

Чернавский Сергей Владимирович

**Помехоустойчивость систем передачи радиолокационной информации с
МНФ сигналами при рассогласовании в индексе модуляции**

Специальность: 05.12.14 – Радиолокация и радионавигация

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук



Москва, 2013

Работа выполнена в Московском государственном техническом университете им. Н.Э. Баумана.

Научный руководитель: кандидат технических наук, доцент
Сенин Александр Иванович

Официальные оппоненты: доктор технических наук, профессор
Татарский Борис Григорьевич

доктор технических наук, профессор
Смирнов Николай Исаакович

Ведущая организация: ОАО «Научно-исследовательский институт
космического приборостроения»,
г.Москва

Защита диссертации состоится 30 » мая 2013 г. в 14,30 часов на заседании диссертационного совета Д 212.141.11 в Московском государственном техническом университете им. Н.Э. Баумана.

Адрес: 105005, г. Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5. МГТУ им. Н.Э. Баумана

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке МГТУ им. Н.Э. Баумана.

Отзыв на автореферат в одном экземпляре, заверенный печатью, направлять в адрес совета университета.

Автореферат разослан 25 » апреля 2013 г.

Ученый секретарь
диссертационного совета Д 212.141.11
доктор технических наук, профессор



Власов Игорь Борисович



Полехоуст
С. В.
Чернавский

акт 3112

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность работы. В настоящее время радиолокационные станции (РЛС) широко применяются для решения различных задач. Для построения РЛС обычно используется совмещенная схема. Такая архитектура системы, несмотря на ряд достоинств, имеет и существенные недостатки, главный из которых – низкая живучесть. Для его устранения целесообразно использовать распределенную схему. РЛС, построенная по такому принципу, называемая многопозиционной (МПРЛС), состоит из множества распределенных в пространстве приемо-передающих модулей (ТПМ), которые могут быть как неподвижными, так и способными менять свое положение, и центрального модуля (ЦМ), где происходит объединение и обработка радиолокационной информации. Одной из подсистем МПРЛС является система передачи радиолокационных данных от приемо-передающих модулей на центральный модуль. К таким системам передачи информации (СПИ) предъявляется ряд требований, основными из которых являются скрытность, помехозащищенность, высокая скорость передачи данных, низкая стоимость, малый вес и габариты аппаратуры.

Для удовлетворения перечисленным требованиям целесообразно использовать миллиметровый диапазон волн, для которого разработаны генераторы, позволяющие создавать сравнительно недорогую приемо-передающую аппаратуру. В качестве модуляции целесообразно использовать модуляцию с непрерывной фазой (МНФ), поскольку она позволяет обеспечить высокие показатели спектральной и энергетической эффективности и простоту конструкции передающего устройства. Однако необходимо иметь ввиду, что нестабильность, характерная для недорогих генераторов миллиметрового диапазона, в случае использования МНФ сигналов приводит к рассогласованию в индексах модуляции на приемной и передающей сторонах.

Исследованию свойств МНФ сигналов, методам их приема и оценке помехоустойчивости СПИ посвящено много работ как у нас в стране, так и за рубежом. Значительный вклад в эту область внесли отечественные и зарубежные ученые: Крохин В.В., Аджемов С.С., Парамонов А.А. занимавшиеся исследованием помехоустойчивости МНФ сигналов и разработкой устройств их приема, Парамонов К.А., исследовавший методы приема МНФ сигналов с циклически меняющимся индексом модуляции, Баланов М.Ю., разработавший метод увеличения помехоустойчивости МНФ сигналов путем расширения их спектра, Куликов В.Г., разработавший теоретические основы оценки помехоустойчивости СПИ с МНФ сигналами при воздействии различного рода помех, De Buda R., Osborne W.P., Luntz M.B., Anderson J.B., Aulin T., Sundberg C.E.-W., разработавшие теорию оценки помехоустойчивости МНФ сигналов при когерентном и некогерентном методах приема, Bianchi R., предложивший и исследовавший методы оценки параметров МНФ сигналов, и др. Среди отечественных организаций, занимавшихся исследованием вопросов, связанных с приемом МНФ сигналов, а также исследованием их свойств, можно отметить НИИКП, МИРЭА, МТУСИ, МЭИ, СПбГПУ и др.

Несмотря на обилие работ, связанных с применением МНФ сигналов, вопросы влияния рассогласования в индексах модуляции на передающей и приемной сторонах на помехоустойчивость СПИ практически не освещены в литературе.

Целью диссертационной работы является исследование помехоустойчивости системы передачи радиолокационной информации с МНФ сигналами при рассогласовании в индексе модуляции, а также разработка и исследование методов устранения этого рассогласования путем оценки индекса модуляции в приемнике с последующей коррекцией на передающей стороне.

Для достижения этой цели были решены следующие задачи:

- определение требований к системам передачи информации МПРЛС и обоснование выбранных технических решений;
- обоснование выбора МНФ сигналов для передачи информации в МПРЛС, исследование характеристик и выбор параметров МНФ сигналов;
- исследование помехоустойчивости СПИ с МНФ сигналами в случае когерентного приема при наличии рассогласования в индексе модуляции;
- исследование помехоустойчивости СПИ с МНФ сигналами в случае некогерентного приема при наличии рассогласования в индексе модуляции;
- разработка и исследование метода оценки рассогласования в индексе модуляции на основе приближенного решения уравнения правдоподобия.

Методы исследования. Решение поставленных в диссертационной работе задач осуществляется с использованием методов статистической радиотехники, оптимального приема сигналов, теоретических основ радиолокации, математического и имитационного моделирования.

Достоверность полученных результатов обеспечивается корректностью постановки задач исследования, применением современных методов исследования, современных пакетов программ для математических расчетов и моделирования, согласованностью результатов теоретических оценок и моделирования.

Научная новизна диссертационной работы определяется следующими основными результатами:

- исследованы характеристики МНФ сигналов при различных значениях параметров модуляции, даны рекомендации к выбору параметров модуляции;
- исследована помехоустойчивость СПИ с МНФ сигналами в случае когерентного приема при наличии рассогласования в индексе модуляции;
- исследована помехоустойчивость СПИ с МНФ сигналами в случае некогерентного приема при наличии рассогласования в индексе модуляции;
- разработан новый алгоритм оценки рассогласования в индексе модуляции на основе приближенного решения уравнения правдоподобия, исследованы его точностные характеристики.

Практическая значимость работы заключается в результатах исследования спектральных и энергетических характеристик МНФ сигналов со сглаживанием; в результатах оценки помехоустойчивости при рассогласовании в индексе модуляции для случаев когерентного и некогерентного методов приема; в наборе разработанных и реализованных в среде Matlab/Simulink имитационных моделей, позволяющих получать характеристики СПИ при обработке сигналов на длительности одного и нескольких символьных интервалов; в новом алгоритме оценки индекса модуляции и его программной реализации.

На защиту выносятся:

- результаты исследования спектральных и энергетических характеристик МНФ сигналов со сглаживанием;
- результаты оценки помехоустойчивости когерентных методов приема МНФ сигналов на длительности одного и нескольких символьных интервалов при рассогласовании в индексе модуляции;
- результаты оценки помехоустойчивости некогерентных методов приема МНФ сигналов на длительности одного и нескольких символьных интервалов при наличии рассогласования в индексе модуляции;
- разработанный алгоритм оценки рассогласования в индексе модуляции МНФ сигналов и его точностные характеристики;
- разработанные имитационные модели СПИ в средах Matlab и Simulink;
- результаты расчета и моделирования.

Апробация работы:

Основные результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на следующих научных конференциях:

1. XVII международная конференция «Радиолокация, радионавигация и связь», г.Воронеж, 2011г.
2. Конференция «Телекоммуникационные и вычислительные системы», г.Москва, 2011г.
3. XVIII международная конференция «Радиолокация, радионавигация и связь», г.Воронеж, 2012г.
4. Конференция «Радиооптические технологии в приборостроении», г.Туапсе, 2012г.
5. Конференция «Телекоммуникационные и вычислительные системы», г.Москва, 2012г.

Внедрение результатов диссертационной работы. Результаты диссертационной работы использованы в НИР, проводимых в НИИ радиоэлектронной техники МГТУ им. Н.Э. Баумана, а также используются в учебном процессе на кафедре радиоэлектронных систем и устройств МГТУ им. Н.Э. Баумана.

Публикации по теме диссертационной работы. Основные результаты диссертационной работы изложены в 11 печатных работах, из них 6 научных статей, опубликованных в журналах из перечня ВАК, и 5 тезисов докладов на научных конференциях.

Структура и объем диссертации. Диссертационная работа состоит из введения, 4 глав, заключения, списка литературы из 90 наименований и 4-х приложений. Диссертация изложена на 198 страницах, содержит 67 рисунков и 2 таблицы.

ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении обоснована актуальность темы, определены цель и задачи работы, дана характеристика методов исследования, отмечены научная новизна и практическая ценность полученных результатов, сформулированы основные положения, выносимые на защиту.

В первой главе рассмотрена общая структура МПРЛС, описаны ее достоинства и недостатки, отмечено значение системы передачи информации и ее место в общей

структуре МПРЛС, указаны требования, которые предъявляются к СПИ, обоснован выбор диапазона и тип модуляции, исследовано влияние параметров МНФ сигналов на их спектральные и энергетические характеристики, приведены зависимости, позволяющие выбрать параметры МНФ сигналов.

МПРЛС состоит из центрального модуля и нескольких распределенных в пространстве приемо-передающих модулей, размещенных на подвижных объектах. В функции ЦМ входит совместная обработка радиолокационного сигнала от всех ППМ, а также общее управление системой. К достоинствам такой МПРЛС относятся высокая мобильность, живучесть, информативность.

Важной составной частью МПРЛС является система передачи радиолокационной информации. Основными требованиями, предъявляемыми к системе передачи информации от ППМ к ЦМ, являются высокая скорость передачи данных, защищенность от помех, скрытность, малые габариты и низкая стоимость аппаратуры.

Для СПИ можно использовать оптический, миллиметровый и сантиметровый диапазоны волн. Анализ, проведенный в работе, показал, что наиболее подходящим является миллиметровый диапазон, а именно полоса частот вблизи 60 ГГц. Наблюдаемое сильное затухание сигнала из-за поглощения молекулярным кислородом (коэффициент ослабления при этом может превосходить 10 дБ/км) при передаче информации на малые расстояния позволяет обеспечить скрытность СПИ. Для разработки недорогой аппаратуры промышленностью выпускаются генераторы на диоде Ганна. Как показано в работе, при использовании данных приборов наиболее подходящей модуляцией является МНФ, поскольку она обеспечивает высокую спектральную и энергетическую эффективность.

При использовании МНФ сигналов передающие устройства состоят из последовательно включенных фильтра нижних частот (ФНЧ) и генератора, управляемого напряжением (ГУН). На вход ФНЧ подается сигнал в виде последовательности прямоугольных импульсов. После ФНЧ сглаженный сигнал поступает на вход ГУНа, где он используется как управляющее напряжение.

На выходе ГУНа сигнал с непрерывной фазой имеет следующий вид:

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos \left(2\pi f_0 t + 2\pi h_0 \sum_{i=0}^{N-1} \beta_i q(t - iT) \right), \quad (1)$$

где E - энергия сигнала на длительности одного символа T , f_0 - несущая частота, h_0 - индекс модуляции, N - количество передаваемых символов β_i , $i = 0, 1, 2, \dots, N-1$, принимающих значения $\{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)\}$, $M = 2^{n_a}$, n_a - натуральное число, $q(t)$ - фазовый импульс - непрерывная неубывающая функция, для которой выполняются условия: $q(t) \equiv 0$, $t < 0$ и $q(t) \equiv 0,5$, $t > LT$, где $L = 1, 2, \dots$ - параметр, характеризующий степень взаимного влияния передаваемых символов. Частным случаем МНФ сигнала является частотно-модулированный сигнал с непрерывной фазой (ЧМНФ). Для него $L = 1$ и $q(t) = \frac{t}{2T}$ при $0 \leq t \leq T$.

Исследования влияния формы фазового импульса на характеристики МНФ сигналов, выполненные рядом авторов за последние годы, показали, что характеристика ФНЧ, найденного решением задачи глобальной оптимизации

методами нелинейного программирования (максимизация проводилась по величине квадрата минимального сигнального расстояния при ограничениях на спектральные характеристики), незначительно отличается по форме от характеристики гауссовского фильтра. При его использовании параметрами, подлежащими выбору при проектировании системы передачи информации, являются индекс модуляции h_0 , безразмерный параметр BT (B - ширина полосы пропускания фильтра по уровню -3дБ), который определяет параметр L фазового импульса $q(t)$, и объем алфавита источника информации M . Как показано в литературе, целесообразно использовать алфавиты с $M=2$ и $M=4$, поскольку при дальнейшем увеличении M чрезмерно усложняется демодулятор СПИ без заметного улучшения характеристик передачи данных.

При выборе индекса модуляции h_0 необходимо учитывать тот факт, что для когерентной демодуляции необходимо использовать только рациональные индексы модуляции. Диапазон, из которого следует выбирать индекс модуляции, определяется следующими соображениями: чрезмерно маленькие индексы модуляции ($h_0 < 1/3$) приводят к низкой помехоустойчивости, а чрезмерно большие ($h_0 > 1$) – к расширению спектральной плотности мощности сигнала без улучшения помехоустойчивости. Кроме того, от выбранного индекса модуляции зависит число узлов в фазовой решетке, а следовательно, сложность демодулятора. Для исследования свойств МНФ сигналов в работе индексы модуляции выбирались из набора

$$H = \left\{ \frac{1}{3}, \frac{2}{5}, \frac{4}{9}, \frac{1}{2}, \frac{4}{7}, \frac{3}{5}, \frac{2}{3}, \frac{3}{4} \right\}. \quad (2)$$

Параметр BT целесообразно брать в диапазоне $BT=0,2\dots 1$, что приблизительно соответствует $L=1\dots 4$. Дальнейшее уменьшение BT (увеличение L) приводит к чрезмерному усложнению демодулятора. При $BT=1$ сигнал практически совпадает с ЧМНФ.

Спектральные свойства МНФ сигналов исследовались многими авторами. Основные результаты в данной области получены Р.Р. Андерсеном, Дж. Сальцем, Л.Дж. Гринштейном, Дж.Дж. Гаррисоном и рядом других исследователей. В основном эти результаты носят теоретический характер и заключаются в аналитических выражениях для расчета спектральной плотности мощности МНФ сигналов при тех или иных ограничениях. Сами же результаты расчета по полученным формулам приводятся в литературе лишь для конкретных наборов параметров. Для выбора параметров МНФ сигналов при разработке СПИ МПРЛС требуются более подробные данные по спектральным характеристикам, чем имеющиеся в литературе.

Спектральные свойства МНФ сигнала характеризуются коэффициентом спектральной эффективности, который определяется как

$$\alpha = \frac{\log_2 M}{T \Delta F}, \quad (3)$$

где ΔF - полоса частот, занимаемая сигналом. В работе в качестве ΔF берется полоса частот, в которой сосредоточено 99,9% мощности сигнала.

На Рисунке 1 представлены рассчитанные зависимости коэффициента

спектральной эффективности от параметра BT для индексов модуляции из набора (2) при $M=2$ и $M=4$. На Рисунке 1 (а также на следующих Рисунках 2,3 и 4) номер кривой соответствует порядковому номеру h_0 из набора (2).

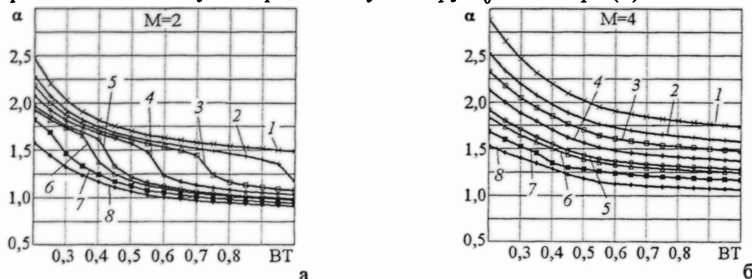


Рис. 1.

Зависимости α от параметра BT для $M=2$ (а) и $M=4$ (б)

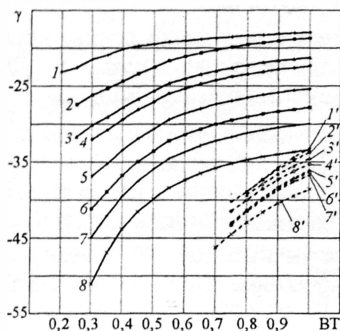


Рис. 2.

Зависимости γ в дБ от параметра для случаев $M=2$ (сплошные линии) и $M=4$

Другой важной спектральной характеристикой МНФ сигнала является уровень первых боковых лепестков γ спектральной плотности мощности (СПМ), поскольку от него во многом зависит эффективность размещения соседних каналов при частотном разделении. Рассчитанные зависимости значений γ в дБ от параметра BT при различных индексах модуляции из набора (2) для случаев $M=2$ и $M=4$ представлены на

Рисунке 2.

Как следует из представленных результатов, для системы сигналов с $M=4$ могут быть получены большие значения коэффициента спектральной эффективности по сравнению со случаем $M=2$. При этом необходимо отметить, что выигрыш в коэффициенте спектральной эффективности увеличивается при уменьшении индекса модуляции. Влияние параметра низкочастотного фильтра на коэффициент спектральной эффективности МНФ сигналов увеличивается при его уменьшении. При двоичной передаче данных высокий уровень боковых лепестков в спектральной плотности мощности приводит к скачкообразному уменьшению коэффициента спектральной эффективности при увеличении параметра гауссовского фильтра BT . При $M=4$ уровень боковых лепестков ниже и не влияет на коэффициент спектральной эффективности. При этом как для $M=2$, так и для $M=4$, уровень боковых лепестков уменьшается с увеличением индекса модуляции.

Помимо спектральных важное значение имеют энергетические характеристики сигналов. В качестве показателя энергетической эффективности для МНФ сигналов

используется верхняя граница квадрата минимального сигнального расстояния, нормированная к удвоенной энергии сигнала,

$$d_B^2 = \frac{1}{2E} \int_0^{NT} [s_i(t) - s_j(t)]^2 dt, \quad (4)$$

где $s_i(t)$ и $s_j(t)$ - МНФ сигналы, соответствующие различным передаваемым символам.

На Рисунке 3 приведены рассчитанные зависимости d_B^2 от параметра BT при различных индексах модуляции из набора (2) для $M = 2$ и $M = 4$.

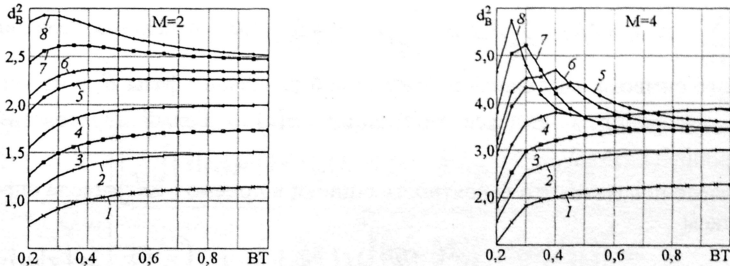


Рис. 3.

Зависимости d_B^2 от параметра BT при $M = 2$ и $M = 4$

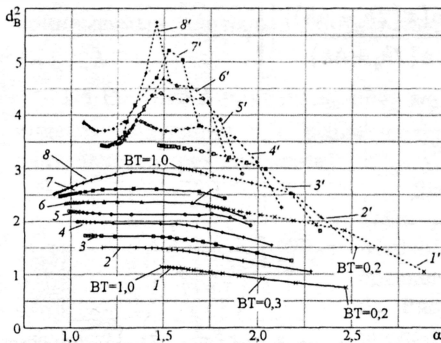


Рис. 4.

Зависимости d_B^2 от α при $M = 2$
(сплошные линии) и $M = 4$
(пунктирные)

Из полученных результатов следует, что при больших значениях параметра BT энергетические характеристики сигналов в основном определяются индексом модуляции. Параметр BT гауссовского фильтра влияет на энергетическую эффективность лишь при малых значениях.

Наиболее полное представление о свойствах МНФ сигнала дают зависимости d_B^2 от α , представленные на рисунке 4. Как видно из графиков, энергетические характеристики при двоичной передаче данных определяются в основном индексом модуляции. При $M = 4$ на

энергетическую эффективность влияют и индекс модуляции, и параметр фильтра.

Исследования, проведенные в первой главе диссертации, позволяют выбрать параметры МНФ сигналов для достижения необходимых характеристик СПИ.

Во второй главе исследовано влияние рассогласования в индексах модуляции на приемной и передающей сторонах на помехоустойчивость СПИ в случае когерентного приема при обработке сигнала на длительности одного и нескольких

символов.

Для ЧМНФ сигнала при двоичной передаче данных и обработке на интервале одного символа принимаемый сигнал при условии идеальной фазовой синхронизации на момент начала сеанса связи имеет вид

$$u_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos \left(2\pi f_0 t + \beta_i \frac{\pi(h_0 + \Delta h)t}{T} + \theta \right) + n(t), \quad (5)$$

где β_i - передаваемый символ, принимающий значения ± 1 , h_0 - ожидаемое на приемной стороне значение индекса модуляции, Δh - рассогласование в индексе модуляции,

$$\theta = \sum_{j=0}^{i-1} \beta_j \pi(h_0 + \Delta h) = \sum_{j=0}^{i-1} \beta_j \pi h_0 + \sum_{j=0}^{i-1} \beta_j \pi \Delta h = \theta_0 + \Delta \theta - \text{начальная фаза сигнала при}$$

приеме i -го символа, состоящая из ожидаемой начальной фазы θ_0 и ошибки $\Delta \theta$ из-за рассогласования в индексе модуляции, $n(t)$ - белый гауссовский шум с односторонней СПМ N_0 .

В работе показано, что вероятность ошибки в приеме i -го символа определяется выражением

$$P(\Delta h, i, \Delta \theta) = 1 - \frac{1}{2} \Phi \left(\frac{\sqrt{E}}{\sqrt{N_0}} \frac{M\{\chi|u_1\}}{\sqrt{D\{\chi|u_1\}}} \right) - \frac{1}{2} \Phi \left(-\frac{\sqrt{E}}{\sqrt{N_0}} \frac{M\{\chi|u_2\}}{\sqrt{D\{\chi|u_2\}}} \right), \quad (6)$$

где

$$M\{\chi|u_{1,2}\} = E \left[\pm \cos(\Delta \theta) \left[\frac{\sin(\pi \Delta h)}{\pi \Delta h} - \frac{\sin(\pi(2h_0 + \Delta h))}{\pi(2h_0 + \Delta h)} \right] \right] +$$

$$+ \sin(\Delta \theta) \left[\frac{\cos(\pi \Delta h) - 1}{\pi \Delta h} - \frac{\cos(\pi(2h_0 + \Delta h)) - 1}{\pi(2h_0 + \Delta h)} \right],$$

$$D\{\chi|u_{1,2}\} = EN_0 \left(1 - \frac{\sin(2\pi h_0)}{2\pi h_0} \right),$$

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{1}{2}y^2\right) dy - \text{интеграл вероятностей, } M\{\cdot\} \text{ и } D\{\cdot\} - \text{символы}$$

математического ожидания и дисперсии, χ - решающая статистика.

Из выражений (6) следует, что вероятность ошибки зависит от рассогласования в начальной фазе, которая в свою очередь определяется последовательностью передаваемых символов β_i и номером i передаваемого символа.

Вероятность ошибки, усредненная по начальной фазе $\Delta \theta$ и по всем N передаваемым символам принимает вид

$$P(\Delta h, N) = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} \sum_{i=1}^{n_g} P(\Delta h, j, \Delta \theta_i) p(\Delta \theta_i), \quad (7)$$

где n_g - количество возможных значений рассогласования начальной фазы, $p(\Delta \theta_i)$ -

распределение вероятностей рассогласования в начальной фазе, которое зависит от параметров модуляции и номера символа n от начала передачи информации.

Аналогично оценивается помехоустойчивость СПИ при использовании МНФ сигнала с другими фазовыми импульсами $q(t)$. Для этого необходимо определить величины $M\{\chi|u_{1,2}\}$ и $D\{\chi|u_{1,2}\}$. Также возможно обобщение на случай недвойной передачи данных.

Для случая обработки на интервале, равном длительности нескольких символов, получить точное выражение для вероятности ошибки не удастся. Однако для больших отношений E/N_0 ее можно оценить как

$$P \leq 1 - \Phi\left(\sqrt{d_{\min}^2 \frac{E}{N_0}}\right), \quad (8)$$

где

$$d_{\min}^2 = \min_{i,j,i \neq j} \left[\frac{\left[\sqrt{\int_0^{NT} (s(t, \{\beta_i\}) - s_{\Delta h}(t, \{\beta_i\}))^2 dt} - \sqrt{\int_0^{NT} (s(t, \{\beta_j\}) - s_{\Delta h}(t, \{\beta_i\}))^2 dt} \right]^2}{2E \cdot \sqrt{\int_0^{NT} (s(t, \{\beta_i\}) - s(t, \{\beta_j\}))^2 dt}} \right],$$

– параметр, определяющий помехоустойчивость СПИ в случае наличия рассогласования в индексе модуляции, $s(t, \{\beta_i\})$ и $s_{\Delta h}(t, \{\beta_i\})$ – ожидаемый и принимаемый сигналы, соответствующие последовательности символов $\{\beta_i\}$, $i = 1, \dots, N$.

На Рисунке 5 приведены полученные в работе зависимости параметра $d_{\min}^2$ от индекса модуляции при различных Δh для ЧМНФ сигнала при обработке на длительности трех символов.

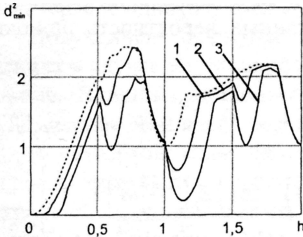


Рис. 5.

Зависимости квадрата минимального сигнального расстояния от значения индекса модуляции для ЧМНФ сигнала: 1 – $\Delta h = 0$, $\Delta h = -0,05$, $\Delta h = 0,1$

Для проверки теоретических зависимостей были разработаны имитационные модели в среде Matlab/Simulink. Результаты моделирования и их сравнение с теоретическими данными представлены на Рисунках 6 и 7. Относительная погрешность результатов моделирования и теоретических расчетов, усредненная по всем точкам, составила 11 и 20 процентов в случае обработки на одном и трех символьных интервалах соответственно.

Полученные результаты позволяют оценить допустимое отклонение в индексе модуляции при заданной длине последовательности данных или при заданном максимальном отклонении в индексе модуляции рассчитать максимально допустимую длительность последовательности символов, которую целесообразно обрабатывать когерентно.

В третьей главе исследовано влияние

рассогласования в индексах модуляции на приемной и передающей сторонах на помехоустойчивость СПИ в случае некогерентного приема, описаны имитационные модели, приведены результаты моделирования и дано их сравнение с теоретическим расчетом.

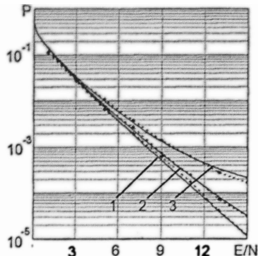


Рис. 6.

Зависимости вероятности ошибки, усредненной по длине пакета из N символов от отношения E/N_0 при $h_0 = 0,7$ для случая $\Delta h = 0,005$ (кривая 1 - $N = 64$, кривая 2 - $N = 256$, кривая 3 - $N = 512$, сплошные линии – теоретические зависимости, прерывистые – результаты моделирования)

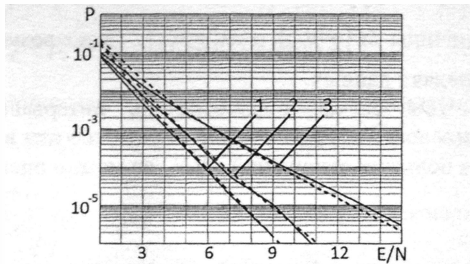


Рис. 7.

Зависимости вероятности ошибки от E/N_0 для первого символа ЧМНФ сигналов с $h_0 = 0,7$ при обработке на длительности трех символов: кривая 1 - $\Delta h = 0,05$, кривая 2 - $\Delta h = 0,075$, кривая 3 - $\Delta h = 0,1$ (пунктирные линии – теоретические зависимости, сплошные – полученные моделированием)

Показано, что при некогерентном приеме на характеристики помехоустойчивости не сказывается накапливающаяся ошибка в начальной фазе из-за рассогласования в индексе модуляции и, соответственно, вероятность ошибки не зависит от номера демодулируемого символа. Как и для когерентного приема, в работе рассмотрена обработка сигнала на интервале одного и нескольких символов отдельно. В первом случае при двоичной передаче данных вероятность ошибки может быть рассчитана по формуле:

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \left[1 - Q(\sqrt{b}, \sqrt{a}) + Q(\sqrt{a}, \sqrt{b}) \right], \quad (9)$$

$$\begin{Bmatrix} a \\ b \end{Bmatrix} = \frac{1}{2D\{\dot{Z}_1\}} \left[\frac{|M\{\dot{Z}_1\}|^2 + |M\{\dot{Z}_2\}|^2 - 2\text{Re}(M\{\dot{Z}_1\}M\{\dot{Z}_2\}^*)}{1 - |\dot{\rho}|^2} \mp \frac{|M\{\dot{Z}_1\}|^2 - |M\{\dot{Z}_2\}|^2}{\sqrt{1 - |\dot{\rho}|^2}} \right],$$

где $Q(x, y) = \int_y^\infty \exp\left(-\frac{x^2 + w^2}{2}\right) I_0(xw) w dw$ - Функция Маркума, $I_0(x)$ -

модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка, $M\{\cdot\}$ и $D\{\cdot\}$ - символы математического ожидания и дисперсии соответственно,

$$\dot{Z}_{1,2} = \int_0^T u(t) \hat{s}_{1,2}(t) dt + j \int_0^T u(t) \hat{s}_{1,2}^*(t) dt \quad (10)$$

- комплексные корреляционные интегралы, $u(t)$ - принимаемый сигнал, $s_{1,2}(t)$ - опорные сигналы, соответствующие символам «1» и «0», символ « $\hat{\cdot}$ » означает преобразование Гильберта, $\hat{\rho}$ - комплексный коэффициент корреляции опорных сигналов.

Для ЧМНФ сигналов величины, входящие в (9), могут быть получены теоретически:

$$a = \frac{E}{N_0} \frac{2 \left[1 - \cos((2h_0 + \Delta h)\pi) \right]}{(2h_0 + \Delta h)^2 \pi^2}, \quad (11)$$

$$b = \frac{E}{N_0} \frac{2 \left[1 - \cos(\pi \Delta h) \right]}{\pi^2 \Delta h^2}.$$

При обработке на интервале n символов ($n > 1$) на приемной стороне формируются опорные сигналы, соответствующие всем возможным последовательностям символов длиной $2n+1$. Вероятность ошибки может быть приближенно оценена с использованием следующего выражения:

$$P \leq \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m \sum_{j=1}^m P(z_{-1j} > z_{1k} | s_1), \quad (12)$$

где z_{-1j} и z_{1k} - корреляционные интегралы входного сигнала с опорными, соответствующими последовательностям информационных символов длиной $2n+1$, у которых $(n+1)$ -й символ равен «-1» и «+1» соответственно, s_1 - полезный сигнал при передаче информационного символа «+1», $m = 2^{2n}$. Результаты могут быть распространены на случай недвоичной передачи данных.

Для проверки теоретических зависимостей в среде MATLAB были разработаны имитационные модели. На Рисунках 8 и 9 приведены теоретические кривые и зависимости, полученные имитационным моделированием, для случаев обработки на интервале одного и трех символов.

Полученные формулы позволяют оценить вероятность ошибки для МНФ сигнала в случае наличия рассогласования в индексе модуляции при некогерентном приеме. Влияние рассогласования в индексе модуляции на помехоустойчивость СПИ меньше, чем в случае когерентного приема.

В четвертой главе проведен анализ методов устранения рассогласования в индексе модуляции, рассмотрены алгоритмы оценки индекса модуляции для устранения рассогласования, предложен новый метод оценки индекса модуляции на основе приближенного решения уравнения правдоподобия, исследованы его точностные характеристики, представлены результаты моделирования и их сравнение с теоретическими оценками.

Для устранения рассогласования в индексе модуляции можно либо следить за индексом модуляции на передающей стороне, либо оценивать индекс модуляции на приемной стороне и передавать команды коррекции на передающую. Второй вариант является более предпочтительным, поскольку не усложняет аппаратуру ППМ. Для оценки индекса модуляции МНФ сигналов известен ряд методов. Анализ, проведенный в работе, показал, что существующие методы оценки индекса

модуляции либо дают невысокую точность оценки, либо требуют использования длинных последовательностей символов.

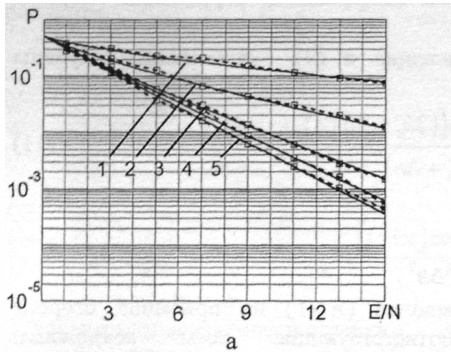


Рис. 8.

Зависимости вероятности ошибки от отношения E/N_0 для ЧМНФ сигнала с $h_0 = 0,7$ при обработке на длительности 1 символа: кривая 1 - $\Delta h = -0,4$, кривая 2 - $\Delta h = -0,2$, кривая 3 - $\Delta h = 0$, кривая 4 - $\Delta h = 0,4$, кривая 5 - $\Delta h = 0,2$ (сплошные линии – теоретические зависимости, прерывистые – моделирование)

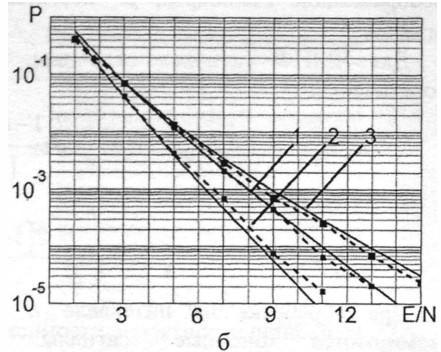


Рис. 9.

Зависимости вероятности ошибки от отношения E/N_0 для ЧМНФ сигнала с $h_0 = 0,7$ при обработке на длительности 3-х символов: кривая 1 - $\Delta h = -0,1$, кривая 2 - $\Delta h = 0$, кривая 3 - $\Delta h = 0,1$ (сплошные линии – теоретические зависимости, прерывистые – моделирование)

В диссертации разработан метод оценки индекса модуляции не имеющих указанных недостатков, основанный на приближенном решении уравнения правдоподобия. Как известно, решение уравнения правдоподобия сводится к отысканию корня уравнения $\frac{\partial Z(h)}{\partial h} = 0$, где Z - корреляционный интеграл. В работе рассматриваются свойства корреляционного интеграла Z при $L=1$ и двоичной передаче символов. При этом предполагается, что в сообщение вводится известная последовательность $\{\beta_i\}$ длиной N символов. При малых рассогласованиях в индексе модуляции и больших отношениях E/N_0 , раскладывая Z в ряд Маклорена, можно получить

$$Z(\Delta h) \approx EN - \frac{E}{T} \pi^2 \Delta h^2 \int_0^{NT} \left(\sum_{i=0}^{N-1} q^2(t-iT) \right) dt - 2 \frac{E}{T} \pi^2 \Delta h^2 \int_0^{NT} \left(\sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j>i}^{N-1} \beta_i \beta_j q(t-iT) q(t-jT) \right) dt. \quad (13)$$

В формуле (13) первое слагаемое – это значение корреляционного интеграла в отсутствии рассогласования в индексе модуляции, второе - характеризует уменьшение Z из-за рассогласования в индексе модуляции, определяемое только формой фазового импульса $q(t)$, а третье – уменьшение Z , определяемое не

только фазовым импульсом $q(t)$, но также и видом последовательности символов $\{\beta_i\}$, $i = 0, \dots, N-1$.

Из формулы (13) следует, что рассогласование в индексе модуляции оказывает наибольшее влияние на значение корреляционного интеграла при последовательности одинаковых символов, а наименьшее – при последовательности чередующихся символов. Для этих двух крайних случаев соответственно получается:

$$Z_{\min}(\Delta h) \approx EN - \frac{1}{6}\pi^2 \Delta h^2 N^3 E, \quad (14)$$

$$Z_{\max}(\Delta h) \approx EN - \frac{1}{6}\pi^2 \Delta h^2 NE.$$

Для всех других последовательностей символов значение $Z(\Delta h)$ будет находиться между значениями $Z_{\min}(\Delta h)$ и $Z_{\max}(\Delta h)$, при этом математическое ожидание и дисперсия величины $Z(\Delta h)$ (усреднение производится по последовательностям символов) определяются выражениями:

$$M\{Z(\Delta h)\} \approx EN - \frac{1}{4}\pi^2 \Delta h^2 EN^2 + \frac{1}{12}\pi^2 \Delta h^2 EN, \quad (15)$$

$$D\{Z(\Delta h)\} \approx \pi^2 \Delta h^2 E^2 \frac{N^4 - N^2}{12}.$$

На Рисунке 10 приведены зависимости $Z(\Delta h)$, построенные по формулам (14) и (15), а также результаты моделирования для случая ЧМНФ сигнала с $h=0,7$ и $N=8$.

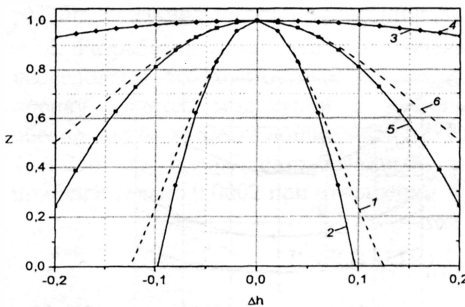


Рис. 10.

Зависимости значений нормированного корреляционного интеграла от Δh : 1,2 – последовательность одинаковых символов, 3,4 – последовательность чередующихся символов, 5,6 – математическое ожидание (сплошные линии) теоретическая оценка, прерывистые – моделирование)

Важный вывод, который следует из выражения (13) заключается в том, что зависимость корреляционного интеграла от рассогласования в индексе модуляции при малых его значениях можно приближенно представить как

$$Z(\Delta h) \approx E_z - A E_z \Delta h^2, \quad (16)$$

где E_z – значение корреляционного интеграла в отсутствии рассогласования в индексе модуляции, A – коэффициент, зависящий от введенной последовательности символов $\{\beta_i\}$. В работе показано, что используя выражение (16), формулу для оценки рассогласования в индексе модуляции можно представить в виде

$$\Delta \hat{h} = \frac{1}{A \Delta h_0} \frac{Z_2 - Z_1}{Z_1 + Z_2}, \quad (17)$$

где Z_1 и Z_2 - значения сигналов на выходе корреляторов, настроенных на МНФ сигналы с индексами модуляции $h_0 - \Delta h_0$ и $h_0 + \Delta h_0$ соответственно, Δh_0 - выбираемый параметр.

Для нахождения дисперсии оценки можно воспользоваться выражением:

$$\sigma_{\Delta \hat{h}}^2 \approx \frac{1}{\left| \frac{\partial^2 \ln(\Lambda(\Delta h))}{\partial \Delta h^2} \right|} = \frac{1}{\left| \frac{2E}{N_0} \frac{\partial^2 Z(\Delta h)}{\partial \Delta h^2} \right|}. \quad (18)$$

После ряда преобразований окончательно получаем, что дисперсия оценки рассогласования в индексе модуляции определяется следующим выражением:

$$\sigma_{\Delta \hat{h}}^2 \approx \frac{1}{\left| -\frac{E}{N_0} \left(B_1 - \frac{B_2 \Delta h^2}{2} \right) \right|}, \quad (19)$$

$$B_i = \int_0^{NT} \left(2\pi \sum_{j=0}^{N-1} \beta_j q(t - jT) \right)^{2i} dt, \quad i=1,2.$$

На Рисунках 11 и 12 приведены СКО оценок Δh , полученных имитационным моделированием и рассчитанных с использованием формул (19) для ЧМНФ сигнала с $h_0 = 0,7$ для последовательности длиной 256 символов, которая задавалась следующим образом

$$\beta_j = \begin{cases} 0, & \text{если } j = 0 \pmod{3} \wedge j = 0 \pmod{17} \\ 1, & \text{иначе.} \end{cases} \quad (20)$$

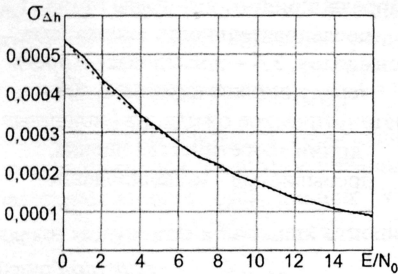


Рис. 11.

Зависимость СКО оценки рассогласования в индексе модуляции от отношения E/N_0 (сплошная линия – моделирование, прерывистая – теоретический расчет)

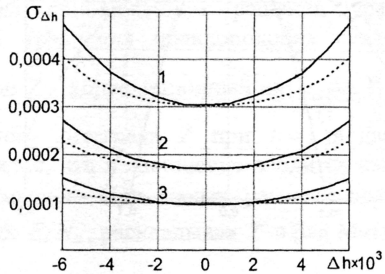


Рис. 12.

Зависимость СКО $\Delta \hat{h}$ от рассогласования в индексе модуляции: 1 - $E/N_0 = 5\text{дБ}$, 2 - $E/N_0 = 10\text{дБ}$, 3 - $E/N_0 = 15\text{дБ}$ E/N_0 (сплошная линия – моделирование, прерывистая – теоретический расчет)

В заключении сформулированы основные результаты и выводы диссертационной работы.

В приложениях приведено подробное описание разработанных имитационных моделей.

ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ И ВЫВОДЫ

1. Показана эффективность применения МНФ сигналов в СПИ МПРЛС. Исследованы характеристики МНФ сигналов. Получены результаты, позволяющие выбрать параметры модуляции для обеспечения требуемых спектральных и энергетических характеристик.

2. Исследована помехоустойчивость СПИ с МНФ сигналами при когерентном приеме при наличии рассогласования в индексе модуляции. Показано, что рассогласование в индексе модуляции приводит к зависимости вероятности ошибки от номера передаваемого символа. Указано, что требуемая точность согласования в индексе модуляции на приемной и передающей сторонах зависит от длины последовательности, обрабатываемой когерентно. Так, при приеме пакета из 1000 символов при вероятности ошибки $P_{\text{ош}} = 10^{-5}$ рассогласование в индексе модуляции не должно превышать $\Delta h_{\text{max}} \approx 0,005$.

3. Исследована помехоустойчивость некогерентного приема МНФ сигналов при наличии рассогласования в индексе модуляции. Установлено, что рассогласование в индексе модуляции оказывает значительно меньшее влияние на помехоустойчивость, чем в случае когерентного приема, так для обеспечения энергетических потерь меньше 1 дБ при приеме с вероятностью ошибки $P_{\text{ош}} = 10^{-5}$ рассогласование в индексе модуляции должно быть не больше $\Delta h_{\text{max}} \approx 0,1$.

4. Разработан новый алгоритм оценки рассогласования в индексе модуляции, исследованы его точностные характеристики. Показано, что данный метод дает оценку индекса модуляции с лучшими точностными характеристиками, чем обеспечивают существующие методы. Так, при использовании последовательности из 256 символов разработанный метод обеспечивает СКО оценки Δh приблизительно 0,0002 при отношении $E/N_0 = 10 \text{ дБ}$.

РАБОТЫ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

1. Крючков И.В., Сенин А.И., Чернавский С.В. Спектральные и энергетические характеристики сигналов с непрерывной фазой и гауссовой фильтрацией для широкополосной системы связи // Вестник МГТУ имени Н.Э. Баумана. Приборостроение. 2011. №4. С. 111-118.

2. Выбор параметров модулированного сигнала с непрерывной фазой и гауссовой фильтрацией для широкополосной системы связи / А.И. Сенин [и др.] // Наука и образование: Электронное научно-техническое издание. 2011. №11. URL: <http://technomag.edu.ru/doc/249978.html> (дата обращения 23.09.2012)

3. Сравнительный анализ характеристик модулированного сигнала с непрерывной фазой и гауссовой фильтрацией для системы связи миллиметрового

диапазона / А.И. Сенин [и др.] //Радиолокация, радионавигация и связь: Тез. докл. XVII Международной конференции. Воронеж, 2011. С. 1165-1169.

4. Сенин А.И., Чернавский С.В. Влияние рассогласования в индексе модуляции на помехоустойчивость системы связи с частотно-модулированными сигналами с непрерывной фазой // Телекоммуникационные и вычислительные системы: Тез. докл. Всероссийской конференции. Москва, 2011. С. 114-115.

5. Сенин А.И., Чернавский С.В., Лесников Г.А. Оценка индекса модуляции частотно-модулированного сигнала с непрерывной фазой // Вестник МГТУ имени Н.Э. Баумана. Приборостроение. 2012. №3. С. 75 – 85.

6. Сенин А.И., Чернавский С.В. Влияние рассогласования в индексе модуляции на помехоустойчивость системы связи с частотно-модулированными сигналами с непрерывной фазой // Вестник МГТУ имени Н.Э. Баумана. Приборостроение. 2012. №2. С. 109-121.

7. Сенин А.И., Чернавский С.В. Исследование помехоустойчивости системы связи с частотно-модулированным сигналом при наличии рассогласования в индексе модуляции для случая когерентного приема // Наука и образование: Электронное научно-техническое издание. 2012. №1. URL. <http://technomag.edu.ru/doc/290967.html> (дата обращения 23.09.2012)

8. Оценка индекса модуляции частотно-модулированного сигнала на основе приближенного решения уравнения правдоподобия / А.И. Сенин [и др.] //Радиолокация, радионавигация и связь: Тез. докл. XVIII Международной конференции. Воронеж, 2012. С. 483-492.

9. Многоабонентная широкополосная система передачи данных для распределенных радиолокационных комплексов / А.И. Сенин [и др.] //Радиооптические технологии в приборостроении: Тез. докл. Всероссийской конференции. Туапсе, 2012. С. 148 – 151.

10. Сенин А.И., Чернавский С.В. Методы оценки индекса модуляции для систем передачи информации с модуляцией с непрерывной фазой //Телекоммуникационные и вычислительные системы: Тез. докл. Всероссийской конференции. Москва, 2012. С. 114-115.

11. Многоадресная широкополосная система передачи информации для многопозиционных радиолокационных станций. / А.И. Сенин [и др.]// Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Приборостроение. 2012. Спецвыпуск. С. 53 – 59.