УДК 621.396.677.831

ОПТИМАЛЬНАЯ ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ОБРАБОТКА УЗКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ МНОГОЛУЧЕВОСТИ И СОСРЕДОТОЧЕННЫХ ПОМЕХ

И. Г. Киселёв, старший научный сотрудник компании ООО «Компания СиТи», к. т.н.; kiselev@ctcom. ru

Ключевые слова: *радиоканал, замирания, отношение сигнал/шум+помеха, некогерентный прием, вероятность ошибки, парциальные антенны.*

Обработка сигналов в приемных устройствах в большинстве случаев осуществляется для повышения помехозащищенности. Достаточно очевидно, что реализация любых методов повышения защиты от помех связана с использованием тех или иных признаков, отличающих полезный сигнал от помехи. Пространственная обработка (ПО) позволяет получить выигрыш в помехозащите дополнительно к выигрышу при временной обработке за счет того, что общее число параметров (соответственно и отличительных признаков) у электромагнитной волны больше, чем у электрического сигнала. Довольно естественно использовать эти отличительные признаки для повышения помехозащищенности.

В статье рассматривается случай оптимальной обработки сигналов, при котором пространственная и временная обработки факторизуются, т. е. имеется возможность осуществлять обе обработки отдельно, независимо друг от друга.

Особенности радиосигналов. Большинство радиоканалов имеют переменные значения параметров, что в большинстве случаев приводит к замираниям уровней сигналов и к появлению межсимвольных искажений. Изменения параметров, как правило, носят случайный характер. Исследования статистик этих радиоканалов показало, что уровни сигналов во многих из них изменяются в соответствии с законами Релея. На входе приемного устройства создается случайное электромагнитное поле, которое содержит полезный сигнал. Если можно так выразится, то это поле оказывается как бы дважды случайным. С одной стороны, в нем находится неизвестный случайный информационный вектор параметров, с другой, поле на входе приемной системы несет на себе следы хаотического изменения параметров канала. Случайность второго вида считается вредной и принято считать, что для повышения помехозащищенности передачи сигналов необходимо избавляться от ее нежелательных последствий.

Однако в некоторых случаях случайности второго вида и соответственно замирания сигнала могут быть использованы, как отличительный признак полезного сигнала от помехи. Когда совпадают не только направления прихода помех и сигнала, но и поляризации, получить дополнительный выигрыш за счет ПО в радиоканале с постоянными параметрами не представляется возможным, так как пространственные параметры полезного сигнала и помех одинаковы. В случаях, когда полезный сигнал подвержен замираниям, а помеховый нет, замирания уровня полезного сигнала являются отличительным признаком, и это обстоятельство может позволить повысить помехозащищенность.

Это напоминает другую несколько парадоксальную ситуацию, когда многолучевость, считающаяся вредным явлением (понижающим возможность эффективной передачи информации по многолучевому каналу), становится полезной. Такой случай может возникнуть, когда удается так подобрать форму передаваемых сигналов, что она позволяет выделить отдельные лучи. Затем можно эффективно объединить энергии отдельных лучей, т. е. получить разнесенный прием за счет разных лучей, так называемый эффект «неявного разнесения». Таким образом, в данном случае многолучевость оказывается полезной и обеспечивает дополнительный энергетический выигрыш. Аналогично и замирания сигнала могут стать полезным явлением, увеличивающим защищенность от помех при ПО.

Реализация ПО. Для пространственной обработки сигналов в канале с переменными параметрами и замираниями элементы вектора комплексных амплитуд полезного сигнала и корреляционной матрицы помех должны измеряться и обеспечивать их оценку с достаточной точностью. Это возможно, если скорость изменения параметров канала существенно ниже скорости передачи информации.

Измерять элементы можно различными способами, например, корреляционным методом с использованием тест-сигнала, или по информационному сигналу с помощью обратной связи по решению, а также любым другим путем формирования эталонного сигнала, коррелированного с полезным сигналом и некоррелированного с помехой. На практике ПО осуществляется с помощью антенной системы, состоящей из произвольно расположенных в трехмерном пространстве парциальных антенн.

В тех частных случаях, когда расстояния между парциальными антеннами превышает несколько длин волн, ПО принято называть пространственно разнесенным приемом. В противном случае антенные системы большей частью называют антенными решетками. В данной работе для простоты изложения будем считать парциальные антенны изотропными.

При воздействии узкополосных помех и сигналов оптимальная по критерию максимума отношения сигнал/помеха (ОСП) ПО сводится к весовому суммированию сигналов с выходов парциальных антенн. Перед суммированием сигналы с выходов систем умножаются на оптимальные комплексные весовые коэффициенты.

Расчет вероятности ошибки. Суммарное воздействие на выходах парциальных антенн может быть описано вектором

$$\mathbf{Z}(t) = \mathbf{A}s(t) + \mathbf{B}u(t) + \mathbf{N}(t), \qquad (1)$$

где $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}$ — векторы комплексных амплитуд каналов распространения полезного сигнала и помехи; $s(t)$ — полезный сигнал; $u(t)$ — помеха; $\mathbf{N}(t)$ — белый шум. Тогда максимальное отношение сигнал/помеха + шум (ОСШП) на выходе устройства суммирования определяется выражением [2]:

$$h^2 = \mathbf{A}^*\mathbf{R}^{-1}\mathbf{A}, \qquad (2)$$

где $\mathbf{R} = \mathbf{B}^*\mathbf{B}^{\mathrm{T}} + \sigma^2\,\mathbf{I}$; $\mathbf{I}$ — единичная матрица; σ^2 — мощность шума; знак ^{T} означает транспонирование; знак * — сопряжение.

При замирании сигнала ОСШП h^2 будет случайной величиной. Так же, как и в [3], найдем выражение для функции плотности распределения вероятности h^2. Для этого используем унитарное преобразование U. Его можно осуществить с помощью диаграммообразующего многополюсника (иногда называемого матричным фильтром), включенного между выходами парциальных антенн и входами суммирующего устройства. Выберем его таким, чтобы корреляционная матрица помех стала диагональной, причем диагональные эле-

менты будут представлять собой собственные числа. Тогда корреляционная матрица окажется равной:

$$\Lambda = \mathbf{U}^{*\mathrm{T}}\mathbf{R}\mathbf{U}, \qquad (3)$$

вектор **A** преобразуется в $\mathbf{X} = \mathbf{UA}$, а ОСШП будет определяться выражением

$$h^2 = X^{*\mathrm{T}}\Lambda^{-1}\mathbf{X} = P_s\sum_{i=1}^{N}\frac{|x_i|^2}{\lambda_i} = \sum_{i=1}^{N}h_i^2, \qquad (4)$$

где P_s — мощность сигнала,

$$\lambda_i = \begin{cases}\sigma^2, \ 1 \le i \le N-1;\\ \sum_{i=1}^{N}P_k + \sigma^2, \ \ i = N\end{cases}$$

— собственные числа матрицы **R**; P_k — мощность помехи в i-й ветви приема; N — размерность вектора **Z** (количество парциальных антенн).

Из (4) становится понятным, что для рассматриваемой ПО, ОСШП эквивалентно такому же отношению в системе приема при оптимальном объединении ветвей, в которой помеха присутствует только на выходе одной парциальной антенны. ОСШП на выходе устройства сложения равно сумме ОСШП на отдельных его входах. Плотность распределения вероятностей ОСШ для такой суммы известна [1, 2].

Рассмотрим случай, когда на выходах парциальных антенн имеют место независимые релеевские замирания полезного сигнала и незамирающая шумовая помеха. Ввиду унитарности преобразования **U** компоненты вектора **X** сохраняют свойства компонентов вектора **A**, т. е. будут иметь нормальные независимые распределения с равными дисперсиями. Найдем среднюю вероятность ошибки для некогерентного приема. При приеме сигналов в канале с белым шумом вероятность ошибки определяется, как

$$p = 0{,}5\exp(-\alpha h^2), \qquad (5)$$

где α — коэффициент, зависящий от вида модуляции ($\alpha = 0{,}5$ при частотной модуляции и $\alpha = 1$ при относительной фазовой телеграфии). В соответствии с (4) для рассматриваемого случая при отсутствии замираний имеем:

$$p = 0{,}5\exp\left(-\alpha\sum_{i=1}^{N}h_i^2\right). \qquad (6)$$

При замираниях сигналов в парциальных антеннах средняя вероятность ошибочного приема может быть определена с помощью выражения [4]:

$$P = 0{,}5\int_0^\infty\ldots\int_0^\infty\exp(-\alpha\sum_{i=1}^{N}h_i^2)W(h_1,\ldots,h_N)dh_1\ldots dh_N, \qquad (7)$$

где $W(h_1,\ldots,h_N)$ — совместная плотность распределения вероятностей ОСШП на выходах парциальных антенн.

Так как рассматриваются независимые замирания, то совместная плотность равна произведению плотностей распределения h_i. С учетом этого получим:

$$P_{\text{ср}} = 0{,}5\int_0^\infty\ldots\int_0^\infty\exp(-\alpha\sum_{i=1}^{N}h_i^2)W(h_1)\ldots W(h_N)dh_1\ldots dh_N. \qquad (8)$$

При релеевских замираниях плотность распределения вероятностей равна:

$$W = \frac{1}{\Gamma_i}\exp\frac{h_i}{\Gamma_i}. \qquad (9)$$

Подставляя (9) в (8), будем иметь:

$$P_{\text{ср}} = 0{,}5\prod_{i=1}^{N}\int_0^\infty\exp(-\alpha h_i)\frac{1}{\Gamma_i}\exp(-\frac{h_i}{\Gamma_i})dh_i = 0{,}5\prod_{i=1}^{N}\frac{1}{1+\alpha\Gamma_i}, \qquad (10)$$

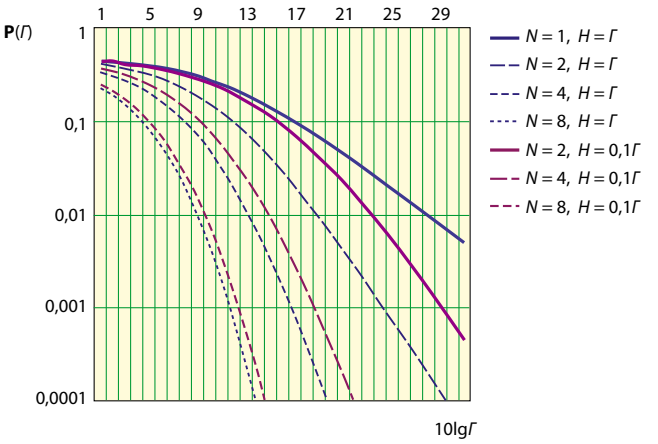
где Γ_i — среднее значение ОСШ в одной ветви.

Как следует из (3), все Γ_i кроме одного равны между собой. Тогда, введя обозначение $\Gamma_N = H$, выражение (8) можно представить в виде:

$$P = \frac{1}{2}\left(\frac{1}{1+\alpha\Gamma}\right)^{N-1}\frac{1}{1+\alpha H}. \qquad (11)$$

Из (9) следует, что в идеальном случае, если помеха будет иметь бесконечную мощность, т. е. $\Gamma_N = 0$, то вероятность ошибки будет определяться вероятностью ошибки при приеме сигналов системой, имеющей на одну антенну меньше. Грубо говоря, при независимых замираниях полезного сигнала в отдельных антеннах (ветвях приема) воздействие мощной помехи приводит с точки зрения помехозащищенности к потере одной парциальной антенны. Причем в случае совпадения направлений прихода и поляризации полезного сигнала и помехи ситуация не изменяется, т. е. вероятность ошибочного приема, определяемая (9), не зависит от направления прихода помехи и сигнала.

На рисунке представлены графики, иллюстрирующие зависимости вероятности ошибок от ОСП при различном количестве парциальных антенн в случае воздействия помехи и шума (кривые $N = 2$, $H = 0{,}1\Gamma$; $N = 4$, $H = 0{,}1\Gamma$; $N = 8$, $H = 0{,}1\Gamma$), а также только шума (кривые $H = \Gamma$). Из графиков, в частности, видно, что при десятикратном превышении помехой уровня шума, четырех парциальных антеннах и вероятности ошибок 0,001, наличие помехи приводит к незначительному энергетическому проигрышу 2 дБ.



Если парциальные антенны являются направленными, то при рассмотренных условиях ПО соотношение (9) сохраняется, изменяется только значение Γ_N в зависимости диаграмм направленности.

Таким образом, в радиоканале с замираниями, при использовании пространственной обработки с помощью антенной системы, в которой обеспечивается независимость замираний в парциальных антеннах, воздействие мощной помехи с любого направления уменьшает качество связи не больше, чем оно снизилось бы от потери одной парциальной антенны.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Андронов М. С., Финк Л. М.** Передача дискретных сообщений по параллельным каналам. — М.: Советское радио, 1971.
2. **Моизинго Р. А., Миллер Т. У.** Адаптивные антенные решетки. — М.: Радио и связь, 1986.
3. **Богачев В. М., Киселев И. Г.** Оптимальное объединение сигналов при пространственно разнесенном приеме//Радиотехника. — 1980. — Т. 35. — № 10.
4. **Стейн С., Джонс Дж.** Принципы современной теории связи и их применение к передаче дискретных сообщений. — М.: Связь, 1971.

Получено после доработки 18.06.09