

partment, Doctor of Technical Sciences. Tel. +7 917 458-01-78. E-mail: vil-4@mail.ru

Golovina Evgenia Yurievna, Institute of Oil Refining and Petrochemistry of Ufa State Petroleum Technological University in Salavat, 22 B, Gubkina Street, Salavat, Republic of Bashkortostan, 453250, Russian Federation; Senior Lecturer of Information Technologies Department. Tel. +7 917 474-87-99. E-mail: egolovina82@mail.ru

References

1. Goldstein A.B., Goldstein B.S. *MPLS Technology and Protocols*. Saint Petersburg: BHV-Peterburg, 2005, 304 p. (In Russ.)
2. Mukherjee B. *Optical Communication Networks*. New York: McGraw-Hill, 2005, 576 p.
3. Karthikeyan R., Prakasam S. A survey on Radio over Fiber (RoF) for wireless broadband access technologies. *International Journal of Computer Applications*, 2013, vol. 64, no. 12, pp. 14–19.
4. Balzer J.C. et al. THz systems exploiting photonics and communications technologies. *IEEE Journal of Microwaves*, 2023, vol. 3, no. 1, pp. 268–288.
5. Insua I.G., Plettemeier D., Schaeffer C.G. Simple remote heterodyne radio-over-fiber system for gigabit per second wireless access. *Journal of Lightwave Technology*, 2010, vol. 28, no.16, pp. 2289–2295.
6. Abraha S.T. Impulse radio ultra wideband over fiber techniques for broadband in-building network application. URL: <https://pure.tue.nl/ws/files/3666550/735363.pdf> (accessed: 31.03.2024).
7. Vinogradova I.L. et al. Application of a chirped signal for construction of adaptive fiber-optical networks. *Vestnik Ufimskogo gosudarstvennogo aviacionnogo tekhnicheskogo universiteta*, 2013, no. 2 (55), pp. 20–28. (In Russ.)
8. Vinogradova I.L. et al. ROF network segment control method using chirped optical pulses. *Naukoemkie tekhnologii*, 2023, vol. 24, no. 5, pp. 37–52. (In Russ.)
9. Agrawal G.P. *Nonlinear Fiber Optics*. Boston: Academic Press, 2009, 466 p.
10. Vinogradova I.L. et al. CHIRP-to-amplitude converter based on an erbium fiber optic amplifier for radio-photon systems control. *Physics of wave processes and radio engineering systems*, 2019, vol. 22, no 4-2, pp. 129–137. (In Russ.)
11. Ivanov A.B. *Fiber Optics: Components, Transmission Systems, Measurements*. Moscow: Kompaniya Sajrus-Sistems, 1999, 670 p. (In Russ.)
12. Girard A. *DWDM system components: EDFA optical amplifiers*. EXFO, 2001, 381 p.
13. Gordienko V.N., Tveretsky M.S. *Multichannel telecommunication systems*. Moscow: Goryachaya liniya – Telekom, 2009, 416 p. (In Russ.)
14. Vinogradova I.L. et al. The task of fiber-optical segment for high bit rate networking. *Infocommunicationnye tekhnologii*, 2013, vol. 11, no. 1, pp. 22–29. (In Russ.)
15. Sultanov A.H., Usmanov R.G., Vinogradova I.L. Transmission system segment with an EDFA amplifier. *Datchiki i sistemy*, 2002, no. 4, pp. 21–33. (In Russ.)
16. Volkov K.A. Modeling methods of optical pulse propagation in the line with dispersion control. *Photon-Express*, 2015, no. 6 (126), pp. 255. (In Russ.)
17. Burdin V.A., Dashkov M.V., Volkov K.A. How the parameters of a system for compensating chromatic dispersion affect the operation of a fiber-optic transmission line. *Opticheskij zhurnal*, 2011, no. 2, pp. 80–81. (In Russ.)
18. Padavala A. et al. Analyzing gain spectrum and ASE (Amplified Spontaneous Emission) of EDFA (Erbium Doped Fiber Amplifier) by using Matlab. *International Journal of Engineering Research & Technology*, 2018, vol. 7, no. 2, pp. 279–281. DOI:10.17577/IJERTV7IS020151
19. ITU Recommendation G.650.1. Definitions and test methods for linear deterministic properties of single-mode optical fibers and cables. Geneva, 2019. 82 p.
20. ITU Recommendation G.650.2. Definitions and test methods for statistical and nonlinear properties of single-mode optical fibers and cables. Geneva, 2017. 46 p

Received 11.03.2024

АЛГОРИТМ ПРИЕМА В ЦЕЛОМ С ПОЭЛЕМЕНТНЫМ ПРИНЯТИЕМ РЕШЕНИЯ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ МЕТОДА ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИИ

Диязитдинов Р.Р., Сизиков И.С.

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, Самара, РФ

E-mail: rinat.diyazitdinov@gmail.com, ilya.sizikov.99@mail.ru

Статья посвящена описанию алгоритма приема в целом с поэлементным принятием решения, который относится к группе алгоритмов с обратной связью по решению и используется для демодуляции дискретных сигналов, прошедших канал с памятью. В исследовании представлен пример обработки сигнала двухпозиционного фазового модулятора. На этом примере показаны особенности обработки, которые являются неочевидными при рассмотрении математической формулы, описывающей алгоритм демодуляции. По аналогии с представленным примером был разработан алгоритм для сигнала четырехпозиционного модулятора. Было проведено численное моделирование для определения помехоустойчивости на фоне аддитивного белого гауссова шума. В целях сравнения для той же самой модели канала связи было проведено моделирование с использованием фильтра-эквалайзера, подавляющего эффект памяти канала. На основе результатов моделирования были построены графики зависимости вероятности ошибок от соотношения «сигнал/шум».

Ключевые слова: прием в целом с поэлементным принятием решения, канал с памятью, помехоустойчивость, фазовая модуляция, численное моделирование, обратная связь по решению, демодуляция

Введение

Явление «памяти» в канале связи имеет простое физическое объяснение: радиосигнал, излучаемый передатчиком, представляет собой электромагнитную энергию, передаваемую в пространстве. Если между приемником и передатчиком нет препятствий, то кратчайшая траектория будет равна длине отрезка прямой линии, соединяющей их – расстоянию прямой видимости. Однако наличие отражающих поверхностей между приемником и передатчиком (например, поверхность Земли) приводит к формированию дополнительных траекторий, длина пути которых будет длиннее, чем у расстояния прямой видимости. За счет отражений и более длинной траектории в точку приема будут приходить копии исходного сигнала с задержкой по времени, затуханием и фазой, отличной от сигнала «прямой видимости». На рисунке 1 показан пример многолучевого распространения радиосигнала.

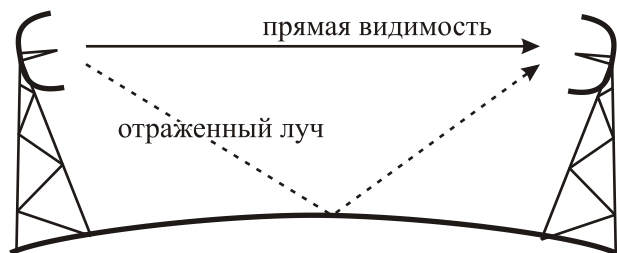


Рисунок 1. Многолучевое распространение

Если задержка между лучами превышает период передачи дискретного сигнала, то канал обрета-

ет «память»: копия сигнала, переданного в i -ый момент времени, будет регистрироваться в $(i+1)$ -ый момент времени. Память канала определяется количеством периодов, на которые распространяется переданный дискретный сигнал.

Для проведения теоретических изысканий (разработки алгоритмов, анализа, численного моделирования и т.д.) используется математическая модель канала, описываемая сверткой передаваемого сигнала и импульсной характеристики канала связи [1]:

$$r(k) = \sum_{i=0}^L h(i) \cdot s(k-i) + n(k), \quad (1)$$

где $s = [s(0), s(1) \dots]$ – последовательность дискретных сигналов;

$h = [h(0), h(1) \dots h(L)]$ – импульсная характеристика канала, L – память канала;

$n = [n(0), n(1) \dots]$ – шум;

$r = [r(0), r(1) \dots]$ – сигнал после канала (на входе приемника).

На рисунке 2 показан пример формирования сигнала на входе приемника для сигнала $s = [+1 \ -1 \ -1]$ для канала с импульсной характеристикой $h = [1 \ 0,5 \ 0,2]$ и нулевым уровнем шум.

Для демодуляции подобных сигналов разрабатываются специальные алгоритмы, которые учитывают наличие «памяти» у канала связи. Одним из таких алгоритмов является прием в целом с поэлементным принятием решений (ПЦПР) [2; 3].

В статье представлен обзор этого алгоритма применительно для систем передачи с фазовой модуляцией. В частности, рассмотрены особенности

обработки для двухпозиционного и четырехпозиционного фазового модулятора (ФМ).

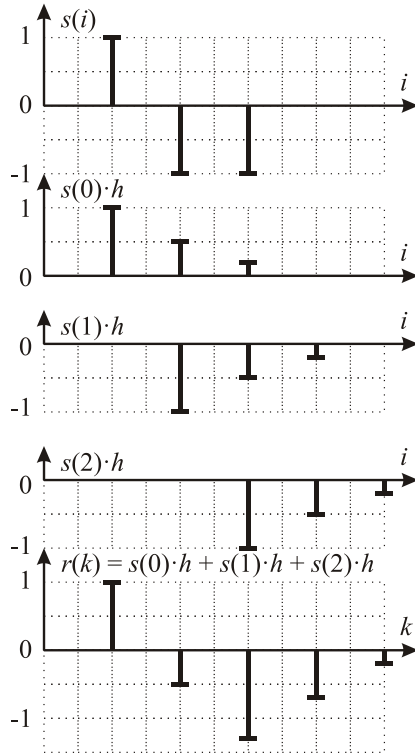


Рисунок 2. Пример формирования сигнала для канала с памятью

Демодуляция сигнала ФМ-2 по алгоритму приема в целом с поэлементным принятием решений

Алгоритм ПЦППР можно описать следующими формулами:

$$\hat{s}(i) = \tilde{s}(i), \quad (2)$$

$$\langle \tilde{s}(i), \tilde{s}(i+1), \dots, \tilde{s}(L) \rangle = \arg \min_{p(0), p(1), \dots, p(L)} (D), \quad (3)$$

$$D = \sum_{k=i}^{i+L} \left[r(k) - \sum_{j=1}^L h(j) \cdot \hat{s}(k-j) - \sum_{j=0}^L h(j) \cdot p(k-i-j) \right]^2,$$

где $\hat{s}(i)$ – это решение относительно переданного дискретного сигнала в i -ый момент времени;
 $\langle \tilde{s}(i), \tilde{s}(i+1), \dots, \tilde{s}(L) \rangle$ – это наиболее правдоподобная последовательность переданных дискретных сигналов в i -ый, $(i+1)$ -ый .. $(i+L)$ -ый момент времени, определенная по последовательности принятых сигналов $r(i), r(i+1) \dots r(i+L)$;
 $p(0), p(1) \dots p(L)$ – гипотеза, определяющая последовательность переданных дискретных сигналов в i -ый, $(i+1)$ -ый .. $(i+L)$ -ый момент времени;
 L – это память канала.

Выражение $\sum_{j=1}^L h(j) \cdot \hat{s}(k-j)$ описывает «обратную связь по решению» в алгоритме ПЦППР.

Следует также отметить две особенности использования формулы (3).

Во-первых, в выражении $\sum_{j=1}^L h(j) \cdot \hat{s}(k-j)$, если $k-j \geq i$, то $\hat{s}(k-j) = 0$. Физический смысл заключается в том, что при принятии решения относительно последовательности $\langle \tilde{s}(i), \tilde{s}(i+1), \dots, \tilde{s}(L) \rangle$ значения $\hat{s}(i)$, $\hat{s}(i+1)$, и т.д. неизвестны, поэтому если индекс $k-j \geq i$, то $\hat{s}(k-j)$ в формуле (3) приравнивается в нулю.

Во-вторых, в выражении

$$\sum_{j=0}^L h(j) \cdot p(k-i-j),$$

если $k-i-j < 0$, то $p(k-i-j) = 0$, то есть $p(-1) = 0, p(-2) = 0$ и т.д., так как эти сигналы определены только при индексах больше или равных нулю.

Ниже представлено описание демодуляции по алгоритму ПЦППР на примере следующего канала связи (рисунок 3).

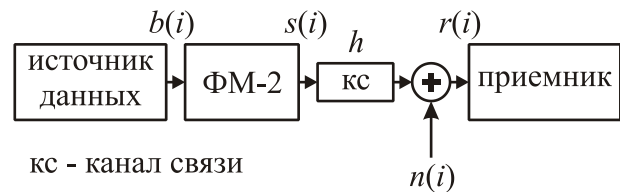


Рисунок 3. Модель канала связи с памятью

Допустим, передается последовательность из 6 символов $b = [1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0]$.

Двухпозиционный фазовый модулятор (ФМ-2) [4] осуществляет преобразование логической единицы в отсчет «+1» и нуля в «-1».

Пусть импульсная характеристика описывает канал с памятью $L = 2$: $h = [1, 0 \ 0, 5 \ 0, 2]$, а шум в канале связи отсутствует.

На основе этих исходных данных можно найти сигнал $r(i)$ на входе приемника и описать работу алгоритма демодуляции поэтапно.

Сигнал на входе приемника определяется по формуле (1), и применительно к рассматриваемому примеру записывается следующим образом:

$$r(k) = \sum_{i=0}^2 h(i) \cdot s(k-i),$$

$$r(k) = h(0) \cdot s(k) + h(1) \cdot s(k-1) + h(2) \cdot s(k-2).$$

В таблице 1 показано формирование информационного сигнала. В таблице 2 – сигнала на входе приемника.

Таблица 1. Формирование сигнала ФМ-2 на входе канала связи

i	$b(i)$	$s(i)$
0	1	1
1	0	-1
2	1	1
3	1	1
4	0	-1
5	0	-1

Таблица 2. Формирование сигнала ФМ-4 на выходе канала связи

k	$r(k)$
0	$h(0) \cdot s(0) + h(1) \cdot s(-1) + h(2) \cdot s(-2) = 1 \cdot 1 + 0,5 \cdot 0 + 0,2 \cdot 0 = 1$
1	$h(0) \cdot s(1) + h(1) \cdot s(0) + h(2) \cdot s(-1) = 1 \cdot (-1) + 0,5 \cdot 1 + 0,2 \cdot 0 = -0,5$
2	$h(0) \cdot s(2) + h(1) \cdot s(1) + h(2) \cdot s(0) = 1 \cdot 1 + 0,5 \cdot (-1) + 0,2 \cdot 1 = 0,7$
3	$h(0) \cdot s(3) + h(1) \cdot s(2) + h(2) \cdot s(1) = 1 \cdot 1 + 0,5 \cdot 1 + 0,2 \cdot (-1) = 1,3$
4	$h(0) \cdot s(4) + h(1) \cdot s(3) + h(2) \cdot s(2) = 1 \cdot (-1) + 0,5 \cdot 1 + 0,2 \cdot 1 = -0,3$
5	$h(0) \cdot s(5) + h(1) \cdot s(4) + h(2) \cdot s(3) = 1 \cdot (-1) + 0,5 \cdot (-1) + 0,2 \cdot 1 = -1,3$
6	$h(0) \cdot s(6) + h(1) \cdot s(5) + h(2) \cdot s(4) = 1 \cdot 0 + 0,5 \cdot (-1) + 0,2 \cdot (-1) = -0,7$
7	$h(0) \cdot s(7) + h(1) \cdot s(6) + h(2) \cdot s(5) = 1 \cdot 0 + 0,5 \cdot 0 + 0,2 \cdot (-1) = -0,2$

Таким образом,

$$s = [1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1];$$

$$r = [1 \ -0,5 \ 0,7 \ 1,3 \ -0,3 \ -1,3 \ -0,7 \ -0,2].$$

Ниже представлена демодуляция первых трех дискретных сигналов. Демодуляция сигналов №1 и 2 отличается от №3, так как они представляют «краевой случай» из-за отсутствия сигналов на интервале L перед ними. Сигнал №3 демодулируется в соответствии с формулами (2) и (3). А все последующие сигналы демодулируются как №3.

Формула (3) для рассматриваемой модели канала связи ($L=2$) имеет следующий вид:

$$\langle \tilde{s}(i), \tilde{s}(i+1), \tilde{s}(i+2) \rangle = \arg \min_{p(0), p(1), p(2)} (D), \quad (4)$$

$$D = \sum_{k=i}^{i+2} \left[r(k) - \sum_{j=1}^2 h(j) \cdot \hat{s}(k-j) - \sum_{j=0}^2 h(j) \cdot p(k-i-j) \right]^2 ;$$

$$D = \left[r(i) - h(1) \cdot \hat{s}(i-1) - h(2) \cdot \hat{s}(i-2) - h(0) \cdot p(0) - h(1) \cdot p(-1) - h(2) \cdot p(-2) \right]^2 + \\ + \left[-r(i+1) - h(1) \cdot \hat{s}(i) - h(2) \cdot \hat{s}(i-1) - h(0) \cdot p(1) - h(1) \cdot p(0) - h(2) \cdot p(-1) \right]^2 + \\ + \left[-r(i+2) - h(1) \cdot \hat{s}(i+1) - h(2) \cdot \hat{s}(i) - h(0) \cdot p(2) - h(1) \cdot p(1) - h(2) \cdot p(0) \right]^2. \quad (5)$$

Демодуляция сигнала №1 определяется по формуле (5) после подстановки $i = 0$.

Переменные:

$$\hat{s}(i+1) = s(1) = 0,$$

$$\hat{s}(i) = s(0) = 0,$$

$$\hat{s}(i-1) = s(-1) = 0,$$

$$\hat{s}(i-2) = s(-2) = 0.$$

С учетом этого получается выражение (5):

$$D = \left[r(0) - h(0) \cdot p(0) \right]^2 + \\ + \left[r(1) - h(0) \cdot p(1) - h(1) \cdot p(0) \right]^2 + \\ + \left[r(2) - h(0) \cdot p(2) - h(1) \cdot p(1) - h(2) \cdot p(0) \right]^2. \quad (6)$$

Выражение, содержащееся внутри $\arg \min(\cdot)$ представляет собой метрику. Значение метрик представлено в таблице 3.

Минимальная метрика соответствует последовательности:

$$\langle \tilde{s}(0), \tilde{s}(1), \tilde{s}(2) \rangle = \langle p(0), p(1), p(2) \rangle ;$$

$$\langle \tilde{s}(0), \tilde{s}(1), \tilde{s}(2) \rangle = \langle 1 \ -1 \ 1 \rangle.$$

Соответственно, сигнал №1 будет демодулирован как:

$$\hat{s}(0) = \tilde{s}(0) = 1.$$

Таблица 3. Расчет метрик при демодуляции сигнала ФМ-2 при $i = 0$

N	$p(0)$	$p(1)$	$p(2)$	метрика
1	-1	-1	-1	10,76
2	-1	-1	1	5,16
3	-1	1	-1	6,96
4	-1	1	1	5,36
5	1	-1	-1	4,00
6	1	-1	1	0,00
7	1	1	-1	5,00
8	1	1	1	5,00

Демодуляция сигнала №2 определяется по формуле (5) после подстановки $i = 1$.

Переменные:

$$\hat{s}(i+1) = s(2) = 0,$$

$$\hat{s}(i) = s(1) = 0,$$

$$\hat{s}(i-1) = s(0) = 1,$$

$$\hat{s}(i-2) = s(-1) = 0.$$

С учетом этого выражение (5) запишется таким образом:

$$D = [r(1) - h(1) \cdot \hat{s}(0) - h(0) \cdot p(0)]^2 + \\ + [r(2) - h(0) \cdot p(1) - h(1) \cdot p(0)]^2 + \\ + [r(3) - h(0) \cdot p(2) - h(1) \cdot p(1) - h(2) \cdot p(0)]^2. \quad (7)$$

Значение метрик представлено в таблице 4.

Таблица 4. Расчет метрик при демодуляции сигнала ФМ-2 при $i = 1$

N	$p(0)$	$p(1)$	$p(2)$	метрика
1	-1	-1	-1	13,00
2	-1	-1	1	5,00
3	-1	1	-1	4,00
4	-1	1	1	0,00
5	1	-1	-1	11,76
6	1	-1	1	5,36
7	1	1	-1	7,56
8	1	1	1	5,16

Минимальная метрика соответствует последовательности:

$$\langle \tilde{s}(1), \tilde{s}(2), \tilde{s}(3) \rangle = \langle -1 \ 1 \ 1 \rangle.$$

Соответственно, сигнал №2 будет демодулирован как:

$$\hat{s}(1) = \tilde{s}(1) = -1.$$

По аналогии с обработкой первых двух сигналов представлена демодуляция сигнала №3 при $i = 2$.

Переменные:

$$\hat{s}(i+1) = s(3) = 0,$$

$$\hat{s}(i) = s(2) = 0,$$

$$\hat{s}(i-1) = s(1) = -1,$$

$$\hat{s}(i-2) = s(0) = 1.$$

С учетом этого выражение (5) запишется как:

$$D = [r(2) - h(1) \cdot \hat{s}(1) - h(2) \cdot \hat{s}(0) - h(0) \cdot p(0)]^2 + \\ + [r(3) - h(2) \cdot \hat{s}(1) - h(0) \cdot p(1) - h(1) \cdot p(0)]^2 + \\ + [r(4) - h(0) \cdot p(2) - h(1) \cdot p(1) - h(2) \cdot p(0)]^2. \quad (8)$$

Значение метрик представлено в таблице 5.

Таблица 5. Расчет метрик при демодуляции сигнала ФМ-2 при $i = 2$

N	$p(0)$	$p(1)$	$p(2)$	метрика
1	-1	-1	-1	14,96
2	-1	-1	1	13,36
3	-1	1	-1	5,16
4	-1	1	1	7,56
5	1	-1	-1	5,00
6	1	-1	1	5,00
7	1	1	-1	0,00
8	1	1	1	4,00

Минимальная метрика соответствует последовательности:

$$\langle \tilde{s}(2), \tilde{s}(3), \tilde{s}(4) \rangle = \langle 1 \ 1 \ -1 \rangle.$$

Соответственно, сигнал №3 будет демодулирован как:

$$\hat{s}(2) = \tilde{s}(2) = 1.$$

Все последующие символы демодулируются также, как и сигнал №3.

При использовании двухпозиционной фазовой модуляции информационный сигнал может быть представлен вещественным числом. Но при использовании n -позиционной фазовой модуляции сигнал будет описываться комплексным числом. В этом случае алгоритм ПЦППР поменяется. В следующем разделе представлено описание алгоритма для четырехпозиционной фазовой модуляции (ФМ-4).

Демодуляция сигнала ФМ-4 по алгоритму приема в целом с поэлементным принятием решений

В случае ФМ-4 [5] одно положение в сигнальной диаграмме будет определять 2 бита информации.

С учетом того, что ФМ-4 описывается комплексными числами, алгоритм ПЦППР запишется в виде:

$$\langle \tilde{s}(i), \tilde{s}(i+1), \dots, \tilde{s}(L) \rangle = \arg \min_{p(0), p(1), \dots, p(L)} (D),$$

$$D = \sum_{k=i}^{i+L} (\operatorname{Re}^2[G] + \operatorname{Im}^2[G]), \quad (3)$$

$$G = r(k) - \sum_{j=1}^L h(j) \cdot \hat{s}(k-j) - \sum_{j=0}^L h(j) \cdot p(k-i-j),$$

где: $p(0), p(1), \dots, p(L)$ принимает все возможные значения из сигнального созвездия ФМ-4; $\operatorname{Re}, \operatorname{Im}$ – действительная и мнимая части комплексного числа.

Таким образом, алгоритм для демодуляции сигнала ФМ-4 будет отличаться только наличием

вычисления квадрата разности для мнимой части сигнала.

Ниже представлен пример демодуляции сигнала на следующем примере.

Допустим, сигнальное созвездие ФМ-4 определяется следующим образом (см. рис. 4).

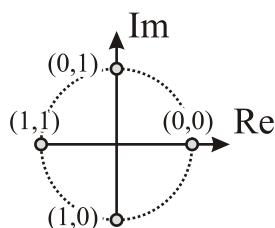


Рисунок 4. Сигнальное созвездие ФМ-4

Соответствие между последовательностью информационных символов и сигналом будет следующим: 00 – «+1», 01 – «+j», 10 – «-j», 11 – «-1».

Информационная последовательность: $b = [1\ 0\ 1\ 1\ 0\ 0]$. Импульсная характеристика канала: $h = [1,0\ 0,5]$.

В таблице 6 показано формирование информационного сигнала. В таблице 7 – формирование сигнала на входе приемника.

Таблица 6. Формирование сигнала ФМ-4 на входе канала связи

i	$b(i)$	$s(i)$
0	10	-j
1	11	-1
2	00	1

Таблица 7. Формирование сигнала ФМ-4 на выходе канала связи

k	$r(k)$
0	$h(0) \cdot s(0) + h(1) \cdot s(-1) = -j \cdot 1 + 0,5 \cdot 0 = -j$
1	$h(0) \cdot s(1) + h(1) \cdot s(0) = 1 \cdot (-1) + 0,5 \cdot (-j) = -1 - 0,5j$
2	$h(0) \cdot s(2) + h(1) \cdot s(1) = 1 \cdot 1 + 0,5 \cdot (-1) = 0,5$
3	$h(0) \cdot s(3) + h(1) \cdot s(2) = 1 \cdot 0 + 0,5 \cdot 1 = 0,5$

Таким образом,

$$s = [-j\ -1\ 1];$$

$$r = [-j\ -1-0,5j\ 0,5\ 0,5].$$

Ниже представлен расчет метрики для демодуляции сигнала в момент $i = 0$ и $i = 1$.

$$\text{При } i = 0: \hat{s}(i-1) = \hat{s}(-1) = 0, \quad \hat{s}(i) = \hat{s}(0) = 0.$$

Вычисление метрики представлено в таблице 8.

Минимальная метрика соответствует последовательности:

$$\langle \tilde{s}(0), \tilde{s}(1) \rangle = \langle -j\ -1 \rangle.$$

Соответственно, сигнал №1 будет демодулирован как:

$$\hat{s}(0) = \tilde{s}(0) = -j.$$

$$\text{При } i = 1: \hat{s}(i-1) = \hat{s}(0) = -j, \quad \hat{s}(i) = \hat{s}(1) = 0.$$

Таблица 8. Расчет метрик при демодуляции сигнала ФМ-4 при $i = 0$

N	$p(0)$	$p(1)$	метрика
1	1	1	8,5
2	1	j	6,5
3	1	-j	4,5
4	1	-1	2,5
5	j	1	9,0
6	j	j	9,0
7	j	-j	5,0
8	j	-1	5,0
9	-j	1	4,0
10	-j	j	2,0
11	-j	-j	2,0
12	-j	-1	0,0
13	-1	1	4,5
14	-1	j	4,5
15	-1	-j	2,5
16	-1	-1	2,5

Вычисление метрики представлено в таблице 9.

Минимальная метрика соответствует последовательности:

$$\langle \tilde{s}(1), \tilde{s}(2) \rangle = \langle -1\ 1 \rangle.$$

Соответственно сигнал №2 будет демодулирован как:

$$\hat{s}(1) = \tilde{s}(1) = -1.$$

Таблица 9. Расчет метрик при демодуляции сигнала ФМ-4 при $i = 1$

N	$p(0)$	$p(1)$	метрика
1	1	1	5,0
2	1	j	5,0
3	1	-j	5,0
4	1	-1	5,0
5	j	1	2,5
6	j	j	4,5
7	j	-j	2,5
8	j	-1	4,5
9	-j	1	2,5
10	-j	j	2,5
11	-j	-j	4,5
12	-j	-1	4,5
13	-1	1	0,0
14	-1	j	2,0
15	-1	-j	2,0
16	-1	-1	4,0

Значение дискретного сигнала определяет переданную информационную последовательность (рисунок 4). Например, $\hat{s}(0) = -j$ соответствует битам «10».

Если сравнить последовательность исходных бит (таблица 6) и результат демодуляции по алгоритму ПЦППР, то можно убедиться, что последовательности совпадают.

Численное моделирование

Для описанного алгоритма ПЦППР для ФМ-4 было проведено численное моделирование с целью определения вероятности ошибки от соотношения сигнал/шум [6]. Распределение шума соответствовало нормальному значению (аддитивный белый гауссовый шум). Для сравнения было проведено моделирование на тех же самых данных для демодулятора на основе эквалайзера, подавляющего эффект памяти канала [7].

На рисунке 5 показаны результаты измерений.

Как можно видеть из представленного графика, алгоритм ПЦППР обладает более высокой помехозащищенностью, чем эквалайзер.

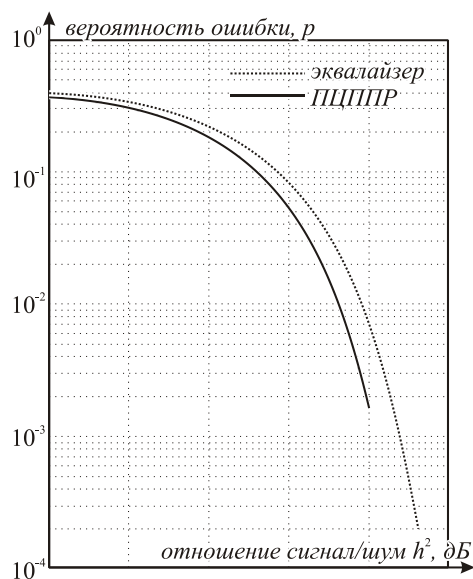


Рисунок 5. Зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум при ФМ-4

Заключение

В работе представлено описание алгоритма ПЦППР для двух видов фазовой модуляции: двухпозиционной и четырехпозиционной. В приведенных примерах были рассмотрены особенности обработки для данного алгоритма.

Теоретические графики, полученные в ходе численного моделирования, показывают, что алгоритм ПЦППР обеспечивает более высококачественную демодуляцию сигнала, чем эквалайзеры. Одной из причин является то, что эквалайзер приводит к увеличению мощности шума, так как в ходе коррекции

импульсной характеристики происходит подавление «памяти», но некоррелированные отсчеты шума уменьшают эквивалентное отношение сигнал/шум, что повышает вероятность ошибки. А алгоритм ПЦППР, в отличие от эквалайзера не создает такой эффект. Данный результат не противоречит существующим исследованиям [8]. Дальнейшие работы будут посвящены исследованию алгоритма ПЦППР для демодуляции в системах с MIMO (Multiple Input Multiple Output) с целью дополнения уже имеющихся исследований в этой области [9–11].

Литература

1. Прокис Дж. Цифровая связь / под ред. Д.Д. Кловского; пер. с англ. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.
2. Способ демодуляции дискретных сигналов и устройство для его применения: Патент 2102836. Российская Федерация. № 4898997/09 / Д.Д. Кловский (RU); В.Г. Карташевский (RU); С.А. Белоус (RU); заявл. 01.08.1991; опубл. 20.01.1998.
3. Карташевский В.Г. Рекуррентная модификация алгоритма приема «в целом» с поэлементным принятием решения // Радиотехника. 2016. № 6. С. 149–153.
4. Двухпозиционная фазовая модуляция (BPSK). URL: <https://digteh.ru/UGFSvSPS/modul/BPSK/> (дата обращения: 15.03.2024).
5. Четырехпозиционная фазовая модуляция (QPSK). URL: <https://digteh.ru/UGFSvSPS/modul/QPSK/> (дата обращения: 15.03.2024).
6. Николаев Б.И., Чингаева А.М. Энергетические соотношения при компьютерном моделировании процессов в цифровых системах передачи информации // Инфокоммуникационные технологии. 2006. Т. 4, № 1. С. 53–57.
7. Карташевский В.Г. Обработка пространственно-временных сигналов в каналах с памятью. М.: Радио и связь, 2000. 272 с.
8. Карташевский В.Г., Шатилов С.В. Прием пакетов сигналов ФМ-4 в каналах с рассеянием // Радиотехника. 2011. Т.65, № 7. С. 26–35.
9. Коняева О.С. Моделирование системы MIMO в канале с памятью // Инфокоммуникационные технологии. 2014. Т. 12, № 3. С. 32–36.
10. Карташевский В.Г., Коняева О.С., Семенов Е.С. Прием «в целом» для системы MIMO в канале с памятью. Успехи современной радиоэлектроники. 2015. № 11. С. 49–53.
11. Карташевский В.Г., Коняева О.С., Семенов Е.С. Анализ характеристик алгоритмов V-BLAST и субоптимального ML в системе MIMO // Радиотехника. 2017. № 1. С. 131–136.

Получено 20.03.2024

Диязитдинов Ринат Радмирович, к.т.н., доцент кафедры сетей и систем связи (ССС) Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ). 443010, Российская Федерация, г. Самара, ул. Л. Толстого, 23. Тел. +7 927 708-47-39. E-mail: r.diyazitdinov@psuti.ru

Сизиков Илья Сергеевич, студент кафедры СССР ПГУТИ. 443010, Российская Федерация, г. Самара, ул. Л. Толстого, 23. Тел. +7 937 206-60-82. E-mail: ilya.sizikov.99@mail.ru

RECEPTION ALGORITHM AS A WHOLE WITH ELEMENT-BY-ELEMENT DECISION MAKING USING THE PHASE MODULATION METHOD

Diyazitdinov R.R., Sizikov I.S.

Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russian Federation

E-mail: r.diyazitdinov@psuti.ru

The article is aimed to provide reception algorithm as a whole with element-by-element decision making. It belongs to the group of decision, making algorithms with feedback. It is used to demodulate discrete signals that have passed through a memory channel. The study presents an example of signal processing of a binary phase modulator. This example shows processing features that are not obvious for considering of the mathematical formula that describes demodulation algorithm. Another algorithm was developed for a quadrature phase modulator as well. The noise immunity for additive gaussian noise was estimated by the numerical simulations. The same researches was carried out using an equalizer filter that suppresses channel memory effect. Simulation results were used as the base for the graphs of the error probability versus signal-to-noise ratio.

Keywords: *reception algorithm as a whole with element-by-element decision making, memory channel, noise immunity, phase modulation, numerical simulation, decision making with feedback, demodulation*

DOI: 10.18469/ikt.2023.21.4.07

Diyazitdinov Rinat Radmirovich, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, 23, L. Tolstoy Street, Samara, Russian Federation; Associate Professor of Chair Network and Telecommunication System Department. Tel. +7 927 708-47-39. E-mail: r.diyazitdinov@psuti.ru

Sizikov Ilya Sergeevich, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, 23, L. Tolstoy Street, Samara, Russian Federation; Student of Chair Network and Telecommunication System Department. Tel. +7 937 206-60-82. E-mail: ilya.sizikov.99@mail.ru

References

1. Prokis J. *Digital Communication*. Ed by D.D. Klovsky. Transl. From English. Moskow: Radio i svyaz', 2000, 800 p. (In Russ.)
2. Method of Demodulation of Discrete Signals and Device for its Implementation: patent 2102836. Russian Federation No. 4898997/09 / D.D. Klovsky (RU); V.G. Kartashevsky (RU); S.A. Belous (RU); zayavl. 01.08.1991; opubl. 20.01.1998. (In Russ.)
3. Kartashevsky V.G. Recurrent modification algorithm implementation reception «on the whole» with element-wise decision. *Radiotekhnika*, 2016, no. 6, pp. 149–153. (In Russ.)
4. On-off phase modulation (BPSK). URL: <https://digteh.ru/UGFSvSPS/modul/BPSK/> (accessed: 15.03.2024). (In Russ.)
5. Four-position phase modulation (QPSK). URL: <https://digteh.ru/UGFSvSPS/modul/QPSK/> (accessed: 15.03.2024). (In Russ.)
6. Nikolaev B.I., Chingaeva A.M. Energy ratios at computer modelling of processes in the digital systems of information transmission. *Infokommunikacionnye tekhnologii*, 2006, vol. 4, no. 1, pp. 53–57. (In Russ.)
7. Kartashevsky V.G. *Processing of spatiotemporal signals in channels with memory*. Moskow: Radio i svyaz', 2000, 272 p. (In Russ.)

8. Kartashevsky V.G., Shatilov S.V. Processing of the PM-4 signals packet in the channel with memory. *Radiotekhnika*, 2011, vol. 65, no. 7, pp. 26–35. (In Russ.)
9. Konyaeva O.S. The MIMO system model in memory channel. *Infokommunikacionnye tekhnologii*, 2014, vol. 12, no. 3, pp. 32–36. (In Russ.)
10. Kartashevsky V.G., Konyaeva O.S., Semenov E.S. Reception «on the whole» for MIMO-system in channel with memory. *Uspekhi Sovremennoj Radioelektroniki*, 2015, no. 11, pp. 49–53. (In Russ.)
11. Kartashevsky V.G., Konyaeva O.S., Semenov E.S. Analysis performances of algorithms v-blast and suboptimal ml for the MIMO system. *Radiotekhnika*, 2017, no. 1, pp. 131–136. (In Russ.)

Received 20.03.2024

УДК 936.027.25

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ МОДЕМОВ СИГНАЛОВ МИНИМАЛЬНОЙ ЧАСТОТНОЙ МАНИПУЛЯЦИИ

Тяжеев А.И.

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, Самара, РФ

E-mail: a.tyaghev@psuti.ru

В статье рассматриваются специфические особенности построения модемов сигналов минимальной частотной манипуляции по различным схемам с высокими показателями помехоустойчивости. Приводится анализ формирования сигналов минимальной частотной манипуляции, а также сигналов частотной модуляции, ортогональных в усиленном смысле, их количественные показатели и сравнительные характеристики. Описаны две схемы демодуляторов сигналов минимальной частотной манипуляции: когерентная и автокорреляционная, приведены их сравнительные характеристики. Описаны принципы работы этих схем демодуляторов с помощью временных диаграмм, сформулированы требования к генераторам опорных колебаний, входящих в состав когерентных демодуляторов, а также требования к сигналам минимальной частотной манипуляции, при которых обеспечивается наибольшая помехоустойчивость в автокорреляционных демодуляторах сигналов минимальной частотной манипуляции с бинарным квантованием сигналов.

Ключевые слова: минимальная частотная манипуляция, модулятор сигнала, демодулятор сигнала, помехоустойчивость, частотно-манипулированный сигнал, фазоманипулированный сигнал, бинарное квантование сигнала

Введение

В сотовых телефонах стандарта GSM для передачи сообщений от базовых станций до абонентских терминалов и в обратном направлении используется современный вид модуляции радиосигнала, который называют минимальной частотной манипуляцией (МЧМ). Этот же вид модуляции используется в беспроводных телефонах, работающих в стандарте DECT (Digital Enhanced Cordless Telecommunication), а также в ряде систем космической связи. В англоязычных публикациях этот вид модуляции называют так – Minimum Shift Keying (MSK). Первые публикации об этом виде модуляции появились в конце 70-х и начале 80-х годов прошлого века [1; 2]. В частности, в [1] автор этой статьи показал, что возможен такой вариант формирования частотно-манипулированного сигнала, который по помехоустойчивости такой же, как относительно фазоманипулированный сигнал (ОФМ) со скачками фазы на π . Чем же хорош этот вид модуляции, почему он по некоторым показателям лучше сигнала ОФМ и почему он нашел широкое применение в современных системах радиосвязи? Ответам на эти вопросы и посвящена данная статья.

Отличия сигналов частотной модуляции и минимальной частотной манипуляции

До появления сигналов МЧМ в радиосвязи широко применялись сигналы частотной модуляции (ЧМ). У сигнала ЧМ минимальной единицей времени при формировании сигнала является период колебаний, а у сигнала МЧМ – полупериод колебаний. Обычно у сигнала ЧМ за длительность посылки T укладывается целое число N_H периодов колебаний нижней частоты $T_H = 1 / f_H$ и на единицу большее число $N_G = N_H + 1$ периодов колебаний верхней частоты $T_G = 1 / f_G$:

$$T_H N_H = T,$$

$$T_G N_G = T_G (N_H + 1) = T.$$

Тогда

$$T_H N_H = T_G (N_H + 1).$$

Перейдем от периодов колебаний к частотам:

$$f_G N_H = f_H (N_H + 1),$$

откуда получим:

$$N_H (f_G - f_H) = f_H.$$

Отсюда разность частот: