

На правах рукописи

Сухорада Александр Иванович

УДК 621.391.2

**ПРИЕМ СИГНАЛОВ В КАНАЛАХ СО СТАТИСТИЧЕСКИ
НЕОДНОРОДНЫМИ СРЕДАМИ**

05.12.02-Телекоммуникационные системы и сети

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени кандидата технических наук

профессор Поляков Петр Федорович

Научный руководитель –
доктор технических наук,

заслуженный работник транспорта
Украины,

Харьков 2007

СОДЕРЖАНИЕ

Введение.....	4
Раздел 1 Современное состояние проблемы приёма сигналов в каналах со статистически-неоднородными средами. постановка задачи исследований	9
Введение.....	9
1.1. Линейный канал со статистически неоднородными средами.....	9
1.2. Систематизация методов и систем передачи информации по каналам, содержащим статистически неоднородные среды.....	19
1.3. Задачи диссертационных исследований.....	27
Выводы.....	28
Раздел 2 Модели сигналов и каналов связи со статистически неоднородными средами.....	29
Введение.....	29
2.1. Модели сложных сигналов.....	29
2.2. Краткий анализ существующих моделей каналов связи со статистически неоднородными средами.....	56

2.3. Марковская модель канала.....

57

2.4. Формулирование новых возможностей применения марковской модели канала.....

67

Выводы.....

68

Раздел 3

Системы оптимального приёма сигналов с угловой модуляцией в каналах со статистически неоднородными средами.....

69

Введение.....

69

3.1. Модели принимаемых колебаний.....

69

3.2. Синтез алгоритмов и систем оптимального приема частотно-модулированных радиосигналов. Трехпутевая модель.....

72

3.3. Оптимальный прием частотно-модулированных сигналов с известной начальной фазой в каналах со статистически неоднородными средами и флуктуационным шумом. Двухпутевая модель.....

81

3.4. Оптимальный прием частотно-модулированных сигналов со случайной начальной фазой в каналах со статистически неоднородными средами и флуктуационным шумом. Двухпутевая модель.....

89

3.5. Оптимальный прием фазомодулированных сигналов в каналах со случайной начальной фазой и флуктуационным шумом. Двухпутевая модель.....

97

Выводы.....

112

Раздел 4

Системы оптимального приёма сложных сигналов, прошедших канал связи со статистически неоднородными средами.....

113

Введение.....

113

4.1. Синтез систем приема сложных сигналов в каналах с общими замираниями при стационарном запаздывании и флуктуационным шумом

114

4.2. Синтез систем приема сложных сигналов в каналах с общими замираниями и нестационарным запаздыванием.....

126

4.3. Синтез систем приема сложных сигналов, прошедших канал связи с селективными замираниями и аддитивными помехами.....

131

Выводы.....

143

Заключение.....

144

Список использованной литературы.....

146

ВВЕДЕНИЕ

АКТУАЛЬНОСТЬ ТЕМЫ. Всевозрастающая степень информатизации общества требует создания высокоскоростных сетей связи, соответствующей техники телекоммуникаций и использования каналов связи с высокой пропускной способностью. Особенно большие трудности на этом пути возникают при передаче информации по радиоканалам. Большинство реальных каналов передачи информации представляют собой среды со случайными неоднородностями (радиоканалы, которые содержат статистически неоднородные среды).

Фундаментальные работы В.А. Котельникова [Теория потенциальной помехоустойчивости.-М.-Л.: Госэнергоиздат, 1956], которые касаются оптимальных методов приема сигналов, статистического синтеза приемных устройств в однолучевом канале с флуктуационным белым шумом, когда сигнал известен точно, и работы К. Шеннона [Математическая теория связи. В кн.: Работы по теории информации и кибернетике. – М.: 1963.] по теории оптимального кодирования в каналах с постоянными параметрами и гауссовским шумом, образовали новое научное направление – статистическая теория связи. Первые работы в пределах этого направления, в которых предложены методы приема в радиоканалах, содержащих статистически неоднородные среды с флуктуационным шумом, появились в конце 50-х – в начале 60-х годов (Turin G.L., Bello P.A., Кловский Д.Д.). В дальнейшем статистическая теория связи по радиоканалам, содержащим статистически неоднородные среды, развивалась благодаря работам отечественных и зарубежных ученых (Андронов И.С., Белло Р.А., Ван Трис Гарри Л., Диторо М., Кеннеди Р., Кириллов Н.Е., Кловский Д.Д., Коржик В.И., Михайлов А.В., Миллер Дж. М., Немировский А.С., Окунев Ю.Б., Пирс П., Поляков П.Ф., Поповский В.В. Проукис Дж., Сойфер В.А., Финк Л.М. и др.).

Анализ систем связи, в которых реализованы некоторые из названных методов (система „СИИП”, „Рейк” и др.), показывает, что системы являются или довольно сложными в практической реализации, или реализуют существенно неоптимальные алгоритмы приема сигналов в радиоканалах, содержащих статистически неоднородные среды.

Задача создания систем приема сигналов, прошедших канал связи со статистически неоднородными средами и аддитивными помехами, решение которой позволило бы создать оптимальные алгоритмы радиоприема при

условиях их простой технической реализации, является актуальной.

СВЯЗЬ РАБОТЫ С НАУЧНЫМИ ПРОГРАММАМИ, ПЛАНАМИ, ТЕМАМИ. Работа выполнялась согласно Концепции развития ЕНСС в Украине, Концепцией развития телекоммуникационных систем на железнодорожном транспорте Украины, Программой создания единой транспортной сети связи Министерства транспорта и связи Украины, планами перспективного развития ОАО „Укртелеком” и его Харьковской дирекции.

Результаты работы использовались в научно-исследовательских работах кафедры “Транспортная связь” Украинской Государственной академии железнодорожного транспорта, которые выполнялись по госбюджетным и хозрасчетным планам.

ЦЕЛЬ. Целью диссертационной работы является разработка методов и систем приема сигналов, прошедших канал связи со статистически неоднородными средами и аддитивными помехами, синтез алгоритмов и систем приема сигналов, анализ их помехоустойчивости при произвольных случайных параметрах сигналов и помех.

Задача исследования. Согласно поставленной цели в диссертационной работе решаются такие основные задачи исследования:

1. Разработка марковской модели канала связи со статистически неоднородными средами.
2. Разработка методов приема сигналов на выходе канала со статистически неоднородными средами при наличии аддитивных помех.
3. Синтез алгоритмов и систем приема радиосигналов на выходе канала со статистически неоднородными средами и аддитивными помехами.
4. Исследование качества, анализ алгоритмов и систем приема радиосигналов.

Объектом исследования в диссертационной работе является процесс преобразования сигналов в каналах со статистически неоднородными средами.

Предметом исследования являются оптимальные методы, алгоритмы и системы приема сигналов в каналах со статистически неоднородными средами при воздействии аддитивных помех.

Методами исследования являются теория функционального анализа, теория случайных процессов, теория вероятностей, математическая статистика.

НАУЧНАЯ НОВИЗНА ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ. Главным новым научным результатом диссертационной работы есть создание теории статистического синтеза оптимальных (квазиоптимальных) систем приема сигналов, прошедших канал связи со статистически неоднородными средами

при наличии аддитивных помех на базе марковского подхода.

В пределах главного получены следующие научные результаты:

1.Получили дальнейшее развитие модели канала связи со статистически неоднородными средами (каналы с рассеянием во времени и по частоте) на базе марковского подхода;

2.Разработаны методы и алгоритмы оптимального и квазиоптимального приема радиосигналов в каналах со статистически неоднородными средами при наличии временных замираний и аддитивных помех произвольной структуры, в частности, сосредоточенных по спектру помех;

3.Впервые синтезированы схемы оптимальных и квазиоптимальных приемных систем сигналов в каналах со статистически неоднородными средами при наличии временных замираний и аддитивных помех;

4.Исследованы применения разработанных моделей к каналу II рода, когда время корреляции временных замираний больше длительности “памяти” канала;

5.Исследованы возможности использования сложных сигналов для передачи сообщений по каналам со статистически неоднородными средами при использовании марковской модели канала;

6.Проведен анализ помехоустойчивости полученных алгоритмов и систем приема сигналов в каналах со статистически неоднородными средами, который показал их достаточно высокую работоспособность, обеспечивающую оптимальность приема и обработки сигналов;

7.Используя полученные системы нелинейных дифференциальных уравнений для оценочных значений параметров фильтруемых радиосигналов и для кумулянтов проведен расчет помехоустойчивости синтезированных приемных устройств при разных видах модуляции. Анализ результатов расчетов позволил сделать вывод об оптимальности синтезированных алгоритмов. Помехоустойчивость синтезированных систем приема соответствует помехоустойчивости приема при разделении и когерентном сложении отдельных лучей.

ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗНАЧЕНИЕ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ. В модификации мобильной системы радиосвязи “Орион-4” использован синтезированный в диссертации алгоритм приема частотно-модулированного радиосигнала на несущей частоте $f_0=151$ МГц и с индексом модуляции $m_{чм}=3$. Кроме того, полученные результаты используются также в учебном процессе кафедры “Транспортная связь”, где выполнялась данная работа.

ЛИЧНЫЙ ВКЛАД СОИСКАТЕЛЯ. Работа выполнена на кафедре “Транспортная связь” УкрГАЖТ. Основные результаты, полученные в диссертационной работе, принадлежат лично автору и полностью опубликованы в специализированной литературе [1-7].

АПРОБАЦИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИИ. Апробация основных положений диссертационной работы проводилась в ходе пяти докладов на четырех международных научно-технических конференциях и на Международной школе-семинаре.

ПУБЛИКАЦИИ. Основные результаты диссертационной работы опубликованы в восьми научных работах, из которых одна выполнена без соавторства. Среди работ 6 статей в научных журналах и сборниках научных трудов; все изданы в специализированных изданиях, утвержденных ВАК Украины, а также 2 тезиса докладов на научно-технических конференциях.

РАЗДЕЛ 1

СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ ПРОБЛЕМЫ ПРИЁМА СИГНАЛОВ В КАНАЛАХ СО СТАТИСТИЧЕСКИ-НЕОДНОРОДНЫМИ СРЕДАМИ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЙ

ВВЕДЕНИЕ

Проблеме приема сигналов, прошедших канал связи со статистически неоднородными средами при наличии аддитивных помех посвящено достаточно большое количество работ. В первом разделе сделана попытка систематизации публикаций по основным направлениям приема сигналов, прошедших каналы со статистически неоднородными средами, сформулирована задача исследований и определено место результатов решения задачи приема сигналов, полученных в настоящей диссертационной работе.

1.1. Линейный канал со статистически неоднородными средами

Канал со статистически неоднородными средами характеризуется приходом сигнала на вход приемного устройства по нескольким путям с разностями хода Δr , соизмеримыми с величиной $1/F$ или превышающими ее, где F – условная полоса частот передаваемого сигнала [87]. В настоящее время используются для организации каналов связи: рассеяние и отражение радиоволн тропосферой, стратосферой, ионосферой; отражение радиоволн от поверхности Луны и следов метеоров; отражение радиоволн от пояса металлизированных диполей, выведенных на околоземную орбиту (известный проект “West Ford”); распространение радиоволн через плазму; оптические каналы связи, использующие пассивные ретрансляторы; рассеяние радиоволн от шероховатой поверхности Земли и взволнованной поверхности моря; искусственные спутники Земли; волноводы и кабели (имеющие

неоднородности). Все эти каналы, как правило, относятся к классу каналов со статистически неоднородными средами. Исчерпывающее обсуждение общих физических свойств каналов содержится в [27, 28, 47, 62, 106, 128, 141, 142, 145, 147].

Рассеяние энергии в реальных каналах связи является линейным и поэтому каналы с замираниями и рассеянием лучше всего описывать как линейные фильтры, в общем случае со случайно изменяющимися параметрами.

Очень часто (см., например, [26, 27, 29, 87]) поведение линейного канала как линейного фильтра описывают различными системными функциями.

Первая из них импульсная переходная характеристика канала - реакция канала в момент времени t на дельта импульс $\delta(t)$, поданный на вход канала в момент времени $t=0$ [28, 34, 50, 87].

Мерой временного рассеяния в канале может служить длительность импульсной характеристики по параметру σ . Отличие σ по форме от σ приводит к внутрисистемной интерференции и, как следствие, к искажениям формы принятого сигнала по сравнению с переданным. Степень искажений зависит от исходной формы передаваемого сигнала, в частности от отношения ширины спектра сигнала F и длительности импульсной характеристики T .

При $FT \ll 1$ искажения незначительны.

Из условия физической осуществимости любая реализация переходной функции удовлетворяет условию

$$h(t) = 0 \quad \text{при} \quad t < 0. \quad (1.1)$$

Тогда сигнал на выходе канала связи имеет вид (без учета аддитивных помех) [1]

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) h(t-\tau) d\tau, \quad (1.2)$$

где $x(t)$ - сигнал на входе канала.

Функция $h(t)$ при фиксированной реализации ω является также случайной, так как случайной является функция $x(t)$. Поэтому помехоустойчивость приема сигналов $y(t)$, прошедших канал со статистически неоднородными средами, является конечной величиной при уменьшении спектральной плотности аддитивной помехи вплоть до нуля.

Вторая системная функция – мгновенная передаточная функция канала. Она может быть определена при фиксированном значении t как преобразование Фурье по ω от импульсной переходной характеристики $h(t)$, т.е.

(1.3)

Передаточная функция канала (1.3) обобщает обычное понятие передаточной функции на случай канала с переменными параметрами. Сигнал уже не является гармоническим при гармоническом сигнале, т.е. [87]

(1.4)

При действительном сигнале, выходной сигнал будет равен

(1.5)

где

Как видно из (1.5) выходной сигнал модулирован по амплитуде и фазе. Третья системная функция – спектральная плотность передаточной функции канала:

(1.6)

Она занимает некоторую полосу частот, зависящую от скорости изменения импульсной характеристики (1.1) и передаточной функции канала (1.3) во времени. Такую полосу частот называют рассеяние по частоте.

Таким образом, функции, и называют системными характеристиками линейного канала и наиболее часто используют для его описания.

Реже применяется четвертая системная характеристика

(1.7)

Эта системная характеристика линейного канала не имеет наглядной физической интерпретации.

Из (1.1), (1.3), (1.6), и (1.7) очевидно, что для идеального нерассеивающего канала [15]:

$$; ; ; . \quad (1.8)$$

Для канала с постоянными параметрами:

$$; ; ; \quad (1.9)$$

Для канала с «гладкими» по частоте замираниями (общими замираниями) :

$$; ; ; . \quad (1.10)$$

В общем случае при прохождении сигналов по линейному каналу имеет место рассеяние, как по времени, так и по частоте. Канал при этом описывается любой из системных характеристик (1.1), (1.3), (1.6), или (1.7). Выбор системной характеристики определяется удобством использования той или иной модели канала [87]. При построении моделей каналов связи вводятся некоторые условия, которым удовлетворяют практически все реальные каналы связи.

Первое условие заключается в том, что функция как функция времени t при любом значении параметра является реализацией стационарного случайного процесса. При этом очевидно, что и функция

при любом значении параметра также является стационарным процессом, функция корреляции которого

(1.11)

зависит только от разности моментов времени и .

Учитывая выражение (1.11), определим спектральную плотность мощности флуктуаций передаточной функции для составляющей сигнала на

частоте

(1.12)

Формула (1.12) может быть получена также из (1.6), если воспользоваться известной теоремой Рэлея

где

Второе условие заключается в том, что существует такой промежуток времени Δt , в течение которого импульсная функция практически полностью затухает, т.е. $f(t) \approx 0$ при $t > \Delta t$.

Представляя функцию $f(t)$ по переменной t в ряд Фурье на интервале $[-T/2, T/2]$ и подставляя полученное в (1.2), получим сигнал на выходе канала [87]

(1.13)

где

;

Используя (1.13), получим модель канала, представленную на рис. 7.2 [87], которая представляет собой многоканальный по частоте линейный фильтр с постоянными параметрами и импульсными характеристиками

Составляющая на выходе каждого парциального фильтра умноженная на свой коэффициент передачи является случайной функцией времени. Число фильтров в модели, представленной на рис. 7.2 [87] бесконечно. Но, учитывая, что спектральная плотность мощности комплексного коэффициента передачи

совпадает с $S_{xx}(\omega)$, то число фильтров можно ограничить конечным числом, так как функция $S_{xx}(\omega)$ (1.6) занимает конечную полосу частот, а ширина спектра входного сигнала конечна.

Модель канала (1.13) интересна тем, что в ней разделены элементы зависящие от времени (мультипликативные помехи) и инерционные элементы, определяющие постоянные не зависящие от времени частотные искажения сигнала. Сигнал на выходе канала

$$y(t) = \sum_{k=1}^N x_k(t) h_k(t) + n(t), \quad (1.14)$$

где сигнал $x_k(t)$ определен выражением (1.2), а $n(t)$ - аддитивная помеха (в качестве модели аддитивной помехи часто принимают гауссовский белый шум с нулевым математическим ожиданием и дельта-функцией корреляции).

Можно предположить, что практически имеет место, что канал связи имеет конечную полосу пропускания, т.е. $S_{xx}(\omega) = 0$ при $|\omega| > \omega_m$.

Представляя импульсную функцию $h_k(t)$ рядом Котельникова по переменной t [19], получим

$$h_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} H_k(nT) \text{sinc}(\pi nT - \pi t), \quad (1.15)$$

где α_n ; β_n .
 Модель канала (1.15) позволяет представить формальную схему канала (рис. 7.3) [87] в виде линии задержки с отводами через интервал задержки T на общую задержку T и полосу пропускания B . Парциальные сигналы с выходов отводов линии задержки перед суммированием умножаются

соответственно на коэффициенты α_n , $n=0, 1, 2, \dots$.

Очевидно, что условия приема сигналов существенно зависят от скорости изменения переменных коэффициентов α_n и β_n соответственно в моделях рис. 7.2 и рис. 7.3 [87]. Если коэффициенты α_n и β_n заметно не изменяются на интервале длительности элемента дискретного сигнала T или на интервале времени T для непрерывного сигнала, замирания являются медленными. Если же изменяются существенно – замирания быстрые.

Для каналов с частотно-селективными замираниями принято сравнивать скорость замираний не только с длительностями T и T_c , но и с длительностью памяти канала T_m .

Если $T_m \gg T$ при $T_c \gg T$ и энергетический спектр случайных процессов $S(f)$ и $S_c(f)$ лежит в области частот $f \ll 1/T$, то каналы классифицируют по значению параметра β . Если $\beta < 1$, то каналы относят к каналам первого рода, а все остальные – к каналам второго рода (см., например, [87]).

Определение каналов первого и второго рода введены в работе [116], а также в докладе П. Грина на Всесоюзной научной сессии НТО РиЭ им. А.С. Попова. Несколько другое определение предложил В.И. Сифоров [69], который относит к каналам первого рода такие, в которых полоса пропускания больше суммарной ширины спектра флуктуаций коэффициентов передачи всех лучей. Эти два определения, по существу, совпадают, если считать, что в канале производится коррекция фазочастотной характеристики, так как в этом случае длительность отклика можно считать обратно пропорциональной полосе пропускания канала.

Используемые в настоящее время каналы практически все относятся к каналам первого рода за исключением гидроакустических ультразвуковых каналов и коротковолновых радиоканалов в условиях магнитных бурь.

Например, в каналах с тропосферным рассеянием $T_m \gg T$; в каналах с ионосферным рассеянием $T_m \gg T$; в коротковолновых радиоканалах

$T_m \gg T$; в кабельных каналах с учетом усилительных пунктов (НУП,

ОУП)

При распространении сигнала в открытом пространстве возможен третий вид рассеяния, связанный с неоднородностью среды распространения и проявляющийся в искажении плоского фронта волны – так называемое пространственное рассеяние [28, 29, 50, 68]. В месте приема образуется сложная интерференционная картина замираний, характеризующаяся тем, что напряженность поля в точке зависит от частоты сигнала, времени и совокупности координат точки наблюдения .

Прием в условиях пространственного рассеяния обычно осуществляется с использованием разнесенных антенн, обладающих или не обладающих пространственной избирательностью. В этом случае вместо непрерывного аргумента в системную характеристику вводится дискретный аргумент – номер выхода антенной системы [50, 68].

В диссертации используются вопросы синтеза и анализа систем передачи сообщений по линейным каналам со всеми видами рассеяния. Нелинейность канала, за исключением специфических явлений в среде распространения [74], чаще всего обуславливается перегрузкой модулятора или выходного каскада передатчика и может быть учтена при инженерном расчете и проектировании передающего устройства. В связи с этим модели нелинейных каналов связи здесь не рассматриваются.

1.2. Систематизация методов и систем передачи информации по каналам, содержащим статистически неоднородные среды

В настоящее время существует множество способов передачи информации по каналам с рассеянием по времени и частоте. Все эти способы и системы можно сгруппировать в следующие направления.

Первое направление

Первым и эффективным подходом к повышению помехоустойчивости системы передачи информации по каналам с замираниями, в том числе частотно-селективными, является разнесенный прием по частоте, времени, пространству или поляризации. Иногда сообщение, передаваемое по параллельным каналам, преобразуется (кодируется) в существенно различные сигналы для каждого из каналов. Таким образом формируются системы с кодовым разделением параллельных каналов. Известно достаточно большое количество работ [96, 100, 102, 103, 107, 111, 114, 117, 122-126, 130, 132-140], посвященных различным методам и инженерным решениям задачи повышения помехоустойчивости систем передачи информации путем использования разнесения (параллельных каналов). Наиболее систематически вопросы разнесенного приема изложены в работах [5, 12].

Идея разнесенного приема была впервые предложена голландским инженером А. Де Хаасом [97, 109], который и осуществил ее в 1927 году для радиотелефонной коротковолновой линии между островом Ява и Голландией. В 1936 году разнесенный прием уже применялся в радиотелеграфной связи [98]. Значительно позже появилась статистическая теория разнесенного приема. Впервые методы вероятностей были применены к разнесенному приему В.И. Сифоровым в конце 30-х годов. Потребовалось, однако, еще 15-20 лет для того, чтобы статистическая теория разнесенного приема приобрела более или менее законченный вид [1, 71, 87, 100, 123, 135, 144 и др.].

Несмотря на достаточно большое количество публикаций и длительное время существования задачи разнесенного приема методы разнесенного приема внедрялись в практику радиосвязи достаточно медленно. Например, в работе [5], анализируя причины такого медленного внедрения, автор приходит к заключению, что они состоят в том, что «этим вопросам уделяется недостаточно внимания» (стр. 6 [5]).

Второе направление

Второе направление заключается в создании систем передачи с инвариантными характеристиками помехоустойчивости, которые сохраняют работоспособность и заданное качество передачи в некотором диапазоне значений параметров каналов [50, 99]. При этом выбирается структура сигнала и вид модуляции, в наименьшей степени подверженные искажениям в канале с рассеянием по времени и частоте. В основе этих разработок лежат методы пространственного, частотного или корреляционного разделения лучей с последующим использованием одного или всех лучей.

В рамках этого направления следует отметить следующие подходы. Первый подход заключается в использовании в качестве канального сигнала совокупности взаимно ортогональных отрезков гармонических колебаний достаточно большой длительности – система Кинеплекс [18, 55]. Инвариантность к многолучевости достигается с помощью «укороченного интегрирования», использующего лишь среднюю часть полосы сигнала, не подверженную переходным процессам в канале и обусловленную суммарным действием всех лучей. Неопределенность фазы компенсируется применением ОФМ (относительной фазовой манипуляции). Высокий коэффициент использования полосы частот (удельная скорость передачи информации) достигается применением манипуляции высокой кратности.

В рамках второго направления реализован пассивный метод уменьшения влияния памяти канала, не требующий изучения текущего состояния канала связи. К числу пассивных методов можно отнести также многопозиционные системы, применение защитного интервала на передаче, программную частотную манипуляцию, использование антенных решеток с узкой диаграммой направленности и т.п. [50].

Третье направление

Третье направление заключается в создании систем передачи информации с коррекцией канала или сигнала, содержащих на приемной стороне в явной или неявной форме оценитель текущего состояния канала (импульсной характеристики или комплексного коэффициента передачи канала) и устройство, восстанавливающее утраченную форму системной характеристики (корректор канала связи) либо информационный параметр сигнала (корректор сигнала). Критерием точной настройки корректора сигнала является величина погрешности восстановления информационного (представляющего) параметра в момент выборки [50].

Этому направлению посвящено достаточно большое количество работ [10, 18, 21, 35, 41, 43, 44, 46, 51, 52, 68, 96, 99, 105, 119, 120, 129 и др.]. Первая работа, посвященная методам, называемым ныне адаптивной компенсацией, выполнена Л.М. Гольденбергом и Д.Д. Кловским [18]. Работа [18], как отмечалось в [35] долгое время была незамеченной, хотя в этой работе впервые не только предложен метод адаптивной компенсации переходного процесса в канале на временной основе, но и намечен подход к решению проблемы надежной передачи дискретных сообщений в условиях межсимвольной интерференции – построение приемных устройств, минимизирующих среднюю вероятность ошибки.

За рубежом первые работы по адаптивной компенсации принадлежат Е. Кеттель [119, 120], опубликованные несколько позднее работ Л.М. Гольденберга и Д.Д. Кловского [18]. Большой вклад в развитие этого (третьего) направления внесли зарубежные ученые Уидроу Б. [85, 86], Диторо М. [21], Велло Р.А. [96, 99].

Компенсация рассеяния канала на частотном языке сводится к последовательному с каналом включению (по существу на входе приемного устройства) корректирующего четырехполюсника с комплексным

коэффициентом передачи K_c , обратным передаточной функции канала

(1.3), т.е.

(1.16)

Учитывая (1.2), (1.3) и (1.16) получим для сигнальной составляющей на входе приемного устройства (на входе канала связи)

(1.17)

Так как параметры канала связи изменяются в общем случае во времени, то корректор, имеющий коэффициент передачи (1.16), должен выполняться как адаптивный [35].

Основные трудности, связанные с построением компенсаторов (корректоров) заключаются в невозможности полностью пренебречь аддитивным шумом в канале связи. Поэтому при проектировании компенсаторов приходится искать компромисс между степенью компенсации переходного процесса в канале и фильтрацией шума. При этом используются различные критерии оптимальности [29-31].

Большое распространение нашли компенсаторы, построенные на основе длинных линий с отводами. В каждом из отводов производится взвешивание сигналов с последующим суммированием взвешенных сигналов – так называемые трансверсальные фильтры [21, 29 и др.]. При этом синтез трансверсальных фильтров осуществляется на основе итерационного метода последовательного синтеза, который заключается в том, что корректирующая цепь строится последовательно во времени таким образом, чтобы на каждой стадии его построения входной сигнал все больше и больше приближался к некоторому желательному виду [21, 127].

Постадаптивные линейные компенсаторы строятся на основе линий задержки с обратной связью – рециркуляторов. При этом надо иметь в виду, что при определенных характеристиках канала компенсатор может возбудиться, если не принимать специальных мер [87], которые могут заключаться, например, во введении квантизированной обратной связи [148].

До настоящего времени создан ряд систем передачи сообщений на основе линейных компенсаторов как для проводных, так и радиоканалов [21, 127, 148]. Использование помехоустойчивости таких систем показывает, что она ниже предельно возможной [35]. Это объясняется тем, что в каналах, в которых на их выходе действует флуктуационный шум (на входе приемного устройства), восстановление формы передаваемых сигналов, что возможно при идеальной коррекции характеристик канала, не обеспечивает еще минимализацию числа ошибочных решений при передаче дискретных сигналов, или среднеквадратическую погрешность восстановления передаваемых сигналов [35]. В последнем случае задача особенно усугубляется тем, что передаваемое сообщение, как правило, входит нелинейно в передаваемый сигнал.

«Совершенно очевидно, что предельную помехоустойчивость системы в каналах с межсимвольной интерференцией и шумами можно обеспечить лишь на основе построения оптимальных приемников. При этом приходится жертвовать линейностью («прозрачностью») получающегося приемного устройства» [35, стр. 35].

Здесь уместно будет, по аналогии с [35], привести в качестве примера экспериментальные данные, заимствованные из [21], иллюстрирующие выигрыш по помехоустойчивости оптимального поэлементного приема двоичных символов при различной величине параметра задержки $\tau = 0, 1, 2, \dots$,

∞ по сравнению с линейным компенсатором, построенным на основе трансверсального фильтра с 15 отводами (приближение к «обратной системе» - рис. 2.1 [35]). Зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал-шум , когда переходная характеристика канала определяет перекрытие соседних посылок (где – относительная память канала по рассеянию [34], дана для нелинейного обнаружителя сплошными кривыми, а для линейного компенсатора (выравнивателя) – пунктирной кривой. Самая нижняя кривая на рис 2.1 [35] отмечает вероятность ошибки в неискаженном канале в предположении, что вся энергия импульсного отклика сосредоточена в одном отсчете. Как видно из рисунка при выигрыш, даваемый оптимальным поэлементным приемом, весьма существенен.

Для системы передачи непрерывных сообщений можно привести подобный пример, основываясь на монографии [62], где достаточно строго решена проблема приема (оптимального и квазиоптимального) непрерывных и дискретных сигналов, прошедших многолучевой канал связи при наличии аддитивных помех (в том числе (кроме флуктуационного шума) квазидетерминированных с неизвестными параметрами). Применение методов приема сигналов [62], прошедших многолучевой канал связи, позволяет достигать потенциальный предел. Следует заметить, что в данной работе исследуется другой, отличный от [62] подход, когда предполагается что фазочастотная характеристика канала корректируется до линейной, а затем формируется модель занимаемого сигнала и теория оптимального приема с учетом этой модели. Технические решения при таком подходе проще реализуемы при одинаковых характеристиках помехоустойчивости.

Следует заметить в пользу использования методов адаптивной компенсации, что все-таки в каналах с малой неравномерностью амплитудно-частотной характеристики (например, в проводных каналах ТЧ [50], хотя методы адаптивной компенсации не без успеха использовались в радиоканалах) методы адаптивной компенсации позволяют создать системы приема сигналов близкие к оптимальным. Первым таким примером явилась «обращенная ионосфера» [87]. По реакции канала на специально передаваемые импульсы создается четырехполюсник, который в сочетании с радиосредой (без учета помех) образует однолучевой канал. Это достигается вычитанием из приходящего сигнала всех запаздывающих лучей, которые в свою очередь формируются из первого луча путем задержки, амплитудного взвешивания и поворота фазы. Дальнейшее развитие идеи «обращенной ионосферы» получили в системе Adapticom [21], в которой выбран более совершенный критерий коррекции – минимизация ошибки восстановления сигнала в отсчетных точках, обусловленной совместным действием межсимвольной интерференции и аддитивных помех. Обзор методов линейной коррекции каналов с межсимвольной интерференцией в разное время сделан в [41, 42, 57, 115]. В работе [65] приведены результаты исследования помехоустойчивости приема

непрерывных сигналов, прошедших канал связи с рассеянием, методом «обратной модели». Главный вывод по результатам исследований: при малой неравномерности амплитудно-частотной характеристики канала и компенсации неравномерности группового запаздывания [64], метод «обратной модели» позволяет получить удовлетворительные характеристики помехоустойчивости при воздействии в многолучевом канале аддитивной помехи в виде флуктуационного шума. При воздействии в канале помех с другими моделями или при передаче сигналов по каналам с достаточно большими неравномерностями амплитудно-частотной характеристики и характеристики группового запаздывания метод «обратной модели» («обратной ионосферы») не дает удовлетворительных результатов.

Четвертое направление

Четвертое направление заключается в создании систем передачи информации с оценкой текущего состояния канала связи и оптимальной (субоптимальной, квазиоптимальной) демодуляцией сигнала. При передаче дискретных сигналов демодулятор строится с учетом дискретной природы передаваемого сообщения и критерием оптимальности является средняя вероятность ошибочной регистрации элементов или отрезков сообщения. При передаче непрерывных сообщений демодулятор синтезируется с учетом, соответственно, диалоговой (непрерывной) природы передаваемого сообщения и критерием оптимальности является минимум среднеквадратического отклонения принятого сообщения от переданного [64].

Это направление имеет наиболее совершенные критерии и в соответствии с ними реализует наивысшие характеристики достоверности (по помехоустойчивости). В этом направлении опубликовано достаточно большое количество работ [5, 18, 26, 29, 34, 35, 47, 50, 84, 87, 88, 91, 122-126, 143, 144] и оно в настоящее время продолжает интенсивно развиваться как в плане поиска (синтеза) наиболее простых в практической реализации алгоритмов, так и в плане поиска (синтеза) алгоритмов, имеющих явно выраженные свойства робастности. В данном разделе нет необходимости делать обзор работ в области оптимального (квазиоптимального) приема сигналов, прошедших многолучевой канал связи (канал с частотно-селективными замираниями). Достаточно сделать ссылки на великолепные работы [5, 27, 28, 32, 34, 35, 38, 45, 62, 84, 87, 91]. В то же время остается нерешенным целый ряд задач, одной из которых является задача синтеза оптимальных и квазиоптимальных алгоритмов и систем приема сигналов, прошедших канал связи со статистически неоднородными средами при наличии аддитивных помех.

1.3. Задачи диссертационных исследований

В результате анализа существующих методов и систем приема сигналов в каналах со статистически неоднородными средами и аддитивными помехами достаточно четко формируется направление научных исследований в целях создания оптимальных алгоритмов и систем. По существу, это направление связано главным образом с решением следующих задач:

- формализация канала связи со статистически неоднородными средами, т.е. создание математических моделей каналов, которые достаточно адекватно описывали бы каналы;

- использование существующего или создание нового математического аппарата для решения задач формального синтеза систем приема и обработки сигналов на выходе канала связи со статистически неоднородными средами. Синтез производится по критерию, который следует из постановки задачи. Таким образом, мы синтезируем оптимальные алгоритмы и системы приема и обработки сигналов по выбранному критерию;

- анализ результатов синтеза алгоритмов и систем приема сигналов, прошедших канал связи со статистически неоднородными средами, с целью определения их помехоустойчивости и сложности технической реализации.

В большой степени определяющим для получения помехоустойчивости, близкой к потенциальной при условии физической реализации алгоритмов и систем приема сигналов, прошедших канал связи со статистически неоднородными средами, является определение адекватного математического аппарата синтеза. В настоящее время достаточно хорошо развитая и достаточно конструктивна марковская теория оптимальной нелинейной фильтрации. Основным препятствием для ее использования является наличие «памяти» в канале, т.е. на вход системы приема сигналов приходят взаимозадержанные «копии» переданного сигнала. В диссертационной работе задача оптимального приема многолучевых сигналов решается с использованием марковской теории нелинейной фильтрации, но с использованием компенсации «памяти» канала связи.

ВЫВОДЫ

1. Канал связи со статистически неоднородными средами достаточно хорошо описывается классическими моделью многолучевого распространения радиоволн и моделью селективных замираний. С использованием этих моделей разработано достаточно большое количество алгоритмов и систем приема и обработки сигналов, прошедших такие каналы. Для большинства приложений полученные системы при условии их достаточно простой технической реализации обладают недостаточной помехоустойчивостью, а в отдельных вариантах решения задачи синтеза - технически нереализуемыми (Ван Трис

Гарри).

2. На основании учета всех трудностей и всей имеющейся научной информации в этом направлении необходимо сделать попытку создания такой модели канала связи со статистически неоднородными средами, которая могла бы позволить решить задачу синтеза оптимальных (квазиоптимальных) технически реализуемых систем. При решении задач синтеза необходимо применять такой математический аппарат, который позволил бы минимизировать сложность технической реализации систем оптимального приема.

РАЗДЕЛ 2

МОДЕЛИ СИГНАЛОВ И КАНАЛОВ СВЯЗИ СО СТАТИСТИЧЕСКИ НЕОДНОРОДНЫМИ СРЕДАМИ

ВВЕДЕНИЕ

Второй раздел диссертационной работы посвящен краткому анализу существующих моделей сигналов и каналов со статистически неоднородными средами. Приведено описание предложенной марковской модели канала и проанализированы новые возможности применения марковской модели.

2.1. Модели сложных сигналов

В диссертационной работе будем рассматривать сигналы, в том числе сложные аналоговые сигналы (САС), которые можно представить в виде узкополосного случайного процесса

$$, \quad (2.1)$$

где $\varphi(t)$ и $\psi(t)$ – огибающая и медленно меняющаяся часть фазы процесса;

$s(t)$ – первичный сигнал, отображающий передаваемое сообщение [далее будем называть передаваемым сообщением];

ω_0 – несущая частота.

Огибающая $\varphi(t)$ и медленно меняющаяся часть $\psi(t)$ фазы процесса (2.1) могут быть как детерминированными, так и случайными функциями времени, но детерминированными функциями параметра ω_0 . В частном случае, когда $\varphi(t) = \omega_0 t$, процесс (2.1)

1) запишем в виде

$$, \quad (2.1a)$$

где $x(t)$ и $y(t)$ - случайные процессы, функционально связанные с модулирующим процессом $z(t)$ в соответствии с характеристиками амплитудного и фазового модуляторов.

Согласно (2.1) переносчиком сообщения является узкополосный процесс

$$. \quad (2.2)$$

В дальнейшем будет использоваться комплексная модель действительного колебания (2.2). Строгой комплексной моделью является аналитический сигнал (по Габору) [13], который образуется из действительного колебания (2.2) при дополнении его мнимой компонентой

$$, \quad (2.3)$$

где

$$, \quad (2.4)$$

т. е. мнимая компонента $y(t)$ связана с действительной $x(t)$ преобразованием Гильберта.

Если колебание (2.2) задано в общем виде, то согласно (2.3) однозначно могут быть определены его огибающая и фаза [13]:

$$; \quad (2.5)$$

а также, если функция $x(t)$ непрерывная и имеет непрерывную первую производную, мгновенная частота $\omega(t)$ колебания (2.2), которая равна первой производной фазы $\phi(t)$.

Часто преобразование Гильберта (2.4) от действительных сигналов получается либо достаточно громоздким, либо не выражается через элементарные функции и аналитическая модель колебания (2.3) не является удобной для анализа процессов преобразования действительных

колебаний [50]. Кроме того, действительные колебания (2.1) и (2.2) являются узкополосными процессами с известными правыми частями в детерминированном или статистическом смысле. При этих предположениях достаточно полно выражает свойства действительного колебания (2.2) его экспоненциальная комплексная модель

$$\dot{x} + \omega_0 x = \epsilon \cos(\omega t) \quad (2.6)$$

Близость моделей (2.3) и (2.6) характеризуется неравенством [11]

$$\epsilon \ll \omega_0 \quad (2.7)$$

где ω_0 – спектр колебания (2.6).

Из (2.7) видно, что для узкополосных процессов экспоненциальная комплексная модель (2.6) достаточно близка к аналитической комплексной модели (2.3) при условии, что энергия колебания (2.6) в области отрицательных частот достаточно мала. Отметим, что тождественность моделей возможна лишь при условии $\epsilon \ll \omega_0$ при $\omega_0 \gg \omega$. Действительно, согласно (2.4) $\omega_0 \approx \omega$ и с учетом (2.5) из (2.3) получим

Используя комплексное колебание (2.6), переносчик сообщения (2.2) представим в виде

$$x = \epsilon \cos(\omega t) \quad (2.8)$$

где

$$\epsilon \ll \omega_0 \quad (2.9)$$

– комплексная огибающая переносчика сообщения.

Аналогично для САС (2.1) можно записать

$$\dot{x} + \omega_0 x = \epsilon \cos(\omega t) \quad (2.10)$$

где

$$\epsilon \ll \omega_0 \quad (2.11)$$

или для (2.1а)

$$\dots \quad (2.11a)$$

В дальнейшем будем рассматривать САС вида (2.1а), у которых функции θ и φ зависят как от полезного сообщения, так и от случайных возмущений (мешающих). Будем считать, что фаза φ является суммой функции φ_0 , зависящей только от полезного сообщения, и случайной фазы φ_1 , являющейся чисто диффузионным процессом [82]:

$$\varphi = \varphi_0 + \varphi_1, \quad (2.12)$$

где φ_1 – нормальный белый шум с характеристиками

$$\dots \quad (2.13)$$

- односторонняя спектральная плотность,
- дельта-функция.

Угловые скобки означают усреднение по множеству.

Из (2.12) видно, что случайная фаза φ_1 является нестационарным процессом, так как ее дисперсия растет пропорционально времени. Уравнение (2.12) правильно описывает поведение фазы колебаний автогенератора при учете собственных флуктуационных шумов его элементов [82].

Функция φ_0 зависит от φ_0 либо по закону

$$\dots \quad (2.14)$$

(фазовая модуляция ФМ), либо

$$\dots \quad (2.15)$$

(частотная модуляция ЧМ). Здесь ω_0 и ω_1 - постоянные, характеризующие крутизну соответственно фазовой и частотной мо

дуляционных характеристик.

Функция может быть связана с либо соотношением

$$(2.16)$$

(амплитудная модуляция АМ), либо

$$(2.17)$$

(двухполосная модуляция без несущей ДМ), либо

$$(2.18)$$

$$(2.19)$$

[однополосная модуляция (ОМ) соответственно без пилот-сигнала и с пилот-сигналом]. Здесь – постоянная, характеризующая крутизну амплитудной модуляционной характеристики; и – постоянные значения; преобразование Гильберта (2.4) от сообщения .

В (2.16) - (2.19) предполагается, что – в общем случае векторный n -мерный непрерывный марковский процесс, компоненты которого EMBED Equation.3 заданы системой линейных стохастических дифференциальных уравнений [82]:

$$(2.20)$$

где – постоянные коэффициенты, не зависящие от , и от времени, – нормальные белые шумы с нулевыми средними значениями и дельта-образными функциями корреляции

$$(2.21)$$

Предполагается, что коэффициенты и не зависят от времени.

Заметим, что марковская модель сообщений (2.20) достаточно полно отражает свойства реальных процессов (речевой процесс, радиотелеметрическое сообщение и др.) [82].

Функции и могут быть как детерминированными, так и случайными. В диссертации основное внимание уделяется периодическим детерминированным и псевдослучайным функциям и , так как их проще практически генерировать, причем выбор их должен обеспечить следующие *требования к САС*:

1. Сигналы должны обладать минимальным пик-фактором, что обеспечит лучшее использование энергетического потенциала передатчика.

2. Сигналы должны обеспечивать возможность независимого воспроизведения на приемном конце переносчика сообщения, т.е. функции , а также их взаимную синхронизацию на передающем и приемном концах.

3. Переносчик сообщения должен занимать ограниченную полосу частот и иметь минимальную неравномерность распределения энергии по этой полосе, что обеспечит более эффективное использование спектра частот.

4. Должна быть обеспечена возможность передачи в общей для всех САС полосе частот информации различных абонентов с минимальным уровнем помех неортогональности и достаточно эффективного использования спектра частот и статистических свойств потоков информации абонентов.

5. Выбор сигналов должен обеспечивать возможность относительно простыми техническими средствами генерировать переносчик сообщения на передающем и приемном концах.

Будем считать, что при случайном характере функций и они являются либо реализациями частотно-ограниченного белого шума [18, 43, 111], либо непрерывными марковскими процессами с характеристиками, аналогичными (2.20). Впервые использовать сложные шумовые сигналы для передачи информации предложил А.А. Харкевич [43]. Строго говоря, практически генерировать сложное несущее колебание (2.2) с

детерминированными огибающей и медленно меняющейся частью фазы не удастся из-за наличия собственных флуктуационных шумов элементов устройств генерирования и формирования. Считаем, что с учетом этого замечания огибающая и медленно меняющаяся часть фазы СН представим

$$, \quad (2.22)$$

где и - функции времени заданного вида;

– случайные параметры, в общем случае зависящие от времени и описываемые стохастическими дифференциальными уравнениями, аналогичными (2.20).

В том случае, когда параметры в (2.22) не будут зависеть от времени, огибающую и медленно меняющуюся часть фазы СН будем аппроксимировать квазидетерминированными случайными процессами [111].

В более общем виде (2.10) полезное сообщение изменяет (модулирует) параметры некоторой детерминированной или случайной функции времени

по заданному закону, в результате чего формируется модулированное широкополосное колебание .

Формируется САС путем модуляции гармонического колебания с несущей частотой по одному или нескольким параметрам широкополосным колебанием . При этом функционально

связано с в соответствии с характеристиками модуляторов.

Спектр комплексной огибающей САС соответствует спектру САС (2.1), перенесенному на нулевую частоту. В зависимости от вида функций

, и (детерминированные или случайные периодические или непериодические и т.д.) спектр будет определяться различными способами:

1. , – периодические функции времени с периодом . Тогда колебание (2.9) периодическое с периодом , и его можно представить в виде ряда Фурье:

$$, \quad (2.23)$$

где

$$. \quad (2.24)$$

Учитывая (2.23), запишем (2.11а) для комплексной огибающей САС

$$. \quad (2.25)$$

Таким образом, САС представляет собой суперпозицию в общем случае большого числа элементов вида

(2.25)

отличающихся несущими частотами (соседние элементы отличаются по частоте на $\Delta\omega$), начальными фазами и амплитудами (мощностями). Энергетические спектры элементов одинаковы и определяются энергетическим спектром полезного сообщения $S(\omega)$, а также характеристиками амплитудного и фазового (частотного) модуляторов [111].

Спектр функции $x(t)$ дискретный с расстоянием по частоте между соседними дискретными составляющими $\Delta\omega$. Ширина спектра функции $X(\omega)$ характеризуется числом не равных нулю коэффициентов c_n (2.24) [44]:

$$B = \omega_{\max} - \omega_{\min},$$

где ω_{\max} и ω_{\min} – наибольшие индексы не равных нулю коэффициентов c_n для положительных и отрицательных частот. Отметим, что, в отличие от [44], B полностью может совпадать с шириной спектра переносчика (2.2) при соответствующем выборе функции $x(t)$, например, вида $x(t) = \cos(\omega_c t)$.

Ширину спектра функции $x(t)$ обозначим B_x . Она будет определяться как спектром полезного сообщения, так и видом модуляции и характеристиками соответствующих модуляторов [34]. В зависимости от соотношения B_x и B_c элементы САС (2.25) могут как перекрываться по частоте (САС с коррелированными по частоте элементами), когда

(2.27)

так и не перекрываться (САС с некоррелированными по частоте элементами):

(2.28)

Ширину спектра САС (1.25) естественно определить как сумму ширин спектров функций $x_1(t)$ и $x_2(t)$, т.е.

(2.29)

Заметим, что при выполнении (2.27) полоса частот, занимаемая САС, используется эффективно, т.е. полностью занята элементами сигнала, а при выполнении (2.28) полоса частот не полностью занята, так как спектры элементов САС не перекрываются. В последнем случае определение ширины спектра САС соотношением (2.29) недостаточно полно. Введем понятие *эффективной ширины спектра САС* под которой будем понимать полосу частот, фактически занятую элементами САС. При условии (2.27) это будет ширина спектра $\Delta f_{\text{эфф}}$, определенная (2.29), а при условии (2.28) эффективная ширина спектра САС $\Delta f_{\text{эфф}}$ будет равна сумме ширин спектров отдельных элементов САС (2.25), т.е.

$$\Delta f_{\text{эфф}} = \sum_{i=1}^N \Delta f_i \quad (2.30)$$

2. $s(t)$ – комплексная случайная функция. При этом, как показано в [34], энергетический спектр шумоподобной несущей (2.2) является сплошным. При модуляции этой шумоподобной несущей по амплитуде, фазе или частоте (с индексом модуляции m) полезным сообщением в виде нормального стационарного случайного процесса и при условии, что модуляционные характеристики линейны, энергетический спектр шумоподобного САС получается суперпозицией спектра несущей (2.2) и свертки (с коэффициентом пропорциональности, определяемым крутизной модуляционной характеристики) этого спектра со спектром полезного сообщения, сдвинутой в область высоких частот на величину f_c .

Таким образом, эффективная ширина спектра шумоподобного САС определяется (2.29).

3. Если САС имеет вид (2.11) и функции $s_1(t)$ и $s_2(t)$ не связаны соответственно мультипликативно и аддитивно с полезным сообщением

[предполагается здесь, что $s_1(t)$ и $s_2(t)$ - детерминированные функции], как это было в случае (2.11а), то его спектр имеет сложную структуру и в общем виде практически не поддается вычислению. Но для практически интересных применений в большинстве случаев САС (2.11) представим в виде суперпозиции элементов, хотя каждый из них уже не является результатом амплитудной или угловой модуляции гармонического колебания, а представляет собой модулированное колебание более сложной структуры, которая определяется как спектром полезного сообщения $S(f)$, так и видом функциональных зависимостей $s_1(t)$ и $s_2(t)$ и

. При этом соотношения (2.29) и (2.30), определяющие эффективную ширину спектра САС, остаются в силе, если под

понимать ширину спектра элемента САС.

База САС определяется как отношение эффективной ширины спектра САС к ширине спектра его элемента, т.е.

$$\dots \quad (2.31)$$

Для САС, эффективная ширина спектра которого определяется (2.29) и (2.30), база соответственно равна:

$$\dots; \quad (2.32)$$

$$\dots \quad (2.33)$$

Обычно амплитудный спектр комплексного колебания (2.9) симметричен относительно оси ординат, проходящей через абсциссу с

. Тогда, обозначая , из (2.33) получим

$$\dots \quad (2.33a)$$

Из (2.33) следует, что при . С другой стороны, при из (2.25) имеем , т.е. комплексная огибающая САС совпадает с точностью до постоянного коэффициента с комплексной огибающей его элемента. Значит, САС переходит в простой при . Таким образом, под САС будем понимать сигнал, база которого больше единицы. При этом база определена (2.31).

Специфические особенности широкополосных аналоговых систем связи со сложными сигналами, как и дискретных систем, определяются особенностями и свойствами САС, т.е., по существу, свойствами сложной несущей (СН). При формировании СН учитываются предъявляемые к ней требования [33], сформулированные выше. Они во многом совпадают с требованиями к дискретным сложным сигналам, используемым в системах связи [14, 15, 56, 92 и др.], сформулированными в [59]. СН (2.2) можно получить путем амплитудной, угловой или смешанной амплитудно-угловой модуляции гармонического колебания с частотой детерминированными или случайными функциями.

При гармонической угловой модуляции комплексная огибающая (2.9) имеет вид

$$, \quad (2.34)$$

где α , β - постоянные величины, характеризующие соответственно индекс угловой модуляции и девиацию частоты модулированного колебания, причем

Комплексное колебание (2.34) является периодическим с периодом

. Разложение его в ряд Фурье (2.23) дает

$$(2.35)$$

Здесь учтено, что [13]. Стационарный спектр является дискретным (линейчатым) и, в общем случае, бесконечно широким. Если учесть, что значения функции Бесселя при заданном достаточно быстро убывают с ростом порядка n , начиная с некоторого его значения n_0 , то можно считать с достаточной степенью приближения

$$(2.36)$$

Согласно (2.36) полоса частот, занимаемая СН, равна Δf , а спектр содержит N дискретных составляющих.

По аналогии с дискретными сложными сигналами [14] под базой СН будем понимать базу отрезка СН длительностью T , т.е. N , или с учетом приближения (2.36)

$$(2.37)$$

В дальнейшем всегда под базой СН будем понимать число учитываемых составляющих ее дискретного спектра.

Функция неопределенности (ФН) СН, учитывая ее периодичность, определяется через комплексную огибающую (2.34) следующим образом:

$$, \quad (2.38)$$

где — сдвиг комплексной огибающей соответственно по времени и по частоте;

— энергия СН за один период или, учитывая и пренебрегая интегралом от быстро осциллирующей функции с частотой ,

$$. \quad (2.39)$$

Подставляя (2.39) и (2.34) в (2.38), получим

$$. \quad (2.40)$$

Полагая в (2.40) , имеем автокорреляционную функцию (АКФ) СН — сечение ФН СН при .

$$. \quad (2.41)$$

Сечение ФН СН (2.40) при — частотная корреляционная функция (ЧКФ) СН:

$$. \quad (2.42)$$

Сигнал (2.34) не ограничен по времени и по частоте, соответственно его ФН распределена по всей плоскости неопределенности . В дальнейшем будем всегда производить ограничение ширины спектра СН (2.36), при этом ФН, а также АКФ и ЧКФ будут описываться полученными

соотношениями, а ФН СН будет распределена в полосе ,
и будет периодической во времени с периодом . Таким образом,
поверхность, образованная значениями ФН (поверхность неоп
ределенности [7]) при и будет
периодически повторяться с периодом .

Функция неопределенности СН принимает наибольшие и одинаковые
значения в точках плоскости неопределенности с координатами и
, где – произвольное целое число натурального ряда чисел, равные

$$, \quad (2.43)$$

и обладает свойством симметрии

$$. \quad (2.44)$$

Получим СН путем частотной модуляции гармонического колебания в
соответствии с периодической функцией, изменяющейся на -м периоде по
закону

$$, \quad (2.45)$$

где ; – некоторая постоянная величина.

Аналитическая запись колебания СН имеет вид

$$, \quad (2.46)$$

а комплексная огибающая

$$, \quad (2.47)$$

или на -м периоде

$$, (2.48)$$

где ; - девиация частоты СН.

Комплексную огибающую (2.47), учитывая ее периодический характер и спектр комплексной огибающей (2.48),

$$, (2.49)$$

где

$$; (2.50)$$

$$(2.51)$$

- аргументы интегралов Френеля и , запишем в следующем виде:

$$. (2.52)$$

Здесь обозначено

$$. (2.53)$$

При достаточно больших значениях и , учитывая асимптотическое поведение интегралов Френеля при больших значениях аргументов (2.51), вместо (2.50) получим

$$. (2.54)$$

При с ростом функция быстро спадает. Пренебрегая значениями

лучим при или и учитывая (2.54), из (2.52) по

$$\dots \quad (2.55)$$

Из сравнения (2.55) и (2.36) можно заключить, что величина имеет смысл базы СН при пилообразной частотной модуляции, т.е.

$$\dots \quad (2.56)$$

Следует отметить, что (2.56) справедливо только при достаточно больших значениях . С другой стороны при формировании СН можно путем частотной фильтрации всегда добиться необходимого усечения ряда (2.52).

Получим ФН СН путем подстановки в (2.38) выражения для комплексной огибающей (2.47):

$$\dots \quad (2.57)$$

Производя в (2.57) вычисления интегралов и необходимые упрощающие преобразования получим

$$\dots \quad (2.58)$$

Формулу для ФН СН можно также записать в виде ряда, подставив (2.52) в (2.38):

.(2.59)

Полагая в (2.58) или получим АКФ или ЧКФ СН [56]:

. (2.60)

Взаимную ФН двух СН с комплексными огибающими

(2.61)

нетрудно представить в виде

.(2.62)

Так же, как и при синусоидальной угловой модуляции, ФН СН распределена по всей плоскости неопределенности и является периодической с периодом . В силу существенной ограниченности частотного спектра СН (2.46) при больших значениях (либо ограничение частотного спектра будем производить частотной фильтрацией так, что число составляющих спектра СН будет равно) ФН будет

распределена в полосе и

Наибольшие значения, равные единице, ФН будет принимать в точках плоскости неопределенности с координатами $\pm \frac{2\pi n}{M}$ и $\pm \frac{2\pi m}{M}$, где n, m – произвольное целое число.

Сложную несущую при бинарной фазовой модуляции псевдослучайной M -последовательностью запишем в виде

$$s(t) = \exp\left\{j2\pi \sum_{k=0}^{M-1} u_k \cos\left(\frac{2\pi k t}{M}\right)\right\}, \quad (2.63)$$

где $u(t)$ - периодическая бинарная последовательность, единичных разнополярных импульсов – M -последовательность.

В настоящее время свойства M -последовательностей достаточно хорошо изучены [14] и используются в системах передачи информации [14, 15, 56, 59, 83, 92, 108 и др.].

За один период M -последовательность будем представлять в виде

$$u_k = \exp\left\{j2\pi \sum_{l=0}^{M-1} u_l \cos\left(\frac{2\pi l k}{M}\right)\right\}, \quad (2.64)$$

где

$$u_l = \exp\left\{j2\pi \sum_{m=0}^{M-1} u_m \cos\left(\frac{2\pi m l}{M}\right)\right\}, \quad (2.65)$$

– значность M -последовательности;

– кодовая последовательность u_k ;

– длительность единичного импульса M -последовательности.

Отметим, что запись СН в виде (2.63) с учетом (2.64) и (2.65) справедлива для бинарной фазовой модуляции не только M -последовательностями, но и другими последовательностями, например [14, 15 и др.], последовательностями Лежандра и Якоби, нелинейными последовательностями, последовательностями Холла, дополнительными и производными последовательностями, последовательностями Уолша и др.

Интенсивные исследования ФН (периодических) M -последовательностей были проведены в последние годы после опубликования [14], в которой и получена приближенная оценка боковых пиков ФН на плоскости неопределенности исходя из статистического рассмотрения M -последовательности. При этом предполагалось, что рассогласования по периоду следования и длительности элементарного импульса M -последовательности отсутствуют, а "хорошими" ФН являются такие [15],

экстремальные или максимальные пики которых малы. В [92 и др.] численными методами (путем многочисленных расчетов на ЭВМ периодических ФН и ВФН двух -последовательностей с одинаковыми периодами) исследованы статистические характеристики боковых пиков.

Аналитическое выражение для ФН СН (2.63) можно получить, используя (2.38) и (2.64). В результате соответствующих подстановок имеем

$$(2.66)$$

где

Нетрудно в результате вычисления интеграла в (2.66) с учетом одновременного существования функций вида (2.65) при их взаимном сдвиге получить

$$(2.67)$$

где ; символ означает целую часть .

Определим АКФ и ЧКФ СН из (2.67), полагая соответственно и

$$(2.68)$$

где – произвольное целое число,

Формирование сложных аналоговых сигналов осуществляется модуляцией сложной несущей по амплитуде или частоте. Вопросы формирования САС (2.1a) рассматривались во многих работах [14, 15, 16, 17, 20, 22, 49, 59, 61].

В зависимости от вида модуляции полезным сообщением и вспомогательным колебанием в дальнейшем будем различать САС Х-УМ САС, здесь Х – вид модуляции полезным сообщением, У – вид модуляции вспомогательным колебанием. Например, при , получим А-ЧМ САС. Тогда, учитывая (2.16), а также , из (2.1а) получим

$$, \quad (2.69)$$

где .

Схема двойного модулятора легко может быть построена из рассмотрения (2.69). Она будет содержать гетеродин, частота которого модулируется вспомогательным колебанием с девиацией , амплитудный модулятор и полосовой фильтр с центральной частотой и полосой пропускания . На выходе полосового фильтра формируется А-ЧМ САС , как уже отмечалось, представляющий собой суперпозицию спектров элементов, каждый из которых есть АМ колебание вида

$$(2.70)$$

здесь определяется (2.24), т. е. А ЧМ САС представляет собой суперпозицию АМ колебаний, отличающихся между собой несущими частотами на , начальными фазами и амплитудами несущих, которые равны соответственно . Ясно, что при гармонической частотной модуляции вспомогательным колебанием , согласно (2.36); при пилообразной –

$$\text{согласно (2.49).}$$

Сигнал (2.69) удовлетворяет предъявленным к САС требованиям, за исключением одного – минимального пик-фактора. Это является результатом использования амплитудной модуляции полезным сообщением. Допустим

, тогда, учитывая (2.15) и , из (2.1а) получим

(2.71)

Впервые практическое применение такой Ч-ЧМ САС нашел при создании системы АККОРД [4]. Схема двойного модулятора может быть построена различными способами. В [112] предложено два варианта схемы двойного модулятора. Согласно первому варианту напряжения полезного сообщения и вспомогательного складываются в суммирующем каскаде непосредственно, а согласно второму – напряжение перед суммированием преобразуется в ДМ колебание в модуляторе с несущей частотой, значительно превышающей частоту пилообразного вспомогательного колебания. Выходное колебание суммирующего каскада модулирует частоту гетеродина ЧМГ, на выходе которого формируется Ч-ЧМ САС. Существенный недостаток таких схем, как нетрудно показать, – наличие комбинационных частот в спектре каждого элемента Ч-ЧМ САС вследствие нелинейности (которая практически всегда существует) модуляционной характеристики ЧМГ [2].

Схема двойного модулятора, свободная от этого недостатка была предложена в [2]. При этом резонансный контур ЧМГ содержит два вариконда, которые обеспечивают ортогональность низкочастотного и высокочастотного электрических полей. Это обеспечивает возможность независимого изменения частоты ЧМГ как напряжением сообщения, так и вспомогательным колебанием, которые изменяют (модулируют) емкости «своего» вариконда. Обеспечить идеальную ортогональность практически не удастся, и составляющие комбинационных частот за счет частичного взаимодействия колебаний и через электрическое поле высокой частоты в спектре элемента САС, хотя и незначительной интенсивности, но будут присутствовать.

Спектр Ч-ЧМ САС (2.71) представляет собой суперпозицию спектров его элементов, каждый из которых есть ЧМ колебание вида

(2.72)

Выбирая соответствующую функцию $\rho(\omega)$, например, вида (2.45), легко добиться выполнения требований минимального пик-фактора и неравномерности распределения энергии в заданной полосе частот одновременно, что позволяет считать Ч-ЧМ САС одним из наилучших, т.е. квазиоптимальным. В [49] исследовано влияние неравномерности распределения энергии в полосе частот на помехоустойчивость системы связи с Ч-ЧМ САС. Показано, что при синусоидальной функции $\rho(\omega)$, и выборе оптимального индекса модуляции β удастся добиться ухудшения характеристик помехоустойчивости не более чем на 1 дБ по сравнению с Ч-ЧМ САС с равномерным распределением энергии в выбранной полосе частот.

2.2. Краткий анализ существующих моделей каналов связи со статистически неоднородными средами

В [87] приведено достаточно полное описание и прекрасная систематизация моделей каналов с параметрами, зависящими от частоты и с быстрыми замираниями. При этом в [87] предложены две основные модели. Первая – «модель многолучевого распространения», которая представлена в виде линии задержки на конечное время L , пропускающей частоты в полосе Δf , с отводами через τ . Напряжения, снимаемые с отводов, умножаются на α , затем суммируются и к ним добавляется аддитивная помеха. Таким образом получается модель канала, согласно которой сигнал проходит от входа к выходу канала по различным путям («лучам») с различными, зависящими от времени коэффициентами α . Преимущество этой модели заключается в том, что в каждом отдельном луче коэффициент передачи зависит только от времени, а не от частоты. Частотная зависимость возникает здесь лишь в результате интерференции при суммировании лучей.

Вторая – «модель селективных замираний» [87, рис 7.2]. Входной сигнал канала при такой модели расфильтровывается фильтрами с постоянными параметрами и импульсными реакциями (1.13,а), а затем каждая составляющая умножается на свой коэффициент передачи α , являющийся случайной функцией времени. Число фильтров в такой модели бесконечно, но практически всегда можно ограничиться конечным числом, учитывая, что энергия входного сигнала вне определенной конечной полосы частот исчезающе мала. Нетрудно видеть, что спектральная плотность мощности комплексного коэффициента передачи α определяется преобразованием Фурье корреляционной функции (по t) мгновенной

передаточной функции канала. Коэффициенты с различными индексами коррелированы между собой и быстро уменьшается с увеличением разности .

Преимущество «модели селективных замираний» по сравнению с общей схемой [87, рис 7.1] заключается в том, что здесь разделены элементы, зависящие от времени (мультипликативные помехи), и инерционные элементы, определяющие постоянные частотные искажения сигнала.

2.3. Марковская модель канала

В настоящей работе разработана модель канала передачи информации по статистически неоднородным средам, когда имеет место многолучевое распространение радиоволн. При этом физический канал связи имеет конечную память τ и применение хорошо разработанной в настоящее время теории оптимальной нелинейной фильтрации марковских процессов [76-82] становится невозможным [62]. Разработанная здесь модель, которую можно назвать приведенной к марковской, позволяет использовать все преимущества марковской теории оптимальной нелинейной фильтрации в приложении ее к каналам с памятью, в частности, к каналам со статистически неоднородными средами при наличии аддитивных помех.

Модель канала связи представим в виде четырехполюсника с передаточной характеристикой [64]. Если канал полосовой, то $=0$ при , где - соответственно нижняя и верхняя частоты полосового канала (в частности, при мы имеем случай вырожденного полосового канала - канал звуковой (видео) частоты).

Схема замещения канала связи приведена на рис. 2.1 (здесь $S(t)$ и $S_1(t)$ – соответственно сигналы на входе и выходе канала)

Рис. 2.1

Заметим, что передаточная характеристика есть случайная функция двух переменных: времени t и частоты ω . Если на входе

четырёхполюсника действует сигнал

(2.73)

или в комплексной форме

(2.74)

где $S(t)$ - комплексная огибающая сигнала $S(t)$;

ω_0 и φ_0 несущая частота и начальная фаза сигнала $S(t)$ соответственно, то на его выходе формируется сигнал $S_1(t)$

(2.75)

или для комплексной огибающей

(2.75a)

Представим передаточную функцию $H(s)$ в виде

(2.76)

и разложим функции $H_1(s)$ и $H_2(s)$ в ряд Тейлора по аргументу $s - j\omega_0$ в окрестности несущей частоты $j\omega_0$. В результате получим

(2.77)

(2.78)

Если полагать в (2.77), что все члены правой части, кроме первого равны нулю, а в выражении (2.78) все члены правой части, кроме первых двух равны нулю, то придем к следующей частной модели канала

(2.79)

где (2.80)

Такая модель не учитывает частотно-селективных замираний в канале и, по существу, описывает общие замирания. Таким образом, рассматриваемая нами модель является общей, из которой могут быть получены частные модели. Последнее, в частности, подтверждает корректность предлагаемой в диссертации модели канала с частотно-селективными замираниями.

Таким образом, модель канала связи описывается выражением

где ;

(2.81)

В частности , определенному в выражении (8).

Согласно (2.81) канал связи с частотно-селективными замираниями в соответствии с предлагаемой моделью может быть представлен в виде параллельного соединения четырехполюсника (рис. 2.2) с коэффициентом передачи

(2.82)

Рис. 2.2

Учитывая правые части выражения (2.82), схема может быть представлена в виде (рис. 2.3)

Рис. 2.3

На рис. 2.3 выходной сигнал канала с учетом аддитивных помех $n(t)$ обозначен

где $n(t)$ - аддитивная помеха с произвольными статистическими и структурными характеристиками.

Амплитудно-частотная зависимость в каждом из парциальных параллельных каналов модели (рис. 2.3) известна. Например, в первом канале

$$(2.83)$$

и зависит только от времени t_0 . Во втором парциальном канале

$$(2.84)$$

и т.д. Коэффициенты передачи являются случайными функциями времени и детерминированными функциями частоты.

Рассмотрим фазочастотные зависимости . Очевидно, что каждый из каналов может быть представлен в виде каскадного соединения четырехполюсников, первый из которых имеет коэффициент передачи

второй –

третий –

четвертый –

и т.д. Таким образом, модель канала связи является «многоканальной». В каждом канале сигнал претерпевает следующие преобразования:

- получает амплитудную модуляцию по закону ;
- проходит через четырехполюсник с постоянными параметрами и

частотно-зависимыми по закону ;

-проходит через четырехполюсник с переменной во времени и зависимой от частоты фазочастотной характеристикой; причём фазочастотная характеристика для всех каналов одинакова. Функциональная схема

представлена на рис. 2.4.

В результате сигнал можно представить как сумму

$$, \quad (2.85)$$

где

$$(2.86)$$

$i=0, 1, 2, \dots$

-

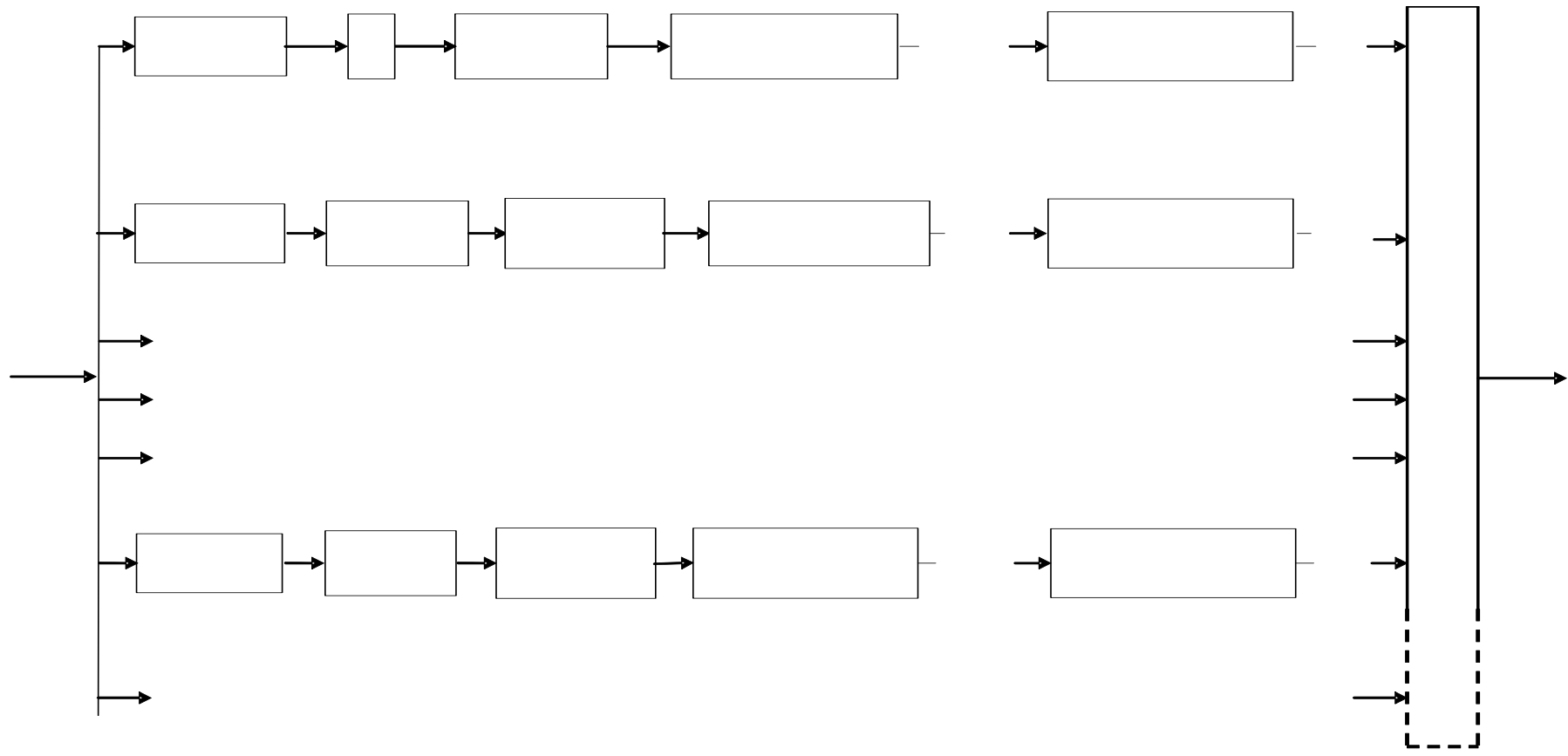


Рис. 2.4

Учитывая (2.82), выражение (2.86) запишем в виде

$$(2.86,a)$$

Формула (2.86,a) по существу является математической моделью канала передачи информации, содержащего статистически неоднородные среды. В общем случае это модель немарковского канала. Для получения модели марковского канала достаточно ограничиться в каждом из парциальных каналов схемы, приведенной на рис.2.4, четырьмя четырехполюсниками. Физически это означает, что должна быть скорректирована нелинейная составляющая фазочастотной характеристики канала связи.

Марковская модель канала связи при этом описывается выражением (2.85), где

$$, \quad (2.86,б)$$

$i=0, 1, 2, \dots$

Учитывая (2.80), запишем выражение (2.86,б) в следующем виде

$$(2.86,в)$$

Легко заметить, что интеграл в правой части выражения (2.86,в) это по существу комплексное колебание на выходе формального фильтра с коэффициентом передачи $H(\omega)$ при воздействии на его входе сигнала $S(t)$. Изложенная здесь модель канала использована в диссертации для развития теории приема радиосигналов в каналах со статистически неоднородными средами.

2.4. Формулирование новых возможностей применения марковской модели канала

Марковская модель канала со статистически неоднородными средами позволяет для синтеза оптимальных и квазиоптимальных алгоритмов и систем приема использовать достаточно конструктивную теорию условных марковских процессов. При создании сообщений и сигналов, параметры которых моделируются условными марковскими процессами, нет необходимости в ограничении класса аддитивных помех. Таким образом, приведенная марковская модель канала со статистически неоднородными средами позволяет сделать алгоритмы и системы приема сигналов на фоне аддитивных помех отличных от белого гауссовского шума. До настоящего времени задача в такой постановке решена не была.

Следует ожидать, что предложенная модель канала с «памятью» может успешно использоваться при разработке систем управления с задержанной (многопетлевой) обратной связью.

ВЫВОДЫ

В связи с тем, что при математическом описании канала, т.е. при получении формулы (2.86,б) не накладывались ограничения на частотные и временные параметры, то модель (2.86,б) является адекватной каналу со статистически неоднородными средами, когда одновременно учитывать необходимо и частотно-селективные и временные замирания. Используя здесь коррекцию неравномерности группового запаздывания, мы получаем марковскую модель канала связи. Такая модель позволяет привлечь теорию нелинейной фильтрации марковских процессов для синтеза алгоритмов и систем оптимального и квазиоптимального приема и обработки сигналов, прошедших канал связи со статистически неоднородными средами.

РАЗДЕЛ 3

СИСТЕМЫ ОПТИМАЛЬНОГО ПРИЁМА СИГНАЛОВ С УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ В КАНАЛАХ СО СТАТИСТИЧЕСКИ НЕОДНОРОДНЫМИ СРЕДАМИ

ВВЕДЕНИЕ

Третий раздел диссертационной работы посвящен синтезу оптимальных и квазиоптимальных алгоритмов и систем приема сигналов с угловой модуляцией, прошедших канал связи со статистически неоднородными средами. При этом использована модель канала связи со статистически неоднородными средами, предложенная автором и достаточно подробно обсужденная во втором разделе диссертационной работы. При решении задачи синтеза систем использованы в том числе и более точные аппроксимации. Учет большего числа каналов многоканальной модели позволяет получить большую помехоустойчивость, но при этом увеличивается сложность технической реализации систем приема сигналов.

3.1. Модели принимаемых колебаний

Модель принимаемого колебания представлена в виде

$$\dots \quad (3.1)$$

Здесь – флуктуационный белый шум с характеристиками:

$$\dots ; \dots \quad (3.1,а)$$

где – односторонняя спектральная плотность белого шума;

- математическое ожидание величины ;
- дельта-функция.

Модель передаваемого сигнала описывается выражением (2.71) при . Вектор неинформационных параметров сигнала на входе системы приема включен далее в вектор при соответствующем увеличении его размерности, т.е. . Здесь принята марковская модель принимаемых сообщений и неинформационных параметров сигнала, т.е. удовлетворяющих системе уравнений (2.20).

Учитывая математическое описание марковской модели канала (2.86,в), получим следующее выражение для сигнала на выходе канала связи:

$$, \quad (3.2)$$

где из (2.86,б) получим

где и удовлетворяют следующим стохастическим дифференциальным уравнениям:

(3.3)

- формирующий гауссовский белый шум с нулевым математическим ожиданием и функцией корреляции

где $S_{\eta}(\omega)$ - спектральная плотность белого шума;

K_1, K_2 - постоянные, определяемые параметрами формирующего фильтра.

Выражение (3.2) по существу описывает трехпутевую модель канала связи со статистически неоднородными средами. Заметим здесь, что двухпутевая модель канала связи также была рассмотрена автором диссертации и опубликована в работах [114, 123, 125-130]. Ниже также будут приведены результаты синтеза алгоритмов и систем оптимального приема частотно-модулированных радиосигналов при двухпутевой модели. Будут приведены также сравнительные характеристики помехоустойчивости и сложности технической реализации алгоритмов и систем, а также сформулированы рекомендации по практическому использованию предложенных и описанных в диссертационной работе алгоритмов и систем приема сигналов, прошедших по каналам со статистически неоднородными средами.

3.2. Синтез алгоритмов и систем оптимального приема частотно-модулированных радиосигналов. Трехпутевая модель

Во втором разделе было показано, что сигнал на выходе каждого из путей модели канала связи со статистически неоднородными средами является марковским, или может быть сведено к марковскому. В такой постановке можно привлекать математический аппарат марковских процессов для решения задачи синтеза оптимальных алгоритмов и систем приема и обработки сигналов, прошедших канал со статистически неоднородными средами.

Используя марковскую модель канала (2.86), а также известные алгоритмы нелинейной фильтрации марковских процессов [77-83],

(3.4,a)

где \mathbf{g} - вектор-столбец;

\mathbf{A} - квадратная матрица размера $n \times n$;

\mathbf{J} - матрица Якоби;

$\hat{\mathbf{x}}_k$ - оценка вектора состояния ;

$p(\mathbf{x}_k)$ - апостериорная плотность распределения вероятностей вектора состояния ;

\mathbf{C} - корреляционная квадратная матрица ряда ошибок фильтрации размера $n \times n$.

, (3.4б)

в диссертационной работе получены следующие алгоритмы оптимальной нелинейной фильтрации сообщения (3.3) при частотной модуляции [6, 8, 9]: для апостериорной оценки фильтруемого сообщения

(3.4),

для кумулянтов в стационарном режиме

где

(3.5)

где

;

На основании системы стохастических дифференциальных уравнений (3.4) получена схема системы оптимального в стационарном режиме приема частотно-модулированного сигнала (2.15), которая приведенная на рис. 3.1.

На схеме обозначено: — модулятор ЧМ радиосигнала, а — модулятор частотной и двухполосной амплитудной модуляции с подавленной несущей.

Интересно отметить, что схема приемного устройства содержит блок формирования оценки сообщения \hat{m} , блок формирования оценки параметра $\hat{\theta}$ и блок формирования оценки фазы частотно-модулированного колебания $\hat{\phi}$. Все блоки объединены перекрестными связями, глубина которых определяется значениями кумулянтов μ_{θ} (3.5).

В том случае, когда параметры канала связи θ , ϕ , μ_{θ} являются случайными и неизвестными, то алгоритм приема (3,4) содержит дополнительные уравнения для неизвестных (или случайных) параметров, и соответственно, схема приемного устройства заполняется соответствующими блоками оценки параметров канала или неинформационных параметров сигнала. Существенно, что параметры канала могут изменяться во времени, т.е. аппроксимироваться случайными процессами. Таким образом, разработанные методы синтеза приемных устройств позволяют создать оптимальные (квазиоптимальные) системы приема сигналов, прошедших статистически-неоднородные среды.

Существенным положительным фактором предложенных методов синтеза приемных устройств является еще и то, что приемник является оптимальным (квазиоптимальным) и при действии аддитивных помех (сосредоточенных по спектру, структурных, т.е. произвольных квазидетерминированных помех). При этом, конечно, приемное устройство будет содержать соответствующие каналы приема и оценки параметров

Рис. 3.1

помех и соответствующие компенсационные взаимосвязи с уже рассмотренными функциональными блоками.

Получим количественные оценки относительной погрешности фильтрации параметров принимаемого сигнала из системы уравнений (3.5).

В нормированном виде имеем:

(3.6)

где $\delta_{\text{сигн}}$ – относительные погрешности фильтрации соответственно параметров сигнала $\delta_{\text{ампл}}$, $\delta_{\text{фаз}}$ и $\delta_{\text{част}}$;

$\delta_{\text{шум}}$; $\delta_{\text{фильтр}}$;
– параметры, характеризующие отношение сигнал/шум.

Отдельные результаты расчетов относительной погрешности фильтрации сообщения приведены на рис. 3.2, а; рис. 3.2, б и рис. 3.2, в.

Рис. 3.2 а

Рис. 3.2 б

Рис. 3.2 в

Из графиков хорошо заметно, что с увеличением параметров

i относительная погрешность фильтрации сообщения уменьшается при любых значениях сигнал/шум и индексах частотной модуляции. Таким образом, предложенный метод приема сигналов позволяет реализовать оптимальный (квазиоптимальный) прием сигналов в каналах со статистически неоднородными средами.

3.3. Оптимальный прием частотно-модулированных сигналов с известной начальной фазой в каналах со статистически неоднородными средами и флуктуационным шумом. Двухпутевая модель

Модель принимаемого колебания (колебания на выходе канала связи со статистически неоднородными средами и флуктуационным шумом) опишем на основании соотношений (3.2) и (3.3). Очевидно, что

$$(3.7)$$

где $n(t)$ - гауссовский белый шум со стохастическими характеристиками (3.1), или, учитывая достаточно корректные приближения, принятые в (3.2), получим описание двухпутевой модели канала связи со статистически

неоднородными средами:

(3.8)

(3.9)

где

;

(3.10)

В выражении (3.10):

- постоянный коэффициент;
- амплитуда ЧМ колебания (3.9);
- начальная фаза ЧМ колебания.

Основываясь на марковской теории нелинейной фильтрации [77-83] и модели колебания на входе системы приема и обработки (3.8), полученной автором [7], решим задачу синтеза алгоритмов приема при наличии в канале статистических неоднородностей и флуктуационного белого шума.

Используя систему стохастических дифференциальных уравнений при моделях сообщения (3.3) и сигнала (3.8) получим в результате достаточно громоздких преобразований и упрощений следующую систему стохастических дифференциальных уравнений, описывающих алгоритм оптимальной фильтрации сообщений (3.3):

для апостериорной оценки фильтруемого сообщения

(3.11)

для погрешностей фильтрации (кумулянтов)

(3.12)

где, учитывая, что для принимаемого колебания энергетический параметр ϵ , функцию $\psi(\epsilon)$ определим следующим образом [76]

Тогда в (3.12) и (3.11) функции $\psi(\epsilon)$ и $\chi(\epsilon)$ могут быть определены как:

(3.13)

(3.14)

(3.15)

Запишем уравнения (3.11) фильтрации сообщения в операторной форме

(3.16)

Здесь EMBED Equation.3 - оператор дифференцирования. Схема квазиоптимального приемника, которая реализует алгоритм (3.16), приведена

на рис. 3.3. На ней обозначено:

Рис. 3.3

- модулятор частотно-модулированного сигнала;

- модулятор двойной частотной и двухполосной амплитудной модуляции с подавленной несущей.

Как видно из схемы квазиоптимального приемника (рис. 3.3), он содержит информационный канал, на выходе которого формируется оценка сообщения \hat{m} , и канал формирования оценки фазы $\hat{\theta}$. На схеме явно рассматривается петля фазовой автоподстройки частоты в составе блоков формирования радиосигнала S_{RF} , входного сумматора, переключателя, усилителя с коэффициентом передачи K , сумматора, интегрирующего устройства и подстраиваемого гетеродина.

Когда параметры канала α , β , γ являются неизвестными и (или) случайными, уравнения фильтрации, определяющие алгоритм квазиоптимального приема, можно получить также из [76] и (3.8). При этом схема приемника усложнится, т.к. она будет содержать дополнительные каналы оценок этих параметров, т.е. параметров $\hat{\alpha}$, $\hat{\beta}$, $\hat{\gamma}$.

В целом предложенный подход и методы позволяют решать задачу оптимального (квазиоптимального) приема радиосигналов, прошедших канал связи со статистически неоднородными средами, при любых неизвестных параметрах как сигнала, так канала и помех. При этом в случае воздействия структурной аддитивной помехи, в вектор неизвестных параметров могут быть включены и неизвестные параметры структурной или другой аддитивной помехи. Следует заметить, что использование известных методов (например метода компенсации) не дает возможности существенно уменьшить вредное влияние структурной помехи, тогда как предложенный метод позволяет реализовать квазиоптимальный (оптимальный) прием сигналов на фоне аддитивных помех произвольной структуры.

Из решения системы уравнений (3.12) с учетом соотношений (3.15) можно получить следующую формулу для определения относительной погрешности фильтрации в стационарном (установившемся) режиме:

(3.17)

где β - индекс частотной модуляции полезным сообщением
с дисперсией σ^2 ;

γ - отношение сигнал/шум на входе приемника.

На рис. 3.4 – рис. 3.6 приведены результаты расчетов по формуле (3.17) относительной погрешности фильтрации сообщения при приеме ЧМ радиосигналов с известной начальной фазой для различных значений параметра β и коэффициентов частотной модуляции γ . Из анализа графиков, приведенных на рис. 3.4 – рис. 3.6, легко заметить, что с увеличением значения параметра β относительная погрешность фильтрации уменьшается при любых заданных значениях отношения сигнал/шум γ и коэффициентах частотной модуляции β .

Таким образом, синтезированный алгоритм, описываемый системой уравнений (3.16) и соответствующая ему схема приемного устройства, приведенная на рис. 3.3, обеспечивают квазиоптимальный прием сигнала (3.8) на фоне флуктуационного белого шума $\eta(t)$ и прошедшего канал связи со статистически неоднородными средами.

3.4. Оптимальный прием частотно-модулированных сигналов со случайной начальной фазой в каналах со статистически неоднородными средами и флуктуационным шумом. Двухпутевая модель

Для решения поставленной задачи используем модель частотно-модулированного сигнала (3.9),
где

(3.18)

где θ – случайная начальная фаза ЧМ радиосигнала, которая является чисто диффузионным процессом и описывается стохастическим дифференциальным уравнением:

(3.19)

где $w(t)$ – гаусовский белый шум с нулевым математическим ожиданием и дельта-функцией корреляции.

;

где $S_w(f)$ – спектральная плотность формирующего белого шума.

Рис. 3.4

Рис. 3.5

Рис. 3.6

С учетом случайного характера начальной фазы принимаемое колебание запишем в виде:

$$(3.20)$$

где

$$(3.21)$$

Используя (3.20), получим в результате достаточно громоздких преобразований и упрощений следующую систему уравнений, которая описывает алгоритм нелинейной фильтрации сообщения из наблюдения (3.20).

Для апостериорной оценки фильтруемого сообщения:

$$(3.22)$$

Для кумулянтов

(3.23)

Здесь
 Из решения системы уравнений (3.23) с учетом формул (3.15) получим
 расчетные соотношения для определения относительной погрешности
 фильтрации сообщения из наблюдения (3.11). В результате решения
 системы уравнений (3.23) получим

(3.24)

где – дисперсия случайного набега фазы высокочастотного колебания за время корреляции сообщения.

Результаты расчетов по формуле (3.24) представлены в виде графиков, приведенных на рис. 3.4 – рис. 3.10. Анализ графиков позволяет сделать следующие выводы. Во-первых, так же как и при приеме ЧМ радиосигналов с известной начальной фазой, с увеличением параметра относительная погрешность фильтрации уменьшается при любых значениях отношения

сигнал/шум и коэффициента модуляции . Во-вторых, с увеличением дисперсии случайного набега фазы ЧМ радиосигнала за время корреляции сообщения относительная погрешность фильтрации увеличивается. При этом с увеличением отношения сигнал/шум, когда значение погрешности уменьшается, степень влияния на погрешность фильтрации параметра увеличивается (рис. 3.7 – рис. 3.10).

3.5. Оптимальный прием фазомодулированных сигналов в каналах со случайной начальной фазой и флуктуационным шумом. Двухпутевая модель

Модель передаваемого колебания при фазовой модуляции имеет вид

(3.25)

где

(3.26)

Модели сообщения и случайной начальной фазы определены соответственно выражениями (3.3) и (3.19); - постоянный коэффициент; - амплитуда фазомодулированного колебания.

Рис. 3.7

Рис. 3.8

Рис. 3.9

Рис. 3.10

Модель колебания на входе приемного устройства, структуру которого необходимо синтезировать, определяется выражением

(3.27)

Для решения задачи синтеза алгоритмов оптимального и квазиоптимального приема фазомодулированных радиосигналов, прошедших канал со статистически неоднородными средами и флуктуационным шумом используем, как и ранее, марковский подход. На основании (3.4) с учетом модели принимаемого колебания (3.27) можно получить следующую систему стохастических дифференциальных уравнений, описывающих алгоритм квазиоптимального приема фазомодулированных радиосигналов:
для апостериорной оценки принимаемого сообщения

(3.28)

для кумулянтов (погрешностей фильтрации)

(3.29)

где α и β определены в (3.3).
Учитывая, что

определим функции α и β в выражениях (3.28) и (3.29) следующим образом:

(3.30)

Учитывая (3.30), запишем уравнения фильтрации (3.28) в операторной форме

(3.31)

(3.31)

где

Схема квазиоптимального приемника, реализуемая алгоритмом фильтрации (3.31), приведена на рис. 3.11. На ней обозначено: — модулятор фазомодулированного радиосигнала; — модулятор двойной фазовой и двухполосной амплитудой модуляции процессом с подавленной несущей. Из схемы квазиоптимального приемника (рис. 3.11) видно, что он имеет информационный канал, на выходе которого формируется

Рисунок 3.11

оценка сообщения , канал формирования процесса и канал формирования фазы .

Решая систему уравнений (3.29) можно получить следующую формулу для расчета относительной погрешности фильтрации в установившемся режиме

$$(3.32)$$

где ; здесь характеризует индекс фазовой модуляции.

Из (3.32) можно получить выражение для относительной погрешности фильтрации при приеме фазомодулированных радиосигналов со случайной начальной фазой:

Результаты расчетов зависимости относительной погрешности фильтрации сообщения при приеме фазомодулированных радиосигналов, прошедших канал связи со статистически-неоднородными средами и флуктуационным шумом, от отношения сигнал/шум для различных значений параметров , и для приведены на рис. 3.12 - 3.14.

Рис. 3.12

Рис. 3.13

Рис. 3.14

Как видно из графиков рис. 3.12 – рис. 3.14 с увеличением параметра относительная погрешность фильтрации уменьшается при любых значениях параметров β , γ , δ .

Следует заметить, что приемник ЧМ радиосигналов является более инвариантным по отношению к дисперсии случайного набега фазы высокочастотного колебания за время корреляции сообщения T_c . Кроме того, выигрыш в помехоустойчивости за счет увеличения параметра β проявляется существеннее при меньших значениях T_c (рис. 3.14).

ВЫВОДЫ

1. Как показывают расчеты, моделирование и анализ полученных результатов помехоустойчивости синтезированных алгоритмов и систем приема частотно- и фазомодулированных сигналов, прошедших канал связи со статистически неоднородными средами и аддитивными помехами, автору удалось получить алгоритмы и методы, позволяющие по-существу реализовать помехоустойчивость близкую к помехоустойчивости систем с когерентным сложением сигналов.

2. Важно отметить, что алгоритмы и структурные схемы систем приема частотно-модулированных сигналов оказались физически реализуемыми.

3. Инженерная реализация разработанных автором диссертации алгоритмов и схем систем приема сигналов в каналах со статистически неоднородными средами представляет определенные трудности, но уровень современной электронной техники и элементной базы позволит осуществить такую реализацию.

РАЗДЕЛ 4

СИСТЕМЫ ОПТИМАЛЬНОГО ПРИЁМА СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ, ПРОШЕДШИХ КАНАЛ СВЯЗИ СО СТАТИСТИЧЕСКИ НЕОДНОРОДНЫМИ СРЕДАМИ

ВВЕДЕНИЕ

В четвертом разделе рассмотрены решения задачи оптимального и квазиоптимального приема сложных сигналов, модели которых рассмотрены во втором разделе, прошедших канал связи со статистически неоднородными средами и аддитивным шумом. При этом сначала рассмотрен канал связи с общими замираниями при стационарном запаздывании и аддитивным флуктуационным шумом, затем рассмотрена задача синтеза оптимальных приемников сложных сигналов прошедших канал связи с нестационарным запаздыванием и, наконец, приведены результаты синтеза алгоритмов и систем приема сложных сигналов в каналах с частотноселективными замираниями и флуктуационным шумом.

4.1. Синтез систем приема сложных сигналов в каналах с общими замираниями при стационарном запаздывании и флуктуационным шумом

Если на входе канала сложный сигнал имеет вид (1.2), то на его выходе в общем случае получим

(4.1)

где μ_n и μ_n - время распространения и коэффициент передачи EMBED Equation.3 -го луча; N - число лучей (путей распространения сигнала). При узкополосных сигналах, когда выполняется условие

(4.2)

EMBED Equation.3, соотношение (4.1) представим в виде

(4.3)

где ; ; ; ;

В реальных радиоканалах случайные величины , , изменяются во времени, т.е. $\mu_k(t)$, и являются случайными процессами. Коэффициент передачи , таким образом, с учетом (4.3) запишем в виде

(4.4)

Модель канала с общими замираниями показана на рис. 4.1.

Рис. 4.1

В дальнейшем будем аппроксимировать случайные функции $\mu_k(t)$, и марковскими процессами. В этом случае принято говорить о марковской модели канала. В частности, случайное запаздывание

(4.5)

где - стационарная компонента времени запаздывания, которую аппроксимируем системой двух стохастических дифференциальных уравнений вида:

где $\xi(t)$ - гауссовский белый шум с характеристиками:

$$\xi(t) = \xi_1(t) + j\xi_2(t), \quad (4.6)$$

где $\xi_1(t)$ - нестационарная компонента времени запаздывания, определяемая, например, [94] как линейная форма:

$$\xi_1(t) = \sum_{m=1}^M r_m(t) b_m, \quad (4.7)$$

где $r_m(t)$ - известные детерминированные функции;
 $b = \{b_m, m = \overline{1, R}\}$ - R -мерный вектор постоянных, в общем случае неизвестных параметров. Такая модель задержки является общей и хорошо описывает, в частности, канал связи между подвижными объектами и (или) использующий отражение радиоволн от естественных или искусственных неоднородностей атмосферы, перемещающихся с ненулевой средней скоростью.

В зависимости от относительной скорости изменения функций $r_m(t)$ и $\tau_k(t)$ будем различать марковские модели каналов с медленными

и быстрыми общими замираниями сложного сигнала (здесь Δt_k - время корреляции замираний). Отметим, что модель с быстрыми общими замираниями и нестационарным запаздыванием можно использовать для описания каналов дальней космической радиосвязи, когда энергетический потенциал для передачи сигналов ограничен, а затухание в канале велико. Для увеличения помехоустойчивости в этих условиях необходимо при неизменной пиковой мощности передатчика увеличивать период СН, который может превысить время корреляции. Быстрые замирания могут встречаться и в некоторых каналах с тропосферным рассеянием.

На основе марковской теории нелинейной фильтрации синтезируем структурные схемы приемников Ф-ФМ и Ч-ФМ сложных аналоговых сигналов и определим ошибки фильтрации.

Прием Ф-ФМ САС. На вход приемного устройства, структуру которого необходимо определить, поступает колебание

$$(4.7, a)$$

где $\theta_k(t)$; и $\theta_k(t)$ определены в (4.4), а $\theta_k(t)$ удов-
летворяет стохастическому дифференциальному уравнению (3.19). Допустим,
информационные, и неинформационные параметры принимаемого колебания
(4.7,а) являются марковскими и описываются следующими
дифференциальными уравнениями:

$$(4.8,а)$$

$$(4.8,б)$$

где шумы $\theta_k(t)$, $\theta_k(t)$, $\theta_k(t)$ имеют прежний смысл, а $\theta_k(t)$ - белый шум с
односторонней спектральной плотностью N_A . Далее сумма
будет обозначаться $\theta_k(t)$. Первое стохастическое дифференциальное
уравнение (4.8) для $A(t)$ соответствует рэлеевским амплитудным
замираниям сложного сигнала [82]. Флуктуационный шум $\theta_k(t)$ имеет
характеристики (3.1,а).

Уравнения стационарной квазилинейной фильтрации (3.4)
конкретизируем для колебания (4.7) и запишем в виде

(4.9)

(4.10)

где

;

;

;

;

В (4.9) и (4.10) учтено, что в стационарном режиме EMBED Equation.3

. На рис 4.2 приведена схема квазилинейного приемника, моделирующего уравнения (4.9). На ней обозначено:

;

;

;

;

Значение кумулянта находим непосредственно как решение последнего уравнения системы (4.10).

.

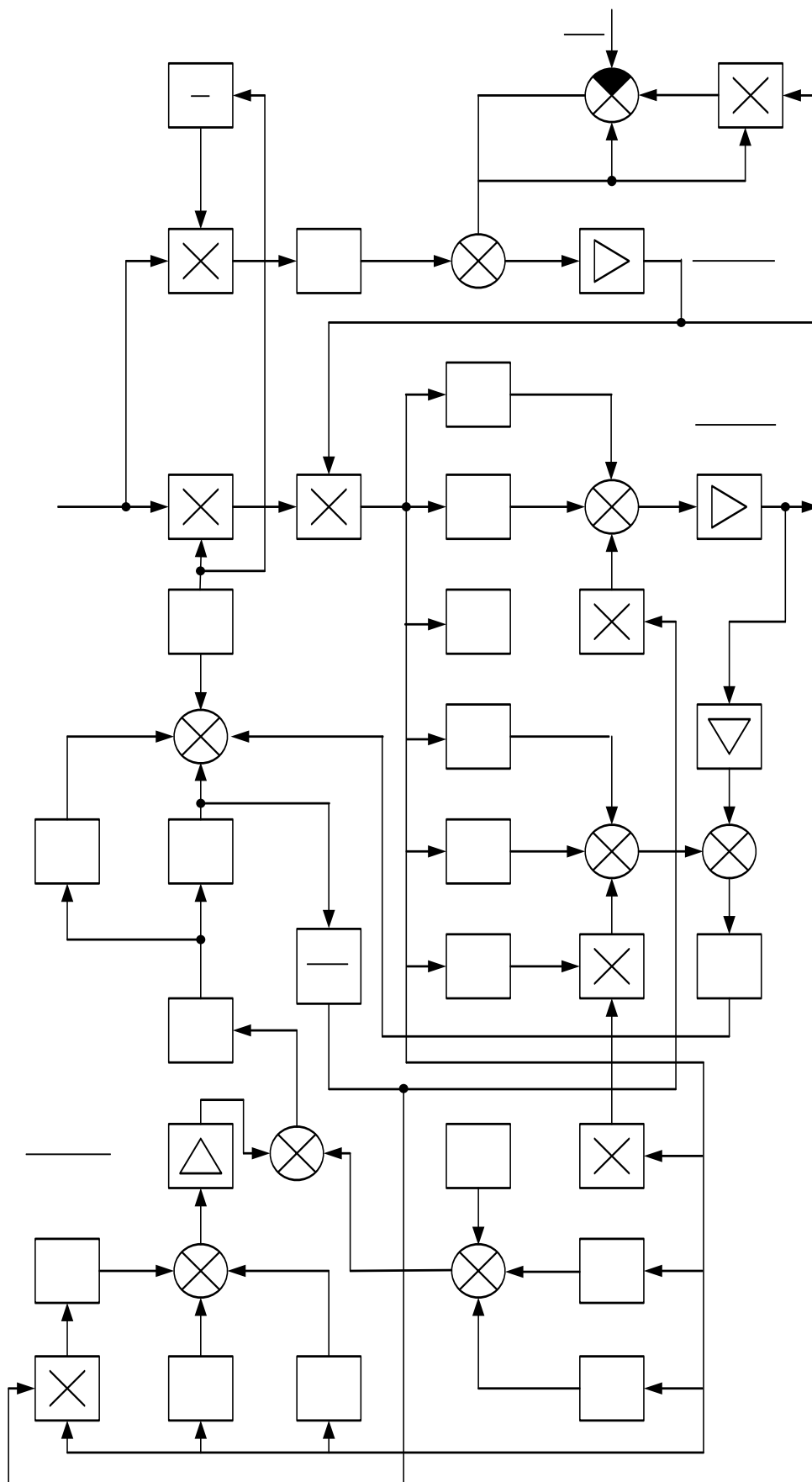


Рис. 4.2

В отличие от схемы квазилинейного приемника Ф-ФМ сложного сигнала, в каналах с постоянными параметрами эта схема содержит систему

автоматической регулировки усиления, а также каналы автоматической подстройки задержки (АПЗ) и фазовой автоподстройки частоты (ФАП), которые имеют дополнительные цепи обратной связи. Кроме того, между информационным каналом, каналами АПЗ и ФАП существуют перекрестные связи.

Аналитическое выражение для определения квадрата относительной ошибки фильтрации получить не удастся, так как система уравнений (4.10) аналитически неразрешима. После приведения к нормированному виду получим

$$(4.11)$$

эта система уравнений численно решена на ЭВМ. Результаты решения представлены на рис 4.3 (сплошная линия).

При переходе от (4.10) к (4.11) принято , а также введены следующие обозначения:

;

;

;

;

;

;

;

;

;

;

.

Заметим, что хотя параметры и априори взаимно независимы.

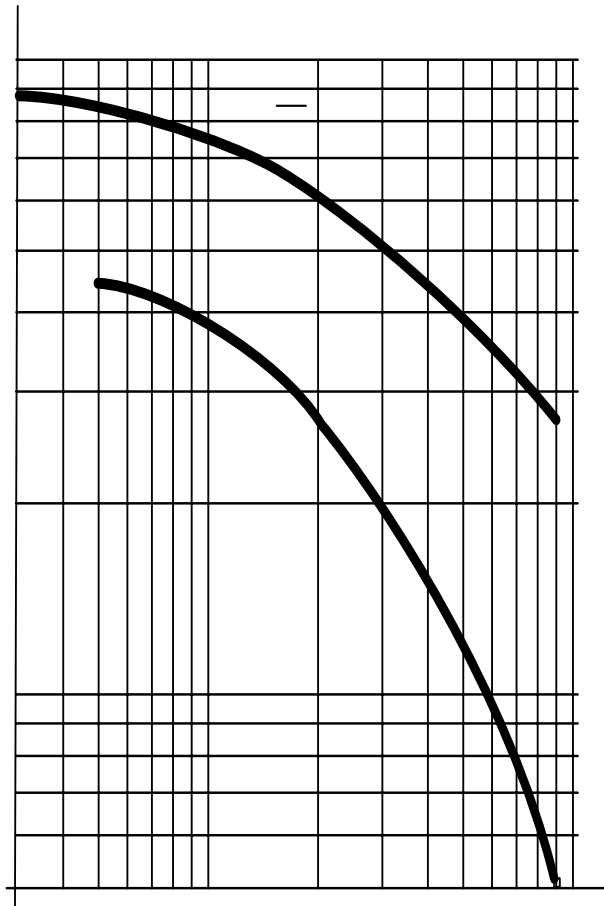


Рис. 4.3

Прием Ч-ФМ сложных сигналов. На вход приемного устройства поступает колебание (4.7) при априорных условиях (4.8) и

. Уравнения стационарной квазилинейной фильтрации (3.4), определяющие структуру приемника имеют вид

(4.12)

Структурная схема квазилинейного приемника Ч-ФМ сложных сигналов, как следует из сравнения систем уравнений (4.9) и (4.11), совпадает со схемой рис. 4.2, если в последнем установить коэффициент усиления усилителя, включенного к выходу информационного канала равным $M_{\text{ч}}/S_{\text{y}}$.

Нормированную систему уравнений для кумулянтов запишем в виде, удобном для вычислений на ЭВМ:

(4.13)

Обозначения в (4.13) такие же, как и в (4.11), а параметр $m_{\text{ч}}$ определен в (1.2). Результаты решения системы уравнений (4.13) приведены на рис. 4.3 (пунктирная линия).

4.2. Синтез систем приема сложных сигналов в каналах с общими замираниями и нестационарным запаздыванием

Рассмотрим задачу синтеза структуры приемного устройства А-ЧМ САС

(4.14)

при априорных условиях:

;

;

;

;

;

;

;

;

- известная детерминированная функция. Так как в вектор фильтруемых параметров \mathbf{p} входит неизвестный постоянный параметр b (считаем здесь, что b - гауссова случайная величина с известным математическим ожиданием μ_b и дисперсией σ_b^2), то для определения структурной схемы приемника воспользуемся системами уравнений фильтрации (3.4), для блока оценок вектора состояния

и для блока оценок неизвестного параметра (адаптивного блока). Не приводя промежуточных вычислений, запишем конкретизированные уравнения фильтрации в следующем виде:

$$(4.15)$$

$$(4.16)$$

где

(4.17)

Рис. 4.4

(4.18)

Остальные функции в (4.43) определяются из (4.18) путем определения производных от них по соответствующим параметрам.

Рис. 4.5

На рис. 4.4 приведена схема приемника, моделирующего уравнения (4.15) и (4.16). Она содержит основной информационный канал, на выходе которого формируется оценка $\hat{\lambda}(t)$, канал ФАП, канал автоматической регулировки усиления и канал АПЗ. Причем канал АПЗ содержит адаптивный блок (обведен пунктиром) формирования оценки неизвестного параметра \hat{b} , алгоритм работы которого описывается (4.16). Если параметр EMBED Equation.3

априори известен, то необходимость в адаптивном блоке отпадает. Коэффициенты усиления во всех названных каналах определяются соответствующими значениями кумулянтов, которые находятся из решения систем уравнений (3.4), конкретизированных для колебания (4.14). Ввиду громоздкости записей эти уравнения здесь не приводятся.

На рис. 4.5 приведены результаты вычисления на ЦВМ квадрата относительной ошибки фильтрации сообщения для следующих па

раметров принимаемого колебания:

$$m_A = 0,5; D_{\theta_n} = 0,1; B_1 = 1,005, \sigma_{0\tau_k} = 10\sigma_{0\theta}; r(t) = \cos \Omega_n t; \quad (\text{здесь } \text{QUOTE}$$

при различных значениях параметров: , и

. Расчет произведен при . Из рис. 4.8 следует, что наличие нестационарного запаздывания существенно увеличивает ошибку фильтрации во время переходного периода, длительность которого значительно превышает величину .

4.3. Синтез систем приема сложных сигналов, прошедших канал связи с селективными замираниями и аддитивными помехами

Используя предложенную модель канала (2.86) и теорию нелинейной фильтрации определим структурные схемы приемников Д-ЧМ и Ч-ЧМ сложных сигналов при коррелированных замираниях элементов и Д-ЧМ САС при некоррелированных замираниях.

Д-ЧМ САС. Учитывая (2.86), колебание на входе приемного устройства, оптимальную структуру которого необходимо определить представим в виде

$$, \quad (4.19)$$

Здесь считаем σ , μ , λ , ν , γ , β и α известными величинами. При записи (4.19) учтено (2.34) и (2.35). В предположении, что удовлетворяет стохастическому дифференциальному уравнению (2.20) а - флуктуационный белый шум с известными характеристиками (3.1), приходим к задаче оптимальной фильтрации полезного сообщения в результате наблюдения на некотором интервале времени, изложенной в разделе 3.

Для получения структуры оптимального приемника используем следующий подход. Конкретизируем уравнения стационарной квазилинейной фильтрации (3.4) для колебания

$$(4.20)$$

где

$$(4.21)$$

и является результатом прохождения сообщения через дифференцирующую цепочку. В полученных уравнениях

осуществим предельный переход $\lim_{\epsilon \rightarrow 0} \dots$.

Практически достаточно для осуществления такого перехода полагать $\epsilon \rightarrow 0$.

Уравнения стационарной квазилинейной фильтрации для колебания (4.20) имеют вид:

$$(4.22)$$

$$(4.23)$$

где

Уравнения (4.23) для кумулянтов напишем в нормированной форме.

(4.24)

где обозначено ; ; ; ; ;

; ; ; ;

; ; ; ; ;

; ; ; .

В результате решения системы уравнений (4.24) при $\beta \rightarrow \infty$, т.е. при $\alpha \rightarrow 0$, получим

$$; \quad (4.25)$$

Формула (4.25) определяет квадрат относительной ошибки фильтрации сообщения $\lambda(t)$. Полагая в ней $\lambda(t) = \lambda_1(t)$, приходим к формуле, определяющей ошибку фильтрации в случае приема простого ДМ сигнала:

$$, \quad (4.26)$$

а полагая $\lambda(t) = \lambda_1(t)$ - простого ДМ сигнала в канале без селективных замираний. Анализ (4.25) и (4.26) показывает, что

увеличение базы САС, т.е. увеличение $\lambda(t)$ приводит к уменьшению ошибки фильтрации.

На рис. 4.6 приведена схема квазилинейного приемника, реализующего алгоритм (4.22). На ней обозначено $\lambda_1(t)$; $\lambda_1^*(t)$; $\lambda_1(t)$; $\lambda_1^*(t)$;

Приемник содержит информационный канал, на выходе которого формируется $\lambda_1^*(t)$, и канал формирования оценочного значения $\lambda_1(t)$. Между этими каналами существуют перекрестные связи. При $\lambda_1(t) = \lambda_1^*(t)$, структура схемы приемника остается прежней. Причем $\lambda_1(t) = \lambda_1^*(t)$, а

$$\lim_{\beta \rightarrow \infty} k_2 = 2Y^{(1)} \alpha (2 - \delta_0) \sigma_\lambda^2 / N_0 \sqrt{1 + 4q_1 \Delta_1^2}.$$

Структурную схему квазилинейного приемника при неизвестных случайных параметрах канала $\lambda(t)$ и $\lambda_1(t)$ а также $\lambda_1(t)$ и $\lambda_1^*(t)$ можно определить аналогично. При этом она будет содержать дополнительно каналы ФАП, АПЗ и каналы оценок параметров $Y^{(0)}$ и $Y^{(1)}$. Изложенный подход позволяет учитывать любое число слагаемых в правой части (4.25). С увеличением числа учитываемых параметров $\lambda(t)$ схема приемника будет соответственно усложняться.

Рис. 4.6

При случайных параметрах $Y^{(0)}$ и $W_1(\delta_0)$ величина (4.25) является также случайной. Определим одномерную функцию распределения

$W_1(\delta_0)$ случайной величины $Y^{(0)}$, которая получается в результате функционального преобразования (4.25) двух случайных величин

$Y^{(0)}$ и $W_1(\delta_0)$, совместная плотность вероятности которых равна

где

$\sigma_K^2 = \langle (Y^{(0)})^2 \rangle$, Опуская все промежуточные преобразования, получим

(4.27)

где ; ; - QUOTE
 $q_2 = q_1 / (Y^{(0)})^2$; $b = p^2 \sum_n n^2 J_n^2(m_B)$; ω_δ — средняя ширина временного спектра замираний. На рис. 4.7 приведены некоторые результаты расчетов по (4.27), которые показывают улучшение статистических характеристик случайной величины с увеличением базы САС, т.е. с увеличением .

При расчетах было принято ; .

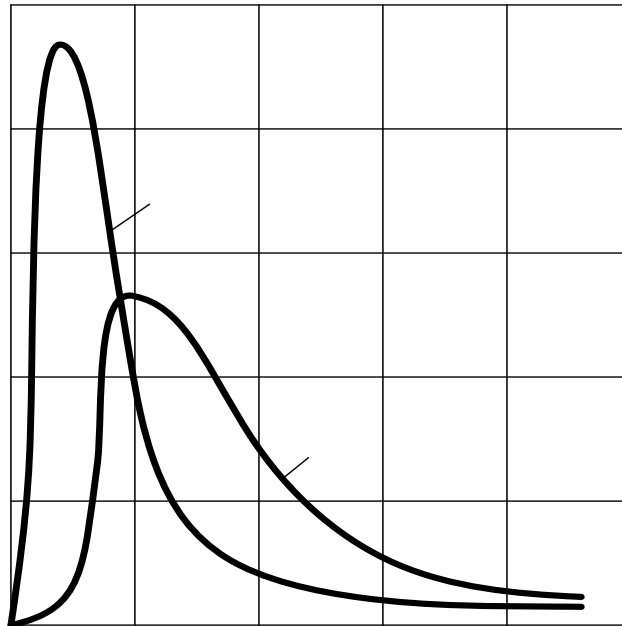


Рис. 4.7

QUOTE $q_2 = 100$; $\sigma_K = 1$; $\omega_\delta \alpha = 0,0015$.

Прием Ч-ЧМ САС. Пользуясь методом мгновенной частоты, можно показать, что при удержании двух членов ряда (2.86) колебание на входе приемного устройства имеет вид

(4.28)

где

;

$\Phi(t)$ определяется выражением (4.23), если излучается колебание (2.71).

Уравнения стационарной квазилинейной фильтрации для колебания (4.28) имеют вид:

(4.29)

(4.30)

где

;

;

.

На рис. 4.8 приведена схема квазилинейного приемника Ч-ЧМ САС, моделирующая (4.29). Приемник содержит информационный канал и канал ФАП с соответствующими перекрестными связями. Качество фильтрации полезного сообщения определим в результате численного решения системы уравнений (4.30), которая после нормировки имеет вид

Рис. 4.8

(4.31)

где

;

Некоторые результаты решения системы уравнений (4.31) приведены на рис. 4.9 при .

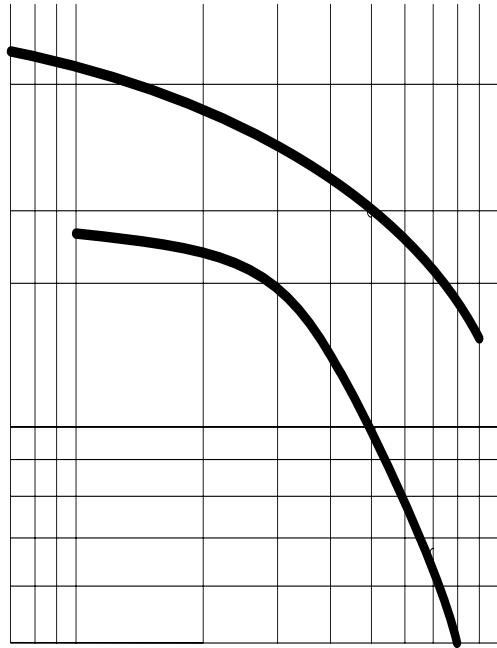


Рис. 4.9

Прием Д-ЧМ САС. Некоррелированные замирания элементов. Выше была рассмотрена задача определения структуры оптимального приемника САС в каналах с селективными замираниями и флуктуационным шумом и оценки его помехоустойчивости, когда замирания элементов САС полностью коррелировали. Здесь рассмотрим случай полностью некоррелированных замираний элементов САС, причем замирания каждого из элементов являются селективными. Случай общих замираний элементов при автокорреляционном приеме рассмотрен в [4, 17, 37, 72 и др.].

Используя (1.26) и (4.29), колебание на выходе приемного устройства, структуру которого необходимо определить, запишем в виде

$$(4.32)$$

где

$$s_{n0}(t, \lambda(t)) = C_n M_A \lambda(t) Y_n^{(0)} \cos[(\omega_0 + n\Omega_{\text{ш}})t + \theta_n + \varphi_n];$$

$$s_{n1}(t, \lambda(t)) = C_n M_A \lambda(t) Y_n^{(1)} \cos[(\omega_0 + n\Omega_{\text{ш}})t + \theta_n + \varphi_n]$$

$$s_{n1}(t, \lambda(t)) = C_n M_A \lambda(t) Y_n^{(1)} \cos[(\omega_0 + n\Omega_{\text{ш}})t + \theta_n + \varphi_n].$$

Здесь, как и в первом пункте этого раздела, параметры $Y_n^{(0)}, Y_n^{(1)}, \theta_n, \omega_0, \Omega_{\text{ш}}, C_n, \varphi_n$ и $M_A, Y_n^{(0)}, Y_n^{(1)}, \theta_n, \omega_0, \Omega_{\text{ш}}, C_n, \varphi_n$ и M_A , а также

статистические характеристики флуктуационного шума считаем известными. Пользуясь методикой первой пункта этого раздела, решим задачу синтеза структурной схемы квазилинейного приемника для колебания (4.32). Не приводя здесь всего решения такой задачи, запишем выражение для квадрата относительной ошибки фильтрации полезного сообщения квазилинейным приемником

$$(4.33)$$

где

;

;

;

Q_{n_1} - односторонняя спектральная плотность флуктуационного шума в полосе Q_{n_2} -го элемента САС.

Из (4.33), в частности, следует, что при $\Delta_n = 0$, $Q = \sum_{n=-N}^N q_n$, т.е. приемник осуществляет оптимальное сложение элементов САС, как и при разнесенном приеме. Сравнивая (4.33) и (4.35), при m_B видим, что при селективных замираниях каждого из элементов также происходит оптимальное сложение. В последнем случае перед оптимальным сложением каждый из элементов проходит квазилинейную обработку в схеме, аналогичной рис. 4.6 (при $\Delta_n = 0$).

Заметим, когда используются составные сигналы, то (4.33) также может быть использована для оценки помехоустойчивости квазилинейного приемника.

ВЫВОДЫ

В четвертом разделе диссертации рассмотрены задачи синтеза устройств приема сложных сигналов, прошедших канал связи с переменными параметрами и флуктуационным шумом и анализа их помехоустойчивости. При этом рассмотрены как общие, так и селективные замирания сигнала на входе приемного устройства системы связи с движущимися или неподвижными объектами. Вначале кратко рассмотрены особенности и модели каналов с переменными параметрами.

Затем решена задача синтеза приемников сложных сигналов в каналах с общими замираниями при связи между движущимися и неподвижными объектами на основе марковской модели канала и исследована их помехоустойчивость.

Далее исследован квазиоптимальный прием сложных сигналов в каналах с селективными замираниями и флуктуационным шумом.

Как следует из расчетов помехоустойчивости приема сложных сигналов, их применение в системах передачи информации с использованием каналов со статистически неоднородными средами дает существенные преимущества перед системами с простыми сигналами. По существу увеличение базы сложного сигнала по помехоустойчивости эквивалентно увеличению количества путей марковской модели канала. Наиболее оптимальный вариант, когда используются малые базы сигнала и при этом достаточно всего двух-трех путей марковской модели.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При все возрастающих скоростях передачи информации, повышении требований к качеству передачи информации по каналу связи адекватным реальным каналом связи становятся модели канала со статистически неоднородными средами. Причем каналы имеют изменяющиеся во времени параметры. Такие каналы являются самыми «трудными» и методы и системы оптимального приема сигналов в таких каналах мало изучены. Основные усилия автора диссертационной работы направлены на решение задачи создания систем оптимального (квазиоптимального) приема сигналов в таких каналах.

На этом пути:

1. Получено дальнейшее развитие модели канала связи со статистически неоднородными средами (каналы с рассеиванием по времени и частоте) на основе марковского подхода;
2. Разработаны методы, алгоритмы и системы оптимального и квазиоптимального приема радиосигналов в каналах со статистически неоднородными средами при наличии временных замираний и аддитивных

помех произвольной структуры.

3. Синтезированы схемы оптимальных и квазиоптимальных систем приёма сигналов в каналах со статистически неоднородными средами при наличии временных замираний и аддитивных помех.

4. Исследованы применения разработанных моделей к каналу II рода, когда время корреляции временных замираний больше длительности «памяти» канала.

5. Исследованы возможности использования сложных сигналов для передачи сообщений по каналам со статистически неоднородными средами при использовании марковской модели канала.

6. Проведен анализ помехоустойчивости полученных алгоритмов и систем приема сигналов в каналах со статистически неоднородными средами, который показал их достаточно высокую работоспособность, обеспечивающую оптимальность приема и обработки сигналов.

7. Алгоритмы и системы квазиоптимального приема сигналов использованы при модификации мобильной системы радиосвязи «Орион-4». Это позволило повысить помехоустойчивость систем поездной и станционной радиосвязи.

Таким образом, в диссертационной работе разработаны методы, системы и алгоритмы приема сигналов, которые прошли канал связи со статистически неоднородными средами и аддитивными помехами. При этом рассмотрены возможности использования сложных сигналов одновременно с оптимальными методами их приема.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

- 1 Андронов И.С. Потенциальная помехоустойчивость разнесенного приема. –Электросвязь, 1965. №9.
- 2 Андронов И.С. О потенциальной помехоустойчивости одного способа разнесенного приема. –Электросвязь, 1964. №6
- 3 Андронов И.С. Помехоустойчивость разнесенного приема по методу когерентного сложения символов. – Радиотехника, 1966, №3.
- 4 Андронов И.С. Финк Л.М., К вопросу об оценке эффективности разнесенного приема. –Радиотехника, 1968. №4.
- 5 Андронов И.С., Финк Л.М. Передача дискретных сообщений по паралельным каналам. –М. Сов. Радио. 1971. -408 с.
- 6 2. Басов В.И., Поляков В.П., Сухорада О.И. Прием сигналов в каналах с частотно-селективными замираниями. Синтез алгоритмов при фазовой модуляции. – Харьков. – 1999. №4. – с. 18-23.
- 6 А. с. 536605 (СССР) Устройство для измерения группового времени запаздывания в каналах связи. / Елисеев В.И., Поляков П.Ф.
- 7 3. Басов В.И., Поляков В.П., Сухорада О.И. Приймання сигналів у каналах з частотно-селективними завмираннями. Частина 1. Модель каналу //Телекомунікаційні системи та мережі на залізничному транспорті: Сб. наук. праць –Харків: -УкрДАЗТ, 2005. – Вип. 71 – с. 177-184.
- 8 7. Басов В.И., Поляков В.П., Сухорада О.И. Приймання сигналів у каналах з частотно-селективними завмираннями. Частина 2. Синтез алгоритмів при частотній модуляції. //Телекомунікаційні системи та мережі на залізничному транспорті: Зб. наук. праць –Харків: -УкрДАЗТ, 2005. – Вип . 71 – с. 184-190.
- 9 8. Басов В.И., Поляков В.П., Сухорада О.И. Приймання сигналів у каналах з частотно-селективними завмираннями. Синтез схем приймання частотно-модульованих радіосигналів //Телекомунікаційні системи та мережі на залізничному транспорті: Міжвуз. зб. наук. праць –Харків: -УкрДАЗТ, 2006. – Вип. 78 – с. 86-89.
- 10 Бельфноре К.А., Парк Дж.Х. Компенсация посредством решающей обратной связи //ГИИЭР. – 1979. Т.67. №8 -С. 67-83.
- 11 Большаков И.А., Репин В.Г. Вопросы нелинейной фильтрации – Автоматика и телемеханика. 1961. № 4. - С. 466-478.
- 12 Бреннан Д.Г. Анализ медленных флуктуаций. Лекции по теории систем связи/Пер. с англ. под ред. Б. Р. Левина, -М.: Мир 1964.
- 13 Варакин Л.Е. Резонанс, согласованный фильтр и сложные сигналы. – В кн .: Теоретическая электротехника. Республиканский межведомственный научно-техн. сборник, 1969, вып.8, с.21-29.
- 14 Варакин Л.Е. Теория сложных сигналов. М.: Сов. Радио, 1970.
- 15 Варакин Л.Е. Теория систем сигналов. М.: Сов. Радио, 1978.
- 16 Винницкий А.С. Модулированные фильтры и следящий прием ЧМ. М.: Сов. Радио, 1969.

- 17 Винницкий А.С. Следящий прием ЧМ как метод оптимального приема сигналов с большой базой. – В кн.: Методы помехоустойчивого приема ЧМ и ФМ сигналов. М.: Сов. Радио, 1972, с. 7-17.
- 18 Воезфкрафт Дж.М. Последовательный прием при связи через канал с параметрами, изменяющимися во времени // Лекции по теории систем связи /Под ред. Дж. Багдади: Пер с англ. Под ред. Б.Р. Левина. –М.: Мир, 1964. –с. 241-288.
- 18 Гольденберг Л.М., Кловский Д.Д. Метод приема импульсных сигналов, основанный на использовании вычислительных машин// Труды ЛЭИС. 1959. Вып. VII (44). -С. 17-26.
- 19 Гоноровский И.С. Радиосигналы и переходные явления в радиоцепях. М.: Связьиздат, 1954.
- 20 Гусятинский И.А., Немировский А.С. Система борьбы с интерференционными замираниями на тропосферных линиях связи. – Электросвязь, 1973, №2, с. 7-12.
- 21 Диторо М. Связь в средах с рассеянием по времени и частоте при использовании адаптивной компенсации //ТИИЭР. – 1968. №10 -С. 15-45.
- 22 Журавлев В.И. Широкополосные многоканальные системы связи (Обзор). – Зарубежная радиоэлектроника, 1967, №10, с. 3-26.
- 23 Журавлев В.И., Зайцев Д.Л. Применение сигналов с линейной ЧМ для передачи дискретной информации. – Труды научно-технической конференции. Проблемы оптимальной фильтрации. М.: Сов. Радио, 1968, вып. 2, с. 13-20.
- 24 Зайцев В.А. Структурно-сигнальные нестационарные фильтры как основа для построения следящих систем связи. – В кн.: Методы помехоустойчивого приема ЧМ и ФМ сигналов. М.: Сов. Радио, 1972, с. 17-27.
- 25 Казаков И.Е. Статистическая теория систем управления в пространстве состояний. М.: Наука, 1975.
- 26 Кайлатс Т. Каналы с параметрами изменяющимися во времени //Лекции по теории систем связи под ред. Е. Дж. Багдади: Пер. с англ./ Под ред. Б.Р. Левина. –М.: Мир, 1964. –402с.
- 27 Кеннеди Р. Каналы связи с замираниями и рассеянием/ Пер. с англ. под ред. И.А. Овсеевича. –М.: Сов. Радио, 1973. - 304с.
- 28 Кирилов Н.Е. Помехоустойчивая передача сообщений по линейным каналам со случайно изменяющимися параметрами, - М.: Связь, 1971. - 256с.
- 29 Кириллов Н.Е., Сойфер В.А. Описание пространственно-временных свойств линейных каналов с переменными параметрами. –Проблемы передачи информации, 1972, №2. с. 40-46.
- 30 Кириллов Н.Е. Черкунов А.И. О линейной фильтрации при межсимвольной интерференции// Радиотехника, 1972. №11. с. 23-27.
- 31 Кисель В.А. Минимизация интерференционных помех в цифровых каналах с эхо-сигналами // –М.: Радио и связь, 1973. № 10. -С. 28-35.
- 32

- Кловский Д.Д., Конторович В.Я., Широков С.М. Модели непрерывных каналов связи на основе стохастических дифференциальных уравнений. –М.: Радио и связь, 1984. - 248 с.
- 33 Кловский Д.Д. Потенциальная помехоустойчивость при разнесенном приеме дискретной информации. –Радиотехника, 1961, №3.
- 34 Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. –М.: Радио и связь, 1982. –304с.
- 35 Кловский Д.Д. Николаев Б.И. Инженерная реализация радиотехнических систем (в системах передачи дискретных сообщений в условиях межсимвольной интерференции). –М.: Связь, 1975-200с.
- 36 Колмогоров А.Н. Интерполирование и экстраполирование стационарных случайных последовательностей. – Известия АН СССР, сер. Математическая, 1941, т. 5, № 1, с. 3-14.
- 37 Комаров И.В., Пономарев Л.И., Славянов С.Ю. Сфероидальные и кулоновские сфероидальные функции. М.: Наука, 1976.
- 38 Коржик В.И., Финк Л.М. Помехоустойчивое кодирование дискретных сообщений в каналах со случайной структурой. –М.: Связь, 1975. 272 с.
- 39 Котельников В.А. Теория потенциальной помехоустойчивости. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1956.
- 40 Кремер И.Я., Владимиров В.И., Карпухин В.И. Модулирующие помехи и прием радиосигналов М.: Сов. Радио, 1972.
- 41 Куреши Ш.У.Х. Адаптивная коррекция //ТИИЭР. 1985. т. 73. №9. с.5-49.
- 42 Лакки Р.В. Обзор литературы по теории связи 1968-1973 г.г.: Экспресс информация. Передача информации /ВИНИТИ, 1974. №21.
- 43 Маригодов В.К., Бабуров Э.Ф. Синтез оптимальных радиосистем с адаптивным предсказанием и корректированием сигналов. –М.: Радио и связь, 1985.-248с.
- 44 Маригодов В.К. Помехоустойчивая обработка информации. Методы оптимального линейного предсказания и корректирования. –М.: Наука, 1982. - 201с.
- 45 Миддлтон Д. Введение в статистическую теорию связи. –М.: Сов. Радио, 1962. т. 2. - 831 с.
- 46 Михайлов А.В. Высокоэффективные оптимальные системы связи. –М.: Связь, 1980. -344с.
- 47 Морроу В.Е. Общая классификация каналов// Лекции по теории систем связи под ред. Е. Дж. Багдади: Пер. с англ./ Под ред. Б.Р. Левина. – М.: Мир, 1964. с. 11-26.
- 48 Немировский А.С. О пропускной способности многолучевого канала при разнесенном приеме с автовыбором. –Радиотехника, 1961. №9.
- 49 Немировский А.С. Методы борьбы с мультипликативными помехами при передаче аналоговых сигналов по тропосферным РРЛ. – Электросвязь, 1970. №5, с. 23-34.
- 50 Николаев Б.И. Последовательная передача дискретных сообщений по непрерывным каналам с памятью. –М.: Радио и связь, 1988. –264.

- Овсеевич И.А., Пинскер М.С. Оптимальное линейное предсказание и корректирование. Изв. АН СССР. ТК, 1963. №5 с.54-61.
- 52 Овсеевич И.А., Пинскер М.С. Предсказание и корректирование в канале с замираниями// Изв. АН СССР. Энергетика и автоматика, 1960. №3. -С.145-159.
- 53 Овсеевич И.А. Пропускная способность многолучевой системы. – сб. Проблемы передачи информации, 1963, вып. 14.
- 54 Овсеевич И.А., Пинскер М.С. Скорость передачи информации, пропускная способность многолучевой системы и прием по методу линейно-операторного преобразования. –Радиотехника, 1959. №3.
- 55 Окунев Ю.П. Системы связи с инвариантными характеристиками помехоустойчивости. –М.: связь, 1980.- 80с.
- 56 Окунев Ю.Б., Яковлев Л.А. Широкополосные системы связи с составными сигналами. М.: Связь, 1968.
- 57 Парамонов А.А. Прием дискретных сигналов в присутствии межсимвольных помех. Адаптивные выравниватели // Зарубежная радиоэлектроника. 1985. №9. с. 36-60.
- 58 Первачов С.В. Многомерный алгоритм скользящего адаптивного приема. – Автоматика и телемеханика, 1977, № 6, с. 57-63.
- 59 Петрович Н.Т., Размахнин М.К. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Сов. Радио, 1969.
- 60 Просин А.В. Аналоговая связь по многолучевым радиоканалам, содержащим статистически неоднородные среды. М.: Наука, 1976. с.3-90.
- 61 Поляков П.Ф. К теории модулированных фильтров. – Радиотехника. Республиканский межведомственный научно-технический сборник, 1971, вып. 16, с. 106-112.
- 62 Поляков П.Ф. Прием сигналов в многолучевых каналах. – М.: Радио и связь, 1986. – 248с.
- 63 Поляков П.Ф. Генератор радиоимпульсов с линейной частотной модуляцией. А.с. СССР № 754644, БИ №29, 1980.
- 64 Поляков П.Ф., Елисеев В.И. Устройство для измерения группового времени запаздывания в каналах связи. А.С. СССР № 536605. БИ № 43, 1976.
- 65 Поляков П.Ф. Метод обратной модели. Труды IV Всесоюзной конференции по распространению радиоволн. 1978. - с. 12.
- 66 Поляков П.Ф., Басов В.И., Сухорада А.И. Синтез характеристик и анализ помехоустойчивости оптимальных фильтров с когерентным откликом // Прикладная радиоэлектроника: Всеукр. межвуз. научн.-техн. сб. - Харьков: ХНУРЭ. -2003. -Вып.1. -С.27-30.
- 67 Поляков П.Ф., Басов В.И., Сухорада О.И. Синтез алгоритмів і систем прийому сигналів в каналах з частотно-селективними замираннями //Матеріали 16-ї Міжнародної школи-семінару “Перспективні системи управління на залізничному транспорті: //Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. – Харків. – 2003. - №5. -С. 51.
- 68

6. Поляков П.Ф., Сухорада О.І. Сучасні напрямки розвитку телекомунікацій // Матеріали 15-ї Міжнародної школи-семінару “Перспективні системи управління на залізничному, промисловому та міському транспорті: // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. – Харків. – 2002. - № 4, 5. -С. 49.
- 69 Сифоров В.И. Об условиях получения высокой пропускной способности каналов связи со случайными переменными. –Электросвязь, 1958, №1.
- 70 Сифоров В.И. О пропускной способности каналов связи с медленными случайными изменениями параметров. -Электросвязь, 1958. №1.
- 71 Сифоров В.И. Об условиях получения высокой пропускной способности каналов связи со случайными изменениями параметров. - Электросвязь, 1958. №1. с.3-8.
- 72 Сойфер В.А. Некоторые алгоритмы обработки пространственно-временных сигналов, использующие оценки параметров канала. – В кн.: Передача информации по радиоканалам, содержащим статистически неоднородные среды. М.: Наука, 1976, с. 190-209.
- 73 Сосулин Ю.Г. Оптимальный и неоптимальный прием сигналов в условиях неполной априорной информации. – Радиотехника и электроника, 1970, т. XV, № 12, с. 2543-2554.
- 74 Солитоны: Пер. с англ. /Под ред. Р. Буллара, Ф.Кодри. –М.: Мир, 1983. –408с.
- 75 Статистическая теория связи и ее практические приложения. / Под ред. Б. Р. Левина. М.: Связь, 1979.
- 76 Стратонович Р.Л. Применение теории процессов Маркова лоя оптимальной фильтрации сигналов. - Радиотехника и электроника, 1960, т . V, № 11, с. 1751-1763.
- 77 Стратонович Р.Л. О выходе приближенных уравнений нелинейной оптимальной фильтрации. – Радиотехника и электроника, 1970, т. XV, № 3, с. 472-480.
- 78 Стратонович Р.Л. Принципы адаптивного приема. М.: Сов. Радио, 1973.
- 79 1. Сухорада А.И. Синтез приемников сложных сигналов в каналах с нестационарным запаздыванием //Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. – Харків. – 1999. №6. – с. 22-25.
- 80 Тихонов В.И. Помехоустойчивость оптимальных методов приема ФМ и ЧМ радиосигналов. - Электросвязь, 1969. №3, с. 20-26.
- 81 Тихонов В.И., Ефименко В.С. Адаптивный прием радиосигналов с неизвестной частотой. - Радиотехника и электроника, 1979, т. XXIV, № 4, с. 765-773.
- 82 Тихонов В.И., Кульман Н.К. Нелинейная фильтрация и квазикогерентный прием сигналов, М.: Сов. Радио, 1975.
- 83 Тузов Г.И. Статистическая теория приема сложных сигналов. М.: Сов. Радио, 1977.
- 84 Турин В.Я. Передача информации по каналам с памятью. –М.: Связь, 1947. - 248с.
- 85

- Уидроу Б. и др. Адаптивные компенсаторы помех. Принцип построения и применения // ТИИЭР. 1975. т. 63. №12.- р. 69-98.
- 86 Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. –М.: Радио и связь, 1989. –440с.
- 87 Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений –М.: Сов. радио, 1970. 728 с.
- 88 Финк Л.М. Андронов И.С. О помехоустойчивости одного метода разнесенного приема. - Радиотехника, 1966. №8.
- 89 Хворостенко Н.П. О помехоустойчивости разнесенного приема коррелированных сигналов. - Электросвязь, 1964. №9.
- 90 Хворостенко Н.П. О помехоустойчивости разнесенного приема замирающих сигналов. - Электросвязь, 1964. №1.
- 91 Хворостенко Н.П. Статистическая теория демодуляции дискретных сигналов. – М.: Связь, -1968.
- 92 Шумоподобные сигналы в системах передачи информации / Под ред. В.Б. Пестрякова. М.: Сов. Радио, 1973.
- 93 Энергетические характеристики космических радиолиний. / Под ред. О.А. Зенкевича. М.: Сов. Радио, 1972.
- 94 Ярлыков М.С., Черняков М.В. Оптимизация асинхронных адресных систем радиосвязи. М.: Связь, 1979.
- 95 Alspach D.L., Sorenson H.W. Nonlinear bayessian estimation using gaussian sum approximation/ - IEEE Trans., 1972, AC-17, №4.
- 96 Bello P.A., Nelin B.D. The effect of frequency selective fading of the binare error probabilities of incoherent and differentially coherent matched filter receivers //IEEE Trans. 1963. CS. June. - P. 170-186.
- 97 Barrow B/B/ Tacinslation of historic paper on diversity reception. Proc IRE, 1961, №1.
- 98 Benerage H., PetersonH DinnersityReceiving System of REA Communication. Ins. For Radiotelegraping. Proc/ IRE, 1931, № 4.
- 99 Bello P.A. A troposcatter channel model // IEEE Trans. CT. Apr. 1969.
- 100 P.A. Bello and B.D. Nelin, "Predetection Diversity Combining with Selectively Fading Channels. IRE Trans. Commun Systems. 32-42, March 1962.
- 101 Blasbalg H., Freeman J., Keeler R. Random-access communications using frequency shiftrd PN (pseudo-noise) signals. IEEE Internat. Conv. Rec., 1964, pt. 6, p. 192-216.
- 102 D.G. Brennan, Linear Diversity Combining Techniquency Shift Keying. Proc. IRE, 1075-1102. June 1959.
- 103 D.G. Brennan, On the Maximum Signal to Noise Ratio Realizable from Several Noisy Signals. Proc. IRE. 1530, October 1955.
- 104 Broderson R.W., Hewes C.R., Buss D.D. A 500-Stage CCD Transversal Filter for Spectral Analysis. – J. of Solid-State Circuits, 1976, v. SC-11, № 1, p. 75-84.
- 105 Costas J.P. Coding with linear system// Proc. IRE, 1952. Vol. 40. №9 p. 1101-1103.

- 106 J.V. Evans and Hagiors, Eds., Radar Astronomy. New York: Mc-Gram-Hill, 1968.
- 107 N.T. Gaarder, Maximal Ratio Diversity Combiners IEEE Trans. Commun. Technology. 790-795. December 1967.
- 108 Golomb S.W., Baumert L.D., ets. Digital Communications With Spase Applications. Prentice-Hall, Engwood Cliffs, New-York, 1964.
- 109 Haas F. Kortegolf outvangst roudet fading Radio Nieuws, 1927. p.1
- 110 Проукис, Миллер. Адаптивный приемник для цифровой связи через каналы с интерференцией между символами //Зарубежная радиоэлектроника, 1970. №2. -С. 3-24
- 111 P.M. Hahn, " Theoretical Diversity Improvement in Multiplae Frequency Shift Keying." IRE Trans. Commun Systems, 177-184, June 1962.
- 112 Hawley I.I., Taylor F.H. Frequency modulation system for speeding radiated power. Pat. USA N 361789821.
- 113 Jack M.A., Park D.G., Grant P.M. C. C. D. Spectrumalyser using prime transform algorithm. Electron. Lett, 1977, v. 13, N 15, p. 431-432.
- 114 I.M. Jacobs, Probabilities of Error Bounds for Binary Transmissions on the Slowly Fading Channel IEEE Trans Inform. Theory, 431-441, October 1966.
- 115 Kailath T.A. View of three decodes of linear filtering theory // IEEE Trans. 1974. VIT-20, № 2. - h. 146-181.
- 116 Kailath T. Correlation Detection of Signals Perturbed by a Raudow Channel/ - Traus IRE, IT-6, 1960, №3
- 117 L.R. Kahn, "Patio Squarere." Proc. IRE, 1704, November 1954.
- 118 Kalman R.E., Bucy R.S. New results in linear filtering and prediction theory. – ASME Trans., Journal of Basic Engineering, 1961, v. 83D, №1, p. 95-108.
- 119 Kettel E. Uber traunqesysteme mit idealer Impulstunqion // Arch. Elektr. Uberz. 1961. №15. s 207-214.
- 120 Kettel E. Ein automatischer Optimisator fur den Abgleich des Impulsentzerrorz. In einer Datenubertraunq. // Arch. Elektz. Ubertz. 1964. № 18. s. 271-276.
- 121 Lafuse H.J. Wideband Communication System Using Frequency Slope Modulation. – Proc. NEC, 1963, v. 19, p. 346-357.
- 122 W.C. Lindsey, Error Probablities for Rician Fading Multichannel Reception of Binary and - ary Signals, IEEE Trans. Theory, 339-350, October 1964
- 123 W.C. Lindsey, Error Probality for Incoherent Diversity Reception. IEEE Trans. Inform. Teory, 491-499, October 1965.
- 124 W.C. Lindsey, Error Probabilities for Partially Coherent Diversity Reception. IEEE Trans, Commun. Technology 620-625, October 1966.
- 125 W.C. Lindsey, Comparison of Nonlinear and Linear Multireceiver detection Systems, IEEE Trans. Space Electron. Telemetry, 10-14, March 1964.
- 126 W.C. Lindsey, Asymptotic Performance Characteristics for the Adaptive Coherent Multireceiver and Noncoherents Multireceiver Operating Through the Rician Fading Multichannel. IEEE Trans. Commun Electron, pp. 67-73, January 1964.
- 127 Lucky R.W. Automatic Equalization for digital Communication // Bell Syst. Techn/ 1965. №4 -P. 547-588.

- 128 Meteor-Burst Communication Papers, Proc, IRE, December 1957
- 129 Mosen H. MMSE equalization of interference in fading diversity channels//IEEE Trans. 1984. V.com-32. -p. 5-12.
- 130 G.F. Montgomery, Message Error in Diversity Frequency Shift Reception. Proc. IRE. 1184-1187. July 1954.
- 131 Nudd G.R., Otto O.W. Chirp signal processing using SAW filters. - Proc. IEEE Vetrasonic symp., 1975, p. G. 2.
- 132 M. Nesenbergs, Binary Error Probablity Due to an Adaptable Fading Model. IEEE Trans. Commun. Systems, 64-73, Varch 1964.
- 133 J. N. Pierce, Theoretical Diversity Improvement in Frequency Shift Keying. Proc. IRE. 903-910, May 1958.
- 134 J.N. Pierce and S/ Stein, Multiple Diversity with Nonindependent Fading Proc. IRE. 89-104. January 1960.
- 135 J.N. Pierce, Theoretical Liitations on frequency and Time Diversity for Fading Binary Transmissions. IRE Trans Commun. Systems, 186-189, June 1961.
- 136 R. Price, Error Probablities for Adaptive Multichannel Reception of Binary Signals. IEEE Trans. Inform. Teory, 305-316, September 1962.
- 137 R. Price, Error Probablites for Adaptive Multichannel Reception of Binary Signals IEEE Trans. Inform. Theory, 305-316, September 1962.
- 138 J.N. Pierce, Approximale Error Probablities for Optimal Diversity Combining. IEEE Trans. Commun Systems, 352-354, September 1963.
- 139 J.N. Pierce, Plurality Count Diversity Combining for Fading M ary Transmissions. IEEE Trans, Commun. Technology, 529-532, - August 1966.
- 140 J.G. Proakis, On the Probability for Multichannel Reception of Binary Signals. IEEE Trans. Commun. Technology, 68-70, Februry 1968.
- 141 P.R. Reed and J.N. Pierce. Comparison of Square Low and Majority Cont Diversity Combiners, IEEE Trans. Commun. Technology, 217 December 1964
- 142 Scatter Issue, Proc. IRE, 4 January 1960
- 143 G.L. Turin, On Optimal Diversity Reception, IRE Trans. Inform. Theory, 154-166, July 1961.
- 144 L. Turin, On Optimal Diversity Reception, II, Trans. Commun. Systems, 22-31, March 1962.
- 145 U.S. Departament of Commerce, Ionospheric Radio Propagation, 1965
- 146 Van Trees H.L. Analog Communication Over Randomly-Time-Varying channels. IEEE Trans. of Inform. Theory, 1966, v. 12, N 1, p. 51-63.
- 147 "Westvord Issue", Proc. IEEE. May 1964.
- 148 Wendland B. Abtastsysteme zur adaptinen und nicht adaptinen Eutzerrung vou Kanalen // NTF, 1969. № 37. s. 335-352.
- 149 Wiener N. Extrapolation, interpolation and smoothing of stationary time series. N. Y., J. Wiley, 1949.