

К. т. н. А. Б. КОХАНОВ

Украина, Одесская национальная академия связи им. А. С. Попова
E-mail: skoh@mail.ru

Дата поступления в редакцию
21.03 2006 г.

Оппонент к. т. н. А. М. БЛИНОВСКИЙ
(ЦНИРТИ, г. Москва)

СПОСОБ МОДУЛЯЦИИ-ДЕМОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ С КВАДРАТУРНЫМ ИЗМЕНЕНИЕМ УГЛОВОЙ КОМПОНЕНТЫ

Разработан новый способ угловой манипуляции с квадратурной манипуляцией угловой компоненты для построения устройств кодирования-декодирования сигналов.

Развитие систем связи привело к увеличению спроса на цифровые каналы связи. Эта ситуация потребовала применения эффективного использования выделенного частотного диапазона, что привело к появлению исследований спектральной эффективности методов модуляции [1—3]. В радиорелейных и спутниковых каналах связи требуется также применение эффективных методов модуляции с постоянной огибающей. Примерами модуляции с постоянной огибающей являются квадратурная фазовая манипуляция со сдвигом (Offset QPSK — OQPSK) и манипуляция с минимальным сдвигом (minimum shift keying — MSK) [1].

Однако все эти методы являются разновидностями классической модуляции угловой компоненты гармонической составляющей [4, 5]. Повышение спектральной эффективности сигналов [2, 3] приводит к значительным трудностям по детектированию сигнала при использовании этих методов (например для OQPSK), что связано с очень малыми значениями разности между значениями фазы двух соседних значений фазового созвездия модуляции.

Целью данной работы является разработка нового способа угловой манипуляции с квадратурной манипуляцией угловой компоненты (КМУК) для построения устройств кодирования-декодирования сигналов. Результат достигнут путем использования методов интегрального исчисления и замены гармонической составляющей модулирующего сигнала для модуляции угловой компоненты векторным представлением модулирующего сигнала. В данной работе получено аналитическое представление цифровой манипуляции, которое обеспечивает получение высокой спектральной эффективности модулированного сигнала для сигналов с постоянной огибающей, и построение структурных схем для кодеков на основе КМУК.

Угловая модуляция с квадратурным изменением угловой компоненты

Для гармонического колебания

$$a(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \Theta_0) = A_0 \cos \varphi(t) \quad (1)$$

с частотой ω_0 , амплитудой A_0 и начальной фазой Θ_0 набег фазы $\varphi(t)$, как известно [1, с. 197], за какой-

либо конечный промежуток времени от $t=t_1$ до $t=t_2$ будет равен

$$\begin{aligned} \varphi(t_2) - \varphi(t_1) &= (\omega_0 t_2 + \Theta_0) - (\omega_0 t_1 + \Theta_0) = \\ &= \omega_0 (t_2 - t_1). \end{aligned} \quad (2)$$

Из (2) видно, что угловая частота есть скорость изменения фазы колебания. В интегральной форме [4, с. 99] эти уравнения примут вид

$$\varphi(t_2) - \varphi(t_1) = \int_{t_1}^{t_2} \omega(t) dt; \quad (3)$$

$$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt}. \quad (4)$$

Согласно (3) и (4), полную фазу высокочастотного колебания в момент t можно определить как

$$\varphi(t) = \int_0^t \omega(t) dt + \Theta_0, \quad (5)$$

где первое слагаемое в правой части определяет набег фазы за время от начала отсчета до рассматриваемого момента времени t , а Θ_0 — начальная фаза колебания в момент времени t_0 .

Так как в общем случае радиосигнал, несущий в себе информацию, можно представить в виде

$$a(t) = A(t) \cos[\omega_0 t + \Theta(t)] = A(t) \cos \varphi(t), \quad (6)$$

то с учетом (5) фазу $\omega_0 t + \Theta(t)$ в (6) следует заменить на

$$\varphi(t) = \omega_0 t + \Theta(t) + \Theta_0. \quad (7)$$

Пусть

$$\Theta(t) = a_n \cos \Omega t + b_n \sin \Omega t, \quad (8)$$

где Ω — фаза модулирующего сигнала, a_n и b_n — амплитуды двоичных чисел, которые задаются правилами m -уровневой модуляции в зависимости от принятого значения M , например

$$a_n, b_n = \left. \begin{array}{ll} \left. \begin{array}{l} \pm 1; \pm 3 \\ \pm 1; \pm 3; \pm 5; \pm 7 \\ \pm 1; \pm 3; \pm 5; \pm 7; \pm 9; \pm 11; \\ \pm 13; \pm 15 \\ \pm 1; \pm 3; \pm 5; \pm 7; \pm 9; \pm 11; \\ \pm 13; \pm 15; \pm 17; \pm 19; \pm 21; \\ \pm 23; \pm 25; \pm 27; \pm 29; \pm 31 \end{array} \right\} & \begin{array}{l} \text{при } M = 4 \\ \text{при } M = 8 \\ \text{при } M = 16 \\ \text{при } M = 32 \end{array} \end{array} \right\} (8.1)$$

от какого-то значения амплитуды U_0 .

Подставим (8) в (7) и получим математическое выражения для набега фазы:

$$\begin{aligned} \varphi(t) &= \omega_0 t + (\omega_d a_n \cos \Omega t + \omega_d b_n \sin \Omega t) + \Theta_0 = \\ &= \omega_0 t + \omega_d (a_n \cos \Omega t + b_n \sin \Omega t) + \Theta_0. \end{aligned} \quad (9)$$

Запишем с учетом (8) мгновенное значение частоты модулированного колебания (тока или напряжения), частота которого меняется по закону

$$\omega(t) = \omega_0 + \omega_d (a_n \cos \Omega t + b_n \sin \Omega t), \quad (10)$$

где $\omega_d = 2\pi f_d$ представляет собой некоторый коэффициент пропорциональности — амплитуду частотного отклонения (девиацию частоты) [4, с. 99].

Подставив (9) в (5), получим математическое выражение

$$\begin{aligned} \varphi(t) &= \int_0^t [\omega_0 + (\omega_d a_n \cos \Omega t + \omega_d b_n \sin \Omega t)] dt + \Theta_0 = \\ &= \int_0^t \omega_0 dt + \int_0^t \omega_d a_n \cos \Omega t dt + \int_0^t \omega_d b_n \sin \Omega t dt + \Theta_0. \end{aligned} \quad (10.1)$$

После взятия интегралов (в данном случае интегралы табличные) получится следующее выражение:

$$\begin{aligned} \varphi(t) &= \omega_0 t + \frac{\omega_d a_n}{\Omega} \sin \Omega t + \frac{\omega_d b_n}{\Omega} (-\cos \Omega t + 1) + \\ &+ \Theta_0 = \omega_0 t + \frac{\omega_d}{\Omega} (a_n \sin \Omega t - b_n \cos \Omega t + b_n) + \Theta_0 = \\ &= \omega_0 t + m \cdot (a_n \sin \Omega t - b_n \cos \Omega t + b_n) + \Theta_0, \end{aligned} \quad (11)$$

где $m = \omega_d / \Omega = \Theta_{\max}$, что соответствует индексу угловой модуляции.

Полагая $-b_n = c_n$, можно (11) записать как

$$\begin{aligned} \varphi(t) &= \omega_0 t + m(a_n \sin \Omega t + c_n \cos \Omega t + b_n) + \Theta_0 = \\ &= \omega_0 t + m(a_n \sin \Omega t + c_n \cos \Omega t) + mb_n + \Theta_0 = \\ &= \omega_0 t + m(a_n \sin \Omega t + c_n \cos \Omega t) - mc_n + \Theta_0. \end{aligned} \quad (12)$$

В математическом выражении (12) значение $-mc_n$ является дополнительным постоянным сдвигом фазы и при детектировании может не учитываться, т. к. не зависит от Ω (т. е. от частоты модулирующего колебания квадратурной модуляции (**КАМ**)) и будет подавлен фильтром после КАМ-демодуляции.

Таким образом, использование **квадратурной модуляции** (векторной) фазовой компоненты не приводит к изменению физических процессов при угловой модуляции. Возможность применения квадратурной модуляции угловой компоненты позволяет улучшить детектирование сигналов с частотной или фазовой модуляцией, т. к. квадратурные компоненты хорошо разделяются синхронным детектором для квадратурной модуляции (КАМ-демодулятором). Для этого необходимо выделить квадратурную компоненту из (6), где угловая компонента задана с учетом (12), и подать ее на синхронный детектор КАМ-демодулятора.

Из (12) видно, что при $m=1$ ширина спектра модулирующего КАМ-колебания равна ширине спектра при угловой квадратурной модуляции (**УКАМ**), т. к. девиация частоты совпадает с частотой модулирующего колебания, что позволяет осуществлять угло-

вую модуляцию (частотную или фазовую) без расширения спектра сигнала на несущей частоте ω_0 .

Представление угловой модуляции с квадратурной модуляцией угловой компоненты в форме радиус-вектора

Известно [6, с. 71], что

$$p \cos A + q \sin A = r \cos(A - \psi), \quad (13)$$

что позволяет представить (8) в виде радиус-вектора, где $r = \sqrt{p^2 + q^2}$; $\cos \psi = \frac{p}{r}$; $\sin \psi = \frac{q}{r}$; $p = a_n$; $q = b_n$.

Для получения мгновенного значения колебаний (тока или напряжения), частота которого меняется по гармоническому закону, необходимо (10) записать с учетом (13):

$$\omega(t) = \omega_0 + \omega_d r \cos \Omega_1 t, \quad \Omega_1 t = A - \psi, \quad (14)$$

где $\omega_d = 2\pi f_d$ представляет собой амплитуду частотного отклонения — девиацию частоты.

С учетом (14) значение фазы (5) можно записать как

$$\varphi(t) = \int_0^t (\omega_0 + \omega_d r \cos \Omega_1 t) dt + \Theta_0. \quad (15)$$

После интегрирования получим следующее выражение:

$$\varphi(t) = \omega_0 t + \frac{\omega_d}{\Omega_1} r \sin \Omega_1 t, \quad (16)$$

где $\omega_d / \Omega_1 = m$ — индекс модуляции.

Выражение для высокочастотного колебания (6) (фазовой манипуляции с квадратурной компонентой — **ФМК**) с учетом (16) и с учетом мгновенного значения фазы будет иметь вид

$$a(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + mr \sin \Omega_1 t + \Theta_0]. \quad (17)$$

Очевидно, что в формуле (17) мгновенное значение фазового набега соответствует фазовому набегу (12), что подтверждается (13). Дополнительный фазовый набег в (12) учитывается в общем аргументе Ω_1 в (13). Форма записи в виде радиус-вектора (13) предпочтительнее, т. к. совпадает с классическим представлением записи колебаний с угловой модуляцией. Однако для демодулятора сигнала предпочтительнее форма представления модулирующего колебания в виде синуса и косинуса.

Коэффициент m (индекс модуляции), как известно, показывает на величину расширения спектра. Для разных видов модуляции он (как известно) различный. Так, для частотной манипуляции индекс модуляции выбирается в пределах (1÷1,2) при условии, что a_n и b_n есть значения амплитуд при M -уровневой манипуляции.

Если модулируется частота, то частотная манипуляция будет задаваться сигналом (17) в векторной форме. При этом частота будет меняться скачками. Но так как детектирование выделенной из частотного сигнала квадратурной компоненты проводят синхронными детекторами для КАМ-модуляции, то они не будут влиять на процесс синхронного детектирования КАМ-сигнала, т. к. КАМ-созвездие дискретно, и

скачки частоты будут приходиться на промежутки между значениями КАМ-созвездия.

При демодуляции фазовых значений методом ФМК КАМ-демодуляторы позволяют на сегодняшний день демодулировать сигналы вплоть до значений КАМ-512 (а в перспективе — предполагается до КАМ-2048). В этом случае передача сигналов методами ФМК позволяет получить значения спектральной эффективности 8 и 9 бит/Гц/с, что весьма проблематично для традиционных M -уровневых методов фазовой и частотной манипуляций. Так, при $M=256$ для фазовой манипуляции пришлось бы фазовым детектором разделять сигналы с точностью $360^\circ/256=1,4^\circ$ или $0,7^\circ$ для $M=512$.

Построение таких фазовых детекторов при наличии шумов в каналах связи вызывает значительные трудности (даже при обеспечении отношения сигнал/шум в канале связи из-за собственных шумов полупроводниковых приборов), что может привести к необоснованному удорожанию систем связи. Демодулятор ФМК строится в этом случае из двух демодуляторов, включенных последовательно: сначала проводится демодуляция фазовым детектором с соответствующей фильтрацией (в соответствии с полосой КАМ-составляющей), а после проводится КАМ-демодуляция выделенного фазовым детектором M -уровневого КАМ-сигнала.

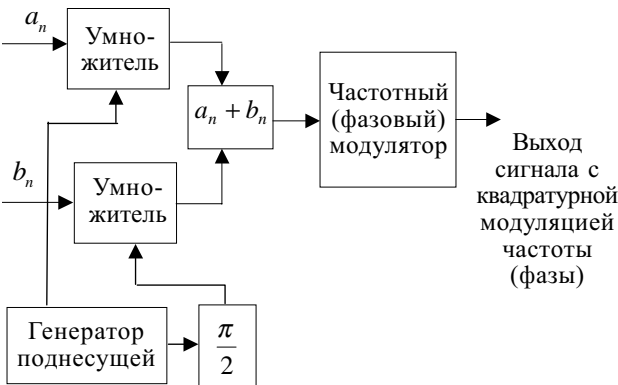


Рис. 1. Структурная схема модулятора с квадратурным изменением угловой компоненты

На рис. 1 представлена структурная схема, которая реализует (17). Демодуляция проводится в обратном порядке.

Расширение спектра сигнала при угловой модуляции с квадратурной компонентой

В выражении (12) векторная составляющая $a_n \sin \Omega t + c_n \cos \Omega t$ угловой компоненты есть не что иное, как квадратурная форма записи вектора. При использовании ортогонального уплотнения с частотным мультиплексированием — модуляции OFDM [3, с. 272] — применяют также квадратурную модуляцию каждого частотного канала. Причем все частотные составляющие сигнала OFDM передаются последовательно в канал связи, т. е. одновременно две или более частотных компонент OFDM в канале связи появиться не могут. Следовательно, если в (12) или (17) подставить вместо квадратурной компоненты сигнал OFDM, то нарушений в процессе интегри-

рования (10.1) не произойдет, т. к. на одном сигнальном интервале t_2-t_1 в (2) будет присутствовать только одна квадратурная компонента $a_n \sin \Omega_n t + c_n \cos \Omega_n t$ для заданного частотного канала, соответствующего номеру n .

Следовательно, выражение для угловой многоугольной модуляции с ортогональным частотным мультиплексированием фазы или частоты можно, исходя из (12) и [8], записать как

$$a(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + m \sum_{k=0}^{N-1} \hat{s}(k) + \Theta_0], \quad (18)$$

где $\hat{s}(k)$ есть аналоговый сигнал, который получается из цифрового сигнала $s(k)$, полученного, в свою очередь, как обратное преобразование Фурье:

$$s(k) = \sum_{n=0}^{N-1} c(n) \exp(j \frac{2\pi nk}{N}), \quad k=0, 1, 2, \dots, N-1. \quad (19)$$

Причем сигнал $c(n)$ задается исходя из условия, присутствующего DMT-модуляции [9, 10], которое определяется следующим образом.

Пусть $\{a(m)\}$ и $\{b(m)\}$ — две реальные последовательности одного сигнала с длиной массива M .

Определяют новую последовательность длиной $N=2M$, так что

$$\begin{aligned} c(n) &= 0 \text{ при } n = 0, \\ c(n) &= a(m) + jb(m) \text{ при } n = N/2 - m, \\ c(n) &= 0 \text{ при } n = N/2, \\ c(n) &= a(m) - jb(m) \text{ при } n = N/2 + m, \end{aligned} \quad (20)$$

где $1 \leq m \leq N/2 - 1$.

Такой сигнал $c(n)$ является симметричным относительно точки $N/2$. Исходя из свойств преобразования Фурье (сумма в (19)) после выполнения этого преобразования будет получена действительная последовательность $s(k)$ [10].

Структурная схема модулятора с OFDM-модуляцией угловой компоненты приведена на рис. 2.

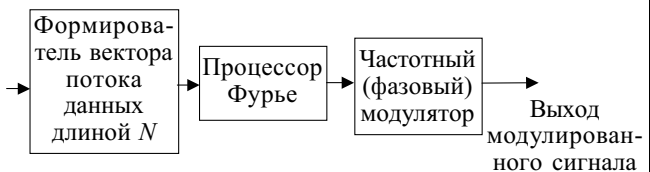


Рис. 2. Структурная схема модулятора с OFDM-модуляцией угловой компоненты

Восстанавливается сигнал в обратном порядке. После частотного детектирования получают сигнал $\hat{r}(k) = \hat{s}(k) + N_0$, где N_0 — шум канала связи. Сигнал $\hat{r}(k)$ подвергают цифроаналоговому преобразованию, а полученный цифровой сигнал подвергают прямому преобразованию Фурье. Полученный комплексный цифровой сигнал $\hat{c}(n)$ подвергают декомпозиции и восстанавливают две реальные последовательности $\{a(m)\}$ и $\{b(m)\}$ одного сигнала с длиной массива M . Значок над сигналом $\hat{c}(n)$ указывает на возможные изменения вследствие ошибок из-за шума в канале связи. Так как сигналы с OFDM эффективны при большом числе частотных несущих

(512, 1025, 8186), то и сигналы с угловым частотным мультиплексированием (УЧМ), очевидно, также будут иметь это свойство, поскольку (18) не вносит в частотное мультиплексирование никаких новых компонент.

Однако (18) позволяет получить сигнал OFDM с постоянной огибающей, т. к. при OFDM-модуляции каждая частотная компонента модулируется методом амплитудно-фазовой модуляции (АФМ). УЧМ позволяет получить канал связи с частотной УЧМ (ЧУЧМ) или фазовой УЧМ (ФУЧМ). Применять ЧУЧМ и ФУЧМ можно в каналах с замираниями и для спутниковой связи (ФУЧМ), т. к. этот сигнал при детектировании слабо подвержен паразитной амплитудной модуляции и позволяет устранить последнюю перед демодуляцией. ФУЧМ также позволяет избавиться от доплеровского сдвига частоты путем применения автоматической подстройки частоты (АПЧ) перед детектированием этого сигнала. Сигналы ЧУЧМ могут применяться на трассах прямой видимости в каналах связи с замираниями, т. к. появляющаяся паразитная амплитудная модуляция может быть подавлена автоматической регулировкой усиления (АРУ) приемника без ущерба для процесса демодуляции сигнала. Кроме того, сигналы с ЧУЧМ- и ФУЧМ-модуляциями могут применяться в системах передачи данных по кабелю. Изменяя параметр m в (18), можно дополнительно менять ширину спектра передаваемого сигнала.

Относительная фазовая манипуляция с квадратурной компонентой угловой составляющей

Известно, что при фазовой манипуляции для устранения «обратной работы» [7, с. 29] применяют кодирование не самой фазы, а разности фаз двух соседних радиоимпульсов. Такое представление фазы дает возможность получить относительную фазовую манипуляцию с квадратурной компонентой (ОФМК). Тогда значение фазы в радиосигнале (6) будет определяться как

$$a(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + m(r_2 \sin \Omega_2 t - r_1 \sin \Omega_1 t) + \Theta_0]. \quad (21)$$

Учитывая, что частота $\Omega_1 = \Omega_2 = A$ такая же, как и в (13), то можно записать:

$$p_1 \cos A + q_1 \sin A - p_2 \cos A - q_2 \sin A = (p_2 - p_1) \cos A + (q_2 - q_1) \sin A = r_{\text{офмк}} \sin \Omega_{\text{офмк}} t, \quad (22)$$

где $p_2 - p_1, q_2 - q_1$ — разности значений амплитуд модулирующих (цифровых) последовательностей в период времени передачи и предшествующий период времени;

$$r_{\text{офмк}} = \sqrt{(p_2 - p_1)^2 + (q_2 - q_1)^2};$$

$$\Omega_{\text{офмк}} = A - \psi;$$

$$\cos \psi = \frac{p_2 - p_1}{r_{\text{офмк}}}.$$

Причем эти значения совпадают с амплитудами значений для дифференциальной импульсной кодовой модуляции (ДИКМ) без предсказания, где амплитуда сигнала представляется разностью соседних значений сигнала.

В общем случае радиосигнал (21) с M -уровневой ОФМК с учетом (13) можно представить тогда в виде

$$u_{\text{офмк}}(t) = U_0 \sum_k z_k(t - k\tau) \cos(\omega_0 t + m r_{\text{офмк}} \times \sin \Omega_{\text{офмк}} t + \Theta_0), \quad (23)$$

$$\text{где } z_k = (t - k\tau) = \begin{cases} 1, & k\tau < t \leq (k+1)\tau; \\ 0, & t \leq k\tau, t > (k+1)\tau, \quad k = 0, 1, 2, \dots \end{cases}$$

$$\tau = T \log_2 M;$$

T — длительность элемента исходного цифрового сигнала.

Так как значения квадратурных амплитуд p и q могут быть как положительными, так и отрицательными, то неоднозначность восстановления фазы отсутствует. В этом случае нет эффекта «обратной работы», свойственной обычной фазовой манипуляции, хотя изменения фазы при ОФМК происходят от 0 до 2π . Кроме того, амплитуда вектора $r_{\text{офмк}}$ в (23) меньше, чем у вектора $r_{\text{офмк}}$ в (21), т. к. известно, что амплитуда ДИКМ меньше исходных амплитуд.

Демодуляция ОФМК

Демодуляция сигнала ОФМК может осуществляться автокорреляционным методом [7, с. 133]. При этом здесь нужно рассмотреть следующие особенности.

Рассмотрим три временных интервала цифрового сигнала, которые соответствуют трем временным периодам T . Пусть на первом интервале КАМ-составляющая будет описываться модулирующей компонентой $r_1 \sin \Omega_1 t$, на втором временном интервале — $r_2 \sin \Omega_2 t$ и на третьем временном интервале — $r_3 \sin \Omega_3 t$. Тогда сигнал ОФМК будет иметь смысл на втором и третьем интервалах и т. д. На втором временном интервале радиосигнал будет описываться как

$$u_{\text{офмк}}(t) = U_0 \sum_k z_k(t - k\tau) \cos[\omega_0 t + m(r_2 \sin \Omega_2 t - r_1 \sin \Omega_1 t)], \quad (24)$$

а на третьем временном интервале радиосигнал будет иметь вид

$$u_{\text{офмк}}(t) = U_0 \sum_k z_k(t - k\tau) \cos[\omega_0 t + m(r_3 \sin \Omega_3 t - r_2 \sin \Omega_2 t)]. \quad (25)$$

При демодуляции ОФМК автокорреляционным методом структурная схема демодулятора примет вид, приведенный на рис. 3.

Сигналы на входах умножителя в момент времени третьего периода будут иметь вид

$$\cos[\omega_0 t + m(r_3 \sin \Omega_3 t - r_2 \sin \Omega_2 t)] \quad (26.1)$$

на прямом входе умножителя и

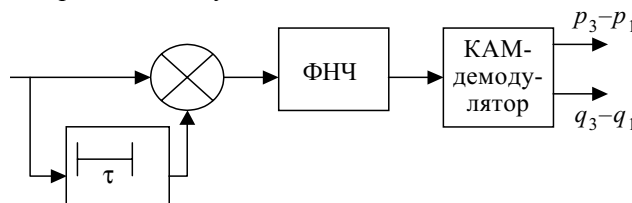


Рис. 3. Структурная схема демодулятора ОФМК

$$\cos[\omega_0 t + m(r_2 \sin \Omega_2 t - r_1 \sin \Omega_1 t)] \quad (26.2)$$

на входе после линии задержки. Тогда сигнал после перемножения будет иметь вид

$$\begin{aligned} & \cos[\omega_0 t + m(r_3 \sin \Omega_3 t - r_2 \sin \Omega_2 t)] \times \\ & \times \cos[\omega_0 t + m(r_2 \sin \Omega_2 t - r_1 \sin \Omega_1 t)] = \\ & = \frac{1}{2} [\cos(2\omega_0 t + \alpha_1 + \alpha_2) + \cos(\alpha_2 - \alpha_1)], \quad (26.3) \end{aligned}$$

где $\alpha_2 = (r_3 \sin \Omega_3 t - r_2 \sin \Omega_2 t)$; $\alpha_1 = (r_2 \sin \Omega_2 t - r_1 \sin \Omega_1 t)$.

Компонента с $2\omega_0 t$ после фильтрации будет отсутствовать, и, следовательно, ее можно опустить. Тогда (26.3) с учетом эффекта фильтрации можно записать как

$$\begin{aligned} & \cos(r_3 \sin \Omega_3 t - r_2 \sin \Omega_2 t - r_2 \sin \Omega_2 t + r_1 \sin \Omega_1 t) = \\ & = \cos(r_3 \sin \Omega_3 t - r_1 \sin \Omega_1 t) = \\ & = \cos[(p_3 - p_1) \cos A + (q_3 - q_1) \sin A]. \quad (27) \end{aligned}$$

Таким образом, на выходе фазового демодулятора будет присутствовать КАМ-сигнал с представлением в виде ДИКМ, но между амплитудами третьего и первого временных интервалов сигнала модулятора, а не между первым и вторым интервалами, как принято в классическом ДИКМ. Очевидно, что если запоминать на выходе КАМ-демодулятора амплитуды не за один предшествующий период, а за два, то ДИКМ-сигнал восстанавливается так же, как и классический ДИКМ-сигнал (это видно из (25)). Очевидно, что при детектировании первого и второго периодов сигнала (21) на выходе детектора сигнал будет равен сигналам $r_1 \sin \Omega_1 t$ и $r_2 \sin \Omega_2 t$, соответственно, и начиная с третьего периода на выходе детектора будет сигнал (22). Запоминая на выходе детектора значения двух предыдущих отсчетов, можно легко восстановить значения p и q с помощью ДИКМ.

Заключение

Применение квадратурной манипуляции угловой компоненты для сигналов с постоянной огибающей позволяет устранить понятие «обратной работы» при фазовой манипуляции за счет векторного представления модулирующего сигнала. Полученные аналитические выражения фазовой и относительной фазовой манипуляции с квадратурной компонентой позволяют упростить процесс демодуляции сигналов с угловой модуляцией. Применение же относительной фазовой модуляции с квадратурной компонентой позволяет обойтись без дорогостоящих процедур восстановления фазы несущей частоты сложными методами и уменьшить девиацию частоты за счет дифференциального характера амплитуды вектора модулирующего сигнала.

Приведенные в статье схемы модуляторов и демодуляторов могут быть реализованы на основе цифровой или аналоговой техники.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение.— М.: ИД “Вильямс”, 2003.
2. Айфичер Э. С., Дервис Б. У. Цифровая обработка сигналов: практический подход.— М.: ИД “Вильямс”, 2004.
3. Урядников Ю. Ф., Аджемов С. С. Сверхширокополосная связь. Теория и применение.— М.: СОЛОН-Пресс, 2005.
4. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы.— М.: Сов. радио, 1977.
5. Баскаков И. С. Радиотехнические цепи и сигналы.— М.: Высш. школа, 1988.
6. Двайт Г. Б. Таблицы интегралов и другие математические формулы.— М.: Наука, 1978.
7. Радиорелейные и спутниковые системы передачи / А. С. Немировский, О. С. Данилович, Ю. И. Маримот и др.— М.: Радио и связь, 1986.
8. Коханов А. Б. Передача сигналов STM1 и ATM через радиоканал // Наукові праці УДАЗ ім. О. С. Попова.— 2003.— № 3.— С. 15—20.
9. Цифровая обработка сигналов: Справочник/ Л. М. Гольденберг, Б. Д. Матюшкин, М. Н. Поляк.— М.: Радио и связь, 1985.
10. Гласман К. Методы передачи данных в цифровом телевидении // www.625-net.ru.— 1999.— № 5.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ

Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применения.— К.: Техносфера, 2005.— 320 с.

Новейшее пособие по теории и практике цифровой связи, не имеющее аналогов в литературе на русском языке. Наиболее активные идеи помехоустойчивости кодирования внедряются в системах мобильной связи и в магистральных высокоскоростных линиях. Быстрое распространение Интернета и средств Мультимедиа стимулирует применение кодов, исправляющих ошибки, для защиты банков данных огромной емкости от случайных или преднамеренных искажений. Помимо классических алгоритмов декодирования блоков и сверточных кодов, детально рассмотрены современные идеи декодирования с “мягким решением” и итеративного декодирования.

Идеальное учебное пособие для студентов программистских и связанных специальностей, инженеров-разработчиков и практиков.

