

СПОСОБЫ ФОРМИРОВАНИЯ OFDM-РАДИОСИГНАЛА

А. А. Федчун

Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганроге

Получена 27 января 2010 г.

Аннотация. В статье рассматриваются способы формирования цифровых квадратурных OFDM-сигналов и преобразование их частоты с одной боковой полосой для формирования конечных OFDM-радиосигналов.

Ключевые слова: OFDM, фазофильтровый метод, квадратурный модулятор.

В настоящее время все большее распространение получают беспроводные системы передачи информации с использованием радиосигналов с ортогональным частотным мультиплексированием (OFDM-радиосигналов) [1-7]. OFDM-радиосигналы, в том числе такие их частные случаи, как радиосигналы технологии множественного доступа с одной несущей частотой (SC-FDMA-радиосигналы) и радиосигналы с ортогональным частотным множественным доступом (OFDMA-радиосигналы) используются в технологии беспроводного доступа WiMAX, локальных беспроводных сетях на основе технологии WiFi и будут использоваться во внедряемом четвертом поколении сотовой связи (технология LTE).

Наиболее широко распространенный способ формирования OFDM-радиосигнала заключается в формировании первичного квадратурного OFDM-сигнала с помощью обратного дискретного преобразования Фурье (ОДПФ), в частности, с помощью обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ), и преобразовании полученного OFDM-сигнала с помощью квадратурного модулятора (КМ) и генератора несущей частоты (Γ) на заданную радиочастоту F_{Γ} [1]. Базовое устройство, формирующее OFDM-радиосигнал таким способом (рисунок 1), состоит из OFDM-модулятора, выполняющего процедуру ОДПФ,

двух цифроаналоговых преобразователей (ЦАП), двух фильтров нижних частот (ФНЧ), КМ и Г. КМ в свою очередь содержит два смесителя (СМ), фазовращатель (ФВ) и сумматор (С).

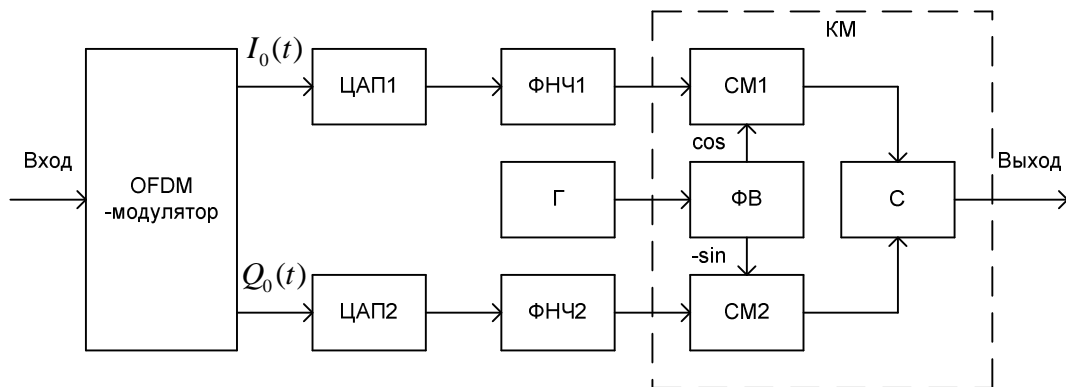


Рисунок 1

На вход OFDM-модулятора подаются модулирующие сигналы (входной сигнал) для каждой несущей частоты выходного квадратурного OFDM-сигнала $I_0(t)/Q_0(t)$. Аналогично формируются OFDMA-радиосигнал и SC-FDMA-радиосигнал, эти радиосигналы являются частными случаями OFDM-радиосигнала [2-9].

Условные спектры первичного квадратурного OFDM-сигнала (занимает диапазон частот от F_H до F_B при частоте дискретизации F_D), сигналов на выходах СМ1 и СМ2, и на выходе С показаны с помощью спектральных диаграмм соответственно на рисунках 2, а – 2, г (здесь и далее числовые обозначения на спектральных диаграммах показывают фазовые соотношения в спектрах сигналов). На данном рисунке и далее спектры всех сигналов представлены аналоговыми эквивалентами для удобства.

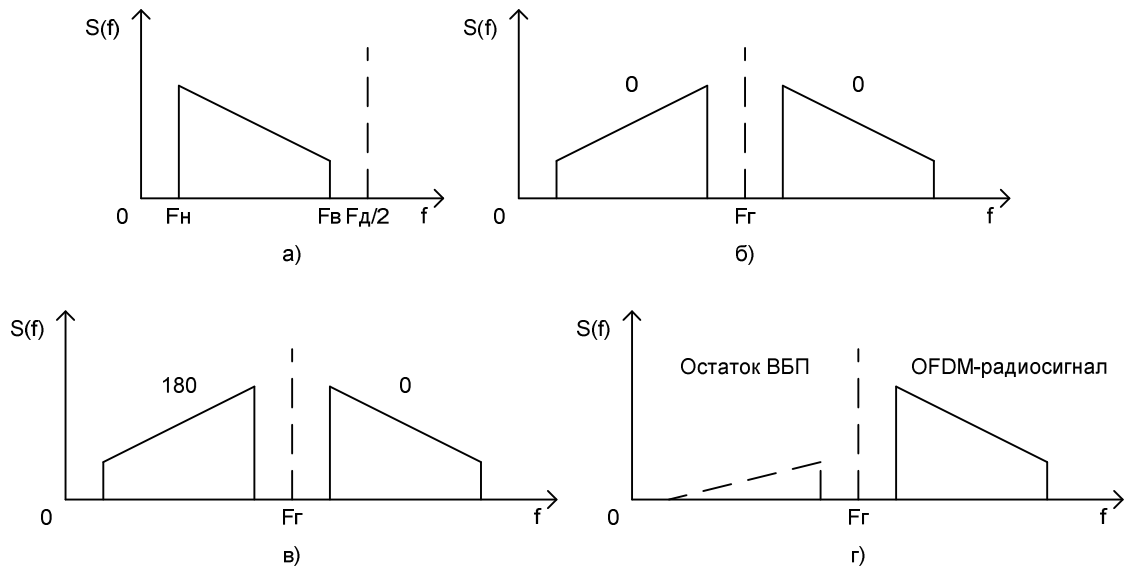


Рисунок 2

Недостатком такого способа формирования OFDM-радиосигнала является формирование радиопередатчиком внеполосного излучения остатка второй боковой полосы (ВБП), относительно большое количество вычислений по процедуре ОДПФ или ОБПФ, необходимость использовать высокочастотные цифровые устройства и ЦАП для получения и обработки первичного квадратурного OFDM-сигнала (как правило, это ведет к избыточному энергопотреблению), использование относительно сложных ФНЧ для фильтрации гармоник сигналов на выходах ЦАП. Частотная расстройка между гармониками сигнала на выходе ЦАП (для OFDM-сигнала рисунка 2, а она равна $F_D - 2F_B$) невелика из-за того, что на практике не модулируется небольшая часть (от F_B до $F_D/2$) высокочастотных несущих OFDM-сигнала.

Внеполосное излучение остатка ВБП обусловлено дисбалансом квадратурных каналов в реальных схемах радиопередатчиков, использующих КМ. Условный спектр сформированного таким способом OFDM-радиосигнала показан на рисунке 2, г.

Известен другой способ преобразования частоты квадратурного сигнала с помощью КМ [10]. При этом осуществляется квадратурное преобразование вещественного сигнала на нулевую среднюю частоту, после чего полученный

квадратурный сигнал с помощью КМ и Г преобразуется на заданную радиочастоту. Базовое устройство, реализующее данный способ (рисунок 3), состоит из двух цифровых перемножителей (ЦП), цифрового генератора (ЦГ) с двумя выходами квадратурных сигналов заданной частоты, двух цифровых ФНЧ (ЦФНЧ), двух ЦАП, двух ФНЧ, КМ и Г. Помимо преобразования на нулевую среднюю частоту, то есть, использование гармонического сигнала ЦГ с частотой, равной средней частоте (F_{C0}) в спектре входного сигнала, возможно использование синусоиды другой частоты (F_{Ci}).

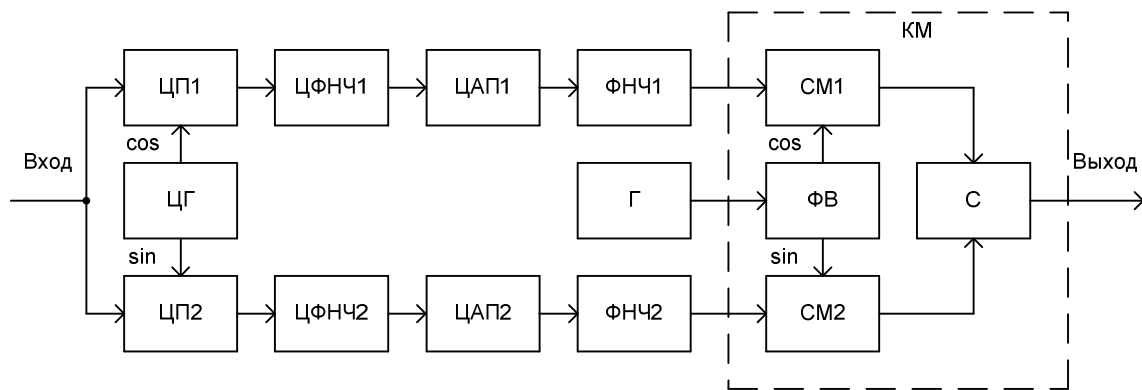


Рисунок 3

Условные спектры входного сигнала, сигналов на выходах ЦП1 и ЦП2, на выходах CM1 и CM2, и на выходе С показаны с помощью спектральных диаграмм соответственно на рисунках 4, а – 4, е. ЦФНЧ выделяют из сигналов с выходов ЦП нижнюю боковую полосу, а условная амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) этих фильтров показана ломанной штриховой линией на рисунках 4, б и 4, в. Заданной радиочастотой в данном случае является частота $F_G - F_{C0}$ (в общем случае $F_G - F_{Ci}$).

Преимуществом данного способа является полное или частичное (зависит от выбора частоты ЦГ) отсутствие внеполосного излучения остатка ВБП (этот остаток расположен полностью или частично внутри спектра сформированного радиосигнала). За счет «сворачивания» спектра преобразуемого сигнала в ЦП увеличивается частотная расстройка между гармониками сигналов на выходах

ЦАП, поэтому возможно применение относительно простых ФНЧ для их фильтрации.

Так как ЦФНЧ подавляют верхние боковые полосы в сигналах с выходов ЦП, то не обязательно правильное цифровое представление этих частей спектра сигналов и реальная частота дискретизации может быть выбрана не менее $2F_B$.

В данном случае для формирования OFDM-радиосигнала необходим исходный вещественный OFDM-сигнал, а не квадратурный. Для этой цели, как один из вариантов, на вход схемы, показанной на рисунке 3, можно подавать один (любой) из сигналов с выходов первого OFDM-модулятора ($I_0(t)$ или $Q_0(t)$), показанного на рисунке 1.

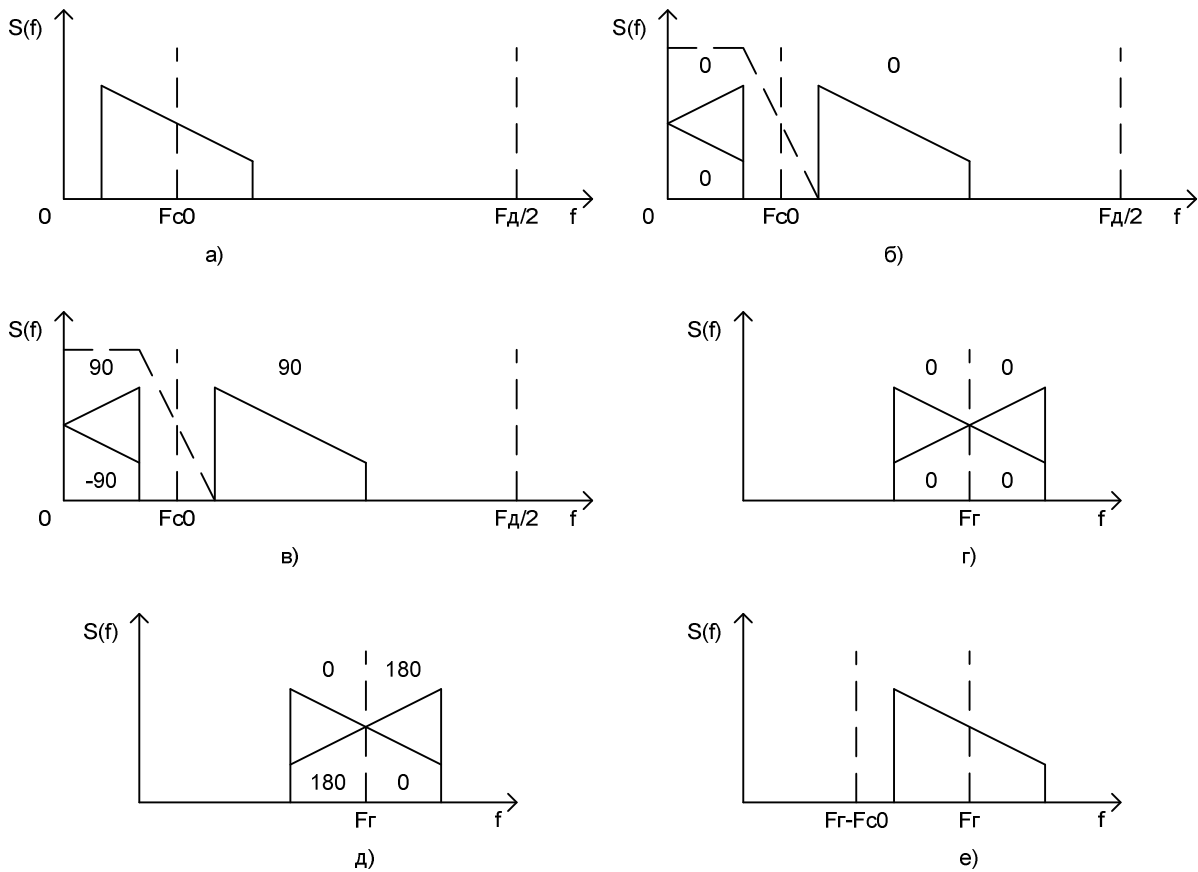


Рисунок 4

Недостатком данного способа является невозможность напрямую сформировать промежуточный квадратурный сигнал сразу на нулевой средней частоте или на другой промежуточной частоте (ПЧ), относительно большое

количество вычислений по процедуре ОДПФ или ОБПФ, необходимость использовать высокочастотные цифровые устройства для получения и обработки первичного квадратурного OFDM-сигнала (как правило, это ведет к избыточному энергопотреблению). Фиксированные характеристики ЦФНЧ не позволяют обрабатывать различные по полосе частот OFDM-сигналы (или требуется перестройка ЦФНЧ, смена коэффициентов цифровых фильтров).

Описанный способ (рисунок 3) изначально был создан для обработки вещественного модулирующего сигнала для формирования радиосигналов с однополосной модуляцией и называется фазофильтровым способом или способом (методом) Уивера [10].

Известен другой вариант фазофильтрового способа для формирования OFDM-радиосигнала, использующий первичный квадратурный OFDM-сигнал [11]. При этом осуществляется преобразование первичного квадратурного OFDM-сигнала на нулевую среднюю частоту, после чего полученный промежуточный квадратурный сигнал с помощью КМ и Г преобразуется на заданную радиочастоту. Базовое устройство, формирующее OFDM-радиосигнал таким способом (рисунок 5), состоит из двух ЦП, ЦГ с одним выходом, двух ЦФНЧ, двух ЦАП, двух ФНЧ, КМ и Г.

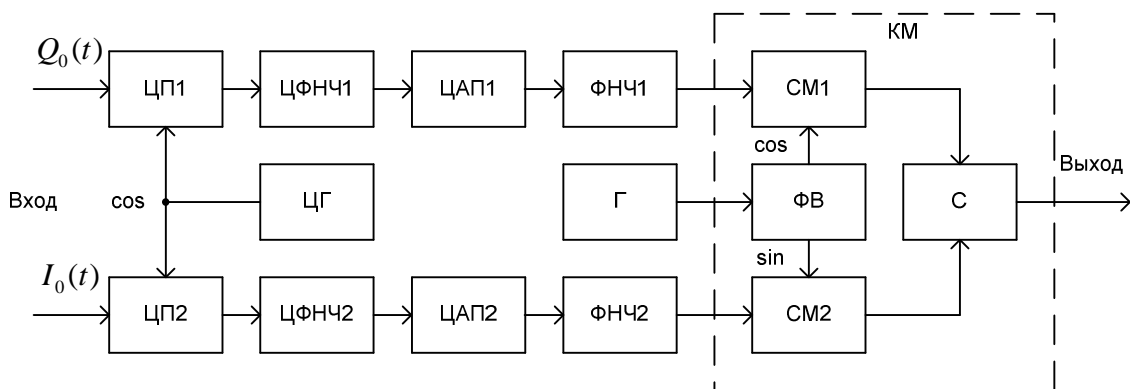


Рисунок 5

Условные спектры сигналов на выходах ЦП1 и ЦП2, на выходах СМ1 и СМ2, и на выходе С показаны с помощью спектральных диаграмм соответственно на рисунках 6, а – 6, д. ЦФНЧ выделяют из сигналов с выходов

ЦП нижнюю боковую полосу, условная АЧХ этих фильтров показана ломанной штриховой линией на рисунках 6, а и 6, б.

Достоинством данного варианта фазофильтрового способа является возможность обрабатывать первичный квадратурный OFDM-сигнал, в остальном характеристики этого способа принципиально совпадают с предыдущим вариантом фазофильтрового способа.

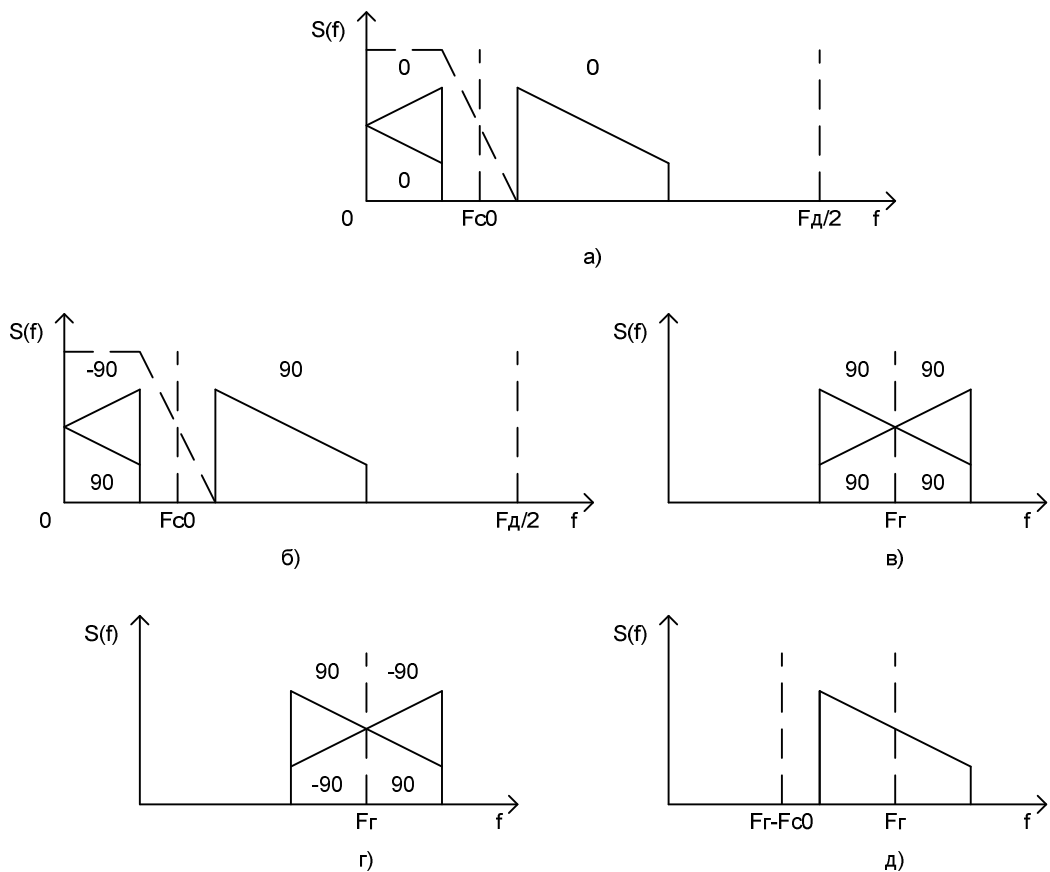


Рисунок 6

Существует также аналогичный способ, позволяющий получать промежуточный квадратурный сигнал без использования ЦФНЧ [12]. Базовое устройство, формирующее OFDM-радиосигнал таким способом, состоит из четырех ЦП, двух цифровых сумматоров (ЦС), ЦГ с тремя выходами, двух ЦАП, двух ФНЧ, КМ и Г (рисунок 7).

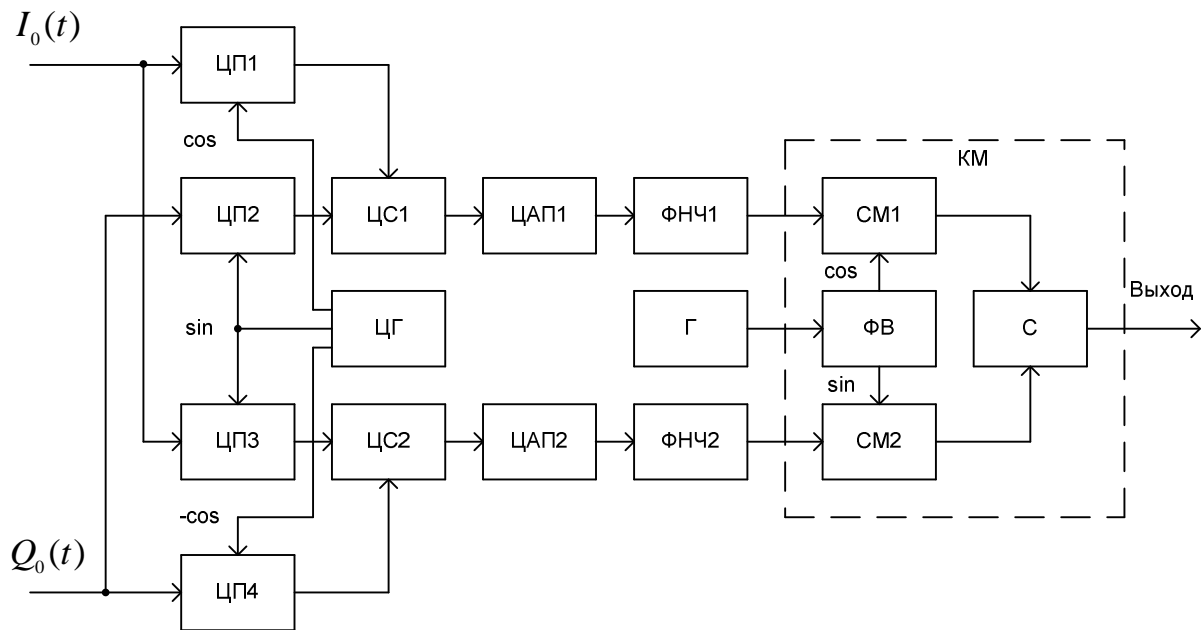


Рисунок 7

Для рисунка 7 условные спектры сигналов на выходах ЦП1 и ЦП2, на выходах CM1 и CM2, и на выходе С показаны с помощью спектральных диаграмм соответственно на рисунках 4, б – 4, е. Спектры сигналов на выходах ЦП2 и ЦП4 отличаются соответственно от спектров сигналов на выходах ЦП1 и ЦП3 тем, что верхние боковые полосы отличны на 180 градусов, за счет чего в ЦС1 и ЦС2 происходит подавление верхних боковых полос (то есть, без использования ЦФНЧ).

Достоинством данного способа является отсутствие ЦФНЧ и соответственно меньшее количество цифровых вычислений.

Однако целесообразнее из сигнала, являющегося входным сигналом для OFDM-модулятора, напрямую сформировать промежуточный квадратурный OFDM-сигнал на нулевой средней частоте или на другой ПЧ, то есть без преобразования частоты и без формирования первичного OFDM-сигнала. В частности, тем самым предполагается меньшее количество цифровых вычислений по процедуре ОДПФ или ОБПФ, использование менее высокочастотных цифровых устройств и ЦАП (что позволяет уменьшать энергопотребление), упрощение ФНЧ.

Рассмотрим промежуточный квадратурный OFDM-сигнал (рисунки 4, б и 4, в или рисунки 6, а и 6, б), полученный из первичного OFDM-сигнала на некоторой ПЧ как комплексный сигнал (рисунки 8, а и 8, б).

Спектр первичного OFDM-сигнала оказывается смещенным в область отрицательных частот на величину F_{Ci} и занимает диапазон частот от $-F_1$ до F_1 (возможно также представление с частотной инверсией спектра данного сигнала). Перейдем к анализу несущих частот промежуточного квадратурного OFDM-сигнала. На рисунке 8, в показан условный спектр некоторого первичного OFDM-сигнала, с 6 несущими частотами, 4 из которых промодулированы, а 2 крайних (ломанные штриховые линии) не промодулированы (нулевые). Предположим, что для получения промежуточного квадратурного OFDM-сигнала с помощью устройства, схема которого показана на рисунке 3 или на рисунке 5, необходимо осуществить преобразование частоты с помощью частоты $F_{Ci} = f_3$. Тогда спектр первичного OFDM-сигнала сместится в область отрицательных частот на величину F_{Ci} и результирующий спектр также будет принадлежать некоторому OFDM-сигналу (рисунок 8, г). Таким образом, можно сделать вывод, что промежуточный квадратурный OFDM-сигнал можно получить из входного сигнала без предварительного формирования первичного (вещественного или квадратурного) OFDM-сигнала. Для этого необходимо промодулировать соответствующим образом не только положительные ортогональные частоты, но и отрицательные ортогональные частоты. При таком формировании промежуточного квадратурного OFDM-сигнала частота $F_{Ci} = F_{Ck}$ может принимать только значения $f_k = kf_1$ (при $k \neq 0$ и $k \neq N-1$), где $f_1 = 0,5F_D / (N-1)$ и где N – число всех несущих частот в первичном OFDM-сигнале.

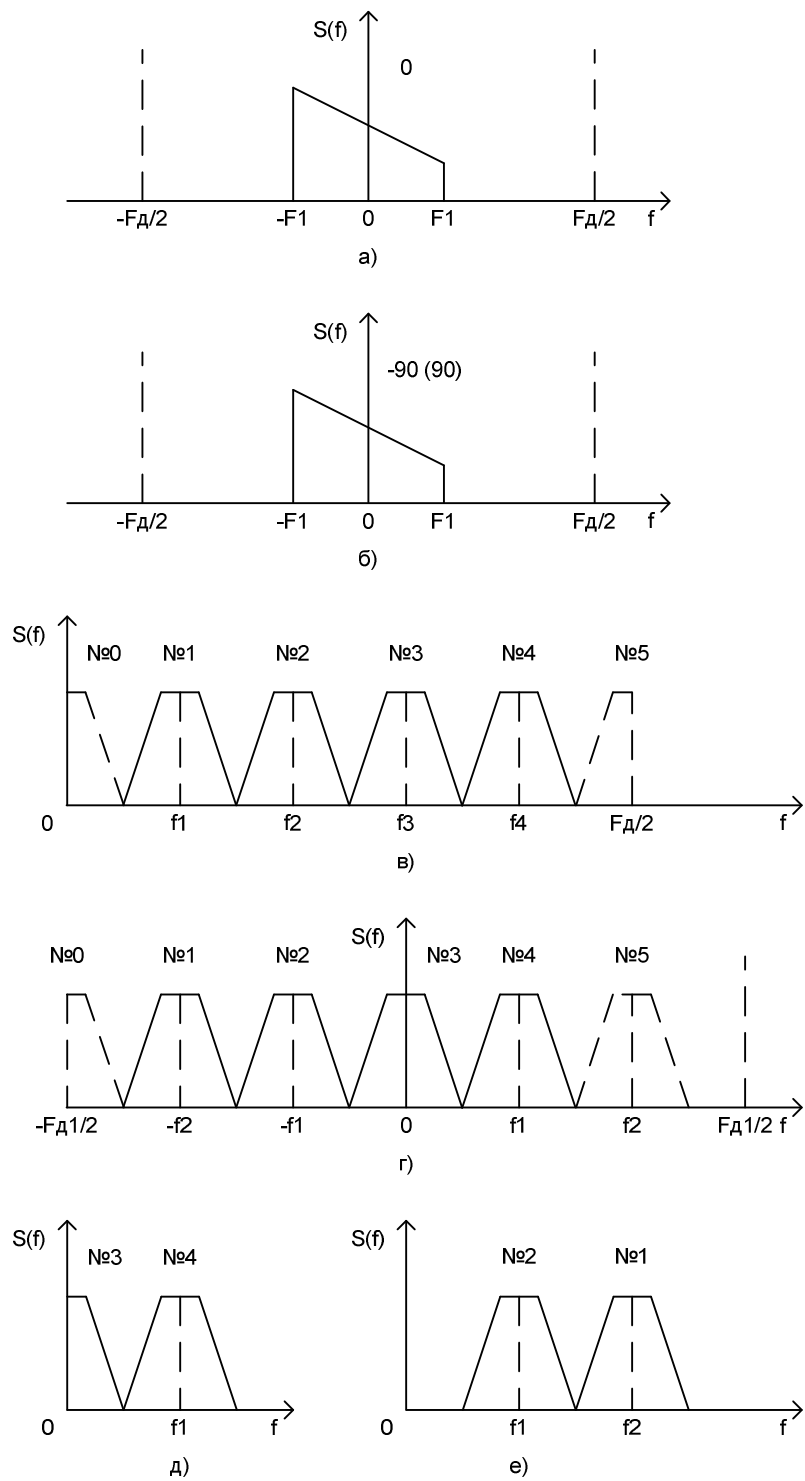


Рисунок 8

Так как промежуточный квадратурный OFDM-сигнал занимают меньшую полосу частот, то частота дискретизации ($F_{Д1}$) может быть выбрана меньшей, чем при формировании первичного квадратурного OFDM-сигнала (рисунок 8, г).

В случае нечетного числа всех несущих частот первичного OFDM-сигнала средняя частота F_{C0} в спектре этого сигнала совпадает с центральной несущей частотой $F_{C0} = [(N-1)/2] \cdot f_1 = F_D / 4$. В случае нечетного числа несущих частот, кроме немодулированных крайних несущих частот, средняя частота F_{C0} в спектре первичного OFDM-сигнала также совпадает с какой-либо несущей частотой $F_{C0} = f_k$. В случае четного числа несущих частот средняя частота F_{C0} в спектре первичного OFDM-сигнала не совпадает с какой-либо несущей частотой $F_{C0} \neq f_k$.

Представим первичный квадратурный OFDM-сигнал как комплексный сигнал [1]:

$$\dot{S}_0(nT) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k(nT) \cos(2\pi knT / \tau) + j \sum_{k=0}^{N-1} C_k(nT) \sin(2\pi knT / \tau), \quad (1)$$

где $I_0(t) = I_0(nT) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k(nT) \cos(2\pi knT / \tau)$ – синфазная компонента

первичного OFDM-сигнала, а $Q_0(t) = Q_0(nT) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k(nT) \sin(2\pi knT / \tau)$ –

квадратурная компонента первичного OFDM-сигнала; N – число всех несущих частот первичного OFDM-сигнала; $T = 1/F_D$ – интервал дискретизации; $C_k(nT)$ – комплексный модулирующий символ k -й несущей частоты первичного OFDM-сигнала; τ – длительность комплексного модулирующего символа; n – номер дискретного отсчета сигнала; $j = \sqrt{-1}$ – мнимая единица.

Представим промежуточный квадратурный OFDM-сигнал в виде комплексного сигнала:

$$\begin{aligned} \dot{S}_0\left(\frac{n}{2f_1(M-1)}\right) = & \sum_{k=0}^{N-1} C_k(nT) \cos[2\pi(k-m)n/(\tau 2f_1(M-1))] - \\ & - j \sum_{k=0}^{N-1} C_k(nT) \sin[2\pi(k-m)n/(\tau 2f_1(M-1))], \quad (2) \end{aligned}$$

где M – число всех несущих частот в этом сигнале; $m = F_{Ck} / f_1$.

В виде инвертированного спектра этого комплексного сигнала промежуточный квадратурный OFDM-сигнал можно представить как:

$$\begin{aligned} \dot{S}_0\left(\frac{n}{2f_1(M-1)}\right) &= \sum_{k=0}^{N-1} C_{N-1-k}(nT) \cos[2\pi(k-m)n/(\tau 2f_1(M-1))] + \\ &+ j \sum_{k=0}^{N-1} C_{N-1-k}(nT) \sin[2\pi(k-m)n/(\tau 2f_1(M-1))]. \quad (3) \end{aligned}$$

Представим промежуточный квадратурный OFDM-сигнал в виде комплексного сигнала:

$$\begin{aligned} \dot{S}_0\left(\frac{n}{2f_1(M-1)}\right) &= \sum_{k=0}^{N-1} C_k(nT) \cos[2\pi(k-m)n/(\tau 2f_1(M-1))] + \\ &+ j \sum_{k=0}^{N-1} C_k(nT) \sin[2\pi(k-m)n/(\tau 2f_1(M-1))]. \quad (4) \end{aligned}$$

В виде инвертированного спектра этого комплексного сигнала промежуточный квадратурный OFDM-сигнал можно представить как:

$$\begin{aligned} \dot{S}_0\left(\frac{n}{2f_1(M-1)}\right) &= \sum_{k=0}^{N-1} C_{N-1-k}(nT) \cos[2\pi(k-m)n/(\tau 2f_1(M-1))] - \\ &- j \sum_{k=0}^{N-1} C_{N-1-k}(nT) \sin[2\pi(k-m)n/(\tau 2f_1(M-1))]. \quad (5) \end{aligned}$$

Сигнал, описываемый выражениями (2) и (3), можно представить в виде суммы двух следующих OFDM-сигналов (рисунки 8, д и 8, е):

$$\begin{aligned} \dot{S}_1\left(\frac{n}{2f_1(M-1)}\right) &= \sum_{k=0}^{m-1} C_{k+m}\left[\frac{n}{2f_1(M-1)}\right] \cos[2\pi kn/(\tau 2f_1(M-1))] - \\ &- j \sum_{k=0}^{m-1} C_{k+m}\left[\frac{n}{2f_1(M-1)}\right] \sin[2\pi kn/(\tau 2f_1(M-1))], \quad (6) \\ \dot{S}_2\left(\frac{n}{2f_1(M-1)}\right) &= \sum_{k=0}^{N-m-1} C_{m-k}\left[\frac{n}{2f_1(M-1)}\right] \cos[2\pi kn/(\tau 2f_1(M-1))] + \\ &+ j \sum_{k=0}^{N-m-1} C_{m-k}\left[\frac{n}{2f_1(M-1)}\right] \sin[2\pi kn/(\tau 2f_1(M-1))]. \quad (7) \end{aligned}$$

Сигнал, описываемый выражениями (4) и (5), можно представить в виде суммы двух OFDM-сигналов (рисунки 8, д и 8, е):

$$\dot{S}_1\left(\frac{n}{2f_1(M-1)}\right) = \sum_{k=0}^{m-1} C_{k+m} \left[\frac{n}{2f_1(M-1)}\right] \cos[2\pi kn / (\tau 2f_1(M-1))] + \\ + j \sum_{k=0}^{m-1} C_{k+m} \left[\frac{n}{2f_1(M-1)}\right] \sin[2\pi kn / (\tau 2f_1(M-1))], \quad (8)$$

$$\dot{S}_2\left(\frac{n}{2f_1(M-1)}\right) = \sum_{k=0}^{N-m-1} C_{m-k} \left[\frac{n}{2f_1(M-1)}\right] \cos[2\pi kn / (\tau 2f_1(M-1))] - \\ - j \sum_{k=0}^{N-m-1} C_{m-k} \left[\frac{n}{2f_1(M-1)}\right] \sin[2\pi kn / (\tau 2f_1(M-1))]. \quad (9)$$

Нулевая несущая частота в промежуточном квадратурном OFDM-сигнале (соответствует частоте F_{Ck} в первичном квадратурном OFDM-сигнале) модулируется только в одной из частей этого сигнала (только в сигнале \dot{S}_1 или только в сигнале \dot{S}_2), а в другой части она не модулируется (нулевая).

Число всех несущих в промежуточном OFDM-сигнале определяется как $M \geq N/2 + 1$ (N – четное) или как $M \geq (N-1)/2 + 1$ (N – нечетное), а частота дискретизации как $F_{Д1} = 1/T_1 \geq 2(M-1)f_1$; в частном случае можно не учитывать число немодулированных краевых несущих частот в первичном OFDM-сигнале. За счет меньшей частоты дискретизации получаем меньшее количество вычислений в единицу времени.

Запишем промежуточный квадратурный OFDM-сигнал в виде суммы выражений (6) и (7):

$$\dot{S}_1\left(\frac{n}{2f_1(M-1)}\right) = \sum_{k=0}^{m-1} \{C_{k+m} \left[\frac{n}{2f_1(M-1)}\right] + C_{m-k} \left[\frac{n}{2f_1(M-1)}\right]\} \cos[2\pi kn / (\tau 2f_1(M-1))] - \\ - j \sum_{k=0}^{m-1} \{-C_{k+m} \left[\frac{n}{2f_1(M-1)}\right] + C_{m-k} \left[\frac{n}{2f_1(M-1)}\right]\} \sin[2\pi kn / (\tau 2f_1(M-1))]. \quad (10)$$

Запишем промежуточный квадратурный OFDM-сигнал в виде суммы выражений (8) и (9):

$$\begin{aligned} \dot{S}_1\left(\frac{n}{2f_1(M-1)}\right) = & \sum_{k=0}^{m-1} \left\{ C_{k+m} \left[\frac{n}{2f_1(M-1)} \right] + C_{m-k} \left[\frac{n}{2f_1(M-1)} \right] \right\} \cos[2\pi kn / (\tau 2f_1(M-1))] + \\ & + j \sum_{k=0}^{m-1} \left\{ C_{k+m} \left[\frac{n}{2f_1(M-1)} \right] - C_{m-k} \left[\frac{n}{2f_1(M-1)} \right] \right\} \sin[2\pi kn / (\tau 2f_1(M-1))]. \end{aligned} \quad (11)$$

Из выражений (10) и (11) следует, что можно получить промежуточный квадратурный OFDM-сигнал, изменив входной сигнал для процедуры ОДПФ.

Количество вычислений при ОДПФ по правилу N^2 или при ОБПФ по правилу $N \log_2 N$ для выражений (6)-(11) снижается по сравнению с формированием первичного OFDM-сигнала.

Комплексный модулирующий символ k -й несущей частоты OFDM-сигнала можно записать как:

$$C_k(nT) = I_k(nT) + jQ_k(nT), \quad (12)$$

где $I_k(nT)$ – синфазная компонента модулирующего символа k -й несущей частоты OFDM-сигнала; $Q_k(nT)$ – квадратурная компонента модулирующего символа k -й несущей частоты OFDM-сигнала. Данные компоненты, как правило, определяются по созвездиям фазовой манипуляции или квадратурной амплитудной модуляции [8, 9], или путем ДПФ для SC-FDMA-сигналов [5, 7]. Входной сигнал первого OFDM-модулятора (рисунок 1) является набором таких компонент для каждой несущей частоты OFDM-сигнала. Таким образом, для формирования промежуточного OFDM-сигнала в соответствии с выражением (10) необходимо получить входной сигнал, состоящий из следующих сигналов:

$$I_{k+m}(nT_1) + I_{m-k}(nT_1), \quad (13)$$

$$Q_{k+m}(nT_1) + Q_{m-k}(nT_1), \quad (14)$$

$$-I_{k+m}(nT_1) + I_{m-k}(nT_1), \quad (15)$$

$$-Q_{k+m}(nT_1) + Q_{m-k}(nT_1). \quad (16)$$

Для формирования промежуточного OFDM-сигнала в соответствии с выражением (11) необходимо получить входной сигнал, состоящий из следующих сигналов:

$$I_{k+m}(nT_1) + I_{m-k}(nT_1),$$

$$Q_{k+m}(nT_1) + Q_{m-k}(nT_1),$$

$$I_{k+m}(nT_1) - I_{m-k}(nT_1), \quad (17)$$

$$Q_{k+m}(nT_1) - Q_{m-k}(nT_1). \quad (18)$$

В случае отсутствия комплексного модулирующего символа с заданным индексом при наличии модулируемой ортогональной несущей частоты OFDM-сигнала, данный символ полагается нулевым. В случае отсутствия ортогональной несущей частоты OFDM-сигнала для комплексного модулирующего символа с соответствующим индексом, данный символ полагается отсутствующим.

Подача синфазной и квадратурной компонент промежуточного OFDM-сигнала на входы КМ производится с учетом необходимости формирования OFDM-радиосигнала с верхней боковой полосой или с нижней боковой полосой.

Таким образом, в общем случае базовая схема устройства, формирующего OFDM-радиосигнал, остается прежней (рисунок 1). При этом отличается лишь работа первого OFDM-модулятора, выполняемая в соответствии с любым из выражений (2) – (5). Выполнение ОДПФ или ОБПФ принципиально одинаково и отличается количественными параметрами.

В частном случае, описываемом выражениями (6) и (7) или выражениями (8) и (9), устройство, формирующее OFDM-радиосигнал, дополнительно содержит второй OFDM-модулятор и два ЦС (рисунок 9). В одном из этих ЦС складываются синфазные части двух OFDM-сигналов, а в другом складываются квадратурные части двух OFDM-сигналов.

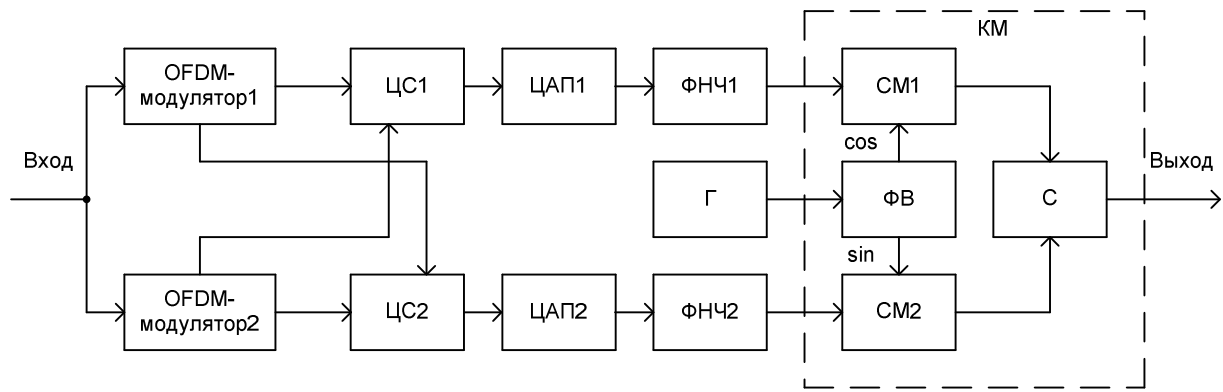


Рисунок 9

В частном случае, описываемом выражением (10) или (11), устройство, формирующее OFDM-радиосигнал, дополнительно содержит второй OFDM-модулятор и конвертер входного сигнала (К) (рисунок 10). Конвертер входного сигнала формирует для одного из двух OFDM-модуляторов входной сигнал в соответствии с выражениями (13) и (14), а для другого OFDM-модулятора формирует входной сигнал в соответствии с выражениями (15) и (16) или в соответствии с выражениями (17) и (18).

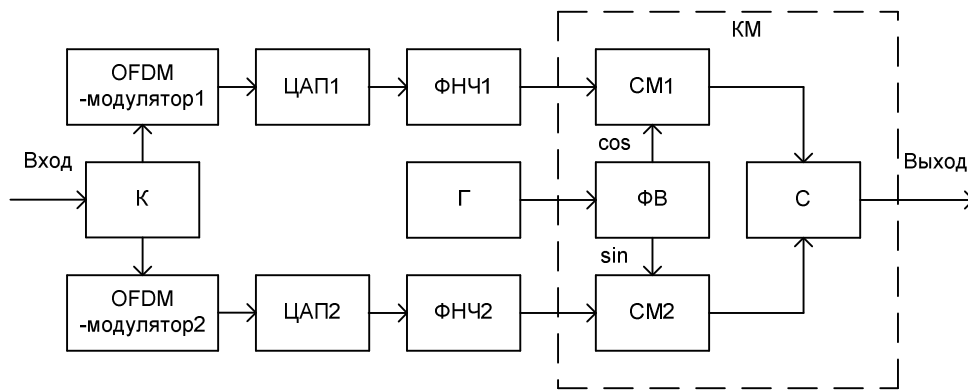


Рисунок 10

Таким образом, рассмотренные альтернативные способы формирования OFDM-радиосигнала помимо основного способа (рисунок 1) позволяют сформировать OFDM-радиосигнал с меньшим уровнем внеполосного излучения при малом количестве цифровых вычислений и при менее сложной аппаратной реализации устройств.

Литература

1. Вишнеvский В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л., Шахнович И.В. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. – М.: Техносфера, 2005 – 592с., с.117-122.
2. Шахнович И. Широкополосная мобильность: IEEE 802.16e. Часть 1 – MAC-уровень. – Электроника: Наука, Технология, Бизнес, №2, 2007, с.18-27.
3. Шахнович И. Широкополосная мобильность: IEEE 802.16e. Часть 2 – Физический уровень и элементная база. – Электроника: Наука, Технология, Бизнес, №1, 2008, с.98-104.
4. Шахнович И. Стандарт широкополосного доступа IEEE 802.16 для диапазонов ниже 11 ГГц – Электроника: Наука, Технология, Бизнес, №1, 2005, с.8-14.
5. 3GPP TR 25.814 Physical layer aspects for evolved Universal Terrestrial Radio Access (UTRA), Release 7, V7.1.0, 2006.
6. Янина Витакре. FDMA с одной несущей — новый восходящий канал LTE. – Электронные компоненты, №2, 2007, с.46-49.
7. В.О. Тихвинский, С.В. Терентьев. От GERAN/UTRAN к LTE. Перспективы развития и эволюция технологий радиointерфейса. – T-comm – Телекоммуникации и транспорт, №7-8, 2007, с.44-51.
8. IEEE Std 802.16e-2005 and IEEE Std 802.16-2004/Cor 1-2005. Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems. Amendment 2: Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands. – IEEE, 28 February 2006.
9. IEEE Std 802.11-2007 (Revision of IEEE Std 802.11-1999). Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. – IEEE, 12 June 2007.
10. Верзунов М.В. Однополосная модуляция в радиосвязи. – М.: Воениздат, 1972. – 296 с.

11. Патент 75121 RU, U1, МПК 7, Н 04 J 1/00. Федчун А.А. Формирователь группового радиосигнала. – 2008106958/22; Заявл. 22.02.2008; Опубл. 20.07.2008, Бюл. №20.

12. Патент 75810 RU, U1, МПК 7, Н 04 G 7/00. Федчун А.А. Формирователь группового радиосигнала. – 2008114411/22; Заявл. 24.03.2008; Опубл. 20.08.2008, Бюл. №23.