РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

УДК 621.391

И. З. Климов, доктор технических наук, профессор, ИжГТУ имени М. Т. Калашникова

ОПТИМАЛЬНОЕ ПРАВИЛО ПРИЕМА ШПС С DPSK-МОДУЛЯЦИЕЙ В УСЛОВИЯХ НЕРАВНОМЕРНОГО СПЕКТРА АДДИТИВНОЙ ПОМЕХИ

Для реализации возможностей метода передачи информации, определенного в [1] как один из наиболее эффективных вариантов построения широкополосной системы связи (ШСС) в декаметровом канале, необходимо разработать алгоритмы приема сигнала на фоне аддитивных помех, обеспечивающие адаптацию к основным факторам такого канала связи. Для аддитивных помех такого диапазона характерна сильно выраженная неравномерность спектральной плотности помех по диапазону с интервалом корреляции уровня помех 1…2 кГц [2]. Поэтому прием всегда выполняется при различной степени поражения аддитивными помехами спектральных составляющих сигнала. Особенно сильно этот фактор проявляется при наличии сосредоточенных помех (СП). Кроме того, при относительно широкой полосе канала наблюдаются селективные замирания, интервал корреляции которых по частоте может изменяться в широких пределах.

Наряду с указанными факторами имеют место ряд других причин. Одной из них является временнóе расширение сигнала, обусловленное изменением импульсной характеристики канала. При использовании простых сигналов временное расширение приводит к межсимвольным искажениям, которые влияют на работу системы синхронизации по задержке и нарушению ортогональности сигналов. При использовании сложных широкополосных сигналов (ШПС) с высоким временны́м разрешением разделение сигнала по времени прихода его составляющих позволяет в значительной мере устранить влияние временнóго расширения сигнала и связанные с ним межсимвольные искажения. Однако, как следует из экспериментальных данных [3, 4], даже при высоком уровне временнóго разрешения сигнала не удается полностью устранить временнóе расширение.

Таким образом, высокое временнóе разрешение в условиях реального декаметрового диапазона радиоволн должно разделять по времени прихода составляющие сигнала, сформированные различными областями ионосферы, но при этом исключать разделение по времени компонент этих составляющих. В этом случае выделенные составляющие будут иметь временнóе расширение, обусловленное сложным характером формирования сигнала отражающей областью ионосферы, и приводить к незначительным искажениям.

Одним из факторов декаметрового канала, оказывающего существенное влияние на качество передачи информации, является сдвиг частоты сигнала. Сдвиг частоты определяется двумя случайными процессами. Во-первых, в ионосферной части канала возникают доплеровские сдвиги частоты, обусловленные изменением условий отражения вследствие вариаций структуры ионосферы. Эти вариации протекают в рамках суточной и сезонной перестройки ионосферы и во многом имеют стохастический характер. Во-вторых, естественная нестабильность задающих генераторов системы связи приводит к дополнительным случайным сдвигам частоты. При фазовых методах модуляции сдвиги частоты трансформируются в фазовые сдвиги, приводящие к снижению качества передачи информации [5].

При разработке алгоритмов обработки аддитивной смеси в процессе приема сложного сигнала, синтезированного в [6], необходимо учитывать факторы канала, которые влияют на прием данного сигнала, получить реализацию метода передачи информации, обеспечивающего адаптацию к существенным факторам канала.

Условная плотность распределения вероятностей коэффициентов дискретного преобразования Фурье (ДПФ) реализации аддитивной смеси на двух последовательных временных интервалах кодовой посылки при нормальной аддитивной помехе с произвольным энергетическим спектром есть

$$w\left(\left\{C_x(k)\right\},\left\{\ddot{C}_x(k)\right\}/\varphi,\Delta\varphi\right)=\left(\frac{1}{\pi^M\prod\limits_{k=0}^{M-1}G(k)}\right)^2\times$$
$$\times\exp\left[-\sum_{k=0}^{M-1}\frac{\left[\Delta C'_x(k)\right]^2+\left[\Delta C''_x(k)\right]^2+\left[\Delta\ddot{C}'_x(k)\right]^2+\left[\Delta\ddot{C}''_x(k)\right]^2}{G(k)}\right].$$
$$G(k)\neq 0. \qquad (1)$$

Здесь использованы следующие обозначения:

$$\begin{cases}\Delta C'_x(k)=C'_x(k)-\mu C'_S(k,\varphi)\,,\\ \Delta C''_x(k)=C''_x(k)-\mu C''_S(k,\varphi)\,,\\ \Delta\ddot{C}'_x(k)=\ddot{C}'_x(k)-\mu C'_S(k,\varphi+\Delta\varphi)\,,\\ \Delta\ddot{C}''_x(k)=\ddot{C}''_x(k)-\mu C''_S(k,\varphi+\Delta\varphi)\,,\end{cases} \qquad (2)$$

где $C'_x(k), C''_x(k)$ – действительная и мнимая составляющие комплексного коэффициента k ДПФ аддитивной смеси на интервале $0\ldots T_S$; $\ddot{C}'_x(k), \ddot{C}''_x(k)$ – составляющие ДПФ аддитивной смеси на интервале $T_S\ldots 2T_S$; $G(k)$ – дискретный энергетический спектр аддитивной помехи; μ – коэффициент передачи сигнала; φ – фаза первой посылки ($0\ldots T_S$); Δφ – информационная разность фаз посылок; $C'_S(k,\varphi), C''_S(k,\varphi)$ – составляющие коэффициентов ДПФ передаваемого ШПС; M – число отсчетов.

ДПФ является линейным преобразованием аддитивной смеси ШПС и помехи, поэтому составляющие коэффициентов ДПФ, обусловленные действием нормальной аддитивной помехи, распределены по нормальному закону.

Коэффициенты ДПФ, представляющие ШПС с заданной начальной фазой, связаны с коэффициентами ДПФ исходного ШПС с нулевой начальной фазой:

$$C_S(k,\varphi) = C_S(k)\cdot\exp(j\varphi). \quad (3)$$

Распределение (1) для элементов суммы (2) преобразуется:

$$w\left(\{C_x(k)\},\{\ddot{C}_x(k)\}/\varphi,\Delta\varphi\right) = \left(\frac{1}{\pi^M \prod_{k=0}^{M-1} G(k)}\right)^2 \times$$
$$\times \exp\left[-\sum_{k=0}^{M-1}\frac{|C_x(k)|^2 + |\ddot{C}_x(k)|^2 + 2\mu^2|C_S(k)|^2}{G(k)}\right]\times$$
$$\times \exp\left[2\mu\,\mathrm{Re}\left\{\sum_{k=0}^{M-1}\frac{C_x(k)\hat{C}_S(k,\varphi)+\ddot{C}_x(k)\hat{C}_S(k,\varphi+\Delta\varphi)}{G(k)}\right\}\right]. \quad (4)$$

Здесь $\hat{C}_S(k,\varphi), \hat{C}_S(k,\varphi+\Delta\varphi)$ – коэффициенты, комплексно сопряженные по отношению к коэффициентам $C_S(k,\varphi), C_S(k,\varphi+\Delta\varphi)$.

При равной мощности сигналов и вероятности передаваемых символов оптимальным является решение уравнения максимального правдоподобия, которое в соответствии с (4) задается условием

$$\max \mathrm{Re}\left\{\sum_{k=0}^{M-1}\frac{C_x(k)\hat{C}_S(k,\varphi)+\ddot{C}_x(k)\hat{C}_S(k,\varphi+\Delta\varphi)}{G(k)}\right\}. \quad (5)$$

При неизвестной фазе φ условную вероятность (4) необходимо усреднить по распределению этой случайной фазы:

$$w\left(\{C_x(k)\},\{\ddot{C}_x(k)\}/\Delta\varphi\right) = \int_0^{2\pi} w(\varphi)\, w\left(\{C_x(k)\},\{\ddot{C}_x(k)\}/\varphi,\Delta\varphi\right)d\varphi. \quad (6)$$

Для равномерного распределения фазы φ получаем:

$$w\left(\{C_x(k)\},\{\ddot{C}_x(k)\}/\Delta\varphi\right) = \left(\frac{1}{\pi^M \prod_{k=0}^{M-1} G(k)}\right)^2 \times$$
$$\times \exp\left[-\sum_{k=0}^{M-1}\frac{|C_x(k)|^2 + |\ddot{C}_x(k)|^2 + 2\mu^2|C_S(k)|^2}{G(k)}\right]\times$$
$$\times\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\exp\left[\mathrm{Re}\left\{2\mu\times\left|\sum_{k=0}^{M-1}\frac{C_x(k)\hat{C}_S(k)+\ddot{C}_x(k)\hat{C}_S(k,\Delta\varphi)}{G(k)}\right|\right\}e^{j(\varphi-\xi)}\right]d\varphi, \quad (7)$$

где

$$\xi = \mathrm{arctg}\frac{\mathrm{Im}\left\{\sum_{k=0}^{M-1}\frac{C_x(k)\hat{C}_S(k)+\ddot{C}_x(k)\hat{C}_S(k,\Delta\varphi)}{G(k)}\right\}}{\mathrm{Re}\left\{\sum_{k=0}^{M-1}\frac{C_x(k)\hat{C}_S(k)+\ddot{C}_x(k)\hat{C}_S(k,\Delta\varphi)}{G(k)}\right\}}. \quad (8)$$

Используя функцию Бесселя, отношение (7) преобразуем:

$$w\left(\{C_x(k)\},\{\ddot{C}_x(k)\}/\Delta\varphi\right) = \left(\frac{1}{\pi^M \prod_{k=0}^{M-1} G(k)}\right)^2 \times$$
$$\times \exp\left[-\sum_{k=0}^{M-1}\frac{|C_x(k)|^2 + |\ddot{C}_x(k)|^2 + 2\mu^2|C_S(k)|^2}{G(k)}\right]\times$$
$$\times I_0\left(2\mu\left|\sum_{k=0}^{M-1}\frac{C_x(k)\hat{C}_S(k)+\ddot{C}_x(k)\hat{C}_S(k,\Delta\varphi)}{G(k)}\right|\right). \quad (9)$$

Из выражения (9) следует, что при неизвестной фазе φ максимальное правдоподобие задается условием

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_i \in \max\left|\sum_{k=0}^{M-1}\frac{C_x(k)\hat{C}_S(k)+\ddot{C}_x(k)\hat{C}_S(k,\Delta\varphi_v)}{G(k)}\right|. \quad (10)$$

Введем следующие обозначения:

$$\begin{cases}\sum_{k=0}^{M-1}\frac{C_x(k)\hat{C}_S(k)}{G(k)} = Q, \\ \sum_{k=0}^{M-1}\frac{\ddot{C}_x(k)\hat{C}_S(k)}{G(k)} = \ddot{Q}.\end{cases} \quad (11)$$

Отсюда условие (10) преобразуется:

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_i \in \max\left|Q + \ddot{Q}\cdot\exp\left(-j\Delta\varphi_v\right)\right|. \qquad (12)$$

Модуль комплексной величины является положительно определенной величиной, поэтому он может быть заменен в (12) квадратом модуля компоненты (действительной и мнимой) комплексных откликов:

$$\left|Q + \ddot{Q}\cdot\exp\left(-j\Delta\varphi_v\right)\right|^2 = \left|Q\right|^2 + \left|\ddot{Q}\right|^2 + \\ + 2\left[\left(Q'\ddot{Q}' + Q''\ddot{Q}''\right)\cos\Delta\varphi_v - \left(Q''\ddot{Q}' - Q'\ddot{Q}''\right)\sin\Delta\varphi_v\right]. \qquad (13)$$

Два первых слагаемых в правой части выражения (13) не зависят от разностей фаз $\Delta\varphi_v$. Поэтому для комбинаций компонент комплексных откликов (12) имеют место условия

$$\begin{cases} Q'\ddot{Q}' + Q''\ddot{Q}'' = \mathrm{Re}\left\{\hat{Q}\ddot{Q}\right\}, \\ Q'\ddot{Q}'' - Q''\ddot{Q}' = \mathrm{Im}\left\{\hat{Q}\ddot{Q}\right\}, \end{cases} \qquad (14)$$

где $\hat{Q}$ – комплексно сопряженная с Q,
и условие (12) преобразуется:

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_i \in \max\left[\mathrm{Re}\left\{\hat{Q}\ddot{Q}\right\}\cos\Delta\varphi_v + \mathrm{Im}\left\{\hat{Q}\ddot{Q}\right\}\sin\Delta\varphi_v\right]. \qquad (14)$$

При однократной DPSK для передачи цифровых сигналов используются два значения разности фаз посылок: $\Delta\varphi_1 = 0$ и $\Delta\varphi_2 = \pi$. Тогда правило приема (14) принимает вид

$$\Delta\varphi = \begin{cases} 0 & \mathrm{Re}\left\{\hat{Q}\ddot{Q}\right\} \ge 0, \\ \pi & \mathrm{Re}\left\{\hat{Q}\ddot{Q}\right\} < 0. \end{cases} \qquad (15)$$

При использовании двухратной BDPSK разность фаз принимает 4 значения: $\Delta\varphi_1 = 0$, $\Delta\varphi_2 = 0{,}5\pi$, $\Delta\varphi_2 = \pi$ и $\Delta\varphi_2 = 1{,}5\pi$. Поэтому из условия (15) следует правило принятия решения:

$$\Delta\varphi = \begin{cases} 0 & \mathrm{Re}\left\{\hat{Q}\ddot{Q}\right\} > 0 \wedge \mathrm{Re}\left\{\hat{Q}\ddot{Q}\right\} > \left|\mathrm{Im}\left\{\hat{Q}\ddot{Q}\right\}\right|, \\ 0{,}5\pi & \mathrm{Im}\left\{\hat{Q}\ddot{Q}\right\} > 0 \wedge \mathrm{Im}\left\{\hat{Q}\ddot{Q}\right\} > \left|\mathrm{Re}\left\{\hat{Q}\ddot{Q}\right\}\right|, \\ \pi & \mathrm{Re}\left\{\hat{Q}\ddot{Q}\right\} < 0 \wedge \left|\mathrm{Re}\left\{\hat{Q}\ddot{Q}\right\}\right| \ge \left|\mathrm{Im}\left\{\hat{Q}\ddot{Q}\right\}\right|, \\ 1{,}5\pi & \mathrm{Im}\left\{\hat{Q}\ddot{Q}\right\} < 0 \wedge \left|\mathrm{Im}\left\{\hat{Q}\ddot{Q}\right\}\right| \ge \left|\mathrm{Re}\left\{\hat{Q}\ddot{Q}\right\}\right|. \end{cases} \qquad (16)$$

Согласно правилам оптимальный прием DPSK при неизвестной начальной фазе сигнала реализуется сравнением двух смежных откликов на образец сигнала, которые в данном случае вычисляются в дискретной частотной области с учетом степени поражения дискретных частотных линий аддитивными помехами.

Полученное оптимальное правило реализуется при известной задержке ШПС и известном энергетическом спектре аддитивных помех. Реальный прием выполняется в условиях априорной неопределенности, и неизвестные параметры могут быть заменены оценками. Весовое сложение по дискретным частотным линиям (коэффициентам ДПФ) приводит к неконтролируемому искажению корреляционной функции (зависимости отклика от задержки), когда веса являются случайными величинами, которые изменяются в широких пределах. При равных весах (оценки $G(k)$ полагаются независимыми от номера k) при неравномерном спектре аддитивных помех реализуется неоптимальный прием.

Синтезированное правило является оптимальным в пределах интервала частот, в котором коэффициент передачи остается постоянным (в канале с замираниями это интервал, в пределах которого коэффициент корреляции замираний близок к 1). Поэтому предлагаемое правило имеет значение для реализации приема ШПС, реализуемого в дискретной частотной области, и позволяет повысить качество приема широкополосных элементов при реализации метода приема с частотным и временным разделением.

Библиографические ссылки

1. *Климов И. З.*, *Копысов А. Н.*, *Батурин И. С.* Принципы построения эффективной системы передачи цифровой информации в КВ-диапазоне // 3-я Междунар. науч.-техн. конф. «Радиотехника, электроника и связь – РЭиС-2015», ВТТА, Омск : сб. докладов. – С. 119–126.

2. *Комарович В. Ф.*, *Сосунов В. Н.* Случайные помехи и надежность КВ-связи. – М. : Связь, 1977. – 136 с.

3. Помехоустойчивость систем радиосвязи с расширением спектра методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / В. И. Борисов, В. П. Зинчук, Л. Е. Лимарев, Н. П. Мухин, В. И. Шестопалов. – М. : Радио и связь, 2000. – 384 с.

4. Коротковолновая широкополосная радиостанция «АНГАРА-5М» / В. И. Сахтерев, Р. В. Писарев, В. В. Лобзин, В. В. Копейкин, А. Е. Резников, В. И. Железняков, Д. П. Швец // Радиотехника и электроника. – 2002. – Т. 47, № 9. – С. 1149–1152.

5. *Окунев Ю. Б.* Теория фазоразностной модуляции. – М. : Связь, 1979.

6. *Климов И. З.*, *Копысов А. Н.*, *Батурин И. С.* Указ. соч.

Получено 22.09.2016