469 |
| | -0,510 | -0,510 | 0,470 | -0,508 |
| | -0,510 | 0,470 | -0,020 | 0,720 |
| | -0,510 | 0,470 | -0,020 | -0,720 |
| | -0,020 | -0,020 | 0,960 | 0,279 |
| $r=3$ $M=6$ $P_{n,Cp}=5,22P_{n,\Phi}$ | -0,510 | -0,510 | 0,693 | |
| | -0,510 | -0,510 | -0,693 | |
| | -0,020 | 0,960 | -0,279 | |
| | -0,020 | 0,960 | 0,279 | |
| | 0,960 | -0,020 | 0,279 | |
| | 0,960 | -0,020 | -0,279 | |

Необходимо отметить что, оптимальные наборы, как это ни странно, соответствуют как бы «привилегированному» сложению отдельных фрагментов, которым присваиваются бóльшие значения весовых коэффициентов, чем другим фрагментам. Если априорно неизвестны уровни шума в отдельных каналах, то при передаче выбор “привилегированных” фрагментов осуществляется произвольно. Однако подобное неравноправие на самом деле отсутствует. Как только что указывалось, для каждого сочетания исходных параметров существует много равноправных наборов коэффициентов. Если рассмотреть эти наборы, то окажется, что в роли «привилегированных» в разных наборах по очереди выступают все коэффициенты. «Привилегированными» они становятся, лишь когда для реализации выбирается какой-то конкретный набор. (Можно отметить интересное сходство описываемого метода с голографическими принципами создания изображений, когда в каждом фрагменте голограммы присутствует информация обо всем изображении. Утеря отдельных фрагментов голограммы позволяет, тем не менее, восстановить исходное изображение, правда с некоторой утерей качества).

Точное соблюдение оптимальных значений коэффициентов может быть трудно реализовать практически, особенно при больших величинах M и r . Поэтому можно пойти на некоторый отход от оптимальности в сторону простоты реализации, несмотря на то, что использование квазиоптимальных алгоритмов будет сопровождаться некоторым повышением уровня АБГШ.

Один из подобных квазиоптимальных алгоритмов может быть реализован на основе следующего подхода. Любое сочетание весовых коэффициентов, присваиваемое r частям исходного информационного сигнала, (и описываемое соответствующей строкой в матрице Q) может быть представлено в виде вектора в r -мерном пространстве. При этом совокупность M строк этой матрицы – это совокупность M таких точек в этом пространстве (своего рода «созвездие»). Соблюдение нормирующего условия (3) означает, что все точки не могут быть расположены вне соответствующей r -мерной гиперсферы с единичным радиусом.

При обратном восстановлении шумы некоторых полос будут обратно пропорциональны расстоянию между соседними точками, поэтому требование минимизации усредненного уровня шумов эквивалентно требованию такого размещения точек в пределах этой гиперсферы, чтобы расстояния между точками и до центра сферы были максимальны. Оптимальные наборы весовых коэффициентов и предлагают именно такое размещение. В то же время, отойдя от оптимального расположения, можно разместить точки регулярно, например, в вершинах правильного многогранника, вписанного в гиперсферу (его вид зависит от величины M), либо так, чтобы они размещались рядами параллельно координатным осям. Если при этом все расстояния между соседними точками выбрать одинаковыми, то формирование коэффициентов будет заключаться лишь во включении или невключении в конкретный коэффициент сигналов той или иной полосы (в виде «дискретов» одинаковой величины).

Таким образом, выбор коэффициентов на передающей стороне определяется необходимостью избежать необратимых потерь информации при поражении тех или иных участков спектра информационного сигнала. Поскольку при передаче заранее неизвестно, сколько и каких фрагментов в приемнике будет поражено, приходится ориентироваться на наихудший случай, когда останется минимально необходимое для восстановления количество, т.е. поразится $M-r$ фрагментов.

На приемной стороне в каждый текущий момент пораженные фрагменты известны, поэтому подход к обработке сигналов должен быть несколько иной. Ситуация, когда осталось неповрежденными всего r фрагментов, менее вероятна, чем ситуация, когда отсутствуют повреждения у большего, чем r числа фрагментов. Этот факт можно использовать для дополнительного повышения помехоустойчивости. При обратном восстановлении информационного сигнала также можно учитывать и различия в уровне АБГШ в разных фрагментах, если они имеют место. Подобная задача является обобщением известной задачи оптимального комбинирования разнесенных сигналов. В качестве итога можно выделить следующее:

1. Обратное восстановление информационного сигнала на приемной стороне возможно при использовании любого из большого числа различных вариантов весовых коэффициентов, однако разным вариантам соответствуют различные уровни АБГШ в восстановленном сигнале. При неудачном выборе варианта уровень шума может значительно возрасти.

2. Для разных сочетаний исходных условий можно получить оптимальные значения коэффициентов, обеспечивающие минимальный уровень АБГШ в восстановленном сигнале. Решение дает равноправные наборы, различающиеся по значениям коэффициентов, но одинаковые по уровню шума.

3. С целью упрощения практической реализации могут быть использованы несколько уступающие по уровню шума квазиоптимальные наборы коэффициентов, получаемые на основе различных методов.

Изложенное правило расчета весовых коэффициентов принято из необходимости работы системы связи в наихудших помеховых условиях, когда поражается максимальное количество фрагментов сигнала. Однако в другие моменты непораженным оказывается большее число фрагментов, чем необходимо для полного восстановления информационного сигнала. В этом случае использование «дополнительных» фрагментов может повысить помехоустойчивость за счет увеличения результирующего отношения сигнал/шум.

Среди известных методов комбинирования оптимальное сложение является наилучшим, поскольку может обеспечить максимально возможное отношение мощностей полезного и помехового сигналов после комбинирования. Однако теперь максимизация отношения сигнал/шум должна производиться одновременно с выполнением правильного восстановления исходного сигнала из набора различных комбинаций его фрагментов. Поэтому «классические» методы комбинирования здесь не применимы. Должен использоваться новый обобщенный метод комбинирования, выполняющий одновременно обе эти функции. (Известные «классические» методы комбинирования будут его частными случаями).

Получим выражения, описывающие подобный метод. Пусть в результате прохождения линии связи поврежденными оказалось v фрагментов, причем $M - v > r$, и оставшихся фрагментов для восстановления имеется с избытком. После откидывания поврежденных фрагментов, имеющаяся их совокупность, описываемая вектором, \vec{S}_K содержит $M - v$ компонентов. То есть будет рассматриваться не исходная матрица Q размера $M \times r$, а укороченная Q_K размера $(M - v) \times r$.

Необходимо найти матрицу восстановления H , такую, чтобы в результате весового объединения сигналов \vec{S}_K в соответствии с ее коэффициентами, вновь получился бы исходный сигнал \vec{A} , и при этом суммарный уровень аддитивных шумов был бы минимальным. Построение алгоритма обработки сигналов проведем в несколько этапов, в порядке усложнения исходных условий:

- мощность всех фрагментов, составляющих вектор \vec{S}_K одинакова, также одинакова мощность аддитивных шумов в полосах этих фрагментов;
- мощность фрагментов одинакова, мощность шумов внутри полос различная;
- мощность фрагментов различная, мощность шумов – одинакова;
- объединение двух последних ситуаций.

Рассмотрим эти ситуации в указанном порядке.

1. Поскольку мощность всех фрагментов \vec{S}_K одинакова, условно приравняем ее к единице. Мощность шумов всех фрагментов равна P_0 . Если бы v было равно $M - r$, то матрица H имела бы квадратный вид и находилась бы из простого уравнения $H = Q_K^{-1}$. Однако матрица H прямоугольная, в связи с этим для ее поиска проведем следующие рассуждения. Пока не учитывая коэффициент передачи канала связи, будем считать, что получаемый набор

фрагментов сигнала на приемной стороне (описываемый вектором \vec{S}_{PP}) совпадает с передаваемым набором, т.е. $\vec{S}_{PP} = \vec{S} = Q \cdot \vec{A}$.

Далее фрагменты, пораженные помехой большого уровня, исключаются из рассмотрения. В результате часть элементов вектора \vec{S}_{PP} пропадают, его размер становится равным $(M - v) \times 1$. Новый вектор $\vec{S}_K = Q_K \cdot \vec{A}$. Матрица Q_K образована из матрицы Q удалением соответствующей части строк. Далее переданный сигнал восстанавливается, и совокупность фрагментов его спектра, аналогично передающей стороне, может быть описана вектором $\vec{A}_{PP} = H^T \vec{S}_K = H^T Q_K \vec{A}$. (Размер матрицы H , также, как и матрицы Q_K , равен $(M - v) \times r$).

Для правильного восстановления передаваемого сигнала необходимо, чтобы выполнялось равенство $\vec{A}_{PP} = \vec{A}$, то есть

$$H^T Q_K = E, \quad (4)$$

где E - единичная матрица.

Теперь рассмотрим шумовые компоненты. Пусть набор аддитивных шумов в полосах фрагментов после исключения поврежденных описывается вектором $\sqrt{P_0} \cdot \vec{n}_1$, где P_0 - мощность шума, одинаковая в каждой полосе. Элементы вектора \vec{n}_1 взаимно некоррелированы, их мощность считаем равной единице. Размер вектора \vec{n}_1 равен $(M - v) \times 1$.

После обратного преобразования (восстановления передаваемого сигнала) совокупность шумовых компонентов в полосах его фрагментов описывается вектором $\vec{n}_K = \sqrt{P_0} H^T \vec{n}$. Его размерность равна $r \times 1$. Причем компоненты вектора \vec{n}_K уже не являются некоррелированными. Минимизация общего уровня шумов с учетом этого факта (равным образом и необходимость одновременного правильного восстановления полезного сигнала) и обуславливает потребность использования нового обобщенного алгоритма комбинирования сигналов.

Суммарная мощность шума во всей полосе после восстановления равна (поскольку элементы \vec{n}_1 - некоррелированы)

$$P_M = \overline{\vec{n}_K^T \vec{n}_K} = P_0 \overline{\vec{n}_1^T H H^T \vec{n}_1} = P_0 \text{Tr}\{H H^T\},$$

где $\text{Tr}\{H H^T\}$ - след матрицы $H H^T$.

Обозначим элементы матрицы H строки номера i и столбца номера j через h_{ij} . Тогда на основе свойств матричных преобразований можно записать

$$\text{Tr}\{H H^T\} = \sum_{i=1}^{M-v} \sum_{j=1}^r h_{ij}^2. \quad (5)$$

Для получения алгоритма обработки необходимо добиться минимизации выражения (5) при одновременном соблюдении условия (4). Для достижения этой цели воспользуемся методом неопределенных множителей Лагранжа. При этом минимизируемая функция описывается с помощью уравнения (5). Для получения необходимых для минимизации уравнений связи воспользуемся

выражением (4). Обозначим далее через q_{ij} элемент строки i , столбца j матрицы Q_K . Тогда уравнение $H^T Q = E$ аналогично системе из r^2 уравнений вида

$$\begin{cases} \sum_{k=1}^{M-v} h_{ki} q_{ki} = 1, (i = 1 \div r) - r \text{ уравнений,} \\ \sum_{k=1}^{M-v} h_{ki} q_{kj} = 0, (i = 1 \div r; j = 1 \div r; i \neq j) - r(r-1) \text{ уравнений} \end{cases} . \quad (\text{Вводим})$$

r^2 неопределенных множителей λ_{ij} , $i = 1 \div r; j = 1 \div r$. Тогда функция Лагранжа будет иметь вид

$$\Phi = P_0 \sum_{i=1}^{M-v} \sum_{j=1}^r h_{ij}^2 + \sum_{i=1}^v \sum_{\substack{j=1 \\ i \neq j}}^r \lambda_{ij} \left(\sum_{k=1}^{M-v} h_{ki} q_{ki} \right) + \sum_{i=1}^v \lambda_{ii} \left(\sum_{k=1}^{M-v} h_{ki} q_{ki} - 1 \right). \quad \text{Выберем}$$

некоторый элемент $h_{m,s}$ матрицы H и продифференцируем по нему функцию Лагранжа.

$$\frac{\partial \Phi}{\partial h_{m,s}} = 2P_0 h_{m,s} + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq s}}^r \lambda_{sj} q_{mj} + \lambda_{ss} q_{ms} = 2P_0 h_{m,s} + \sum_{j=1}^r \lambda_{sj} q_{mj} .$$

Дифференцируя функцию Φ по всем элементам матрицы H и приравнявая результаты дифференцирования нулю, получаем систему из $(M-r) \times r$ уравнений ($m = 1 \div M-v; s = 1 \div r$) вида:

$$2P_0 h_{m,s} + \sum_{j=1}^r \lambda_{sj} q_{mj} = 0 . \quad \text{Составим}$$

из неопределенных множителей Лагранжа λ_{sj} матрицу Λ (здесь s - номер строки, j - номер столбца), ее элементы $(\Lambda)_{sj} = \lambda_{sj}$. (Ее размер равен $r \times r$). Элемент матрицы $(\Lambda^T)_{js} = \lambda_{js}$. В результате $\sum_{j=1}^r \lambda_{sj} q_{mj} = \sum_{j=1}^r q_{mj} \lambda_{sj} = (Q \Lambda^T)_{m,s}$ — элемент матрицы $Q \Lambda^T$ с индексами m, s . Приравнявая элементы с одинаковыми индексами, совокупность уравнений системы можно записать в виде одного матричного уравнения $2P_0 H + Q \Lambda^T = 0$.

Или

$$H = -\frac{1}{2P_0} Q \Lambda^T .$$

Транспонируем (4.3.7) и, домножив обе части уравнения справа на Q_K , получим $H^T Q_K = -\frac{1}{2P_0} \Lambda Q_K^T Q_K$. Сравним это с уравнениями связи (т.е. с уравнением $H^T Q_K = E$). Отсюда

$$E = -\frac{1}{2P_0} \Lambda Q_K^T Q_K ,$$

$$\Lambda = -2P_0 (Q_K^T Q_K)^{-1} .$$

После транспонирования

$$\Lambda^T = -2P_0(Q_K^T Q_K)^{-1}$$

матрица Λ оказывается симметричной. Далее, подставляя полученное значение матрицы Λ в уравнение получаем окончательное выражение для искомой матрицы H :

$$H = Q_K(Q_K^T Q_K)^{-1}$$

В общем случае структурная схема, реализующая описываемый метод, имеет вид, изображенный на рис. 31

Исходный сигнал расфильтровывается на r фрагментов (их число определяется особенностями конкретной трассы). Далее, в зависимости от технических возможностей аппаратуры на трассе (т.е. количества M организуемых частотных или пространственно разнесенных каналов) формируется M линейных комбинаций фрагментов исходного сигнала. После переноса на требуемые частоты и распределения по каналам разнесения эта совокупность сигналов излучается в пространство.

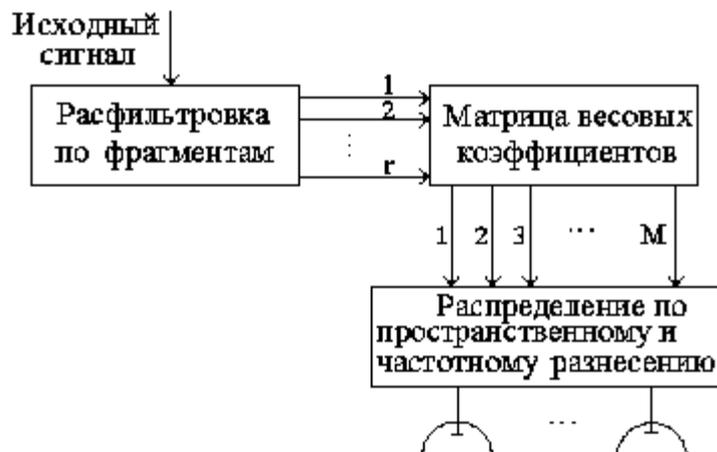


Рис. 31

На приемной стороне определяются количество и номера фрагментов в разнесенных сигналах, которые повреждены помехами ниже допустимого уровня. Эта информация позволяет управлять весовыми коэффициентами при комбинировании оставшихся неповрежденными сигналов и расстановки их на нужные места частотной оси. Таким образом, восстанавливается исходный сигнал. При этом особенно удобна подобная схема при использовании в качестве исходного сигнала группового сигнала с ЧРК.

В этом случае специальная расфилтровка входного исходного сигнала может не потребоваться, а отдельные каналы, которые раньше объединялись в один групповой сигнал, вместо этого, объединяются в r групп. В каждой из них содержится значительно меньше индивидуальных каналов, вплоть до одного. Их количество в группах определяется соотношением радиуса частотной корреляции R_F и полосы индивидуального канала. Если при этом рассматривать совокупность операций на передающей стороне в целом, то превращение набора индивидуальных сигналов в комплексный пространственно или частотно разнесенный широкополосный сигнал можно рассматривать, как новый метод широкополосной модуляции, адаптирующийся к работе в условиях воздействия сосредоточенных помех.

При технической реализации операций обработки на передающей стороне можно использовать структурную схему, приведенную на рис.32. Схема приведена для условий, когда используется только расширенный по сравнению с полосой сигнала P_c диапазон частот, т.е. пространственное разнесение отсутствует. Принцип работы данного устройства заключается в том, что весовые коэффициенты реализуются не у фрагментов исходного сигнала, как требует алгоритм, а у синусоидальных поднесущих, что технически гораздо проще.

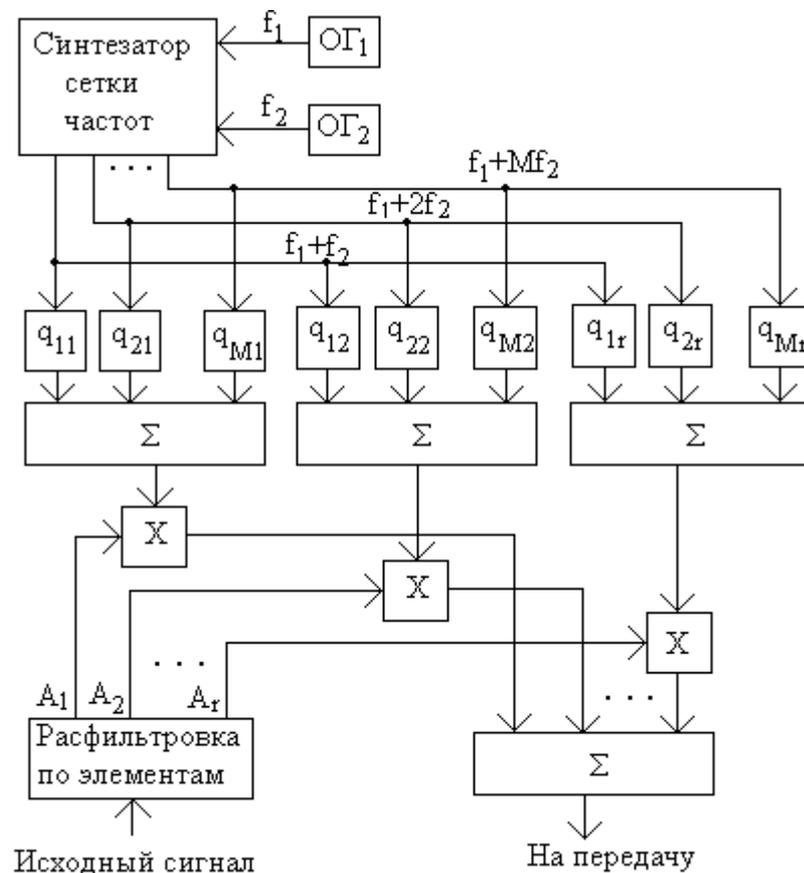


Рис.32

Два опорных генератора (ОГ) вырабатывают гармонические сигналы с частотами f_1 и f_2 . Частота f_2 выбирается равной R_F . Из этих сигналов синтезатор формирует сетку из M частот: f_1+f_2 ; f_1+2f_2 ; ...; f_1+Mf_2 . На этих частотах будут присутствовать M линейных комбинаций фрагментов исходного сигнала, излучаемых в пространство.

Для каждого из исходных r фрагментов известны весовые коэффициенты q_{ij} , с которыми они будут перемножаться. Вместо этого с этими коэффициентами перемножаются соответствующие синусоидальные сигналы из сформированной сетки частот. Например, первый фрагмент исходного сигнала должен иметь весовой коэффициент q_{11} в линейной комбинации на частоте f_1+2f_2 и т.д., вплоть до коэффициента q_{m1} на частоте f_1+Mf_2 . Для этого мы сначала умножаем сигнал частоты f_1+f_2 на коэффициент q_{11} , сигнал частоты f_1+2f_2 на q_{21} и т.д., а потом все результаты перемножения складываем. Получаем некий вспомогательный составной сигнал

$$S_1(t) = q_{11} \cos 2\pi(f_1 + f_2)t + q_{21} \cos 2\pi(f_1 + 2f_2)t + \dots + q_{m1} \cos 2\pi(f_1 + Mf_2)t.$$

После этого первый фрагмент перемножаем с этим составным сигналом, например, в модуляторе ОБП. То же самое проделываем со всеми остальными $(r-1)$ фрагментами исходного сигнала (каждый со своими взвешивающими коэффициентами). После этого результаты всех перемножений складываются. Поскольку сетка частот для всех фрагментов общая, то после сложения на частоте f_1+f_2 оказывается сумма сигналов $q_{11}A_1 + q_{21}A_2 + \dots + q_{r1}A_r$ на частоте f_1+2f_2 сумма сигналов $q_{21}A_2 + q_{22}A_2 + \dots + q_{2r}A_r$ и т.д. для остальных сигналов. Таким образом, требуемый набор линейных комбинаций получен.

Подобная схема позволяет регулировку уровня сигнала во всей полосе каждого фрагмента заменить на технически более простую регулировку амплитуды синусоидальных поднесущих. Если при передаче используется также и пространственное разнесение, то при домножении на сигналы A_j каждая из опорных частот (поднесущих) f_1+if_2 может использоваться несколько раз. Выходных сумматоров при этом потребуется по числу каналов пространственного разнесения.

На рис. 33 представлена укрупненная структурная схема приемной части для случая, когда используется только частотное разнесение и обобщенный автовыбор. Обработка сигнала похожа на обработку в передатчике. Принимаемый сигнал расфильтровывается на соответствующие частотные фрагменты. Определяются номера фрагментов, пораженных помехами. Также производится восстановление сетки частот f_1+if_2 , например, с помощью автоподстройки по вспомогательным пилот-сигналам.

Из известной матрицы Q удаляются строки, соответствующие номерам наиболее пораженных помехами фрагментов (не более чем $M-r$), тем самым формируется матрица Q_K . Далее вычисляется матрица $Q_K(Q_K^T Q_K)^{-1}$, и уровень поднесущих регулируется в соответствии с вычисленными коэффициентами. После умножения в перемножителях (X) совокупности таким образом

регулируемых поднесущих, в сумматоре (Σ) восстанавливается передаваемый сигнал.

Если совместно с частотным разнесением используется также и пространственное разнесение, то часть подобной структуры дублируется в каждой пространственной ветви (расфилтровка по фрагментам и перемножение), остальная часть структуры является общей для всех пространственно-разнесенных ветвей.

Предложенный метод может быть применен и в случае воздействия выраженных селективно-частотных замираний.



Рис.33.

Изложенное можно подытожить следующим образом:

1. В случае, если непораженными осталось фрагментов больше минимально необходимого их числа, дополнительные фрагменты можно использовать для повышения помехоустойчивости.

2. При комбинировании фрагментов необходимо одновременно соблюдать требования максимального уменьшения уровня АБГШ и необходимости восстановления информационного сигнала, поэтому известные алгоритмы комбинирования здесь неприменимы.

3. Для восстановления можно использовать предлагаемый обобщенный метод комбинирования, удовлетворяющий обоим требованиям. Известные методы комбинирования являются его частными случаями.

4. Оптимальная обработка может быть заменена близкой по свойствам квазиоптимальной обработкой, проще технически реализуемой. Реализация

весовых коэффициентов упрощается в случае использования регулировки на синусоидальных поднесущих.

Метод дробной кратности разнесения может быть также расширен для случая временной избыточности. Если в цифровой связи появляющаяся в распоряжении временная избыточность может легко быть использована для повышения помехоустойчивости путем увеличения мощности кода (увеличение проверочной части блоков), то в случае аналогового сигнала при имеющейся временной избыточности появившиеся дополнительные интервалы времени заполняются лишь повторами переданного сигнала. При этом, чтобы не было большой задержки в передаче, сообщение разбивается на блоки длительностью T_B , которые и повторяются.

В таком понимании временного разнесения в распоряжении системы связи для передачи блока может быть использован интервал времени $T_H > T_B$. Причем отношение T_H/T_B должно быть целым числом. Если $T_H/T_B < 2$, то повтор всего блока невозможен. Если T_H/T_B не целое, но больше двух, то повтор возможен несколько раз, однако какая-то часть блока будет повторена большее число раз, чем другая, либо останется неиспользованный интервал времени.

Подобное применение временной избыточности в виде простого повтора не спасет от периодической импульсной помехи с периодом повторения, близким к T_B . В этом случае у повторяемых блоков будет поражена помехой одна и та же часть блока, и информация в ней будет утрачена безвозвратно. Временную избыточность, если она имеется в системе связи, можно использовать более эффективно, применяя подход, аналогичный описанному для частотной избыточности. Рассмотрим ситуацию, когда $T_H/T_B = 2$. Она иллюстрируется рисунком 34.

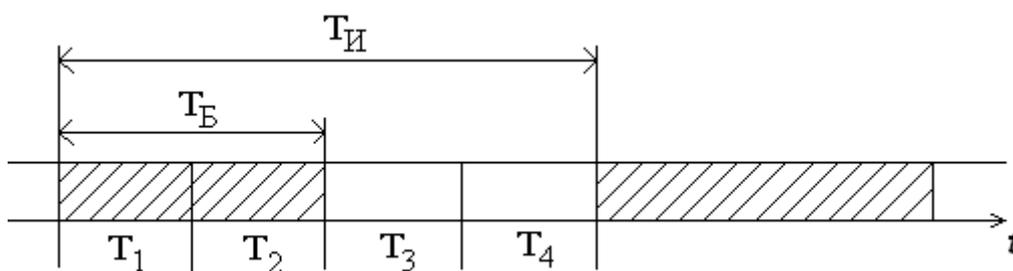


Рис.34.

Интервал времени T_B , когда передается информационный сигнал, разбивается на два равных интервала, T_1 и T_2 . Сигнал в течение T_1 равен $S_1(t)$, в течение T_2 равен $S_2(t)$. Во время паузы между информационными блоками (интервал $T_3 + T_4$), когда раньше производилось только повторение фрагмента $S_1(t)$, за ним фрагмента $S_2(t)$, теперь передаются их комбинации: на интервале

T_3 передается сигнал $S_3(t) = \frac{1}{\sqrt{2}}[S_1(t) + S_2(t)]$; на интервале T_4 передается $S_4(t) = \frac{1}{\sqrt{2}}[S_1(t) - S_2(t)]$.

В этом случае (аналогично рассмотренному случаю с частотным разнесением) ранее передаваемый сигнал может быть восстановлен далее если повреждены любые два фрагмента из четырех: S_1, S_2, S_3, S_4 .

Метод может быть распространен на любое соотношение между T_H и T_B . В этом случае блок разбивается на r фрагментов – временных интервалов длительностью $T_I = T_B/r$. В интервале T_H помещается M таких интервалов. Отношение M/r не обязательно должно быть целым числом. Для формирования сигнала на всем интервале T_H используются r исходных фрагментов $S_1(t) \div S_r(t)$ интервала T_B . Оставшийся интервал времени $T_H - T_B$, который можно разбить на $M - r$ временных отрезков T_I , заполняется сигналами $S_{r+1}(t) \div S_M(t)$, получившимися различными линейными комбинациями исходных $S_1 \div S_r$. Весовые коэффициенты задаются матрицей Q , определяемой из тех же соображений, что и в предыдущих параграфах.

Возможный вариант реализации приведен на рис.35.

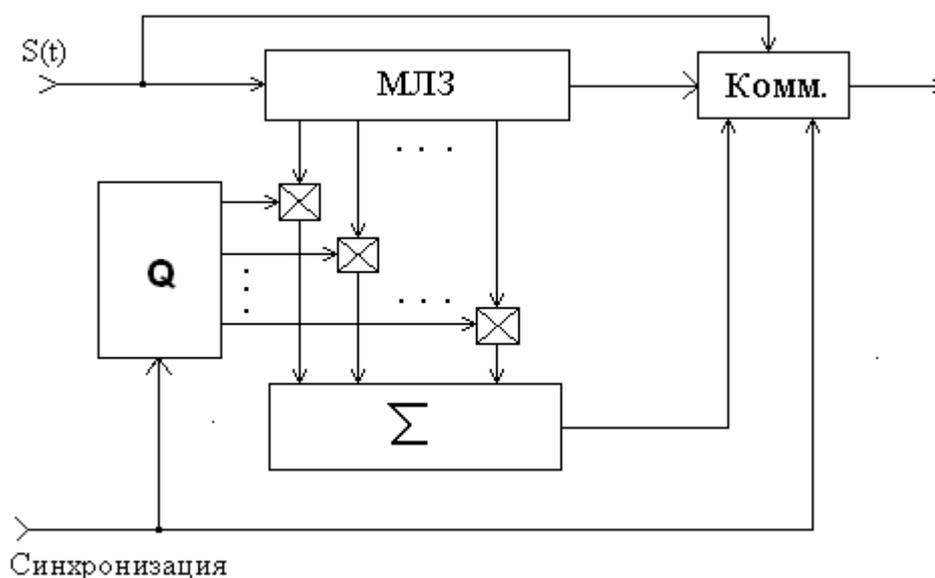


Рис.35.

Информационный сигнал $S(t)$ поступает на вход многоотводной линии задержки (МЛЗ). Время задержки между отводами равно T_I . Весовое суммирование производится в сумматоре (Σ) после умножения сигналов с отводов МЛЗ в перемножителях (x) на требуемые весовые коэффициенты. Необходимые значения весовых коэффициентов для каждого из формируемых фрагментов задаются блоком Q . Через интервал времени T_I они одновременно изменяются, формируя очередной фрагмент. Коммутатор (Комм.) подключает на выход входной сигнал $S(t)$ в течение интервала T_B , а в течение интервала $T_H - T_B$ на выход подключается последовательность формируемых фрагментов.

Переключение коммутатора и наборов весовых коэффициентов производится сигналами внешней синхронизации. МЛЗ должна иметь не меньше, чем M отводов.

На приемной стороне для восстановления сигнала, пораженного помехами, и для увеличения отношения сигнал/шум, производится обратное преобразование аналогичной схемой. Весовые коэффициенты при этом определяются на основе алгоритмов, рассмотренных ранее. Здесь также могут быть различные возможности, от использования всех неповрежденных фрагментов, до использования только лучших из них. Таким образом, здесь не опасны периодические импульсные помехи, кроме того, может использоваться и временно разнесение дробной кратности, включая ситуацию, когда кратность $N < 2$. В наиболее общей ситуации, когда присутствует и временное, и частотное разнесение, метод может быть использован одновременно в обоих видах разнесения.

Рисунок 36 иллюстрирует ситуацию, когда в системе связи имеет место кратность разнесения по частоте, равная $1\frac{2}{3}$, избыточность по времени равна 2,5.

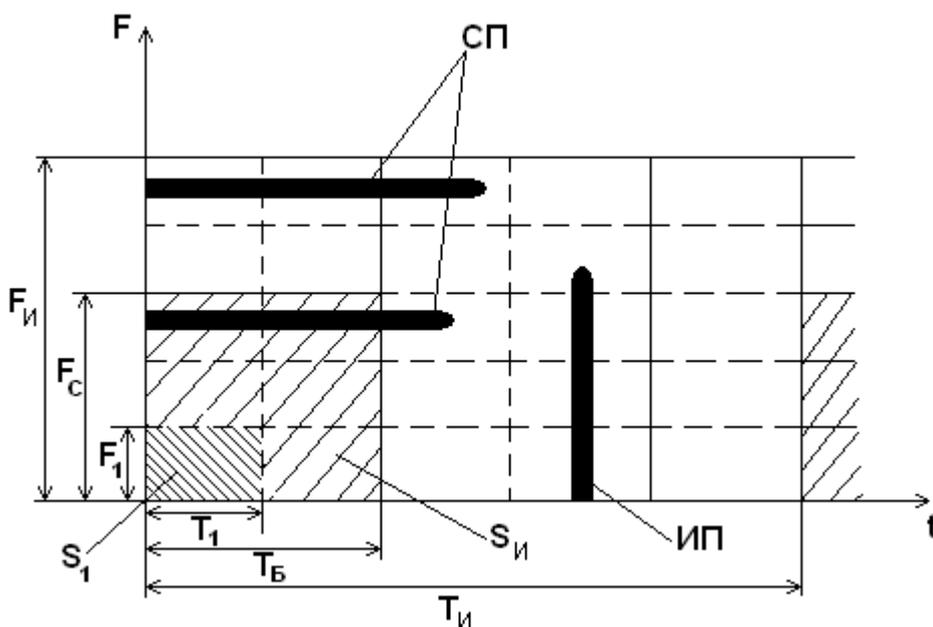


Рис.36.

В системе координат частота – время ($F - t$) исходный информационный сигнал $S_И$ имеет полосу спектра F_C и длительность $T_Б$, система связи располагает полосой $F_И$ и может предоставить для сигнала интервал времени $T_И$. Размер фрагментов S_1 , на которые разбит исходный сигнал, равен $F_1 \times T_1$. При шести фрагментах исходного сигнала после использования избыточности обоих видов может быть передано 25 фрагментов, что эквивалентно более чем четырехкратному разнесению. Добавляемые фрагменты формируются линейными комбинациями из исходных фрагментов. Если часть из них будет поражена сосредоточенной помехой (СП) или импульсной помехой (ИП), оставшихся вполне хватит для восстановления сигнала.

Чем на большее количество фрагментов будет разбит исходный информационный сигнал, тем в более сложной конфигурации помеховой обстановки он может быть восстановлен. Однако, как уже упоминалось, система координат $F-t$ имеет свои особенности, что обуславливает минимально возможные размеры фрагмента $F_1 - T_1$. Однако из возможных грубых оценок при этом может служить выполнение неравенства $F_1 T_1 > 2\pi$. Естественно, ограничением так же служит сложность технической реализации. Для восстановления сигнала необходимо, чтобы из общего объема, равного $F_{и} T_{и}$ остался непораженным помехами объем, не меньший, чем $F_{с} T_{б}$.

Обобщая изложенное, можно отметить, что метод с использованием дробной кратности разнесения и весовым комбинированием фрагментов сигнала может быть распространен на временное разнесение, а так же на комбинированное частотно – временное разнесение. При этом возможности восстановления сигнала, пораженного помехами, возрастают, что обеспечивает связь даже в сложной помеховой обстановке при воздействии нескольких разнородных типов помех.

Заключение. В процессе изучения материала лекции студент знакомится с возможностями обобщения методов комбинирования разнесенных сигналов с одновременным сложением полезных сигналов и подавлением внешних помех. Полученные в разделе знания знакомят студента с комплексным использованием разнородных ресурсов системы.

10. Методы подавления помех при ограниченной информации о помеховой обстановке. Использование метода моментов и энтропийных свойств.

Эффективность ранее рассмотренных методов обработки сигналов при различных формах избыточности определялась точностью оценки параметров помеховой обстановки, необходимых для функционирования того или иного алгоритма. При этом применение классических методов оценки, известных из статистической теории связи осложняется в практических условиях. Современные реальные условия работы систем связи, очень часто характеризуются значительной априорной неопределенностью (АН) обстановки. При этом информации обычно недостаточно не только о необходимых значениях параметров, но иногда и о видах помех и об общей структуре помеховой обстановки, особенно в условиях радиопротиводействия. Так как в практических условиях виды возможной помеховой обстановки обладают исключительным разнообразием, то и состав априорной информации о ней также может варьироваться в широких пределах. Поэтому классические статистические алгоритмы дополняются особенностями, с различных позиций учитывающими априорную неопределенность обстановки.

Большое значение имеет объем и форма описания совокупности исходных априорных сведений об обстановке в районе расположения станции связи. Как известно, наиболее полно взаимосвязь между требуемыми характеристиками описывают соответствующие многомерные функции распределения. В случае априорной определенности (АО) вид функций известен. В случае АН о них имеются лишь ограниченные сведения. Любую функцию распределения можно охарактеризовать определенной совокупностью параметров, например, моментами распределения, кумулянтами и др. Для этой цели могут использоваться также специально сконструированные параметры. Обозначим их совокупность в виде вектора $\vec{\lambda}$ (в общем случае бесконечномерного), определяемого в бесконечномерном Гильбертовом пространстве. Совокупность априорных сведений о ППО может быть представлена в виде:

- набора границ областей определения взаимно-независимых элементов этого вектора $\vec{\lambda}$;
- зависимости между этими элементами в виде набора некоторых функций;
- в виде функционалов;
- в форме комбинаций этих видов.

(Большинство случаев можно свести к первому виду, вводя дополнительные параметры, сконструированные тем или иным способом). Таким образом, в общем случае совокупность сведений образует некоторый гиперобъем Λ_0 определенной формы в многомерном пространстве параметров. Размеры объема Λ_0 характеризуют уровень априорной неопределенности.

В случае априорной определенности (АО), объем Λ_0 стягивается в точку, в случае полного отсутствия исходных сведений Λ_0 занимает все многомерное пространство. Реальная ситуация неполного объема исходных сведений представляет собой промежуточный случай, когда размеры объема Λ_0 в соответствии выбранной мере – некоторая конечная величина (несмотря на то, что Λ_0 – бесконечномерный.). Когда форма взаимосвязи между какими-либо вероятностными параметрами ППО – тоже вероятностная, совокупность $\vec{\lambda}$ всегда можно переформировать таким образом (например, добавлением новых измерений, либо новых функциональных связей между элементами), чтобы выразить набор априорных сведений о параметрах в виде объема Λ_0 .

Известно, что если реализация векторного сигнала $\vec{Z}(t)$, как случайного процесса, представлена в виде совокупности некоррелированных отчетов, то при этом достаточная статистика многомерной случайной величины Z , зависящей от параметра θ , которая требуется для оценки этого параметра – это функция правдоподобия $L(\theta) = W(Z/\theta)$. В случае полностью известных параметров построение оптимальных процедур оценки с использованием $L(\theta)$ направлено на минимизацию потерь, обусловленных статистическим характером оцениваемых величин.

В случае АН добавляется вторая составляющая потеря, обусловленная неполной информацией о значениях параметров $\vec{\lambda}$, описывающих

распределение $W(Z/\theta)=W(Z/\theta,\lambda)$. Оптимизация процедуры оценки при этом должна производиться с целью уменьшения общих потерь от неточности оценивания.

Для оценки ППО, требуемых для работы алгоритмов подавления помех, использован комплексный критерий, представляющий собой модификацию известного минимаксного критерия Он основывается на следующем. Потери от неточности оценивания пропорциональны мощности остаточной после компенсации части внешней помехи. Функция потерь $\Pi(\hat{\theta},\theta)$ от использования оценки параметра $\hat{\theta}$ вместо его значения θ , будет представлена, как квадратичная форма от погрешностей измерения составляющих вектора весовых коэффициентов. (Последующие рассуждения, приводимые для одного параметра θ , могут быть обобщены на случай нескольких параметров).

При полностью известных параметрах байесов критерий предполагает минимизацию среднего риска

$$R = \int \int_{Z - \infty}^{+\infty} \Pi(\hat{\theta},\theta)\omega(\theta)L(\theta)d\theta dZ .$$

Распределение $\omega(\theta)$ оцениваемого параметра θ считается равномерным внутри его области значений (если нет объективных причин отдавать предпочтение каким-либо его отдельным значениям). Оптимальная оценка $\hat{\theta}_0$ соответствует минимальному среднему риску R_0 .

Учет влияния АН ППО будет производиться следующим образом: Как известно, потери из-за неправильного оценивания при использовании оценки $\hat{\theta}$ вместо истинного значения параметра θ_0 (обусловленные статистическим характером оценки) равны среднему риску R . Теперь рассмотрим другую ситуацию, когда при известном истинном значении параметра θ_0 в алгоритмах обработки сигналов, тем не менее, используется некоторое другое значение, равное $\theta_{\text{э}}$. Это тоже будет сопровождаться определенными потерями. Если приравнять потери от использования неточного значения параметра θ_0 , имеющие место в обеих ситуациях, то отличие величины $\theta_{\text{э}}$ от величины θ_0 также может характеризовать погрешности оценивания. В результате подобного приравнивания величина $\theta_{\text{э}}$ определяется уравнением:

$$\Pi(\theta_{\text{э}},\theta_0) = \int \int_{Z - \infty}^{+\infty} \Pi(\theta_{\text{э}},\theta)\omega(\theta)L(\theta)d\theta dZ.$$

Решение этого уравнения всегда дает два значения для величины $\theta_{\text{э}}$: $\theta_{\text{э}+}$ и $\theta_{\text{э}-}$, поскольку функция $\Pi(\theta_{\text{э}})$ имеет две ветви. Если функция симметрична относительно θ_0 , то $\theta_0 = (\theta_{\text{э}+} - \theta_{\text{э}-})/2$.

Когда объем выборки Z бесконечно большой (в условиях полностью известных параметров), то $\theta_{\text{э}+} = \theta_{\text{э}-}$, ошибка при оценивании равна нулю. При конечном объеме выборки минимум среднего риска R соответствует минимуму разности, $\theta_{\text{э}+} - \theta_{\text{э}-}$. Таким образом, использование характеристик $\theta_{\text{э}+}$ и $\theta_{\text{э}-}$ (так же, как среднего риска R) позволяет учитывать и минимизировать

статистическую погрешность оценивания, но при этом одновременно дает возможность учета также и влияния априорной неопределенности.

Влияние АН на характеристики θ_{ϑ_+} и θ_{ϑ_-} выражается в следующем. В условиях АН функция правдоподобия $L(\theta)$ зависит от совокупности параметров $\vec{\lambda}$, и при перемещении вектора $\vec{\lambda}$ внутри объема априорной информации Λ_0 вид $L(\theta)$ будет меняться, соответственно будет меняться и величина среднего риска. При этом θ_{ϑ_+} и θ_{ϑ_-} перемещаются внутри некоторых областей Θ_{ϑ_+} и Θ_{ϑ_-} .

Объем Λ_0 получен из набора априорных сведений, все значения внутри его равноправны. Здесь необходимо особо оговорить, что представление распределения $\vec{\lambda}$ внутри Λ_0 равномерным (например, с целью последующего усреднения) неприемлемо, так как тем самым искусственно вносятся дополнительные условия на форму функции $W(Z)$, хотя основания для этого в наборе исходных сведений о помеховой обстановке отсутствуют. (Из равноправия всех значений внутри объема Λ_0 не следует их равномерного распределения внутри его). Поэтому для оценки необходимо использовать те значения $\vec{\lambda}$ внутри Λ_0 , которые соответствуют граничным случаям, либо предпринимать дополнительные меры по получению информации о помеховой обстановке, и, тем самым, для уменьшения объема Λ_0 . Все значения внутри интервала $(\Theta_{\vartheta_+}, \Theta_{\vartheta_-})$ – также равноправны.

В связи с этим критерием качества оценивания, учитывающим одновременно статистический характер величины и неполные априорные сведения о функции правдоподобия (о помеховой обстановке) может служить некоторая величина ε , пропорциональная общей ошибке оценивания (и отражающая потери из-за этой ошибки). Она определится, как разность между точными верхней и нижней гранями множеств Θ_{ϑ_+} и Θ_{ϑ_-} (которые можно определить, как максимум и минимум по соответствующим областям):

$$\varepsilon = \sup \{\Theta_{\vartheta_+}\} - \inf \{\Theta_{\vartheta_-}\} = \max_{\vec{\lambda} \in \Lambda_0} \{\Theta_{\vartheta_+}\} - \min_{\vec{\lambda} \in \Lambda_0} \{\Theta_{\vartheta_-}\} \quad (1)$$

Наилучшей будет оценка $\hat{\theta}_0$, соответствующая минимальным потерям ε (обозначим их ε_0) по (1). Используемый критерий входит в класс минимаксных критериев, однако использование именно его в предлагаемой форме позволяет получить удобные в практическом применении квазиоптимальные критерии оценивания в условиях АН. В случае оценки нескольких параметров, все рассуждения без существенных изменений относятся к представлению θ , как многомерной величины. В этом случае оптимальная оценка $\hat{\theta}_0$ минимизирует ε по каждой из составляющих $\hat{\theta}$.

Использование приведенного критерия, учитывающего общие потери, позволяет применить в условиях АН известный метод моментов при оценке параметров, необходимых для алгоритмов компенсации.

В условиях априорной определенности предпосылки использования метода моментов заключается в том, что при большом объеме выборки Z измеряемые выборочные моменты ν_i с большой точностью совпадают с истинными моментами m_i функции распределения $W(Z/\vec{\lambda}, \theta)$. При этом в совокупности параметров λ , известных заранее, заключена тем или иным способом информация о виде функции распределения W . (θ - неизвестный параметр, который требуется оценить). Поскольку вид функции W и значения параметров λ известны, то известны и функциональные зависимости, определяющие параметры m_i через λ и θ . Эти зависимости могут задаваться, например, системой уравнений

$$\begin{cases} m_1 = f_1(\vec{\lambda}, \theta) \\ m_2 = f_2(\vec{\lambda}, \theta) \\ m_3 = f_3(\vec{\lambda}, \theta) \\ \dots\dots\dots \end{cases} \quad (2)$$

и т.д.

С помощью формул (2) можно получить выражения, определяющие θ через $\vec{\lambda}$ и m_i . В зависимости от того, какие именно параметры будут использоваться можно сформировать совокупность различающихся между собой уравнений, в общем случае, любого объема,

$$\begin{cases} \theta = F_1(\vec{\lambda}, \{m_i\}), \\ \theta = F_2(\vec{\lambda}, \{m_i\}), \\ \dots\dots\dots \end{cases} \quad (3)$$

Все уравнения равноправны, подстановкой в любое из них выборочных параметров ν_i вместо m_i , получаем θ . При практическом использовании из совокупности уравнений (3) выбирается, как правило, уравнение, имеющее наиболее простой вид.

Ситуация значительно меняется в условиях априорной неопределенности. Вектор $\vec{\lambda}$ может находиться в любой точке объема Λ_0 . При этом посредством каждого из уравнений (3) множество точек объема Λ_0 отображается в отдельные множества Θ_i :

$$\begin{cases} F_1(\vec{\lambda}, \{m_i\}) \xrightarrow{\vec{\lambda} \in \Lambda_0} \Theta_1 \\ F_2(\vec{\lambda}, \{m_i\}) \xrightarrow{\vec{\lambda} \in \Lambda_0} \Theta_2 \\ \dots\dots\dots \end{cases} \quad (4)$$

Эти множества, как правило, не совпадают. В то же время истинное значение θ_0 принадлежит одновременно всем Θ_i и лежит внутри некоторого множества Θ_0 , представляющего собой их общую часть,

$$\theta \in \Theta_0 = \Theta_1 \cap \Theta_2 \cap \Theta_3 \cap \dots \cap \Theta_i \cap \dots \quad (5)$$

Очевидно, что ошибка оценки $\hat{\theta}$ согласно (5) равна

$$\varepsilon = \sup \{ \Theta_0 \} - \inf \{ \Theta_0 \} = \min_i \{ \sup \{ \Theta_i \} \} - \max_i \{ \inf \{ \Theta_i \} \},$$

и с ростом числа используемых уравнений уменьшается (или, по крайней мере, не возрастает). Поэтому, оптимальной будет оценка, лежащая в «середине» общего множества, определяемого на основе этой формулы, т.е.

$$\hat{\theta}_0 = \frac{1}{2} (\sup \{ \Theta_0 \} - \inf \{ \Theta_0 \}).$$

Если последовательно учитывать эти уравнения, то с каждым новым уравнением границы (одна или обе) будут сужаться (или, по крайней мере, не расширяться). Поэтому из всех возможных уравнений при формировании Θ_0 должны участвовать те из уравнений системы, которые при подстановке в них параметров $\vec{\lambda} \in \Lambda_0$ дают максимальное сужение границ Θ_0 . Вопрос об их общем количестве решается в каждом конкретном случае отдельно.

На основе изложенного общего подхода рассмотрим в качестве одного из примеров применения метода синтез устройства компенсации помех для случая двукратного разнесения ($N=2$) и воздействия одиночной помехи ($M=1$). Поскольку разнесенные приемные антенны обычно достаточно идентичны по свойствам и одинаково ориентированы, то помеховые составляющие во входных сигналах близки по уровню и отличаются один от другого лишь относительным фазовым сдвигом. Сигналы в двух разнесенных приемниках в этом случае могут быть описаны, как

$$\dot{Z}_1(t) = \dot{x}_1(t) + \dot{y}_1(t) = \dot{\mu}_1 X_0(t) + \dot{\eta}_1 Y_0(t),$$

$$\dot{Z}_2(t) = \dot{x}_2(t) + \dot{y}_2(t) = \dot{\mu}_2 X_0(t) + \dot{\eta}_2 Y_0(t),$$

где $Y_0(t)$ – нормированный по мощности помеховой сигнал, $\langle Y_0^2 \rangle = 1$.

Будем считать, что помеховые составляющие обеих ветвей значительны по уровню, (кроме того, модули $|\dot{\eta}_1| \cong |\dot{\eta}_2| = \eta$). Аргумент $\arg\{\dot{\eta}_1/\dot{\eta}_2\}$ определяется коэффициентами передачи по каналу «источник помехи – приемник» и при неподвижном или медленно перемещающемся источнике помехи может рассматриваться по сравнению с величинами $\mu_{c1}, \mu_{s1}, \mu_{c2}, \mu_{s2}$, как величина постоянная или изменяющаяся значительно медленнее. Для осуществления компенсации необходимо узнать этот фазовый сдвиг, который однозначно определяется соотношением величин

$$\theta_{c0} = \operatorname{Re} \{ \dot{\eta}_1 \dot{\eta}_2^* \}, \quad \theta_{s0} = \operatorname{Im} \{ \dot{\eta}_1 \dot{\eta}_2^* \}.$$

(Знак « \sim » обозначает величину, сопряженную по Гильберту с исходной). Пусть $\mu_{c1}, \mu_{s1}, \mu_{c2}, \mu_{s2}$ – ортогональные составляющие комплексных элементов $\dot{\mu}_1, \dot{\mu}_2$ вектора $\vec{\mu}$. Тогда напряжения

$$u_c = \langle \dot{Z}_1 \dot{Z}_2^* \rangle = \mu_{c1} \mu_{c2} + \mu_{s1} \mu_{s2} + \theta_{c0},$$

$$u_s = \langle Z_1 \tilde{Z}_2^* \rangle = \mu_{c1} \mu_{s2} - \mu_{s1} \mu_{c2} + \theta_{s0}.$$

Распределение компонент $\mu_{c1}, \mu_{c2}, \mu_{s1}, \mu_{s2}$ – гауссово. Если распределение амплитуд вектора $\vec{\mu}$ – рэлеевское, то математические ожидания этих четырех компонент равны нулю. Однако в реальных условиях большой процент времени вид распределения быстрых замираний отличается от рэлеевского, в частности параметры $\mu_{c1}, \mu_{s1}, \mu_{c2}, \mu_{s2}$ могут иметь постоянную составляющую. Поскольку функция потерь, зависящая от двух аргументов θ_c и θ_s , представляет собой величину, пропорциональную сумме квадратов отклонений их оценок от истинных значений параметров θ_{c0}, θ_{s0} , то вклады в общие потери от неточности их оценок взаимно независимы, и определение оптимального вида оценок параметров θ_c и θ_s можно производить по отдельности и также независимо.

Рассмотрим параметр θ_c .

$$\theta_c = m_1 \{ \mu_{c1} \} m_1 \{ \mu_{c2} \} + m_1 \{ \mu_{s1} \} m_1 \{ \mu_{s2} \} + \theta_{c0}.$$

Ошибку из-за наличия постоянных составляющих нельзя устранить усреднением, поскольку значения постоянных составляющих неизвестны. (Они относятся к группе априорно неизвестных параметров в совокупности $\vec{\lambda}$). Величина этой ошибки равна

$$\varepsilon_1 = \max_{\lambda \in \Lambda_0} \{ \theta_c \} - \min_{\lambda \in \Lambda_0} \{ \theta_c \} = \max_{\lambda \in \Lambda_0} \{ m_{c1,0} m_{c2,0} + m_{s1,0} m_{s2,0} \} - \min_{\lambda \in \Lambda_0} \{ m_{c1,0} m_{c2,0} + m_{s1,0} m_{s2,0} \},$$

$$m_{c,s,1,2,0} = m_1 \{ \mu_{c,s,1,2,0} \}$$

Она может стать настолько значительной, что сделает невозможным последующее использование алгоритмов компенсации.

Таким образом, в подобной ситуации состояние канала связи не позволяет непосредственно использовать метод моментов для оценки требуемых параметров. В то же время приложение метода моментов в видоизмененной форме и в этой ситуации даст возможность определять нужные параметры с требуемой точностью. Покажем путь его применения.

Составим систему уравнений, взяв два из тех, что связывают следующие начальные и центральные моменты:

$$m_1 \{ u_c \} = m_{c1,0} m_{c2,0} + m_{s1,0} m_{s2,0} + \theta_c,$$

$$M_3 \{ u_c \} = m_3 \{ u_c - m_1 \{ u_c \} \} = m_3 \{ u_c \} - 3m_1 \{ u_c \} m_2 \{ u_c \} + 2m_1^3 \{ u_c \} =$$

$$= M_3 \{ \mu_{c1} \mu_{c2} + \mu_{s1} \mu_{s2} \} + M_3 \{ \theta_c \}$$

Отсюда требуемый параметр, определяемый по каждому из этих уравнений, необходимо вычислять по формулам:

$$\theta_C = m_1 \{u_C\} - (m_{C1,0} m_{C2,0} - m_{S1,0} m_{S2,0}), \quad (6)$$

$$\theta_C = \sqrt[3]{m_3 \{u_C - m_1 \{u_C\}\} - M_3 \{\mu_{C1} \mu_{C2} - \mu_{S1} \mu_{S2}\}}. \quad (7)$$

Из априорных данных следует, что распределения $\mu_{C1}, \mu_{C2}, \mu_{S1}, \mu_{S2}$ - гауссовы, следовательно, они симметричны относительно их среднего значения. Если процессы μ_{C1}, μ_{S1} симметричны и независимы, то их произведение также симметрично. То же относится к процессам μ_{S1} и μ_{S2} . Независимость обусловлена пространственным разнесением. Сумма симметричных процессов симметрична независимо от их взаимозависимости.

Таким образом, распределение величины $\mu_{C1} \mu_{C2} + \mu_{S1} \mu_{S2}$ симметрично относительно среднего при произвольных значениях параметров распределений этих процессов. При этом третий центральный момент этого выражения всегда равен нулю. Таким образом, если множество Θ_{C1} , определяемое с использованием формулы (6), имеет некоторые ненулевые линейные размеры, то множество Θ_{C2} , определяемое (7) с помощью более сложного выражения и моментов высшего порядка, представляет собой точку. Результирующее множество $\Theta_{C0} = \Theta_{C1} \cap \Theta_{C2} = \Theta_{C2}$ также, представляет собой точку, следовательно, использовать зависимости величины θ_C от других моментов распределений нет необходимости.

Также, одновременный учет оценки θ_C , по уравнению (6) не ведет к дополнительному увеличению точности, следовательно при синтезе оценивающего устройства можно пользоваться только формулой (7). После аналогичных рассуждений несложно получить также оценку параметра θ_S .

Обозначим искомый фазовый сдвиг между помеховыми компонентами через ψ_0 . Тогда параметры θ_{C0}, θ_{S0} будут равны, соответственно

$$\theta_{C0} = \eta^2 \cos \psi_0, \quad \theta_{S0} = \eta^2 \sin \psi_0.$$

Таким, образом, оценки амплитудно-фазовых соотношений помеховых компонент при двукратном разнесении, полученные модификацией метода моментов для условий АН, приобретают вид:

$$\hat{\theta}_C = \sqrt[3]{m_3 \{u_C - m_1 \{u_C\}\}} = M_3 \{\eta^2\} \cos \psi_0,$$

$$\hat{\theta}_S = \sqrt[3]{m_3 \{u_C - m_1 \{u_C\}\}} = M_3 \{\eta^2\} \sin \psi_0.$$

Этот факт обусловлен тем, что третий центральный момент от распределения комбинации полезных сигналов равен нулю в связи с его симметричностью. А третий центральный момент от распределения квадрата величины η будет равен нулю лишь при специальном выборе вида этого

распределения. (Это является ограничением метода). Величина $M_3\{\eta^2\}$ в общем случае неизвестна, но это не имеет значения, т.к. для компенсации необходимо знать величину угла ψ_0 , определяемого отношением параметров $\hat{\theta}_c$ и $\hat{\theta}_s$.

Пример реализации подобной обработки приведен на укрупненной структурной схеме, рис. 1.

В перемножителях (П1 и П2) производится определение величин u_c и u_s . Соответствующие ортогональные компоненты получаются после прохождения фазовращателей (ФВ) на 90° . В блоках M_3 производится вычисление величин $\hat{\theta}_c$ и $\hat{\theta}_s$. В генераторе (Г) вырабатывается некоторое вспомогательное синусоидальное напряжение. Из него формируются два ортогональных напряжения, подаваемые на регулируемые усилители (РУс). Их коэффициенты передачи пропорциональны выходным сигналам блоков M_3 . Далее они складываются в сумматоре Σ и подвергаются амплитудному ограничению в ограничителе (Огр). Таким образом, на смесители (См) подаются два сигнала с разностью фаз, равной ψ_0 . На другие входы смесителей поступают два входных разнесенных сигнала, помеховые компоненты в которых различаются по фазе также на ψ_0 . Фильтры смесителей выделяют разностную частоту, в результате этого на их выходах помеховые компоненты оказываются синфазными. Поэтому после взаимного вычитания в блоке вычитания (В) полезные сигналы освобождаются от помеховых составляющих.

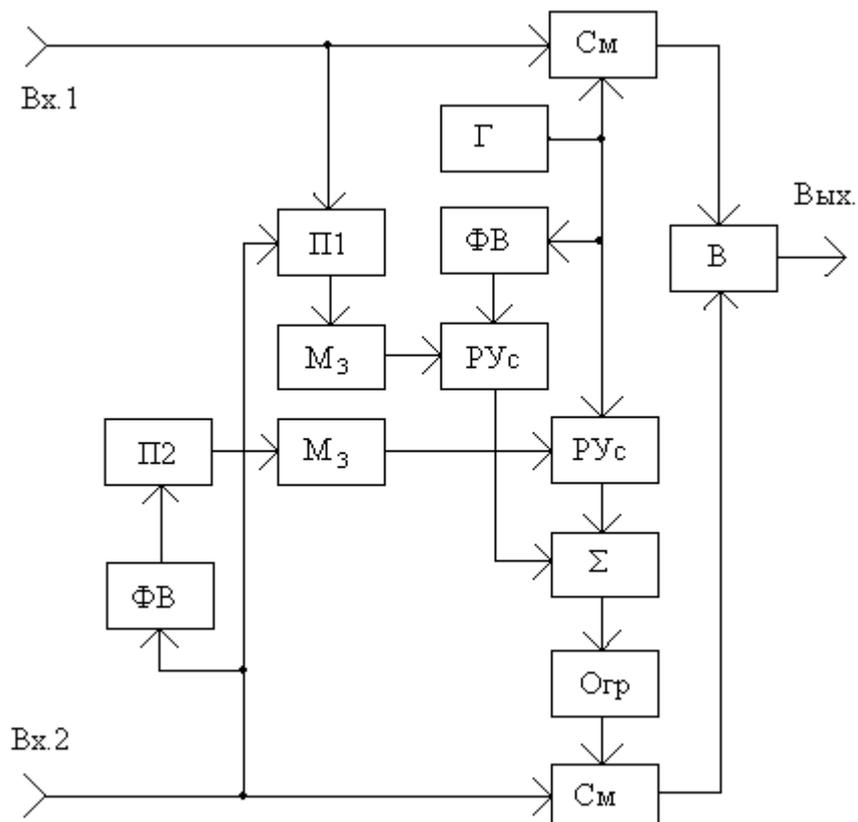
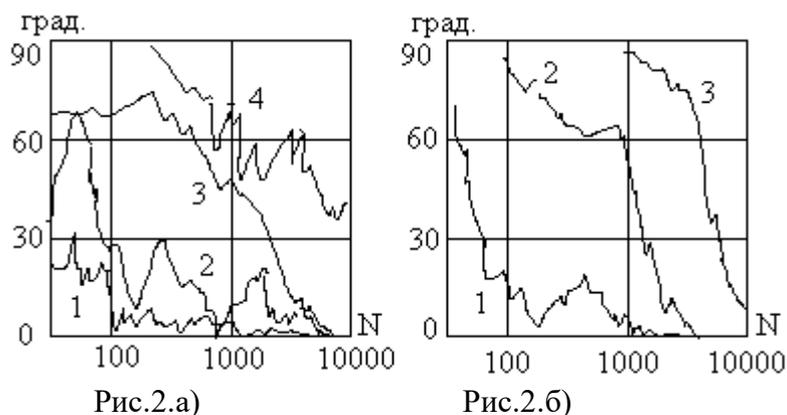


Рис.1.

В перемножителях (П1 и П2) производится определение величин u_c и u_s . Соответствующие ортогональные компоненты получаются после прохождения фазовращателей (ФВ) на 90^0 . В блоках M_3 производится вычисление величин $\hat{\theta}_c$ и $\hat{\theta}_s$. В генераторе (Г) вырабатывается некоторое вспомогательное синусоидальное напряжение. Из него формируются два ортогональных напряжения, подаваемые на регулируемые усилители (Рус). Их коэффициенты передачи пропорциональны выходным сигналам блоков M_3 . Далее они складываются в сумматоре Σ и подвергаются амплитудному ограничению в ограничителе (Огр). Уровень ограничения таков, что амплитуда сигнала после ограничителя становится равна амплитуде выходного сигнала генератора. Таким образом, на смесители (См) подаются два сигнала с разностью фаз, равной ψ_0 . На другие входы смесителей поступают два входных разнесенных сигнала, помеховые компоненты в которых различаются по фазе также на ψ_0 . Фильтры смесителей выделяют разностную частоту, в результате этого на их выходах помеховые компоненты оказываются синфазными. Поэтому после взаимного вычитания в блоке вычитания (В) полезные сигналы освобождаются от помеховых составляющих.

В случае, если вид распределения помехи известен лучше, для оценки может быть использована сумма нескольких нечетных центральных моментов величин u_c и u_s , так как все нечетные центральные моменты суммы $\mu_{c1}\mu_{c2} + \mu_{s1}\mu_{s2}$ равны нулю.

Работа алгоритма определения требуемых параметров моделировалась с использованием ЭВМ. Некоторые результаты моделирования процесса настройки приведены на рис. 2-5. Распределение компонента моделировалось гауссовым (рисунки а)) и равномерным (рисунки б)) законами. Значения параметров задавалось в относительных единицах. Средняя мощность помеховой составляющей обеих ветвей была равна 0,5. Параметры четырехпараметрического распределения полезных сигналов задавались следующими.



На рис.2 представлено рэлеевское распределение амплитуд полезных сигналов, при этом средние значения регулярных составляющих

ортогональных компонент коэффициента передачи для всех графиков $m_{c1} = m_{c2} = m_{s1} = m_{s2} = 0$, среднеквадратическое отклонение: графики под номером 1 – $\sigma_{c1} = \sigma_{c2} = \sigma_{s1} = \sigma_{s2} = 0,5$; 2 – $\sigma_{c1} = \sigma_{c2} = \sigma_{s1} = \sigma_{s2} = 0,7$; 3 – $\sigma_{c1} = \sigma_{c2} = \sigma_{s1} = \sigma_{s2} = 1$; 4 – $\sigma_{c1} = \sigma_{c2} = \sigma_{s1} = \sigma_{s2} = 2$. На рис.5.2.3 исследовались случаи, когда среднеквадратичные отклонения различных компонент – неодинаковые (средние значения равны нулю, как и в предыдущих графиках). Графики 1 построены для параметров $\sigma_{c1} = \sigma_{c2} = 0,7$, $\sigma_{s1} = \sigma_{s2} = 0$; графики 2 для параметров $\sigma_{c1} = \sigma_{s1} = 0,7$, $\sigma_{c2} = \sigma_{s2} = 0$; графики 3 для параметров $\sigma_{c1} = \sigma_{s1} = 1$, $\sigma_{c2} = \sigma_{s2} = 0$; графики 4 для параметров $\sigma_{c1} = \sigma_{c2} = 1$, $\sigma_{s1} = \sigma_{s2} = 0$.

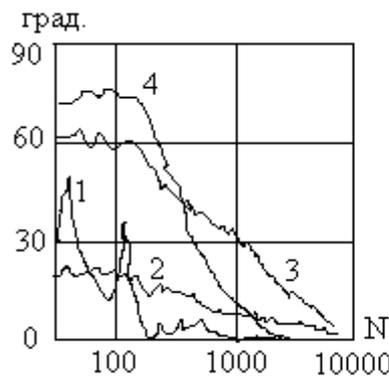


Рис.3.а)

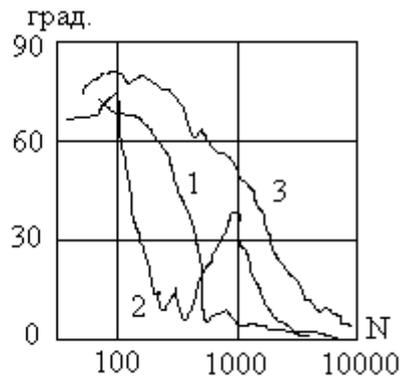


Рис.3.б)

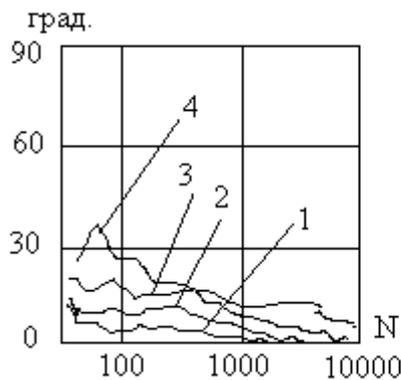


Рис.4.

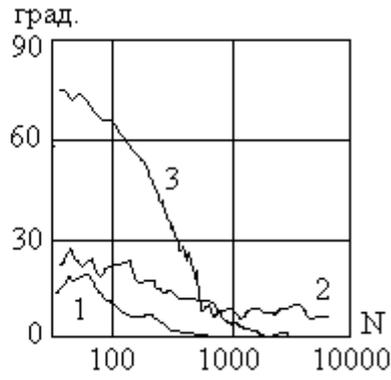


Рис.5.

Графики на рис. 4 соответствуют обобщенно-рэлеевскому распределению. На всех графиках $m_{s1} = m_{s2} = 0$. Другие параметры:

График 1: $m_{c1} = m_{c2} = 0,5$, $\sigma_{c1} = \sigma_{c2} = \sigma_{s1} = \sigma_{s2} = 0,2$.

График 2: $m_{c1} = m_{c2} = 0,5$, $\sigma_{c1} = \sigma_{c2} = \sigma_{s1} = \sigma_{s2} = 0,5$.

График 3: $m_{c1} = m_{c2} = 1$, $\sigma_{c1} = \sigma_{c2} = \sigma_{s1} = \sigma_{s2} = 0,2$.

График 4: $m_{c1} = m_{c2} = 2$, $\sigma_{c1} = \sigma_{c2} = \sigma_{s1} = \sigma_{s2} = 0,2$.

Графики на рис. 5.2.5 соответствуют неравным среднеквадратическим отклонениям в ветвях. На всех графиках $m_{s1} = m_{s2} = 0$. Другие параметры:

График 1: $m_{c1} = m_{c2} = 1$, $\sigma_{c1} = \sigma_{s1} = 0,5$, $\sigma_{c2} = \sigma_{s2} = 0$.

График 2: $m_{c1} = m_{c2} = 1$, $\sigma_{c1} = \sigma_{c2} = 0,5$, $\sigma_{s1} = \sigma_{s2} = 0$.

График 3: $m_{c1} = 1$, $m_{c2} = -1$, $\sigma_{c1} = \sigma_{c2} = 0,5$, $\sigma_{s1} = \sigma_{s2} = 0$.

По оси ординат отложена в градусах разница между истинным углом между помеховыми составляющими и его оценкой, т.е. ошибка оценивания. По оси ординат отложена длина выборки, использованная для оценивания. Непрерывные процессы изменения уровня входных сигналов заменялись их отсчетами. Отсчеты полагались независимыми. Этот факт позволяет «безразмерное» время, использованное при моделировании, соотнести с реальным временем, приравнивая безразмерный дискрет по оси времени приведенных графиков к интервалу времени между соседними значениями уровня сигнала на реальных трассах, которые могут считаться независимыми. Таким образом, могут быть определены границы применимости метода в конкретных условиях.

Из графиков можно сделать вывод, что время подстройки очень сильно зависит от соотношения мощностей полезных и помеховых компонентов. Если мощность помехи меньше, чем мощность полезного сигнала, то процесс подстройки достаточно длителен. Если мощность помехи выше мощности полезного сигнала, то процесс подстройки завершается достаточно быстро. Скорость подстройки заметно зависит от вида распределения помехи. Неравенство параметров четырехпараметрического закона распределения полезных компонентов, относимых к разным осям координат, не оказывает определяющего воздействия на скорость подстройки. Большая глубина замираний амплитуды полезного сигнала при малой регулярной составляющей и, наоборот, большая регулярная составляющая при малой глубине замираний соответствуют достаточно большой скорости подстройки. В то же время, когда и регулярная составляющая, и глубина замираний достигают заметного уровня, скорость подстройки значительно снижается.

Вышеприведенные рассуждения предполагали стационарность случайных процессов колебания величины ортогональных компонентов сигналов, а также постоянства по времени амплитудно-фазовых различий помеховых составляющих в ветвях разнесения. (Это предполагает, что источник помех неподвижен). На реальных трассах случайный процесс изменения уровня сигналов – это нестационарный процесс, т.е. изменение параметров быстрых замираний определяется скоростью медленных замираний.

Графики позволяют определить, сколько времени в различных условиях займет определение с необходимой точностью параметров для подавления помех. Подавление помех будет в этих условиях эффективным только в том случае, если изменение параметров за счет медленных замираний в течение этого времени не превысит точности измерения.

Возможны и другие варианты использования метода моментов. Например, если разнесенных сигналов не два, а три, то становится

необязательным равенство уровней помеховых компонентов в ветвях разнесения. Пусть η – общая часть всех трех помеховых процессов, а величины $\dot{\eta}_1, \dot{\eta}_2, \dot{\eta}_3$ характеризуют амплитудно-фазовые различия помеховых составляющих различных ветвей. Для компенсации помех необходимо определить их взаимное соотношение (с учетом, что эти величины – комплексные).

Для удобства преобразуем выражения для параметров следующим образом. Обозначим $\theta_{12,C} = \text{Re}\{\dot{\eta}_1\dot{\eta}_2^*\}$, $\theta_{12,S} = \text{Re}\{\dot{\eta}_1\tilde{\eta}_2^*\} = \text{Im}\{\dot{\eta}_1\dot{\eta}_2^*\}$. Объединяя в комплексной форме, $\dot{\theta}_{12} = \dot{\theta}_{12,C} + i\dot{\theta}_{12,S} = \dot{\eta}_1\dot{\eta}_2^*$. Аналогичным образом, $\dot{\theta}_{13} = \dot{\eta}_1\dot{\eta}_3^*$, $\dot{\theta}_{23} = \dot{\eta}_2\dot{\eta}_3^*$

Для формирования оценок используются напряжения

$$\begin{aligned}\dot{i}_{12} &= \langle \dot{Z}_1 \dot{Z}_2^* \rangle, \\ \dot{i}_{13} &= \langle \dot{Z}_1 \dot{Z}_3^* \rangle, \\ \dot{i}_{23} &= \langle \dot{Z}_2 \dot{Z}_3^* \rangle.\end{aligned}$$

Далее, после проведения вышеописанной обработки (т.е. извлечения кубического корня из третьего центрального выборочного момента их распределений) получают следующие оценки:

$$\begin{aligned}\hat{\theta}_{12} &= M_3\{\eta^2\}\dot{\eta}_1\dot{\eta}_2^*, \\ \hat{\theta}_{13} &= M_3\{\eta^2\}\dot{\eta}_1\dot{\eta}_3^*, \\ \hat{\theta}_{23} &= M_3\{\eta^2\}\dot{\eta}_2\dot{\eta}_3^*.\end{aligned}$$

Отсюда несложно определить необходимые для взаимной компенсации помех соотношения. Величина $M_3\{\eta^2\}$, оставшаяся неизвестной, при вычислении требуемых параметров не используется.

$$\begin{aligned}\dot{\eta}_1/\dot{\eta}_2 &= \hat{\theta}_{13}/\hat{\theta}_{23}, \\ \dot{\eta}_1/\dot{\eta}_3 &= \hat{\theta}_{12}/\hat{\theta}_{23}^*, \\ \dot{\eta}_3/\dot{\eta}_2 &= \hat{\theta}_{13}^*/\hat{\theta}_{12}^*.\end{aligned}$$

Относительный фазовый сдвиг между помеховыми составляющими различных ветвей определяется положением источника помехи. Если источник неподвижен и расположен в пределах прямой радиовидимости, то АФС помеховых компонент будут постоянны. Если же источник помех

перемещается в пространстве, то скорость изменения АФС помех зависит от скорости перемещения источника. В частности, если источник помех расположен на расстоянии нескольких километров от приемника, то чтобы скорость изменения АФС помех стала соизмерима с быстрыми замираниями, источник должен перемещаться со скоростью, соизмеримой со скоростью звука. Вряд ли такие ситуации могут встречаться часто.

Скорости изменения компонент полезного сигнала и помехи могут стать соизмеримыми, если помеха приходит к приемнику также через многолучевой канал с флуктуирующими переотражательными свойствами. Однако при этом мощность источника помехи должна быть соизмеримой или превышать мощность передатчика полезного сигнала. Кроме того, в некоторых случаях (например, при тропосферной связи) и антенны источника помехи должны быть ориентированы соответствующим образом.

В некоторых условиях помеховой обстановки возможно применение методов разделения помехи и сигнала, более инвариантных к параметрам ППО, чем ранее рассмотренные, что увеличивает эффективность устранения влияния внешних помех в условиях априорной неопределенности ППО. Это также дает возможность повысить универсальность аппаратуры. Метод основывается на энтропийных свойствах распределений сигналов и помех.

Условиями применимости метода выступают следующие:

1. 1. Мгновенные реализации полезного информационного сигнала и помехи независимы в совпадающие моменты времени.

2. 2. Интервал локальной стационарности параметров помех и сигналов достаточен для оценки их распределений с требуемой точностью.

Сущность метода базируется на известном из статистической радиотехники факте, что при ограниченной средней мощности некоторого сигнала (процесса Z) максимальная энтропия плотности распределения этого сигнала будет наблюдаться в случае, когда процесс Z распределен по гауссовскому закону. Любые другие функции распределения имеют меньшую энтропию. Чем ближе распределение процесса Z к гауссовскому, тем выше его энтропия при фиксированной средней мощности. Кроме того, известно, что при сложении двух независимых случайных процессов с негауссовыми распределениями, распределение их суммы в определенной степени нормируется, т.е. становится ближе к гауссовскому. При этом и энтропия суммарного распределения при фиксированной средней мощности увеличивается.

Рассмотрим некоторый процесс, представляющий собой сумму независимых процессов X и Y , $Z=X+Y$ (Первоначально не будем уточнять, который из этих двух процессов – полезный сигнал, а который – помеха). Наложим условие сохранения постоянной средней мощности (Пусть $\overline{Z^2} = 1$)

Рассмотрим несколько ситуаций. В первой ситуации пусть ни один из процессов X и Y не имеет гауссова распределения. Также пусть их средние мощности соотносятся следующим образом:

$$\bar{Y}^2 = a, \quad \bar{X}^2 = 1 - a,$$

где a – некоторый весовой коэффициент. Тогда в общем случае зависимость энтропии $H_Z(a)$ процесса Z от коэффициента a будет иметь вид, представленный на рис. 7.

При значении $a=0$ (т.е. $Z=X$, в процессе Z отсутствуют составляющие процесса Y) энтропия $H_z=H_x$ (при этом $\bar{X}^2=1$).

При значении $a=1$ ($Z=Y$, составляющие процесса X в процессе Z отсутствуют) энтропия $H_z=H_y$ ($\bar{Y}^2=1$).

При значениях $0 < a < 1$ энтропия H будет принимать значения, в соответствии с кривой на рис. 5.6.1. Эта кривая – выпуклая, что отражает факт, что при сложении двух негауссово распределенных величин их суммарное распределение сдвигается к гауссовому, (становиться «более гауссово»), обладающему большей энтропией при той же мощности.

Другая ситуация, которой соответствует кривая на рис.8. имеет место, когда один из процессов (пусть процесс X) имеет гауссово распределение, а другой процесс имеет распределение другого вида. В этом случае максимум функции $H_z(a)$, который раньше наблюдался в какой-то точке внутри интервала $0 < a < 1$, теперь смещен в точку $a=0$.

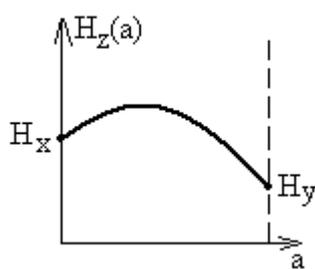


Рис.7

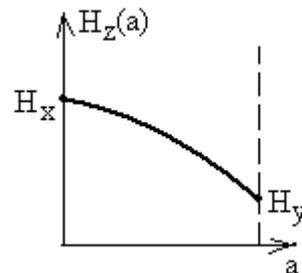


Рис.8

Наконец, третья возможная ситуация наблюдается, когда и процесс X , и процесс Y имеют гауссово распределение. При этом график $H_z(a)$ представляет собой прямую, параллельную горизонтальной оси. Однако этот случай в дальнейшем рассматриваться не будет, т.к. он соответствует маловероятной ситуации специального выбора вида информационного сигнала и одновременно с этим воздействия на него помехи из одного отдельного класса.

Свойства энтропии, наблюдающиеся в первых двух ситуациях, составляют основу метода разделения полезного сигнала и помехи. Он заключается в следующем.

Минимум функции $H_z(a)$ всегда соответствует одному из двух возможных случаев – либо случаю, когда $a=0$, $Z=X$, либо случаю, когда $a=1$, $Z=Y$. Поэтому, если будет соблюдаться постоянство средней мощности суммы сигнала и помехи, и одновременно путем регулировки весовых коэффициентов обеспечивается минимум энтропии их суммарного распределения, то по

достижении этого минимума, в суммарном сигнале будет содержаться либо только помеха, либо только полезный сигнал.

Для проведения дальнейшей классификации и выбора необходимо иметь и полезный сигнал, и помеху. Поэтому, независимо от того, какой из этих двух процессов получен в результате минимизации суммарной энтропии, необходимо получить и другой процесс. Это возможно проделать, например, с помощью двух корреляционных компенсаторов (КК), помещаемых в обе ветви разнесения. В этих компенсаторах в качестве опорного используется сигнал, полученный в результате минимизации энтропии (например X). В этом случае на выходах обоих КК получается другая составляющая (т.е. Y). Составляющие с выходов КК складываются, формируя общий сигнал Y , который в дальнейшем используется при классификации.

В укрупненном виде структура устройства приведена на рис.9. На входы 1 и 2 поступают сигналы с пространственно-разнесенных антенн. Каждая из них содержит полезную и помеховую составляющих. Один из сигналов подвергается амплитудно-фазовой подстройке путем разложения на ортогональные составляющие в фазовращателе (ФВ) на 90° и регулировке их уровней в регулируемых усилителях $РУс1$ и $РУс2$.

Измерение энтропии при условии постоянства средней мощности сигнала производится в блоке H , который с помощью соответствующего устройства управления (УУ) управляет подстройкой $РУс1$ и $РУс2$.

После окончания процесса настройки на выходе сумматора $\Sigma1$ выделен один из суммарных сигналов. Он используется в качестве опорного в корреляционных компенсаторах $КК1$ и $КК2$. С их помощью из входных разнесенных сигналов удаляются компоненты выделенного сигнала. Оставшиеся компоненты другого сигнала далее комбинируются одним из методов в сумматоре $\Sigma2$. Т.е. на классификатор (Кл) отдельно поступают полезный сигнал и помеха. В его функции входит определение того, который из сигналов – полезный, и подключение его на выход устройства.

Методы регулировки УУ для достижения минимума энтропии могут быть различными. Один из них – пошаговый. В этом случае управление комплексом с двумя степенями свободы (каковым является система $\Sigma1$ – $РУс1$ – $РУс2$ –ФВ) производится параллельно и независимо по каждой степени свободы. Коэффициенты передачи каждого $РУс$ по отдельности меняются с определенным дискретом. Полученное значение энтропии после каждого шага сравнивается со значением до этого шага. Знак разности двух значений энтропии указывает на правильность направления этого шага. Величина дискрета изменения коэффициентов усиления каждого $РУс$ меняется в зависимости от разницы измеренных значений энтропии на предыдущем шаге, уменьшаясь по мере приближения к минимуму.

Эффективность метода можно увеличить, если напряжение, управляющее величиной коэффициента усиления каждого $РУс$, представляет собой сумму некоторого постоянного уровня и периодического сигнала (в качестве которых рассматривались меандр и синусоида). В этом случае и величина энтропии H будет, наряду с некоторым постоянным уровнем, иметь переменную

составляющую, изменяющуюся синхронно с периодической частью управляющего напряжения. Далее выделяются обе переменные составляющие и сравниваются их фазы. Их синхрофазность или противофазность указывает на необходимое направления измерения постоянной части управляющего напряжения. Независимость регулировки каждого РУс обеспечивается, если периодически компоненты обоих управляющих сигналов будут взаимно некоррелированы.

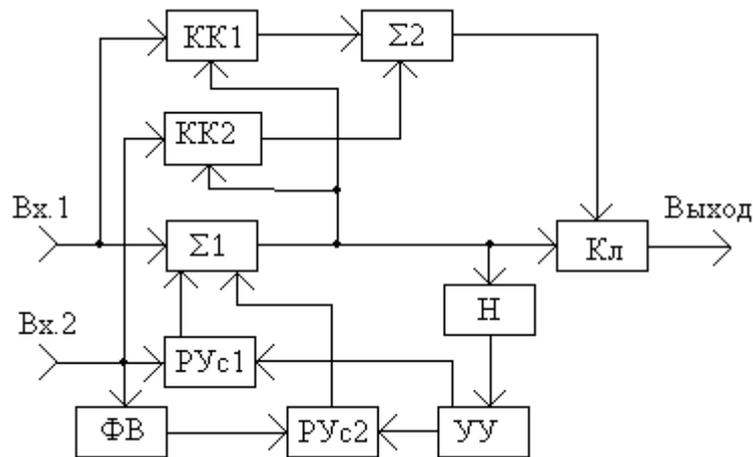


Рис.9.

От выбора значений частот f_1 и f_2 периодических компонентов зависит время подстройки. Для регулировки двух степеней свободы необходимо исследовать $2^2=4$ сочетаний уровней управляющих напряжений (образуемых двумя уровнями меандров в каждом из этих напряжений).

Минимальный интервал времени T_{min} , приходящийся на одно сочетание среди всех четырех сочетаний будет равен:

$$T_{min} = \frac{1}{2} \max \left\{ \frac{1}{f_1}; \frac{1}{f_2}; \left| \frac{1}{f_1 - f_2} \right| \right\}.$$

Поскольку нет причин особо выделять какое-либо из сочетаний, то на каждое из них следует отвести одинаковый интервал времени. Этому требованию соответствует случай, когда одна из частот вдвое больше другой (пусть $f_2=2f_1$). При этом $T_{min}=2/f_1$. Если значения частот будут слишком малыми, это затян timer процесс настройки, в результате чего ее продолжительность может оказаться дольше интервала локальной стационарности процессов X и Y . Поэтому следует выбирать T_{min} не больше, чем $T_{изм}$, где $T_{изм}$ – время измерения энтропии с точностью, требуемой для определения направления перестройки. (В принципе T_{min} может быть выбрано значительно меньше $T_{изм}$, однако это значительно расширит полосу спектра управляющих напряжений из-за случайной

составляющей, что усложнит практическую регуляцию цепей управления). Использование меандра в качестве периодической части управляющих напряжений позволяет более точно измерять значения H (т.к. суммарная величина управляющего напряжения в течение полупериода меандра остается постоянной). Однако более богатый спектр меандра может затруднить фильтрацию в цепях управления. При использовании синусоидального управляющего напряжения фильтрация упрощается, однако снижается точность вычисления энтропии. По мере приближения к минимуму, величина переменной компоненты управляющего напряжения автоматически уменьшается.

Другой возможный метод с параллельным управлением может быть реализован увеличением количества РУс, и использованием нескольких блоков $\Sigma 1$ и блоков H . При этом на каждый из комплектов подается свой набор регулируемых управляющих напряжений, различающихся на некоторый дискрет. Блоки H одновременно вычисляют несколько значений энтропии. В результате сравнения этих значений принимается значение о необходимом направлении регулировки управляющего напряжения каждого РУс. Метод свободен от возможных остаточных периодических компонент, однако требует большого количества оборудования.

Измерение энтропии производится в соответствии с классической формулой ее вычисления:

$$H_Z = \int_{-\infty}^{\infty} w(z) \log_2 w(z) dx \approx \sum_{i=1}^K p_i \log_2 p_i, \quad (5)$$

где p_i – вероятность попадания значений процесса Z в некоторый интервал номера i ; K – количество интервалов разбиения значений Z .

Измерение энтропии может производиться итеративной процедурой с использованием рекуррентной формулы. Действительно при вычислении по формуле (5.) за вероятность p_i попадания значений процесса в i -тый интервал анализа принимается количество n_i попавших туда значений, деленное на общее число отсчетов N , т.е. $H_1 = \sum_{i=1}^K \frac{n_i}{N} \log_2 \frac{n_i}{N}$.

Тогда с приходом следующего $N+1$ отсчета его значение попадет в один из интервалов (пусть номера j). При этом ранее зафиксированное в этом интервале количество попаданий n_j увеличится на единицу. Получившееся при этом значение энтропии станет равным:

$$H_2 = \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^K \frac{n_i}{N+1} \log_2 \frac{n_i}{N+1} + \frac{n_j}{N+1} \log_2 \frac{n_j}{N+1}. \quad (6)$$

Найдем связь между H_2 и H_1 . Преобразуем (5.6.1) к виду:

$$\begin{aligned}
H_1 &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^K n_i (\log_2 n_i - \log_2 N) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^K n_i \log_2 n_i - \frac{\log_2 N}{N} \sum_{i=1}^K n_i = \\
&= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^K n_i \log_2 n_i - \log_2 N
\end{aligned}$$

Формулу (6) также можно преобразовать следующим образом:

$$\begin{aligned}
H_2 &= \sum_{i=1}^K \frac{n_i}{N+1} \log_2 \frac{n_i}{N+1} - \frac{n_j}{N+1} \log_2 \frac{n_j}{N+1} + \frac{n_j+1}{N+1} \log_2 \frac{n_j+1}{N+1} = \\
&= \frac{N}{N+1} H_1 + \frac{1}{N+1} \left[\log_2 \frac{(n_j+1)^{n_j+1}}{n_j^{n_j}} - \log_2 \frac{(N+1)^{N+1}}{N^N} \right]
\end{aligned}$$

Формула может также быть преобразована к несколько другому виду:

$$H_2 = \frac{N}{N+1} H_1 + \frac{1}{N+1} \left[\log_2 \left(1 + \frac{1}{n_j} \right)^{n_j} - \log_2 \left(1 + \frac{1}{N} \right)^N + \log_2 \frac{n_j+1}{N+1} \right].$$

В обоих случаях она представляет собой рекуррентное соотношение вида $H_{N+1} = \alpha_N H_N + \beta_N$, где коэффициенты α_N и β_N определяются формулами:

$$\begin{cases}
\alpha_N = \frac{N}{N+1}, \\
\beta_N = \frac{1}{N+1} \left[\log_2 \frac{(n_j+1)^{n_j+1}}{n_j^{n_j}} - \log_2 \frac{(N+1)^{N+1}}{N^N} \right] = \\
= \frac{1}{N+1} \left[\log_2 \left(1 + \frac{1}{n_j} \right)^{n_j} - \log_2 \left(1 + \frac{1}{N} \right)^N + \log_2 \frac{n_j+1}{N+1} \right].
\end{cases}$$

Поскольку нам важны относительные изменения энтропии, то при вычислениях можно наложить условие $H_0=0$.

При достаточно больших n_j и N компоненты $\left(1 + \frac{1}{n_j} \right)^{n_j} \rightarrow e$ и

$$\left(1 + \frac{1}{N} \right)^N \rightarrow e.$$

С ростом K точность вычисления H_Z , естественно, растет, однако при этом затягивается время вычисления. Общую область значений измеряемого процесса Z предположить проще, т.к. все измерения производятся при нормированной (заранее известной) средней мощности суммы X и Y . Таким образом, в конечном счете точность измерения H определится с интервалом локальной стационарности $T_{лс}$ процессов X и Y , в течение которого необходимо измерить все p_i с точностью, необходимой для подстройки РУС, т.е. соотношением этого интервала с величиной $1/P_{c,x,y}$, где $P_{c,x,y}$ – полосы спектров процессов X и Y .

Заключение. В процессе изучения материала лекции студент знакомится с возможностями использования борьбы с помехами в случае ограниченной априорной информации о параметрах помеховой обстановки. Изучаются возможные варианты ограниченной информации и методы их использования, а также достижимые результаты.

Полученные в данном разделе знания знакомят студента с возможностями подавления помех, когда достаточный объем знаний об их параметрах отсутствует или не может быть своевременно получен.

11. Методы использования избыточности по уровню в телекоммуникационных системах с кодированием сигналов. Перспективы развития методов борьбы с помехами в системах передачи информации.

Присутствие замираний уровня сигнала заставляет предусматривать запас по уровню мощности при передаче таким образом, чтобы и при падении уровня в моменты замирания помехоустойчивость (вероятность ошибки) не ухудшалась ниже требований к качеству передачи информации для этой системы связи. При этом в отсутствии замираний уровень принимаемого сигнала достаточно велик, и текущая помехоустойчивость значительно выше необходимой по техническим требованиям. Естественно, улучшение показателей по сравнению с требуемыми является позитивным фактом, однако сопровождается значительным повышением затрат различного рода (технических, экономических и др.), избежать которые не представляется возможности. Таким образом, большую часть времени имеет место значительная избыточность по уровню, которая может быть использована для улучшения показателей системы связи.

Рассмотрим подход, позволяющий увеличить эффективность кодирования с использованием особенностей работы в условиях глубоких замираний. Любые методы кодирования предполагают наличие и использование избыточности (в основном временной). Кроме того, для избежания группирования ошибок из-за возможного воздействия импульсных помех или глубоких замираний при передаче применяют перемежение символов, разносящее ранее шедшие подряд символы на различное расстояние. Воздействие помехи или замирания поражает некоторое

число подряд идущих символов, причем это число может оказаться больше восстанавливающей способности применяемого кода.

На приемной стороне производится обратная операция (деперемежение). В результате поврежденные символы разносятся по времени на определенные интервалы, группы ошибок рассредоточиваются, позволяя использовать кодирование. Глубина перемежения (количество охватываемых символов) также определяет временную задержку при передаче информации. Относительно небольшая глубина перемежения неэффективна при воздействии глубоких замираний, типичных для многих трасс. При длительности замираний порядка долей секунды в современных высокоскоростных системах связи при блочном кодировании поврежденными окажутся тысячи подряд идущих блоков. Однако ограничением применения глубокого перемежения является не большой необходимый объем памяти (т.к. современная цифровая элементная база позволяет осуществлять весьма глубокое перемежение с использованием компонентов быстродействующей памяти), а возникающая при этом довольно большая задержка передаваемого сигнала. Если же в системе связи допустимы временные задержки, соизмеримые с квазипериодом замираний, открываются возможности повышения эффективности кодирования. В случае применения перемежения для борьбы с импульсными помехами, длительность которых, как правило, невелика, это ограничение снимается, т.к. в этом случае задержкой сигнала можно пренебречь.

Рассмотрим работу в условиях замираний. Пусть T_3 , T_{II} и T_B – соответственно длительность квазипериода замираний, длительность временного интервала, охватываемого перемежением, и длительность блока данных при блочном кодировании, при этом $T_B \ll T_3 < T_{II}$. Перемежением охватывается $N_{II} = T_{II} / T_B$ блоков. Мощность тепловых шумов на входе приемника, как правило, известна, поэтому каждому значению уровня входного сигнала может быть поставлена в соответствие своя вероятность ошибки. Эта зависимость определяется видом модуляции и техническими характеристиками приемника, и может быть вычислена или измерена заранее. При уменьшении входного сигнала в подряд идущих символах, как иллюстрируется рисунком 1, вероятность ошибки возрастает («плохие» символы), при его увеличении – падает («хорошие» символы).

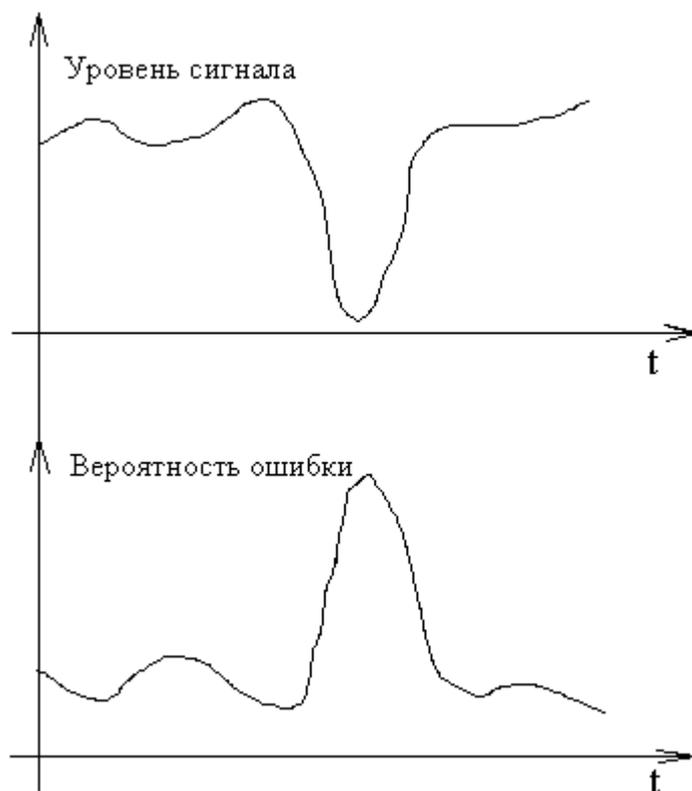


Рис.1.

После дегермежевания осуществляется обратная перестановка принимаемых символов на большом временном интервале, в результате чего «плохие» символы случайным образом распределяются по большому числу блоков (условно на рис. 2 выделены оттенком).

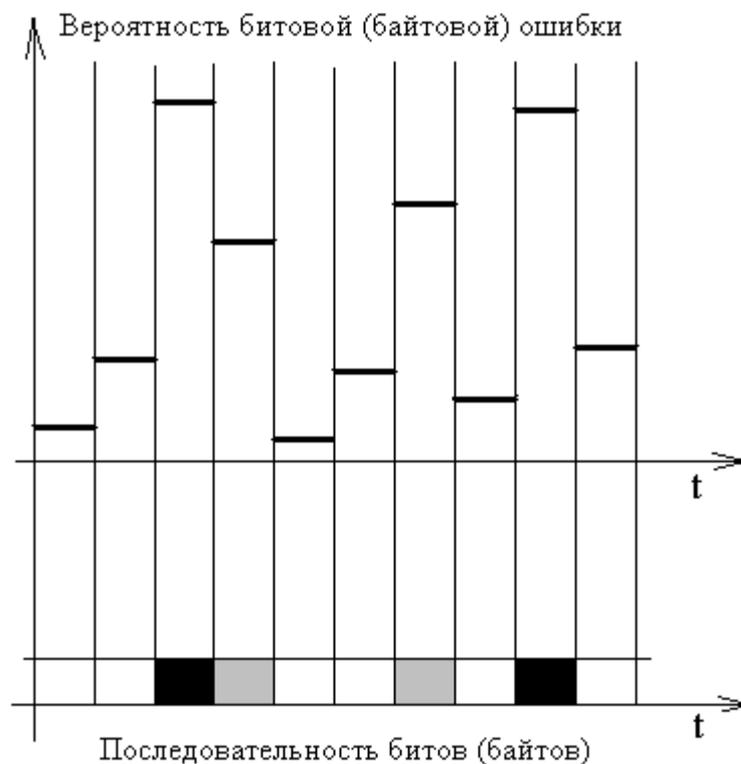


Рис.2.

Возможность модификации методов кодирования заключается в том, что при приеме каждого символа одновременно измеряется и запоминается имевший при этом место уровень входного сигнала (или вероятность ошибки, соответствующая этому уровню). При деперемежении входных символов также одновременно подвергается такому же деперемежению и информация о «качестве» каждого из них. Поэтому, когда из символов после деперемежения формируется блок для последующего декодирования, одновременно формируется параллельный ему второй блок, содержащий информацию о «качестве» каждого из символов первого блока.

Приобретение новой дополнительной информации, как правило, всегда можно использовать для повышения качества связи. Также и здесь, появление подобного параллельного второго блока предоставляет возможности как для новых методов декодирования, так и для модернизации имеющихся.

В качестве иллюстрации можно рассмотреть следующий пример. Во многих методах кодирования, когда в блоке из n символов содержится b избыточных, имеется возможность исправить $t=b/2$ ошибочных символов, если их положение в блоке неизвестно, причем предполагается, что вероятность ошибки всех символов одинакова. Если же положение ошибочных символов известно, то можно исправить b символов. Такая постановка задачи соответствует в отношении каждого символа блока некоторой крайней бинарной ситуации: «известно, что в данном символе ошибка есть (вероятность ошибки равна единице) - известно, что в данном символе ошибки нет (вероятность ошибки равна нулю)».

В описываемом методе вероятности ошибки всех символов различны и известны, поэтому ситуация более гибкая. При этом могут быть два пути использования подобной информации. Первый очевидный путь заключается в том, что отбираются b «наихудших» символов в блоке (т.е. имеющих максимальную вероятность ошибки) и эти символы объявляются ошибочными. На основе этого производится декодирование. Однако при неправильной «сортировке» символов при этом возможно повреждение всего блока.

Применение второго пути определяется вычислительными возможностями приемника. При его осуществлении отбирается некоторое количество q «наихудших» символов. В случае, если символы – двоичные, возможны 2^q вариантов сочетания в них нулей и единиц (m^q вариантов при m -ичных символах). Поскольку одновременно известны и принятое значение каждого символа, и вероятность того, что это значение – правильное, то можно определить и вероятность каждого из всех 2^q сочетаний на основе известных вероятностей выбранных «плохих» q символов. Параллельно производится декодирование для всех вариантов, в результате получается 2^q вариантов декодированного блока, причем вероятность, что каждый конкретный вариант блока правильный – известна. (Естественно, поскольку вероятность определялась на основе только q символов, то она оценивается с погрешностью).

Однако вероятность того, что декодированный блок – правильный, можно отнести к вероятности правильности каждого из символов этого блока. Поэтому для символов в каждой позиции внутри блока мы имеем 2^q источников информации о вероятности того, что он равен нулю или единице. (Или m^q источников о вероятности каждого из его возможных m значений)

Далее для каждой позиции анализируются все варианты символа в этой позиции с учетом вероятности их правильности. Для двоичных символов суммируются вероятности всех единичных вариантов и всех нулевых, и выбирается то из значений, чья суммарная вероятность выше.

Сказанное для передачи бинарных символов иллюстрируется примером на рис. 3. При выборе из $q=3$ «наихудших» символов (наименьших по уровню в блоке, т.е. таких которым соответствует максимальная вероятность ошибки) имеется $2^q=8$ вариантов сочетаний их значений. Каждому из сочетаний после декодирования будет соответствовать свой вариант декодированного блока, причем даже при различии в один символ между двумя какими-либо блоками до декодирования, различия между этими блоками после декодирования могут стать существенно большими (в большом числе символов). Таким образом, после декодирования имеется $2^q=8$ вариантов декодированных блоков (на рисунке приведены их фрагменты). В одной и той же позиции каждого из этих блоков (выделена одна из позиций) двоичный символ с разной вероятностью в разных вариантах принимает одно из двух значений, при этом вероятность, что это значение ошибочно – известна. При анализе принимается решение по наиболее вероятному значению, принятому по всей совокупности вариантов (в данном случае – значение «1», $P_1=0,51$). Для «наихудших» битов меньше разница между вероятностью ошибки и правильного приема, они дают наибольшее различие в вариантах декодируемых блоков.

| Рассматриваемый символ | Вероятность правильного приема |
|------------------------|--------------------------------|
| 0 | 0,063 |
| 1 | 0,1755 |
| 1 | 0,117 |
| 0 | 0,1155 |
| 0 | 0,0945 |
| 0 | 0,143 |
| 0 | 0,077 |
| 1 | 0,2145 |
| "0" - 0,49 | "1" - 0,51 |
| 1 | Решение |

Рис.3.

В случае побайтного декодирования (например, в кодах Рида-Соломона) варианты дадут наиболее вероятное значение байта. Степень улучшения исправляющей способности метода будет исследована в следующем параграфе.

Таким образом, при использовании глубокого перемежения необходимо фиксировать уровень принимаемого сигнала, либо вероятность ошибки, соответствующую принимаемым символам. При деперемежении принятых символов одновременно подвергается деперемежению информационная последовательность о вероятности ошибки каждого символа, тем самым символы приобретают соответствующие «метки качества». Использование информации об относительном уровне вероятности ошибки, соответствующей разным символам кодового блока, позволит улучшить исправляющую способность кодов.

Заключение. Материалы данного раздела знакомят студентов с адаптивным использованием кодирования в системах передачи сигналов по нестационарным каналам. Полученные знания позволяют понять перспективные возможности развития методов подавления помех при комплексном использовании различных подходов к этой проблеме.

Заключение.

Современная обстановка, в которой приходится функционировать радиотехническим системам, усложняется в связи, как и увеличением количества радиоизлучающих средств, так и с обострением социально-политических противоречий. В арсенале практически всех возможных противоборствующих сторон все большую долю по объему и стоимости занимают технические средства радиопротиводействия. Результаты последних конфликтных ситуаций показывают эффективность правильной постановки помех, которые могут оказывать значительное воздействие на результаты действий сторон.

В связи с этим несомненную актуальность приобретает получение студентами знаний в области основных видов помех, их особенностей сравнительной эффективности постановки и сложности создания. Это указывает на то, что рецензируемый учебно-методический комплекс весьма полезен и имеет выраженную практическую направленность.

Студенты приобретают навыки использования теоретических знаний и практических расчетов параметров помеховой обстановки. Оценка потерь от воздействия внешних потерь позволяет выработать стратегию оптимального использования радиотехнических средств, предвидеть возможный ущерб и выработать соответствующие превентивные меры. В процессе изучения материалов учебно-методического комплекса наряду с теоретическими знаниями студенты приобретут соответствующие практические навыки.

Тематика и содержание учебно-методического комплекса актуальны и необходимы работникам различных научно-практических организаций и предприятий, в том числе предприятий ОПК.

Список литературы

1. Защита от радиопомех. Под ред. Максимова М.В.-М.: Связь, 1996.-496с.
2. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение/ пер. с англ. – М.: Изд. дом “Вильямс”, 2003. – 1104с.
3. Немировский, А.С. Борьба с замираниями при передаче аналоговых сигналов. – М.: Радио и связь, 1984. – 208 с.
4. Системы мобильной связи / Под ред. В.П. Ипатова. – М.: Горячая линия – Телеком, 2003. – 272 с.
5. Телекоммуникационные системы и сети. В 3-х т. Т.2. Радиосвязь, радиовещание и телевидение / Под ред. В.П. Шувалова. – Горячая линия– Телеком, 2004. – 672 с.
6. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи / пер. с англ. // Сост. Дональд Р.Ж. Уайт – М.: Сов. радио, 1977, Т. 1 – 348 с.; 1978, Т.2 – 272 с.; 1979, Т. 3 – 464 с.
7. Князев, А.Д. Элементы теории и практики обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. – М.: Радио и связь, 1984. – 336 с.
8. Атражев, М.П. Борьба с радиоэлектронными средствами /М.П. Атражев, В.А. Ильин, Н.П. Марьин. – М.: Воениздат, 1972. – 272 с.
9. ГОСТ 30338-95. Совместимость радиоэлектронных средств электромагнитная. Устройства радиопередающие всех категорий и назначений народнохозяйственного применения. Требования к допустимым отклонениям частоты. Методы измерения и контроля.