

УДК 621.3

**ВЕРНОСТЬ ПЕРЕДАЧИ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ ПРИ УПРАВЛЕНИИ
МОЩНОСТЬЮ ПЕРЕДАТЧИКА**

МАМЕДОВ ИСА РАХМАН ОГЛЫ, ВЕЛИЕВ МУРСАЛ АЛИ ОГЛЫ

Азербайджанский Технический Университет

**LOYALTY TO A COMMUNICATION SYSTEM FOR MANAGEMENT
TRANSMIT POWER**

MAMEDOV ISA RAHMAN OGLU VELIYEV MURSAL ALI OGLU

Azerbaijan Technical University

Аннотация.

В работе составлен алгоритм оптимального когерентного приема QAM сигналов в системе сотовой связи (вещания). Рассчитана помехоустойчивость системы для одиночного когерентного приема сигналов при сосредоточенных по спектру помехах и на фоне флуктуационного шума и в условиях управления мощностью передатчика и без него.

Abstract. In algorithm of optimal coherent reception of QAM signals in a cellular communication system (broadcasting). Immunity system is designed for a single coherent signal reception at focusing on the noise spectrum and the background of fluctuation noise in a transmitter power control and without it.

ВВЕДЕНИЕ

Повышение помехоустойчивости сотовой системы связи и ТВ вещания является важной задачей. При этом система связи (вещания) может быть рассмотрена как одна из разновидностей систем передачи дискретной информации. С целью получения потенциальной помехоустойчивости применяется оптимальный прием при внутрисистемных помехах. На вход приемника поступает совокупность реализации полезного сигнала, сосредоточенных помех и флуктуационного шума. При поэлементном приеме за время длительности элемента сигнала T в приемнике осуществляется регистрация r -го варианта сигнала с таким расчетом, чтобы ошибочное решение было минимальным. Правила принятия решения о приеме r -го варианта сигнала может быть определена при помощи отношения правдоподобия для r -го варианта относительно l -го варианта.

Приведенные в литературе функционалы отношения правдоподобия пригодны для построения схемы оптимального приема. Наша задача заключалась в упрощении приведенных функционалов и алгоритмов с учетом статистических особенностей внутрисистемных помех и характеристик полезного сигнала мобильной связи, построении более упрощенной схемы оптимального приемника.

СОСТАВЛЕНИЕ АЛГОРИТМА ОПТИМАЛЬНОГО КОГЕРЕНТНОГО ПРИЕМНИКА

Приемник осуществляет взаимно-корреляционное интегрирование входного колебания и всех возможных вариантов посылок сигнала. Допускаем, что квадратурные компоненты сигнала $\alpha \cos(\omega_o t + \varphi_o)$ и $\beta \sin(\omega_o t + \varphi_o)$ не коррелированы между собой. При такой постановке задачи прием сигнала $S'(t)$ разделяется на прием квадратурных составляющих $S'_I(t)$ и $S'_Q(t)$ по отдельности.

Для каждого из составляющих осуществляем оптимальное различение – в первом канале обработки сигналов $S_{11}(t)$ и $S_{10}(t)$, а во втором канале – сигналов $S_{01}(t)$ и $S_{00}(t)$.

Полезные сигналы, предназначенные для других пользователей, являются внутрисистемными помехами. Поэтому такие виды помех могут быть отнесены к классу сосредоточенных аддитивных помех. Таким образом, осуществляем оптимальный когерентный посимвольный прием в условиях действия N сосредоточенных аддитивных помех и флуктуационного шума.

Составление решающей схемы не представляет особую трудность при известном алгоритме оптимального приема. Для построения этой решающей схемы введены некоторые условные параметры:

$$x_{\parallel kr} = \frac{2\mu \sqrt{\mu_{\parallel k}^2}}{T} \int_0^T s_{11}(t) s_{\parallel k}(t) dt; \quad y_{\parallel kr} = \frac{2\mu \sqrt{\mu_{\parallel k}^2}}{T} \int_0^T s_{11}(t) \tilde{s}_{\parallel k}(t) dt,$$

где μ и $\mu_{\parallel i}$ – коэффициент передачи сигнала и i -й помехи соответственно, $\tilde{s}_{\parallel k}(t)$ – комплексное сопряженное аддитивной помехи $s_{\parallel k}(t)$ по Гильберту.

А также среднестатистическое значение коэффициента различия, определяемое из выражения [3]:

$$g_{rk}^2 = \frac{x_{\parallel kr}^2 + y_{\parallel kr}^2}{4P_r}.$$

Здесь P_r – мощность r -го варианта сигнала.

Составлен алгоритм оптимального приема для случая, когда все N сосредоточенных помех подвержены замираниям.

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМЫ СОТОВОЙ СВЯЗИ ПРИ ОДИНОЧНОМ КОГЕРЕНТНОМ ПРИЕМЕ СИГНАЛА ПРИ СОСРЕДОТОЧЕННЫХ ПО СПЕКТРУ ПОМЕХАХ И НА ФОНЕ ФЛУКТУАЦИОННОГО ШУМА

Подобный вопрос рассматривается в различной литературе по теории связи. Поэтому здесь не проводится анализ системы по помехоустойчивости, а с учетом особенности условия приема сигналов в мобильной системе используются уже имеющиеся результаты и уточняется и обосновывается адекватность используемых выражений для определения вероятности ошибочного приема сигналов в системе.

Выражения, полученные для определения вероятности ошибки приема справедливы для конкретных поставленных условий. Количество таких вариантов огромное и для каждого из них должно быть определена формула для вычисления вероятности ошибки. Нами были поставлены ограничивающие условия при составлении алгоритма приема сигналов.

При одинаковых энергиях различаемых сигналов выражения вероятности ошибки при ортогональных и противоположных сигналах отличаются выбранными пороговыми значениями и коэффициентами различия. Учитывая вышесказанное, записываем выражение вероятности ошибки для поставленных условий приема [3]:

$$p = \frac{1}{2} [1 - \Phi(\gamma h_s)], \tag{1}$$

где $\Phi(\cdot)$ – функция Крампа, для противоположных сигналов коэффициент $\gamma^2=2$, а эквивалентная энергия элемента сигнала:

$$h_s^2 = h^2 \left[1 - \frac{\sum_{k=1}^N \overline{g_{1k}^2 h^2}}{1 + \overline{h_{\Pi k}^2}} \right], \quad (2)$$

где h и $h_{\Pi k}$ – соответственно энергетические параметры сигнала и помехи.

В системах сотовой связи (вещания) типа CDMA все абоненты работают в совмещенной полосе, т.е. спектры сигнала и сосредоточенных внутрисистемных помех перекрываются. Кроме того, допускаем, что база сигнала $\Delta f_c T \gg 1$, где Δf_c -ширина спектра сигнала. Это утверждение справедливо и для внутрисистемных помех. При вышеописанных условиях коэффициент различия выражается формулой [3]:

$$\overline{g_1^2} = \frac{\nu_k}{\Delta f_c T} \frac{\overline{h_{\Pi k}^2}}{h_1^2},$$

где ν_k - некоторая постоянная для данных сигнала и помехи. Кроме того справедливо выражение

$$\overline{g_{rk}^2} = \overline{g_{lk}^2}. \quad (3)$$

Учитывая (3) и для мощных сосредоточенных помех, когда $\overline{h_{\Pi k}^2} \gg 1$ из формулы (2) находим:

$$h_s^2 = h^2 \left[1 - \frac{\alpha}{\Delta f_c T} \sum_{k=1}^N \nu_k \right], \quad (4)$$

где α - коэффициент, зависящий от возможности разделения по спектральным составляющим и полярности различаемых сигналов. Для противоположных сигналов $\alpha=1$.

Из вышесказанного следует, что внутрисистемные помехи и полезный сигнал трудно разделимы по спектральному составу. Но противоположность составляющих сигналов каждого канала [например, сигналов $S_{1l}(t)$ и $S_{1o}(t)$ в канале обработки сигнала $S'_l(t)$] позволяет получить выигрыш по помехоустойчивости.

Определим изменение верности передачи информации при применении управления мощности каналов передатчика. Для противоположных сигналов $\gamma^2=2$, $\alpha=1$, а ν_k - некоторая постоянная, определяемая известным выражением [3] и удовлетворяющая условиям: $1 \leq \nu_k \leq \Delta f_c T$.

Для вышеставленных условий и синусоидальных помех ($\nu_k=1$) [3] выражение (1) с учетом (4) принимает вид:

$$p = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \Phi \left[\sqrt{2} h^2 \left(1 - \frac{N}{\Delta f_c T} \right) \right] \right\}.$$

При отсутствии регулировки мощности каждый канал БС генерирует максимальную мощность для обеспечения уверенного приема во всех точках соты: $P_{rki} = P_{ki,M}$. Тогда параметр h^2 определяется выражением:

$$h^2 = \frac{P_{ki,M} 10^{-L_{ki\Sigma} / 10} T}{\nu^2} = c_i P_{ki,M},$$

где $c_i = \frac{10^{-L_{ki\Sigma} / 10} T}{\nu^2}$ и $L_{ki\Sigma}$ – условный параметр затухания и затухание сигнала при распространении от k -ой БС до i -го абонента, ν^2 интенсивность флуктуационного шума.

При регулировке мощности параметр h^2 определяется по формуле:

$$h_r^2 = \frac{P_{rki} 10^{-L_{ki\Sigma} / 10} T}{\nu^2} = \frac{\left(\sum_{m=1}^M P_{rki,m} P_{rki,m} \right) 10^{-L_{ki\Sigma} / 10} T}{\nu^2}. \quad (5)$$

Из формулы следует, что вероятность ошибочного приема зависит как от затухания сигнала, так и от генерируемой мощности полезного сигнала. Последняя зависит от алгоритма и точности регулировки мощности, расстояния между абонентом и БС, условий распространения сигнала. Поэтому для уточнения значения параметра h^2 рассмотрим два варианта: 1. Абонент находится в неподвижном состоянии и затухание сигнала при распространении почти постоянное ($p_{rki,m} = 1$; $P_{rki,m} = const < P_{ki,M}$). Тогда параметр h^2 определится из формулы:

$$h^2 = \frac{P_{rki,m} 10^{-L_{ki\Sigma} / 10} T}{\nu^2} = \frac{\alpha_{ki,m} P_{ki,M} 10^{-L_{ki\Sigma} / 10} T}{\nu^2} = c_i \alpha_{ki,m} P_{ki,M},$$

где $\alpha_{ki,m} = \frac{P_{ki,m}}{P_{ki,M}}$ – коэффициент нормирования канальной мощности передатчика БС. На рис.

построены зависимости вероятности ошибки от значения $c_i P_{ki,M}$ (графики 2 и 4) при регулировке мощности передатчика для различных значений $\frac{N}{\Delta f_c T}$. Из графиков следует, что вероятность ошибки сильно зависит от мощности сигнала. С другой стороны с увеличением базы сигнала при фиксированном значении влияющий помех вероятность ошибки увеличивается, что на первый взгляд оказывается противоречивым. Причиной тому является увеличение базы помех.

2. Абонент находится в подвижном состоянии и вероятности генерирования различного уровня мощности по шкале регулировки равны между собой. Поэтому имеем: $P_{rki,m} = \frac{1}{M}$.

При этом параметр h^2 находится по формуле:

$$h^2 = \frac{\frac{P_{ki,M}}{M} \left(\sum_{m=1}^M \alpha_{ki,m} \right) 10^{-L_{k\kappa} / 10} T}{v^2} = \frac{c_i P_{ki,M}}{M} \left(\sum_{m=1}^M \alpha_{ki,m} \right).$$

Приводится зависимость вероятности ошибки от значения $c_i P_{ki,M}$ (рис., графики 1 и 3) для рассмотренного варианта при различных значениях $\frac{N}{\Delta f_c T}$. Графики показывают, что вероятность ошибки при этом ниже, чем в предыдущем варианте. Тем не менее, вероятность ошибки снижается до значения $2,5 \times 10^{-4}$ при значении $c_i P_{ki,M} = 10$ Вт.

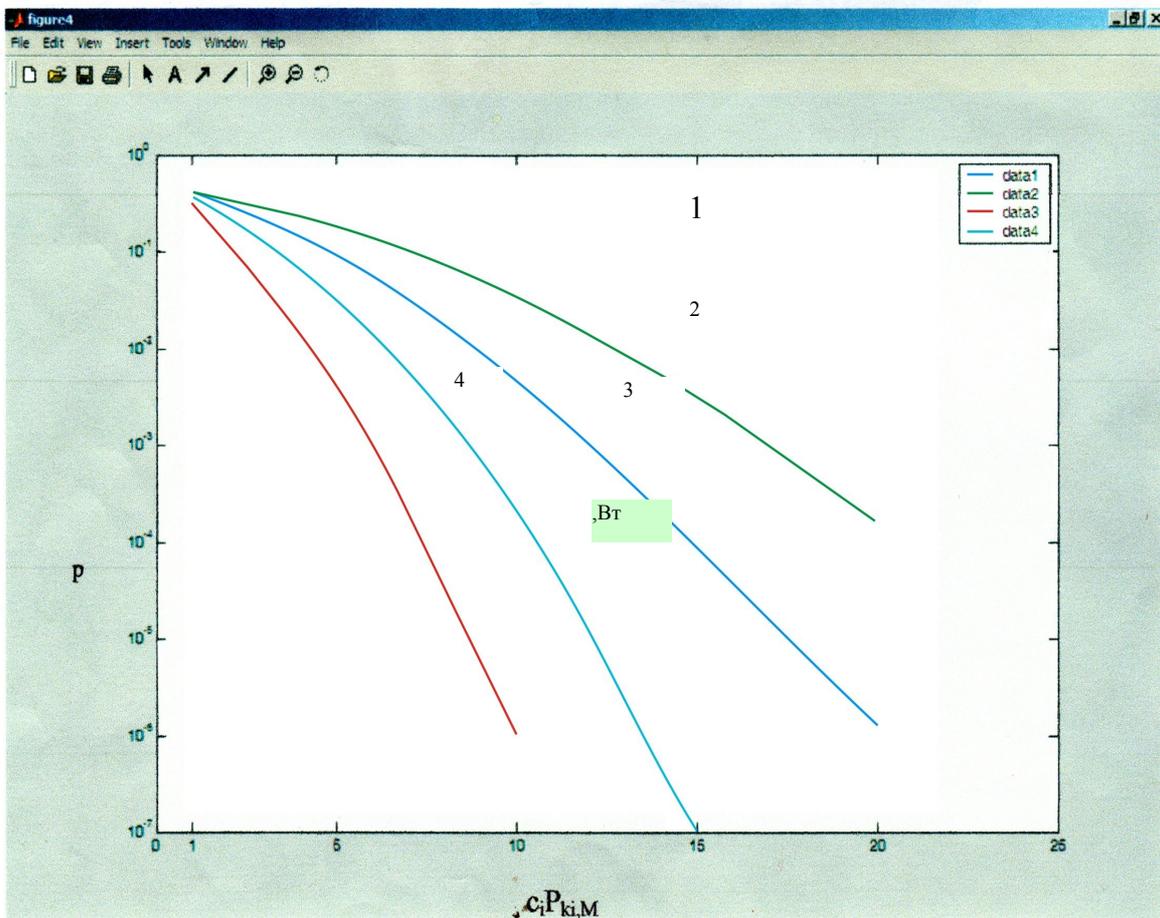


Рисунок 1- Графики зависимостей вероятности ошибки от значения $c_i P_{ki,M}$ при регулировке мощности передатчика:

1- для значения $P_{ki} = \frac{1}{M}$, $M=4$, $\alpha_{ki,m}=0,9$, $\frac{N}{\Delta f_c T}=0,8$; 2- для значения $P_{ki} = 1$, $\alpha_{ki,m}=0,9$, $\frac{N}{\Delta f_c T}=0,8$;

3- для значения $P_{ki} = \frac{1}{M}$, $M=4$, $\alpha_{ki,m}=0,9$, $\frac{N}{\Delta f_c T}=1,4$; 4- для значения $P_{ki} = 1$, $\alpha_{ki,m}=0,9$, $\frac{N}{\Delta f_c T}=1,4$;

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мамедов И.Р. Велиев М.А., Керимов Н.Т. Алгоритм оптимального когерентного посимвольного приема в системах мобильной связи с учетом характеристик внутрисистемных // Ученые записки АзГУ, 2008, №1, с. 21-23.
2. Мартиросов В.Е. Когерентные алгоритмы посимвольного приема сигналов QAM // Электросвязь, 2007, № 1, с.17-21.
3. Сикарев А.А., Фалько А.И. Оптимальный прием дискретных сообщений. М.: Связь, 1978, 328 с.