

Радиолокационные и радионавигационные системы

УДК 621.396; 621.396.962

КОМПЛЕКС АДАПТИВНОЙ ЗАЩИТЫ УЗКОПОЛОСНЫХ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ ОТ МНОГОЛУЧЕВЫХ СИГНАЛОВ И ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ

Иванников Анатолий Петрович

доктор технических наук, профессор, старший научный сотрудник АО «НПП «Полёт»¹.

Иванников Дмитрий Анатольевич

кандидат технических наук, доцент, начальник отдела АО «ННПО имени М.В. Фрунзе»².

E-mail: ccs5000@mail.ru.

¹Адрес: 603950, Россия, г. Нижний Новгород, Комсомольская пл., д. 1.

²Адрес: 603009, Россия, г. Нижний Новгород, пр. Гагарина, д. 174.

Аннотация: Представленная работа относится к области радиосвязи, а именно к комплексам средств защиты узкополосных систем радиосвязи ДКМВ диапазона в условиях многолучевого распространения радиосигналов и действия несинхронных импульсных помех. Основой решения поставленной технической проблемы является выбор на передающей стороне системы радиосвязи сигнально-кодовой конструкции в виде пакета сигнала сообщения из двух двоичных дискретных сигналов на одной несущей частоте и применения на приёмной стороне вычислительного модуля связи (ВМС). ВМС обеспечивает разделение пакета сигнала сообщения на два пакета сигналов с помощью линейного фильтра разложения (ЛФР) на базе строк матрицы Адамара второго порядка. В ЛФР однократный накопитель импульсных сигналов обеспечивает накопление импульсных сигналов пакета сообщения на фоне импульсной помехи и шума, а однократное вычитающее устройство выделяет импульсную помеху для её компенсации в накопителе импульсных сигналов. Вводится адаптация режимов работы ВМС в зависимости от помеховой обстановки, что позволяет устранять влияния многолучевых сигналов и несинхронных импульсных помех с помощью двухканальной корреляционной обработки сигналов и адаптивного двухканального порогового решающего устройства.

Ключевые слова: блок кодовых сигналов, сигнально-кодовая конструкция, межсимвольная интерференция, алгоритмы.

Каналы передачи узкополосных систем радиосвязи ДКМВ диапазона работают в условиях сложной радиоэлектронной обстановки, обусловленной влиянием как внутрисистемных, так и внешних помех (многолучевого распространения, сосредоточенных и импульсных помех, быстрых и медленных замираний и других). Радиосигналы сообщений приходят к приёмной стороне путём многократного отражения от ионосферы и поверхности земли, что вызывает межсимвольную интерференцию [1–7].

На рис. 1 в качестве примера приведён канал радиосвязи ДКМВ диапазона, в котором случайные задержки τ_n между многолучевыми радиосигналами составляют в основном

от 2 до 4 мс, но могут достигать 7 мс [4, 5].

Известны методы борьбы с многолучевыми сигналами в каналах передачи данных, среди которых можно отметить скачкообразную перестройку частоты, компенсацию дополнительных лучей, приём на разнесённые в пространстве антенны, использование защитного интервала и т.п. [1–7]. В качестве примера можно привести метод защитного интервала, сущность которого заключается в формировании защитного интервала перед каждым символом сообщения для устранения межсимвольных искажений [1].

В современных условиях при усложнении помеховой обстановки, ограничении частот-

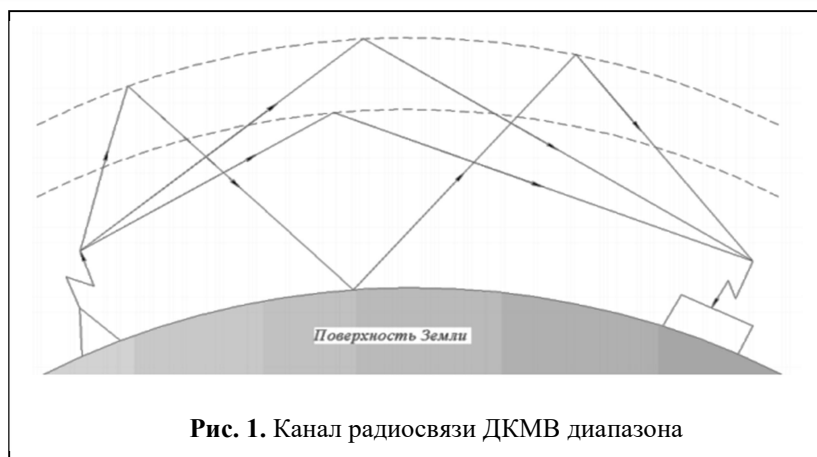


Рис. 1. Канал радиосвязи ДКМВ диапазона

ных и энергетических ресурсов решение указанной проблемы требует новых подходов при реализации комплексов защиты узкополосных систем радиосвязи от многолучевых сигналов и импульсных помех с использованием адаптации режимов работы при изменении помеховой обстановки без увеличения полосы пропускания и ухудшения энергетических показателей.

Технический результат предполагаемого комплекса адаптивной защиты узкополосных систем радиосвязи от многолучевых сигналов и импульсных помех достигается следующим образом.

На передающей стороне системы радиосвязи проводится синтез сигнально-кодовой конструкции в виде пакета сообщения из двух дискретных двоичных сигналов, при которой выбор кода и способа модуляции выполняется в целом, с учётом взаимосвязанности этих процедур [8–13].

На приёмной стороне системы радиосвязи для согласованной обработки пакета сообщения из двух дискретных двоичных сигналов вводится вычислительный модуль связи (ВМС), который осуществляет аналого-цифровое преобразование дискретных сигналов и последующее изменение временного масштаба сигналов с целью уменьшения времени их преобразования и цифровой обработки.

Особенностью ВМС является применение линейного фильтра разложения (ЛФР), который представляет собой однократный накопи-

тель импульсных сигналов пакета сообщения и однократное вычитающее устройство с линией задержки на время длительности одного импульса пакета сообщения. При этом однократный накопитель импульсных сигналов обеспечивает накопление двух импульсных сигналов пакета сообщения на фоне импульсной помехи и шума, а однократное вычита-

ющее устройство выделяет импульсную помеху для компенсации импульсной помехи в накопленном сигнале сообщения.

Реализация данного решения осуществляется путём формирования управляющих сигналов на базе информации с линейного фильтра разложения и адаптации работы ВМС с целью обеспечения согласованной обработки пакета сообщения из двух дискретных двоичных сигналов при изменении помеховой обстановки. Для компенсации импульсных помех при их различном положении во времени относительно сигналов сообщения используются три системы обработки, которые подключаются с помощью управляющих сигналов через трёхканальный коммутатор сигналов к двухканальному коррелятору положительных и отрицательных сигналов сообщений. Кроме того, подстройка работы ВМС обеспечивается также путём адаптации двухканального порогового решающего устройств на выходе коррелятора для повышения надёжности выделения сигналов сообщения в соответствии с импульсной помехой и шумом с выхода однократного вычитающего устройства ЛФР.

Для рассмотрения предлагаемого комплекса адаптивной защиты узкополосных систем радиосвязи от многолучевых сигналов и импульсных помех в качестве примера на рис. 2 приведена структурная схема системы радиосвязи, где обозначено:

- 1 – источник сообщений;
- 2 – формирователь дискретных сигналов;
- 3 – кодер;

- 4 – формирователь дискретного кодового сигнала;
- 5 – формирователь фаз;
- 6 – фазовый модулятор;
- 7 – усилитель мощности;
- 8 – передающая антенна.
- 9 – приёмная антенна;
- 10 – усилитель СВЧ;
- 11 – фазовый демодулятор;
- 12 – аналого-цифровой преобразователь сигналов;
- 13 – преобразователь масштаба сигналов;
- 14 – первая линия задержки;
- 15 – первое суммирующее устройство;
- 16 – первое вычитающее устройство;
- 17 – первый ключ;
- 18 – второй ключ;
- 19 – формирователь стробов;
- 20 – второе суммирующее устройство;
- 21 – второе вычитающее устройство;
- 22 – трёхканальный коммутатор сигналов;

- 23 – формирователь управляющих сигналов;
- 24 – двухканальный коррелятор;
- 25 – формирователь опорных сигналов;
- 26 – двухканальное пороговое решающее устройство;
- 27 – формирователь пороговых сигналов;
- 28 – преобразователь сигналов сообщений.

При этом блоки, являющиеся стандартными для систем радиосвязи (такие как блоки питания, синхронизации и т.п.), на рис. 2 не показаны.

Следует отметить, что при описании работы комплекса средств защиты используются результаты моделирования в среде MathCAD в виде графиков, на которых по вертикальным осям отложены относительные амплитуды сигналов относительно амплитуды дискретного двоичного сигнала, а по горизонтальным осям показаны относительные величины времени относительно длительности дискретного двоичного сигнала сообщения $k = t / \tau_{ц}$.

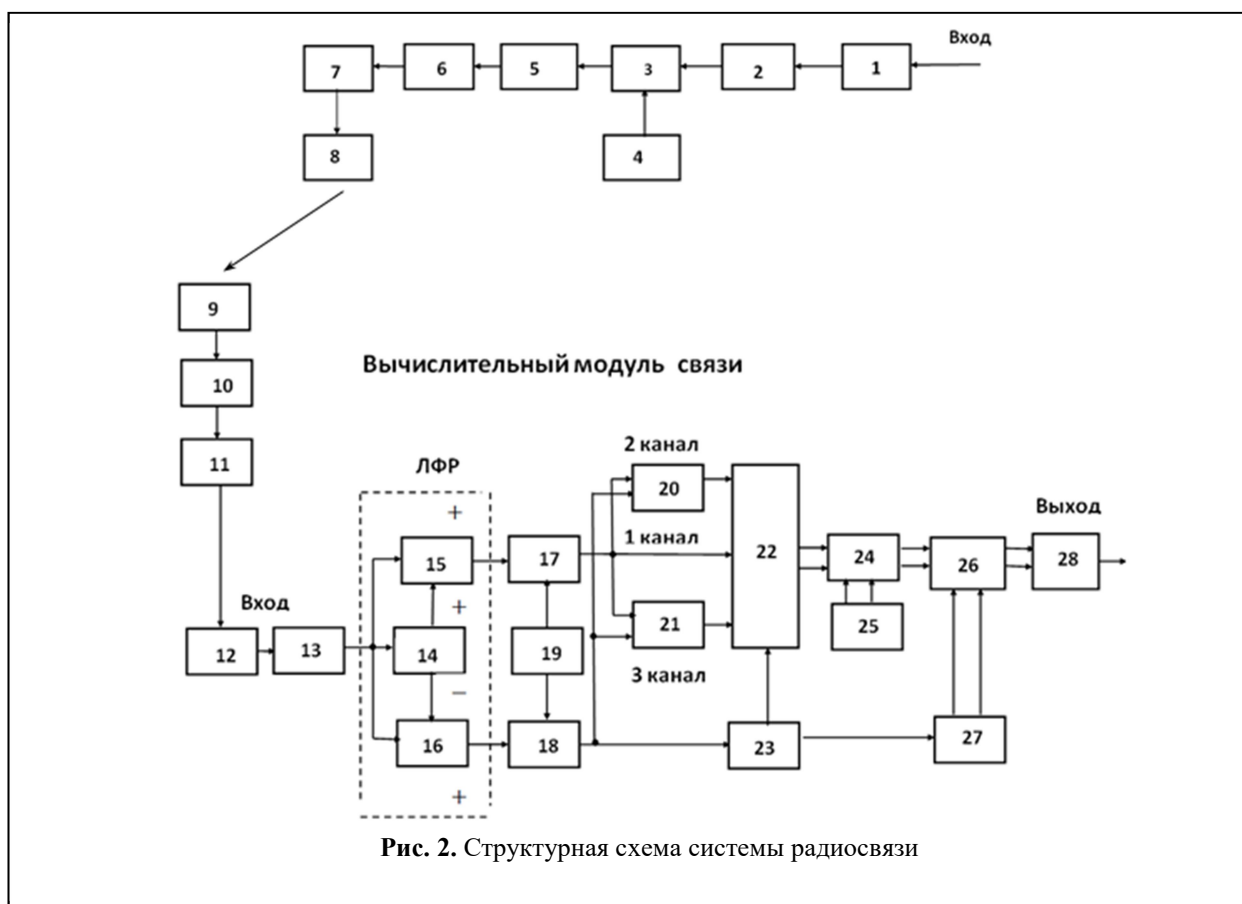


Рис. 2. Структурная схема системы радиосвязи

Работа предлагаемого комплекса адаптивной защиты узкополосных систем радиосвязи заключается в следующем.

На передающей стороне системы радиосвязи информация передаётся и хранится в виде ансамбля сообщений, например, в виде кодов $(-1, 1)$. Ансамбль сообщений из источника сообщений 1 преобразуется формирователем дискретных сигналов 2 в последовательность дискретных двоичных отсчетов, из которых в формирователе кодового сигнала 4 формируются кодовые сигналы в виде пакета из двух двоичных дискретных сигналов длительностью τ_n с одинаковыми амплитудами, что позволяет их передавать с помощью фазовой модуляции 2-ФМ.

На рис. 3 в качестве примера приведен пакет сигнала сообщения $s_1(k)$ с защитным интервалом $l_{зи} = 2$ на выходе формирователя кодового сигнала 4.

В формирователе фаз 5 формируются фазы для двоичных дискретных сигналов пакета сообщения, в результате чего в фазовом модуляторе 6 формируется пакет сообщения из двух двоичных дискретных радиосигналов длительностью τ_n с одинаковыми фазами 0 или π . После усиления в усилителе мощности 7 радиосигналы излучаются передающей антенной 8 на одной несущей частоте в канал радиосвязи.

В качестве примера рассматривается двухлучевой канал связи, в котором полагается, что затухания многолучевых радиосигналов пакетов сообщений являются медленными, имеют в основном релеевское распределение. Случайная разность фаз $\Delta\Psi(t)$ между многолучевыми радиосигналами может быть в пределах от 0 до 2π , в результате чего радиосигналы первого и второго лучей могут быть в фазе и противофазе [1–5].

На приёмной стороне системы радиосвязи с учетом влияния канала радиосвязи наряду с пакетом радиосигналов первого луча обеспечивается приём и обработка пакета радиосиг-



Рис. 3. Пакеты двух сигналов сообщения

налов второго луча и несинхронной импульсной помехи, которая совпадает во времени с одним из двух дискретных радиосигналов пакета сообщения.

После приёмной антенны 9, усилителя СВЧ 10 и фазового демодулятора 11 смесь дискретных сигналов $s_1(k)$ и $s_2(k)$ пакетов первого и второго лучей, шума $\alpha(k)$ и несинхронной импульсной помехи $\xi(k)$ поступает на вход вычислительного модуля связи (ВМС). При предположении, что несинхронная импульсная помеха $\xi(k)$ совпадает лишь с одним из двух дискретных сигналов пакета сообщения (первым или вторым), на вход вычислительного модуля связи поступают сигналы $z_1(k)$ в виде:

$$z_1(k) = x_1(k) \pm a_3(k)\xi[k - n_d(k)] + \alpha[k - m_i(k)], \quad (1)$$

где

$$x_1(k) = \pm a_1(k)s_1(k) + a_2(k)s_2[k - l_3(k)] \times \cos(\Delta\Psi(k)); \quad (2)$$

$x_1(k)$ – смесь сигналов пакетов первого и второго лучей; $\xi(k)$ – импульсная помеха; $\alpha(k)$ – случайный шум; $\Delta\Psi(k)$ – случайная разность фаз между сигналами первого и второго лучей; $a_1(k)$, $a_2(k)$, $a_3(k)$ – амплитуды сигналов первого и второго лучей, импульсной помехи; $l_3(k)$ – время задержка сигналов второго луча от сигналов первого; $m_i(k)$ – время случайной выборки шума, где $i = 1, 2, \dots, N$; – время появления импульсной помехи, где $d = 0, 1$.

В дальнейшем при описании алгоритмов и работы комплекса средств защиты в качестве

примера используются результаты моделирования в среде MathCAD при следующих условиях:

- относительная взаимная задержка пакетов сигналов первого и второго лучей $l_3(k) = 1$;

- амплитуды сигналов первого и второго лучей $a_1(k) = 1$ и $a_2(k) = 0,7a_1(k)$;

- амплитуда импульсной помехи $a_3(k) = 3a_1(k)$;

- отношение сигнал/шум $q = 1$;

- разность фаз $\Delta\psi(k) = 3\pi / 4$ (один из наихудших вариантов);

- шум $\alpha(k)$ представлен в виде гармонического ряда в тригонометрической форме в полосе $\Delta f = 300$ Гц.

На рис. 4 в качестве примера приведена смесь $x_1(k)$ дискретных сигналов пакетов сообщений первого и второго лучей на входе ВМС.

На рис. 5 в качестве примера приведена смесь $x_2(k)$ дискретных сигналов пакетов первого и второго лучей и несинхронной импульсной помехи, совпадающей с первым дискретным сигналом пакета сообщения, на входе ВМС.

На рис. 6 в качестве примера приведена смесь $Y_1(k)$ дискретных сигналов сообщений первого и второго лучей, несинхронной импульсной помехи, совпадающей с первым дискретным сигналом пакета сообщения, и шума на входе вычислительного модуля связи.

Из приведённых данных следует, что при совпадении, например, первого дискретного сигнала пакета сообщения с несинхронной импульсной помехой, имеющей другую фазу по отношению к сигналам пакета сообщения, изменяются (искажаются) фаза, полярность и уровень дискретного сигнала пакета сообщения, что приводит к потере передаваемой информации.

Вычислительный модуль связи осуществляет аналого-цифровое преобразование дискретных сигналов в аналого-цифровом преобразо-

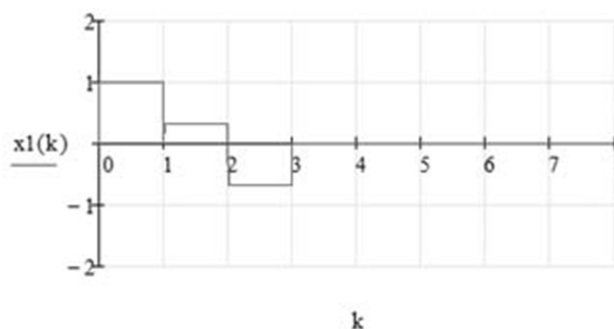


Рис. 4. Смесь сигналов первого и второго лучей на входе ВМС

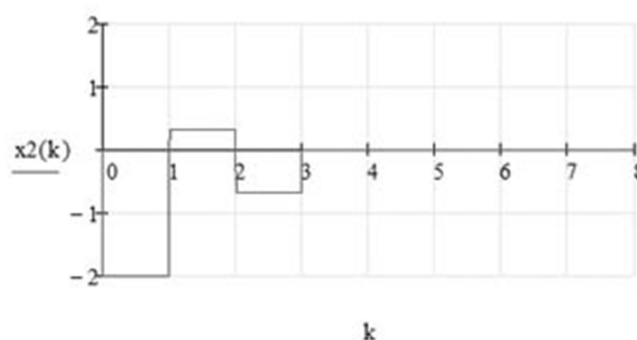


Рис. 5. Смесь сигналов первого и второго лучей и несинхронной импульсной помехи

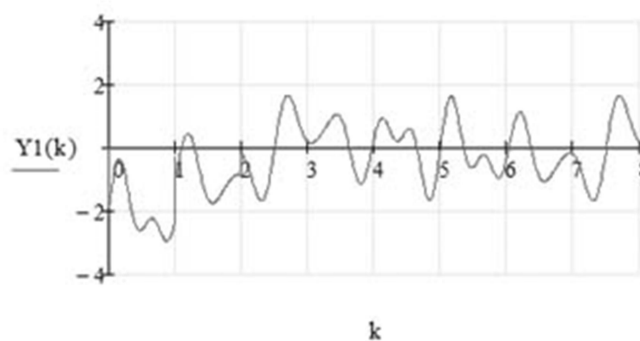


Рис. 6. Смесь сигналов первого и второго лучей, несинхронной импульсной помехи и шума

вателе сигналов 12 и последующее изменение временного масштаба сигналов в преобразователе масштаба сигналов 13 с целью уменьшения времени их преобразования и цифровой обработки.

Для последующего устранения несинхронных импульсных помех проводится разделение одного пакета сообщения из двух двоичных дискретных сигналов на два пакета ортогональных дискретных сигналов сообщения с

помощью линейного фильтра разложения (ЛФР) на базе строк (или столбцов) матрицы Адамара второго порядка [11, 12]

$$A = \begin{vmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{vmatrix}. \quad (3)$$

Линейный фильтр разложения реализуется с помощью первого суммирующего устройства 15, первого вычитающего устройств 16 и первой линии задержки 14 на время $k = 1$ [13].

Линейный фильтр разложения представляет собой два фильтра первого порядка на базе суммирующего устройства 15 и вычитающего устройства 16 с линией задержки 14. При этом реализуются соответственно однократный накопитель импульсных сигналов и однократное вычитающее устройство, с выходов которых сигналы выделяются с помощью ключей 17 и 18 в интервале времени $1 \leq k \leq 2$, в котором поступает второй импульс пакета сообщения и выделяется накопленный сигнал сообщения. Работой ключей 17 и 18 управляет формирователь стробов 19 в соответствии с алгоритмами

$$\begin{aligned} z_1(k) &= z_1(k) \text{ при } 1 \leq k \leq 2 & (4) \\ &0 \text{ при } 0 > k > 1, \\ z_2(k) &= z_2(k) \text{ при } 1 \leq k \leq 2 \\ &0 \text{ при } 0 > k > 1. \end{aligned}$$

В работе рассмотрены три случая: несинхронная импульсная помеха $\xi(k) = 0$ (отсутствует), совпадает с первым из двух дискретных сигналов пакета сообщения ($n_d = 0$) или совпадает со вторым ($n_d = 1$). При этом для наглядности влияние шума $\alpha(k)$ не рассматривается, а параметры сигналов пакетов первого и второго лучей, импульсной помехи соответствуют приведенным параметрам выше.

Первый случай, когда импульсная помеха $\xi(k)$ отсутствует, на входе линейного фильтра разложения смесь дискретных сигналов пакетов первого и второго лучей $x_1(k)$ определяется соотношением

$$z_1(k) = x_1(k), \quad (5)$$

которая в качестве примера приведена на рис. 5.

Смесь пакетов сообщений первого и второго лучей $z_1(k)$ проходит через линию задержки 14, относительное время задержки которой равно $k = 1$, и поступает на вторые входы суммирующего устройства 15 и вычитающего устройства 16 соответственно в виде

$$z_{11}(k) = x_1(k - 1), \quad (6)$$

$$z_{21}(k) = -x_1(k - 1). \quad (7)$$

Через время, равное $k = 1$, одновременно на первые входы суммирующего устройства 15 и вычитающего устройства 16 поступает смесь вторых дискретных сигналов пакетов сообщений первого и второго лучей в виде

$$z_{21}(k) = x_1(k - 1) \quad (8)$$

$$z_{22}(k) = x_1(k - 1). \quad (9)$$

В результате суммирования сигналов (6) и (8) на выходе первого суммирующего устройства 15 и сигналов (7) и (9) на выходе первого вычитающего устройства 16 формируются соответственно дискретные сигналы

$$z_1(k) = z_{11}(k) + z_{12}(k) = 2x_1(k - 1) \quad (10)$$

$$z_2(k) = z_{21}(k) + z_{22}(k) = 0. \quad (11)$$

Соотношения (10) и (11) при наличии шума $\alpha(k)$ принимают вид:

$$z_1(k) = 2x_1(k - 1) + \alpha[k - m_2(k)] + \alpha[k - m_1(k)], \quad (12)$$

$$z_2(k) = \alpha[k - m_2(k)] - \alpha[k - m_1(k)]. \quad (13)$$

Таким образом, на выходе первого суммирующего устройства 15 линейного фильтра разложения проводится накопление двух дискретных сигналов сообщения на фоне шумов в соответствии с соотношением (12), а на выходе первого вычитающего устройства 16 накапливается шум по мощности и отсутствует импульсная помеха в соответствии с соотношением (13).

Сигнал с выхода первого суммирующего устройства 15 через первый вход трёхканального коммутатора сигналов 22 поступает на двухканальный коррелятор 24 по команде с формирователя управляющих сигналов 23, определяемой на базе информации, определяемой соотношением (13), с однократного вы-

читающего устройства линейного фильтра разложения

$$U_1 = \frac{1}{2} \int_1^2 z_2(k) dk \quad (14)$$

В рассматриваемом случае управляющий сигнал $U_1(\tau) \sim 0$, который обеспечивает адаптивный режим, определяется только шумами приёмного канала.

Рассмотрим второй случай, когда импульсная помеха $\xi(k)$ совпадает с первым из двух дискретных сигналов пакета сообщения ($n_d = 0$).

На входе линейного фильтра разложения смесь дискретных сигналов пакетов первого и второго лучей $x_1(k)$ и импульсной помехи $\xi(k)$ имеет вид

$$z_1(k) = x_1(k) - a_3(k)\xi(k). \quad (15)$$

На рис. 6 в качестве примера приведена смесь $z_1(k)$ дискретных сигналов пакетов сообщений первого и второго лучей и несинхронной импульсной помехи. Смесь пакетов сообщений первого и второго лучей $z_1(k)$ проходит через линию задержки 14, относительное время задержки которой равно $k = 1$, и поступает на вторые входы суммирующего устройства 15 и вычитающего устройства 16 соответственно в виде

$$z_{11}(k) = [x_1(k-1) + a_3(k)\xi(k-1)], \quad (16)$$

$$z_{21}(k) = -[x_1(k-1) - a_3(k)\xi(k-1)]. \quad (17)$$

Через время, равное $k = 1$, одновременно на первые входы суммирующего устройства 15 и вычитающего устройства 16 поступает смесь вторых дискретных сигналов пакетов сообщений первого и второго лучей в виде

$$z_{12}(k) = x_1(k-1), \quad (18)$$

$$z_{22}(k) = x_1(k-1). \quad (19)$$

В результате суммирования сигналов (16) и (18) на выходе первого суммирующего устройства 15 и сигналов (17) и (19) на выходе первого вычитающего устройства 16 формируются соответственно дискретные сигналы

$$\begin{aligned} z_1(k) &= z_{11}(k) + z_{12}(k) = \\ &= [2x_1(k-1) - a_3(k)\xi(k-1)](k), \quad (20) \end{aligned}$$

$$z_2(k) = z_{21}(k) + z_{22}(k) = a_3(k)\xi(k-1). \quad (21)$$

Следует отметить, что на выходе первого суммирующего устройства 15 проводится накопление двух дискретных сигналов сообщения, а на выходе первого вычитающего устройства 16 выделяется импульсная помеха.

При суммировании сигналов (20) и (21) на выходе второго суммирующего устройства 20 осуществляется компенсация импульсной помехи

$$z_3(k) = z_1(k) + z_2(k) = 2x_1(k-1). \quad (22)$$

При наличии шума $\alpha(k)$ выражения (22) и принимает вид

$$z_3(k) = 2x_1(k-1) + 2\alpha[k - m_2(k)]. \quad (23)$$

Таким образом, на выходе второго суммирующего устройства 20 проводится накопление двух дискретных сигналов сообщения на фоне шумов в соответствии с соотношением (23), а на выходе первого вычитающего устройства 16 выделяется импульсная помеха в соответствии с соотношением (21), которое при наличии шума принимает вид

$$z_2(k) = a_3(k)\xi(k-1) + 2\alpha[k - m_2(k)]. \quad (24)$$

Сигнал с выхода второго суммирующего устройства 20 через второй вход трёхканального коммутатора сигналов 22 поступает на двухканальный коррелятор 24 по команде с формирователя управляющих сигналов 23, определяемой на базе информации, определяемой соотношением (24), с однократного вычитающего устройства линейного фильтра разложения

$$U_2 = 1/2 \int_1^2 z_2(k) dk. \quad (25)$$

В рассматриваемом случае управляющий сигнал $U_2 > 0$, так как $z_2(k) > 0$, определяется импульсной помехой и шумами приёмного канала.

Третий случай, когда импульсная помеха $\xi(k)$ совпадает со вторым из двух дискретных сигналов пакета сообщения ($n_d = 1$), рассматривается для наглядности без наличия шумов $\alpha(k)$.

На входе линейного фильтра разложения смесь дискретных сигналов пакетов первого и второго лучей $x_1(k)$ имеет вид:

$$z_1(k) = x_1(k). \quad (26)$$

Смесь $x_1(k)$ проходит через линию задержки 14 на время $k = 1$ и поступает в интервале времени $1 \leq k \leq 2$ на вторые входы суммирующего устройства 15 и вычитающего устройства 16 соответственно в виде:

$$z_{11}(k) = x_1(k-1), \quad (26)$$

$$z_{21}l(k) = -x_1(k-1). \quad (27)$$

В это время на первые входы суммирующего устройства 15 и вычитающего устройства 16 поступает смесь вторых дискретных сигналов пакетов сообщений первого и второго лучей, приведенных на рис. 5 и рис. 6, с импульсной помехи в виде

$$z_{11}(k) = [x_1(k-1) - a_3(k)\xi(k-1)], \quad (28)$$

$$z_{21}l(k) = [x_1(k-1) - a_3(k)\xi(k-1)]. \quad (29)$$

В результате суммирования сигналов (26) и (27) на выходе первого суммирующего устройства 15 и сигналов (27) и (29) на выходе первого вычитающего устройства 16 в интервале времени $1 \leq k \leq 2$ сигналы имеют вид

$$z_1(k) = z_{11}(k) + z_{12}(k) = [2x_1(k-1) - a_3 - \xi(k-1)], \quad (30)$$

$$z_2(k) = z_{21}(k) + z_{22}(k) = -a_3\xi(k-1). \quad (31)$$

Следует отметить, что на выходе первого суммирующего устройства 15 проводится накопление двух дискретных сигналов сообщения и сигнала помехи, а на выходе первого вычитающего устройства 16 выделяется импульсная помеха.

При вычитании сигналов (30) и (31) на выходе второго вычитающего устройства 21 осуществляется компенсация импульсной помехи

$$z_3(k) = z_1(k) + z_2(k) = 2x_1(k-1), \quad (32)$$

при наличии шума $\alpha(k)$ выражения (32) и принимает вид

$$z_3(k) = 2x_1(k-1) + 2\alpha[k - m_1(k)]. \quad (33)$$

Таким образом, на выходе второго вычитающего устройства 21 проводится

накопление двух дискретных сигналов сообщения на фоне шумов в соответствии с соотношением (33), а на выходе первого вычитающего устройства 16 выделяется импульсная помеха в соответствии с соотношением (31), которое при наличии шума принимает вид

$$z_2(k) = -a_3(k)\xi(k-1) + 2\alpha[k - m_1(k)]. \quad (34)$$

Сигнал с выхода второго вычитающего устройства 21 через третий вход трёхканального коммутатора сигналов 22 поступает на двухканальный коррелятор 24 по команде с формирователя управляющих сигналов 23, определяемой на базе информации, определяемой соотношением (34).

В рассматриваемом случае управляющий сигнал $U_2 < 0$ (так как $z_2(k) < 0$) определяется импульсной помехой и шумами приёмного канала. На рис. 7 в качестве примера приведены управляющие сигналы $U_1(\tau)$, $U_2(\tau)$ и $U_3(\tau)$.

За счёт устранения импульсных помех во втором и третьем режимах работы ВМС возрастает уровень шумов, но сохраняется отношение сигнал/шум, равное $q = 1$.

К выходу трёхканального коммутатора сигналов 22 подключается двухканальная корреляционная обработка дискретных сигналов, которые в зависимости от вида сообщения имеют как положительную амплитуду, так и отрицательную. Поэтому на вторые входы коррелятора 23 поступают соответственно опорные сигналы положительной $V_1(k)$ и отрицательной полярности $V_2(k)$ с формирователя опорных сигналов 25, что позволяет выделять сигналы сообщений с каждого канала

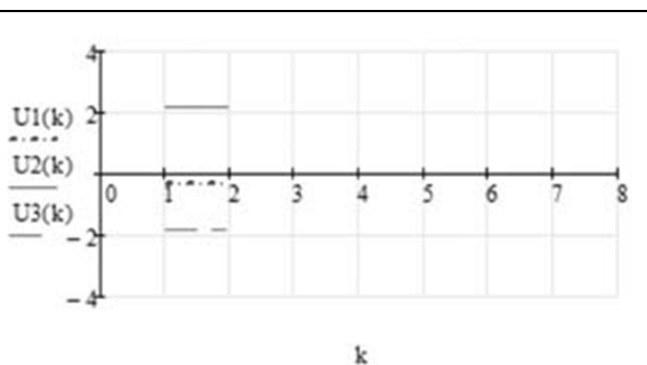


Рис. 7. Управляющие сигналы $U_1(\tau)$, $U_2(\tau)$ и $U_3(\tau)$

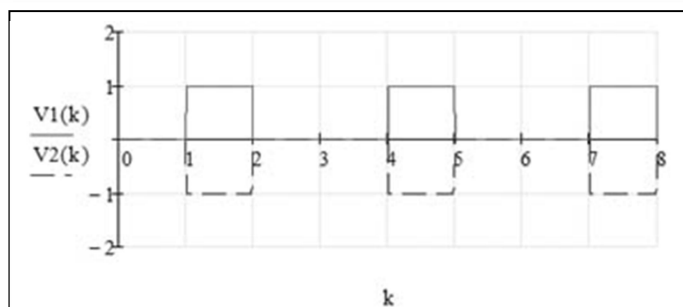


Рис. 8. Опорные сигналы первого и второго каналов коррелятора



Рис. 9. Корреляционные функции для двух каналов коррелятора

коррелятора по их полярности.

На рис. 8 в качестве примера приведены опорные сигналы разной полярности с выхода формирователя опорных сигналов 25

За счёт разной полярности опорных сигналов $V_1(k)$ и $V_2(k)$ в первом и втором каналах коррелятора 23 формируются корреляционные функции $r_1(\tau)$ и $r_2(\tau)$ с положительными амплитудами для сигналов сообщений в первом канале и с отрицательными амплитудами для сигналов сообщений во втором канале. Например, при положительной амплитуде дискретных сигналов пакета сообщения на входе коррелятора 23 в первом его канале корреляционной функцией будет положительная, а во втором канале будет отрицательная за счёт отрицательной полярности опорного сигнала $V_2(k)$.

На рис. 9 в качестве примера приведены корреляционные функции $r_1(\tau)$ и $r_2(\tau)$ для двух каналов коррелятора при сигнале сообщения с положительной амплитудой.

К каждому выходу канала коррелятора 24 подключены первые входы двухканального порогового решающего устройства 26, на вторые входы которых подаются адаптивные пороговые сигналы с формирователя положи-

тельных порогов 27, уровень которых определяется шумом и импульсными помехами с выхода однократного вычитающего устройства 16 через второй ключ 18.

Алгоритм работы порогового решающего устройства 26 первого и второго каналов имеет вид:

$$U_1(k) = 1 \text{ при } U_c(t) > U_n(t) > 0, \quad (33)$$

$$U_1(k) = 0 \text{ при } U_c(t) < U_n(t) > 0,$$

где $U_n(t)$ – уровень порога; $U_c(t)$ – амплитуда входного сигнала.

Из соотношения (33) следует, что через пороговое решающее устройство 26 с первого и второго каналов коррелятора 24 проходят лишь сигналы с положительной полярностью, причем сигналам с первого канала присваивают сообщению +1, а со второго канала присваивают сообщению -1.

С выхода решающего порогового устройства 26 дискретные сигналы сообщения поступают на вход преобразователя дискретных сигналов сообщений 28, в котором дискретные сигналы сообщения преобразуются к виду, удобному для потребителя.

Выводы

Предложен комплекс адаптивной защиты узкополосных систем радиосвязи от многолучевых сигналов и импульсных помех на одной несущей частоте с использованием адаптации его режимов работы при изменении помеховой обстановки без увеличения полосы пропускания и ухудшения энергетических показателей. При этом обеспечивает повышение следующих характеристик систем радиосвязи:

- полное устранение влияния импульсных помех;
- обеспечение устранения многолучевых сигналов, например, при длительности одного импульса пакета сообщения $\tau_n = 3$ мс до длительности времени задержки между многолучевыми сигналами $\tau_3 = 6$ мс;
- увеличение отношения сигнал/шум на 3 дБ;

– возможность интегрироваться с типовыми системами радиосвязи с частотным разделением каналов для увеличения скорости передачи данных и повышения в них отношения сигнал/шум.

Литература

1. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. М.: Советское радио. 1963. 376 с.
2. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: пер. с англ. М.: Вильямс, 2003. 1104 с.
3. Проксис Д. Цифровая связь. Пер. с англ. под ред. Д.Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.
4. Григорьев В.А., Лагутенко О.И., Раснаев Ю.А. Сети и системы радиодоступа. М.: Эко-Трендз, 2005. 384 с.
5. Кейстович А.В., Милов В.Р. Виды радиодоступа в системах подвижной связи: учеб. пособие. Нижний Новгород: Нижегородский гос. техн. ун-т им. Р.Е. Алексеева. 2014. 305 с.
6. Фалько А.И., Панфилов И.П. и др. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи

информации. Под ред. А.Г. Зюко. М.: Радио и связь, 1985. 272 с.

7. Пат. РФ № 2663240. Способ защиты каналов передачи данных в условиях многолучевого распространения радиосигналов. *Иванников А.П.* Заявл. 03.04.2018, опубл. 03.08.2018. Бюл. № 22. 12 с.
8. *Окунев Ю.Б.* Цифровая передача информации фазомодулированными сигналами. М.: Радио и связь. 1991. 296 с.
9. *Николаев В., Гармонов А., Лебедев Ю.* Системы широкополосного радиодоступа 4 поколения: выбор сигнально-кодовых конструкций // Первая миля. Вып. 5–6, 2010, 56–59 с.
10. *Банкет В.Л.* Сигнально-кодовые конструкции телекоммуникационных системах. Одесса: Феникс, 2009. 180 с.
11. *Иванников А.П., Вишняков А.В., Лукьянов Д.В.* Квазиоптимальная нелинейная обработка сложных сигналов // Проектирование и технология электронных средств. № 3. 2012. 5–8 с.
12. *Слока В.К.* Схема разрешения с применением режекции мешающих сигналов // Радиотехника и электроника. 1978. Т. 23. №1. С. 57–66.
13. *Лезин Ю.С.* Введение в теорию и технику радиотехнических систем: учеб. пособие для вузов. М.: Радио и связь, 1986. 280 с.

Поступила 11 декабря 2019 г.

English

ADAPTIVE PROTECTION AIDS OF NARROW-BAND RADIO COMMUNICATION SYSTEMS FROM MULTIPATH SIGNALS AND PULSE INTERFERENCE

Anatoliy Petrovich Ivannikov – Doctor of Engineering Sciences, Professor, Senior Research Assistant, JSC “NPP “Polyot”¹.

Dmitry Anatolyevich Ivannikov – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor; Department Head, JSC “NNPO named after M.V. Frunze”².

E-mail: ccs5000@mail.ru.

¹Address: 603950, Russian Federation, Nizhny Novgorod, Komsomolskaya square, 1.

²Address: 603009, Russian Federation, Nizhny Novgorod, Gagarin Ave., 174.

Abstract: Transmission channels of narrow-band decimeter-range radio communication operate in severe electronic environment due to effect of both internal and external interference (multipath propagation, concentrated and pulse interference, fast and slow fading, and others). Radio message signals come to receiving side through multiple reflections from ionosphere and ground surface, which causes symbol-to-symbol interference. There are known methods of combatting multipath signals in data transmission channels, among which we can note frequency hopping, extra beams' compensation, reception on spaced antennas, use of guard interval, etc. This problem solution in current conditions of complicating interference environment and of limited frequency as well as power resources requires new approaches when implementing protection aids for narrowband radio-communication systems from multipath signals and pulse interference through adaptation of operating modes if interference environment changes without increasing bandwidth and without degradation of power indicators. Technical result of the proposed adaptive protection aids for narrow-band radio communication systems from multipath signals and pulse interference is achieved as follows. Signal-code sequence is synthesized as a message packet of two discrete binary signals in the transmitting side of radio communication system and the choice of code and modulation method is performed as a whole considering interconnection of these procedures. The proposed aids ensure adaptive protection of narrow-band radio communication systems from multipath signals and pulse interference on a single carrier frequency via use of operating modes adaptation when interference environment changes without increasing the bandwidth and without degradation of power indica-

tors. The obtained results are as follows: entire elimination of pulse interference impact; ensured elimination of multipath signals; increase of signal-to-noise ratio by 3 dB; capability to integrate with standard radio communication systems with frequency division of channels to increase data transmission speed and signal-to-noise ratio in them.

Keywords: code signal block, signal-code sequence, symbol-to-symbol interference, algorithms.

References

1. *Fink L.M.* Theory of the transmission of digital over-communication. Moscow: Soviet radio, 1963. 376 p.
2. *Sklar B.* Digital communication. Theoretical foundations and practical application. Ed. 2nd, fixed.: transl. from English. Moscow: Williams, 2003. 1104 p.
3. *Proxis D.* Digital communication. Transl. from English., ed. by D. D. Klovsky. Moscow: Radio and communications, 2000. 800 p.
4. *Grigor'ev V.A., Lagutenko O.I., Raspev Y.A.* Network and radio access systems. Moscow: Eco-Trends, 2005. 384 p.
5. *Keystovich A.V., Milov V.R.* Types of radio access systems in mobile communications: textbook. Nizhny Novgorod: Nizhny Novgorod R.E. Alekseev State University, 2014. 305 p.
6. *Falko A. I., Panfilov I. P.* and others. Noise stability and efficiency of information transmission systems. Edited by *A.G. Zyuko*. Moscow: Radio and communications, 1985. 272 p.
7. Pat. RU2663240. Method of protection of narrow channels of data transmission under conditions of multipath radio signal propagation and complex of means for its implementation. *Ivannikov A.P.* Appl. 03.04.2018, publ. 03.08.2018. Bul. No. 22. 12 p.
8. *Okunev Yu.B.* Digital transmission of information by phase-modulated signals. Moscow: Radio and communications, 1991. 296 p.
9. *Nikolayev V., Harmonov A., Lebedev Yu.* Systems of broadband radio access of the 4th generation: the choice of signal-code constructions. First mile. Vol. 5–6, 2010, 56–59c.
10. *Banquet V.L.* Signal-code constructions of telecommunication systems. Odessa: Fenix, 2009. 180 p.
11. *Ivannikov A.P., Vishnyakov A.V., Lukyanov D.V.* Quasi-optimal nonlinear processing of complex signals. Design and technology of electronic means. No. 3. 2012. 5–8 p.
12. *Sloka V.K.* Resolution Scheme with the use of interference signal rejection. Radio Engineering and Electronics. 1978. Vol. 23. No. 1. Pp. 57–66.
13. *Lezin Y.C.* Introduction to the theory and technology of radio engineering systems: textbook. Moscow: Radio and communications, 1986. 280 p.