

УДК 621.391

Исследование OFDM с первичной амплитудно-фазовой амплитудно-импульсной модуляцией с частотной эффективностью 10 бит/отсчет**Кузнецов В.С.^{1*}, Волков А.С.^{**1}, Солодков А.В.^{***1}, Слепов А.В.^{2****}**¹*Национальный исследовательский университет «Московский институт электронной техники», площадь Шокина, 1, Москва, Зеленоград, 124498, Россия*²*Научно-производственный центр «Элвис», проезд № 4922, 4, стр.2,**Москва, Зеленоград, 124498, Россия***e-mail: vitaliy_kuznetsov@hotmail.com****e-mail: leshvol@mail.ru*****e-mail: solodkovaw@gmail.com******e-mail: shurik_slepov@mail.ru***Аннотация**

В работе предложена новая схема квадратурной амплитудно-фазовой модуляции, основанная на амплитудно-фазовой модуляции (АФМ) с внесением дополнительного канала передачи данных с амплитудной модуляцией в квадратуру к передаваемому сигналу с амплитудно-фазовой модуляцией. Метод модуляции обеспечивает частотную эффективность в выходной полосе частот до $\gamma_{\text{ФМ-АИМ}} = 24$ бит/с/Гц.

Создана имитационная модель система OFDM с использованием в качестве метода первичной модуляции предлагаемой амплитудно-фазовой амплитудно-импульсной модуляции (АФМ-АИМ) с частотной эффективностью 10 бит/отсчет. Для уровня вероятности битовой ошибки 10^{-6} необходимое энергетическое отношение сигнал-шум составляет 36,5 дБ. Получен график распределения пик-фактора

мощности OFDM сигнала. Распределение получается такое же, как при использовании КАМ в качестве первичной модуляции, это объясняется тем, что основным параметром, влияющим на форму распределения и величину пик-фактора, является количество поднесущих в OFDM сигнале.

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

Введение

Технология OFDM (*англ.* orthogonal frequency-division multiplexing, мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов) является перспективной схемой доступа с ортогональным частотным разделением для разрабатываемых систем беспроводной связи. Эта технология уже используется во многих приложениях, в том числе в телевизионном вещании стандарта DVB-T, в сотовой связи поколения 4G, и др. Основная идея OFDM состоит в разделении высокоскоростного потока данных на несколько потоков с меньшей скоростью. Разделенные потоки передаются параллельно в ортогональных каналах с частичным перекрытием спектра. Такой подход по сравнению с передачей данных на одной несущей частоте обеспечивает лучшую устойчивость к искажениям в канале и узкополосным помехам. Также этот подход обеспечивает гибкость системы, так как

тип модуляции, скорость кодирования и размер созвездия для каждого подканала могут быть выбраны независимо [1-3].

При разработке широкополосных систем связи технология OFDM оказывается незаменимой в условиях дефицита радиочастотного ресурса, так как обеспечивает плотную расстановку поднесущих в радиосигнале. Для эффективного использования частотного ресурса в сочетании с OFDM могут быть применены многопозиционные методы первичной модуляции. В настоящее время в качестве первичной модуляции широко применяется квадратурная амплитудная манипуляция (КАМ).

Использование квадратурной амплитудной манипуляции позволяет получать большие объемы созвездий сигналов, а также лучшие энергетические характеристики по сравнению с фазовой манипуляцией при одинаковой частотной эффективности и помехоустойчивости.

На сегодняшний день используются и другие методы модуляции, например, амплитудно-фазовая модуляция (АФМ) [4]. Её преимуществом перед квадратурной амплитудной манипуляцией является использование значительно меньшего числа уровней амплитуды сигнала для получения одинаковых объемов созвездий. Однако, несмотря на другую форму АФМ-сигнала, предельное значение спектральной эффективности остается таким же, как и в квадратурной амплитудной модуляции (КАМ).

В данной работе предложена улучшенная версия АФМ, в которую была добавлена еще одна квадратура с амплитудно-импульсной модуляцией. Такое

улучшение позволило достичь большего предельного значения спектральной эффективности по сравнению с АФМ или КАМ.

Метод модуляции АФМ-АИМ

Метод квадратурной модуляции АФМ-АИМ (амплитудно-фазовая модуляция, амплитудно-импульсная модуляция) превосходит используемые в настоящее время методы КАМ и АФМ по показателю спектральной эффективности. Это достигается благодаря тому, что по сравнению с АФМ в данном методе добавляется еще одна квадратура с амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ) [5-9]. Созвездие сигналов представлено на рисунке 1.

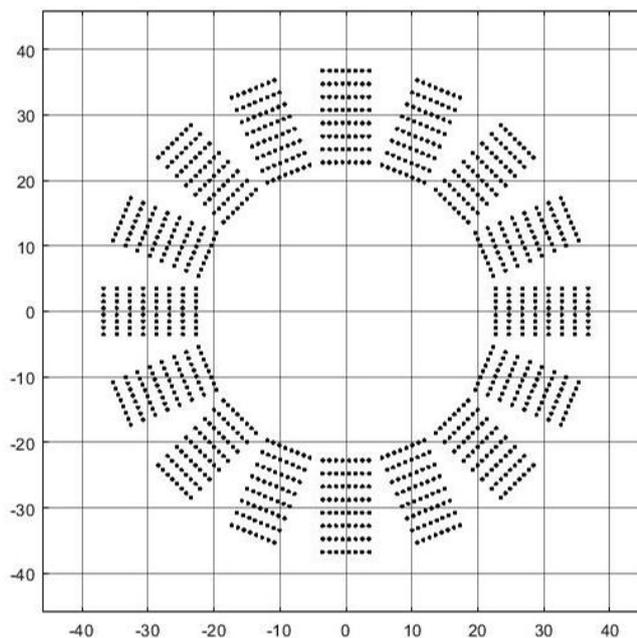


Рисунок 1 – Сигнальное созвездие АФМ-АИМ

Групповой сигнал $s(t)$ имеет вид

$$s(t) = A_1(t) \sin(\omega t + \varphi_i) + A_2(t) \cos(\omega t + \varphi_i), \quad (1)$$

где A_1 – амплитуда сигнала с фазовой модуляцией (ФМ), A_2 – амплитуда АИМ сигнала, $\varphi_i = \frac{2\pi}{m}i$ – фаза, принимающая значения $i = 0, 1, \dots, m-1$ (m – позиционность фазовой модуляции).

Описанный математически сигнал может быть получен на практике при помощи схемы модулятора, изображенной на рисунке 2.

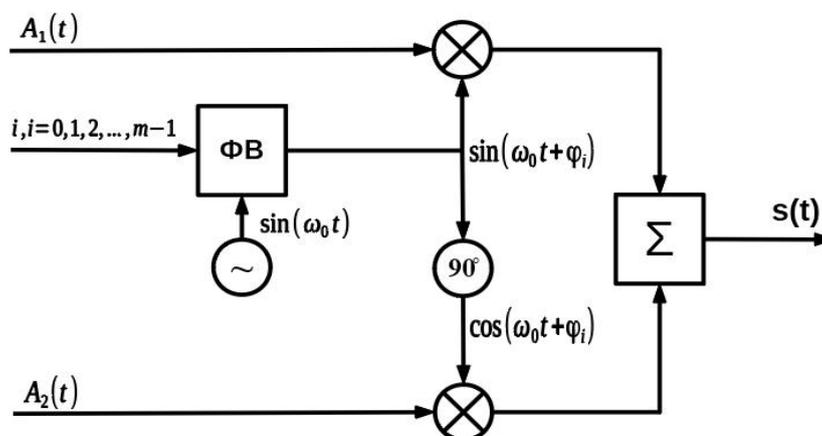


Рисунок 2 – Блок-схема модулятора АФМ-АИМ

В качестве ФНЧ используются фильтры с импульсной характеристикой в виде гауссовской кривой [10]. По схеме модулятора видно, что сигналы в двух квадратурах всегда будет разделимы, т.к. они ортогональны.

При передаче группового сигнала по каналу с аддитивным белым гауссовским шумом (канал с АБГШ) на приемной стороне обработка сигнала предполагает нахождение максимума периодической взаимной корреляционной функции (ПВКФ($\varphi_{i,OK}$)) суммы принятого сигнала и набора опорных колебаний (ОК),

генерируемых приемником с одинаковой частотой и различными значениями фаз по количеству используемых дискретов фаз. Схема демодулятора приведена на рисунке 3.

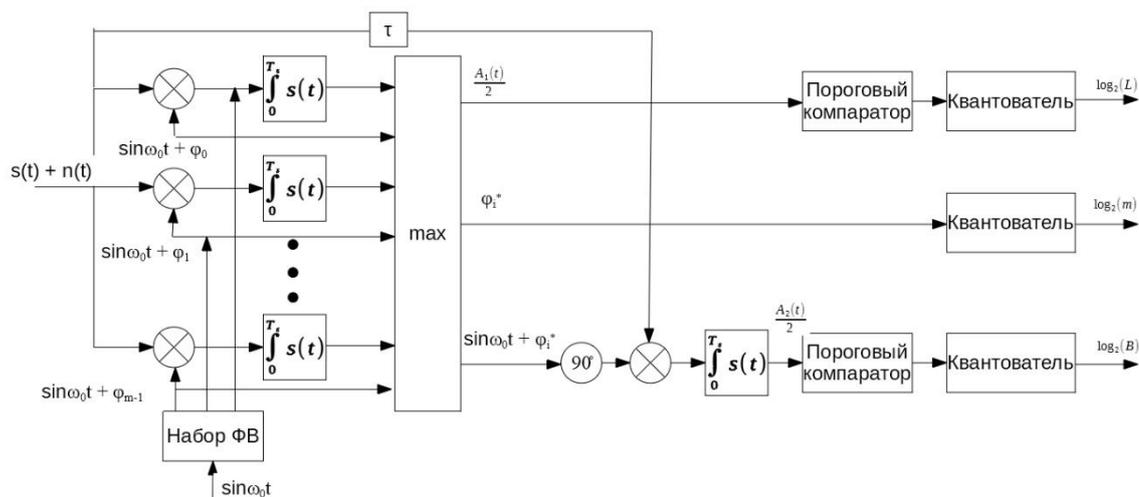


Рисунок 3 – Блок-схема демодулятора АФМ-АИМ

Рассмотрим выражение, описывающее ПВКФ($\varphi_{i,OK}$).

Канал 1.

$$\begin{aligned} \text{ПВКФ}_1(\varphi_{i,OK}) &= \frac{1}{T} \int_0^T s(t) \sin(\omega t + \varphi_{i,OK}) dt = \\ &= \frac{A_1(t)}{2} \cos(\varphi_i - \varphi_{i,OK}) + \frac{A_2(t)}{2} \sin(\varphi_i - \varphi_{i,OK}), \end{aligned} \quad (2)$$

где T – длительность символа.

При совпадении фаз $\varphi_{i,OK} = \varphi_i$ функция примет вид

$$\text{ПВКФ}_1(\varphi_{i,OK}) = \frac{A_1(t)}{2}. \quad (3)$$

При всех остальных значениях фаз $\varphi_{i,OK} \neq \varphi_i$ выполняется неравенство

$$\text{ПВК}\Phi_1(\varphi_{i,OK} = \varphi_i) > \text{ПВК}\Phi_1(\varphi_{i,OK} \neq \varphi_i). \quad (4)$$

Канал 2.

$$\begin{aligned} \text{ПВК}\Phi_2(\varphi_{i,OK}) &= \frac{1}{T} \int_0^T s(t) \sin(\omega t + \varphi_{i,OK}) dt = \\ &= \frac{A_1(t)}{2} \sin(\varphi_i - \varphi_{i,OK}) + \frac{A_2(t)}{2} \cos(\varphi_i - \varphi_{i,OK}) \end{aligned} \quad (5)$$

При определенной в первом канале наиболее вероятной фазе φ_i и выполнении равенства $\varphi_{i,OK} = \varphi_i$ во втором канале функция будет иметь вид

$$\text{ПВК}\Phi_1(\varphi_{i,OK} = \varphi_i) = \frac{A_2(t)}{2}. \quad (6)$$

Необходимое условие безошибочного приема в первом канале описывается следующим выражением

$$\frac{A_1(t)}{2} > \frac{A_1(t)}{2} \cos(\varphi_i - \varphi_{i,OK}) + \frac{A_{2,max}(t)}{2} \sin(\varphi_{i,OK} - \varphi_i) \quad (7)$$

Данное условие можно представить в более удобной форме:

$$\frac{A_1(t)}{A_{2,max}(t)} > \frac{\sin(\varphi_{i,OK} - \varphi_i)}{1 - \cos(\varphi_{i,OK} - \varphi_i)} \quad (8)$$

где $A_{2,max}$ – максимальное значение амплитуды сигнала в канале с АИМ.

Амплитуды сигналов в двух каналах могут быть записаны как функции этого расстояния:

$$A_1(t) = \frac{cd}{2} + (L(t) - 1)l \cdot d, \quad (9)$$

где коэффициент $c \geq 1$ – постоянная составляющая в амплитуде сигнала, $L(t)$ – число уровней амплитуд сигнала ФМ, $l \cdot d$ – расстояние между уровнями, l – коэффициент, указывающий, во сколько раз расстояние между амплитудами в АФМ канале будет больше расстояния между точками в АИМ. Рекомендуется l принять равным 2, тогда расстояние между амплитудами A_1 будет вдвое больше расстояния между амплитудами A_2 , это можно видеть на рисунке 4.

$$A_{2,max}(t) = b \cdot d/2, \quad (10)$$

где коэффициент $b = B - 1$, B – позиционность АИМ.

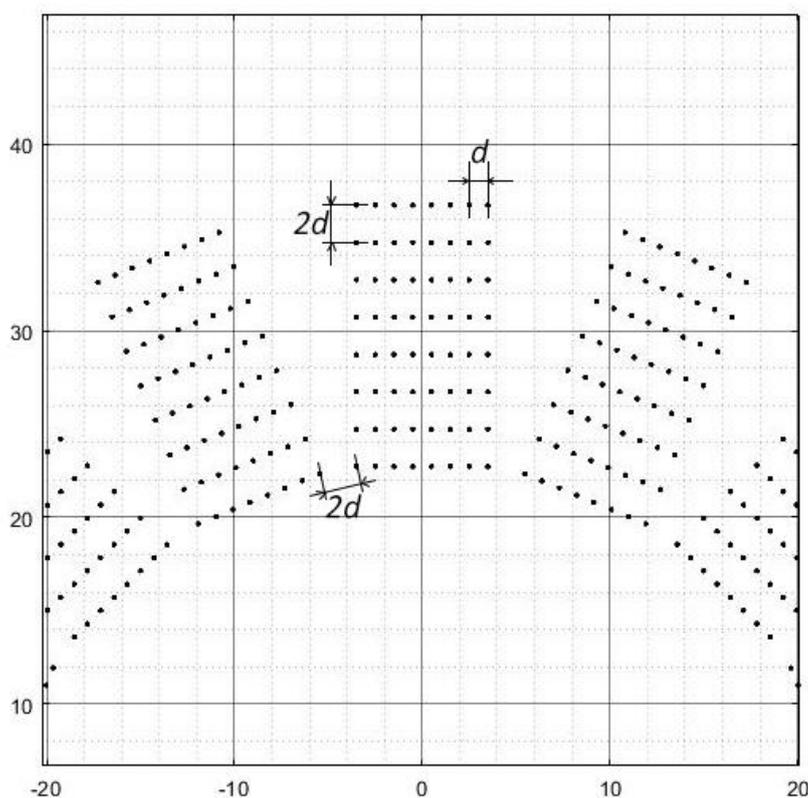


Рисунок 4 – Уточнение расстояний между точками сигнального созвездия АФМ-АИМ

Примем разность фаз $\varphi_{i,OK} - \varphi_i = \Delta\varphi$. Тогда условие безошибочного приема в первом канале можно записать следующим образом

$$\frac{A_1(t)}{A_{2,max}(t)} = \frac{c+2l(L(t)-1)}{b} > \frac{\sin(\Delta\varphi)}{1-\cos(\Delta\varphi)} = ctg\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right). \quad (11)$$

Проанализировав выражение можно увидеть, что

$$\lim_{\Delta\varphi \rightarrow 0} \left(\frac{\sin(\Delta\varphi)}{1-\cos(\Delta\varphi)} \right) = \pm\infty. \quad (12)$$

Таким образом, необходимо рассмотреть случай, когда разность фаз $\varphi_{i,OK} - \varphi_i = \Delta\varphi$ принимает минимальное значение. В нашем случае для дискретной ФМ речь идет о дискрете отсчета фазы, т.е. $\Delta\varphi_{min} = \frac{2\pi}{m}$. В случае $\Delta\varphi = +\frac{2\pi}{m}$ значение отношения $\frac{\sin(\Delta\varphi)}{1-\cos(\Delta\varphi)}$ будет максимальным. Амплитуда $A_1(t)$ будет принимать минимальное значение при $L(t) = 1$. Тогда условие безошибочного приема будет иметь следующий вид:

$$\frac{A_{1,min}(t)}{A_{2,max}(t)} = \frac{c}{b} > \frac{\sin\left(\frac{2\pi}{m}\right)}{1-\cos\left(\frac{2\pi}{m}\right)} = ctg\left(\frac{\pi}{m}\right). \quad (13)$$

Полученное неравенство накладывает ограничение на выбор коэффициента c :

$$c > b ctg\left(\frac{\pi}{m}\right) = f(m, B). \quad (14)$$

Отношение сигнал-шум в канале с АИМ однозначно связано с отношением $\frac{d^2}{2N_0}$, вычисляемом при расчете помехоустойчивости [11]. Определим отношение сигнал-шум в канале с АФМ:

$$\frac{A_1(t)}{\sqrt{N_0}} = \frac{\frac{cd}{2} + ld(L(t)-1)}{\sqrt{N_0}} = \frac{(c+2l(L(t)-1))d}{2\sqrt{N_0}}. \quad (15)$$

Таким образом, отношение сигнал-шум может быть найдено с помощью следующего выражения:

$$\frac{2E(t)}{N_0} = (c + 2l(L(t) - 1))^2 \frac{d^2}{2N_0}. \quad (16)$$

Расчет коэффициента c производится последующей формуле [12]:

$$c = \frac{\frac{l_2}{2} + b \cos\left(\frac{\pi}{m}\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{m}\right)}, \quad (17)$$

где $d_{\text{АФМ-АИМ}} = l_2 d$, d – минимальное расстояние в АИМ. Коэффициент c согласно полученному выражению является функцией минимального расстояния между точками АФМ-АИМ сигнала.

Спектральная эффективность данного метода модуляции является суммой спектральных эффективностей двух квадратур и может быть записана в следующем виде

$$\gamma_{\text{АФМ-АИМ}} = \gamma_1 + \gamma_2 = 2\log_2(mL) + 2\log_2(B) = 2\log_2(mLB) \quad (18)$$

На вероятность ошибки в данном методе модуляции влияют три события: ошибка детектирования фазы, ошибка в детектировании амплитуды A_1 и ошибка при детектировании амплитуды A_2 . Таким образом, результирующее выражение для вероятности битовой ошибки будет иметь следующий вид:

$$Q = q_{\text{bit } B} \frac{\log_2 B}{M} + q_{\text{bit } L} \frac{\log_2 L}{M} + q_{\text{bit } \phi} \frac{\log_2 m}{M}, \quad (19)$$

где $M = B + L + m$ – суммарное количество бит на отсчет, $q_{\text{bit } B}$, $q_{\text{bit } L}$, $q_{\text{bit } \phi}$ – вероятности ошибки при детектировании амплитуды A_2 , амплитуды A_1 и фазы соответственно.

Влиянием двух последних слагаемых в этом выражении можно пренебречь, так как расстояния перехода в соседние состояния данных составляющих вдвое больше расстояния перехода в составляющей АИМ. Таким образом, вклад, который будут вносить эти слагаемые, будет на четыре порядка ниже, чем первый, и данного вида модуляции определяется в основном минимальным евклидовым расстоянием d между точками созвездия в канале 2.

В данной работе будет использована следующая комбинация параметров для реализации модели: $B = 8$ – количество амплитуд в оси с АИМ; $L = 8$ – количество амплитуд ФМ вектора; $m = 16$ – количество дискретов фаз.

Для такой комбинации суммарное число точек созвездия составляет 1024, что соответствует передаче 10 бит/символ. Для заданных параметров может быть рассчитано необходимое отношение сигнал-шум в зависимости от желаемого показателя вероятности битовой ошибки.

$$\frac{\bar{E}_{bit}}{N_0} = \frac{\bar{E}_{AM} + \bar{E}_{AIM}}{N_0 M} = \frac{\frac{2\bar{E}_1}{N_0}}{\gamma} = \frac{2d^2[4c(B) + (c + (L-1)l)^2]}{4N_0\gamma}, \quad (20)$$

где $c(B) = \frac{B^2-1}{12}$, c может быть рассчитано по выражению (17).

Результирующее соотношение, связывающее среднюю энергию бита и квадрат минимального расстояния имеет вид

$$\frac{\bar{E}_{bit}}{N_0} = 177,7235 \frac{d^2}{2N_0}. \quad (21)$$

Отношение $\frac{d^2}{2N_0}$ может быть найдено для заданной вероятности битовой ошибки из интеграла вероятности $\Phi(x)$ [6]:

$$Q \leq 1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{d^2}{2N_0}} \right). \quad (22)$$

Результаты моделирования

В результате моделирования были получены и проанализированы различные характеристики системы передачи информации с АФМ-АИМ. Рассмотрим их.

Построен график спектра поднесущей с модуляцией АФМ-АИМ при битовой скорости 6,25 Мбит/с. По рисунку 5 можно оценить полученную спектральную эффективность. Для этого можно воспользоваться выражением [7]:

$$\gamma = \frac{R}{F} = \frac{6,25 \times 10^6}{2 \cdot 312,5 \times 10^3} = 10 \text{ бит/с/Гц} \quad (23)$$

где $F = 2 \cdot 312,5$ кГц – ширина главного лепестка спектра [7]. Таким образом, результаты моделирования подтверждают заявленную ранее спектральную эффективность метода в 10 бит/с/Гц.

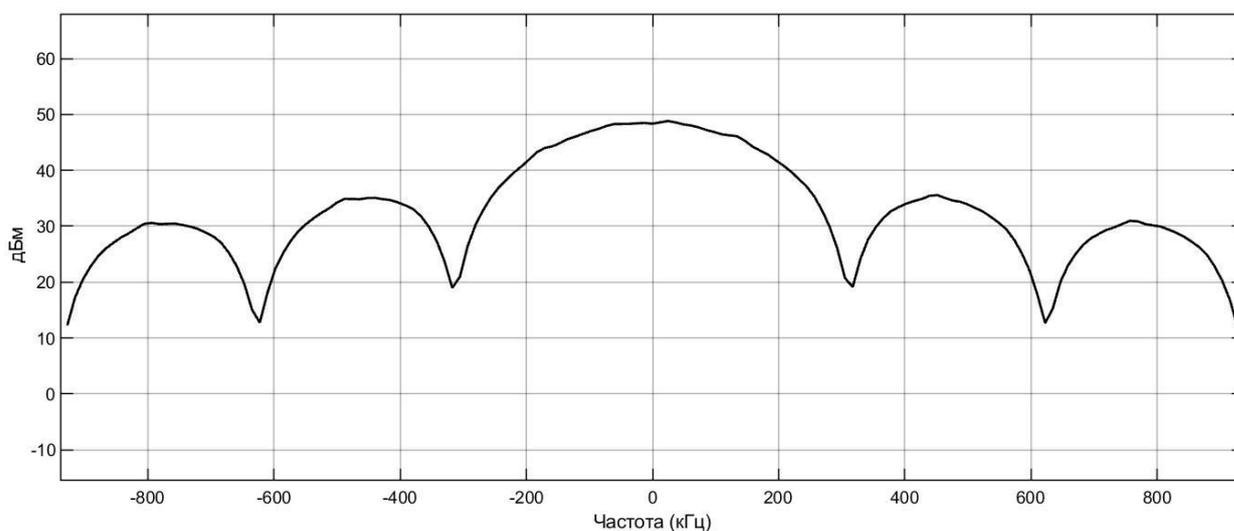


Рисунок 5 – Спектр сигнала АФМ-АИМ

Был получен график зависимости вероятности битовой ошибки от энергетического отношения сигнал-шум в канале с АБГШ, он изображен на рисунке 6.

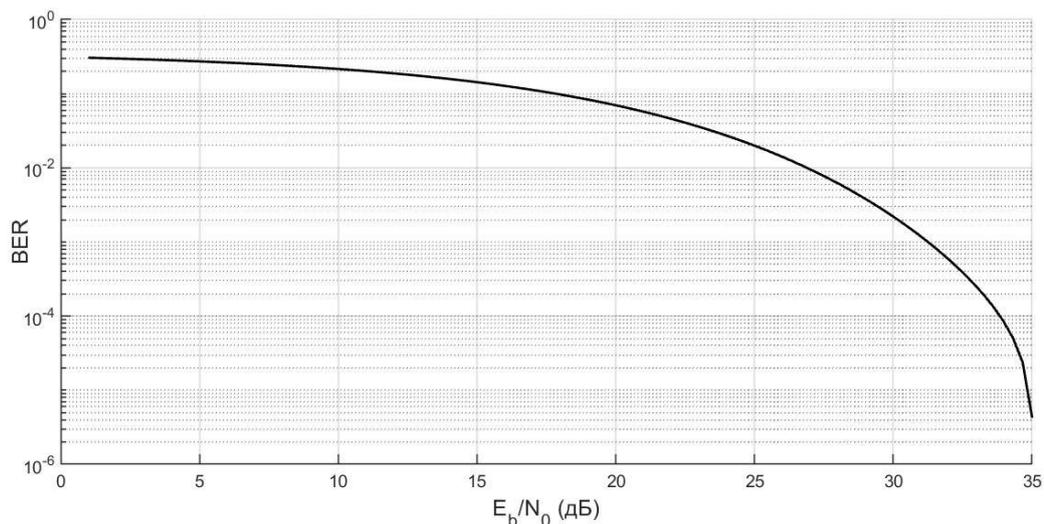


Рисунок 6 – Зависимость вероятности битовой ошибки от энергетического отношения сигнал-шум

В результате моделирования системы OFDM с разработанной модуляцией в качестве первичной модуляции поднесущих был получен график спектра OFDM сигнала. Он представлен на рисунке 7.

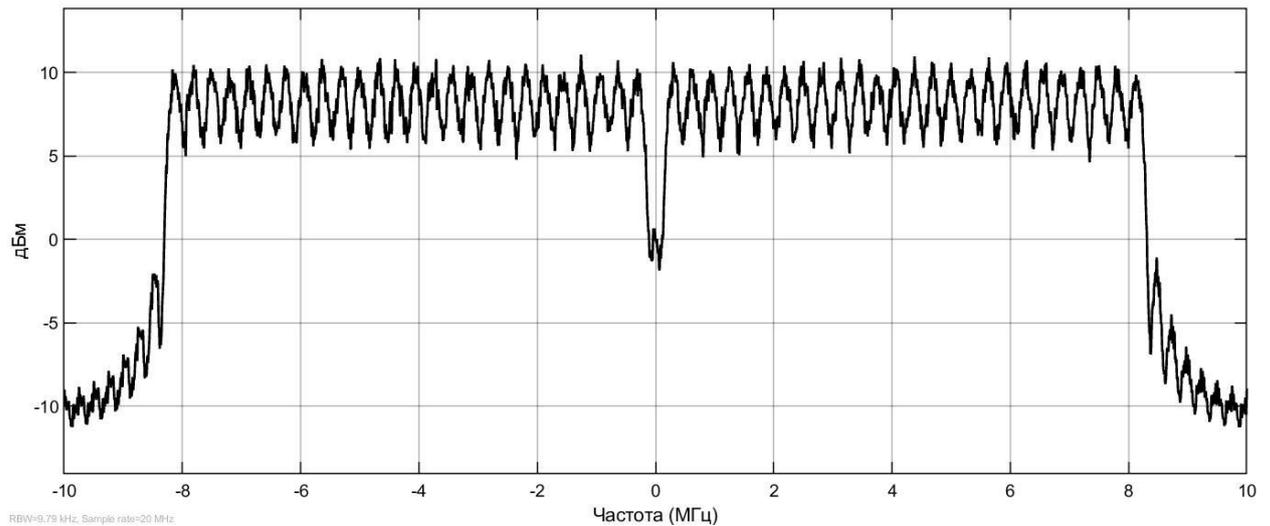


Рисунок 7 – Спектр OFDM сигнала

График спектра имеет ширину менее 20 МГц, это обусловлено тем, что на крайних поднесущих ничего не передается для увлечения скорости спада внеполосных частей спектра [13-14].

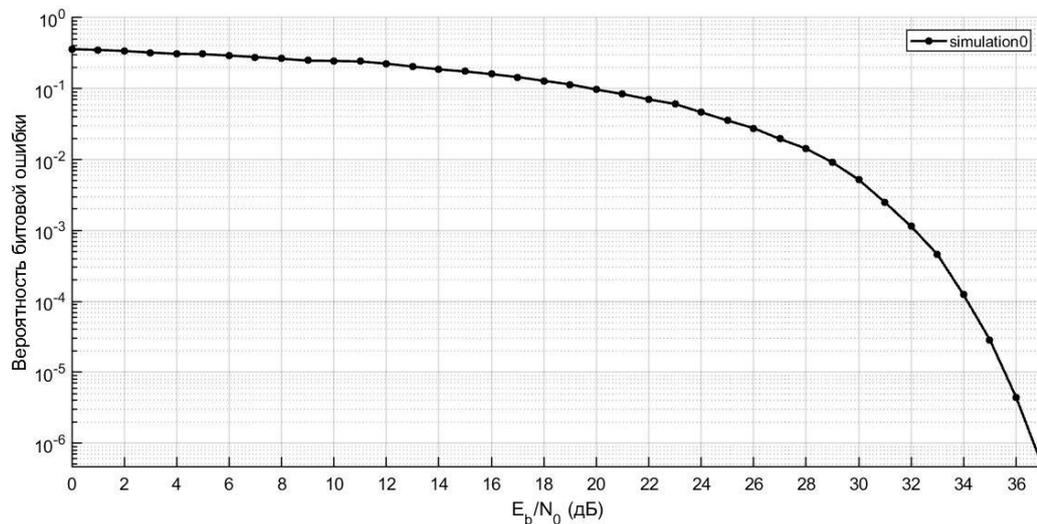


Рисунок 8 – Зависимость вероятности битовой ошибки от энергетического отношения сигнал-шум

Также была получена зависимость вероятности битовой ошибки от энергетического отношения сигнал-шум в канале с АБГШ. Зависимость представлена на рисунке 8.

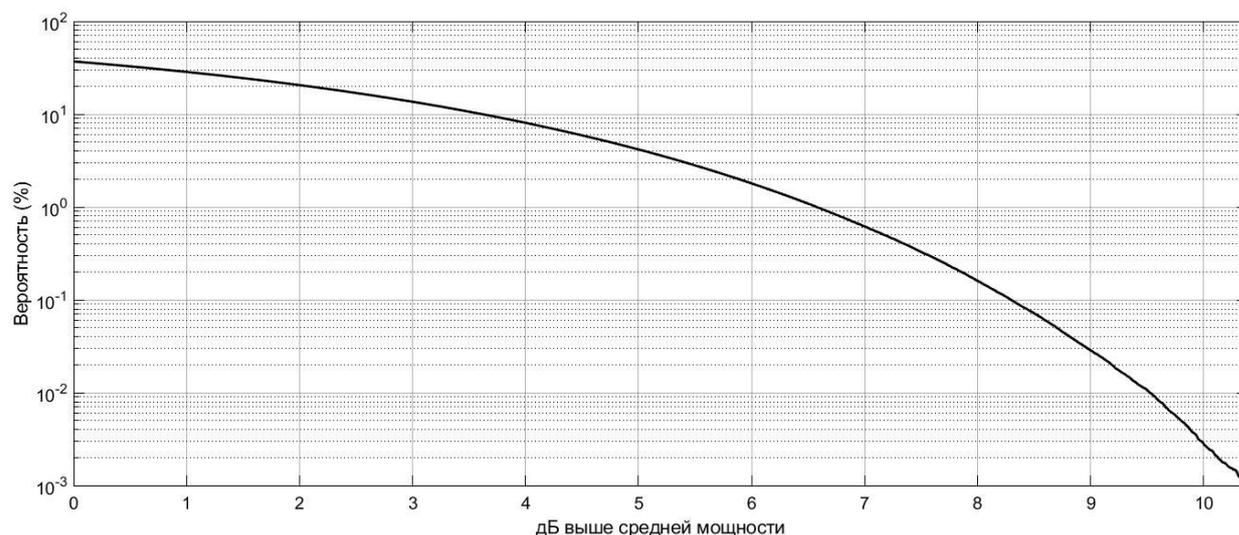


Рисунок 9 – Распределение пик-фактора мощности сигнала

Также для OFDM сигнала получено распределение пик-фактора мощности сигнала. Распределение изображено на рисунке 9. Оно практически идентично распределению при использовании в качестве первичной модуляции КАМ [15], т.к. пик-фактор зависит в основном от количества поднесущих [16-20], а не от типов сигналов в них. Пик-фактор на выборке из $13 \cdot 10^6$ OFDM символов составил 11,9 дБ.

Выводы

Метод первичной модуляции АФМ-АИМ позволяет достичь частотной эффективности 10 бит на отсчет за счет относительной простоты системы демодуляции. Для исследования метода первичной модуляции АФМ-АИМ с частотной эффективностью 10 бит/отсчет в режиме OFDM была создана

имитационная модель системы передачи информации с данным методом модуляции и технологией OFDM.

В результате моделирования были получены экспериментальные зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум для сигнала АФМ-АИМ, которые согласуются с аналитическим расчетом. Также были получены сигнальные созвездия сигнала АФМ-АИМ, форма которых соответствует форме, описанной автором данного вида модуляции. Получены графики спектров сигналов для сигнала АФМ-АИМ и для OFDM сигнала. По графику спектра АФМ-АИМ была рассчитана спектральная эффективность метода, которая также согласуется с теоретическим расчетом.

Был также получен график распределения пик-фактора мощности OFDM сигнала. Распределение получается такое же, как при использовании КАМ в качестве первичной модуляции, это объясняется тем, что основным параметром, влияющим на форму распределения и величину пик-фактора, является количество поднесущих в OFDM сигнале.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (соглашение о предоставлении субсидии № 14.578.21.0249, уникальный идентификатор ПНИЭР RFMEFI57817X0249).

Библиографический список

1. Бакулин М.Г. Технология OFDM. - М.: Горячая линия - Телеком, 2016. - 244 с.

2. Hanzo L., Munster M., Choi B. J., Keller T. OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications, WLANS and Broadcasting, New York, John Wiley, Apr. 2004, 980 p.
3. Schulze H., Lueders C. Theory and Applications of OFDM and CDMA Wideband Wireless Communications, John Wiley, 2005, 421 p.
4. 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.
5. 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.
6. Кузнецов В.С., Солодков А.В. Квадратурная амплитудно-импульсная модуляция // Естественные и технические науки. 2017. № 3 (105). С. 114 – 117.
7. Кузнецов В.С., Кузнецов В.В. Нерешенные проблемы в области передачи информации и связи. - М.: Горячая линия - Телеком, 2016. – 60 с.
8. Kuznetsov V., Solodkov A., Malyshev A. A Method Of Quadrature Digital Modulation APSK – PAM // 2016 International Conference on Control, Instrumentation, Communication and Computational Technologies, ICCICCT-2016, 16-17 December 2016, Kumaracoil, India, pp. 172 - 175.
9. 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.

10. 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>
11. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. - М.: Вильямс, 2003. - 1099 с.
12. Бородин В.В., Петраков А.М., Шевцов В.А. Моделирование служебного канала передачи маршрутной информации адаптивной летающей сети связи // Электросвязь. 2016. № 11. С. 41 - 45.
13. 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>
14. 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.
15. 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, pp. 2793.
16. Climini L.J. Analysis and simulation of digital Mobile channel using Orthogonal Frequency division Multiplexing // IEEE Transactions Communications, 1985, vol. 33, no. 7, pp. 665 - 675.

17. Bingham J.A.C. Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come // Communications Magazine, 1990, vol. 28, no. 5, pp. 5 - 14.
18. Hwang T., Yang Ch., Wu G., Li S., Li G.Y. OFDM and its wireless applications: A survey // IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, vol. 58, no. 4, pp. 1673 - 1694.
19. Eom S.S., Nam H., Ko Y-C. Low-complexity PAPR reduction scheme with side information for OFDM system // IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, vol. 60, no. 7, pp. 3657 - 3669.
20. Andreoli S., McClure H., Banelli P., Cacopardi S. Digital linearizer for RF amplifiers // IEEE Transactions on broadcasting, 1997, vol. 43, no. 1, pp. 12 - 19.

Статья поступила в редакцию 18.01.2019