

# Формирователь квадратурных составляющих комплексной огибающей сигнала с минимальной частотной модуляцией

В. Е. Засенко, Л. В. Просвирякова

Рассмотрены алгоритмы формирования модуляционных кодов, предназначенных для получения минимальной частотной манипуляции с непрерывной фазой с помощью квадратурного фазового модулятора. Рассмотрен механизм управления скоростью вращения вектора сигнала, показаны основные условия поддержания непрерывности фазы. Отмечены некоторые особенности квадратурных составляющих модуляционного кода, выведены условия, при которых происходит формирование той или другой частоты излучаемого сигнала.

*Ключевые слова:* минимальная частотная манипуляция, непрерывность фазы, девиация частоты, синфазная и квадратурная компоненты, модуляционные коды, квадратурный модулятор, фазор.

## 1. Введение

Целью данной работы является рассмотрение одного из способов формирования квадратурных  $I(t)$  и  $Q(t)$  составляющих фазора комплексной огибающей модулирующей функции для получения сигнала с минимальной частотной модуляцией без разрыва фазы с индексом  $m = 0.5$ . Ранее алгоритмы формирования и свойства модуляционных кодов были подробно описаны в [3, 4].

## 2. Основная часть

Сигнал, модулированный по частоте в соответствии с минимальной частотной модуляцией цифровой последовательностью  $a_k$ , представленной в виде биполярного кода, можно выразить как [1]:

$$s(t) = \cos\left(\omega_n t + \frac{\pi \cdot a_k}{2 \cdot T_\sigma} \cdot t\right) = \cos(\omega_n t + a_k \cdot \Omega_\sigma \cdot t), \quad (1)$$

где  $\omega_n = 2\pi \cdot f_n$  – несущая частота;  $a_k = \pm 1$  – модулирующая последовательность биполярных видеоимпульсов, отображающая двоичные биты информации на символьных интервалах длительностью  $T_\sigma$ ;  $\Omega_\sigma = \frac{\pi}{2 \cdot T_\sigma} = m \cdot \pi \cdot B_r$  – частота девиации;  $m$  – индекс модуляции (число, показывающее отношение частоты девиации к значению частотного разнеса посылок, отображающих противоположные биты информации);  $B_r = 1/T_\sigma$  – скорость передачи информации.

Для рассматриваемого нами сигнала с минимальной частотной модуляцией без разрыва фазы амплитуда сигнала принята постоянной, равной единице,  $m = 0.5$ , используется минимально возможный разнос частот, равный  $2 \cdot \Omega_\sigma$ , при котором еще сохраняется ортогональ-

ность колебаний противоположных бит на символьном интервале. Наличие  $a_k$  в составе фазы сигнала приводит к инверсии знака фазовой добавки в момент смены бита на противоположный, в результате чего частота девиации в процессе модуляции может принимать как положительное, так и отрицательное значение.

Полагая, что (1) является действительной (реальной) частью комплексного сигнала, дополним действительную часть мнимой составляющей в виде преобразования Гильберта от действительной части, получим выражение для комплексного сигнала, представленное в тригонометрическом и экспоненциальном виде [2]:

$$C = \cos(\omega_n t + a_k \cdot \Omega_\delta \cdot t) + j \sin(\omega_n t + a_k \cdot \Omega_\delta \cdot t) = \exp j(\omega_n t + a_k \cdot \Omega_\delta \cdot t). \quad (2)$$

Комплексное число (2) может быть представлено в виде фазора, вершина которого описывает окружность с радиусом, равным длине фазора, начало которого расположено в центре комплексной плоскости (рис. 1).

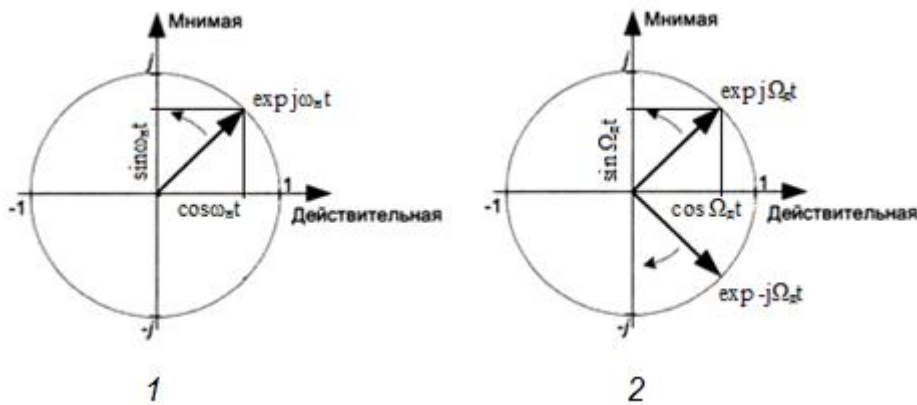


Рис. 1. Изображение фазора несущей частоты и положительной частоты девиации:  
 1 – фазор несущей частоты  $C_H$  и его квадратурные компоненты,  
 2 – фазор положительной частоты девиации и его квадратурных компонент и фазор отрицательной частоты девиации

Угловая скорость вращения фазора равна значению аргумента в радианах. Абсолютное значение скорости вращения фазора изменяется в зависимости от значения бита передаваемой информации. Обозначим фазор, предназначенный для передачи единичного бита информации при  $a_k = 1$ , как  $C_1 = \exp j(\omega_n t + \Omega_\delta \cdot t)$ , а фазор, предназначенный для передачи нулевого бита информации при  $a_k = -1$ , как  $C_0 = \exp j(\omega_n t - \Omega_\delta \cdot t)$ . Фазор  $C_1$  имеет угловую скорость вращения  $\omega_1 = (\omega_n + \Omega_\delta)$ , или совершает  $f_1 = \omega_1/2\pi$  оборотов в секунду. Угловая скорость вращения фазора  $C_0$  составляет величину  $\omega_0 = (\omega_n - \Omega_\delta)$ , или совершает  $f_0 = \omega_0/2\pi$  оборотов в секунду.

Фазор  $C$ , представленный в виде экспоненты с аргументом в виде суммы двух слагаемых, можно представить как произведение двух фазоров – фазора модулирующего процесса  $C_m$  и фазора несущей частоты  $C_n$ :  $C = C_m \cdot C_n$ .

$$C = \exp j(\omega_n t + a_k \cdot \Omega_\delta \cdot t) = \exp j(a_k \cdot \Omega_\delta \cdot t) \cdot \exp j(\omega_n t). \quad (3)$$

Сомножитель  $C_n = \exp(j\omega_n t)$  описывает фазор несущей частоты. Это высокочастотный фазор, вращающийся с угловой скоростью  $\omega_n$ . Значение несущей частоты определяется внешними факторами и зависит от требований, предъявляемых к радиотехнической системе. Значение несущей частоты  $f_n$  может быть любым из диапазона от СДВ до УКВ и выше. В работе рассматривается несущая частота, фазор которой вращается против часовой стрелки (положительная область частот на рис. 1, поз. 1).

Сомножитель  $C_m = \exp(j(a_k \cdot \Omega_\phi \cdot t))$  представляет собой фазор комплексной огибающей модулирующего сигнала. Скорость вращения фазора огибающей во много раз меньше скорости вращения фазора несущей частоты,  $\omega_n \gg \Omega_\phi$ . Частота девиации, определяющая угловую скорость вращения низкочастотного фазора, находится в области видеочастот, расположенных в окрестности нулевой частоты. Этот фазор несет в себе информацию об амплитуде (в рассматриваемом случае она постоянна и принята равной единице), фазе и, следовательно, частоте комплексной огибающей модулирующего сигнала. Из его свойств следует отметить следующие:

1) фазор имеет постоянный, независимый от времени, модуль угловой скорости вращения  $|\Omega_\phi| = m \cdot \pi \cdot B_r = \text{const}$ , задаваемый выбранным индексом модуляции и скоростью передачи информации;

2) наличие множителя  $a_k$  в составе фазы фазора приводит к изменению направления вращения фазора, осуществляется реверс скорости вращения, в результате чего фазор изменяет область существования, совершая переходы из области положительных частот в область отрицательных в соответствии со знаком  $a_k$ .

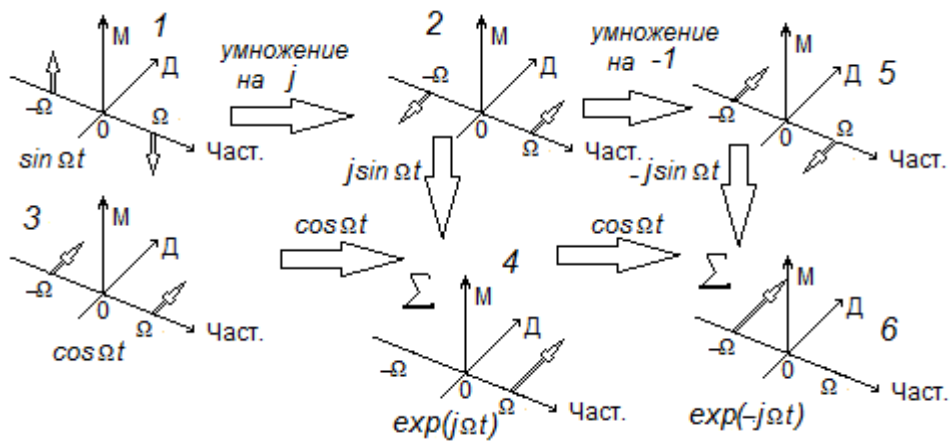


Рис. 2. Демонстрация процесса формирования комплексных экспонент положительной или отрицательной частоты в области комплексной частоты: 1 – спектр реального синуса, 2 – спектр реального синуса, умноженного на  $j$ , 3 – спектр реального косинуса, 4 – сумма 2 и 3, показанная стрелками, порождает фазор положительной частоты, 6 – сумма спектров реального косинуса и инвертированного спектра синуса, умноженного на  $j$ , дает спектр фазора, расположенного в области отрицательной частоты

На рис. 2 используются обозначения: частотная ось – Част., ось мнимых значений – М, действительная ось – Д.

Управление реверсом скорости вращения контролируется модулирующей импульсной последовательностью. В моменты передачи единичных бит информации направление вращения фазора должно быть против часовой стрелки, что соответствует области положительных частот, для передачи нулевого бита требуется реверс скорости, мгновенный переход на вращение по часовой стрелке (область отрицательных частот на рис. 1, поз. 2). Реверс скорости фазора придает огибающей свойство мгновенного перехода из области положительных частот в область отрицательных частот и обратно.

Частота девиации не может быть выбрана произвольно и полностью определяется индексом модуляции:

$$f_\phi = \frac{m \cdot B_r}{2} = \frac{m}{2 \cdot T_\phi} = \frac{1}{4 \cdot T_\phi}, \quad (4)$$

где  $T_\phi$  – длительность импульса, отображающего бит информации, символьный интервал,  $B_r$  – битовая скорость передачи информации.

Как видно из (3), фаза комплексной огибающей модулирующего сигнала (аргумент фазора)  $\varphi = a_k \cdot \Omega_\delta \cdot t$  линейно зависит от времени и за длительность символического интервала её значение изменяется на величину  $\Delta\varphi = \pm m \cdot \pi \cdot B_r \cdot T_\delta = \pm m \cdot \pi$ , что для сигнала с минимальной модуляцией составляет  $\pm\pi/2$ .

Таким образом, фазор комплексной огибающей содержит всю информацию, необходимую для получения выбранного вида модуляции, скорость его вращения определяется индексом модуляции и скоростью передачи информации, а направление вращения задается порядком следования бит передаваемой информации. Для передачи информации по радиоканалу требуется несущая частота  $C_n = \exp(j\omega_n t)$ , на которую переносится информация, содержащаяся в комплексной огибающей. В цифровых системах передачи для этой цели используется универсальный квадратурный модулятор [1].

Универсальный квадратурный модулятор выполняет перемножение двух фазоров – фазора несущей частоты  $C_n$ , расположенного в области положительных частот, и фазора комплексной огибающей  $C_m$ , скорость вращения которого определяется девиацией частоты, а знак (направление вращения) зависит от значения передаваемого бита информации. Результатом перемножения является новый фазор, скорость вращения которого зависит от значения передаваемого бита информации. Поскольку  $f_n \gg f_\delta$ , то направление вращения фазора произведения остается таким же, как и у фазора несущей частоты, изменяется только абсолютная величина угловой скорости вращения фазора, которая при совпадении направлений вращения обоих фазоров будет равна сумме  $f_1 = f_n + f_\delta$  или разности частот  $f_0 = f_n - f_\delta$  при их вращении в разные стороны.

Аналитическое выражение фазора комплексной огибающей в тригонометрической форме представляет фазор в виде суммы его проекций на взаимно перпендикулярные действительную и мнимую оси. Эти проекции в радиотехнике принято называть квадратурными составляющими фазора. Так, фазор, отображающий единичный бит информации, с вращением против часовой стрелки представляется как:

$$C_1 = \exp\left(j \frac{\pi a_k}{2 \cdot T_\delta} \cdot t\right) = \exp(j a_k \cdot \Omega_\delta \cdot t) = \cos(a_k \cdot \Omega_\delta \cdot t) + j \sin(a_k \cdot \Omega_\delta \cdot t) = I(t) + jQ(t). \quad (5)$$

$I(t) = \cos(a_k \cdot \Omega_\delta \cdot t)$  – проекция фазора на действительную ось называется синфазной компонентой комплексной огибающей модулирующего сигнала;

$Q(t) = \sin(a_k \cdot \Omega_\delta \cdot t)$  – проекция фазора на вертикальную ось носит название квадратурной компоненты комплексной огибающей модулирующего сигнала.

Направление вращения фазора можно изменить путем изменения знака одной из его квадратурных составляющих.

Принцип минимальной частотной модуляции с индексом  $m = 0.5$  заключается в управлении направлением вращения фазора комплексной огибающей, реверс которого не приводит к разрыву фазы на границе символов, отображающих противоположные биты информации.

Целью данной работы является рассмотрение одного из способов формирования квадратурных  $I(t)$  и  $Q(t)$  составляющих фазора комплексной огибающей модулирующей функции для получения сигнала с минимальной частотной модуляцией без разрыва фазы с индексом  $m = 0.5$ .

На рис.3 представлены временные диаграммы, обозначенные цифрами: 1 – модулирующая функция, поток видеоимпульсов, отображающих цифровую последовательность; 2 и 3 – квадратурная  $\sin(\Omega_\delta \cdot t)$  и синфазная  $\cos(\Omega_\delta \cdot t)$  составляющие фазора, вращающегося с угловой скоростью  $\Omega_\delta$ . На верхней строке показана нумерация символических интервалов потока видеоимпульсов, начинающаяся с первого номера.

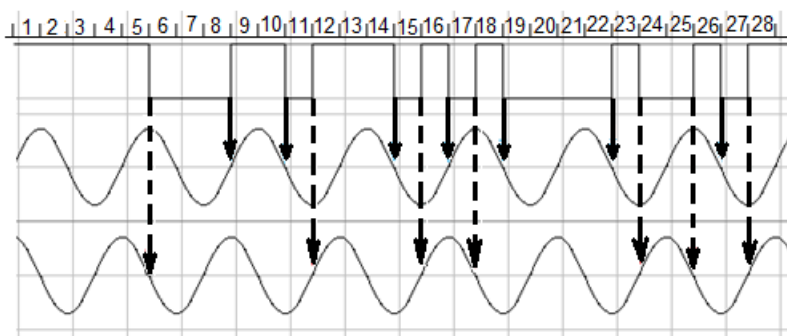


Рис. 3. Соотношение между моментами требования реверса фазы и благоприятными условиями его осуществления

Фазировка квадратурных составляющих фазора частоты девиации (рис. 3) соответствует вращению его против часовой стрелки. В начальный момент времени положение фазора совпадает с действительной осью (его синусная составляющая равна нулю, а косинусная максимальна). О вращении фазора свидетельствует рост синусной компоненты и падение амплитуды косинусной компоненты, движение происходит в первом квадранте комплексной плоскости. На протяжении символьного интервала фаза фазора увеличивается на  $90^\circ$ , к концу символьного интервала положение фазора совмещается с мнимой осью, а его проекция на действительную ось принимает нулевое значение.

Вращение фазора будет продолжаться до момента прихода требования реверса фазы, которое происходит в начале шестого тактового интервала на стыке единичного и нулевого битов (показано пунктирной стрелкой). К этому моменту фазор занимает положение, совпадающее с мнимой осью, синусная компонента максимальна. Нулевой бит должен отображаться отрицательной частотой, следовательно, фазор должен изменить направление вращения. Для смены направления вращения необходимо принудительно сменить направление изменения косинусной компоненты, амплитуда которой в данный момент времени равна нулю, на  $180^\circ$ . Если такое переключение производить в произвольный момент времени, реверс скорости будет сопровождаться возникновением скачка амплитуды колебания, что приводит к разрыву фазы. Для выполнения одного из основных свойств сигнала с минимальной манипуляцией – непрерывности фазы реверс скорости необходимо производить в момент равенства нулю одной из квадратурных компонент частоты девиации – в момент смены знака амплитуды колебания.

Это можно осуществить путем умножения косинусной компоненты на прямоугольный импульс с амплитудой, равной  $-1$ , передний фронт которого должен быть смещен с моментом поступления требования инверсии скорости.

Следующее требование инверсии скорости поступает в момент начала девятого такта, а благоприятные условия его проведения складываются уже на квадратурной, синусной, компоненте (показано сплошной стрелкой). Здесь тоже необходимо применить операцию умножения синусной компоненты частоты девиации на прямоугольный импульс с амплитудой, равной  $-1$ , и передним фронтом, совпадающим с началом девятого такта.

В дальнейшем процессы будут повторяться в непредсказуемом порядке из-за случайности следования бит в информационной последовательности. Поступающие требования инверсии скорости необходимо распределять между квадратурными компонентами таким образом, чтобы выполнялись условия непрерывности фазы. Непрерывность фазы будет выполняться тогда, когда фронты импульсов, управляющих фазами колебаний, будут совпадать с точками нулевого состояния амплитуды каждой из квадратурных компонент фазора частоты девиации. В этом случае необходимо иметь два управляющих кода –  $I(k)$  и  $Q(k)$  – для раздельного управления обоими квадратурными компонентами частоты девиации.

Условия, благоприятные для осуществления реверса фазы на квадратурной и синфазной составляющих частоты девиации, возникают периодически с частотой  $1/2 T_\delta$ . Минимальное расстояние между соседними нулями амплитуды каждой квадратурной составляющей равно

$2 \cdot T_{\delta}$ , следовательно, элементарный импульс, отображающий единичный бит управляющего кода, должен иметь длительность, равную половине периода частоты девиации ( $2 \cdot T_{\delta}$ ), занимать два тактовых интервала входной последовательности.

При построении управляющих последовательностей  $I(k)$  и  $Q(k)$  необходимо учесть, что благоприятные условия для реверса фазы на квадратурной составляющей частоты девиации всегда совпадают с началом нечетных тактовых интервалов, а аналогичные условия для синфазной составляющей совпадают с началом четных тактовых интервалов.

Для совмещения требования реверса фазы с моментами равенства нулю квадратурных составляющих фазора частоты девиации необходимо иметь возможность отдельного управления фазами квадратурных компонент частоты девиации. Так как распределение потока требований реверса фазы носит случайный характер, вытекает необходимость поиска метода распределения случайного потока требований реверса фазы по двум квадратурным каналам в соответствии с распределением нулевых переходов в квадратурных составляющих частоты девиации.

Требования реверса фазы возникают на границах противоположных бит информации, а благоприятные моменты безразрывного осуществления реверса фазы возможны в моменты равенства нулю одной из квадратурных компонент, а эти события не всегда совпадают. Несовпадение связано с различием частот повторения этих событий. Частота требования реверса фазы кратна тактовой частоте следования импульсов модулирующей последовательности ( $1/T_{\delta}$ ), а смена знака амплитуды гармонических колебаний, отображающих проекции низкочастотного фазора на синфазную и квадратурную оси, происходит с частотой в два раза ниже  $1/2 T_{\delta}$  – через промежуток времени, равный удвоенной длительности элементарного импульса модулирующей последовательности.

При построении управляющих кодов для отдельного управления фазами квадратурных компонент необходимо выровнять частоты событий требования реверса фазы и нулевого состояния амплитуды квадратурных составляющих. Но синфазная и квадратурная проекции фазора отличаются только временным запаздыванием на один тактовый интервал, что соответствует фазовому сдвигу на  $90^\circ$ . Отсюда вытекает необходимость распределения бит входной последовательности, предназначенной для модуляции несущей частоты, поступающей со скоростью  $V_r$ , по двум ортогональным каналам для создания управляющих кодов  $I(k)$  и  $Q(k)$  для отдельного управления фазами квадратурных составляющих.

Использование синфазной и квадратурной компонент частоты девиации, сдвинутых по времени на длительность тактового интервала, дает возможность решить задачу распределения следующих в случайном порядке требований реверса фазы и согласовать их с моментами, в которых амплитуда гармонических колебаний квадратурных компонент частоты девиации принимает нулевое значение.

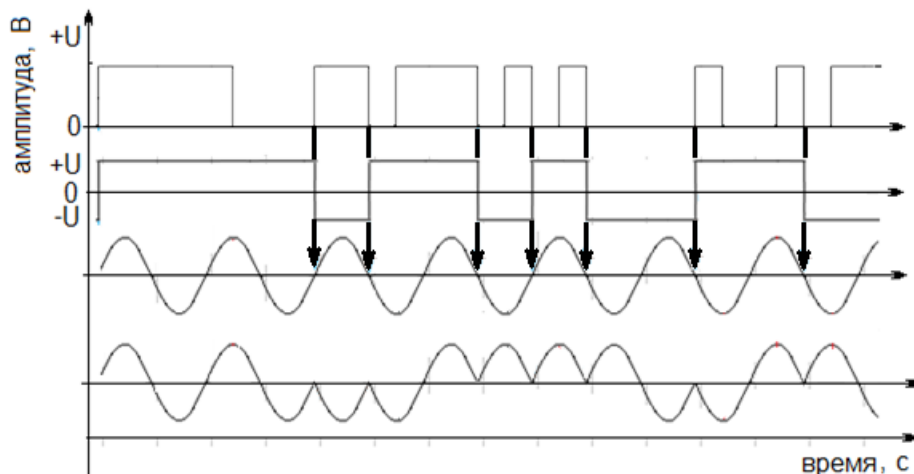


Рис. 4. Фрагмент структуры управляющего кода  $Q(k)$  и квадратурная составляющая фазора комплексной огибающей  $Q(t)$

На рис. 4 в качестве примера приводится фрагмент структуры управляющего кода  $Q(k)$ , представленный в биполярном коде БВН, для управления квадратурной составляющей частоты девиации, построенный в соответствии с распределением требований реверса фазы (см. рис. 2). Здесь же показана квадратурная составляющая фазора комплексной огибающей, полученная путем перемножения управляющего кода,  $Q(k)$  и квадратурной составляющей частоты девиации:

$$Q(t) = Q(k) \cdot \sin(\Omega_0 \cdot t).$$

Именно эта зависимость и представляет собой квадратурную составляющую фазора комплексной огибающей модулирующего процесса и обеспечивает получение сигнала с минимальной частотной модуляцией с непрерывной фазой и индексом  $m = 0.5$ .

В рассмотренном примере показан управляющий код, построенный по известному распределению требований реверса фазы. Однако в реальных условиях при случайном распределении бит модулирующего сигнала это распределение заранее неизвестно, поэтому нашей задачей является разработка метода построения управляющих кодов в реальном времени по мере поступления случайной информационной последовательности.

Покажем, что любой случайный поток видеоимпульсов, следующих со скоростью  $V_r$ , можно разделить на два ортогональных потока, каждый из которых образован элементарными импульсами удвоенной длительности, следующими со скоростью  $0.5 V_r$ .

Проведем операцию выделения единичных бит из поступающей на вход информационной последовательности и разделим частоту следования единичных бит на два. Результат, полученный в процессе выполнения указанных действий, представлен на рис. 5 в виде временных диаграмм. В качестве входной последовательности используем сигнал с выхода генератора псевдослучайной последовательности, аналогичный рассматриваемому ранее.

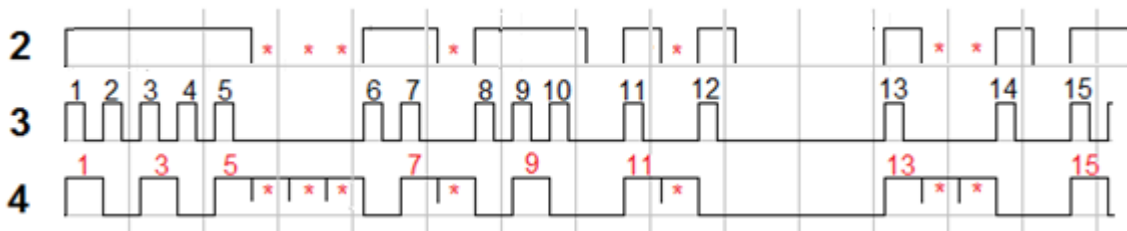


Рис. 5. Процесс выделения единичных бит из входной кодовой последовательности

В информационном потоке 1111100011011101010000100101, представленном на рис. 5, имеются как одиночные импульсы единиц, так и более крупные образования следующих подряд единиц, случайные по длительности и частоте появления группы импульсов. Первый импульс каждой группы единичных бит при случайном порядке следования, а также одиночные импульсы, встречающиеся в последовательности, имеют как четные, так и нечетные порядковые номера. Показанная на рис. 4 последовательность видеоимпульсов, отображающих единичные биты цифровой информации, подтверждает приведенное выше утверждение – мы видим и четные, и нечетные одиночные импульсы и начальные номера в группах.

Иное распределение получаем после проделанных операций. Деление частоты следования последовательности единичных импульсов на два, приводит к тому, что выделяются все нечетные импульсы последовательности, а нулевые биты, следующие после нечетных единичных бит, преобразуются в единичные биты. Те нулевые биты, которые следуют за нечетными единичными битами и трансформируются в единичные биты, отмечены на рис. 4 звездочками. Все четные единичные импульсы после преобразования трансформируются в нулевые биты.

Проведенные операции преобразуют случайную входную последовательность с непредсказуемым распределением единичных бит в группах в состояние, при котором первый импульс каждой группы и каждый одиночный импульс всегда имеют нечетный номер. Кроме

того, если во входной последовательности после нечетной единицы следует один или несколько нулевых бит, они трансформируются в единичные биты. Таким образом, на выходе делителя частоты следования появляется сумма нечетных единиц исходной последовательности и единиц, полученных путем трансформации нулей, стоящих после нечетных единиц входной последовательности [3]. Таким образом, все группы единиц – от одиночных до крупных групп единиц – начинаются с нечетного номера.

Именно в этой процедуре и заключается то, что называется памятью модулятора. Беспорядочное распределение единичных импульсов во входном потоке приводит к перегруппировке их в таком порядке, что в начале всех групп импульсов располагается нечетный номер единичного бита информации.

Далее последовательность, полученная на выходе делителя, разделяется на две последовательности по принципу «первый – второй». В первый поток уходят все биты, стоящие на нечетных номерах тактовых интервалов, а во второй поток – биты, стоящие на четных номерах тактовых интервалов. Необходимо обратить внимание на тот факт, что если в первой процедуре мы учитывали порядковые номера только единичных бит, то здесь в расчет принимаются все тактовые интервалы независимо от того, какой бит размещен на том или ином тактовом интервале. Нумерация начинается с нечетного номера.

На рис. 6 показаны последовательности видеоимпульсов, полученные на выходе делителя на два.

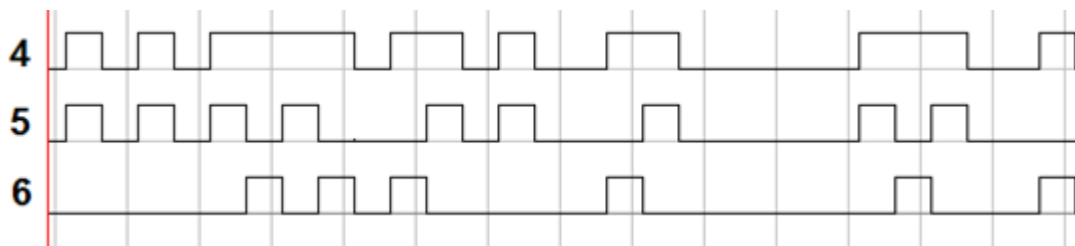


Рис. 6. Последовательности видеоимпульсов, полученные на выходе делителя на два:  
4 – последовательность видеоимпульсов единиц и нулей,  
5 – расположенных на нечетных тактовых интервалах,  
6 – расположенных на четных тактовых интервалах

Последовательности 5 и 6 служат основой для формирования квадратурного и синфазного управляющего кода для получения квадратурных компонент фазора комплексной огибающей.

Дальнейшая обработка полученных последовательностей заключается в удвоении длительности импульсов в каждом из каналов и инверсии последовательности синфазного канала. Квадратурная и синфазная компоненты управляющего процесса, представленные в униполярном двоичном коде, показаны на рис. 7.

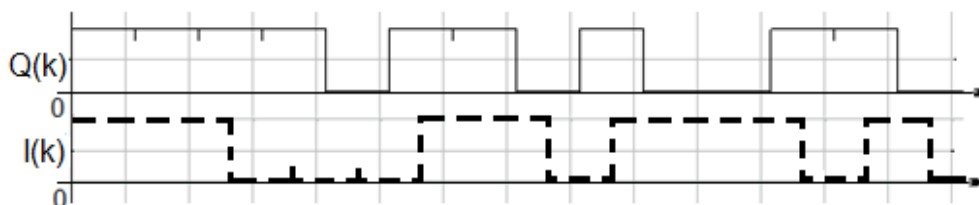


Рис. 7. Квадратурная и синфазная компоненты управляющего процесса, представленные в униполярном двоичном коде

Скорость передачи сигнала в каждом канале после удвоения импульсов снизилась до значения  $0.5 \cdot B_r$ , но в общем потоке скорость остается равной  $B_r$ , поскольку потоки со сниженной скоростью проходят по двум параллельным каналам.

Структура кода управляющего процесса квадратурного канала, приведенного на рис. 7, в точности повторяет процесс, показанный на рис. 4. Все импульсы этого кода составлены из



единичных импульсов, стоящих на нечетных тактовых интервалах. Синусоида частоты девиации  $f_d = 1/4 T_b$  принимает нулевые значения в начале каждого нечетного интервала. Этим достигается решение задачи приведения требований инверсии фазы и благоприятных условий осуществления реверса к общей частоте. Длительность элементарного импульса кода управляющего процесса, равная  $2 \cdot T_b$ , в точности равна половине периода частоты дискретизации. Следовательно, получаемый код управляющего процесса полностью согласуется с синусоидальным колебанием – все требования реверса фазы совпадают с моментами равенства нулю значения синусоидального колебания девиации частоты.

Аналогичные процедуры обработки проводятся и с данными синфазного канала, после процедуры удвоения импульсов дополнительно производится инверсия результирующей последовательности. Здесь требования инверсии фазы, поступающие в начале четных символьных интервалов, совпадают с моментами равенства нулю косинусной составляющей частоты девиации. Так как синфазная и квадратурная компоненты частоты девиации ортогональны, управляющие последовательности тоже будут ортогональны. Следовательно, утверждение, что любой случайный поток видеоимпульсов, следующих со скоростью  $B_r$ , можно разделить на два ортогональных потока, каждый из которых образован элементарными импульсами удвоенной длительности, следующими со скоростью  $0.5 \cdot B_r$ , можно считать доказанным.

Используя гармонические колебания квадратурных составляющих частоты девиации и перемножая их с преобразованными к биполярному виду соответствующими кодами управляющего процесса, получаем квадратурные составляющие комплексной огибающей сигнала с минимальной частотной модуляцией:

$$I(t) = I(k) \cdot \cos(\Omega_b \cdot t),$$

$$Q(t) = Q(k) \cdot \sin(\Omega_b \cdot t).$$

Вид квадратурных составляющих комплексной огибающей модулирующей функции показан на рис. 8.

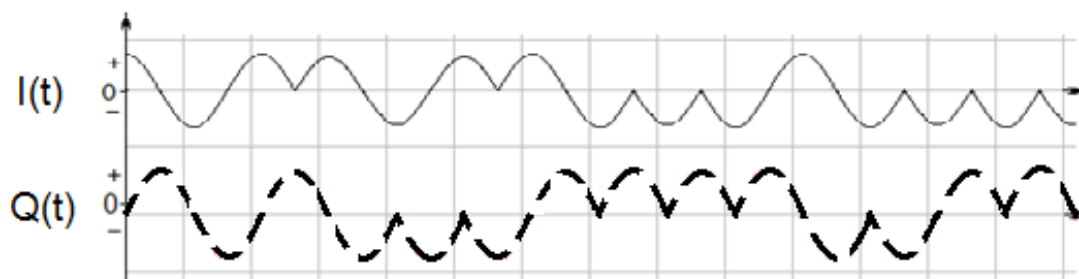


Рис. 8. Квадратурные составляющие комплексной огибающей модулирующей функции

### 3. Заключение

Рассмотрено представление цифрового сигнала с минимальной частотной модуляцией с точки зрения комплексных чисел. Рассмотрен фазор комплексной огибающей модулирующего сигнала. Показан принцип преобразования случайного последовательного потока информационных бит передаваемого сигнала на два ортогональных потока, на основе которых строятся коды управляющих модуляционных последовательностей.

Получены квадратурные составляющие комплексной огибающей фазора модулирующей функции, предназначенной для получения сигнала с минимальной частотной модуляцией без разрыва фазы с индексом  $m = 0.5$ .

## Литература

1. *Галкин В. А.* Цифровая мобильная радиосвязь: учебное пособие для вузов. М.: Горячая линия – Телеком, 2007. 432 с
2. *Лайонс Р.* Цифровая обработка сигналов: Второе издание. Пер. с англ. М.: «Бином-Пресс», 2006. 656 с.
3. Пат. 2475936. Способ передачи цифровой информации сигналами с минимальной частотной манипуляцией / В. Е. Засенко, Л. В. Просвирякова, В. Е. Шевченко; патентообладатель ФГБОУ ВПО «ИрГТУ». № 2012110361/08; заявл. 16.03.2012; опубл. 20.02.2013. Бюл. № 5. 10 с.
4. *Засенко В. Е., Просвирякова Л. В.* Алгоритмы формирования и свойства модуляционных кодов при минимальной частотной манипуляции // Вестник ИрГТУ. 2015. № 12 (107). С. 127–133.

*Статья поступила в редакцию 13.03.2019;  
переработанный вариант – 02.12.2019.*

### **Засенко Владимир Ефремович**

доцент кафедры радиоэлектроники и телекоммуникационных систем ИрННТУ.

### **Просвирякова Лариса Владимировна**

ст. преп. кафедры радиоэлектроники и телекоммуникационных систем ИрННТУ (664074, Иркутск, ул. Лермонтова, 83), e-mail: lar\_prosv@mail.ru.

### **Shaper quadrature components of the complex signal envelope with minimum frequency modulation**

**V. Zasenko, L. Prosviryakova**

The algorithms of the modulation codes formation designed to obtain the minimum frequency-shift keying with continuous phase using a quadrature phase modulator. The mechanism controlling the speed of rotation of the vector signal is considered, the basic conditions of maintaining phase continuity are presented. Some features of the quadrature components of the modulation code are noted, the conditions under which the formation of one or the other frequency of the radiated signal are derived.

*Keywords:* minimum frequency shift keying, continuous phase, frequency deviation, the inphase and quadrature components, modulation codes, Q-modulator, phazor.