

УДК 621.391

Исследование сигналов OFDM с первичной амплитудной фазовой – амплитудной импульсной модуляцией

Кузнецов В.С., Волков А.С. *, Соковиков С.А.**

Национальный исследовательский университет

«Московский институт электронной техники», площадь Шокина, 1, Москва,

Зеленоград, 124498, Россия

**e-mail: leshvol@mail.ru*

***e-mail: sokovikov.stepan@gmail.com*

Аннотация

В последнее время амплитудная фазовая модуляция начала использоваться в спутниковом стандарте DVB-S2. Преимущества данного метода несомненно превосходит ранее используемые методы модуляции.

Ведется разработка новых методов модуляции на основе амплитудной фазовой модуляции. Предлагается использовать вместе с многоуровневой фазовой модуляции в квадратуре амплитудно-импульсную модуляцию. Превосходство данного метода очевидно – увеличивается частотная эффективность сигнала в выходной полосе частот.

Проведено экспериментальное исследование OFDM ((Orthogonal frequency-division multiplexing) - сигнала, где в качестве первичной модуляции используется АФМ-АИМ модуляция с помощью программной реализации при различных уровнях отношения Ebit/N0.

Теоретические расчёты показывают увеличение частотной эффективности в выходной полосе частот до 16 бит/с/Гц (8 бит/отсчёт), что нереализуемо ни одним из известных методов модуляции. Эффективность OFDM определяется эффективностью первичной модуляции. С помощью АФМ-АИМ OFDM реализуется 8 бит/отсчёт, сохраняя пик-фактор на уровне QAM-16.

Для обеспечения качественной связи в среде, когда канал передачи мало влияет на распространение сигнала, приоритетным параметром является скорость передачи. Наибольшей скоростью обладает АФМ-АИМ (амплитудная фазовая модуляция – амплитудная импульсная модуляция). В средах с большими помехами и многолучевым распространением необходимо обеспечить меньше количества ошибок в ущерб скорости передачи, т.е. использовать QAM-16, QAM-64.

Ключевые слова: квадратурная амплитудная модуляция, фазовая модуляция, амплитудная импульсная модуляция, амплитудная фазовая модуляция, частотная эффективность, ортогональное частотное разделение, созвездие сигналов, дискретная модуляция.

Введение

В настоящее время амплитудно-фазовая модуляция (APSK) больших порядков (до 128) активно внедряется в спутниковый стандарт DVB-S2 [1]. Преимущества этого метода модуляции – большие значения частотной эффективности и незначительное усложнение решающих устройств демодуляторов по сравнению с

традиционными системами сигналов на основе КАМ (квадратурная амплитудная модуляция) [2-5].

Ведется поиск новых методов модуляции на основе амплитудно-фазовой модуляции. Предлагается использовать вместе с многоуровневой фазовой модуляции в квадратуре амплитудно-импульсную модуляцию, что позволит увеличить частотную эффективность метода модуляции и использовать эту модуляцию как эффективное решение при передаче в высокоскоростных каналах с распространением в свободном пространстве – таких как цифровое спутниковое телевидение или передача данных со спутников ДЗЗ [6-9].

При передаче в наземных каналах с межсимвольными искажениями в последнее время стандартным методом борьбы с ними является использованием сигналов с OFDM [10]. Частотная эффективность такого сигнала будет полностью определяться первичной модуляцией поднесущих. Теоретически исследовано использование в качестве первичной модуляции OFDM сигналов с АФМ-АИМ с частотной эффективностью 8 бит/отсчет и проведено соответствующее математическое моделирование. Математические расчёты показывают увеличение частотной эффективности в выходной полосе частот до 16 бит/с/Гц (или 8 бит/отсчет), что нереализуемо ни одним из известных методов модуляции.

Квадратурная модуляция АФМ-АИМ

Рассмотрим групповой сигнал $S(t) = S_1(t) + S_2(t)$, где $S_1(t)$ и $S_2(t)$ являются сигналами ФМ- m , причём семейство сигналов $S_2(t)$ сдвинуто относительно семейства сигналов $S_1(t)$ на 90° , т.е. для $i = 1, 2, \dots, m$

$$\angle \varphi_{1,i} = (i-1) \cdot \frac{2\pi}{m}, \quad (1)$$

где m – число фаз ФМ (фазовая модуляция) -сигнала.

Суммарный сигнал можно представить так же как

$$S(t) = Am_1 \cdot \sin(\omega t + \varphi_1) + Am_2 \cdot \cos(\omega t + \varphi_1), \quad (2)$$

где Am_1 и Am_2 – амплитуды сигналов 1 и 2 канала соответственно [11].

Блок-схема модулятора передающей части приведена на рисунке 1.

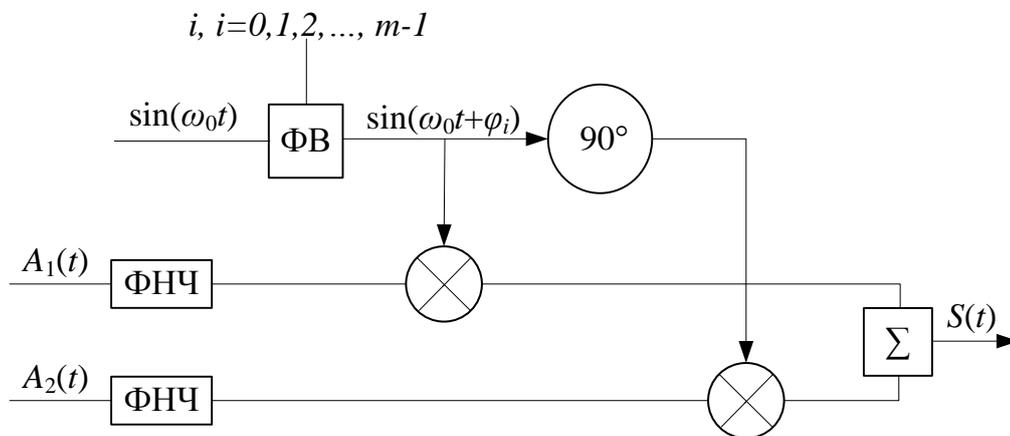


Рисунок 1 – Модулятор АФМ-АИМ.

Согласно выражению (1) и (2) при $\Delta\varphi = 90^\circ$ опорные сигналы равны:

$$q_{1,i}(t) = 2 \cdot \psi_{1,i}(t) = 2 \cdot \sin(\omega t + \varphi_{1,i}) \quad (3)$$

$$q_{2,i}(t) = 2 \cdot \psi_{2,i}(t) = 2 \cdot \cos(\omega t + \varphi_{1,i}), \quad (4)$$

где $\psi_{1,i}(t) = \sin(\omega t + \varphi_{1,i})$ и $\psi_{2,i}(t) = \cos(\omega t + \varphi_{1,i})$ являются линейно независимыми функциями-переносчиками.

Амплитуду ФМ сигнала в канале 1 выразим как

$$A_1(t) = c \cdot \frac{d_{1,2}}{2} + (L(t) - 1) \cdot l \cdot d_{1,2}, \quad (5)$$

где коэффициент $c \geq 1$ определяет минимальное значение амплитуды, число уровней ФМ сигнала $8 \geq L(t) \geq 1$, а расстояние между уровнями равно $l \cdot d_{1,2}$. Для исключения влияния переходов между уровнями сигнала на помехоустойчивость выберем $l = 2$.

Определим коэффициент c :

$$c = \frac{(l_2/2) + (q-1) \cdot \cos(\pi/m)}{\sin(\pi/m)}, \quad (6)$$

где q – число состояний сигнала АИМ, $l_2=4$ – коэффициент, определяющий расстояние между крайними сигнальными точками групп сигналов АИМ, принадлежащих разными фазам.

Согласно выражению (6), коэффициент является функцией минимального расстояния между АФМ-АИМ сигналами, равного

$$d_{\text{АФМ-АИМ}} = l_2 \cdot \frac{d_{1,2}}{2} = 2 \cdot d_{1,2}. \quad (7)$$

При построении созвездия сигналов АФМ-АИМ расстояние между уровнями амплитуды $A_1(t) = \sqrt{E_{1,m}(t)}$ следует принять равным $l \cdot d_{1,2} = 2 \cdot d_{1,2}$.

Как будет показано далее, помехоустойчивость данной системы модуляции определяется в основном минимальным расстоянием $d_{1,2}$ между сигналами канала 2. Выразим амплитуду сигналов канала 2 как функцию этого расстояния:

$$\sqrt{E_{1,m}} = c \cdot \frac{d_{1,2}}{2} + (L_i - 1) \cdot l \cdot d_1 \quad (8)$$

$$A_{2,\max}(t) = b \cdot d_{1,2} / 2, \quad (9)$$

где коэффициент $b \geq 1$.

Отношение сигнал/шум в канале 2 определяется отношением $\frac{d_{1,2}^2}{2N_0}$ и

рассчитывается как функция заданной вероятности $q_{bit_{AIM}}$.

Опишем общее число ошибок, возникающих при приёме сигнала:

$$q_{bit_{AFM-AIM}} = q_{bit_{AIM}} \cdot \frac{\log_2 q}{M} + q_{bit_L} \cdot \frac{\log_2 L}{M} + q_{bit_{\Phi M}} \cdot \frac{\log_2 m}{M} \quad (10)$$

Ошибками в 1 канале можно пренебречь, т.к. расстояние между точками созвездиями, как было показано раньше, в 2 раза больше, чем в канале 2. Поэтому выражение (10) можно представить как:

$$q_{bit_{AFM-AIM}} \approx q_{bit_{AIM}} \cdot \frac{\log_2 q}{M} \quad (11)$$

Определим функцию заданной вероятности $q_{bit_{AIM}}$:

$$q_{bit_{AIM}} = \frac{Q_{AIM}}{\log_2 q} \leq \frac{2 \cdot \left[1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{d_1^2}{2N_0}} \right) \right]}{\log_2 q}, \quad (12)$$

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

В таблице 1 приведены всевозможные вариации созвездия АФМ-АИМ сигнала. Используются следующие параметры: m – уровень фазовой модуляции, L –

уровень амплитудной модуляции, q – уровень амплитудной модуляции в квадратуре.

Таблица 1 – Параметры созвездий сигналов АФМ-АИМ

Параметры	8 бит/отсчет	10 бит/отсчет	12 бит/отсчет
m	16	16	32
L	4	8	8
q	4	8	16

Демодуляция АФМ-АИМ

Обработка принятого сигнала и шума на приемной стороне предполагает нахождение максимума периодической функции взаимной корреляции принятого сигнала с шумом и функции переносчика в зависимости от опорной фазы $\varphi_{i,ФП}$ функции переносчика [12].

Определим функции взаимной корреляции:

$$ВКФ = \frac{1}{T} \int_0^T S(t) \cdot q(t) \cdot dt \quad (13)$$

Синтез выражений ВКФ выполним без учёта шумовой составляющей радиоканала.

Подставим значение $q_{1,i}(t)$ из выражения (3) в выражение (13), чтобы получить функцию взаимной корреляции для 1 канала.

$$ВКФ_1 = 2A_{m1} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T \sin(\omega t + \varphi_1) \cdot \sin(\omega t + \varphi_{1,i}) dt + 2A_{m2} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T \cos(\omega t + \varphi_1) \cdot \sin(\omega t + \varphi_{1,i}) dt \quad (14)$$

Обозначим интегральные выражения коэффициентами c_1 и c_2 соответственно.

$$c_1 = \frac{1}{T} \int_0^T \sin(\omega t + \varphi_1) \cdot \sin(\omega t + \varphi_{1,i}) \cdot dt = \frac{\cos(\varphi_1 - \varphi_{1,i})}{2} \quad (15)$$

$$c_2 = \frac{1}{T} \int_0^T \sin(\omega t + 90^\circ + \varphi_1) \cdot \sin(\omega t + \varphi_{1,i}) \cdot dt = \frac{\cos(90^\circ + \varphi_1 - \varphi_{1,i})}{2} \quad (16)$$

Коэффициенты c_1 и c_2 вычисляются синхронным фазовым демодулятором (ФД).

Если для $i = 1, 2, \dots, m \angle \varphi_1 = \varphi_{1,i}$, то

$$BK\Phi_1 = 2 \cdot A_{m1} \cdot c_1 + 2 \cdot A_{m2} \cdot c_2 = A_{m1} + 0 = \max BK\Phi_1 \quad (17)$$

При всех $\angle \varphi_1 \neq \varphi_{1,i}$ должно выполняться равенство

$$BK\Phi_1(\varphi_{1,\Phi\Pi} = \varphi_i) > BK\Phi_1(\varphi_{1,\Phi\Pi} \neq \varphi_i) \quad (18)$$

Подставим значение $q_{2,i}(t)$ из выражения (4) в выражение (5), чтобы получить функцию взаимной корреляции для 2 канала.

$$BK\Phi_2 = 2A_{m1} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T \sin(\omega t + \varphi_1) \cdot \sin(\omega t + 90^\circ + \varphi_{1,i}) dt + 2A_{m2} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T \cos(\omega t + \varphi_1) \cdot \cos(\omega t + \varphi_{1,i}) dt \quad (19)$$

Обозначим интегральные выражения коэффициентами c_3 и c_1 соответственно.

$$c_3 = \frac{1}{T} \int_0^T \sin(\omega t + \varphi_1) \cdot \sin(\omega t + 90^\circ + \varphi_{1,i}) \cdot dt = \frac{\cos(\varphi_1 - 90^\circ - \varphi_{1,i})}{2} \quad (20)$$

$$c_1 = \frac{1}{T} \int_0^T \cos(\omega t + \varphi_1) \cdot \cos(\omega t + \varphi_{1,i}) \cdot dt = \frac{\cos(\varphi_1 - \varphi_{1,i})}{2} \quad (21)$$

Если для $i = 1, 2, \dots, m \angle \varphi_1 = \varphi_{1,i}$, то

$$BK\Phi_2 = 2 \cdot A_{m1} \cdot c_3 + 2 \cdot A_{m2} \cdot c_1 = 0 + A_{m2} = A_{m2} \quad (22)$$

Таким образом, при найденном $\max BK\Phi_1$ фиксируются $\angle\varphi_1 = \varphi_{1,i}$, амплитуда A_{m1} синфазного сигнала и амплитуда A_{m2} квадратурного сигнала.

Далее найденные величины угла $\varphi_{1,i}$ и амплитуд A_{m1} и A_{m2} необходимо представить в цифровой форме.

Угол $\varphi_{1,i}$ представляется в виде $\log_2(m)$ бит. Пусть L и q есть число квантованных значений, соответственно амплитуд A_{m1} и A_{m2} .

Для принятых значений амплитуд A_{m1} и A_{m2} необходимо вычислить расстояние до всех квантованных уровней сигнала.

$$d_i^2 = (A_m - U_{\text{квант},i})^2 \quad (23)$$

где $1 \leq i \leq L$ для амплитуды A_{m1} и $1 \leq i \leq q$ для амплитуды A_{m2} . Далее необходимо выбрать тот уровень квантования, который даёт $\min d_i^2$.

Квантованные значения амплитуд дают соответственно $\log_2 L$ и $\log_2 q$ бит информации.

Таким образом, один отсчёт сигнала АФМ-АИМ передаёт $M = \log_2 m + \log_2 L + \log_2 q = \log_2 (m \cdot L \cdot q)$ бит информации.

Благодаря квадратурной схеме модуляции при 4 уровнях амплитуды сигнала ФМ-16 в канале 1 и 4 состояниями АИМ сигнала в канале 2 этот метод модуляции обеспечивает частотную эффективность в выходной полосе частот $\gamma_{\text{АФМ-АИМ}} = 16$ бит/с/Гц (8 бит/отсчет).

Моделирование сигнала АФМ-АИМ

В качестве первичной модуляции для OFDM-сигнала будем использовать АФМ-АИМ. Используя ФМ-16 с 4 уровнями амплитуды и 4 уровнями амплитуды в квадратуре, мы получим 8 бит/отсчёт. Пример сигнального созвездия такой модуляции представлен на рисунке 7.

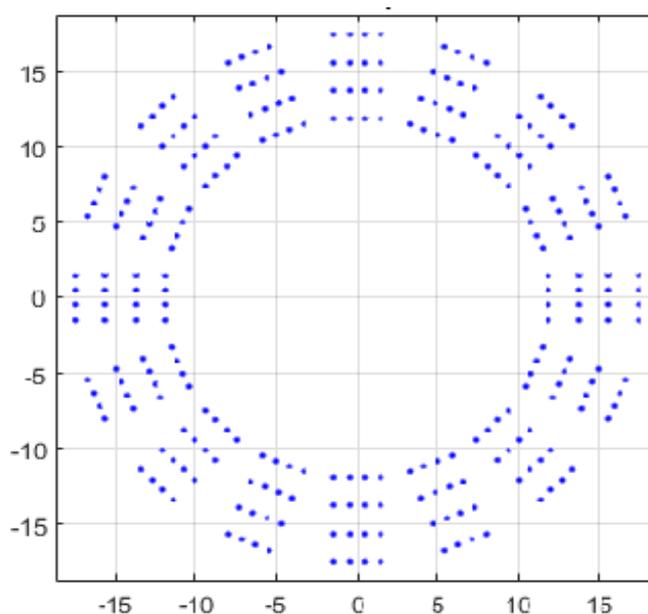


Рисунок 7 – Созвездие сигналов АФМ-АИМ

Для построения созвездия, необходимо с помощью формул (11)-(12) найти $d_{1,2}$. При заданном отношении E_{bit}/N_0 27дБ расстояние между соседними сигналами во 2 канале $d_{1,2}=0,9357$.

С помощью формулы (5) найдем коэффициент амплитуды сигналов:

$$c = \frac{\left(\frac{4}{2}\right) + 3 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{16}\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{16}\right)} = 25,33. \quad (24)$$

С помощью формулы (7) найдем начальную амплитуду сигналов:

$$A_1(t) = \frac{c \cdot d_{1,2}}{2} = 11,85. \quad (25)$$

При передаче сигнала по каналу связи происходят добавление к сигналу помех. Для представления созвездия с помехами, добавим белый гауссовский шум, получим созвездие сигнала, представленного на рисунке 8.

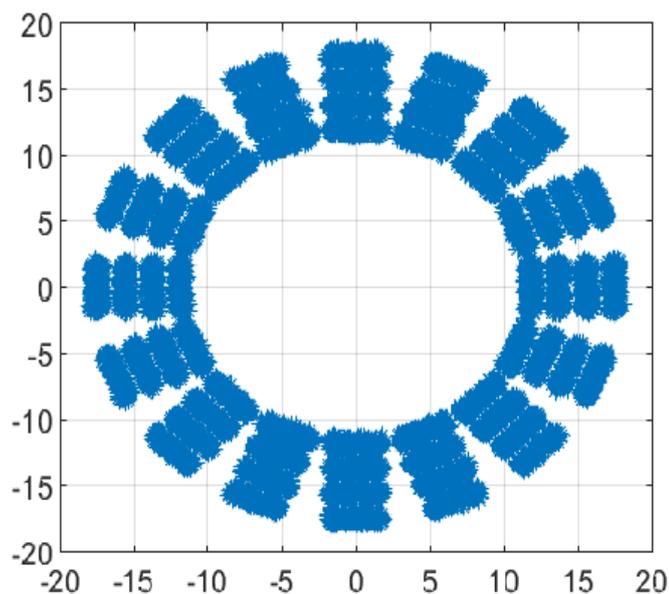


Рисунок 8 – Созвездие сигналов АФМ-АИМ после прохождения по каналу связи

Моделирование сигнала OFDM с АФМ-АИМ

В качестве формата сигнала OFDM выбран сигнал из стандарта IEEE 802.11a, характеристики которого приведены в таблице 2 [13].

Таблица 2 – Параметры OFDM

Параметры	Значения
Размер FFT	64
Кол-во поднесущих	52
Частота дискретизации FFT	20 МГц
Интервал между поднесущими	312,5 кГц

Используемый индекс поднесущих	{-26 до -1, +1 до +26}
Длительность циклического префикса	0,8 мкс
Длительность символа данных	3,2 мкс
Общая продолжительность символа	4 мкс

Принцип формирования OFDM-сигнала на примере АФМ-АИМ модуляции показан на рисунке 9.

В OFDM-передаче все доступные поднесущие не используются для передачи данных. Обычно некоторые поднесущие на краю остаются неиспользованными, чтобы обеспечить заданную спектральную маску. Для примера из доступной полосы пропускания от -10 МГц до + 10 МГц используются только поднесущие от -8,1250 МГц (-26/64·20 МГц) до +8,1250 МГц (+26/64 20 МГц). Это означает, что энергия сигнала распределяется по полосе 16,250 МГц, тогда как шум распространяется по полосе пропускания 20 МГц (от -10 МГц до + 10 МГц) [14-17].

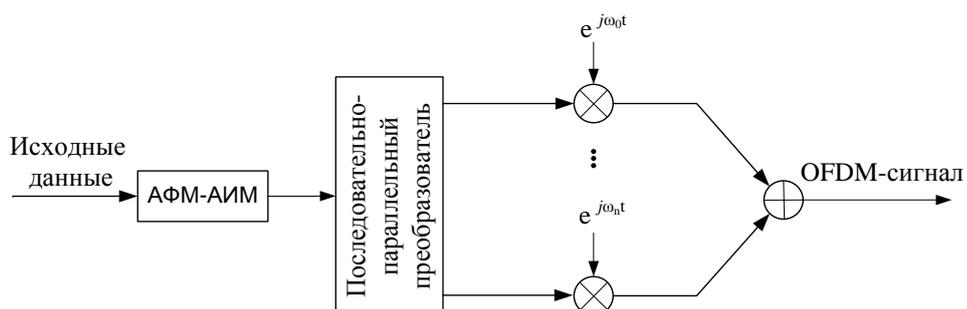


Рисунок 9 – Блок схема и основные операции OFDM модулятора на примере АФМ-АИМ модуляции

Спектр сигнала представлен на рисунке 10.

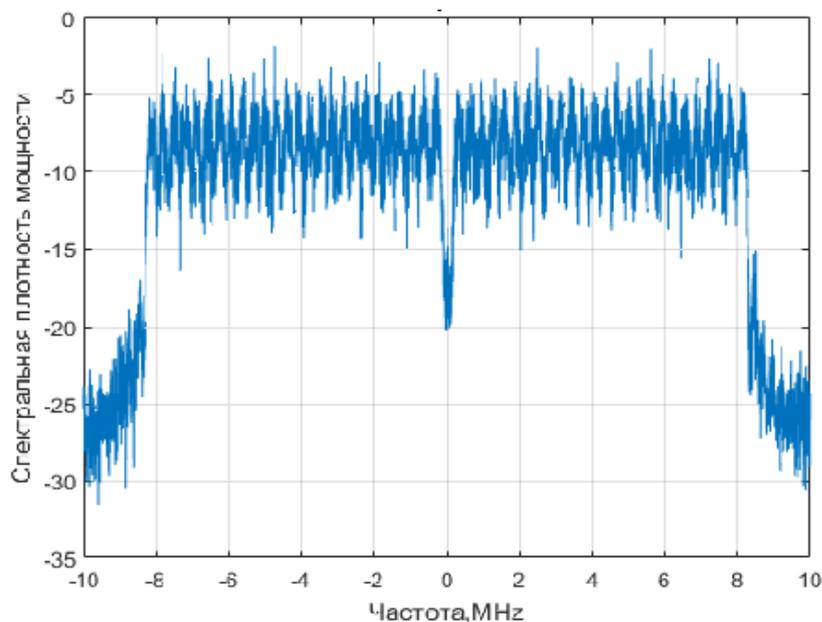


Рисунок 10 – Спектр OFDM-сигнала

Пик-фактор у OFDM-сигнала, где в качестве первичной модуляции используется АФМ-АИМ будет таким же, как у QAM-16, т.к. амплитуда канала 1 имеет 4 возможных значения и аналогично в квадратуре.

Каскадная демодуляция поднесущих

Из-за трудности реализации частотной эффективности 16 бит/с/Гц необходимо перейти к каскадному исполнению демодуляции, что позволяет реализовать высокую эффективность с простой сложностью. С помощью формулы (13) происходит демодуляция сигнала. На первом каскаде функция взаимной корреляции находит максимально правдоподобную фазу, затем, на втором каскаде, сценарий демодуляции можно сравнить с квадратной амплитудной модуляцией. Определяется амплитуда сигнала, а дальше в квадратуре выбирается один из 4 квантованных сигналов, которые ближе всего расположены к принятому сигналу.

Каждый каскад реализует часть объёма. Теряется достоверность, зато реализуется приём больших длин. На рисунке 11 представлен каскадный демодулятор. Первый каскад – демодулятор ФМ-16, второй каскад – квадратурная демодуляция системы 4x4 с квантованием по синфазной квадратурной оси.

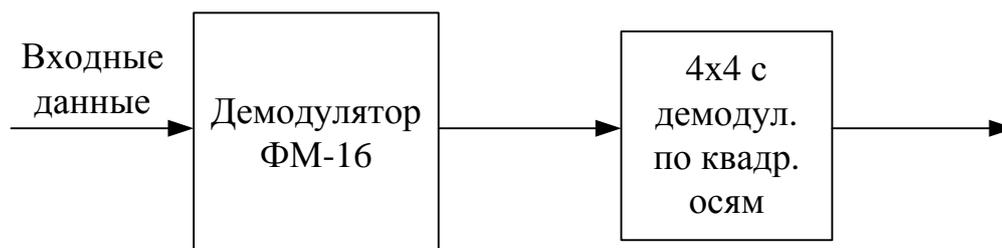


Рисунок 11 – Блок-схема и основные операции каскадного демодулятора

На рисунке 12 представлен график отношения вероятности битовой ошибки от E_b/N_0 , рассчитанный теоретический и полученный в результате математического моделирования.

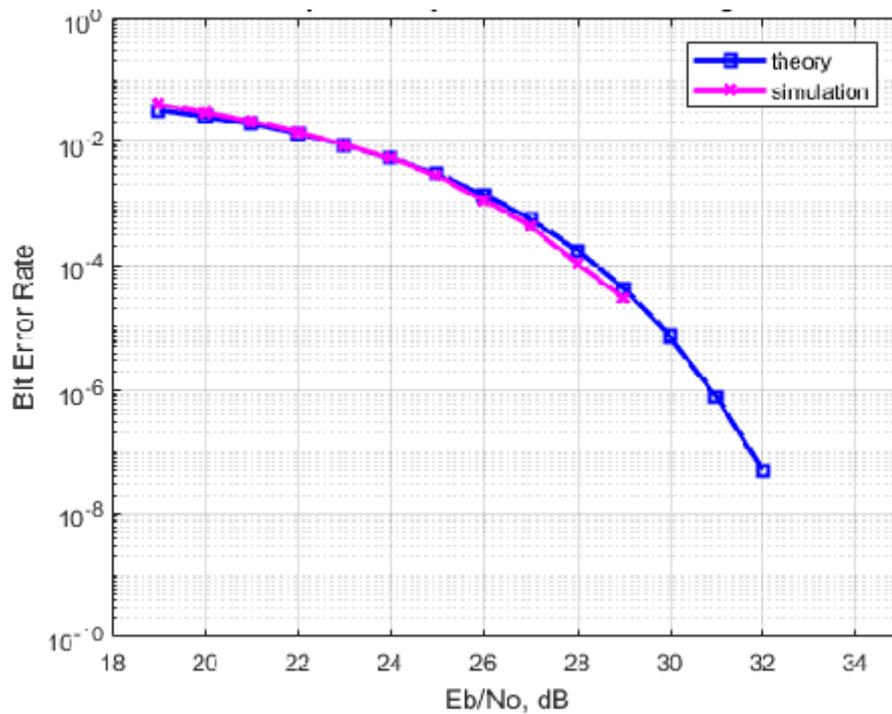


Рисунок 12 – График отношения BER к E_{bit}/N_0 в АФМ-АИМ

Для сравнения АФМ-АИМ с другими методами модуляции, необходимо сравнивать с теми методами, которые обеспечивают такой же объём передаваемых данных за отсчет. Т.к. АФМ-АИМ обеспечивает 8 бит/отсчёт, то нужно сравнивать с QAM-256.

На рисунке 13 показано сравнения отношения BER к E_{bit}/N_0 в АФМ-АИМ и в QAM-256.

Зеленым цветом выделены теоретические расчёты QAM-256. Синим цветом обозначаются теоретические расчеты АФМ-АИМ, красным цветом – промоделированное отношение вероятности битовой ошибки к отношению E_{bit}/N_0 .

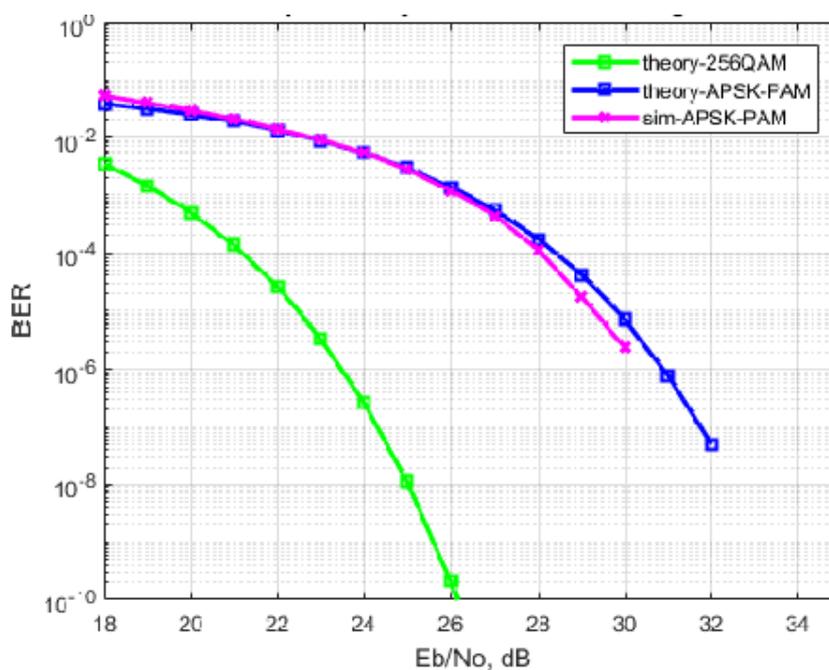


Рисунок 13 –Вероятность битовой ошибки нескольких типов модуляции

Как можно видеть на рисунке 13, для реализации качественной передачи АФМ-АИМ сигнала необходимо больше затрат на энергию. В таблице 3 приведены подробные значения E_{bit}/N_0 , а так же проигрыш $\Delta E_{bit}/N_0$ при применении АФМ-АИМ.

Таблица 3 –Значения E_{bit}/N_0 сравниваемых методов

q_{bit} АФМ-АИМ	E_{bit}/N_0 , дБ	$E_{bitQAM-256}/N_0$, дБ	$\Delta E_{bit}/N_0$
10^{-3}	26,37	19,384	6,99
10^{-5}	29,82	22,5	7,32
10^{-7}	31,77	24,34	7,43

Сравнивая методы модуляции на рисунке 13 и значения из таблицы 3 видно, что у QAM-256 асимптотический выигрыш составляет примерно на 7дБ. Но реализация QAM-256 в OFDM затруднительна. А из-за каскадного исполнения демодуляции становится возможным реализация АФМ-АИМ в качестве первичной для OFDM.

Необходимо также сделать сравнение с отношением, требуемым каналом, при одной частотной эффективности.

$$\left. \frac{E_{bit}}{N_0} \right|_{\text{канал}} = \frac{2^\gamma - 1}{\gamma}, \quad (26)$$

где принято $\gamma = 2 \log_2 M$.

$$\text{Следовательно, } \left. \frac{E_{bit}}{N_0} \right|_{\text{канал}} = 36,12 \text{ дБ.}$$

Таким образом, если сравнивать с каналом при одной частотной эффективности, гауссовский канал требует 36 дБ, что на 5 дБ больше, чем АФМ-АИМ при вероятности ошибки, равной $q_{bit}=10^{-7}$.

Выводы

Технология передачи со многими несущими в форме мультиплексирования с ортогональным частотным разделением OFDM и методы на её основе широко признаны как одни из самых перспективных схем доступа для использования в разрабатываемых системах связи [18-20].

Предлагается использовать в качестве первичной модуляции для OFDM-сигнала АФМ-АИМ.

Эффективность OFDM определяется эффективностью первичной модуляции. С помощью АФМ-АИМ OFDM реализуется 8 бит/отсчёт, сохраняя пик-фактор на уровне QAM-16. Ранее ни один метод модуляции не мог достичь таких результатов.

QAM-256 имеет лучшие показатели по энергетической эффективности, но QAM-256 трудно реализуем в OFDM, например, в LTE используется QAM-64, который обеспечивает 6 бит/отсчёт.

В результате моделирования получены соотношения вероятности битовой ошибки к отношению E_{bit}/N_0 . Показано, что для реализации АФМ-АИМ необходимо больше затрат на энергию, но т.к. АФМ-АИМ использует каскадный метод демодуляции, становится возможным его применения в OFDM.

Из вышеупомянутого можно сделать вывод, что для обеспечения качественной связи в среде, когда канал передачи мало влияет на распространение сигнала, приоритетным параметром является скорость передачи. Наибольшей скоростью обладает АФМ-АИМ. В средах с большими помехами и многолучевым распространением необходимо обеспечить меньше количества ошибок в ущерб скорости передачи, т.е. использовать QAM-16, QAM-64.

Библиографический список

1. Addabbo, P. et al. A Review of Spectrally Efficient Modulations for Earth Observation Data Downlink // Proceedings of the Metrology for Aerospace Conference, 2014 IEEE, MetroAeroSpace 2014, pp. 428 – 432.

2. Jordanova L., Laskov L., Dobrev D. Constellation and Mapping Optimization of APSK Modulations used in DVB-S2 // Engineering, Technology & Applied Science Research, 2014, vol. 4, no. 5, pp. 690 - 695.
3. Afelumo O., Awoseyila A., Evans B. Simplified evaluation of APSK error performance // Electronics Letters, 2012, vol. 48, no. 14, pp. 886 - 888.
4. Manimegalai C.T., Kumar R. Performance of LDPC- Coded APSK-Modulation for Wireless USB // Wseas Transactions on Communications, 2013, vol. 12, no. 12, pp. 661 – 669.
5. Zaishuang Liu, QiuliangXie, KewuPeng, Zhixing Yang. APSK Constellation with Gray Mapping: A genetic algorithm approach // IEEE communications letters, 2011, vol. 15, no. 12, pp. 1 – 6.
6. Solodkov, A., Voronov, E., Semenova, A. 11 Bit/s/Hz Spectral Efficiency Modulation Scheme for High-speed Data Links // Proceedings of the Sixth International Conference (ITA15), 8-11 September 2015, Wrexham, North Wales, UK, pp. 155 – 159.
7. Бахтин А.А., Омелянчук Е.В., Семенова А.Ю. Анализ современных возможностей организации сверхвысокоскоростных спутниковых радиолиний // Труды МАИ. 2017. № 96. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=85828>
8. Бахтин А.А., Белоусов Е.О., Ломовская К.М., Тимошенко А.Г. Актуальные задачи построения систем связи для напланетных и орбитальных станций // Известия высших учебных заведений. Электроника. 2015. № 5. С. 74 - 81.

9. Кузнецов В.С., Солодков А.В., Муратчаев С.С. Модуляция ФМ16+АИМ4 // Международная научно-техническая конференция "Электроника - 2015". Тезисы докладов. (Москва, ноябрь 2015). – М.: МИЭТ, 2015. – С. 109.
10. H. Schulze and C. Lueders. Theory and Applications of OFDM and CDMA Wideband Wireless Communications, John Wiley, 2005, 421 p.
11. Кузнецов В.С., Солодков А.В. Квадратурная амплитудно-импульсная модуляция // Естественные и технические науки. 2017. № 3 (105). С. 114 – 117.
12. Кузнецов В.С., Кузнецов В.В. Нерешенные проблемы в области передачи информации и связи. – М.: Горячая линия– Телеком, 2016. – 60 с.
13. IEEE Standard for Information technology–Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks–Specific requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, IEEE Std 802.11-2012 (Revision of IEEE Std 802.11-2007), 2012.
14. Ghorpade S.S., Sankpal S.V. Behaviour of OFDM System using MATLAB Simulation // International Journal of Advanced Computer Research, 2013, vol. 3, issue 2, pp. 67 - 71.
15. Linglong D., Wang Z., Yang Z. Time-Frequency Training OFDM with High Spectral Efficiency and Reliable Performance in High Speed Environments // IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2012, vol. 30, no. 4, pp. 695 - 707.
16. Koffman I., Roman V. Broadband wireless access solutions based on OFDM access in IEEE 802.16 // IEEE Communications Magazine, 2002, vol. 40, pp. 96 – 103.
17. Wang X., Li H., Lin H. A new adaptive OFDM system with preceded cyclic prefix for dynamic cognitive radio communications // IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2011, vol. 29, no. 2, pp. 431 – 442.

18. Бородин В.В., Петраков А.М., Шевцов В.А. Анализ эффективности передачи данных в сети связи группировки беспилотных летательных аппаратов // Труды МАИ. 2015. № 81. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=57894>
19. Богданов А. С., Шевцов В. А. Определение местоположения и управление в современных сетях подвижной радиосвязи // Труды МАИ. 2010. № 40. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=22874>
20. Богданов А. С., Шевцов В. А. Выбор способа синхронизации в имитационной модели адаптивных алгоритмов определения местоположения и управления // Труды МАИ. 2015. № 84. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=63136>