



УДК 621.391.037.372

СПОСОБ РЕАЛИЗАЦИИ ГИБКОГО РЕШЕНИЯ ПРИ КОГЕРЕНТНОМ ПРИЕМЕ СИГНАЛОВ С ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

Н.Н. КУРТОВ*Белгородский университет
кооперации, экономики
и права**e-mail: nik.kurtov@yandex.ru*

Предлагается способ когерентного приема сигналов с относительной фазовой манипуляцией (ОФМ) по критерию максимума апостериорной вероятности, позволяющий существенно упростить реализацию демодулятора ОФМ сигналов при использовании гибкого решения. По сравнению с известным методом сравнения полярностей данный способ обеспечивает более высокую помехоустойчивость приема сигналов с избыточной информативностью.

Ключевые слова: когерентный прием, гибкое решение, относительная фазовая манипуляция, критерий максимума апостериорной вероятности.

Для устранения "обратной работы" вследствие неоднозначности фазы второго порядка, а также для устранения перехода символов из одного канала в другой и их инверсий при неоднозначности фазы более высоких порядков, вместо фазовой модуляции (манипуляции) широкое применение, как известно, находит предложенная Н.Т. Петровичем [2] относительная фазовая манипуляция (ОФМ). В канале с ограниченной энергетикой значительный интерес при этом представляет использование наиболее помехоустойчивого из известных способов приема ОФМ сигналов – когерентного.

Особенностью схем когерентного приема ОФМ сигналов, реализующих прием по методу сравнения полярностей, является регенерация посылок сигналов, т.е. вынесение жесткого решения по канальным символам, которое в случае приема сигналов, закодированных с избыточностью, приводит к снижению эффективности систем передачи таких сигналов вследствие необратимых потерь информации о степени искажения сигнала помехами. Уменьшение этих потерь возможно путем перехода от жесткого решения к гибкому (мягкому), т.е. путем увеличения выходного объема алфавита канальных символов принимаемого сигнала при сохранении входного объема алфавита канальных символов неизменным (фиксированным). Главным достоинством такого подхода к обработке искаженной информации является, как известно, энергетический выигрыш порядка 2 – 3 дБ [1].

Однако использование гибкого решения при оптимальном приеме сигналов по критерию максимума их апостериорной вероятности сопряжено с проблемами технической реализации вычисления значений апостериорных вероятностей передачи сигналов. Исходя из особенностей предлагаемого алгоритма оптимального приема сигналов с двукратной относительной фазовой манипуляцией, рассмотрим способ реализации гибкого решения при когерентном приеме таких сигналов, направленный на существенное упрощение его технической реализации. Правило относительного кодирования сигналов с двукратной фазовой манипуляцией иллюстрирует табл.1, во второй колонке которой приведен вариант представления четверичных символов двумя двоичными.

Известно [3], что оптимальный демодулятор должен вычислять величины, равные либо пропорциональные апостериорным вероятностям всех возможных сигналов. Поскольку каждый из сигналов a_i или соответствующих им групп двоичных символов могут быть переданы по каналу с двукратной ОФМ одной из четырех равновероятных комбинаций канальных символов $\pm x_0, \pm x_1$, апостериорная вероятность $P(a_j/y_{i-1}, y_i)$ передачи того или иного сигнала складывается из четырех слагаемых. Соответствующие и пропорциональные им условные вероятности $P(y_{i-1}, y_i/a_j)$ также могут быть представлены в виде четырех слагаемых.



Таблица 1

**Правило относительного кодирования сигналов
с двукратной фазовой манипуляцией**

Входные символы кодера относительного кода		Выходные символы фазового модулятора
Четверичные	Двоичные	
a_0	00	$X_{0,i-1}, X_{0,i}$ $X_{1,i-1}, X_{1,i}$ $-X_{0,i-1}, -X_{0,i}$ $-X_{1,i-1}, -X_{1,i}$
a_1	01	$X_{0,i-1}, X_{1,i}$ $X_{1,i-1}, -X_{0,i}$ $-X_{0,i-1}, -X_{1,i}$ $-X_{1,i-1}, X_{0,i}$
a_2	11	$X_{0,i-1}, -X_{0,i}$ $X_{1,i-1}, -X_{1,i}$ $-X_{0,i-1}, X_{0,i}$ $-X_{1,i-1}, X_{1,i}$
a_3	10	$X_{0,i-1}, -X_{1,i}$ $X_{1,i-1}, X_{0,i}$ $-X_{0,i-1}, X_{1,i}$ $-X_{1,i-1}, -X_{0,i}$

Например, условная вероятность

$$P(y_{i-1}, y_i / a_0) = (1/4) [P(y_{i-1}, y_i / X_{0,i-1}, X_{0,i}) + P(y_{i-1}, y_i / X_{1,i-1}, X_{1,i}) + P(y_{i-1}, y_i / -X_{0,i-1}, -X_{0,i}) + P(y_{i-1}, y_i / -X_{1,i-1}, -X_{1,i})], \quad (1)$$

где y_{i-1}, y_i – сумма помехи и переданного сигнала в предыдущий и текущий моменты времени. При наличии в канале помех с нормальным распределением, некоррелированных на интервалах соседних посылок, первое слагаемое в формуле (1) может быть представлено следующим образом:

$$P(y_{i-1}, y_i / X_{0,i-1}, X_{0,i}) = [1/(2\pi\sigma^2)^2] \exp\{-(1/2\sigma^2)[(\psi_{i-1}-k)^2 + (\xi_{i-1}-k)^2 + (\psi_i-k)^2 + (\xi_i-k)^2]\} d\psi_{i-1} d\xi_{i-1} d\psi_i d\xi_i. \quad (2)$$

Здесь ψ и ξ – результаты интегрирования на интервале длительности посылки произведения принимаемой суммы сигнала и помехи $y(t)$ на опорные ортогональные колебания в первом и во втором каналах демодулятора, σ^2 – дисперсия помехи, а k – математическое ожидание произведения сигналов x_0 и x_1 на опорные ортогональные колебания в первом и во втором каналах демодулятора на интервале длительности посылок этих сигналов.

Представляя аналогичным образом остальные слагаемые формулы (1) и раскрывая скобки в показателях экспонент, получим:

$$P(y_{i-1}, y_i / a_0) = (C/4) \{ \exp[k(\psi_{i-1} + \xi_{i-1} + \psi_i + \xi_i) / \sigma^2] + \exp[k(\psi_{i-1} - \xi_{i-1} + \psi_i - \xi_i) / \sigma^2] + \exp[k(-\psi_{i-1} - \xi_{i-1} - \psi_i - \xi_i) / \sigma^2] + \exp[k(-\psi_{i-1} + \xi_{i-1} - \psi_i + \xi_i) / \sigma^2] \}, \quad (3)$$

где $C = [1/(2\pi\sigma^2)^2] \exp\{-(1/2\sigma^2)[(\psi_{i-1}^2 + \xi_{i-1}^2 + \psi_i^2 + \xi_i^2 + 4k^2)]\} d\psi_{i-1} d\xi_{i-1} d\psi_i d\xi_i$.

Аналогично могут быть представлены апостериорные вероятности передачи символов a_1 , a_2 и a_3 . Величины C , а также слагаемые в круглых скобках, одинаковы для всех вероятностей. Единственным отличием показателей экспонент, заключенных в фигурные скобки, является чередование знаков слагаемых в круглых скобках.

Наибольшее количество информации об апостериорной вероятности передачи того или иного сигнала содержится в гипотезе, вероятность которой характеризуется экспонентой с максимальным показателем. Поскольку апостериорная вероятность передачи того или иного сигнала пропорциональна одной из четырех экспонент, содержащей мак-



симальный показатель, процесс демодуляции сигналов, сопровождаемый вычислением величин, характеризующих апостериорные вероятности, можно свести к отысканию экспонент с максимальным показателем в каждой из сумм типа (3) и вычислению этих показателей. Такая задача может быть решена следующим образом.

Сгруппируем линейные комбинации показателей экспонент (в круглых скобках) в алгебраические суммы, состоящие из двух слагаемых таким образом, чтобы последние отличались только знаками. Пример такого группирования для всех апостериорных вероятностей передачи сигналов двукратной ОФМ приведен в табл. 2.

Таблица 2

Показатели экспонент, характеризующих апостериорные вероятности сигналов с двукратной ОФМ

Апостериорные вероятности сигналов	Показатели экспонент
$P(y_{i-1}, y_i / a_0)$	$[(\psi_{i-1} + \psi_i) + (\xi_{i-1} + \xi_i)], [(\psi_{i-1} + \psi_i) - (\xi_{i-1} + \xi_i)],$ $[-(\psi_{i-1} + \psi_i) - (\xi_{i-1} + \xi_i)], [-(\psi_{i-1} + \psi_i) + (\xi_{i-1} + \xi_i)]$
	Слагаемые: $(\psi_{i-1} + \psi_i), (\xi_{i-1} + \xi_i)$
$P(y_{i-1}, y_i / a_1)$	$[(\psi_{i-1} + \xi_i) + (\xi_{i-1} - \psi_i)], [(\psi_{i-1} + \xi_i) - (\xi_{i-1} - \psi_i)],$ $[-(\psi_{i-1} + \xi_i) - (\xi_{i-1} - \psi_i)], [-(\psi_{i-1} + \xi_i) + (\xi_{i-1} - \psi_i)]$
	Слагаемые: $(\psi_{i-1} + \xi_i), (\xi_{i-1} - \psi_i)$
$P(y_{i-1}, y_i / a_2)$	$[(\psi_{i-1} - \psi_i) + (\xi_{i-1} - \xi_i)], [(\psi_{i-1} - \psi_i) - (\xi_{i-1} - \xi_i)],$ $[-(\psi_{i-1} - \psi_i) - (\xi_{i-1} - \xi_i)], [-(\psi_{i-1} - \psi_i) + (\xi_{i-1} - \xi_i)]$
	Слагаемые: $(\psi_{i-1} - \psi_i), (\xi_{i-1} - \xi_i)$
$P(y_{i-1}, y_i / a_3)$	$[(\psi_{i-1} - \xi_i) + (\xi_{i-1} + \psi_i)], [(\psi_{i-1} - \xi_i) - (\xi_{i-1} + \psi_i)],$ $[-(\psi_{i-1} - \xi_i) - (\xi_{i-1} + \psi_i)], [-(\psi_{i-1} - \xi_i) + (\xi_{i-1} + \psi_i)]$
	Слагаемые: $(\psi_{i-1} - \xi_i), (\xi_{i-1} + \psi_i)$

Поскольку при любых положительных и отрицательных значениях слагаемых таких попарных сумм, наибольшая сумма равна сумме абсолютных значений слагаемых, для отыскания экспоненты с максимальным показателем не обязательно производить вычисления показателей всех экспонент. Достаточно вычислить только суммы абсолютных значений слагаемых, указанных в табл. 2, что существенно упрощает реализацию демодулятора таких сигналов, принимаемых с гибким решением.

Таким образом, при передаче m -ичных сигналов по каналу с $\log_2 m$ -кратной ОФМ вместо вычисления и сравнения величин, равных либо пропорциональных суммам апостериорных вероятностей всех m гипотез о переданном m -ичном сигнале достаточно вычислить величину, пропорциональную одной из m гипотез, содержащей наибольшее количество информации о переданном сигнале. Это позволяет существенно упростить техническую реализацию гибкого решения при когерентном приеме ОФМ сигналов за счет исключения операций вычисления действительных значений апостериорных вероятностей передачи каждого из m возможных сигналов, а также их сравнения и выбора наиболее вероятного. Как видно из табл. 2, для технической реализации гибкого решения при когерентном приеме сигналов с двукратной ОФМ достаточно четырех сумматоров, на входы которых в различных сочетаниях, приведенных в этой таблице, поступают абсолютные значения попарных сумм и разностей сигналов $\psi_i, \xi_i, \psi_{i-1}$ и ξ_{i-1} .

При однократной относительной фазовой манипуляции условные вероятности $P(y_{i-1}, y_i / 0)$ и $P(y_{i-1}, y_i / 1)$ передачи двоичных символов 0 и 1 будут пропорциональны суммам



$\exp[k(\psi_{i-1}+\psi_i)/\sigma^2]+\exp[k(-\psi_{i-1}-\psi_i)/\sigma^2]$ и $\exp[k(\psi_{i-1}-\psi_i)/\sigma^2]+\exp[k(-\psi_{i-1}+\psi_i)/\sigma^2]$ соответственно. Следовательно, алгоритм приема сигналов в этом случае сводится к вычислению абсолютных значений суммы и разности результатов интегрирования текущей и предыдущей посылок сигналов с однократной ОФМ.

Поскольку апостериорные вероятности передачи равновероятных символов в когерентной системе с однократной относительной фазовой манипуляцией пропорциональны гиперболическим косинусам суммы и разности ψ_{i-1} и ψ_i [3], а гиперболический косинус является четной монотонно возрастающей функцией модуля аргумента, данный способ приема сигналов с однократной фазовой манипуляцией также сохраняет информацию о величине апостериорной вероятности передаваемых символов сигнала. В условиях приема сигналов с избыточностью, например при использовании помехоустойчивого кодирования и алгоритмов вероятностного декодирования с гибким решением (мягкого декодирования), это обеспечивает более высокую вероятность правильного приема таких сигналов по сравнению с методом сравнения полярностей.

Список литературы

1. Гладких А.А. Основы теории мягкого декодирования избыточных кодов в стирающем канале связи. – Ульяновск, УлГТУ, 2010. – 379 с.
2. Петрович Н.Т. Передача дискретной информации в каналах с фазовой манипуляцией. – М.: Советское радио, 1965. – 263 с.
3. Хворостенко Н.П. Статистическая теория демодуляции дискретных сигналов. – М.: Связь, 1968. – 335 с.

THE WAY OF FLEXIBLE DECISION REALIZATION UNDER SIGNALS COHERENT RECEPTION WITH RELATIVE PHASE SHIFT KEYING

N.N. KURTOV

*Belgorod University
of Cooperation,
Economics and Law*

*e-mail:
nik.kurtov@yandex.ru*

The article describes the way of coherent reception of signals with the relative phase shift keying (RPSK) under maximum a posterior probability criterion that allows to simplify the RPSK signals demodulator implementation when using a flexible decision. In comparison with the known method of polarity comparability, this method provides higher noise-immunity of signals reception with information redundancy.

Key words: coherent reception, flexible decision, relative phase shift keying, a posterior probability maximum criterion.