

Kuznetsov V.

PhD

Volkov A.

PhD

Solodkov A.

ЭФФЕКТИВНАЯ ДВУХФАЗНАЯ СИСТЕМА ЦИФРОВОЙ МОДУЛЯЦИИ

Кузнецов В.С.

доктор технических наук, профессор

Волков А.С.

кандидат технических наук, доцент

Солодков А.В.

старший преподаватель

(Национальный исследовательский университет "Московский институт электронной техники")

<https://doi.org/10.5281/zenodo.13619892>

Abstract

According to the SIMO 2x1 scheme a system of two-phase signals with spatial diversity, addition in the radio channel and their separation at reception has been developed. The main problems of reception are the analytical determination of the main transmitted parameters of the system, calculation of its noise immunity and output frequency band of the channel. These problems are solved by specifying a compact demodulation algorithm, a method for calculating noise immunity, and matching the system with a continuous channel with AWGN in terms of information transmission rate. With correlation reception of the combined signal, the system provides modulation efficiency of 17 bits/symbol.

Аннотация

Согласно схеме SIMO 2x1, разработана система двухфазных сигналов с пространственным разнесением, сложением в радиоканале и их разделением на приеме. Основной проблемой приема являются аналитическое определение основных переданных параметров системы, расчёт её помехоустойчивости и выходной полосы частот канала. Эти проблемы решены заданием компактного алгоритма демодуляции, метода расчёта помехоустойчивости и согласованием системы с непрерывным каналом с АБГШ по скорости передачи информации. При корреляционном приеме суммарного сигнала система обеспечивает эффективность модуляции 17 бит/символ.

Keywords: SIMO 2x1 scheme, two-phase signals, initial phase, separation of signals, the cross-correlation function, frequency efficiency.

Ключевые слова: схема SIMO 2x1, двухфазные сигналы, начальная фаза, разделимость сигналов, функция взаимной корреляции, частотная эффективность.

Введение. Переход к системам связи и передачи данных поколения 5G, внедрение цифровых систем спутникового телевидения, а также дальнейшее развитие систем наблюдения Земли из космоса требуют внедрение в наземные и спутниковые радиоканалы эффективных методов модуляции. Однако наиболее эффективные методы однофазной цифровой модуляции КАМ 256, ФМ32-AM8 (европейский спутниковый стандарт DVB-S2 [1]) обеспечивают эффективность только до 8 бит/символ, т.е. не отвечают требованиям, предъявляемым к современным поколениям систем передачи информации. С учётом основных положений теории разделения сигналов [2] авторы предложили двухфазные методы модуляции [3-7], позволяющие увеличить эффективность модуляции до 12 бит/символ [3,5]. В данной статье с целью дальнейшего повышения эффективности двухфазной модуляции до 17 бит/символ авторы предлагают сложить в радиоканале суммарный сигнал модуляции 2ФМ16 - AM16 (12 бит/отсчёт) с сигналом модуляции ФМ 32 (5 бит/отсчёт).

Описание двухфазных сигналов 2ФМ16 - AM16 и ФМ 32

Объём передаваемой информации формируется амплитудой $A_{m,i}$ и дискретными начальными фазами сигналов $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$. Эти сигналы (см. рисунок 1) описываются следующими соотношениями.

$$S_1(t) = A_{m,i}(\sin(\omega_0 t + \varphi_1)), S_2(t) = A_{m,i}(\sin(\omega_0 t + \varphi_2)) \text{ и } S_3(t) = A_{m,1,2}(\sin(\omega_0 t + \varphi_3)).$$

Амплитуды сигналов $S_1(t)$ и $S_2(t)$ одинаковы, т.е. $A_{m,i,1} = A_{m,i,2} = A_{m,i}$.

$$\text{Групповой сигнал } S_{1,2}(t) = S_1(t) + S_2(t) = 2A_{m,i} \cdot \cos\left(\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}\right) \cdot (\sin(\omega_0 t + \varphi_{1,2})), \quad (1)$$

где $2A_{m,i} \cdot \cos(\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}) = A_{m,1,2} = A_{m,3}$, т.е. амплитуды сигналов $S_{1,2}(t)$ и $S_3(t)$ - равные, а начальная фаза $\varphi_{1,2} = \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2}$ (32 дискрета фазы $\varphi_{1,2}$, но 256 пар углов (φ_1, φ_2)).

$$\text{Суммарный сигнал } S_{\Sigma}(t) = S_{1,2}(t) + S_3(t) = A_{m\Sigma} \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_{1,3\Sigma}) \cdot (2)$$

При $A_{m,1,2} = A_{m,3}$ амплитуда суммарного сигнала $A_{m\Sigma} = 2A_{m,1,2} \cdot \cos(\frac{\varphi_{1,2} - \varphi_3}{2})$, а начальная фаза суммарного сигнала $\varphi_{1,3\Sigma} = \frac{\varphi_{1,2} + \varphi_3}{2}$. Далее

$$4A_{m,i} \cdot \cos(\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}) \cos(\frac{\varphi_{1,2} - \varphi_3}{2}) = A_{m,1,3} = A_{m\Sigma}.$$

$A_{m,1,3} = A_{m\Sigma}$ имеет 2048 значений амплитуды, сигналы $S_{1,2}$, или S_3 имеют 128 значений амплитуды, S_1 , или S_2 имеют 16 значений амплитуды; $\left| \cos(\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}) \right|$ имеет 8 значений, $\left| \cos(\frac{\varphi_{1,2} - \varphi_3}{2}) \right|$ - 16 значений.

Начальные фазы углов с соответствующими индексами принимают следующие количества дискретных значений: $m_1 = 16$, $m_2 = 16$, $m_{1,2} = 32$, $m_3 = 32$, $m_{1,3\Sigma} = 64$.

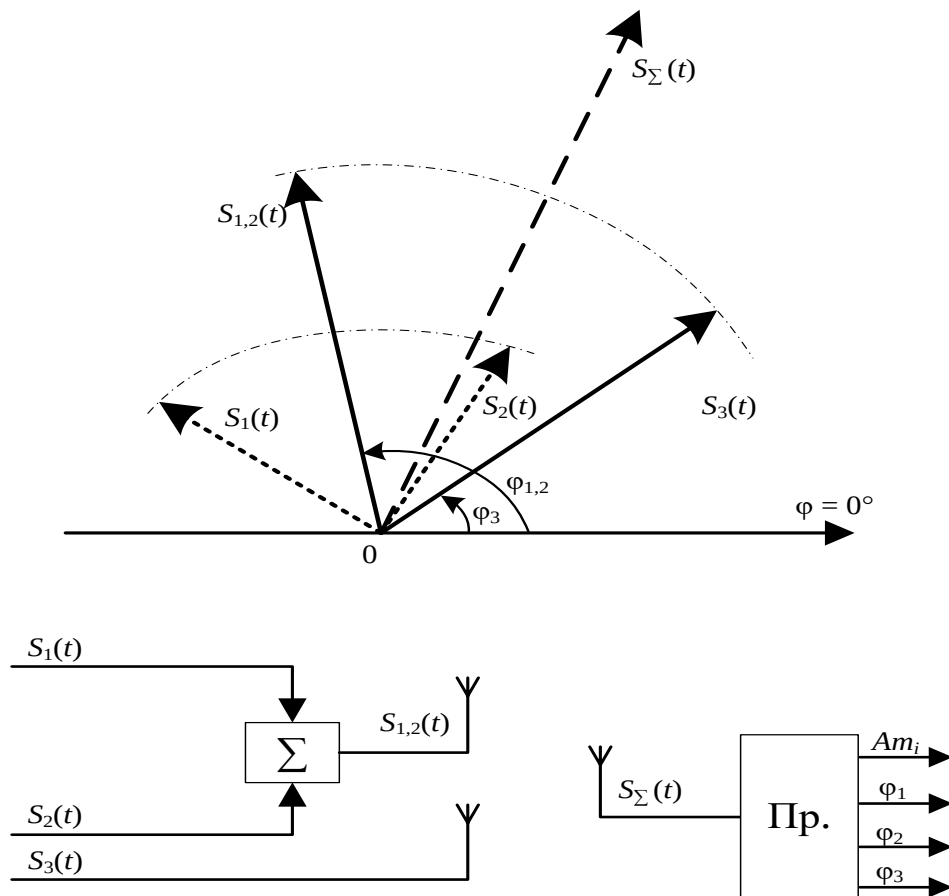


Рис.1. Структура сигналов и блок-схема пространственного разнесения SIMO 2x1 в радиоканале..

Согласно основным положениям теории разделимости сигналов [2], две любые, неравные друг другу, произвольные фазы одной несущей частоты ω_0 являются линейно независимыми, а следовательно, сигналы с этими начальными фазами разделимы. Поэтому на одной несущей частоте при произвольных значениях амплитуд и начальных фаз сигналов можно обеспечить одновременную двухканальную передачу сигналов, существенно увеличивая при этом частотную эффективность канала по сравнению с передачей однофазных сигналов.

Передаваемый групповой сигнал $S_{1,2}(t)$ предварительно (до передачи в радиоканал) формируется электрическим суммированием сигналов $S_1(t)$ и $S_2(t)$. Таким образом, в радиоканал на одной несущей одновременно излучаются два сигнала: $S_{1,2}(t)$ и $S_3(t)$.

В приёмной антенне эти два сигнала суммируются (схема SIMO 2x1) и суммарный сигнал $S_\Sigma(t)$ подвергается корреляционной обработке.

При корреляционной обработке суммарного сигнала $S_\Sigma(t)$ сначала определяются $\max|BK\Phi_\Sigma|$ и его начальная фаза $\varphi_{1,3\Sigma}$. Далее переборным алгоритмом вычисляется наиболее вероятное переданное разрешённое значение амплитуды $A_{m,i}$. Затем весьма компактной процедурой определяются выходные значения начальных фаз сигналов φ_3, φ_2 и φ_1 . Рассмотрим процедуру корреляционного приёма сигнала $S_\Sigma(t)$.

$$BK\Phi_\Sigma = \frac{1}{T} \int_0^T (S_{1,2}(t) + S_3(t)) \cdot g_{1,3i,j}(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^T A_{m,\Sigma} \cdot \sin(\omega_0 t + \phi_{1,3\Sigma}) \cdot \sin(\omega_0 t + \phi_{1,3\Sigma,i,j}) dt =$$

$$= A_{m1,2} \cdot \cos\left(\frac{\phi_{1,2} - \phi_3}{2}\right) \cdot \cos(\phi_{1,3\Sigma} - \phi_{1,3\Sigma,i,j}),$$

где амплитуда $A_{m1,2} = 2A_{mi} \cdot \cos\left(\frac{\phi_1 - \phi_2}{2}\right)$, а $\varphi_{1,3\Sigma} = \frac{\varphi_{1,2} + \varphi_3}{2}$.

$$\max|BK\Phi_\Sigma| = 2A_{mi} \cdot \left| \cos\left(\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}\right) \right| \cdot \left| \cos\left(\frac{\varphi_{1,2} - \varphi_3}{2}\right) \right| = \frac{A_{m\Sigma}}{2} \text{ при } (\varphi_{1,3\Sigma,i,j})_{opt} = \varphi_{1,3\Sigma}. \quad (3)$$

По выражению (3) рассчитываются возможные переданные значения амплитуды $A_{m,i} > 0$ с перебором 8 возможных значений $\left| \cos\left(\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}\right) \right|$ и 16 возможных значений $\left| \cos\left(\frac{\varphi_{1,2} - \varphi_3}{2}\right) \right|$; из них по таблице 5 выбирается ближайшее разрешённое дискретное значение $A_{m,i}$ к рассчитанному значению амплитуды $A_{m,i}$ сигналов $S_1(t)$ и $S_2(t)$. Известны также значения $\phi_{1,3\Sigma}$, $\left| \cos\left(\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}\right) \right|$ и $\left| \cos\left(\frac{\varphi_{1,2} - \varphi_3}{2}\right) \right|$.

Для пары углов $\varphi_{1,2}$ и φ_3 два уравнения с двумя неизвестными есть:

$$\varphi_{1,3\Sigma} = \frac{\varphi_{1,2} + \varphi_3}{2} \text{ и } \frac{\varphi_{1,2} - \varphi_3}{2} = \alpha_i, i = 1, 2 \text{ при известной функции } \cos \alpha_i.$$

Тогда $\varphi_{1,3\Sigma} + \alpha_i = \varphi_{1,2}$, а $\varphi_{1,3\Sigma} - \alpha_i = \varphi_3$. Решение сводится к определению индекса i , при котором найденные углы $\varphi_{1,2}$ и φ_3 имеют разрешённые значения. Аналогично, для пары углов φ_1 и φ_2 : $\varphi_{1,2} + \alpha_i = \varphi_1$, а $\varphi_{1,2} - \alpha_i = \varphi_2$. В итоге определяются все 4 основных параметра системы.

Блок-схема приёма и обработки сигналов в демодуляторе приводится на рисунке 2. Основные операции вычисления функции взаимной корреляции принятого суммарного сигнала $S_\Sigma(t)$ с опорным сигналом и выбора $\max|BK\Phi_\Sigma|$ выполняются блоком 32-х канального коррелятора, который может быть реализован программно, или физически на обычных микросхемах. Остальную часть алгоритма обработки сигналов с процедурами перебора их параметров целесообразно выполнить программным путём.

В итоге 4 выходных информационных параметра $A_{m,i}$, $\varphi_3, \varphi_2, \varphi_1$ переносят 17 бит/символ. При этом сигнал $S_{1,2}(t)$ переносит 12 бит/отсчёт и 5 бит/отсчёт переносит сигнал $S_3(t)$.

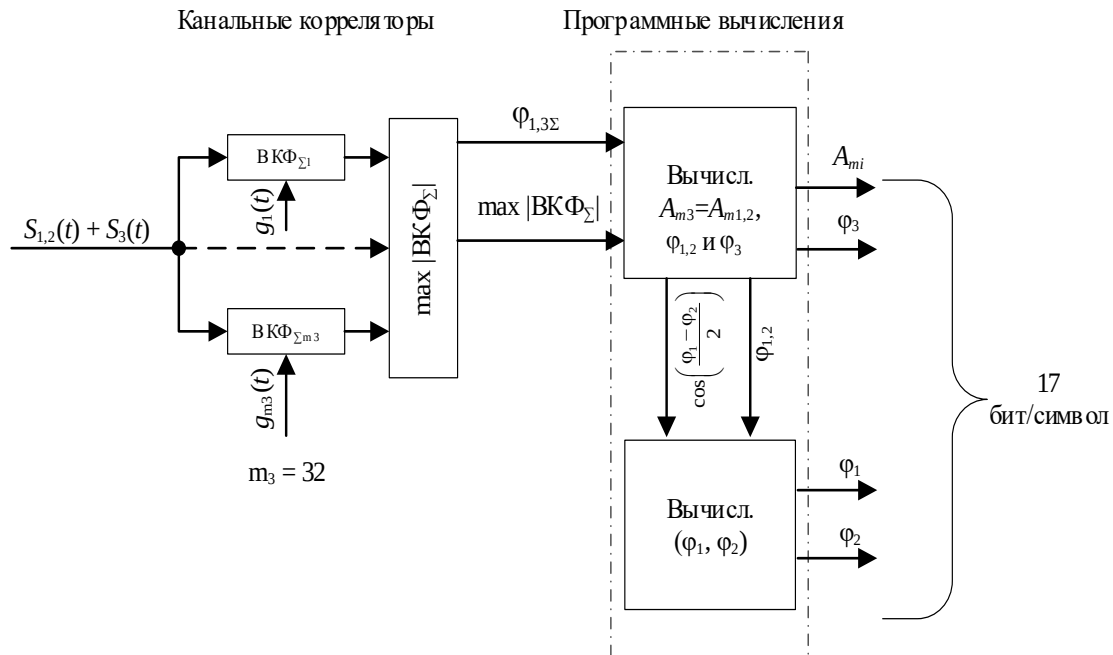


Рис. 2. Блок-схема приёма и обработки сигналов в демодуляторе: .

$$BK\Phi_{\Sigma} = 2A_{mi} \cdot \cos\left(\frac{\phi_1 - \phi_2}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\phi_{1,2} - \phi_3}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\phi_{1,2} + \phi_3}{2} - \frac{\phi_{1,2,i,j} + \phi_{3,i,j}}{2}\right); .$$

$$\phi_{1,2} = \left(\frac{\phi_1 + \phi_2}{2}\right), \phi_{1,3} = \left(\frac{\phi_{1,2} + \phi_3}{2}\right).$$

Блок канальных корреляторов может содержать 32 канала. Опорная начальная фаза $\phi_{1,3,i,j}$ подаётся на этот блок двумя полуциклами: $0^\circ \leq \phi_{1,3,i,j} \leq 180^\circ$ и $180^\circ \leq \phi_{1,3,i,j} \leq 360^\circ$ с дискретом $5,625^\circ$. В каждом полуцикле должны определяться 2 одинаковых значения $\max_i |BK\Phi|$ в двух соседних корреляторах.

При этом $\phi_{1,3\text{opt},i} = \frac{(\phi_{1,3\text{opt}})_{1,i} + (\phi_{1,3\text{opt}})_{2,i}}{2}$, где $i = 1, 2$ - индекс полуцикла. В качестве итогового выбирается значение $\phi_{1,3\text{opt},i}$ для большего значения $\max_i |BK\Phi|$. Необходимо измерить и зафиксировать $\max_i |BK\Phi|$ для итогового угла $\phi_{1,3\text{opt},i}$.

Расчёт помехоустойчивости

Одновременно передаются 2 сигнала $S_{1,2}(t)$ и $S_3(t)$ с равными амплитудами (см. рис. 3).

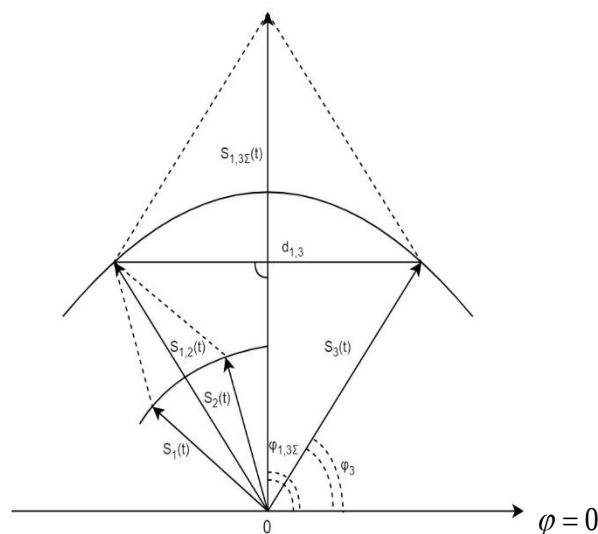


Рис.3 . Определение расстояния $d_{1,3}$.

$(\varphi_1 - \varphi_2)_{\min} = \frac{360^\circ}{32} = 11,25^\circ$, $\Delta\varphi_{1,3\min} = (\varphi_{1,2} - \varphi_3)_{\min} = 5,625^\circ$ (см. таблицы 1 и 2 в Приложении).

Начальные фазы сигналов Таблица 1

Сигнал	Начальная фаза	Значения индекса	Примечание
$S_1(t)$	$\varphi_{1,i} = (i-1) \cdot 2\pi / m$	$1 \leq i \leq m_1 = 16$	$2\pi / m = 22,5^\circ$
$S_2(t)$	$\varphi_{2,j} = \frac{\pi}{m} + (j-1) \cdot 2\pi / m$	$1 \leq j \leq m_2 = 16$	$\pi / m = 11,25^\circ$
$S_{1,2}(t)$	$\varphi_{1,2} = \frac{\pi}{2m} + (\gamma-1) \cdot \pi / m$	$1 \leq \gamma \leq 32 = 2m$	$S_{1,2}(t) = S_1(t) + S_2(t)$ $A_{m1,1} = A_{m1,2} = A_{mi}$ $\pi / 2m = 5,625^\circ$
$S_3(t)$	$\varphi_3 = (\gamma-1) \cdot \pi / m$	$1 \leq \gamma \leq 32 = 2m$	$\pi / m = 11,25^\circ$
$S_{1,3}(t)$	$\varphi_{1,3} = \frac{\pi}{4m} + (\delta-1) \cdot \pi / 2m$	$1 \leq \delta \leq 64$	$S_{1,3}(t) = S_{1,2}(t) + S_3(t)$ $A_{m1,2} = A_{m,3}$ $\pi / 4m = 2,8125^\circ$

Расстояние $d_{1,2\min}$ примерно в 2 раза больше расстояния $d_{1,3\min}$. Ошибочными переходами $S_{1,2}(t) \leftrightarrow S_{1,2}(t)$ можно пренебречь по сравнению с ошибочными переходами $S_3(t) \leftrightarrow S_{1,2}(t)$, которые определяются средней вероятностью $\overline{Q_{oui,1,3}}$.

Так как средняя блоковая вероятность ошибочного приёма сигнала $S_{1,2}(t)$, или сигнала $S_3(t)$ $\overline{Q_{oui,1,3}} = 2Q_{oui,1,3}$, а указанные события совместны, то

$$q_{bit} \leq \frac{2 \cdot (1 - \Phi(\sqrt{\frac{d_{1,3}^2}{2N_0}})) \cdot 2}{17} \quad (4)$$

где $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_{-\infty}^x e^{-t^2/2} dt$ - интеграл вероятности.

Определим помехоустойчивость системы минимальным расстоянием $d_{1,3\min} = f(A_{m,i,\min} = 15 \cdot 10^{-6} B, \varphi_{3,\min} = 0^\circ, \varphi_{2,\min} = 11,25^\circ, \varphi_{1,\min} = 0^\circ)$, являющимся функцией четырёх основных параметров системы при их минимальных значениях. В итоге при $\frac{d_{1,3}^2}{2N_0} = 20$ обеспечивается вероятность ошибки q_{bit} не более $1 \cdot 10^{-6}$ при требуемом отношении $\frac{E_{bit}}{N_0} = 38,765$ дБ.

Минимальное расстояние $d_{1,3\min}$ определяется при минимальной энергии $E_{1,2\min}$ вектора сигнала $S_{1,2}(t)$. Второй вектор сигнала $S_3(t)$ в этом режиме выбирается с параметрами: $E_{3\min} = E_{1,2\min}$ и $\varphi_{3,\min} = 0^\circ$.

$$\text{Тогда } \sin(2,8125^\circ) = \frac{d_{1,3,\min}}{2 \cdot \sqrt{E_{1,2,\min}}}, \quad \frac{4 \cdot E_{1,2,\min}}{2N_0} \cdot \sin^2(2,8125^\circ) = \frac{d_{1,3,\min}^2}{2N_0} = x^2, \text{ а } E_{1,2\min} = (2A_{m,i,\min} \cdot$$

$$\cos(\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}))^2 \cdot \tau_m = 4A_{mi,\min}^2 \cdot \cos^2(5,625^\circ) \cdot \tau_m = 4 \cdot \cos^2(5,625^\circ) \cdot E_{mi,\min} \text{ при } d_{1,3\min}.$$

$$x^2 = \frac{d_{1,3,\min}^2}{2N_0} = 2 \cdot \sin^2(2,8125^\circ) \cdot 4 \cdot \cos^2(5,625^\circ) \cdot \frac{E_{mi,\min}}{N_0}. \quad (5)$$

$$\text{Откуда } \frac{E_{mi,\min}}{N_0} = \left(\frac{x}{\sqrt{8 \cdot \sin(2,8125^\circ) \cdot \cos(5,625^\circ)}} \right)^2. \quad (6)$$

$$\text{При } q_{bit} = 10^{-5} \quad 4,25 \cdot 10^{-5} = 1 - \Phi(x), \quad x = 3,93. \text{ Тогда } \frac{E_{mi,\min}}{N_0} = 809,65.$$

Далее $\beta = \frac{E_{bit}}{N_0} = \frac{\overline{E_{1,3}}}{N_0 \log_2 M}$, где $M = (m^2 L \cdot 32)$ - объём созвездия сигналов, $\overline{E_{1,3}}$ - средняя энергия суммарного сигнала $S_{1,3}(t) = S_{1,2}(t) + S_3(t)$. Энергия E_3 сигнала $S_3(t)$ всегда поддерживается равной энергии $E_{1,2}$ вектора сигнала $S_{1,2}(t)$.

$$\overline{E_{m1,3}} = \frac{E_{m1,3\max} + E_{m1,3\min}}{2} = \frac{(2A_{m,i} \cos(\frac{\phi_1 - \phi_2}{2}) \cdot \cos(\frac{\phi_{1,2} - \phi_3}{2}) \cdot 2)^2_{\max} \cdot \tau + E_{m1,3\min}}{2} = (7) \\ = 7,90425 \cdot E_{m,i\max}.$$

В итоге $\beta \cong \frac{8 \cdot E_{mi\max}}{N_0 \cdot \log_2 M}$. Определим отношение $\frac{E_{mi\max}}{E_{mi\min}}$ при квантовании амплитуды $A_{m,i}$ на L уровней с шагом квантования $\Delta = d_{1,3\min}$.

Шаг квантования $\Delta = d_{1,3\min}$ (д.б. не менее). В этом случае помехоустойчивость созвездия сигналов определяется, в основном, расстоянием $d_{1,3\min}$.

Согласно выр. (5), $\frac{d_{1,3\min}}{\sqrt{E_{m,i\min}}} = 4 \cdot \sin(2,8125^\circ) \cdot \cos(5,625^\circ)$. Тогда

$$\frac{E_{mi\max}}{E_{mi\min}} = (1 + \frac{4 \cdot (L-1) \cdot \sin(2,8125^\circ) \cdot \cos(5,625^\circ)}{1})^2 = (1 + const.)^2 = 15,444. (8)$$

С использованием выражений (7) и (8) нетрудно рассчитать минимальное значение $A_{m,i\min}$ амплитуды сигналов $S_1(t)$ и $S_2(t)$ и шаг квантования Δ (см. табл. 5 Приложения). С их помощью рассчитываются L значений амплитуды $A_{m,i}$, которая является одним из четырёх основных параметров системы.

$$\beta = \frac{7,90425 \cdot E_{mi\min} (1 + const.)^2}{N_0 \cdot \log_2 M} = \frac{7,90425}{\log_2 M} (1 + const.)^2 \cdot \frac{d_{1,3\min}^2}{2N_0} / (8 \cdot \sin^2(2,8125^\circ) \cdot \cos^2(5,625^\circ)), \text{ или} \\ \beta = 0,98803 \cdot \frac{(1 + 4(L-1) \cdot \sin(2,8125^\circ) \cdot \cos(5,625^\circ))^2}{\sin^2(2,8125^\circ) \cdot \cos^2(5,625^\circ) \cdot \log_2(m^2 L \cdot 32)} \cdot \frac{d_{1,3\min}^2}{2N_0} = \\ = 0,98803 \cdot (\frac{1}{\sin(2,8125^\circ) \cdot \cos(5,625^\circ)} + 4(L-1))^2 \cdot \frac{1}{17} \cdot \frac{d_{1,3\min}^2}{2N_0} (9)$$

при шаге квантования $\Delta = d_{1,3\min}$. Из выражения (9) следует, что $\beta = \frac{E_{bit}}{N_0}$ созвездия увеличивается

пропорционально отношению $d_{1,3\min}^2 / 2N_0$ и L^2 , что ограничивает выбор больших значений числа L уровней квантования.

Для достижения максимальной эффективности 17 бит/символ примем $m=16$,

$L = 16$ (исходя из требований $2m \leq 32, _ L \leq 16$).

Тогда, согласно выражению (9), $\beta = \frac{E_{bit}}{N_0} = 376,429 \cdot \frac{d_{1,3\min}^2}{2N_0}$. (10)

Выражения для $q_{bit} = f(d_{1,3})$ и β определяют помехоустойчивость системы.

При $q_{bit} = 10^{-5}$ отношение $\frac{d_{1,3\min}^2}{2N_0} = 3,93^2$, а $\frac{E_{bit}}{N_0} = 37,645$ дБ.

Расчёт помехоустойчивости по выражению (10) приводится таблице 2.

Расчёт помехоустойчивости и сравнение с каналом Таблица 2.

q_{bit}	$\frac{E_{bit}}{N_0}$, дБ	$(\frac{E_{bit}}{N_0})_{кан.}$, дБ
10^{-3}	34,16	38,87
10^{-5}	37,645	
10^{-7}	39,6	

Определим $\beta_{\text{кан}} = \frac{E_{\text{bit}}}{N_0}$ канала. Спектральная плотность мощности сигнала данного созвездия

(2ФМ16-АМ16 и ФМ32) снижается медленно при отклонении от несущей частоты $2\pi f_0$.

Скорость передачи информации $R = 1/\tau_m = 1/\tau_c = f_{T.I.}$. Согласно [8], при технологии изготовления 40 нм обеспечивается максимальная тактовая частота 912 МГц. Таким образом, при $R_{\text{max}} = 912 \text{ Мбит} / \text{с}$ и частотной эффективности системы $17 \frac{\text{бит}}{\text{с} \cdot \text{Гц}}$ требуемая выходная полоса частот системы $F = 53,65 \text{ МГц}$.

Согласуем систему с непрерывным каналом с АБГШ, т.е. при $R = C$ примем $\gamma_{\text{сист.}} = \gamma_{\text{кан.}}$. При этих условиях выходная полоса частот канала

$$F_{\text{кан.}} = \frac{1}{\tau_m} = 53,65 \text{ МГц}.$$

$$\gamma_{\text{кан}} = \frac{C}{F} = \log_2 \left(1 + \frac{\bar{E}}{N_0} \right) = \gamma_{\text{сист}} = \log_2 M = 17 \text{ бит} = \log_2 2^{17},$$

откуда $\frac{\bar{E}}{N_0} = 2^{17} - 1$, а $\beta_{\text{кан}} = \frac{2^{17}-1}{17} = 38,87 \text{ дБ}$ (см. таблицу 2).

Таким образом, при одинаковой частотной эффективности $\gamma_{\text{сист.}} = \gamma_{\text{кан.}} = 17 \frac{\text{бит}}{\text{с} \cdot \text{Гц}}$ и $q_{\text{бит}} = 10^{-5}$

данное созвездие сигналов модуляции выигрывает по отношению $\frac{E_{\text{bit}}}{N_0}$ у канала 1,225 дБ. Следовательно,

при согласовании с каналом ($\gamma_{\text{сист.}} = \gamma_{\text{кан.}}$ и $(\frac{E_{\text{bit}}}{N_0})_{\text{сист.}} = (\frac{E_{\text{bit}}}{N_0})_{\text{кан.}}$) данное созвездие сигналов модуляции работает на границе

К.Э.Шеннона в непрерывном канале с АБГШ с высокой надёжностью , т.е., согласно выражению (9),

$$\frac{d_{1,3\text{min}}^2}{2N_0} = 1,012 \cdot \frac{2^{17}-1}{\left(\frac{1}{(\sin(2,8125^\circ) \cdot \cos(5,625^\circ))^{+4(L-1)}} \right)^2} = 20,482,$$

а вероятность ошибки демодуляции $q_{\text{бит}} \leq \frac{4(1-\Phi(4,526))}{17} = 7,1 \cdot 10^{-7}$.

Заключение

Разработана методика вычисления и разделения начальных фаз $\varphi_{1,2}$ и φ_3 и амплитуд 2-х гармонических сигналов $S_{1,2}(t)$ и $S_3(t)$, одновременно передаваемых на одной несущей частоте ω_0 с пространственным разнесением SIMO 2x1 в радиоканале.

При согласовании с каналом по скорости передачи информации данная структура сигналов модуляции работает на границе К.Э.Шеннона в непрерывном канале с АБГШ с высокой надёжностью без помехоустойчивого кодирования.

Система сигналов полностью удовлетворяет требованиям по эффективности модуляции, предъявляемым к спутниковым высокоскоростным системам передачи цифровой информации и к современным поколениям систем связи и передачи данных, таким как 5G (не менее 15 бит/символ) и другим.

Список литературы:

1. ETSI EN 302 307- 2 v. 1.1.1(2015-2) EUROPEAN STANDARD: Digital Video Broadcasting (DVB); Part 2: DVB – S2 Extensions (DVB –S2x).
2. М.В. Назаров, Б.И. Кувшинов, О.В. Попов. Теория передачи сигналов. — М.: Изд. «Связь», 1970. - 368 с.
3. Кузнецов В.С., Солодков А.В. Метод квадратурной цифровой модуляции АФМ - АИМ. - М.: Естественные и технические науки. 2016, № 6. - с.192 - 197.

4 Кузнецов В.С., Волков А.С. Квадратурная АИМ, согласованная с непрерывным гауссовским каналом. - М.: Естественные и технические науки. 2018, № 12. - с.382-386.

5. Кузнецов В.С., Волков А.С, Солодков А.В. Передача и приём двухфазных сигналов одной несущей частоты. // 21-я Международная конференция "Цифровая обработка сигналов и её применение - DSPA - 2019". Москва, Россия. Доклады. Книга 1. - с.57-61.

6. Кузнецов В.С. Двухфазная система сигналов 2ФМ, согласованная с непрерывным гауссовским каналом. - М.: Естественные и технические науки. 2019, № 9. - с.135 - 140.

7. Кузнецов В.С., Сорока В.Г. Двухфазная система сигналов цифровой модуляции с эффективностью 17 бит на отсчёт. - М.: Естественные и технические науки. 2020, № 12. - с.189 - 195.

8. ЭЛВИС. Каталог для систем связи и радиолокации. - М.: www.multicore.ru, 2021. - 24 с.

Приложение.

Таблицы разрешённых дискретных значений начальных фаз и их тригонометрических функций

Таблица 1

№	φ_1^o	φ_2^o
1	0	11,25
2	22,5	33,75
3	45	56,25
4	67,5	78,75
5	90	101,25
6	112,5	123,75
7	135	146,25
8	157,5	168,75
9	180	191,25
10	202,5	213,75
11	225	236,25
12	247,5	258,75
13	270	281,25
14	292,5	303,75
15	315	326,25
16	337,5	348,75

Таблица 3

№	$ \cos(\frac{\varphi_{1,2} - \varphi_3}{2}) $
1	0,998795456
2	0,98917651
3	0,97003125
4	0,941544065
5	0,903989293
6	0,85772861
7	0,80320753
8	0,740951125
9	0,671558954
10	0,59570
11	0,514102744
12	0,427555
13	0,33689
14	0,24298018
15	0,146730474
16	0,049067674

Таблица 5

№	Амплитуда $A_{m,i}$, мкВ
1	15
2	18
3	21
4	24
5	27
6	30
7	33
8	36
9	39
10	42
11	45
12	48
13	51
14	54
15	57
16	60

Таблица 2

№	$\varphi_{1,2}^o$	№	$\varphi_{1,2}^o$
1	5,625	17	185,625
2	168,75	18	196,875
3	28,125	19	208,125
4	39,375	20	219,375
5	50,625	21	230,625
6	61,875	22	241,875
7	73,125	23	253,125
8	84,375	24	264,375
9	95,625	25	275,625
10	106,875	26	286,875
11	118,125	27	298,125
12	129,375	28	309,375
13	140,625	29	320,625
14	151,875	30	331,875
15	163,125	31	343,125
16	174,375	32	354,375

Таблица 4

№	$ \cos(\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}) $
1	0,995184726
2	0,956940335
3	0,881921264
4	0,773010453
5	0,634393284
6	0,471397
7	0,290284677
8	0,09801714

Примечание. Начальная фаза φ_3 , $0^o \leq \varphi_3 \leq 348,75^o$, пробегает все значения начальных фаз φ_1 и φ_2 .