

УДК 621.391.2:621.396.96

*Петр Поляков
Михаил Мартыненко
Владимир Поляков
Людмила Мартыненко*

**ВВЕДЕНИЕ В ТЕОРИЮ ПРИЕМА СИГНАЛОВ В МНОГОЛУЧЕВЫХ
КАНАЛАХ В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ СОВОКУПНОСТИ
ИМПУЛЬСНЫХ И СОСРЕДОТОЧЕННЫХ ПО СПЕКТРУ ПОМЕХ**

Статья посвящена новым методам приема сигналов в каналах с многолучевым распространением радиоволн и аддитивными помехами произвольной структуры. По существу статья является введением в теорию приема сигналов в многолучевых каналах при аддитивных помехах.

Постановка проблемы. В настоящее время существуют различные методы и системы передачи информации по каналам с рассеянием по времени и по частоте, в том числе по каналам с «памятью». Все способы передачи информации и соответствующих систем можно сгруппировать в 4 направления.

Цель статьи. Создание алгоритмов приема сигналов в каналах с «памятью» при наличии аддитивных помех.

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 [53, 54, 61 и др.], 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 [2, 5].

Идея разнесенного приема была впервые предложена голландским инженером А. Де Хаасом [50], 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. Значительно позже появилась статистическая теория разнесенного приема.

© Поляков П.Ф., Мартыненко М.В., Поляков В.П., Мартыненко Л.М., 2007

ІНФОРМАЦІЙНІ, ЕНЕРГОЗБЕРІГАЮЧІ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ

Впервые вероятностные методы были применены к разнесенному приему В.И. Сифоровым в конце 1930-х годов. Потребовалось, однако, еще 15-20 лет для того, чтобы статистическая теория разнесенного приема приобрела более или менее законченный вид [1,38,43,54,59, 61 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 [2], анализируя причины такого медленного внедрения, автор приходит к заключению, что они состоят в том, что «этим вопросам уделяется недостаточно внимания» (с. 6 [2]).

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 [26,44]. При этом выбираются 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 – системы Кинеплекс [6,29]. Инвариантность к многолучевому распространению радиосигналов 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. [26].

Третье направление

Третье 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, аналоговой (непрерывной) природы передаваемого сообщения и критерием оптимальности является минимум среднеквадратического отклонения принятого сообщения от переданного.

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 [2,6,9,12,13,15,16,25,26,33,39,42,43 и др.] 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 [2,10,13,15,16,17,18,23,34,39,43]. В то же время остается нерешенным целый ряд задач, одной из которых является задача синтеза оптимальных и квазиоптимальных алгоритмов приема радиосигналов, прошедших многолучевой канал связи при наличии в канале аддитивных помех произвольной структуры.

Четвертое направление

Четвертое направление заключается в создании систем передачи информации с коррекцией канала или сигнала, содержащие 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 [26].

Этому направлению посвящено достаточно большое количество работ [3,4,7,8,15,19,21,24,27,28,44,46,57,58 и др.]. Первая работа, посвященная методам, называемым ныне адаптивной компенсацией, выполнена Л.М. Гольденбергом и Д.Д. Кловским [7]. Работа [7], как отмечалось в [15], 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 [57,58], опубликованные несколько позднее работ Л.М. Гольденберга и Д.Д. Кловского [7]. Большой вклад в развитие этого (третьего) направления внесли зарубежные ученые Б. Уидроу [40,41], М. Диторо [21], Р.А. Велло [44,46].

Компенсация рассеяния канала на частотном языке сводится к каскадному с каналом включению (по существу на входе приемного устройства) корректирующего четырехполосника с комплексным коэффициентом передачи $K_{кор}(j\omega)$, обратным передаточной функции канала $K(j\omega)$, т.е.

$$K_{кор}(j\omega) = \frac{1}{K(j\omega)}. \quad (1)$$

Сигнальная составляющая на входе приемного устройства (на выходе канала связи) имеет вид:

$$S_{вых}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) \frac{1}{K(j\omega)} e^{-j\omega t} d\omega. \quad (2)$$

Так как параметры канала связи изменяются в общем случае во времени, то корректор, имеющий коэффициент передачи (1), должен выполняться как адаптивный [15].

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 [11,12,14].

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 [8,12 и др.]. При этом синтез трансверсальных фильтров осуществляется на основе итерационного метода последовательного синтеза, который заключается в том, что корректирующая цепь $K_{кор}(j\omega)$ строится последовательно во времени таким образом, чтобы на каждой стадии его построения входной сигнал все больше и больше приближался к некоторому желательному виду [8,60].

До настоящего времени создан ряд систем передачи сообщений на основе линейных компенсаторов как для проводных, так и радиоканалов [8,60,62]. Использование помехоустойчивости таких систем показывает, что она ниже предельно возможной [15]. 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 [15]. В последнем случае задача особенно усугубляется тем, что передаваемое сообщение, как правило, входит нелинейно в передаваемый сигнал.

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 [43], которые могут заключаться, например, во введении квантизированной обратной связи [62]. «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» [15, с. 35].

Здесь уместно будет по аналогии с [15] привести в качестве примера экспериментальные данные, заимствованные из [8], иллюстрирующие выигрыш по помехоустойчивости оптимального поэлементного приема двоичных символов при различной величине параметра задержки $D=0,1,2... \infty$, по сравнению с линейным компенсатором, построенным на основе трансверсального фильтра с 15 отводами (приближение к «обратной системе» – рис. 2.1) [15]. Зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал – шум q^2 , когда переходная характеристика канала определяет перекрытие $1+B=6$ соседних посылок (где B – относительная память канала по рассеянию [15], дана для нелинейного обнаружителя сплошными

кривими, а для линейного компенсатора (выравнивателя) – пунктирной кривой). Самая нижняя кривая на рис 2.1 [15] отмечает вероятность ошибки в неискаженном канале в предположении, что вся энергия импульсного отклика сосредоточена в одном отсчете. Как видно из рисунка, при $D \geq 3$ выигрыш, даваемый оптимальным элементарным приемом, весьма существенен.

Для системы передачи непрерывных сообщений можно привести подобный пример, основываясь на монографии [33], 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 [33], прошедших многолучевой канал связи, позволяет достигать потенциальный предел (следует заметить, что в диссертационной работе исследуется другой, отличный от [33] подход, когда предполагается, что фазочастотная характеристика канала корректируется до линейной, а затем формируется модель принимаемого 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 [26], 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» [43]. По реакции канала на специально передаваемые импульсы создается четырехполосник, 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 [8], 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 [19,20,30]. В работе [32] 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 [36] 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 характеристиками группового запаздывания метод «обратной модели» («обратной ионосферы») не дает удовлетворительных результатов.

Обзор и анализ существующих публикаций в области каналов связи при наличии замираний (по времени и частоте) и аддитивных помех, в том числе

отличных от белого шума, показывает, что требует своего дальнейшего решения проблема приема сигналов в каналах с рассеянием по времени и частоте при наличии в канале аддитивных помех.

Применение сложных сигналов достаточно эффективно, но далеко не всегда решает проблему. Например, применение сложных сигналов с большой базой и корреляционных методов приема может решить задачу квазиоптимального приема сигналов в каналах с частотно-селективными замираниями и флуктуационным шумом. При этом при адекватном сопряжении параметров сигнала с параметрами канала, можно достичь хороших результатов. Но при одновременном воздействии, например, сосредоточенной по спектру помехи качество приема существенно снижается. Линейная фильтрация (например, режектирование сосредоточенной по спектру помехи) требует узкополосных фильтров с достаточно большой «памятью», сравнимой с длительностью (периодом) « T » сложного сигнала. За счет длительного последствия эффективность фильтрации помехи снижается.

В решении задач приема сигналов в каналах с замираниями и аддитивными помехами, отличными от белого гауссовского шума или при наличии совокупности сосредоточенных по спектру и времени (импульсных) помех, достаточно эффективен подход, заключающийся в приеме и обработке принимаемых сигналов и помех в некотором обобщенном спектральном базисе.

Выбор базиса определяется видом помех. Критерий – максимальная сосредоточенность спектра помехи в выбранном базисе. Например, при воздействии сосредоточенной по спектру помехи обработку необходимо проводить в тригонометрическом базисе. При этом на первом этапе решается задача (и теоретически и практически) реализации преобразователя Фурье, в результате чего мы получаем на выходе преобразователя колебание, идентичное по форме спектру Фурье в тригонометрическом базисе. На втором этапе производится линейная фильтрация сигнала на временной оси, т.е. простейшее бланкирование (стробирование) помехи. И на третьем этапе, при необходимости, осуществляется обратное преобразование Фурье.

При таком подходе, в отличие от обработки на частотной оси, эквивалентная «память» фильтра или его постоянная времени τ определяется как величина, обратная полосе пропускания Фурье-преобразователя, а не режекторного фильтра.

Поиск оптимального базиса – это самостоятельная задача, решение которой здесь не рассматривается. Достаточно отметить, что это можно выполнить, используя известное преобразование Карунена – Лоэва.

Основываясь на преобразованной модели многолучевого канала, изложенной в [35], и аппроксимации сосредоточенных помех квазидетерминированными случайными процессами [47], т.е. $S_{ni}(t) = U_{0ni} \cos(\omega_{ni}t + \psi_{ni})$, $t \in (t_{0ni}; t_{0ni} + \tau_{0ni})$, где U_{0ni} , ω_{ni} , ψ_{ni} , t_{0ni} и τ_{0ni} являются случайными и неизвестными параметрами при приеме и означают соответственно амплитуду, частоту, начальную фазу, время прихода и длительность i -й сосредоточенной помехи, проведем анализ эффективности работы устройств борьбы с сосредоточенными помехами на основе прямого и обратного преобразований Фурье в каналах с селективными замираниями. Флуктуационную помеху будем аппроксимировать белым гауссовым шумом со спектральной плотностью N_0 .

Предварительно рассмотрим основные этапы преобразования сигнала и помех в системе связи, общая структурная схема которой приведена на рис. 1. Подлежащее

передаче сообщеніе $\lambda(t)$ от источника ИС преобразується в двойном модуляторе ДМ с помощью вспомогательного колебания $\nu(t)$, поступающего к ДМ от источника ИВК, в сложный аналоговый сигнал заданного вида $S(t, \lambda)$. Для передачи по каналу перед усилением по мощности (УМ) сигнал преобразується в ППФ в последовательность сигналов $S_{ППФ}(t, \lambda)$, длительность каждого из которых равна $T_{ППФ}$, а комплексная огибающая тождественна комплексному спектру соответствующего отрезка сигнала длительностью T_G . При правильном выборе параметров прямого преобразователя Фурье с очень высоким приближением можно считать, что вся энергия каждого из отрезков сигнала длительностью T_G сосредоточена на выходе прямого преобразователя Фурье в интервале времени длительностью $T_{ППФ}$. Это важно для взаимно однозначного соответствия сигнальной составляющей выходного колебания обратного преобразователя Фурье в приемном устройстве входному колебанию прямого преобразователя Фурье в передатчике, т.е. сигналу $S(t, \lambda)$.

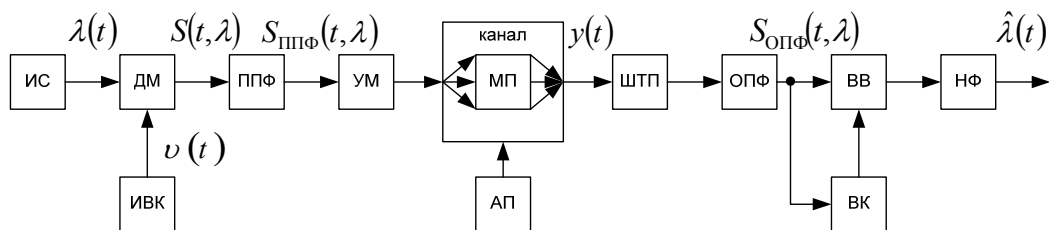


Рис. 1. Структурная схема системы связи

На вход обратного преобразователя Фурье поступает переданный сигнал $S_{ППФ}(t, \lambda)$, искаженный в канале из-за мультипликативных МП и аддитивных АП помех и прошедший широкополосный тракт приемника ШТП. На выходе обратного преобразователя Фурье формируется колебание $S_{ОПФ}(t, \lambda)$, сигнальная составляющая которого соответствует сигналу $S(t, \lambda)$, а помеховая составляющая на интервале времени T_G приобретает комплексную огибающую, тождественную комплексному спектру реализации этой составляющей на входе обратного преобразователя Фурье длительностью T_G . При этом флуктуационная помеховая составляющая не изменяет своих статистических характеристик, а сосредоточенная по спектру помеховая составляющая преобразуется, по существу, в сосредоточенную по времени (огибающая имеет вид функции $\sin x/x$ [37]). В дальнейшем колебание $S_{ОПФ}(t, \lambda)$ обрабатывается блоками ВВ и ВК, подробно

описанными в [31], и нелинейным фильтром НФ, в результате чего формируется оценка сообщения $\hat{\lambda}(t)$.

Для выявления сущности основных преобразований сигнала и помех в системе и взаимосвязи их параметров рассмотрим рис. 2, 3, на которых представлены временные диаграммы составляющих сигнала, сосредоточенной помехи и их амплитудных спектров на интервале времени T_G (т.е. за время одного интервала преобразования Фурье), для двух значений этого интервала: $T_G = T$ (см. рис. 2) и $T_G = 3T$ (см. рис. 3). При этом принято, что $\lambda(t) = 0$, девиация частоты в гетеродинном линейно частотно-модулированном импульсе преобразователя Фурье равна удвоенной ширине спектра сложной несущей, т.е. $\Delta\omega_G = 4\pi F_H$, причем несущие частоты помехи ω_H и сигнала ω_0 равны, и помеха «накладывается» на сигнал на всем интервале времени T_G . Огибающие составляющих сигнала и помех приведены на рис. 2 в относительном масштабе по осям времени, частоты и амплитуд; высокочастотные заполнения – для наглядности в увеличенном масштабе времени.

Из анализа графиков (рис. 2 и рис. 3) можно заключить следующее. Во-первых, с увеличением девиации частоты $\Delta\omega_G$ длительность импульса помехи на выходе обратного преобразователя Фурье уменьшается, т.е. уменьшается длительность пораженного помехой участка сигнала. А это значит, что при заданной энергии излучаемого сигнала $S_{\text{шф}}(t)$ на интервале времени T_G степень подавления сосредоточенной помехи в приемнике (в блоке ВВ) увеличивается.

Заметим, что скорость общих замираний сигнала на выходе обратного преобразователя Фурье не зависит от $\Delta\omega_G$ и полностью определяется характеристиками многолучевого канала (в частности, параметром L) и шириной спектра сигнала F .

Во-вторых, длительность импульса помехи не зависит от T_G и определяется только девиацией частоты $\Delta\omega_G$. В-третьих, с увеличением интервала времени T_G уменьшается длительность пораженного помехой участка сигнала на этом интервале, т.е. увеличивается степень подавления помехи с увеличением T_G . И в-четвертых, с увеличением T_G уменьшается скорость общих замираний сигнала на выходе обратного преобразователя Фурье. Легко видеть, что сделанные заключения являются справедливыми при любых параметрах сосредоточенных помех и канала с селективными замираньями.

Проведем количественные оценки эффективности подавления сосредоточенных помех. Для упрощения предположим, что воздействует одна сосредоточенная помеха (такое предположение не является принципиальным и позволяет вскрыть основные закономерности воздействия таких помех на рассматриваемые системы) и условие делимости лучей выполняется.

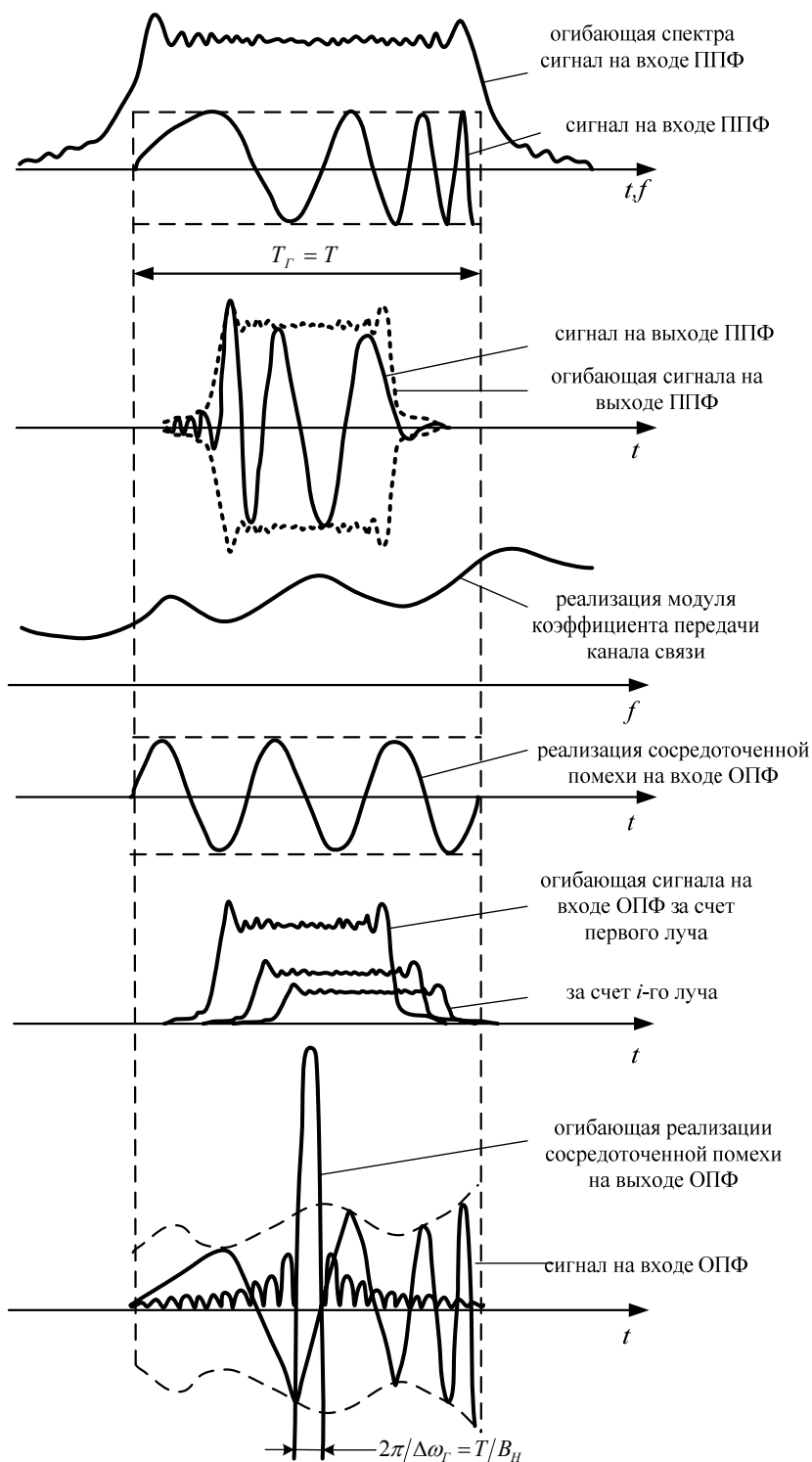


Рис. 2. Временные диаграммы составляющих сигнала, сосредоточенной помехи и их амплитудных спектров ($T_r = T$)

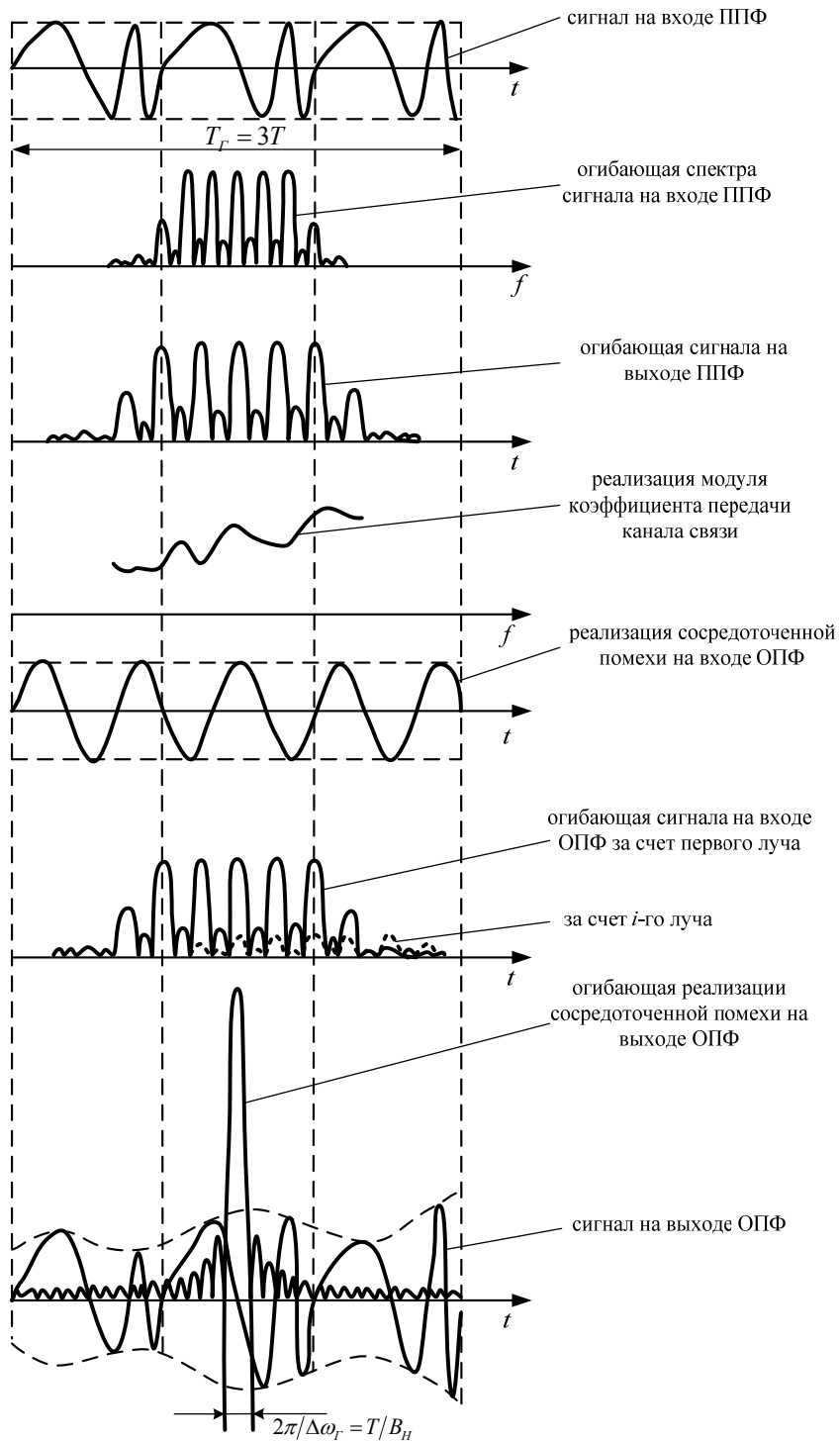


Рис. 3. Временные диаграммы составляющих сигнала, сосредоточенной помехи и их амплитудных спектров ($T_r = 3T$)

ІНФОРМАЦІЙНІ, ЕНЕРГОЗБЕРІГАЮЧІ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ

Тогда при условии, что блок ВВ (см. рис. 1) реализует режектирование помехи на интервале времени Δt_1 , отношение мощности сигнала к мощности помеховой составляющей (включая и флуктуационную) определяется выражением

$$q^2 = \sum_{n=1}^N \frac{\mu_n^2 U_0^2}{2\alpha N_0} = \sum_{n=1}^N q_n^2; \quad q_n^2 = \frac{\mu_n^2 U_0^2}{2\alpha N_0}, \quad (3)$$

т.е.

$$q = \sum_{n=1}^l q_n,$$

где

$$q_n = \frac{h_{cn} (1 - \Delta t_1 / T_G)}{1 + \frac{2h_n}{\pi} (1 - \Delta t_1 / T_G)^{-1} \left[Si \Delta \omega_{ДВ} T_G - Si \Delta \omega_{ДВ} \Delta t_1 - \frac{\sin^2 0,5 \Delta \omega_{ДВ} T}{0,5 \Delta \omega_{ДВ} T} + \right.} \rightarrow$$

$$\left. \frac{\sin^2 0,5 \Delta \omega_{ДВ} \Delta t_1}{0,5 \Delta \omega_{ДВ} \Delta t_1} \right]; \quad (4)$$

$h_{cn} = P_{cn} / P_{ш}$ – отношение мощности сложной несущей в n -м луче P_{cn} к мощности флуктуационного шума $P_{ш}$ на входе обратного преобразователя Фурье;
 $h_n = P_n / P_{ш}$ – отношение мощности флуктуационной помехи P_n к мощности флуктуационного шума $P_{ш}$ на входе обратного преобразователя Фурье.

Из (4) следует, что экстремумы функции $q_n(\Delta t_1)$ соответствуют значениям $\Delta t_{1э}$, которые удовлетворяют уравнению

$$\frac{\sin \Delta \omega_{ДВ} \Delta t_{1э} / 2}{\Delta \omega_{ДВ} \Delta t_{1э} / 2} = \pm \frac{1}{\sqrt{2} B h_n T_G / T}, \quad (5)$$

если в нем под h_n понимать отношение $P_n / P_{ш}$. Легко видеть, что экстремумы функции $q(\Delta t_1)$ соответствуют этим же значениям $\Delta t_{1э}$, т.е. максимизация функции $q(\Delta t_1)$ эквивалентна максимизации ее слагаемых $q_n(\Delta t_1)$ по переменной Δt_1 . Зависимость q_n от Δt_1 для некоторых значений базы B и отношения мощности сосредоточенной помехи P_n к мощности флуктуационного шума на входе обратного преобразователя Фурье приведена на рис. 4. Эти графики соответствуют случаю незамирающей помехи.

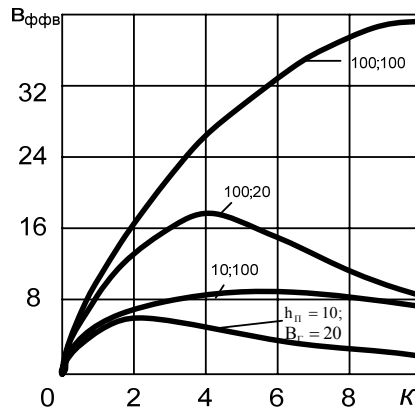


Рис. 4. Графік залежності выигрыша в отношении сигнал/помеха

Допустим, замирання помехи имеют рэлеевский характер, т.е.

$$W_1(U_n) = \frac{U_n}{\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{U_n^2}{2\sigma_n^2}\right), \quad (6)$$

где $2\sigma_n^2 = \langle U_n^2 \rangle$. Такое допущение оправдывается тем, что распределение (6) является одним из наименее благоприятных. Учитывая, что параметр q_n (4) не зависит от начальной фазы и практически не зависит от частоты сосредоточенной помехи (если частота помехи находится в пределах ширины спектра сигнала), т.е. система связи (рис. 1) является инвариантной к начальной фазе и частоте сосредоточенной помехи, действующей в полосе ее рабочих частот, и усредняя (4) по U_n , получим следующее выражение для среднестатистического отношения сигнал/помеха:

$$\langle q_n \rangle = \frac{f_1(\Delta t_1)}{f_2(\Delta t_1) \langle h_n \rangle} \left[-E_i \left(-\frac{1}{f_2(\Delta t_1) \langle h_n \rangle} \right) \right] \exp \frac{1}{f_2(\Delta t_1) \langle h_n \rangle}, \quad (7)$$

где $E_i(\bullet)$ - интегральная показательная функция;

$$f_1(\Delta t_1) = h_{cn} \left(1 - \frac{\Delta t_1}{T_r} \right); \quad \langle h_n \rangle = \frac{2\sigma_n^2}{P_{ш}};$$

$$f_2(\Delta t_1) = \left(1 - \frac{\Delta t_1}{T_r} \right)^{-1} \frac{2}{\pi} \left[\text{Si} \Delta \omega_{дв} T_r - \text{Si} \Delta \omega_{дв} \Delta t_1 - \frac{\sin^2 0,5 \Delta \omega_{дв} T}{0,5 \Delta \omega_{дв} T} + \frac{\sin^2 0,5 \Delta \omega_{дв} \Delta t_1}{0,5 \Delta \omega_{дв} \Delta t_1} \right].$$

ІНФОРМАЦІЙНІ, ЕНЕРГОЗБЕРІГАЮЧІ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ

Учитывая (7), нетрудно получить следующее выражение для определения среднестатистического значения выигрыша в отношении сигнал/помеха, получаемого при использовании преобразователей Фурье

$$\langle B_{\Phi\Phi B} \rangle = \frac{f_1'(\Delta t_1)}{f_2'(\Delta t_1)} + \langle q_n \rangle \left(1 - \frac{1}{f_2(\Delta t_1)} \right), \quad (8)$$

где $f_1'(\Delta t_1) = \frac{f_1(\Delta t_1)}{h_{cn}}$.

На рис. 5 приведены графики зависимости выигрыша (8) от интервала времени

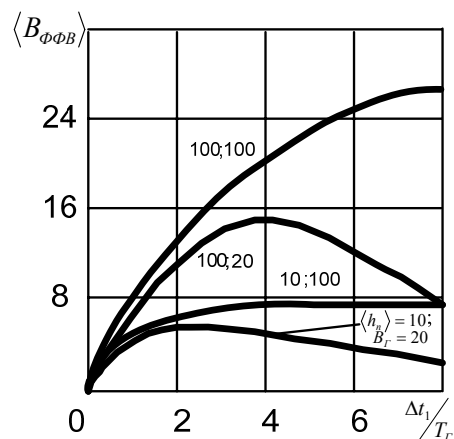


Рис. 5. График зависимости выигрыша в отношении сигнал/помеха Δt_1 при различных значениях B_Γ и $\langle h_n \rangle$.

Если сравнить рис. 5 и рис. 4, то можно видеть, что в случае замирающих сосредоточенных помех выигрыш обеспечивается несколько меньший, а максимальное значение выигрыша обеспечивается в первом приближении при тех же значениях Δt_1 . Заметим здесь, что при учете оптимального соотношения между Δt_1 и h_n в соответствии с (5) выигрыш можно получить больший. При этом в блоке ВК должно производиться измерение оптимального значения интервала режекции за время T_Γ , т.е. осуществляется адаптация к интенсивности сосредоточенной помехи на каждом из интервалов преобразования Фурье длительностью T_Γ .

В заключение остановимся на выборе параметров T_Γ и $\Delta\omega_\Gamma$. Как уже отмечалось, с увеличением $\Delta\omega_\Gamma$ и сохранением неизменной энергии излучения за время T_Γ степень подавления сосредоточенных помех растет. Но при этом увеличивается пик-фактор излучаемого сигнала.

ІНФОРМАЦІЙНІ, ЕНЕРГОЗБЕРІГАЮЧІ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ

Последнее нежелательно, т.к. приводит к увеличению вредного влияния возможных импульсных помех и ухудшению использования пиковой мощности передатчика. В связи с этим для увеличения степени подавления сосредоточенных помех следует рекомендовать увеличение T_r при одновременном сохранении условия разделимости лучей, которое здесь с учетом интервала режекции имеет вид $F \geq T_r / \Delta t_p (T_r - \Delta t_1)$, а при действии N_n помех под Δt_1 необходимо понимать суммарный интервал режекции помех. При этом необходимо иметь в виду, что с ростом T_r растет и сложность технической реализации преобразователей Фурье. Поэтому оптимальное значение T_r при проектировании рассмотренных систем необходимо выбирать с учетом этих двух особенностей.

Выводы. Предложенный в настоящей работе подход к созданию систем приема сигналов в каналах с «памятью» и аддитивными помехами произвольной структуры является достаточно эффективным и позволяет создавать новые системы квазиоптимального приема сигналов. Следует заметить, что алгоритмы и системы приема сигналов являются физически реализуемыми.

ЛИТЕРАТУРА

1. Андронов И.С. Потенциальная помехоустойчивость разнесенного приема // Электросвязь. – 1965. – № 9.
2. Андронов И.С., Финк Л.М. Передача дискретных сообщений по параллельным каналам. – М.: Сов. радио, 1971. – 408 с.
3. Бельфоре К.А., Парк Дж.Х. Компенсация посредством решающей обратной связи // ТИИЭР. – 1979. – Т. 67. – № 8. – С. 67-83.
4. Богуш Р.Л., Джульяко Ф.У., Репн Д.Л. Частотно-селективные замирания и их коррекция методом решающей обратной связи // ТИИЭР. – 1979. – Т.67. – № 8. – С.67-83.
5. Бреннан Д.Г. Анализ медленных флуктуаций. Лекции по теории систем связи / Пер. с англ. под ред. Б.Р. Левина. – М.: Мир, 1964. – 402 с.
6. Возенкрафт 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.
7. Гольденберг Л.М., Кловский Д.Д. Метод приема импульсных сигналов, основанный на использовании вычислительных машин // Труды ЛЭИС. – 1959. – Вып. VII (44). – С. 17-26.
8. Диторо М. Связь в средах с рассеянием по времени и частоте при использовании адаптивной компенсации // ТИИЭР. – 1968. – №10. – С. 15-45.
9. Кайлат 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. – 402 с.
10. Кеннеди Р. Каналы связи с замираниями и рассеянием / Пер. с англ. под ред. И.А. Овсевича. – М.: Сов. радио, 1973. – 304 с.
11. Кириллов Н.Е., Черкунов А.И. О линейной фильтрации при межсимвольной интерференции // радиотехника. – 1972. – № 11. – С. 23-27.
12. Кириллов Н.Е., Сойфер В.А. Пространственно-временные характеристики линейных каналов с переменными параметрами // Проблемы передачи информации, 1972. – Т.13. – Вып.2. – С. 40-46.
13. Кирилов Н.Е. Помехоустойчивая передача сообщений по линейным каналам со случайно изменяющимися параметрами. – М.: Связь, 1971. – 256 с.
14. Кисель В.А. Минимизация интерференционных помех в цифровых каналах с эхо-сигналами // Радио и связь. – 1973. – № 10. – С. 28-35.
15. Кловский Д.Д., Николаев Б.И. Инженерная реализация радиотехнических систем (в системах передачи дискретных сообщений в условиях межсимвольной интерференции). – М.: Связь, 1975. – 200 с.

ІНФОРМАЦІЙНІ, ЕНЕРГОЗБЕРІГАЮЧІ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ

16. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. –М.: Радио и связь, 1982. –304 с.
17. Кловский Д.Д., Конторович В.Я., Широков СМ. Модели непрерывных каналов связи на основе стохастических дифференциальных уравнений. – М.: Радио и связь, 1984. –248 с.
18. Коржик В.И., Финк Л.М. Помехоустойчивое кодирование дискретных сообщений в каналах со случайной структурой. –М.: Связь, 1975. –272 с.
19. Куреши Ш.У.Х. Адаптивная коррекция //ТИИЭР. –1985. –Т. 73. –№ 9. –С. 5-49.
20. Лакки Р.В. Обзор литературы по теории связи 1968-1973 гг.: Экспресс-информация. //ВИНИТИ. –1974. –№ 21.
21. Маригодов В.К., Бабуров Э.Ф. Синтез оптимальных радиосистем с адаптивным предсказанием и корректированием сигналов. – М.: Радио и связь, 1985. – 248 с.
22. Маригодов В.К. Помехоустойчивая обработка информации. Методы оптимального нелинейного предсказания и корректирования.–М.: Наука, 1982.–201 с.
23. Миддлтон Д. Введение в статистическую теорию связи. Пер. с англ./Под ред. Б.Р. Левина.–М.: Сов. радио, 1962. Т. 2.–831 с.
24. Михайлов А.В. Высокоэффективные оптимальные системы связи. –М.: Связь, 1980. –344 с.
25. 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.
26. Николаев Б.И. Последовательная передача дискретных сообщений по непрерывным каналам с памятью. –М.: Радио и связь, 1988. – 264 с.
27. Овсеевич И.А., Пинскер М.С. Оптимальное линейное предсказание и корректирование. Изв. АН СССР. ТК. –1963. –№5. –С.54-61.
28. Овсеевич И.А., Пинскер М.С. Оптимальное линейное предсказание и корректирование сигнала при передаче его по многолучевой системе // Изв. АН СССР. Энергетика и автоматика, –1959. – № 2. – С. 49-59.
29. Окунев Ю.П. Системы связи с инвариантными характеристиками помехоустойчивости. – М.: Связь, 1980. – 80 с.
30. Парамонов А.А. Прием дискретных сигналов в присутствии межсимвольных помех. Адаптивные выравниватели // Зарубежная радиоэлектроника. – 1985. – № 9. – С. 36-60.
31. Поляков В.П., Мартыненко М.В. Преобразование Фурье и обработка сигналов. Аналоговые методы. Частотно-временная фильтрация//Телекомунаційні системи та мережі на залізничному транспорті: Міжвуз. зб. наук. праць. –Харків: УкрДАЗТ, 2006. – Вип. 78. – С. 90-102.
32. Поляков П.Ф. Метод обратной модели. //Труды IV Всесоюзной конференции по распространению радиоволн. – 1978. – С. 12.
33. Поляков П.Ф. Прием сигналов в многолучевых каналах. – М.: Радио и связь, 1986. – 248 с.
34. Поляков П.Ф. Статистическая теория оптимальной и квазиоптимальной дискретной обработки непрерывных и дискретных сложных сигналов. – М.: ВИНИТИ, 1984. – № 1957-84. –122 с.
35. Поляков П.Ф. Широкополосные аналоговые системы связи со сложными сигналами. – М.: Радио и связь, 1982. – 152 с.
36. Поляков П.Ф., Елисеев В.И. Устройство для измерения группового времени запаздывания в каналах связи. //А.с. СССР № 536605. БИ № 43, 1976.
37. Поляков П.Ф., Мартиненко М.В. Аналіз структури відгуку фільтра на радіоімпульс. Частина.1 Виведення точного вираження, що описує відгук фільтра//Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2007. – Вип. 48. – С. 217-223.
38. Сифоров В.И. Об условиях получения высокой пропускной способности каналов связи со случайными изменениями параметров // Электросвязь, 1958. – №1.–С.3-8.
39. Турин В.Я. Передача информации по каналам с памятью. –М.: Связь, 1947. – 248 с.
40. Уидроу Б. и др. Адаптивные компенсаторы помех. Принцип построения и применения // ТИИЭР. –1975. –Т. 63. –№ 12. – С. 69-98.
41. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. –М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.
42. Финк Л.М. Андронов И.С. О помехоустойчивости одного метода разнесенного приема // Радиотехника, 1966. –№ 8.
43. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений –М.: Сов. радио, 1970. –728 с.
44. Bello P.A. A troposcatter channel model // IEEE Trans. CT. Apr. 1969.
45. Bello P.A. Some Techniques for the Instantaneous Real-Time Measurement of Multipath and Doppler Spread. //IEEE Trans. On Comm. Techn., Vol. 13, №3, 1965, p.185.

ІНФОРМАЦІЙНІ, ЕНЕРГОЗБЕРІГАЮЧІ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ

46. *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.
47. *Bernfeld.* Pulse-compression techniques. //Proc. IEEE, т. 51, 1963, с. 1261.
48. *Denenberg J.N.* The power mean frequency estimator: Another approach to the FM detector. IEEE Trans. Broadcast and Telev. Receivers, Vol. 20, 1974, №3, p. 201-205.
49. *P.M. Hahn* «Theoretical Diversity Improvement in Multiplae Frequency Shift Keying.» IRETrans. Commun Systems, 177-184, June, 1962.
50. *Haas F.* Kortegolf outvangst rouder fading «Radio Nieuws», 1927.-p. 1
51. *I. Difranco.* Closed-Form Solution for the Output of a Finite-Bandwidth Pulse-Compression Filter. Proc. IRE, Vol. 49, 1961, Num. 6, p. 1086.
52. *I.R. Williams, G.G. Ricker.* Signal detectability performance of optimum Fourier receivers.-ISEE Trans. Audio and Elektroacoust, AU-20, 1972, № 4, p. 264
53. *J.G. Proakis,* «On the Probability for Multichannel Reception of Binary Signals.» IEEE Trans. Commun. Technology, 68-70, Februry 1968.
54. *J.N. Pierce,* «Theoretical Limitations on frequency and Time Diversity for Fading Binary Transmissions.» IRE Trans Commun. Systems, 186-189, June 1961.
55. *Kahn L.R.* Compatible Single Sidband.-Proc.IRF., 1961, vol.49, №10, p.1503-1527.
56. *Kailath T.* Correlation Detection of Signals Perturbed by a Raudow Channel/ - Traus IRE, IT-6, 1960, №3
57. *Kettel E.* Ein automatischer Optimisator fur den Abgleich des Impulsent-zerrorz. In einer Datenubertraunq. // Arch. Elektz. Ubertz. 1964. № 18. s. 271-276.
58. *Kettel E.* Uber traunqesysteme mit idealer Impulstunction // Arch. Elektr. Uberz. 1961. №15. s 207-214.
59. *L. Turin,* «On Optimal Diversity Reception, II», Trans. Commun. Systems, 22-31, March 1962.
60. *Lucky R.W.* Automatic Equalization for digital Communication //Bell Syst. Techn./ -1965. -№4 -P. 547-588.
61. *W.C. Lindsey,* «Error Probability for Incoherent Diversity Reception.» IEEE Trans. Inform. Teory, 491-499, October 1695.
62. *Wendland B.* Abtastsysteme zur adaptinen und nicht adaptinen Eutzerrung von – Kanalen // NTT, 1969. -№ 37. -C. 335-352.

Поступила 26 сентября 2007 г.