

## ПРИЕМ СИГНАЛОВ CQPSK НА ЧАСТОТНЫЙ ДЕТЕКТОР

Парамонов А.М., к.т.н., e-mail: pardimalex@mail.ru

**Введение:** В настоящее время в системах цифровой радиосвязи достаточно часто используются сигналы CQPSK (constant envelope quadrature phase shift keying). Другое название этих сигналов - сигналы TFM (tamed frequency modulation). Интерес к этим сигналам обусловлен их достаточно высокой спектральной эффективностью при постоянной огибающей. Постоянная огибающая этих сигналов позволяет использовать в передатчиках нелинейные усилители мощности, работающие в режиме насыщения, что повышает эффективность и экономичность системы цифровой радиосвязи.

Методы приема сигналов CQPSK отражены в технической литературе слишком поверхностно. Данная статья частично устраняет указанный пробел. В статье описываются:

- модель сигналов CQPSK,
- спектральные характеристики сигналов CQPSK,
- способы формирования сигналов CQPSK,
- прием сигналов CQPSK на частотный детектор,
- оценка помехоустойчивости приема сигналов CQPSK на частотный детектор, полученная методом компьютерного моделирования.

### Модель, спектральные характеристики, формирователи сигналов CQPSK

Сигнал CQPSK может быть записан как [1,2]:

$$s(t) = \text{Re} \{ \exp[\omega_c t + \varphi(t)] \} \quad (1)$$

где  $\omega_c$  – несущая частота,  $\varphi(t)$  – фаза сигнала:

$$\varphi(t) = K \int_{-\infty}^t \left[ \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n \cdot g(\tau - nT) \right] d\tau, \quad (2)$$

где  $b_n$  – информационная последовательность (+1, -1),  $T$  – длительность информационного символа и  $g(t)$  – импульсная характеристика формирующего фильтра, определяемая выражением:

$$g(t) = \frac{1}{8} g_0(t-T) + \frac{1}{4} g_0(t) + \frac{1}{8} g_0(t+T), \quad (3)$$

$$g_0(t) \approx \sin\left(\frac{\pi t}{T}\right) \left[ \frac{1}{\pi t} - \frac{2 - \frac{2\pi t}{T} \text{ctg}\left(\frac{\pi t}{T}\right) - \frac{\pi^2 t^2}{T^2}}{24\pi t^3} \right]$$

Вид импульсной характеристики формирующего фильтра  $g_0(t)$  приведен на рис. 1, а на рис. 2 представлена глазковая диаграмма сигнала на выходе форми-

Приведены спектральные характеристики сигналов CQPSK, описаны способы их формирования и демодуляции. Предложен вариант цифровой реализации некогерентного демодулятора сигналов CQPSK, использующего частотный детектор. Методом компьютерного моделирования для этого демодулятора определены зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум.

рующего фильтра.

Амплитудные спектры сигналов CQPSK, а также для сравнения амплитудные спектры сигналов QPSK с коэффициентом скругления спектра  $\alpha = 0,5$  и GMSK с относительной шириной полосы  $B \cdot T = 0,3$ , приведены на рис.3. Спектральная эффективность сигналов CQPSK равна 1,33 и соответствует спектральной эффективности сигналов QPSK с коэффициентом скругления  $\alpha = 0,5$ .

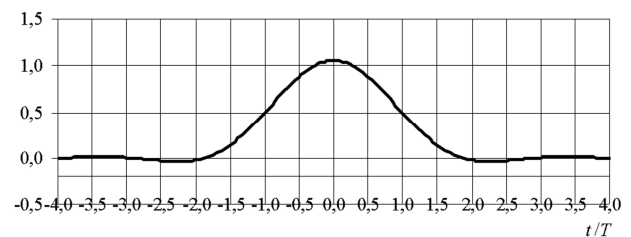


Рис. 1. Импульсная характеристика формирующего фильтра

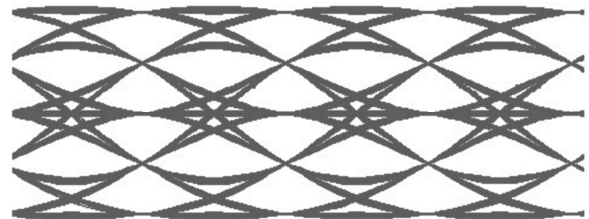


Рис. 2. Глазковая диаграмма сигнала на выходе формирующего фильтра

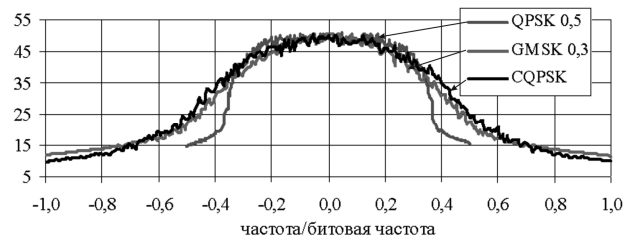


Рис. 3. Спектры сигналов QPSK, GMSK и CQPSK

Можно показать, что разность фаз сигнала CQPSK в тактовые моменты времени определяется выражением [1]:

$$\Delta\varphi = \varphi(mT + T) - \varphi(mT) = \frac{\pi}{2} \left( \frac{b_{n-1}}{4} + \frac{b_n}{2} + \frac{b_{n+1}}{4} \right) \quad (4)$$

и принимает в зависимости от значений информационных символов на трех соседних тактовых интервалах одно из пяти значений:  $0, \pm \pi/4$  и  $\pm \pi/2$  (см. табл. 1). В таблице  $c_{n+1} = b_{n-1} + 2 \cdot b_n + b_{n+1}$ .

Таблица 1.  
Зависимость разности фаз от значения информационных символов

$b_{n-1}$	$b_n$	$b_{n+1}$	$c_{n+1}$	$\Delta\varphi$
+1	+1	+1	+4	$\pi/2$
+1	+1	-1	+2	$\pi/4$
+1	-1	+1	0	0
+1	-1	-1	-2	$-\pi/4$
-1	+1	+1	+2	$\pi/4$
-1	+1	-1	0	0
-1	-1	+1	-2	$-\pi/4$
-1	-1	-1	-4	$-\pi/2$

Формирование сигналов CQPSK может осуществляться с помощью генератора, управляемого напряжением (рис. 4). Здесь ДК – дифференциальный кодер, используемый для борьбы с размножением ошибок при приеме, КЧО – кодер частичного отклика, ФФ – формирующий фильтр с импульсной характеристикой  $g_0(t)$ , ГУН – генератор, управляемый напряжением.



Рис. 4. Модулятор сигналов CQPSK

Используют два варианта дифференциального кодирования [3]:

$$b_n = a_n \times b_{n-1} \text{ или } b_n = a_n \times b_{n-2} \quad (5)$$

Здесь информационные последовательности на входе и выходе дифференциального кодера  $a_n$  и  $b_n$  принимают значения 1 или -1.

Структурная схема КЧО приведена на рис. 5.

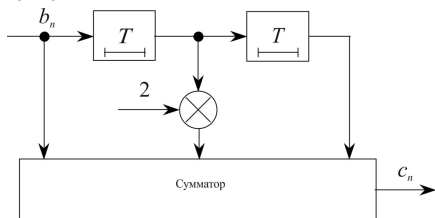


Рис. 5. Кодер ЧО

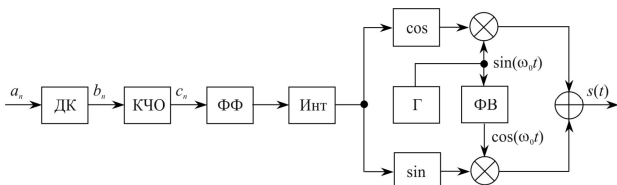


Рис. 6. Квадратурный модулятор сигналов CQPSK

Формирование сигналов CQPSK может осуществляться также с помощью квадратурного модулятора (рис. 6). Здесь Инт – интегратор, cos и sin – нелинейные преобразователи, Г – генератор сигналов несущей частоты  $\omega_0$ , ФВ – фазовращатель на  $90^\circ$ . Отметим, что входная часть модулятора (от ДК до перемножителей) может быть реализована в цифровом виде. В частности, ФФ может быть реализован на основе цифрового фильтра с конечной импульсной характеристикой (КИХ фильтра), а нелинейные преобразователи cos и sin на

основе ПЗУ, в котором записаны отсчеты синуса и косинуса.

### Прием сигналов CQPSK

В принципе сигналы CQPSK можно принимать когерентно. Структурная схема когерентного демодулятора, приведенная на рис. 7 [4], аналогична той, которая используется для когерентного приема сигналов MSK и GMSK. Здесь УВН – устройство восстановления несущей, ФНЧ – фильтр нижних частот, УТС – устройство тактовой синхронизации, РУ – решающее устройство о знаке сигнала (на выходе формируется последовательностей 1 и -1),  $\hat{a}_n$  – оценка информационного символа. Две линии задержки на время  $2T$  и два перемножителя используются для дифференциального декодирования при дифференциальном кодировании по первому алгоритму (см. формулу (5)).

Когерентный прием сигналов CQPSK предполагает использование УВН, которое работает по адаптированному алгоритму Костаса [4]. Как показывают исследования, характеристики помехоустойчивости когерентного демодулятора резко ухудшаются при наличии в радиоканале замираний, в частности, из-за срывов слежения в УВН. Поэтому на практике применяют некогерентный демодулятор сигналов CQPSK на основе частотного детектора. Структурная схема некогерентного демодулятора приведена на рис. 8. Здесь ЧД – частотный детектор. В качестве РУ можно использовать побитное РУ или декодер Витерби.

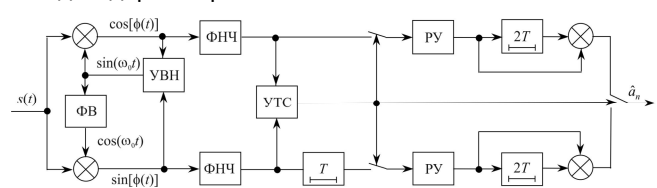


Рис. 7. Когерентный демодулятор сигналов CQPSK

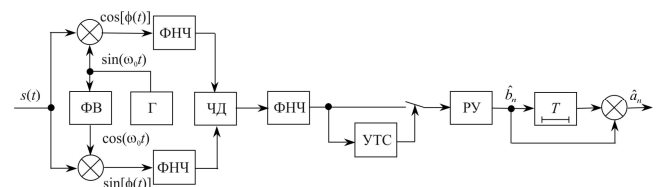


Рис. 8. Некогерентный демодулятор сигналов CQPSK на основе частотного детектора

Структурная схема побитного РУ приведена на рис. 9 [3].

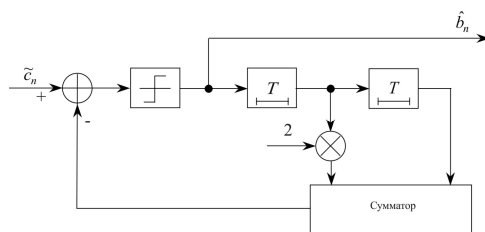
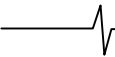


Рис. 9. Побитное РУ

Структурная схема цифрового варианта некогерентного демодулятора приведена на рис. 10. Здесь АЦП – аналого-цифровой преобразователь, ФОС – фильтр основной селекции, ДД – дифференциальный декодер. Частота дискретизации квадратурных сигналов в АЦП



равна удвоенной тактовой частоте  $f_{\delta} = 2f_m = 2/T$ . Отсчеты на выходе ФОС разделяются на четные и нечетные. Четные отсчеты поступают на первый частотный детектор ЧД<sub>1</sub>, нечетные – на второй частотный детектор ЧД<sub>2</sub>. Алгоритм работы частотного детектора можно записать в виде:

$$Z_{\text{ЧД}}(t) = \frac{\partial}{\partial t} \arctg \frac{Q(t)}{I(t)} = \frac{Q'(t)I(t) - I'(t)Q(t)}{I^2(t) + Q^2(t)}, \quad (6)$$

где  $I(t)$ ,  $Q(t)$  – квадратурные составляющие сигнала на выходах ФОС.

Заменяя операцию дифференцирования по частоте операцией вычисления конечной разности, можно получить различные алгоритмы работы практически реализуемых схем частотных детекторов. Один из них имеет вид:

$$Z_{\text{ЧД}n} = \arctg \frac{Q_n}{I_n} - \arctg \frac{Q_{n-1}}{I_{n-1}}, \quad (7)$$

где  $I_n$ ,  $Q_n$  – текущие отсчеты квадратурных составляющих сигнала на выходах ФОС,  $I_{n-1}$ ,  $Q_{n-1}$  – предыдущие отсчеты квадратурных составляющих сигнала.

### Оценка помехоустойчивости

Помехоустойчивость цифрового некогерентного демодулятора при приеме сигналов

CQPSK на фоне белого гауссовского шума, определена с помощью компьютерного моделирования. В качестве ФОС использован 17-ти отводный КИХ фильтр типа приподнятый косинус с относительной полосой пропускания на уровне минус 3 дБ  $\Delta f_{\text{ФОС}} \cdot T = 0,6$  и коэффициентом скругления  $\alpha = 0,4$ . В УТС использован синфазно-среднефазный временной дискриминатор и ФНЧ с пропорциональной и интегрирующей ветвями, работающей в соответствии со следующим алгоритмом:

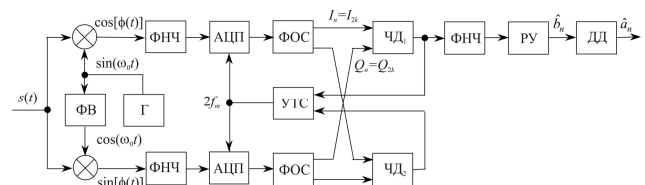


Рис. 10. Цифровой некогерентный демодулятор сигналов CQPSK на основе ЧД

$$z(k) = z(0) + k_1 x(k) + k_2 \sum_{i=1}^k x(i). \quad (8)$$

Относительная шумовая полоса УТС выбрана равной  $\Delta f_{\text{УТС}} \cdot T = 0,001$ , коэффициент демпфирования  $\xi = 1$ . В качестве ФНЧ, стоящего на выходе ЧД<sub>1</sub>, использован линейный адаптивный корректор на 13-тиотводном КИХ фильтре, работающий по критерию минимума среднеквадратической ошибки, коэффициент адаптации  $\beta = 0,003$ . Сигнал ошибки равен отклонению сигнала на выходе ЧД<sub>1</sub> от номинальных значений  $0, \pm \pi/4$  или  $\pm \pi/2$ . Исследованы два варианта РД: побитное и декодер Витерби с мягким решением. Результаты моделирования приведены на рис. 11. Здесь приведены зависимости вероятности ошибки в бите от отношения сигнал/шум (энергия бита/спектральная плотность мощности шума) для следующих случаев:

- 1) когерентный прием сигналов QPSK (расчет по известной формуле, идеальная синхронизация),
- 2) когерентный прием сигналов CQPSK (моделирование [2], идеальная синхронизация по несущей и тактовой частотам),
- 3) когерентный прием сигналов CQPSK (моделирование [4], идеальная синхронизация по несущей и тактовой частотам),
- 4) прием сигналов CQPSK на частотный детектор (моделирование, побитное решение, тактовая синхронизация),
- 5) прием сигналов CQPSK на частотный детектор (моделирование, декодер Витерби с мягким решением, тактовая синхронизация).

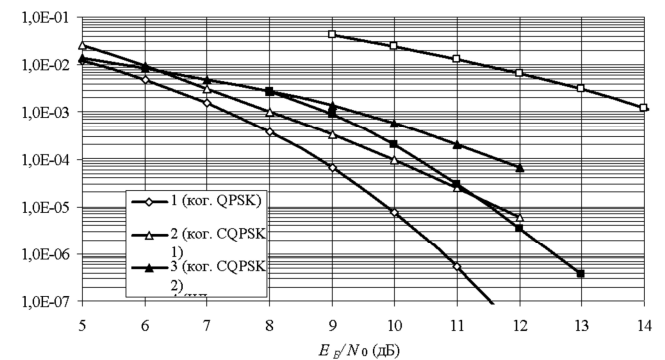


Рис. 11. Вероятность ошибки в бите

Отличие кривых 2 и 3 друг от друга обусловлено разными фильтрами нижних частот (см. рис. 7). Энергетический проигрыш когерентного приема сигналов CQPSK по сравнению с когерентным приемом сигналов QPSK составляет от 0,7 до 2,1 дБ при вероятности ошибки  $10^{-3}$ , и еще больше при меньших вероятностях ошибки. Энергетический проигрыш приема сигналов CQPSK на частотный детектор с побитным решением по сравнению с когерентным приемом сигналов QPSK составляет 6,9 дБ при вероятности ошибки  $10^{-3}$ . Использование декодера Витерби с мягким решением в качестве решающего устройства позволяет снизить этот энергетический проигрыш до 1,6 дБ, т.е. в этом случае помехоустойчивость демодулятора сравнима (а при больших отношениях сигнал/шум превышает) с помехоустойчивостью когерентного приема. Исследование влияния разрядности сигнала, поступающего на вход декодера Витерби, на помехоустойчивость демодулятора показало, что при шестиразрядном входном сигнале обеспечивается помехоустойчивость демодулятора, близкая к той, которая описывается кривой 5.

### Заключение

Спектральная эффективность сигналов CQPSK сравнима со спектральной эффективностью сигналов QPSK с коэффициентом скругления  $\alpha = 0,5$ . Однако сигналы CQPSK не требуют линейного усиления, что позволяет уменьшить стоимость и потребляемую мощность передающего устройства.

Приведены структурные схемы модуляторов и демодуляторов сигналов CQPSK.

Компьютерное моделирование цифрового некогерентного демодулятора при приеме сигналов CQPSK на

фоне белого гауссовского шума, показало, что при использовании декодера Витерби его помехоустойчивость не уступает помехоустойчивости когерентного демодулятора.

#### Литература

1. Lindh L. CQPSK presentation for 802.16.1 PHY. – Document #802.16.1pp-00/09a, presented at 802.16 session #5, Richardson, TX, Jan 12, 2000.
2. Jacobsen E. A brief Examination of CQPSK for CPE PHY modulation. – Document #802.16.1pc-00/11, presented at 802.16 session #6, Feb 17, 2000.
3. Андреев А.М., Баушев С.В., Зайцев И.Е., Яковлев А.А. Состояние теории и практики использования сигналов с частичным откликом. – Зарубежная радиоэлектроника, 1992, № 9, с. 57 – 83.
4. Chung K.-S. Generalized tamed frequency modula-

tion and its application for mobile radio communications. IEEE Transactions on Vehicular technology, vol. VT-33, no. 3, august 1984, p.103-113.

#### CQPSK RECEPTION EMPLOYING FREQUENCY DISCRIMINATOR

*Paramonov A.M.*

CQPSK modulation is useful in various applications where a high spectrum utilization as well as economical realization of transmitter (power amplifier working in saturation) is required. In this paper spectral property, schemes for generation and for demodulation CQPSK signal are presented. Digital realization of noncoherent demodulator employing frequency discriminator are proposed. Computer simulated results of BER performance of this scheme are given.

## 14-я Международная научно-техническая конференция и выставка «Цифровая обработка сигналов и её применение - DSPA'2012»

Теория и методы цифровой обработки сигналов.  
Техническая реализация систем обработки сигналов

*Секция 2: Теория и методы цифровой обработки сигналов*

(Руководители – д.т.н., профессор Ю.А. Брюханов, д.т.н., В.И. Джиган)

В работах, проводимых по данному базовому направлению теоретических исследований, закладываются фундаментальные основы построения систем ЦОС. Поэтому работа секции вызывает повышенный интерес всех участников конференции. Как показывает анализ представленных докладов, исследования российских ученых ведутся по всем основным направлениям развития мировой науки в области информационных технологий реального времени, а именно: цифровой фильтрации, многоскоростной обработки и вейвлет-преобразования, частотно-временной обработки и спектрального анализа, теории быстрых алгоритмов ЦОС, оптимальной и адаптивной обработки сигналов и нелинейной фильтрации.

По итогам прошедшей конференции были представлены к награждению Дипломами лауреатов конкурса молодых ученых следующие работы:

1. Компрессор речевых сигналов для слуховых аппаратов на основе банка кохлеарных фильтров. Автор – Вашкевич М.И., аспирант Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.
2. Алгоритмы автофокусировки радиоизображений в условиях динамичных траекторных нестабильностей. Автор – Витязев С.В., научный сотрудник Рязанского государственного радиотехнического университета.
3. Обработка неортогональных сигналов. Автор – Власова К.В., доцент Балтийского федерального университета им. И. Канта.

