

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

О. Р. НИКИТИН П. А. ПОЛУШИН

ПОМЕХИ И БОРЬБА С НИМИ

Учебное пособие



Владимир 2018

УДК 391.8
ББК 32.841
Н62

Рецензенты:

Доктор технических наук, доцент
доцент кафедры инфокоммуникаций и радиофизики
Ярославского государственного университета им. П. Г. Демидова
А. Л. Приоров

Доктор технических наук, доцент
профессор кафедры биомедицинских и электронных
средств и технологий Владимирского государственного университета
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых
В. П. Крылов

Никитин, О. Р.

Помехи и борьба с ними : учеб. пособие / О. Р. Никитин,
Н62 П. А. Полушин ; Владим. гос. ун-т им. А. Г. и Н. Г. Столетовых. –
Владимир : Изд-во ВлГУ, 2018. – 87 с.
ISBN 978-5-9984-0886-1

Пособие способствует освоению студентами материалов, связанных с современной проблемой борьбы с помехами от внешних источников радиоизлучения, а также с возможностью постановки достаточно эффективных радиопомех работающей системе передачи информации. В соответствии с этими задачами в пособии рассмотрены основные виды помех естественного и искусственного происхождения, которые могут снизить эффективность передачи сигналов и быть как внешнего, так и внутрисистемного происхождения. Изложены особенности воздействия различных видов помех. Приведены некоторые принципы применения современных методов борьбы с помехами, такие как использование различных видов системной избыточности, включая методы разнесенного приема сигналов.

Предназначено для студентов вузов, обучающихся по направлению 11.04.01 «Радиотехника».

Рекомендовано для формирования профессиональных компетенций в соответствии с ФГОС ВО.

Ил. 18. Библиогр.: 9 назв.

УДК 391.8
ББК 32.841

ISBN 978-5-9984-0886-1

© Никитин О. Р.,
Полушин П. А., 2018

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.

МОДЕЛИ СИГНАЛОВ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Развитие современных средств передачи информации сопровождается двумя тенденциями ([1-3]). 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 (4-6]). 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 ([5-7]). 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 рисунке 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.

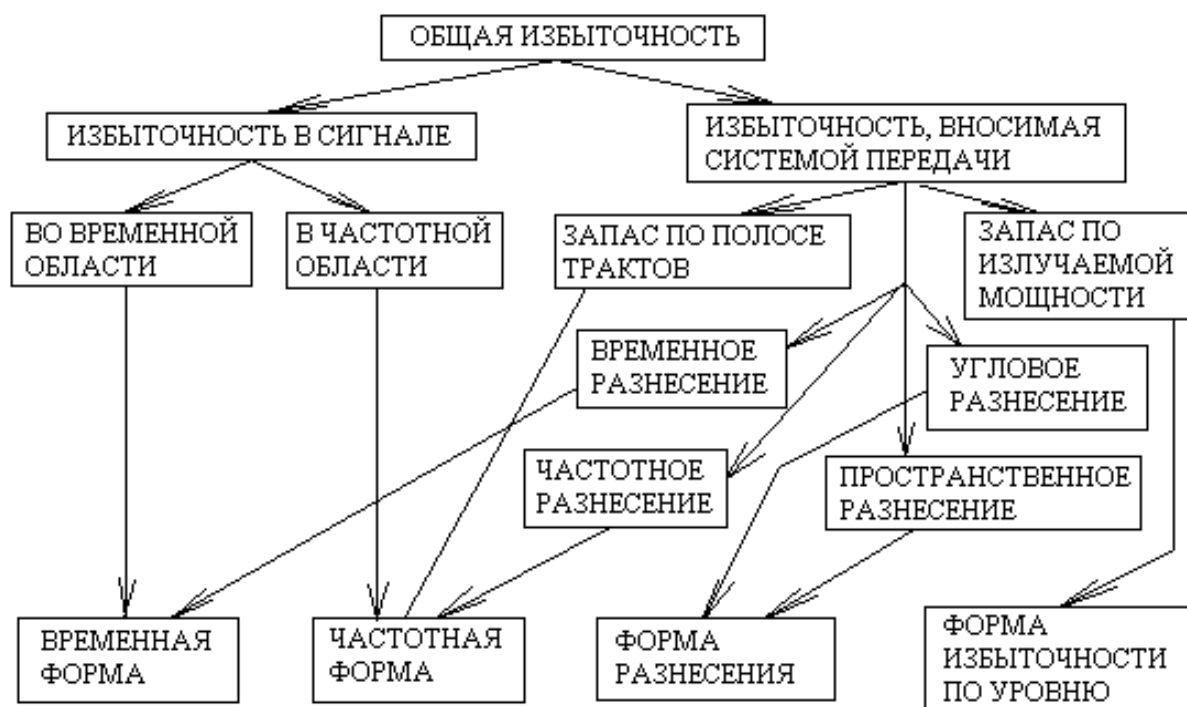


Рис. 1. Классификация видов избыточности

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.

Контрольные вопросы

1. Необходимость веления, разработки и использования различных моделей сигналов.
2. Какие компоненты входят в модели сигналов?
3. Чем определяется сложность моделей сигналов?
4. Чем различаются имитационные и аналитические модели сигналов?
5. Как проверяется адекватность моделей сигналов физическим условиям распространения.
6. В чем сущность параметрической избыточности сигналов.
7. В каких показателях может проявляться избыточность сигналов?
8. Чем ограничивается избыточность сигналов, как ресурса системы передачи?
9. Достоинства и недостатки применения сигналов с различными видами избыточности?

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 ([1, 8, 9]). Рассмотрим отдельно эти группы факторов. Свойства и возможности канала связи, соединяющего источник передаваемой информации и потребителя этой информации, определяют основные качественные показатели телекомму-

никационной 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 аппаратных трактах, учитываться, как правило, не будут. Таким образом, основным фактором аппаратного 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 $R_n = \overline{\vec{n}(t)\vec{n}^T(t)}$, 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 ([3]).

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

$$S_{BX}(t) = S_n(t - t_{cp}) \int_V \mu_i \exp^{j\omega_0 \Delta t_i} dV, \quad (1)$$

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

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

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_S^2 и σ_C^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 Рэля-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 ([2,3]). В частности при $mc=ms=0$, 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 ([3]). 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 простран-

стве $n=2$, 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 разнесе-

ния. 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 приемопередачи ([7-9]). 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 направ-

ления 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 детек-

торах. 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

$$S_{ПП}(t) = F \{ S_{ПЕР}(t), r, \omega, t, \theta \},$$

где $S_{np}(t)$ и $S_{nep}(t)$ – 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 $S_{nep}(t)$ 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 кор-

реляции. 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 Π и общая длительность сообщения T , 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 Π_c при этом значительно больше Π . (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 $V = \Pi_c T_c$, где T_c – 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 $P_C \approx 2\Omega_B(m_{ЧМ} + 1)$, где $m_{ЧМ}$ и Ω_B – соответственно, индекс модуляции и верхняя модулирующая частота, в каждый момент времени основная энергия сосредоточена в узкой полосе «активного» спектра шириной $P_A = 2\Omega_B$. Эта полоса перемещается внутри P_C по закону модуляции (центральная частота полосы P_A совпадает со значением мгновенной частоты). Остальная часть полосы P_C в каждый момент времени свободна от составляющих сигнала

В случае использования систем сигналов общая полоса P_C 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 обоим 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

$$N_{И} = \log_2 \left[\frac{(P_n + P_{CT})}{(P_n + P_{Cmin})} \right]$$

при мощности АБГШ, равной P_n , либо как $N_{И} = \log_2 (P_{CT} / P_{Cmin})$ 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 \mathbf{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 \mathbf{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 $\vec{S}_{\text{ПР}}$, 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 ([2]).

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 ([2-4]).

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 ([1, 8]).

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) (4-9)].

1. Заградительная помеха. Ее общая полоса спектра $\Pi_{\text{п}}$ много шире полосы спектра информационного сигнала $\Pi_{\text{с}}$, $\Pi_{\text{п}} \gg \Pi_{\text{с}}$. 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 $\Pi_{\text{с}}$ 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 $\Pi_{\text{ш}}$ и девиации $f_{\text{д}}$ возможно генерировать помехи с различными свойствами, в частности, при $\Pi_{\text{ш}} \ll f_{\text{д}}$ 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 ме-

сто 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_{II} с комплексными элементами. Значение компонент матрицы помех R_{II} 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_{ll} – 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.

Контрольные вопросы

1. Что такое «сигнально-помеховая обстановка»?
2. Какие модели сигналов используются при описании сигнально-помеховой обстановки?
3. Как типы систем передачи информации влияют на сложность используемых моделей сигналов и их особенности?
4. Какие параметры сигналов испытывают наибольшее воздействие от помех?
5. Влияет ли вид используемой модуляции сигналов на помехоустойчивость передачи информации и каким образом?
6. На какие типовые виды помех обычно участвуют в создании помеховой обстановки?
7. Какое происхождение имеют типовые виды помех?
8. Назвать основные виды естественных помех.
9. Назвать основные факторы, являющиеся причиной появления естественных помех.
10. Назвать основные виды искусственных помех.
11. Назвать основные источники искусственных помех.
12. В чем состоят отличия и в чем проявляется сходство при воздействии естественных и искусственных помех на системы передачи информации?
13. В чем состоит проблема электромагнитной совместимости средств и систем РЭА?

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 ([7-9]).

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 2 и 3. Рисунок 2 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 $x_{\Sigma} = x$, $L_{\Sigma} = L\{x\}$.

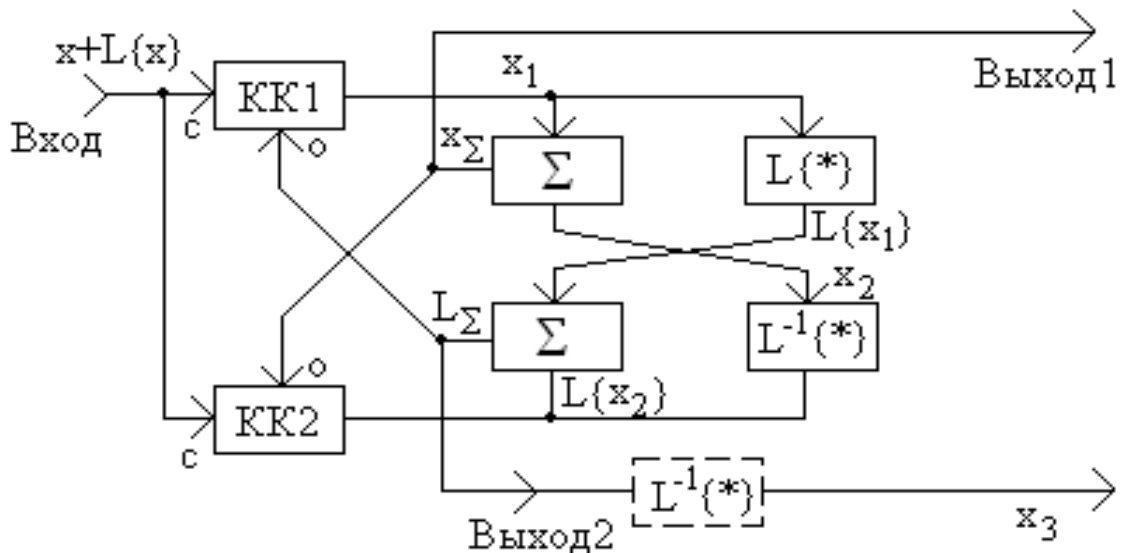


Рис. 2. Вариант обратимой операции

В результате этого получаются два сигнала:

$$x_1 = x + L\{x\} - L_\Sigma = x, \quad L\{x_2\} = x + L\{x\} - x_\Sigma = L\{x\}.$$

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 $\Pi_{\text{п}}$ и центральной частотой $f_{\text{п}}$. Она воздействует на сигнал $y(t)$ и поражает обе компоненты в области спектра около частоты $f_{\text{п}}$ (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 $L\{x_1\}$ 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. 3. 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_2 , 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.

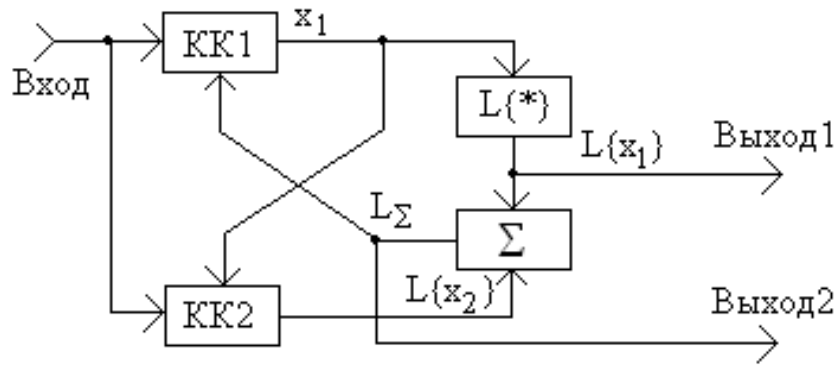


Рис. 3. Вариант необратимой операции

Операция $L\{x\}$ здесь осуществляет одновременно и частотный, и временной сдвиг сигнала. Таким образом, в соответствующих копиях x_1 и x_2 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, поразному пораженных сосредоточенной или импульсной помехами, исключить воздействия 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 рисунке 3 несколько видоизменим (вариант изменений схемы приведен на рис. 4). 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).

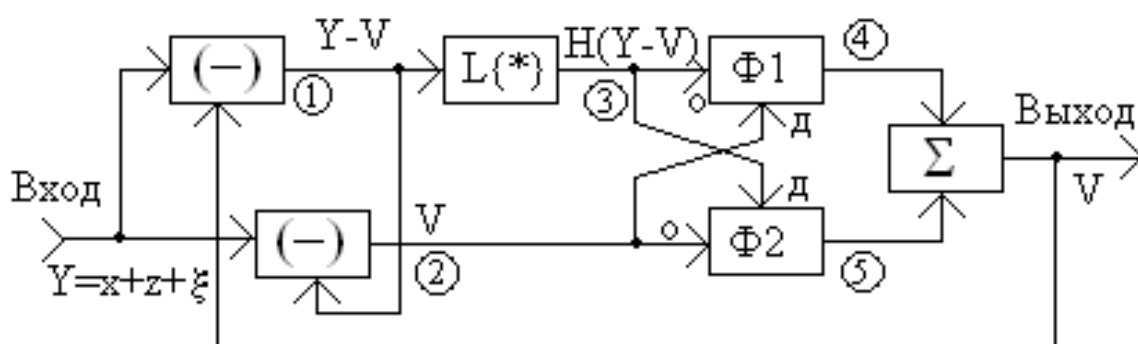


Рис. 4. Схема для анализа стационарного режима

(Пример схемы, осуществляющий подобную замену, приведен на рис. 5, где обозначены соответственно, через ИНВ, РФ и К операции инвертирования, режектирования узкополосной помехи и стробирования сигнала путем переключения коммутатора).

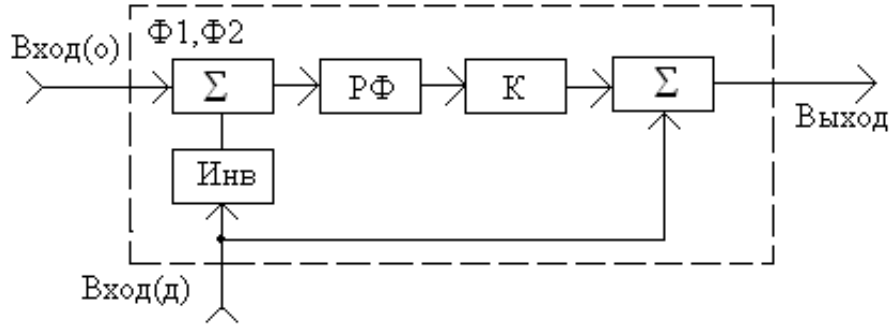


Рис. 5. Схема для замены поврежденных фрагментов спектра

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

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

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:

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

С учетом этого:

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

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 полученное выражение 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:

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

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

Поскольку компоненты x и V с различными индексами некоррелированы, то нетрудно установить взаимное соответствие: $V_0=Lx_0$; $V_1=Lx_2$; $V_2=Lx_2$; $V_3=Lx_3$ 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:

$$G_3=(G_1+G_2)+(G_0+G_1)=G_0+2G_1+G_2.$$

По окончании следующего цикла спектр 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 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. 6 представлены графики поциклового изменения величины первых восьми коэффициентов $a_0 \div a_7$. Цифрами обозначены графики, соответствующие изменениям следующих коэффициентов:

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

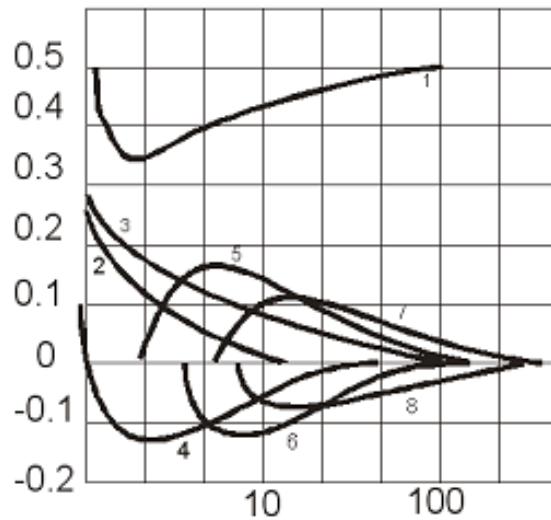


Рис. 6. Графики поциклового изменения коэффициентов

На рис. 7 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 – $N=3$.

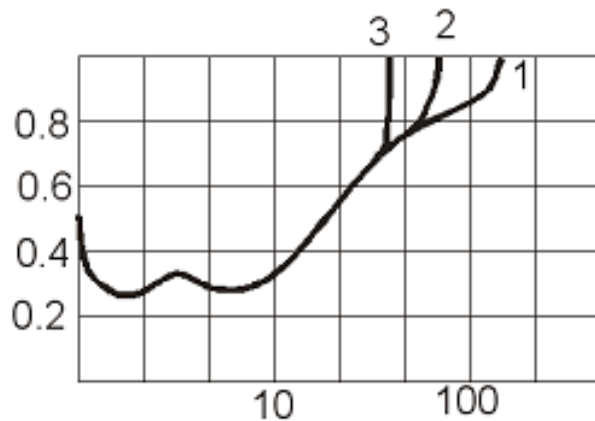


Рис. 7. Относительное поцикловое изменение выделяемой составляющей

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.

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

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 мощности G_1 . Так как в сумматоре обе соответствующие G_1 складываются синфазно, то мощность G_1 возрастает в четыре раза.

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.

Контрольные вопросы

1. В чем различия между «классическим» и частичным частотным разнесением?
2. В чем заключается частичное частотное разнесение и какими параметрами оно может быть охарактеризовано?
3. Какие особенности частичного частотного разнесения могут быть использованы для подавления помеховых воздействий?
4. В отношении каких видов помех эффективно использовать частичное частотное разнесение?
5. Какие требования должны быть наложены на сигналы, передаваемые с помощью частичного частотного разнесения?
6. Почему при реализации частичного частотного разнесения обязательно введение временного сдвига?
7. Чем определяется скорость и время удаления нежелательных сигнальных компонент?

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 Π_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 ([2, 4, 5, 9]).

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 $F_{C1} = F_C \Pi_K / \Pi_C$ 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_{C1} . Поскольку в данном случае длительность блока станет не $T_\epsilon = 1/nF_C$, а $T_{\epsilon1} = 1/nF_{C1}$, $T_{\epsilon1} < T_\epsilon$, то возникающие временные паузы длительностью $T_n = T_\epsilon - T_{\epsilon1}$ 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. 8 представлена укрупненная структурная схема передающей части. В передатчике 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 $F_{C1} = N_D F_C$. Сигналы обеих частот использовались для формирования различных синхроимпульсов в блоке формирователя синхроимпульсов (ФСИ). Он вырабатывал набор синхроимпульсов для следующих целей:

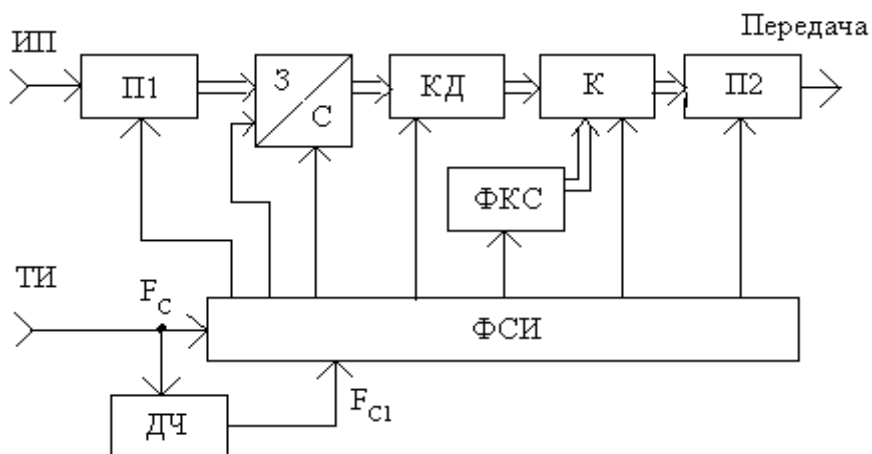


Рис. 8. Укрупненная структура передатчика

- 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:

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

ввиду того, что обычно $P_1 \ll 1$. Здесь $C_i^N = N!/(N - i)!i!$. При превышении 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.

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

Структура приемной части приведена на рисунке 9. 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_{C1} . Из этой последовательности с помощью делителя частоты (ДЧ) формируется тактовая последовательность частоты F_C делением частоты F_{C1} 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_{C1} в последовательность байт частотой $F_{C1}/8$ (в П1);
- для преобразования последовательности байт с частотой $F_{C1}/8$ 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);

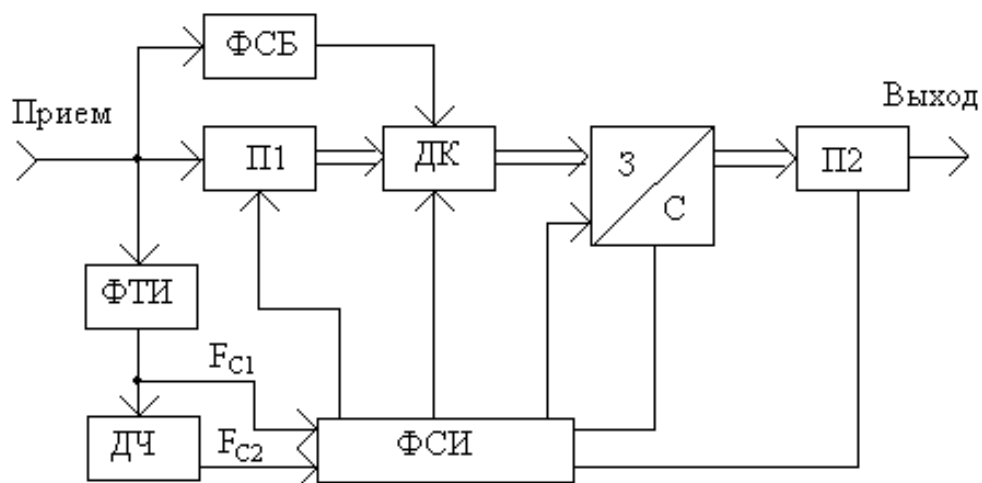


Рис. 9. Укрупненная структура приемника

- 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 символам 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 $T_{\text{БС}} = (n + q) / F_{\text{СИ}}$.

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 δq 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.

Контрольные вопросы

1. Что такое объем сигнала и из каких видов ресурсов он складывается?
2. В чем заключается обмен частотного ресурса на временной и наоборот и как он реализуется?
3. Зачем нужна буферизация данных при использовании изученного метода использования частотной избыточности?
4. Каковы пределы рассмотренного использования метода частотной избыточности?
5. В чем особенности применения синхронизации при обмене ресурса между разными видами избыточности?

ИЗБЫТОЧНОСТЬ В СИСТЕМАХ С РАЗНЕСЕНИЕМ. КВАЗИОПТИМАЛЬНЫЕ МЕТОДЫ ОБЪЕДИНЕНИЯ СИГНАЛОВ

Системы связи с разнесением – это системы с четко выраженной избыточностью ([2, 3, 8]). 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 $\vec{y}(t)$ размерности N . Поскольку в данном разделе рассматривается ситуация независимых в различных ветвях мешающих компонент, то их взаимно корреляционная матрица $R_M = \overline{\vec{y}\vec{y}^T}$ 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 $\sigma_{M_i}^2$, 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, оптималь-

ные весовые коэффициенты (ВК) при додетекторном сложении, обеспечивающие максимум отношения «сигнал/помеха», описываются вектором $\vec{a} = R_M^{-1} \vec{A}^*$, (значком «*» обозначена операция комплексного сопряжения); i -й весовой коэффициент равен $a_i = A_i^* / \sigma_{Mi}^2$, \vec{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

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

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 $S_\Sigma(t) = \vec{S}_i^T(t) R_M^{-1} \vec{A} = (\vec{A}^T R_M^{-1} \vec{A}) S_0(t)$.

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

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

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

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 $\sigma_{Mi}^2 + \delta_i$, где δ_i – ошибка измерения, то сигналы станут складываться с весовыми коэффициентами

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

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. 10). 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. 10. Сравнительная помехоустойчивость методов разнесения

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 автовывборе $X_{\Sigma} = \max\{X_1, X_2\}$, 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. 11).

При этом в однопольных 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: $\Delta\varphi = \arg\{S_{оп}(t) - S_i(t)\}$, 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.

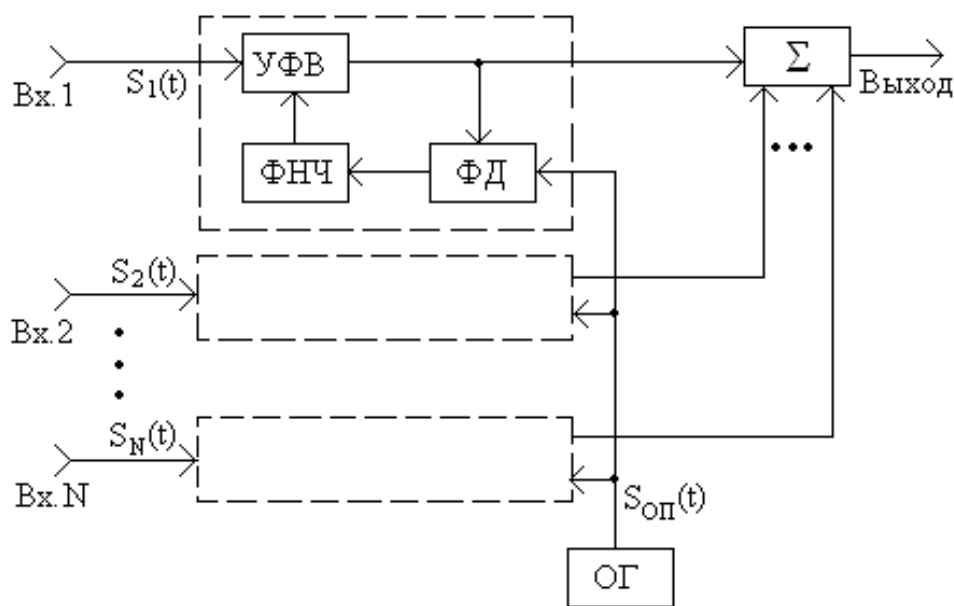


Рис. 11. Фазирование разнесенных сигналов

В схеме на рис. 12 для создания опорного сигнала используется выходной информационный сигнал. Пусть он равен $S_{вых}(t) = A_b(t)\cos[\omega_0 t + \varphi_b(t) + \varphi_0]$, где в изменениях амплитуды $A_b(t)$ и фазы $\varphi_b(t)$

заклучена 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 одготипных 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 $S_{ic}(t) + S_{is}(t) = a_{ic} K_i A_b \cos[\omega_0 t + \varphi_b(t) + \varphi_i] + a_{is} K_i A_b \sin[\omega_0 t + \varphi_b(t) + \varphi_i] = A_b K_i^2 \cos[\omega_0 t + \varphi_b(t) + \varphi_0]$.

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.

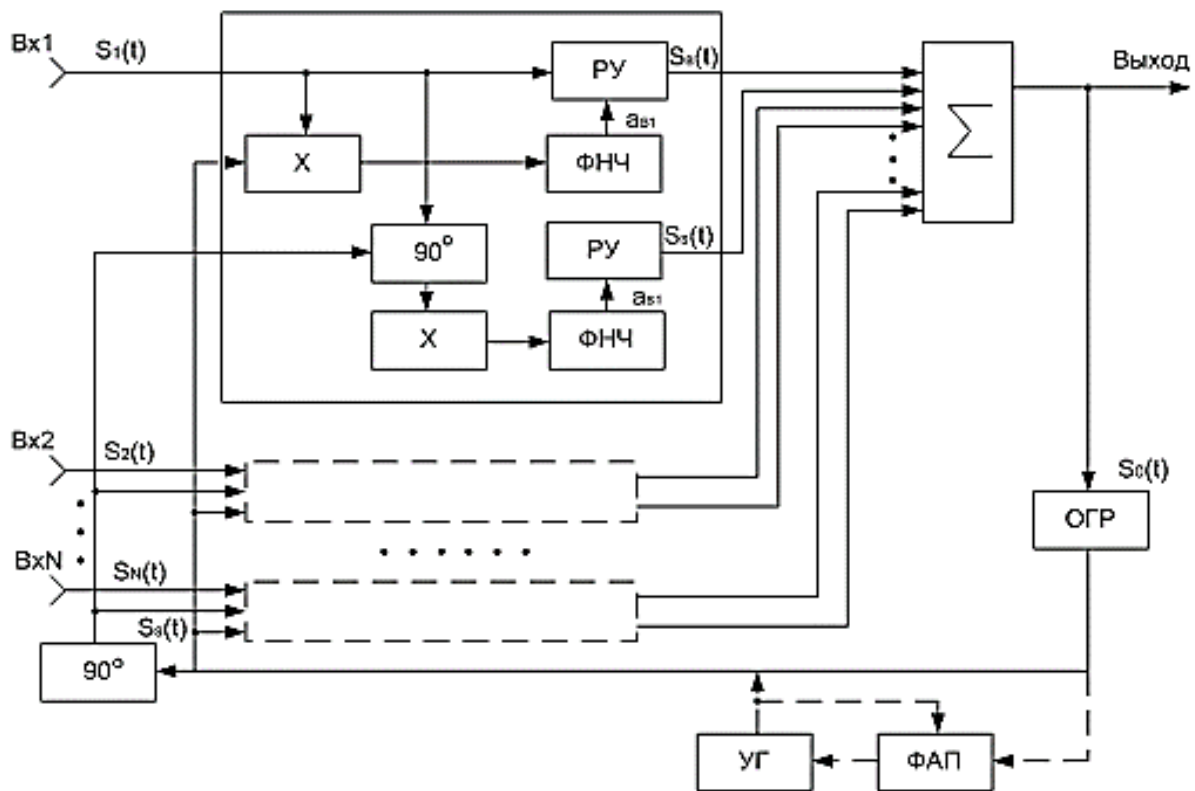


Рис. 12. Фазирование на основе выходного информационного сигнала

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 рисунке 13, диаграмма, описывающая свойства этой схемы приведена на рисунке 14.

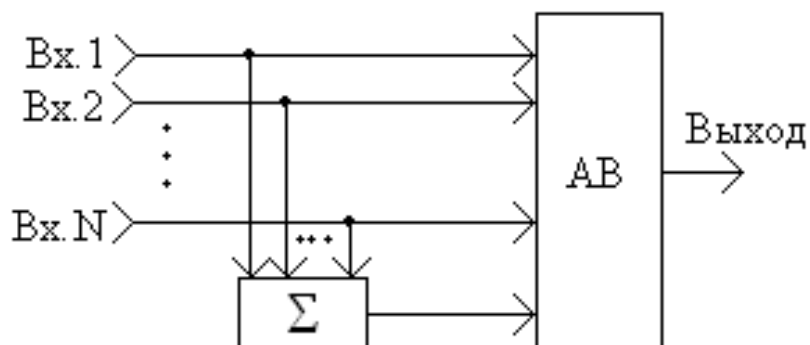


Рис. 13. Схема объединения автовыбора и линейного сложения

Операция выбора сигнала максимального уровня (автовыбора - 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. 13) 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. 14. Помехоустойчивость объединенной схемы

Для случая $N > 2$ двумерная диаграмма превращается в многомерный объект - вокруг многомерной гиперсферы будет описан многомерный многогранник. Однако, для того, чтобы все ребра многоугольника (грани многогранника) касались окружности (в случае $N > 2$ - сферы) необходимо соблюдение определенного соотношения весовых коэффициентов. Если коэффициент передачи подключаемого разнесенного сигнала в блоке автовыбора принять за единицу, то одинаковые весовые коэффициенты линейного сложения должны быть равны $1/\sqrt{N}$. Любое отличие от этого значения приведет либо к преобладанию автовыбора (линия $ABB''C''CD$), либо линейного сложения (линия $A'B'B''C''C'D'$). 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 15 и 16.

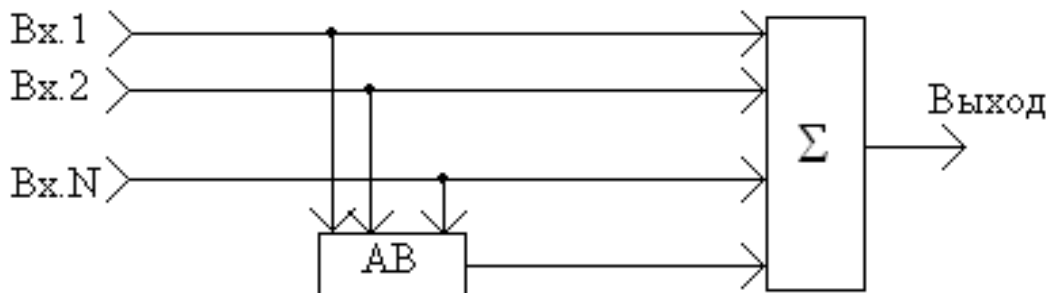


Рис. 15. Вариант объединенной схемы

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.

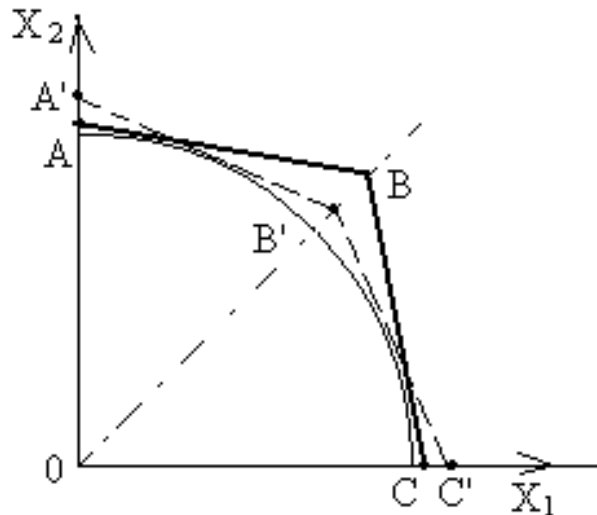


Рис. 16. Помехоустойчивость варианта объединенной схемы

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.

Контрольные вопросы

1. В чем проявляется избыточность при использовании методов разнесения?
2. Какие методы разнесения используются при передаче сигналов?
3. В чем состоит существо метода автовыбора?
4. В чем состоит существо метода линейного сложения?
5. В чем состоит существо метода оптимального сложения?
6. В чем сравнительные преимущества и недостатки различных методов комбинирования?

7. Как и для чего используется фазирование сигналов при комбинировании?

8. В каких условиях различные методы комбинирования обеспечивают одинаковую помехоустойчивость?

9. Какие параметры помеховой обстановки призваны улучшить методы комбинирования?

10. В чем сущность квазиоптимального метода комбинирования?

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 (1, 2, 5]).

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):

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

где μ_i – комплексная амплитуда i -го разнесенного сигнала $X_i(t)$; $i = \underline{1} \div N$; $n_i(t)$ – 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 , $\dot{Z}_i(t) = \dot{\mu}_i X_0(t) + \dot{n}_i(t) = \dot{x}_i(t) + \dot{n}_i(t)$ – 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:

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

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 в векторной форме:

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

где векторы $\vec{Z}, \vec{X}, \vec{\mu}, \vec{n}$ содержат N элементов, каждый из которых равен соответственно $\dot{Z}_i(t), \dot{X}_i(t), \mu_i, \dot{n}_i(t)$. 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 N 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} , состоящего из M членов, совокупность $\dot{\eta}_{ik}$ в виде матрицы η (i - номер строки, k - столбца.), можно записать

$$\vec{Y} = \eta \vec{y}.$$

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 $R_{\Pi} = \vec{\eta} \vec{\eta}^+$.

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

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

где ВК при оптимальном сложении разнесенных сигналов без помех:

$$\vec{a}_{OC} = R_{III}^{-1} \vec{\mu}^*.$$

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

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

Если блок-приставка формирует эту поправку, то система "блок-приставка + блок комбинирования" обеспечивает наибольшее соотношение $C/(II + III)$. 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 рисунке 17. В блоке амплитудно-фазовой регуляции (БАФР) производится регуляция 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.

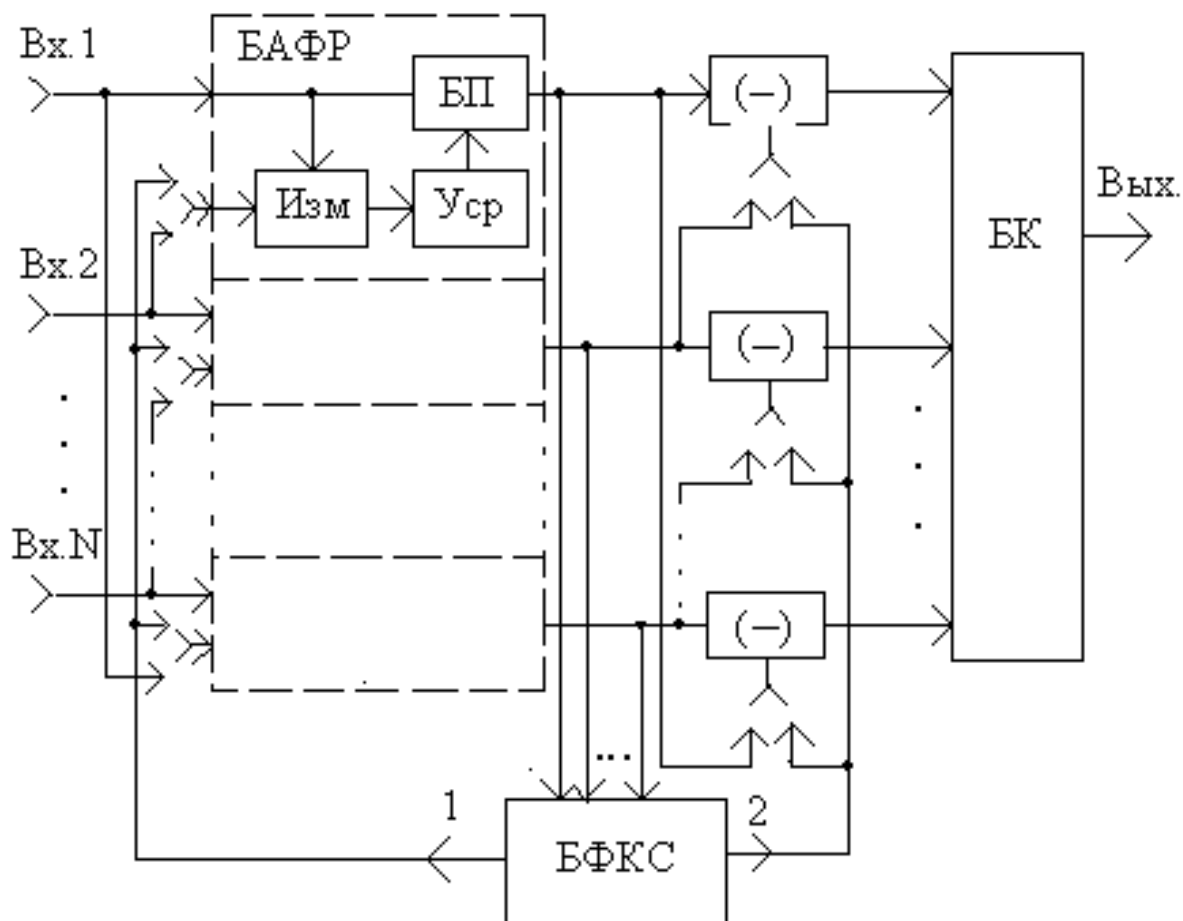


Рис. 17. Реализация квазиоптимального метода

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 БАФР 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.

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 ($Z_{ком}=QZ_\phi$), 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 – мономатричная 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

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

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:

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

при оптимальном сложении:

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

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

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

(Операция усреднения обозначена верхней чертой).

При использовании автовыбора для комбинирования разнесенных сигналов в качестве компенсационного сигнала используется, либо максимальный из всех сигналов. В первом случае 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 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 $\alpha \cong U_{ПОР}/|\dot{\mu}_{\max}|$, 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 рисунке 18. 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.

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.

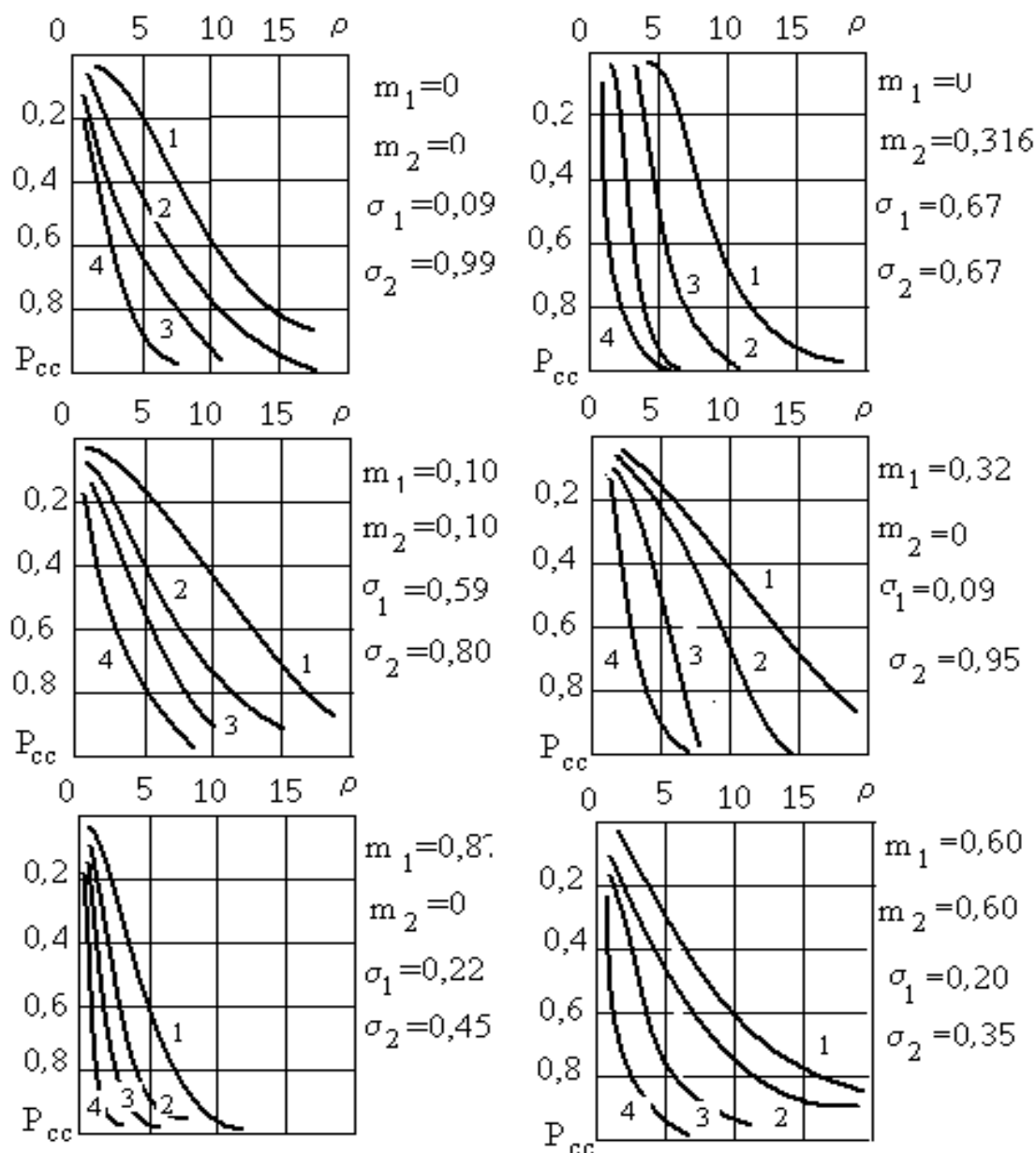


Рис. 18. Графики сравнительной помехоустойчивости

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.

Контрольные вопросы

1. В чем заключается принцип компенсации помех?
2. Что необходимо осуществить для получения компенсирующего сигнала?
3. Какими характеристиками должен обладать компенсирующий сигнал?
4. Как можно использовать методы разнесения для компенсации внешних помех?
5. Чем определяется возможность компенсации возможность компенсации помех от нескольких внешних источников?
6. Какие схемные реализации возможны при квазиоптимальной компенсации помех при разнесенном приеме?
7. Как влияет сигнально-помеховая обстановка на эффективность компенсации помех?

ЗАДАЧИ

Задача 1. Определить, возможно ли в РРЛ появление электромагнитной помехи от станции РЛС при условии, что РЛС, излучающая в импульсе мощность 2 МВт и работающая на частоте 1,3 ГГц, одновременно излучает третью гармонику, ослабленную на 50 дБ. Станция РРЛ расположена на расстоянии прямой видимости на расстоянии 9,6 км; усиление передающей и приемной антенн в направлении друг на друга на частоте помехи 3,9 ГГц составляет 20 дБ и 15 дБ соответственно. Допустимый уровень помехи на входе приемника РРЛ в полосе 3 МГц равен его порогу чувствительности $P_R = -95$ дБм.

Ответ: Превышение над порогом приемника РРЛ. Составляет 18 дБ, таким образом, в приемнике РРЛ возможно появление ЭМП.

Задача 2. Определить степень влияния РЛС на работу РРЛ (из предыдущей задачи), если передатчик РРЛ, расположен в пределах прямой видимости на расстоянии 51 км от приемника. Усиление его рупорной антенны 40 дБ.

Ответ: Электромагнитная помеха не будет сказываться на работе приемного устройства при наличии в нем системы АРУ, т.к. уровень отношения сигнал/шум равен около 48 дБ.

Задача 3. Определить будет ли влиять помеха с уровнем плотности потока мощности, равным -73 дБм/м², на прием радиовещательного сигнала, если электрическая длина автомобильной радиовещательной штыревой антенны (длиной 1 м) равна 0,5 м. Потери из-за неэффективности антенны составляют 30 дБ. Пороговая чувствительность приемника на частоте 1 МГц при полосе пропускания 10 кГц равна -122 дБм. Напряженность поля радиовещательного сигнала у поверхности Земли $S_B = 60$ дБмкВ/м.

Ответ: Не будет, т.к. уровень электромагнитной помехи на 17 дБ ниже уровня радиовещательного сигнала.

Задача 4. Определить, может ли солнечная вспышка при плотности мощности ЭМП, равной -127 дБм/(м² кГц) в полосе 25 кГц (или -113 дБм/м²) влиять на приемное устройство, работающее на частоте 40 МГц, и характеризующееся отношением сигнал/шум около 0 дБ. При

полосе пропускания 25 кГц чувствительность приемника составляет — 120 дБ м. Эффективная поверхность антенны равна 6,7 м².

Ответ: Солнечная вспышка может быть причиной нарушения работы, т.к. создаст помехи, уровень которых превысит уровень собственного шума приемника (порог чувствительности) на 15 дБ.

Задача 5. Определить, возможно ли возникновение электромагнитной помехи самолетному приемнику от телевизионного передатчика. Самолетный приемник системы, работающий на частоте 1090 МГц, удален на 161 км от соответствующего передатчика, который излучает мощность 1 кВт (+60 дБм). Передатчик 26-го канала телевидения (542—548 МГц; 4,5 МВт; 97 дБм) находится на расстоянии 4,83 км от приемника.

Ответ: В этих условиях работы может возникнуть помеха, мешающая работе самолетного приемника.

Задача 6. Возможна ли в диспетчерской службе связь в часы «пик», если в обычные часы на частоте 450 МГц приемник подвижной диспетчерской связи, расположенный на расстоянии 30 м от дороги. Не в часы «пик» интенсивность движения небольшая (несколько автомобилей в минуту). При этом диспетчер может с трудом поддерживать связь с автомобилями, находящимися на границе зоны приема. Напряженность поля принимаемого сигнала в этом случае составляет 10 дБмкВ/м (3 мкВ/м). Определить влияние проходящих рядом автомобилей на качество приема при полосе частот диспетчерского приемника 50 кГц. Считать, что в часы «пик» (100 маш./мин) медианный уровень ИЭМП от систем зажигания увеличивается на 17 дБ.

Ответ: Зона приема уменьшается на 10%.

Задача 7. Определить влияние помех на телевизионный прием на краю зоны обслуживания данным телецентром. Считать, что типовые современные логопериодические телевизионные (ТВ) антенны на ОВЧ имеют усиление около 12 дБ. На частоте 9-го канала (186—192 МГц) эта антенна имеет эффективную площадь 2,8 м², и чувствительность приемника при полосе 6 МГц составляет около —93 дБм. Это примерно соответствует приходящему потоку мощности —98 дБм/м², а с учетом полосы 6 МГц —136 дБм/(м² кГц).

Ответ: Влияние помех в этой ситуации является приемлемым.

Задача 8. Определить величину отношения мощности помехи к шуму приемника, имеющего чувствительность -104 дБм, входное сопротивление 50 Ом, полосу частот 1 МГц.

Ответ: 231 дБм.

Задача 9. Рассчитать величину ЭМП от передатчика тропосферной линии приемнику РЛС. Передатчик, работающий на частоте $f_{OT} = 1$ ГГц, имеет на выходе следующие уровни излучений: на основной частоте $P(f_{OT}) = 1$ кВт ($+60$ дБм); на побочных частотах менее 0 дБм, а приемник имеет восприимчивость на основной частоте приема $1,2$ ГГц, равную -100 дБм, на побочных частотах приема равную -20 дБм. Определить уровни помехи для каждой из четырех комбинаций, если потери при распространении радиоволн от передатчика к приемнику составляют 100 дБ.

Ответ: 60 дБ, -20 дБ, 0 дБ, -80 дБ.

Задача 10. - Определить помеху в полосе пропускания РП для случая воздействия УВЧ передатчика, имеющего полосу 10 кГц, на приемник с полосой 1000 кГц, если оба устройства работают на одной и той же частоте, а полученное превышение помехой порога восприимчивости РП составляет $+80$ дБ.

Ответ: 40 дБ.

Задача 11. Определить режим работы самолетного УВЧ АМ приемника радиотелефонных сигналов, предназначенного для связи между диспетчерами аэропорта и пилотами самолетов. Помеха создается передатчиком аналогичной службы, но удаленным от передатчика полезного сигнала на расстояние примерно 640 км. Ширина полосы полезного АМ сигнала равна 6 кГц, глубина амплитудной модуляции равна 50% , уровень полезного сигнала на входе приемника на 20 дБ превышает собственный шум приемника, равный -110 дБм для расстояний, достигающих до 160 км от передатчика, Уровень превышения мешающим сигналом собственного шума приемника в пределах зоны радиусом 160 км вокруг передатчика полезного сигнала меняется от 7 до 12 дБ.

Ответ: Приемник будет работать в надпороговой области.

Задача 12. Определить качество сигналов радиотелефонного приемника ОВЧ наземной подвижной службы при воздействии помех от РЛС и от ТВ передатчика ОВЧ. Радиотелефонный приемник предназначен для работы в пределах зоны действия передающей станции (радиус 80 км). Уровень полезного сигнала на 10 дБ превышает уровень шума приемника в пределах рабочей зоны передатчика.

РЛС излучает импульсный сигнал с частотой повторения 400 имп/с, по результатам оценки ЭМП средний уровень мешающего сигнала в полосе приемника оказался на 10 дБ выше уровня шума приемника. Помеха от ТВ передатчика на 5 дБ выше уровня шума приемника.

Ответ: Уровень качества – посредственный.

Задача 13. Определить уменьшение дальности действия РЛС наблюдения, предназначенной для работы в L -диапазоне (1 ГГц) с дальностью 160 км, если она находится на расстоянии 0,16 км от передатчика непрерывных немодулированных колебаний мощностью 1 кВт, работающего в той же полосе, используемого для сопровождения ракет. Считать, что главный лепесток ДН антенны ИП с максимальным усилением +30 дБ попадает в область боковых и заднего лепестков ДН антенны РЛС. Усиление боковых и заднего лепестков ДН антенны РЛС будем считать равным 10 дБ.

Ответ: Дальность действия РЛС уменьшится со 160 до 88 км.

Задача 14. Определить уровень помех приемнику РРЛ от связного ОВЧ передатчика. Уровень 10-й гармоники связного ОВЧ передатчика изменяется от —60 до —100 дБ относительно уровня мощности основного излучения при среднем значении —80 дБ. Мощность основного излучения данного передатчика составляет 100 Вт (+50 дБм). Чувствительность приемника равна 100 дБм, потери при распространении равны —70 дБ. 10-я гармоника может быть ослаблена на 60 дБ или на 100 дБ.

Ответ: 1 – мощность мешающего сигнала на 20 дБ превышает чувствительность приемника; 2 – мощность мешающего сигнала на 20 дБ меньше чувствительности приемника.

Задача 15. Рассчитать вероятность того, что паразитное излучение передатчика РЛС попадет в полосу пропускания СВЧ связного приемника. Передатчик обзорной РЛС работает на частоте 1 ГГц, СВЧ связной приемник — на частоте 2,3 ГГц, его полоса пропускания равна 10 МГц. Рассчитаем вероятность того, что паразитное излучение передатчика попадет в полосу пропускания приемника, равную 10 МГц.

Ответ: Вероятность составляет 0,06 (6%).

Задача 16. Оценить уровень помех самолетному навигационному приемнику, работающему на частоте = 1090 МГц от передатчика РЛС, работающего на частоте 220 МГц. Наибольшее приближение самолета к РЛС составляет 13 км, что соответствует ситуации, когда передатчик аэропорта и приемник самолета отстоят на 66 км. Номинальные значения параметров передатчиков и приемника приведены в табл. 3.6.

Передатчик РЛС: рабочая частота равна 220 МГц, пиковая выходная мощность равна 2 МВт, усиление антенны в рабочей полосе частот равно 25 дБ.

Передатчик аэропорта: рабочая частота равна 1090 МГц, пиковая выходная мощность равна 3 МВт, усиление антенны в рабочей полосе частот равно 3 дБ.

Самолетный приемник: рабочая частота равна 1090 МГц, усиление антенны в рабочей полосе частот равно 3 дБ, полоса пропускания равна 165 кГц, Чувствительность по урону собственных шумов равна –80 дБ.

Ответ: Среднее значение мощности помехи от передатчика РЛС на 14 дБ меньше чувствительности самолетного приемника и на 35 дБ меньше уровня полезного сигнала на входе самолетного приемника.

Задача 17. Оценить, может ли передатчик РЛС создавать помеху приемнику, настроенный на частоту 130 МГц, если передатчик РЛС, работает на частоте 1250 МГц. Промежуточная частота равна 30 МГц. Помеха прослушивается в приемнике как тон с частотой 800 Гц, что соответствует частоте манипуляции РЛС, и меняется по амплитуде с частотой сканирования антенны РЛС.

Ответ: Передатчик РЛС может создавать помехи, если частота гетеродина выше частоты сигнала.

Задача 18. Вычислить результирующее значение отношения сигнал/шум в следующей ситуации. Приемник УВЧ имеет чувствительность -110 дБм для отношения сигнал/шум, равного 5 дБ. Уровень сигнала на входе приемника -90 дБм.

Ответ: Действие помехи с уровнем -10 дБм привело к уменьшению коэффициента усиления приемника на 10 дБ и уменьшению отношения сигнал/шум до 15 дБ.

Задача 19. Определить степень воздействия помехи приемнику, работающему на частоте 270 МГц и предназначенному для связи воздух — земля. Его антенна расположена на крыше Центра управления полетами (ЦУП) вместе с передающей антенной, к которой подключены два спаренных передатчика УВЧ с рабочими частотами, равными 280 МГц и 291 МГц. На крыше ЦУП, кроме того, расположена антенна передатчика ОВЧ, работающего на частоте, равной 130 МГц. Все передатчики предназначены для связи земля — воздух. Каждый из трех передатчиков имеет выходную мощность 100 Вт ($+50$ дБм) и работает на многовибраторную направленную антенну с усилением 10 дБ, шириной луча 360° в азимутальной плоскости и 10° в плоскости угла места. Приемник имеет чувствительность — 10 дБм; он также подключен к многовибраторной направленной антенне с усилением 10 дБ. Разнос по расстоянию между передающими и приемной антеннами порядка 15 м.

Ответ: Уровень помех может составлять от 16 до 25 дБм.

Задача 20. Вычислить напряженность E_{Π} поля помех в месте приема при следующих данных: излучаемая мощность станции помех равна 15 Вт, длина волны равна 35 см; коэффициент усиления передающей антенны равен 100 , а приемной антенны также равен 100 . Высота передающей антенны, равна 80 м, высота приемной антенны равна 20 м, расстояние между антеннами равно 8 км. Считать, что радиоволны распространяются над сухой почвой (относительная диэлектрическая проницаемость равна 4 , удельная проводимость равна $0,001$ см/м). Поляризация вертикальная.

Ответ: $E_{\Pi}=18,9$ мВ/м.

ТЕСТЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ

ТЕСТ 1

1. Какие модели сигналов используются при описании сигнально-помеховой обстановки?
2. Как типы систем передачи информации влияют на сложность используемых моделей сигналов и их особенности?
3. Какие параметры сигналов испытывают наибольшее воздействие от помех?
4. Влияет ли вид используемой модуляции сигналов на помехоустойчивость передачи информации и каким образом?
5. На какие типовые виды помех обычно участвуют в создании помеховой обстановки?
6. Какое происхождение имеют типовые виды помех?
7. Назвать основные виды естественных помех.
8. Назвать основные факторы, являющиеся причиной появления естественных помех.
9. Назвать основные виды искусственных помех.
10. Назвать основные источники искусственных помех.

ТЕСТ 2

1. В чем состоят отличия и в чем проявляется сходство при воздействии естественных и искусственных помех на системы передачи информации?
2. В чем состоит проблема электромагнитной совместимости средств и систем РЭА?
3. В чем заключается частичное частотное разнесение и какими параметрами оно может быть охарактеризовано?
4. Какие особенности частичного частотного разнесения могут быть использованы для подавления помеховых воздействий?
5. В отношении каких видов помех эффективно использовать частичное частотное разнесение?
6. Охарактеризовать в целом совокупность методов защиты от радиопомех.

7. В чем состоит сущность защиты приемников от перегрузок и в каких условиях она эффективна?

8. В чем состоит избыточность ресурсов при передаче цифровых сигналов?

9. В чем состоят квазиптимальные методы объединения сигналов?

10. В каких условиях удобнее использовать квазиоптимальные методы объединения разнесенных сигналов по сравнению с оптимальными?

ТЕСТ 3

1. В чем состоят компенсационные принципы подавления помех от внешних источников?

2. Какие условия необходимы для использования компенсационных методов борьбы с внешними помехами?

3. В чем состоит метод пространственной селекции?

4. В чем состоит метод поляризационной селекции?

5. В чем состоит метод частотной и фазовой селекции?

6. В чем состоит метод временной селекции?

7. В каких условиях сигнально-помеховой обстановки возможно использовать тот или иной метод селекции?

8. Какие методы применяются для борьбы с комплексом одновременно действующих независимых помех?

9. В чем состоит обобщенный метод комбинирования разнесенных сигналов?

10. Как может быть использовано обобщенное комбинирование разнесенных сигналов для борьбы с внешними помехами?

11. В чем состоят типовые ограничения на априорную информацию о помеховой обстановке?

12. Когда и в чем проявляется избыточность по уровню сигналов и как она может быть использована для борьбы с помехами?

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 учебное пособие весьма полезно 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 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.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Защита от радиопомех / под ред. М. В. Максимова. – М. : Связь, 1996. – 496 с.
2. *Скляр, Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / пер. с англ. – М. : Вильямс, 2003. – 1104 с.
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.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
МОДЕЛИ СИГНАЛОВ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ	4
ОБЗОР ВИДОВ ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКИ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ СИГНАЛОВ И ВЛИЯНИЕ МЕШАЮЩИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА ПАРАМЕТРЫ СИГНАЛА	7
МЕТОДЫ ЧАСТИЧНОГО РАЗНЕСЕНИЯ ДЛЯ БОРЬБЫ С СОСРЕДОТОЧЕННЫМИ И ИМПУЛЬСНЫМИ ПОМЕХАМИ	34
ОСОБЕННОСТИ ЧАСТОТНОЙ ИЗБЫТОЧНОСТИ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ	45
ИЗБЫТОЧНОСТЬ В СИСТЕМАХ С РАЗНЕСЕНИЕМ. КВАЗИОПТИМАЛЬНЫЕ МЕТОДЫ ОБЪЕДИНЕНИЯ СИГНАЛОВ	53
МЕТОДЫ БОРЬБЫ С ПОМЕХАМИ, ИСПОЛЬЗУЮЩИЕ КОМПЕНСАЦИОННЫЙ СИГНАЛ	65
ЗАДАЧИ	76
ТЕСТЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ	82
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	84
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК	85

Учебное издание

ПОЛУШИН Петр Алексеевич
НИКИТИН Олег Рафаилович

ПОМЕХИ И БОРЬБА С НИМИ

Учебное пособие

Издается в авторской редакции

Подписано в печать 26.06.18.

Формат 60×84/16. Усл. печ. л. 5,12. Тираж 50 экз.

Заказ

Издательство

Владимирского государственного университета
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых.
600000, Владимир, ул. Горького, 87.