

УДК 621.397.62(075)

ОДНОПОЛОСНАЯ КВАДРАТУРНАЯ УГЛОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ**КОХАНОВ А. Б., ЛЕВКОВСКАЯ М. Ю.***Одесский национальный политехнический университет,
Украина, Одесса, 65044, пр. Шевченко 1*

Аннотация. В статье описан способ модуляции угловой компоненты сигнала с квадратурной угловой модуляцией (КУМ) с целью уменьшения ширины спектра за счет использования сигналов с однополосной квадратурной модуляцией в качестве модулирующего сигнала. Это позволяет уменьшить ширину спектра сигнала по сравнению с шириной спектра сигнала с КУМ

Ключевые слова: однополосная квадратурная угловая модуляция; однополосная квадратурная модуляция; индекс модуляции; спектр сигнала; нижняя боковая полоса

В [1, 2] приведено теоретическое обоснование разновидности угловой модуляции — квадратурной угловой модуляции (КУМ). Этот вид модуляции позволяет передавать два сигнала вместо одного с использованием угловой модуляции на одной несущей частоте. В качестве модулирующего сигнала используются ортогонально разделяемые сигналы. В [1] показано, что такими сигналами могут быть сигналы с квадратурной амплитудной модуляцией (КАМ), сигналы с дифференциальной КАМ модуляцией фазы и сигналы с ортогональной частотной цифровой модуляцией (OFDM).

В [2–5] приведены примеры практического использования этого метода модуляции в системах радиосвязи и цифрового телевидения, что позволяет улучшить отношение сигнал–шум на 3–10 дБ по сравнению с обычной угловой модуляцией. Такое улучшение возникает за счет постоянной огибающей сигнала с КУМ. Однако при этом ширина спектра сигнала с квадратурной угловой модуляцией увели-

чивается в два раза по сравнению с обычной угловой модуляцией [1].

Целью данной работы является разработка метода формирования сигналов с квадратурной угловой модуляцией, при использовании которой ширина спектра остается равной ширине спектра сигналов с обычной угловой модуляцией.

ВВЕДЕНИЕ

Если для формирования текущей фазы сигнала с угловой модуляцией использован сигнал с квадратурной модуляцией [1, 2], то в общем случае радиосигнал с КУМ представляется в виде

$$a(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + \beta\Theta(t) + \Theta_0] = A(t) \cos \varphi(t), \quad (1)$$

где $A_0 = \text{const}$, $A(t)$ — амплитуда сигнала с квадратурной угловой модуляцией, ω_0 — несущая частота, β — индекс модуляции, Θ_0 — начальная фаза, $\Theta(t)$ — функция изменения текущей фазы сигнала, которая определяется как:

$$\Theta(t) = A_n \cos \omega_S t + B_n \sin \omega_S t, \quad (2)$$

где ω_S — поднесущая частота КАМ сигнала, $A(t) = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}$, $\cos \varphi = B_n / C_n$, A_n и B_n — амплитуды символов модулирующих сигналов, которые задаются правилами M -уровневой модуляции на символьном интервале T_S , t — время. Для КУМ закон изменения текущей фазы задается сигналом с квадратурной модуляцией [1].

Спектр модулирующего сигнала с КАМ (2) описывается выражением [6]:

$$\dot{S}(\Omega) = \frac{1}{2} \dot{A}_n(\omega_S + \Omega_S) + \frac{1}{2} \dot{A}_n(\omega_S - \Omega_S) - \frac{1}{2} j \dot{B}_n(\omega_S + \Omega_S) + \frac{1}{2} j \dot{B}_n(\omega_S - \Omega_S), \quad (3)$$

где Ω_S — максимальная частота в спектре модулирующих сигналов A_n и B_n , \dot{A}_n , \dot{B}_n — амплитуды сигналов синфазного и квадратурного каналов соответственно в спектральной области.

Недостатком такого метода передачи является наличие двух боковых полос в спектре КАМ сигнала (3). Верхней боковой полосе (ВБП) сигнала (3) соответствуют составляющие спектра КАМ сигнала с частотами $(\Omega_S + \omega_S)$. Нижней боковой полосе (НБП) сигнала (3) соответствуют составляющие спектра КАМ сигнала с частотами $(\Omega_S - \omega_S)$. Достаточно передавать информацию о модулирующем сигнале только с одной нижней или верхней боковой полосой, как это происходит при передаче сигналов с однополосной модуляцией (ОБП) [7]. ОБП широко используется в системах СИ-БИ радиосвязи. В Европе отдано предпочтение ВБП, а в США применяют НБП, что не критично и обусловлено условиями стандартизации.

ПРИМЕНЕНИЕ ОБП КАМ СИГНАЛА ДЛЯ МОДУЛЯЦИИ ТЕКУЩЕЙ ФАЗЫ

В [7] описан метод получения сигнала с однополосной квадратурной модуляцией (ОКМ). Этот вид сигнала представляет собой сигнал с квадратурной модуляцией (3) с одной боковой полосой спектра этого сигнала. Так как КАМ сигнал возможно представить в виде суммы двух амплитудно-модулированных сигналов на ортогональных несущих [6], тогда ОКМ сигнал возможно представить в виде суммы двух ОБП сигналов на ортогональных несущих. Эта аналогия служит исходным условием при формировании сигнала с ОКМ [7].

Если выделить составляющие нижней боковой полосы КАМ сигнала (3), то КАМ сигнал с НБП (по международной классификации LSB) представляется в виде [7]:

$$\begin{aligned} S_{\text{НБП}}(t) &= \\ &= \frac{A_n}{2} \sin(\omega_S - \Omega_S)t + \frac{B_n}{2} \cos(\omega_S - \Omega_S)t = \\ &= \left[\frac{A_n}{2} \sin(\Omega_S t) \cos(\omega_S t) - \frac{A_n}{2} \cos(\Omega_S t) \sin(\omega_S t) \right] + \\ &= \left[\frac{B_n}{2} \cos(\Omega_S t) \cos(\omega_S t) + \frac{B_n}{2} \sin(\Omega_S t) \sin(\omega_S t) \right] = \\ &= \frac{1}{2} [A_n \sin(\Omega_S t) + B_n \cos(\Omega_S t)] \cos(\omega_S t) + \\ &+ \frac{1}{2} [B_n \sin(\Omega_S t) - A_n \cos(\Omega_S t)] \sin(\omega_S t), \quad (4) \end{aligned}$$

а КАМ сигнал с ВБП (по международной классификации USB) представляется в виде

$$\begin{aligned} S_{\text{ВБП}}(t) &= \\ &= \frac{A_n}{2} \sin(\omega_S + \Omega_S)t - \frac{B_n}{2} \cos(\omega_S + \Omega_S)t = \\ &= \left[\frac{A_n}{2} \sin(\Omega_S t) \cos(\omega_S t) + \frac{A_n}{2} \cos(\Omega_S t) \sin(\omega_S t) \right] - \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \left[\frac{B_n}{2} \cos(\Omega_S t) \cos(\omega_S t) - \frac{B_n}{2} \sin(\Omega_S t) \sin(\omega_S t) \right] = \\ & = \frac{1}{2} [A_n \sin(\Omega_S t) - B_n \cos(\Omega_S t)] \cos(\omega_S t) + \\ & + \frac{1}{2} [B_n \sin(\Omega_S t) + A_n \cos(\Omega_S t)] \sin(\omega_S t). \quad (5) \end{aligned}$$

Выражения (4), (5) позволяют построить модуляторы и демодуляторы ОКМ сигнала [7]. Полученный сигнал с ОКМ возможно использовать для модуляции фазовой компоненты $\Theta(t)$ при формировании КУМ сигнала (1).

Если сигнал (4) использовать в качестве модулирующего сигнала при формировании сигнала (1) с квадратурной угловой модуляцией, то полученный сигнал запишется в виде

$$\begin{aligned} a(t) &= U_0 \cos\{\omega_0 + \beta S_{\text{НБП}}(t)t\} = \\ &= U_0 \cos[(\omega_0 + \beta \omega_d)t], \quad (6) \end{aligned}$$

где $\omega_d = A_n \cos[(\omega_S - \Omega_S)t] + B_n \sin[(\omega_S - \Omega_S)t]$ является ОКМ сигналом. В этом случае сигнал (6) соответствует сигналу с однополосной квадратурной угловой модуляцией (ОКУМ), а ω_d соответствует девиации частоты.

Половина ширины спектра сигнала с КУМ (1) определяется как [1, 8]:

$$\Delta\omega_Q = \omega_{\text{дев}} = \beta(\omega_S + \Omega_S), \quad (7)$$

где $\omega_{\text{дев}}$ — девиация частоты сигнала с КУМ, а $(\omega_S + \Omega_S)$ соответствует полосе частот (ОБП КАМ), которая равна половине ширины спектра сигнала с КАМ (3).

Ширина спектра ОБП КАМ сигнала в два раза меньше по сравнению с шириной спектра КАМ сигнала [7], который используется для модуляции угловой компоненты $\Theta(t)$ при формировании сигнала с КУМ (1). В этом случае выражение для половины ширины спектра сигнала (6) с ОКУМ принимает вид:

$$\Delta\omega_{\text{НБП}} = \omega_{\text{дев}} / 2 = \beta\omega_{\text{НБПmax}} = \omega_d. \quad (8)$$

Как следует из (4), значение $\Delta\omega_{\text{НБП}} = \omega_d$ достигает максимума при $\Omega_S = 0$, т.е. когда $\omega_S = \omega_d$. В этом случае ширина половины спектра сигнала с ОКУМ определяется как:

$$\omega_d = \beta\omega_S, \quad (9)$$

где $\omega_d = \text{const}$ т.к. $\omega_S = \text{const}$ — поднесущая частота ОКУМ сигнала.

Из (6) и (9) возможно сделать вывод, что спектральные составляющие ОКУМ сигнала при использовании НБП всегда расположены между несущей частотой ω_0 и частотой $\omega_0 + \beta\omega_S$. Из (7) и (9) следует, что ширина спектра сигнала с ОКУМ (6) меньше чем спектра сигнала с КУМ (1) на величину $2\beta\omega_S$. В этом случае возможно утверждать, что ширина спектра ОКУМ сигнала соответствует ширине спектра сигнала с обычной (классической) угловой модуляцией с гармоническим сигналом в качестве модулирующего сигнала и максимальной частотой спектра модулирующего сигнала ω_S .

ОКУМ сигнал переносит два информационных (модулирующих) однополосных сигнала в одной полосе частот, в то время как сигнал с угловой модуляцией переносит только один информационный сигнал. Это обусловлено тем, что ОКМ сигнал является суммой двух сигналов на ортогональных поднесущих частотах [7], которые в силу ортогональности \sin и \cos возможно разделить на приемном конце после демодуляции ОКУМ сигнала частотным или фазовым детектором. Используя большие значения M для представления уровней ОКМ сигнала, возможно сформировать ОКУМ сигнал с высокой спектральной эффективностью (256 уровней и более), что практически невозможно для ФМ 256 или ЧМ 256.

СПЕКТР ОКУМ СИГНАЛА

Из (6) следует, что ОКМ сигнал с НБП имеет вид [7]:

$$\theta(t) = \frac{1}{2} A_n \sin(\omega_S - \Omega_S)t + \frac{1}{2} B_n \cos(\omega_S - \Omega_S)t.$$

Также выражение, описывающее угловую модуляцию, представляется в виде [8]:

$$a(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + \beta\theta(t)] = \quad (12)$$

$$= A_0 \cos[\beta\theta(t)]\cos(\omega_0 t) - A_0 \sin[\beta\theta(t)]\sin(\omega_0 t).$$

Обозначив

$$\alpha = \frac{\beta A_n}{2} \sin(\omega_S - \Omega_S)t,$$

$$\gamma = \frac{\beta B_n}{2} \cos(\omega_S - \Omega_S)t,$$

сигнал ОКУМ с НБП запишется как:

$$a(t) =$$

$$A_0 \cos(\alpha + \gamma)\cos(\omega_0 t) - A_0 \sin(\alpha + \gamma)\sin(\omega_0 t) =$$

$$= A_0 \cos\alpha \cos\gamma \cos(\omega_0 t) - A_0 \sin\alpha \sin\gamma \cos(\omega_0 t)$$

$$- A_0 \sin\alpha \cos\gamma \sin(\omega_0 t) - A_0 \cos\alpha \sin\gamma \sin(\omega_0 t) =$$

$$= A_0 \cos\{\omega_0 t + \beta[\frac{B_n}{2} \cos(\omega_S - \Omega_S)t +$$

$$+ \frac{A_n}{2} \sin(\omega_S - \Omega_S)t]\} =$$

$$= A_0 \cos\{\omega_0 t + \beta \frac{C_n}{2} [\cos(\omega_S - \Omega_S)t - \varphi_n]\} =$$

$$= A_0 \cos[\omega_0 t - \beta\Theta(t)], \quad (13)$$

где

$$C_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}, \quad \varphi_n = \arccos \frac{B_n}{C_n},$$

$$\Theta(t) = \frac{C_n}{2} \cos[\Psi(t)], \quad \Psi(t) = (\omega_S - \Omega_S)t - \varphi_n.$$

Выражение (13) с учетом (12) представляется в компактном виде:

$$a(t) = \quad (14)$$

$$= A_0 \cos[\beta\Theta(t)]\cos(\omega_0 t) + A_0 \sin[\beta\Theta(t)]\sin(\omega_0 t).$$

Формула (14) отличается только знаком плюс между произведениями от выражения для классической угловой модуляции [8], что не влияет на физику процессов самой угловой модуляции.

Таким образом, сигнал с ОКУМ, как следует из (13), (14), формируется так же, как сигнал с угловой модуляцией, но кроме изменения амплитуды $C_n/2$ модулирующего сигнала изменяется также его фаза как функция $\cos[\Psi(t)]$, чего нет в классической угловой модуляции.

$$a(t) = A_0 \{J_0(m) \cos \omega_0 t + 2J_1(m) \cos[\Psi(t)] \sin \omega_0 t - 2J_2(m) \cos[2\Psi(t)] \cos \omega_0 t - 2J_3(m) \cos[3\Psi(t)] \sin \omega_0 t + 2J_4(m) \cos[4\Psi(t)] \cos \omega_0 t + 2J_5(m) \cos[5\Psi(t)] \sin \omega_0 t - 2J_6(m) \cos[6\Psi(t)] \cos \omega_0 t - 2J_7(m) \cos[7\Psi(t)] \sin \omega_0 t + 2J_8(m) \cos[8\Psi(t)] \cos \omega_0 t + \dots\} \quad (16)$$

$$a(t) = A_0 \{J_0(m) \cos \omega_0 t + J_1(m) \sin[\omega_0 t + \Psi(t)] + J_1(m) \sin[\omega_0 t - \Psi(t)] - J_2(m) \cos[\omega_0 t + 2\Psi(t)] - J_2(m) \cos[\omega_0 t - 2\Psi(t)] - J_3(m) \sin[\omega_0 t + 3\Psi(t)] - J_3(m) \sin[\omega_0 t - 3\Psi(t)] + J_4(m) \cos[\omega_0 t + 4\Psi(t)] + J_4(m) \cos[\omega_0 t - 4\Psi(t)] + J_5(m) \sin[\omega_0 t + 5\Psi(t)] + J_5(m) \sin[\omega_0 t - 5\Psi(t)] - J_6(m) \cos[\omega_0 t + 6\Psi(t)] - J_6(m) \cos[\omega_0 t - 6\Psi(t)] - J_7(m) \sin[\omega_0 t + 7\Psi(t)] - J_7(m) \sin[\omega_0 t - 7\Psi(t)] + J_8(m) \cos[\omega_0 t + 8\Psi(t)] + J_8(m) \cos[\omega_0 t - 8\Psi(t)] + \dots\}. \quad (17)$$

В теории бесселевых функций определены следующие соотношения [8, 9]:

$$\begin{aligned} \sin(\varepsilon \cos \omega t) &= 2J_1(\varepsilon) \cos \omega t - 2J_3(\varepsilon) \cos 3\omega t + \\ &+ 2J_5(\varepsilon) \cos 5\omega t - \dots, \\ \cos(\varepsilon \cos \omega t) &= J_0(\varepsilon) - 2J_2(\varepsilon) \cos 2\omega t + \\ &+ 2J_4(\varepsilon) \cos 4\omega t - \dots, \end{aligned} \quad (15)$$

где $J_n(\varepsilon)$ — бесселева функция первого рода n -го порядка от аргумента ε .

Заметим, что на символьном интервале T_S значение $\Theta(t) = (C_n / 2) \cos[\Psi(t)] = \text{const}$. Произведя замену переменных

$$\beta \Theta(t) = \beta \frac{C_n}{2} \cos[\Psi(t)] = m \cos[\Psi(t)]$$

и учитывая (13), (14) и (15), сигнал с ОКУМ запишется в виде (16) или после преобразований в виде (17) (см. внизу с. 41).

Из (17) следует, что спектр сигнала с ОКУМ соответствует спектру сигнала с угловой модуляцией [8], но все нечетные гармоники повернуты на $-\pi / 2$ относительно сигнала с обычной угловой модуляцией. Знаки перед слагаемыми изменяются по следующему закону: знак минус, когда второй двоичный разряд (2^1) номера n бесселевой функции принимает значение логической единицы и знак плюс при равенстве этого разряда логическому нулю. Тогда (17) запишется в более компактной форме как:

$$\begin{aligned} a(t) &= A_0 J_0(m) \cos \omega_0 t + \\ &+ A_0 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{p(n)} \{ J_n(m) \sin[\omega_0 t + \Psi(t)] + \\ &+ J_n(m) \sin[\omega_0 t + \Psi(t)] \} + \\ &+ A_0 \sum_{k=n+1}^{\infty} (-1)^{p(k)} \{ J_k(m) \cos[\omega_0 t + \Psi(t)] + \\ &+ J_k(m) \cos[\omega_0 t + \Psi(t)] \}, \end{aligned} \quad (18)$$

$$p(n) = \begin{cases} 0, & [(n \bmod 4) - (n \bmod 2)] = 0, \\ 1, & [(n \bmod 4) - (n \bmod 2)] = 2, \end{cases}$$

или

$$p(n) = [(n \bmod 4) - (n \bmod 2)] \text{ and } 2,$$

где «mod» — деление по модулю, «and» — операция логического «И», $k = n + 1$.

Согласно (18) ширина спектра сигнала с ОКУМ соответствует ширине спектра сигнала с обычной угловой модуляцией [8]. Таким образом, спектр сигнала с ОКУМ с сигналом НБП КАМ, как модулирующим, имеет меньшую ширину спектра сигнала по сравнению с сигналом с КУМ [1] на величину $2\beta\Omega_S$. Это объясняется отсутствием верхней боковой полосы в модулирующем сигнале с ОКМ, что подтверждает полученное ранее определение ширины спектра ОКУМ сигнала (9).

Рассмотрим случай $\beta \ll 1$. Тогда учитывая (14) и $\cos(\beta \cos \alpha) \approx 1$, $\sin(\beta \cos \alpha) \approx \beta \cos \alpha$ (13) запишется как:

$$\begin{aligned} a(t) &\approx A_0 \cos \omega_0 t + \beta \frac{A_0 C_n}{2} \cos \Psi(t) \sin \omega_0 t = \\ &= A_0 \cos \omega_0 t + \beta \frac{A_0 A_n}{2} \sin[(\omega_S - \Omega_S)t] \sin \omega_0 t + \\ &+ \beta \frac{A_0 B_n}{2} \cos[(\omega_S - \Omega_S)t] \sin \omega_0 t = \\ &= A_0 \cos \omega_0 t + \beta \frac{A_0}{4} \{ A_n \cos[(\omega_0 - \omega_S + \Omega_S)t] + \\ &+ B_n \sin[(\omega_0 - \omega_S + \Omega_S)t] \} - \\ &- \beta \frac{A_0}{4} \{ A_n \cos[(\omega_0 + \omega_S - \Omega_S)t] - \\ &- B_n \sin[(\omega_0 + \omega_S - \Omega_S)t] \}. \end{aligned} \quad (19)$$

Из (19) следует, что при малых значениях индекса модуляции ($\beta \ll 1$) в спектре ОКУМ сигнала присутствуют две квадратурные со-

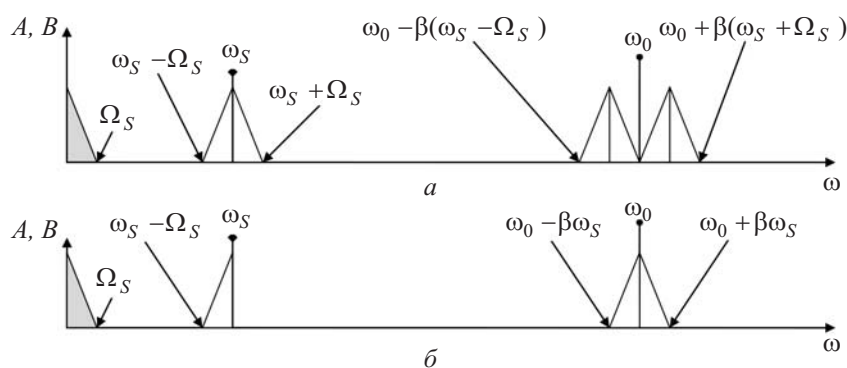


Рис. 1

ставляющие с частотами $(\omega_0 - \omega_S + \Omega_S)$ $(\omega_0 + \omega_S - \Omega_S)$ и несущая частота ω_0 . У сигнала с классической угловой модуляцией боковые составляющие при $\beta \ll 1$ изменяются как амплитудно-модулированные колебания и расположены на частотах $(\omega_0 - \Omega_S)$ и $(\omega_0 + \Omega_S)$ [8]. В соответствии с (18) при КУМ в спектре сигнала присутствуют квадратурные боковые составляющие с частотами $(\omega_0 - \omega_S \pm \Omega_S)$ и $(\omega_0 + \omega_S \pm \Omega_S)$ (рис. 1а), а при ОКУМ в спектре сигнала присутствуют только квадратурные боковые составляющие с частотами $(\omega_0 - \omega_S + \Omega_S)$ и $(\omega_0 + \omega_S - \Omega_S)$ (рис. 1б).

Из рис. 1 видно, что при формировании сигнала с КУМ с использованием для модуляции угловой компоненты сигнала с квадратурной модуляцией (рис. 1а), спектр сигнала с КУМ больше на величину $2\beta\Omega_S$, чем спектр сигнала с КУМ при использовании сигнала с ОКМ с нижней боковой полосой (рис. 1б). По этой причине не рекомендуется применять для модуляции угловой компоненты КУМ сигнала сигнал с ОКМ с ВБП.

Ширина спектра ОКМ сигнала равна ширине спектра сигнала с угловой модуляцией (рис. 1б). Из расположения боковых частот сигналов с КУМ (рис. 1а) и ОКУМ (рис. 1б) видно, что при использовании сигнала с ОКМ с НБП гармоники спектра сигнала с ОКУМ определяются спектральными составляющими,

которые расположены между частотами $\omega_0 - \beta\omega_S + \Omega_S$ и $\omega_0 + \beta\omega_S - \Omega_S$. Таким образом, спектр сигнала с ОКУМ расположен в полосе частот от $\omega_0 - \beta\omega_S$ до $\omega_0 + \beta\omega_S$.

Если использовать сигнал с ОКМ и ВБП как модулирующий сигнал для формирования ОКУМ сигнала, то спектральные составляющие «развернутся» в противоположную сторону по частотной оси относительно частот $\omega_0 - \beta\omega_S$ и $\omega_0 + \beta\omega_S$. Это приводит к расширению спектра ОКУМ сигнала на величину $2\beta\Omega_S$, а частотный диапазон между частотами $\omega_0 - \beta\omega_S$ и $\omega_0 + \beta\omega_S$ будет пуст, за исключением несущей частоты ω_0 , что не эффективно с точки зрения использования полосы частот.

На рис. 2 приведены эпюры напряжений спектров сигналов с КАМ, КУМ и ОКУМ для случая $\beta = 1$: синфазный сигнал КАМ сигнала с частотой 1 кГц (рис. 2а), квадратурный сигнал КАМ сигнала с частотой 0,8 кГц (рис. 2б), спектр КАМ сигнала с $\omega_S = 10$ кГц (рис. 2в), спектр КУМ сигнала с модулирующим КАМ сигналом, $\omega_S = 10$ кГц и $\omega_0 = 100$ кГц (рис. 2г), спектр ОКУМ сигнала с модулирующим ОКМ (НБП), $\omega_S = 10$ кГц и $\omega_0 = 100$ кГц (рис. 2д). Эпюры получены в результате имитационного моделирования. Из рис. 2 видно, что полученный в результате моделирования спектр сигнала с ОКУМ практически отсутствует на частотах ниже 90 кГц ($\omega_0 - \beta\omega_S$) и выше 110 кГц ($\omega_0 + \beta\omega_S$). Выбирая поднесущую частоту ω_S и

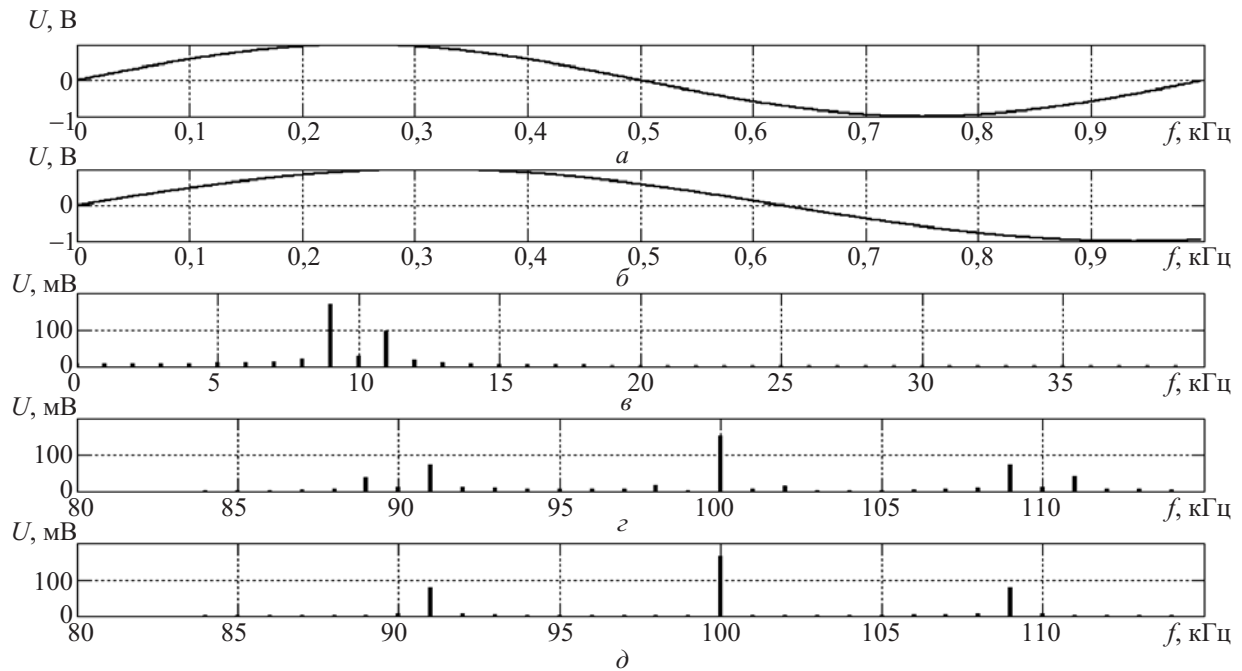


Рис. 2

индекс модуляции β возможно регулировать ширину спектра по выбору, что позволяет повысить помехоустойчивость сигнала.

Получить точное аналитическое описание для графического отображения спектра ОКУМ сигнала достаточно сложно из-за наличия бесселевых функций. Однако при больших значениях индекса модуляции $\beta \gg 1$ амплитуда функций Бесселя с приближением номера функции n к значению β резко стремится к нулю [8]. Это позволяет считать ширину спектра сигнала с ОКУМ равной $2\omega_d$. На рис. 3 приведены спектры сигналов с КУМ (1) (рис. 3а) и ОКУМ (14) (рис. 3б) при $\beta = 50$. При этом выбраны следующие значения: 1 кГц и 0,8 кГц для синфазной и квадратурной составляющих сигналов с КАМ (2) и ОКМ (4) соответственно, $\omega_s = 10$ кГц для сигналов с КАМ и ОКМ, $\omega_0 = 1$ МГц для сигналов с КУМ и ОКУМ.

Из рис. 3б видно, что на частотах 500 и 1500 кГц спектр ОКУМ сигнала резко обрывается, что подтверждает сделанные ранее выводы ($2\Delta F = \pm\beta\omega_s = 50 \times 10^4 = 500$ кГц). Спектр

частот КУМ сигнала (рис. 3а) составляет дополнительно ± 200 кГц с учетом удвоенного спектра КАМ сигнала ($\pm 2\beta\omega_s \times 2 = \pm 4 \times 50 \times 1 = 200$ кГц).

Так как выбор поднесущей частоты ω_s не влияет на положение несущей частоты ω_0 , то изменяя значение ω_s возможно отстраиваться от помех, расположенных вблизи несущей частоты (адаптивный режим передачи) и выделять несущую частоту ω_0 методом цифровой фильтрации [10] для синхронного детектирования сигнала с ОКУМ даже при значительных доплеровских сдвигах частоты. Зная сетку частот ω_s , или передавая следующее значение поднесущей частоты, возможно осуществлять постоянное или переменное смещение спектра ОКУМ сигнала относительно ω_0 . В этом случае система автоматической подстройки частоты (АПЧ) в приемнике не теряет сигнал, т.к. ω_0 не выходит за полосу удержания АПЧ. Если дополнительно изменять несущую частоту скачком (FHSS), то сигнал становится широкополосным и пригодным для передачи инфор-

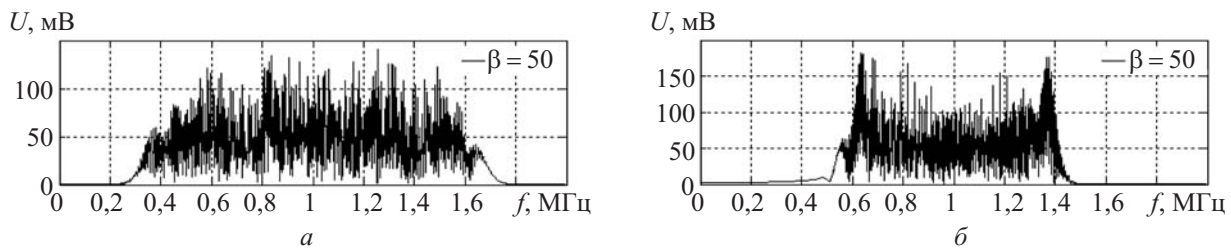


Рис. 3

мации в каналах связи с сильными замираниями, что требует применения специальных приемников.

Достоинством сигналов с ОКУМ является наличие постоянной огибающей, которая свойственна всем видам сигналов с угловой модуляцией и возможность получения высокой спектральной эффективности ($M = 256$ и более), что свойственно сигналам с квадратурной модуляцией. Это позволяет получить меньшую ширину спектра передаваемого сигнала по сравнению с ФМ или ЧМ модуляциями при одинаковом β . Наличие постоянной огибающей ОКУМ сигнала позволяет применять такой вид модуляции в системах передачи информации, где существуют глубокие замирания и многолучевое распространение сигнала.

Кроме того, ОКУМ сигналы возможно использовать как хорошую замену сигналов с CAP модуляцией (Carrier less Amplitude Phase modulation), стандарты которой охраняются фирмой производителем и сигнал которой не устойчив к амплитудным искажениям и доплеровскому сдвигу частот. Кроме того, используя фазовую фильтрацию для выделения когерентной частоты ω_0 [10] для сигнала с ОКУМ, возможно снизить влияние случайной фазовой составляющей при синхронном детектировании сигнала с ОКУМ, которая возникает под воздействием шума в канале передачи информации, что невозможно сделать при детектировании CAP сигналов из-за отсутствия несущей.

Учитывая высокую спектральную эффективность, возможно рекомендовать применение сигналов с ОКУМ для замены сигналов с

OFDM в тех случаях, когда возникают проблемы с линейностью тракта передатчика.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Коханов А. Б. Способ модуляции-демодуляции сигналов с квадратурным изменением угловой компоненты / А. Б. Коханов // ТКЭА. — 2006. — № 4. — С. 9–13. — Режим доступа : http://www.tkea.com.ua/tkea/2006/4_2006/st_02.htm.
2. Zaharov V. V. Performance analysis of angle modulated MQAM transmission techniques / V. V. Zaharov, A. B. Kokhanov // Wireless Pervasive Computing : 2nd Int. Symp. ISWPC, 5–7 Feb. 2007, San Juan, PR, USA : proc. — IEEE, 2007. — P. 520–524. — DOI : [10.1109/ISWPC.2007.342659](https://doi.org/10.1109/ISWPC.2007.342659).
3. Проблемы и перспективы построения наземных эфирных сетей цифрового телевидения в Украине / М. Е. Ильченко, Т. Н. Нарытник, И. В. Омелянюк, и др. // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии : XVII Междунар. Крымская конф. КрыМиКо, 2007, Севастополь, Украина. — 2007. — Т. 1. — С. 3–8. — DOI : [10.1109/crmico.2007.4368609](https://doi.org/10.1109/crmico.2007.4368609).
4. Система передачи многопрограммного телевизионного потока и цифрового потока данных по каналам аналоговых радиорелейных линий / М. Е. Ильченко, Т. Н. Нарытник, А. Г. Войтенко, и др. // Электро-связь. — 2008. — № 3. — С. 10–13.
5. Нарытник Т. Н. Использование двухуровневой модуляции КАМ-ЧМ в системе МИТРИС / Т. Н. Нарытник, А. И. Семенко // Наукові записки УНДІЗ. — 2010. — № 1(13). — С. 31–36. — Режим доступа : <http://undiz.org.ua/db/v13-4.pdf>.
6. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов : уч. пособие / А. Б. Сергиенко. — 3-е изд. — СПб. : БХВ-Петербург, 2011. — 768 с.
7. Патент України на винахід № 103565, (51) МПК (2013.01) H03C1/00. Квадратурний модулятор з однією боковою смугою / О. Б. Коханов. — № a2012 10626 ; заяв. 10.09.2012, опубл. 10.04.2013, Бюл. № 7.
8. Гоноровский Н. С. Радиотехнические цепи и сигналы : учебник для вузов / Н. С. Гоноровский. — 5-е изд., исправ. и доп. — М. : Дрофа, 2006. — 719 с.
9. Двайт Г. Б. Таблицы интегралов и другие математические формулы / Г. Б. Двайт. — М. : Наука, 1973. — 228 с.

10. Коханов А. Б. Восстановление фазы когерентной несущей частоты цифровым фазовым фильтром / А. Б. Коханов // Радиоэлектроника. — 2013. — Т. 56,

№ 2. — С. 33–40. — (Известия вузов). — Режим доступа : <http://radio.kpi.ua/article/view/S0021347013020039>.

Поступила в редакцию 14.02.2015

INFORMATION ON THE ARTICLE

SINGLE-SIDEBAND QUADRATURE ANGLE MODULATION

A. B. Kokhanov, skoh@mail.ru, Odessa National Polytechnic University, Ukraine

M. Yu. Levkovskaya, levkovskaja@mail.ru, Odessa National Polytechnic University, Ukraine

In this article we describe a modulation technique of the angular component of the signal with the quadrature angle modulation (QAgM), which is aimed to narrow the spectrum width using the signals with single-sideband quadrature modulation as a modulation signal. This allows one to reduce the spectrum width of the signal compared to the spectrum width of the signal with QAgM

Keywords: single-sideband quadrature phase modulation; single-sideband quadrature modulation; modulation index; signal spectrum; lower sideband

REFERENCES

1. KOKHANOV, A.B. Method modulation and demodulation signals with quadrature change angle constituent. *Tehnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoy Apparature*, 2006, n.4, p.9-13, http://www.tkea.com.ua/tkea/2006/4_2006/st_02.htm.
2. ZAHAROV, V.V.; KOKHANOV, A.B. Performance analysis of angle modulated MQAM transmission techniques. *Proc. of 2nd Int. Symp. on Wireless Pervasive Computing, ISWPC*, 5-7 Feb. 2007, San Juan, PR, USA. IEEE, 2007, p.520-524, DOI: [10.1109/ISWPC.2007.342659](https://doi.org/10.1109/ISWPC.2007.342659).
3. ILCHENKO, M.Y.; NARITNIK, T.N.; OMELYANYUK, I.V.; PIVNYUK, A.V.; ROGOZHIN, M.V. Problems and aspects regarding the creation of terrestrial digital TV networks in Ukraine. *Proc. of 17th Int. Crimean Conf. on Microwave and Telecommunication Technology, CriMiCo*, 10-14 Sept. 2007, Sevastopol, Ukraine. Sevastopol, 2007, v.1, p.3-8, DOI: [10.1109/crmico.2007.4368609](https://doi.org/10.1109/crmico.2007.4368609).

4. ILCHENKO, M.Y.; NARITNIK, T.N.; VOYTENKO, A.G.; ET AL. System of transmission of multiprogram television stream and digital data stream via channels of analog radio relay lines. *Elektrosvyaz'*, 2008, n.3, p.10-13.
5. NARYTNIK, T.N.; SEMENKO, A.I. Use of two levels modulation QAM-FM in MITRIS system. *Naukovi Zapysky Ukrainkoho Naukovo-Doslidnoho Instytutu Zviazku*, 2010, n.1, p.31-36, <http://undiz.org.ua/db/v13-4.pdf>.
6. SERGIENKO, A.B. *Digital Signal Processing: Textbook*. St. Petersburg: BKhV-Peterburg, 2011 [in Russian].
7. KOKHANOV, A.B. UA Patent No. 103565, 2013.
8. GONOROVSKIY, N.S. *Radioengineering Circuits and Signals: Textbook*. Moscow: Drofa, 2006 [in Russian].
9. DWIGHT, H.B. *Tables of Integrals and Other Mathematical Data*, 4th ed. Macmillan, 1961.
10. KOKHANOV, A.B. Phase recovery of the coherent carrier frequency using digital phase filter. *Radioelectron. Commun. Syst.*, 2013, v.56, n.2, p.82-88, DOI: [10.3103/S0735272713020039](https://doi.org/10.3103/S0735272713020039).

Received in final form February 14, 2015