**Теория и методы обработки сигналов**

*УДК 623.612*

**МЕТОДИКА РАСЧЕТА ВЕРОЯТНОСТЕЙ БИТОВЫХ ОШИБОК ПРИЕМА РАДИОСИГНАЛОВ С *QPSK*-МОДУЛЯЦИЕЙ ПРИ НАЛИЧИИ ПОМЕХИ С ЛИНЕЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ**

**В.В. Звонарев, А.С. Попов**

*Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского,
ул. Ждановская, 13,  Санкт-Петербург, 197198 Российская Федерация*

*E-mail: vka@mil.ru*

Поступила в редакцию 21.03.2022 г.

После доработки 22.05.2022 г.

Принята к публикации 27.04.2023 г.

На основе разработанной методики анализа помехозащищенности приема радиосигналов с квадратурной фазовой манипуляцией выполнен расчет вероятностей битовой ошибки при наличии помехи с линейной частотной модуляцией и проведено сравнение с влиянием гармонической помехи. Представлена методика без расчета вероятности правильного приема, использующая условные переходные вероятности между позициями сигнального созвездия, не имеющая ограничений в уровнях сигнала и помехи.

ВВЕДЕНИЕ

Параметр помехозащищенности является одним из основных при выборе и использовании радиосигналов для передачи информации любого назначения. С ростом объемов циркулирующей в коммутационных сетях информации возрастает потребность в спектрально эффективных сигналах с многопозиционной фазовой модуляцией (ФМ) и квадратурной амплитудной модуляцией (КАМ). С точки зрения помехоустойчивости большой интерес вызывают, в частности, биортогональные сигналы с квадратурной фазовой манипуляцией (QPSK). Радиосигналы с QPSK-модуляцией при одинаковой информационной скорости и в два раза меньшей шириной полосы частот имеют такую же вероятность битовой ошибки, что и сигналы с двоичной фазовой манипуляцией (BPSK), которые считаются наиболее устойчивыми к шумовым помехам. При проектировании и оценке качества работы радиолинии важно уметь определять параметры помехоустойчивости расчетным путем не только в присутствие шума, но и при наличии структурных помех. К наиболее известным видам относятся, например, помехи гармонические, сканирующие по частоте и помехи с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), подобные сигналу, одиночные и в различных сочетаниях.

Если гармонические помехи имеют простые и однозначные математические модели, то сканирующие по частоте помехи разнообразны как по применению, так и по математическим моделям. Они существенно различаются и терминологически.

Сканирование по диапазону частот может осуществляться как одной помехой [1–5], так и синхронно несколькими помехами одновременно [6]. Периодически такая помеха попадает в полосы частот каналов в этом диапазоне. Размах, мощность и периоды сканирования могут быть различными.

Известны направления применения помех со сканированием по частоте при активации импровизированных взрывных устройств [3–7]. В работах [8, 9] предложен алгоритм режекции сканирующей по частоте помехи в системе с широкополосной модуляцией с прямым расширением спектра.

Широкое применение имеют сигналы и помехи с ЛЧМ. Зондирующие сигналы с ЛЧМ используют в радиолокации для расширения полосы частот и повышения точности определения дальности до цели [10, 11]. Находят применение сигналы с ЛЧМ и в акустической связи [12, 13]. Вместе с тем ЛЧМ-сигналы применяются при мультиплексировании с ортогональным частотным разделением каналов для повышения степени разделения сигналов на поднесущих частотах с целью повышения их помехозащищенности [14–17], а также при передаче цифровых сигналов с многопозиционной модуляцией [18].

Оценка и сравнение по помехозащищенности сигналов с многопозиционной модуляцией производятся по сопоставлению величин вероятностей битовых ошибок как функции от отношения сигнал/шум, отнесенного к одному биту.

Цель статьи – расчет вероятностей битовых ошибок приема сигналов с QPSK-модуляцией при наличии помехи с ЛЧМ на основе математически корректной методики. Основой методологического подхода и разработанной методики является диагонализация ковариационной матрицы вектора откликов корреляторов схемы приемника Котельникова и сведение четырехкратного интеграла переходной вероятности к двукратному [19].

Следует отметить, что в данной статье вероятности битовых ошибок будем определять не из вероятностей правильного приема символов [19, 20], а непосредственно из переходных вероятностей ошибочного приема символов. Преимущества данного подхода отмечено в работе [21].

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ДЛЯ РАСЧЕТА ВЕРОЯТНОСТЕЙ БИТОВЫХ ОШИБОК ПРИЕМА РАДИОСИГНАЛОВ С QPSK-МОДУЛЯЦИЕЙ

Методика определения переходных вероятностей из позиции созвездия переданного сигнала в позицию принятого опирается на построение вероятностного пространства на множестве совместных событий и представлена в работе [22]. Этот подход отличается от изложенного в работах [23, 24] простотой, наглядностью, и, главное, тем, что применим к случаю наличия структурных помех. Рассмотрим необходимые элементы предлагаемой методики.

Обозначим позиции символов в созвездии сигналов с QPSK-модуляцией порядковыми числительными 1, 2, 3, 4. Тогда вероятности перехода передаваемых символов в принятые обозначим как *P*(*m*/*n*) (*m*, *n* = 1, 2, 3, 4), где *n* – номер позиции передаваемого символа, а *m* – номер позиции принятого символа. При расчете вероятностей битовых ошибок будем учитывать привязку каждой пары значений битовых символов из нулей и единиц номеру позиции сигнального символа в созвездии. Это будет определяться использованием или неиспользованием кодирования по Грею. Для расчета переходных (условных) вероятностей для сигнальных символов фиксированность расположения значений битов в символе не требуется. При первичном выводе формул для вероятностей битовых ошибок вначале требуются только значения битов в символе без привязки к номеру позиции в созвездии символов.

Введем обозначения «01», «11», «02», «12» – знаки нулей и единиц в первом и во втором битах в символе, например, (0112,1102). Покажем вывод формул только для первого бита. Тогда события, заключающиеся в ошибке приема 0 и 1 в первом бите есть объединения следующих событий:

(Ошибка приема 01) = ;

(Ошибка приема 11) = .

Если все передаваемые символы априорно равновероятны и независимы, то можно написать [22]:

*Р*ош(01) = [*Р*(10/00) + *Р*(11/00) + *Р*(10/01) + *Р*(11/01)]/4;

*Р*ош(11) = [*Р*(00/10) + *Р*(00/11) + *Р*(01/10) + *Р*(01/11)]/4.

С использованием кодирования по Грею выражения можно переписать через условные вероятности в виде

|  |  |
| --- | --- |
| *Р*ош(01) = [*Р*(4/1) + *Р*(3/1) + *Р*(4/2) + *Р*(3/2)]/4; | (1) |
| *Р*ош(11) = [*Р*(1/4) + *Р*(1/3) + *Р*(2/4) + *Р*(2/3)]/4. | (2) |

Вероятность ошибок первого бита равна

|  |  |
| --- | --- |
| *Р*ош(1-й бит) = *Р*ош(01) + *Р*ош(11). | (3) |

Таким образом, остается рассчитать переходные вероятности и привязать пары битовых знаков к номерам позиций символов в созвездии. Эта привязка, в свою очередь, определяется тем, что применяется или не применяется кодирование по Грею. Первый вариант более предпочтителен и чаще применяется. В этом случае привязка в созвездии, как известно, осуществляется следующим образом: 1-я позиция – «00»; 2-я – «01»; 3-я – «11»; 4-я – «10».

Определим математические модели сигнала и помехи на
*l*-м тактовом интервале длительности *T* в следующем виде:

где – амплитуда сигнала: ;– амплитуда помехи:
; *P*с – мощность сигнала; – мощность помехи; ω0 – частота несущего колебания сигнала; – сдвиг частоты помехи относительно ; ϕп– фазовый сдвиг помехи; – коэффициент, принимающий значения 0 или 1.

Модель помехи представляет собой агрегат объединения гармонической помехи и помехи с ЛЧМ. Это обобщение является естественным, поскольку случайная составляющая канального отклика корреляционного демодулятора, как оказывается, не зависит от структуры помехи. Это, в частности, определяется прямым расчетом, как будет видно из дальнейших выкладок. Если *a*= 0, то помеха гармоническая со сдвигом частоты, если
= 0 и *a*= 0, то помеха гармоническая, когерентная с сигналом, если *a* = 1, то помеха с ЛЧМ.

На вход корреляционного демодулятора поступает аддитивная смесь сигнала, помехи и шума:

где *j* – номер позиции переданного информационного символа, *n*(*t*) – шумовая помеха, моделируемая белым гауссовым шумом (БГШ) с корреляционной функцией:

|  |
| --- |
| где *N*0– односторонняя спектральная плотность БГШ; – дельта-функция Дирака. |

Требуется сделать следующее.

1. Найти математические выражения для определения средних вероятностей битовых ошибок когерентного приема радиосигнала QPSK в присутствии помехи.

2. Построить кривые средних вероятностей битовых ошибок от отношения сигнал/шум при заданных значениях девиации частоты ЛЧМ помехи.

3. Провести сравнение помехозащищенности сигнала при наличии гармонической помехи или помехи с ЛЧМ.

2. РАСЧЕТ ВЕРОЯТНОСТЕЙ БИТОВЫХ ОШИБОК ДЛЯ РАДИОСИГНАЛОВ С QPSK-МОДУЛЯЦИЕЙ

Для расчета вероятностей битовых ошибок выпишем значение напряжения на выходе *i*-го коррелятора при приеме *j*-й позиции сигнала в момент отсчета *T*:

|  |  |
| --- | --- |
|  | (4) |

где .

Случайную составляющую в (4) обозначим символом

.

Выбор принятого символа сигнала осуществляется по максимальному значению с выходов корреляторов по известному правилу:

или

Оператор означает выбор номера (позиции сигнала в созвездии) того коррелятора, отклик которого максимален.

Вектор напряжений на выходах корреляторов и вектор случайных составляющих можно представить в виде соответственно:

,

где *Т* – знак транспонирования.

Для расчета плотности вероятности (ПВ) вектора определим его математическое ожидание по формуле [19]:

|  |  |
| --- | --- |
|  |  |

где ***s*** – вектор копий принимаемых радиосигналов информационных позиций: ***s*** =(*s*1*, s*2*, s*3*, s*4)*Т*.

Тогда можно написать:

.

Плотность вероятности вектора будет иметь вид [19, 24]

|  |  |
| --- | --- |
|  | (5) |

где – ковариационная матрица вектора .

Переходные (условные) вероятности определяются следующим образом:

,

По общей исходной формуле получаем

|  |  |
| --- | --- |
|  | (6) |
| где – переданный информационный символ; – принятый информационный символ; – переданный радиосигнал-символ, несущий информационный символ . |

Вследствие биортогональности сигнала с QPSK-модуляцией определитель ковариационной матрицы равен нулю (det **Kζ** = │**Kζ**│= 0), а ее ранг равен двум, поэтому интеграл вида (6) не вычисляется.

Для определения переходных (условных) вероятностей ошибки приема символов из системы координат вектора необходимо перейти в новую систему координат **η**, где ковариационная матрица вектора приобретает диагональный вид.

Матрица здесь имеет вид [19]

где *h*с2 – отношение сигнал/шум: *h*с2 = *E*сим/*N*0; *E*сим *= P*с*T* – энергия символа на длительности информационного символа; *E*b = 0.5 *E*сим – энергия бита.

Матрица **А**, определяемая по методике, представленной в [19], будет иметь вид

,

где ранг матрицы равен 2.

Ковариационная матрица в новой системе координат **η** будет иметь диагональный вид

Матрица преобразований **V** системы координат **ξ**,составленная из ортонормированных собственных векторов матрицы **,** в новой системе координат **η** будет иметь вид [19]

|  |  |
| --- | --- |
|  | (7) |

Для примера расчета условных вероятностей приема информационных символов рассмотрим вектор <> для первой позиции передаваемого сигнала *j*=1, где . Непосредственными вычислениями по формуле (4) получим вектор математических ожиданий вектора :

,

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| где |  | – отношение помеха/шум на длительности символа: ; |
|  |  | – энергия помехи на длительности информационного символа:. |

Используя матрицу преобразования **V** (7), получаем вектор математических ожиданий в новой системе координат :

Отсюда видно, что вероятностная мера задана на двухмерной плоскости (η30η4) в новой системе координат **η**. В этой системе координат четырехмерная ПВ , вычисляемая по формуле (6), будет определяться произведением одномерных ПВ:

Первые два сомножителя имеют дисперсию, равную нулю, и представляют собой дельта-функцию Дирака, а именно

 и .

Кроме того, имеем Интегрирование дельта-функции в данном случае приводит к единице, и четырехкратный интеграл становится двухкратным.

Тогда расчет условных вероятностей приема информационных символов в системе координат вектора при приеме первого информационного символа должен выполняться по формулам

где – условная ПВ вектора при передаче первого символа .

В системе координат вектора **η**1 формула для расчета условных вероятностей имеет вид произведения однократных интегралов:

где и – нижний и верхний -е пределы интегрирования, подлежащие определению.

Первые два интеграла в их произведении равны единице, следовательно, имеем

|  |  |
| --- | --- |
|  | (8) |

Определим верхние и нижние границы двукратного интеграла переходной вероятности через уравнения плоскостей в четырехмерном пространстве, ограничивающих область интегрирования на примере расчета условной вероятности приема информационного символа *Р*(2/1).

Для этого выпишем уравнения плоскостей, ограничивающих область интегрирования в четырехмерной системе координат из формулы для расчета , а именно [19]

|  |  |
| --- | --- |
| , , . | (9) |

Используя преобразования , определяем значения составляющих вектора через составляющие вектора . Тогда имеем

; ; ; .

Подставляя данные выражения в уравнение (9), учитывая, что η1= η2= 0, получаем уравнения следов пересечения плоскостей в четырехмерном пространстве, ограничивающих область определения интеграла с двухмерной плоскостью , а именно , .

Исходя из этих уравнений, можно сделать вывод, что пределы интегрирования по осям для (8) имеют значения В выражении (8) одномерные ПВ представляются в следующем виде:

Как найдено выше, вероятность ошибки приема первого бита состоит из двух слагаемых. Сведем выражения (1)-(3) в одно и получим

*Р*ош(1-й бит) = [*Р*(4/1) + *Р*(3/1) + *Р*(4/2) + *Р*(3/2) + *Р*(1/4)+ *Р*(1/3) + *Р*(2/4) + *Р*(2/3)]/4.

Результаты непосредственных расчетов показывают одинаковость вероятностей ошибок приема первого и второго битов при кодировании по Грею [22]. Поэтому достаточно рассмотреть вероятность только одного бита.

Кроме того, результаты расчетов показывают одинаковость вида формул в следующих равенствах:

*Р*(4/1) = *Р*(2/1); *Р*(3/2) = *Р*(1/2); *Р*(4/3) = *Р*(2/3); *Р*(3/4) = *Р*(1/4).

Для получения окончательной формулы для расчета переходной условной вероятности введем обычные нормированные переменные:

Тогда нижние , и верхние (,)пределы интегрирования имеют вид

Нормированные ПВ для переменных *x* и *y* вычисляем по формулам

 .

Переходные (условные) вероятности имеют аргументом параметр , например, *Р*(2/1,). Для исключения этого параметра применим усреднение по , стандартно приняв его равномерно распределенной в пределах (-π, π) случайной величиной [19, 20]. Тогда примем

По непосредственным вычислениям и построении графиков сравнения установлены следующие равенства после усреднения по :

а) для противоположных позиций в символьном созвездии -

*Р*(3/1) = *Р*(1/3) = *Р*(4/2) = *Р*(2/4);16

б) для соседних позиций в созвездии -

*Р*(4/1) = *Р*(2/1) = *Р*(3/2) = *Р*(1/2) = *Р*(4/3) = *Р*(2/3) = *Р*(3/4) = *Р*(1/4).

Для расчета вероятности ошибки приема первого бита используем выражение:

*Р*ош (1-й бит) = [4 *Р*(3/1) + 4 *Р*(4/1)]/4 = *Р*(4/1) + *Р*(3/1).

Таким образом, достаточно иметь всего два вида слагаемых для получения средней вероятности ошибок приема битов, например:

*Р*ош*b* = *Р*ош(1-й бит) = *Р*(4/1) + *Р*(3/1).

На рис. 1 построены графики зависимостей средней вероятности ошибки приема бита от отношения сигнал/шум для бита *h*b2 = *E*b/*N*0 и с длительностью символа 0.004 с при фиксированных уровнях помехи с ЛЧМ и при значении девиации частоты, равном 250 Гц.

На рис. 1 представлены кривые, построенные при отсутствии помехи и при значениях помеха/шум 5, 10 и 15 дБ, и с учетом соотношения *h*с2 = *E*с/*N*0 = 2 *Eb*/*N*0 = 2 *hb*2, а также представлен график вероятности битовой ошибки для сигнала с BPSK-модуляцией в отсутствие структурных помех.

Как видно из рис. 1: 1) графики имеют пороговый характер, 2) с увеличением уровня помехи средняя вероятность битовой ошибки увеличивается. Графики вероятности битовой ошибки для сигнала с BPSK-модуляцией и вероятности битовой ошибки для сигнала с QPSK-модуляцией при уровне помехи -60 дБ совпали, т.е. в отсутствие помехи значения битовой ошибки при QPSK и BPSK,как и должно быть, одинаковы,
3) выведенные формулы дают точные значения и при любых уровнях сигнала и помехи.

На рис. 2 построены графики зависимостей вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум при различных фиксированных значениях девиации частоты помехи с ЛЧМ при следующих условиях: длительность символа сигнала составила *T* = 0.004 с; значения девиации частоты: 0, 10, 100, 1000 и 4000 Гц; отношение помеха/шум с ЛЧМ принято 10 дБ.

Кривые на графиках показывают, что при больших значениях девиации частоты влияние помехи минимально, а при малых значениях – максимально. При этом влияние помехи с ЛЧМ приближается к степени влияния когерентной гармонической помехи (с девиацией частоты – 0) [19].

Для построения графиков зависимостей средних вероятностей битовой ошибки от величины девиации частоты помехи с ЛЧМ при фиксированных значениях уровней сигнала и помехи (рис. 3) использовались следующие входные данные: отношение помеха/шум 10 дБ; отношения сигнал/шум 10, 14 и 16 дБ.

Как видно из рис. 3 максимальное подавляющее воздействие помехи на сигнал имеет место при девиации частоты в пределах 0…40 Гц.

Если в модели помехи принять коэффициент *a* = 0, то помеха становится гармонической со сдвигом частоты [25, 26]. В этом случае интеграл в выражениях для откликов интеграторов-корреляторов демодулятора легко берется и общие формулы упрощаются. При этом формулы приобретают новое качество. Они позволяют построить графики зависимости вероятности ошибки приема на бит не только от уровня сигнала, но и от величины сдвига частоты.

Методика расчета вероятности битовой ошибки, вид формул и графики через вычисление вероятности правильного решения представлены в работе [19, 20]. В данной же статье представлены результаты при использовании переходных (условных) вероятностей, позволяющих получить точные значения как при малых, так и при больших уровнях сигнала и помехи.

Проведенный анализ полученных результатов показал, что при небольших значениях девиации частоты влияния гармонической помехи и помехи с ЛЧМ мало отличаются, при больших значениях девиации частоты влияние помехи с ЛЧМ существенно меньше.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На вероятность ошибки 1-го бита наличие или отсутствие кодирования по Грею никак не сказывается. При использовании кодирования по Грею вероятности ошибок 1-го и 2-го битов одинаковы во всех точках графиков. Без использования кодирования по Грею вероятность ошибки 2-го бита больше, чем у 1-го бита [22].

Представленная корректная методика и результаты позволяют обеспечить точный расчет влияния гармонической помехи и помехи с ЛЧМ на прием радиосигнала с QPSK. Несмотря на несколько меньшую эффективность помехи с ЛЧМ ее устранение представляет теоретически и практически более сложную задачу.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Gransart C., Romero G.L., Simon E.P.* et al. // IEEE Trans. 2017. V. EC-59. № 5. P 1625.
2. [*Romero*](https://www.researchgate.net/profile/Grecia-Romero-2) *G.,*  [*Deniau*](https://www.researchgate.net/profile/Virginie-Deniau) *V.,*  [*Stienne*](https://www.researchgate.net/profile/Olivier-Stienne) *O.* //. 2019 Int. Symp. on Electromagnetic Compatibility. Barcelona. 02-06 Sep. 2019. N.Y.: IEEE, 2019. Article No. [8872052](https://doi.org/10.1109/EMCEurope.2019.8872052)
3. *Lebl A.V., Pavic R.B., Radivojevic J.D.* *et al.* // **2020 28th Telecommunications Forum (TELFOR)** 2020. Belgrade. 24-25 Nov. Article No. [9306587](https://doi.org/10.1109/TELFOR51502.2020.9306587).
4. *Mileusnic M., Pavic B., Marinkovic-Nedelicki V*. et al. // Electronics and Energetics. 2022. V. 32. № 2. P. 211.
5. *Marinkovic-Nedelicki V., Lebl A., Mileusnic M.* *et al.* // **2019 18th Int. Symp. INFOTEH-JAHORINA (INFOTEH)**. East Sarajevo. 20–22 Mar. N.Y.: IEEE, 2019. Article No. [8717747](https://doi.org/10.1109/INFOTEH.2019.8717747).
6. *Mileusnic M., Petrovic P., Pavic B.* *et al.* // 8 th Int. Sci. Conf. on Defensive Technologies OTEH. Belgrade. 11–12 Oct. Belgrade: Military Technical Inst., 2018. P. 380.
7. *Lebl A., Kosjer V., Radivojevic J., Mileusnic M.* // 7th Int. Conf. IcETRAN 2020. Proc. of Papers. Nis, Serbia. 28–29 Sept. 2020. V. 7. P. 740.
8. *Caijie X., Aihua W., Jianping A., Yongzheng G*. // **2007 Int. Conf. on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing.** Shanghai. 21-25 Sep. 2007. N.Y.: IEEE, 2007. P. 1228.
9. *Shan P., Beex A.A.* // **Proc. IEEE-SP International Symposium on Time-Frequency and Time-Scale Analysis.** Pittsburgh. 09 Oct. 1998. PA. N.Y.: IEEE, 1998. P. 109.
10. *Dida M.A., Hao H., Wang X., Ran T.* // 2016 IEEE Information Technology. Chongqing. 20-22 May. N.Y.: IEEE, 2016. P. 298.
11. *Roberton M., Brown E.* // Dig. 2003 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. N.Y.: IEEE, 2003. V. 1. P. 611.
12. *Lee H., Kim T.H., Choi J.W., Choi S.* // 2015 IEEE Conf. Computer Communications (INFOCOM). 26 Apr. – 01 May. Hong Cong. N.Y.: IEEE, 2015. P. 2407.
13. *Huang S.-W., Sklivanitis G., Pados D.A., Batalama S.N.* // Conf. Record 51st Asilomar Conf. Signals, Systems and Computers. 29 Oct.-01 Nov. 2017. Pacific Grove. N.Y.: IEEE. 2017. P. 1749.
14. *Huang S.-W, Pados D.A.* // https://arxiv.org/pdf/1812.09592.pdf.
15. *Cheng S.-J., Wang W.-Q., Shao H.-Z.* // IEEE Sensors J. 2015. V. 15. № 10. P. 5694.
16. *Attar H., Solyman A.* // Computer and Communications. 2017. V. 5. № 2. P. 34.
17. *Ouyang X., Zhao J.* // IEEE Trans. 2016. V. COM-64. № 9. P. 3946.
18. *Alsharef M. A. //* M-ary Chirp Modulation for Data Transmission Digitized Theses. London, Ontario: Western Univ., 2011. 100 p.. <https://ir.lib.uwo.ca/digitizedtheses/3443>

19.*Звонарев В.В., Попов А.С.* // Информационно-управляющие системы. 2021. № 1. С. 45.

20.*Куликов Г.В., Нгуен Ван Зунг* // Рос. технол. журн. 2018. Т.6. № 6. С. 5.

21.*Савищенко Н.В.* Многомерные сигнальные конструкции: их частотная эффективность и потенциальная помехоустойчивость приема/ Под ред. Д.Л. Бураченко. СПб.: Политех. ун-т. 2005.

22.*Звонарев В.В., Бродский М.С., Попов А.С.* // Тр. Военно-космич. акад. им. А.Ф. Можайского. 2021. Вып.  678. С. 50.

23.*Lee P.J.* // IEEE Trans. 1986. V. COM-34. № 5. P. 488.

24.*Скляр Б.М.* Цифровая связь*.* М.: ИД Вильямс, 2003. С. 1099.

25.*Звонарев В.В., Пименов В.Ф., Попов А.С.* // Тр. Военно-космич. акад. им. А.Ф. Можайского. СПб.: ВКА им. А.Ф. Можайского. 2021. Вып. 677. С. 50.

26. *Куликов Г.В., Нгуен Ван Зунг, Нестеров А.В., Лелюх А.А.*// Наукоемкие технологии. 2018. № 11. С. 32.

Подписи к рисункам

**Рис. 1.** Зависимости вероятностей битовой ошибки от *E*b/*N*0 для сигналов с QPSK-модуляцией при фиксированных уровнях помехи с ЛЧМ: 15 (*1*), 10  (*2*) и 5 дБ (*3*), а также для сигнала с BPSK-модуляцией (*4*).

**Рис. 2.** Зависимости вероятностей битовой ошибки от *E*b/*N*0 для сигналов с QPSK-модуляцией при фиксированных значениях девиации частоты помехи с ЛЧМ: 0 (*1*), 10 (*2*), 100 (*3*), 1000 (*4*) и 4000 Гц (*5*), а также для сигнала с BPSK модуляцией (*6*).

**Рис. 3.** Зависимости вероятностей битовой ошибки от величины девиации частоты помехи с ЛЧМ при фиксированных значениях уровней сигнала и помехи в виде отношений сигнал/шум и помеха/шум для различных уровней сигнала: 10 (*1*), 14 (*2*) и 16 дБ (*3*).

Рисунки

|  |
| --- |
|  |
|  |

|  |
| --- |
|  |
| Рис. 2. |



Рис. 3

Оператор! Просьба обозначения кривых 1-3 дать непосредственно на кривых, без стрелок.

Для переводчика

с широкополосной модуляцией с прямым расширением спектра - direct sequence spread spectrum

OFDM-системами (Orthogonal frequency-division multiplexing — мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов)

линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) - *chirp modulated*.