

## **ИССЛЕДОВАНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ П/4-DQPSK**

**А.С. Першин<sup>@</sup>,  
И.С. Попов,  
А.А. Каргапольцев,  
А.А. Алексеев**

*МИРЭА – Российский технологический университет, Москва 119454, Россия*

<sup>@</sup> Автор для переписки, e-mail: [www.alexander17@inbox.ru](mailto:www.alexander17@inbox.ru)

В данной работе представлено исследование математической модели системы передачи, основанной на методе относительной фазовой модуляции  $\pi/4$ -DQPSK. По сравнению с другими методами модуляции сигналов, данный метод характеризуется своей простотой в приеме сигнала из-за заложенного в нем принципа относительности. В работе были исследованы структурные схемы передатчика/приемника, описаны основные преобразования в ходе передачи/приема, описаны основные элементы структурных схем. На основании структурных схем системы передачи была построена математическая модель.

**Ключевые слова:** система передачи сигналов, модуляция, математическое моделирование.

## **RESEARCH OF THE MATHEMATICAL MODEL OF THE TRANSMISSION SYSTEM П/4-DQPSK**

**A. S. Pershin<sup>@</sup>,  
I. S. Popov,  
A. A. Kargapoltsev,  
A.A. Alexeyev**

*MIREA – Russian Technological University, Moscow 119454, Russia*

<sup>@</sup> Corresponding author e-mail: [www.alexander17@inbox.ru](mailto:www.alexander17@inbox.ru)

This research work present a study of a mathematical model of a transmission system based on the  $\pi/4$ -DQPSK relative phase modulation method. Compared to other methods of modulating signals, this method is characterized by its simplicity in receiving a signal due to the principle of relativity. In the work, the transmitter / receiver block diagrams were investigated, the main transformations during transmission / reception were described, the main elements of the block

diagrams were described. Based on the block diagrams of the transmission system, a mathematical model was constructed.

**Keywords:** signal transmission system, modulation, noise-resistant coding, mathematical modeling.

### *Принцип фазовой модуляции сигнала*

При фазовой модуляции в соответствии с символами передаваемого сообщения изменяется фаза гармонического колебания, поэтому передаваемый сигнал на выходе модулятора можно записать в следующем виде:

$$s(t) = A \sum_{k=-\infty}^{\infty} U_{T_s}(t - kT_s) \cos(\omega t + \varphi_k) = I(t) \cos(\omega t) - Q(t) \sin(\omega t) \quad (1)$$

где:

$$I(t) = A \sum_{k=-\infty}^{\infty} U_{T_s}(t - kT_s) \cos \varphi_k - \text{синфазная составляющая};$$

$$Q(t) = A \sum_{k=-\infty}^{\infty} U_{T_s}(t - kT_s) \sin \varphi_k - \text{квадратурная составляющая};$$

$$U_{T_s}(t - kT_s) - \text{функция, задающее прямоугольные импульсы};$$

$\varphi_k$  принимает значения из множества  $\left\{ \frac{2\pi}{M}(i-1) + \varphi_0, i = \overline{1, M} \right\}$ ,  $\varphi_0$  – произвольная начальная

фаза,  $M$  – размер алфавита символов.

Определим аналитически прямоугольный импульс следующим образом [2]:

$$U_{T_s}(t) = \begin{cases} 0, & t > \frac{\tau}{2} \\ U_0, & -\frac{\tau}{2} \leq t \leq \frac{\tau}{2} \\ 0, & t < -\frac{\tau}{2} \end{cases}$$

где:  $t$  – длительность импульса,  $U_0$  – амплитуда импульса.

По общей формуле прямого преобразования Фурье для спектра прямоугольного импульса получим:

$$\begin{aligned}
U_{T_s}(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} U_{T_s}(t) e^{-j\omega t} dt = \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} U_0 e^{-j\omega t} dt = -\frac{U_0}{j\omega} e^{-j\omega t} \Big|_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} = -\frac{U_0}{j\omega} \left[ e^{-j\omega \frac{\tau}{2}} - e^{j\omega \frac{\tau}{2}} \right] = U_0 \frac{e^{j\omega \frac{\tau}{2}} - e^{-j\omega \frac{\tau}{2}}}{j\omega} = \frac{U_0}{\omega} 2 \sin\left(\omega \frac{\tau}{2}\right) = \\
&= U_0 \tau \frac{\sin\left(\omega \frac{\tau}{2}\right)}{\omega \frac{\tau}{2}}.
\end{aligned}$$

Полученный в выражении (1) сигнал  $s(t)$  имеет энергию, рассчитаем её по формуле:

$$E_s = \int_0^{T_s} [s(t)]^2 dt = A^2 \int_0^{T_s} (U_{T_s}(t - kT_s))^2 \frac{1 + \cos(2(\omega t + \varphi_k))}{2} dt = \frac{A^2 T_s}{2} + \frac{1}{2} \int_0^{T_s} (U_{T_s}(t - kT_s))^2 \cos(2(\omega t + \varphi_k)) dt,$$

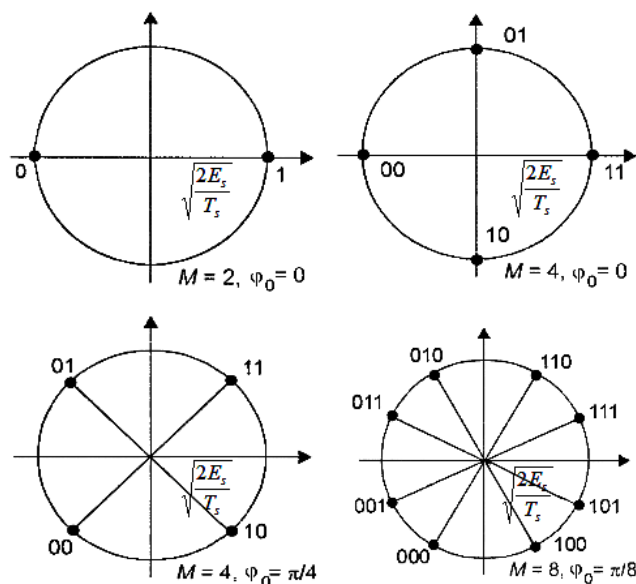
но  $\frac{1}{2} \int_0^{T_s} (U_{T_s}(t - kT_s))^2 \cos(2(\omega t + \varphi_k)) dt \rightarrow 0$ , если  $T_s$  – содержит четное число периодов  $\Rightarrow$

$$E_s = \frac{A^2 T_s}{2}.$$

В результате получаем, что передается последовательность сигналов конечной длительности  $T_s$  с постоянной огибающей, энергией  $E_s = \frac{A^2 T_s}{2}$  и амплитудой равной:

$$A = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}.$$

При фазовой модуляции параметром передачи является фаза модулированного сигнала. Геометрическая иллюстрация формируемого ансамбля ФМ сигналов изображена на рисунке 1 [1]. Здесь сигнальные точки лежат на окружности, радиус которой определяется амплитудой сигнала. С увеличением  $M$  ( $M > 2$ ) размерность сигнального пространства не изменяется. Но с другой стороны, с увеличением  $M$ , при постоянной энергии сигналов происходит сближение сигнальных точек. Поэтому, для поддержания значения вероятности ошибки на прежнем уровне приходится увеличивать энергию сигналов (увеличивать амплитуду – радиус окружности).



**Рис. 1.** Геометрическое представление ансамбля ФМ сигналов [1].

Теперь рассмотрим методы формирования ансамбля *ФМ* сигналов, представленных на рисунке 1. Заметим, что двоичные символы, создаваемые источником дискретных сообщений, предварительно кодируются кодом Грея. В квадратурной модуляции используется код Грея с размером символа – 2 бит.

Двоичный код Грея для  $M = 4$  получен из исходного сообщения выражением:

$$\begin{cases} b_2 = \overline{a_1}a_2 \oplus a_1\overline{a_2} \\ b_1 = a_1 \end{cases} \quad (2)$$

где:  $a_1, a_2$  – исходная пара бит;

$b_1, b_2$  – полученные биты – код Грея.

В результате соседние сигнальные точки (фазы сигналов) отображают двоичные последовательности, отличающиеся одним двоичным символом. Это свойство очень важно при рассмотрении характеристик помехоустойчивых демодуляторов.

Из всего вышесказанного сделаем вывод. Обращая внимание на выражение (1) видно, что принцип квадратурной фазовой модуляции состоит в формировании  $I(t)$ ,  $Q(t)$  и их попарном перемножении с синфазной и квадратурной составляющими гармонического колебания сигнала несущей частоты  $\omega$  и последующем суммировании.

Отсюда следует, что структурная схема модулятора в случае квадратурной фазовой модуляции должна состоять из преобразователя входного сигнала в код Грея, блоков формирования сигналов  $I(t)$ ,  $Q(t)$ , генератора квадратурных сигналов несущей частоты, двух перемножителей аналоговых сигналов, сумматора перемноженных сигналов и выходного фильтра, как показано на рисунке 2 [1].

Так, при выборе когерентной схемы возникают вопросы восстановления сигналов немодулированной несущей и тактовой частоты, а при выборе схемы автокорреляционного демодулятора также возникает вопрос восстановления сигналов тактовой частоты.

Кроме того, при анализе диаграммы фазовых переходов *КФМ* сигнала, рисунок 1, были выявлены скачки фазы на  $\pm 180^\circ$ , вызывающие существенные изменения огибающей *КФМ* сигнала, вызванные ограничениями полосы пропускаемых частот из-за наличия постмодуляционных фильтров *ПФ*.

Все эти вопросы решаются относительным кодированием и использованием квадратурной модуляции со сдвигом *OQPSK* или относительной квадратурной фазовой модуляцией с фазовым сдвигом  $\pi/4$ , обозначаемое как  $\pi/4$ -*DQPSK*.

Как отмечается в [5], мгновенные фазовые переходы для различных разновидностей фазовых модуляций *QPSK* могут быть следующими:

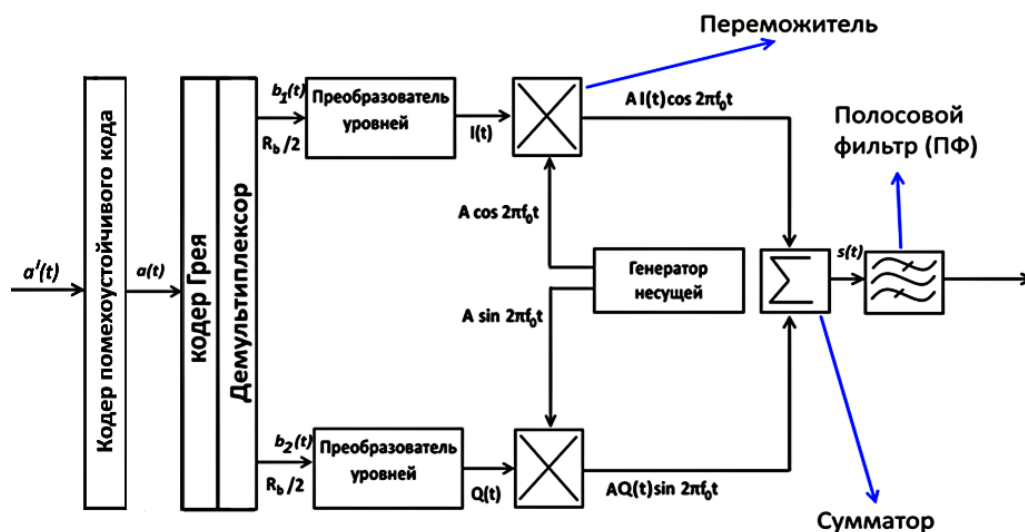
<i>QPSK</i>	$^\circ, \pm 90^\circ, \pm 180^\circ;$
<i>O</i>	$^\circ, \pm 90^\circ, \pm 180^\circ;$
$\pi/4$ - <i>DQPSK</i>	$^\circ, \pm 45^\circ, \pm 135^\circ.$

Отсюда можно видеть, что метод модуляции  $\pi/4$ -*DQPSK* является компромиссным решением между обычной *QPSK* и *QPSK* со сдвигом, занимая промежуточное положение между ними. При этом максимальные скачки фаз в сравнении с *QPSK* уменьшаются на 25%.

### ***Схемы модуляторов и демодуляторов, описания их работы, математические модели и основные расчетные соотношения***

#### ***Модулятор***

Для изучения квадратурного модулятора сигнала воспользуемся структурной схемой *QPSK* модулятора, приведенной в [1].



**Рис. 2.** Модулятор *QPSK* (4ΦМ) сигналов [1].

Входная последовательность двоичных прямоугольных импульсов  $a'(t)$  попадает на кодер помехоустойчивого кода.

Полученная на выходе кодера помехоустойчивого кода последовательность  $a(t)$  попадает на кодер Грея, где с помощью выражения (2) преобразуется согласно коду Грея, получая на выходе новую последовательность  $b(t)$  в виде кода Грея.

Демультимплексор представляет собой один вход и несколько выходов. В демультимплексоре, приведенном на схеме, происходит разделение, преобразованной по коду Грея, последовательности  $b(t)$  прямоугольных импульсов на два канала  $b_1(t)$  и  $b_2(t)$ , каждый в виде функции прямоугольных импульсов  $U_{T_s}(t - kT_s)$ , где  $b_1$  и  $b_2$  – логические значения дибитов (двухбитовый символ) в коде Грея; значения  $b_1$  равны значениям нечетных элементов  $2k - 1$  входного потока  $a(t)$ , а  $b_2$  – значениям четных  $2k$  элементов,  $k = 1, 2, 3, \dots$ .

$b_1(t)$  и  $b_2(t)$  попадают на преобразователь уровней, где происходит согласование входных сигналов по напряжению и току, затем получаются квадратурная составляющая сигнала  $Q(t)$  и синфазная  $I(t)$ .

В генераторе несущей происходит образование несущей с заданной частотой, для синфазной составляющей несущая образуется по закону косинуса  $A\cos(2\pi f_0 t)$ , для квадратурной по косинусу со сдвигом по фазе на  $\pi/2$  с обратным знаком  $A\sin(2\pi f_0 t)$ , где  $f_0$  – несущая частота сигнала для передачи, такая что в ней можно поместить полосу длиной  $4\kappa\Gamma\zeta$ ,  $A$  – амплитуда несущего сигнала.

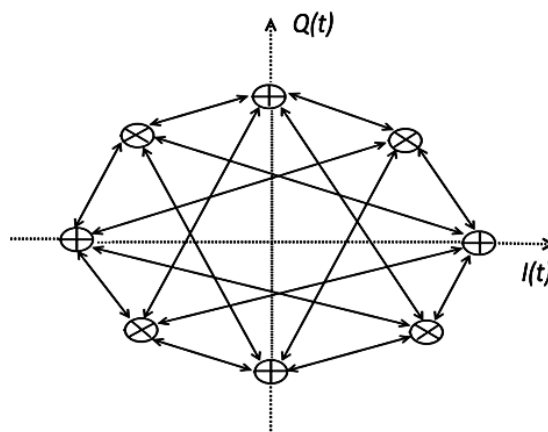
В перемножителях преобразованный по уровню сигнал  $Q(t)$  или  $I(t)$  перемножается с несущей, получая  $I(t)\cos(\omega t)$  или  $Q(t)\sin(\omega t)$ .

В сумматоре полученный в перемножителях синфазный сигнал и квадратурный суммируется и образуется наш  $s(t)$  – модулированный сигнал.

В полосовом фильтре (ПФ) происходит выделение одной боковой полосы сигнала, так как две боковые полосы (верхняя и нижняя) несут одинаковую информацию, то удаление одной из них убирает избыточность занимаемого спектра частот.

Модуляторы многопозиционных ФМ сигналов можно реализовать на базе цифровой технологии, используя дискретное представление гармонического колебания. Тогда модулятор в качестве основных элементов будет содержать ПЗУ с управляемой адресацией, в котором хранятся табличные значения функции  $\sin(x)$ , ЦАП и полосовой фильтр.

$DQPSK$  имеет схожую структурную схему с  $QPSK$  модулятором, отличие заключается в том, что на каждом такте происходит поворот сигнального созвездия  $QPSK$  на угол равный  $\pi/4$ . В книге Феера представлено сигнальное созвездие  $DQPSK$  сигнала [5].



**Рис. 3.** Сигнальное созвездие сигнала  $\pi/4$ -DQPSK [5].

Сигнальное созвездие  $\pi/4$ -DQPSK сигнала представлено на рисунке 3. В схеме формирования сигнала используется код Грея: два двухбитовых символа (дибита), соответствующих соседним фазам сигнала, отличаются только на один бит. Поскольку наиболее вероятные ошибки, вызываемые шумом, обусловлены ошибочным выбором соседней фазы, то большинство ошибочных двухбитных символов будет содержать только один ошибочный бит. На рисунке 3 отметим вращение на  $\pi/4$  созвездия базовой QPSK (КФМ), для четных (обозначены  $\oplus$ ) и нечетных (обозначены  $\otimes$ ) символов.

Сущность  $\pi/4$ -DQPSK модуляции заключается в том, что символы сообщения передаются в виде изменений фазы относительно предыдущих символов, а не абсолютных значений фазы, как в QPSK. Пусть  $I_k$  и  $Q_k$  обозначают амплитуды (проекции на сигнальном созвездии) нефигурных импульсов БВН [NRZ] (без возврата к нулю) в каналах синфазном и квадратурном соответственно на интервале  $kT_s \leq t \leq (k+1)T_s$ . Уровни сигналов  $I_k = I(t-kT_s)$  и  $Q_k = Q(t-kT_s)$  определяются уровнями сигналов предыдущих импульсов и текущим приращением фазы информационного сигнала, обозначенным  $\Delta\varphi_k = \theta_k - \theta_{k-1}$ , где  $\theta_k$  – текущее значение фазы,  $\theta_{k-1}$  – значение фазы на предыдущем шаге, в соответствии со следующими выражениями [4]:

$$Q_k = I_{k-1} \cos(\Delta\varphi_k) + Q_{k-1} \sin(\Delta\varphi_k); \quad (3)$$

$$I_k = I_{k-1} \sin(\Delta\varphi_k) - Q_{k-1} \cos(\Delta\varphi_k).$$

В выражении (3)  $I_k$  и  $Q_k$  определяются символами  $b_1, b_2$  источника сообщений. Соотношение между приращением фазы  $\Delta\varphi_k$  и входными символами приведено в таблице 1.

**Таблица 1** Приращение фазы  $\Delta\varphi$  в системах  $\pi/4$ -DQPSK. Выходные сигналы блока относительного

фазового кодирования.  $I_k, Q_k$  могут принимать одно из следующих 5 значений  $0; \pm 1; \pm \frac{1}{\sqrt{2}}$  для

сигнального созвездия без фильтрации.

$b_1$	$b_2$	$\Delta\varphi$
1	1	$\pi/4$
0	1	$3\pi/4$
0	0	$-3\pi/4$
1	0	$-\pi/4$

Отметим, что  $I_k$  и  $Q_k$  могут принимать значения 0;  $\pm 1$ ;  $\pm \frac{1}{\sqrt{2}}$ . Для начала будем считать, что передающие ФНЧ отсутствуют и фаза несущей  $\theta_{начальн} = 0$  на интервале  $0 \leq t \leq T_s$ , т.е.  $I_{начальн} = 0$ ,  $Q_{начальн} = 0$ . В момент времени  $t = T_s$  на выходе источника сообщений формируется символ (1,1), тогда, по таблице 1, приращение фазы  $\Delta\varphi_0 = \pi/4$ . Из выражения (3) имеем:  $I_0 = \frac{1}{\sqrt{2}}$ ,  $Q_0 = \frac{1}{\sqrt{2}}$  и фаза несущей изменяет свое значение с  $\theta_{начальн} = 0$  на  $\theta_0 = \pi/4$ . Выходной сигнал в (3) фактически представляет собой линейное преобразование (вращение) входного сигнала в плоскости комплексной огибающей.

Из таблицы 1 и выражения (3) следует, что если несущая на интервале текущего символа находится в одном из четырех состояний, обозначенных  $\oplus$  на рисунке 3, то на интервале следующего символа она смещается (вращается) в одно из четырех состояний, обозначенных  $\otimes$ , и наоборот. Следовательно, между двумя символами фаза несущей всегда изменяется, и это изменение может быть только на  $k\pi/4$ , где  $k = \pm 1$  или  $\pm 3$ . Если импульсы ограничиваются по полосе, то фазовые переходы будут плавными. Однако при использовании фильтров, не вносящих межсимвольных искажений, фаза несущей в моменты дискретизации не меняется.

Таким образом, необходимо доработать схему модулятора *QPSK*, добавив в неё запись предыдущего значения  $I_{k-1}$  и  $Q_{k-1}$  с задержкой на такт  $T_s$ . Такая реализация модулятора изображена на рисунке 4.



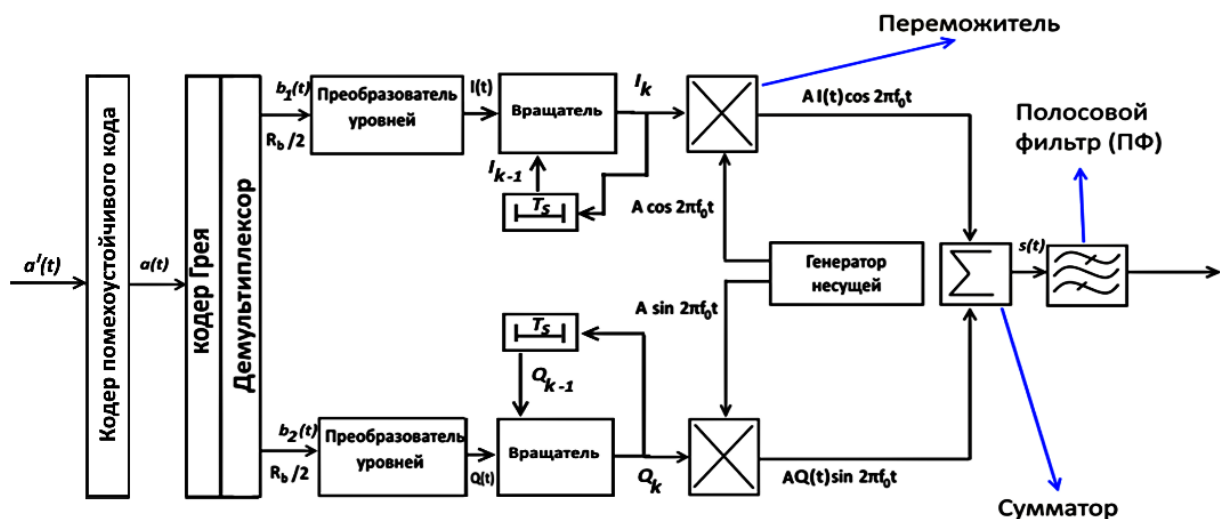


Рис. 4. Структурная схема когерентного модулятора сигналов  $\pi/4$ -DQPSK.

На структурной схеме, изображенной на рисунке 4, вращатель производит вычисление  $I_k$  и  $Q_k$  с помощью выражения (6) на каждом такте. Для определения начального (нулевого такта)  $I_0$  и  $Q_0$  вводят опорный дибит  $b_1b_2$ , пусть это будет, например, дибит «10» в виде кода Грея.

Теперь мы рассмотрели все составляющие элементы модулятора нашей системы передачи. Перейдем к рассмотрению демодулятора системы.

### Демодулятор

При когерентной демодуляции ФМ сигналов предполагается, что фаза несущей известна «точно». Сигнальные точки ФМ сигналов располагаются в двухмерном сигнальном пространстве, поэтому при оптимальной когерентной демодуляции необходимо использовать только два согласованных фильтра для формирования достаточных статистик, с помощью которых выносятся решения относительно переданных символов сообщения.

При восстановлении несущей из 4ФМ сигнала принимаемый сигнал должен быть возведен в четвертую степень для устранения фазовой модуляции. При формировании когерентного опорного сигнала частоту полученного сигнала необходимо разделить на 4. В результате возникает фазовая неоднозначность  $\varphi_n$ , кратная  $\pi/4$ .

Иногда, на практике, возникает необходимость в демодуляции ФМ сигналов без когерентного опорного сигнала (восстановления несущей). Это прежде всего связано либо с ограничениями на сложность реализации демодулятора и на время, затрачиваемое на восстановление несущей с требуемой точностью, либо с невозможностью формирования когерентного опорного сигнала из-за значительных фазовых возмущений, вносимых аппаратурой приемопередающего тракта и средой распространения сигналов.

Один из подходов, позволяющих осуществить демодуляцию ФМ сигналов без когерентного опорного сигнала, заключается в использовании (в качестве последнего) сигнала, принимаемого в интервале времени  $(k-1)T_s$ , который предшествует текущему. Такой демодулятор в литературе называют автокорреляционным.

Структурная схема автокорреляционного демодулятора ОФМ сигналов для  $M = 4$  изображена на рисунке 5. Здесь фазовая неоднозначность  $\varphi_n$  может быть устранена, если она остается постоянной по крайней мере на протяжении двух смежных интервалов времени  $T_s$  [1].

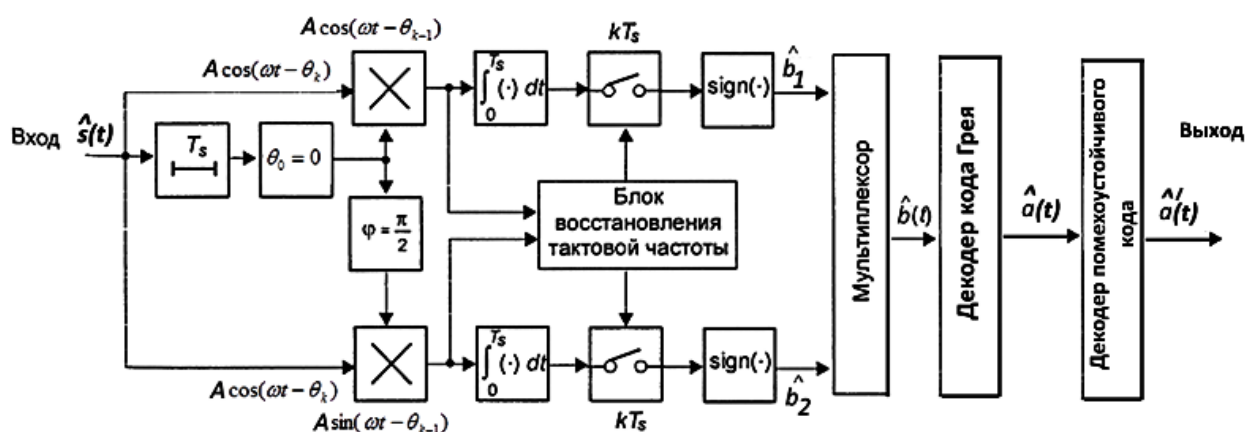


Рис. 5. Структурная автокорреляционного демодулятора 4-ОФМ сигналов.

Эта схема реализует оптимальный по критерию максимального правдоподобия алгоритм оценивания разности фаз принимаемых сигналов на протяжении двух смежных интервалов времени  $T_s$ .

Одним из достоинств  $\pi/4$ -DQPSK сигнала является возможность достаточно простой реализации алгоритмов некогерентной демодуляции с автокорреляционным преобразованием, не требующих предварительного восстановления несущей.

Рассмотрим схему автокорреляционного демодулятора на рисунке 5. Полезный сигнал, проходя через канал связи попадает под воздействие помех, поэтому на приемной части демодулятора поступает смесь полезного сигнала и помех обозначенная на схеме  $\hat{s}(t) = A \cos(\omega t - \theta_k)$ .

Принятый сигнал дублируется для квадратурной части и для синфазной части сигнала, а также происходит его задержка на такт длины  $T_s$ .

В перемножителе происходит произведение принятого сигнала  $\hat{s}(t) = A \cos(\omega t - \theta_k)$  на  $kT_s$  такте с задержанным на  $(k-1)T_s$  такте. Для квадратурной части задержанный – это сигнал  $A \cos(\omega t - \theta_{k-1})$ , для синфазной задержанный – это повернутый на  $\pi/2$  сигнал  $A \sin(\omega t - \theta_{k-1})$ .

В блоке восстановления тактовой частоты происходит восстановление тактовой частоты  $f_k = \frac{1}{kT_s}$  и вычисляется  $kT_s$  – длительность  $k$  – го такта для управления электронным ключом, который играет роль конца вычисления в блоке интегрирования:

$$\begin{aligned} \int_0^{T_s} A^2 \cos(\omega t - \theta_{k-1}) \cos(\omega t - \theta_k) dt &= A^2 \int_0^{T_s} \left( \frac{\cos(\omega t - \theta_{k-1} - \omega t + \theta_k)}{2} + \frac{\cos(2\omega t - (\theta_k + \theta_{k-1}))}{2} \right) dt = \\ &= A^2 \frac{\cos(\theta_k - \theta_{k-1})}{2} + A^2 \int_0^{T_s} \frac{\cos(2\omega t - (\theta_k + \theta_{k-1}))}{2} dt, \text{ где } A^2 \int_0^{T_s} \frac{\cos(2\omega t - (\theta_k + \theta_{k-1}))}{2} dt \rightarrow 0, \text{ если } T_s \text{ содержит} \\ \text{четное число периодов} \Rightarrow \int_0^{T_s} A^2 \cos(\omega t - \theta_{k-1}) \cos(\omega t - \theta_k) dt &= A^2 \frac{\cos(\theta_k - \theta_{k-1})}{2} = A^2 \frac{\cos(\Delta\varphi_k)}{2}. \end{aligned}$$

Полученное после блока интегрирования значение поступает на блок определения знака  $sign(*)$ . В нём определяется значение бита каждого из каналов  $\hat{b}_1(t)$  и  $\hat{b}_2(t)$ .

Для квадратурной части:

$$sign\left(A^2 \frac{\cos(\Delta\varphi_k)}{2}\right) = \begin{cases} \cos(\Delta\varphi_k) > 0 \Rightarrow \hat{b}_1^{(k)} = 1 \\ \cos(\Delta\varphi_k) < 0 \Rightarrow \hat{b}_1^{(k)} = 0 \end{cases};$$

Для синфазной части:

$$sign\left(A^2 \frac{\sin(\Delta\varphi_k)}{2}\right) = \begin{cases} \sin(\Delta\varphi_k) > 0 \Rightarrow \hat{b}_2^{(k)} = 1 \\ \sin(\Delta\varphi_k) < 0 \Rightarrow \hat{b}_2^{(k)} = 0 \end{cases}.$$

В мультиплексоре происходит преобразование параллельного кода  $\hat{b}_1(t)$  и  $\hat{b}_2(t)$  в последовательный код  $\hat{b}(t)$ .

В декодере кода Грея происходит преобразование последовательного кода  $\hat{b}(t)$  в исходное сообщение  $\hat{a}(t)$ . Далее происходит исправление ошибок в декодере помехоустойчивого кода, на выходе которого получаем принятое информационное сообщение  $\hat{a}'(t)$ .

## Заключение

Таким образом, в данной работе была подробно исследована математическая модель системы приема/передачи, основанная на принципе относительной квадратурной фазовой модуляции  $\pi/4$ -DQPSK.

Данный метод модуляции  $\pi/4$ -DQPSK, принят в качестве стандарта для американских и японских цифровых сотовых систем связи с многостационарным доступом на основе временного разделения каналов. Модуляция  $\pi/4$ -DQPSK была предложена в 1962 году

Бейкером из АТТ Bell Laboratories [3]. Данный метод модуляции является компромиссным решением между обычной *QPSK* и *OQPSK* модуляции со сдвигом.

В ходе изучения и доработки математической модели была проанализирована общая структурная схема модема. Подробно разобраны структурные схемы модуляторов и демодуляторов.

#### **Литература:**

1. Гаранин М.В., Журавлёв В.И., Кунегин С.В. Системы и сети передачи информации. Учебное пособие для вузов // Радио и связь. 2001, 336 с.
2. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов // БХВ-Петербург. 2011, 768 с.
3. Ратынский М.В. Основы сотовой связи // Радио и связь. 1998, 248 с.
4. В.А. Галкин Цифровая мобильная радиосвязь // Горячая линия-Телеком. 2012, 593 с.
5. Феер К. Беспроводная цифровая связь // Радио и связь. 2000, 520 с.