

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.8.9>

УДК: 621.39

АЛГОРИТМЫ СИНХРОНИЗАЦИИ ФИЗИЧЕСКОГО УРОВНЯ ДЛЯ СИГНАЛЬНО-КОДОВОЙ КОНСТРУКЦИИ, ПОВЫШАЮЩЕЙ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ РЕЖИМА VL-SNR СТАНДАРТА DVB-S2X

Л. А. Антюфьева, К. К. Янситов, А. В. Дворкович

Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет), 141701, Московская обл., г. Долгопрудный, Институтский пер., д. 9

Статья поступила в редакцию 21 июня 2021 г.

Аннотация. Работа посвящена повышению помехоустойчивости сигнала стандарта DVB-S2X и алгоритмам синхронизации физического уровня режима VL-SNR. В статье предложена сигнально-кодовая конструкция, увеличивающая помехоустойчивость сигнала и работающая при отношении сигнал/шум (SNR) до -11 дБ, а также система синхронизации к ней.

Ключевые слова: спутниковая связь, физический уровень, DVB-S2X, VL-SNR, помехоустойчивость.

Abstract. The work is devoted to expanding the noise immunity of the DVB-S2X standard and the VL-SNR mode physical layer synchronization algorithms. The article proposes a signal-code sequence that increases the noise immunity of the signal, operating down to -11 dB signal-to-noise ratio, and a synchronization system for it.

Key words: satellite communications, physical layer, DVB-S2X, VL-SNR, noise immunity.

Введение

В настоящее время происходят существенные изменения в области спутниковой связи [1]. Создаются качественно новые технологии и сервисы. Одним из направлений разработок является подвижная спутниковая связь [2], в том числе связь с самолетами, кораблями и автотранспортом вне зоны приема наземной сети связи, включающая такие сервисы, как мобильное телевидение и

Интернет. В данных применениях размер антенны и энергетика линии связи существенно ограничены. В расширении стандарта спутникового телевизионного вещания второго поколения DVB-S2X (Digital Video Broadcasting–Second Generation Satellite Extensions) [2] для реализации данных приложений предложены сигнально-кодовые конструкции с повышенной помехоустойчивостью VL-SNR (Very Low Signal to Noise Ratio). Повышение помехоустойчивости сигнально-кодовых конструкций позволяет увеличить зону приема и уменьшить размеры антенны.

Целью данной работы является исследование возможности дальнейшего расширения помехоустойчивости сигналов стандарта DVB-S2X. Моделирование системы производилось в среде разработки MatLab. В работе показана возможность увеличения помехоустойчивости сигналов стандарта DVB-S2X за счет предложенной сигнально-кодовой конструкции, а также возможность синхронизации при отношении сигнал/шум $SNR = -10,7$ дБ (под отношением сигнал/шум в соответствии со стандартами DVB-S2X [2] и DVB-S2 [3] здесь и далее понимается отношение средней мощности сигнала к эффективной мощности шума).

1. Формирование сигнала

В части стандарта DVB-S2X, посвященной увеличению помехоустойчивости относительно стандарта DVB-S2 (режим VL-SNR), в целях обеспечения возможности синхронизации увеличено количество служебных символов: заголовок физического уровня (PL заголовок) расширен VL-SNR заголовком и добавлены блоки пилотных символов. При этом в остальном структура VL-SNR кадра повторяет структуру кадра стандарта DVB-S2 (рис. 1).

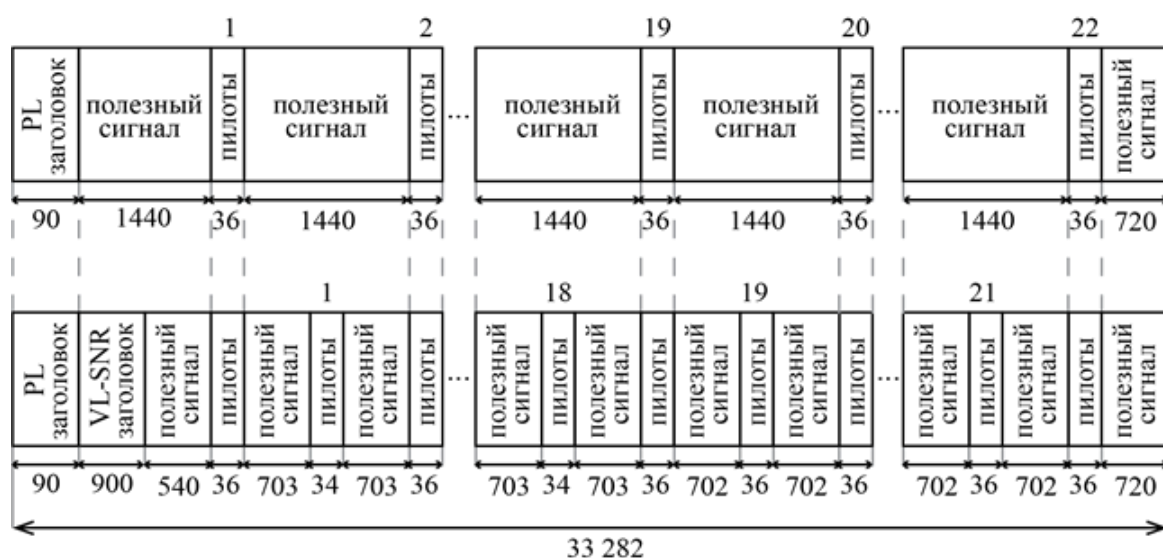


Рис. 1. Сравнение кадра нормальной длины QPSK модуляции с блоками пилотных символов DVB-S2 (верх) с VL-SNR Set1 кадром стандарта DVB-S2X (низ).

В стандартах DVB-S2 и DVB-S2X используются высокоэффективные коды с низкой плотностью проверок на чётность (LDPC, Low-density parity-check). Наилучшей помехоустойчивостью в DVB-S2X обладает кадр VL-SNR Set1 с двоичной фазовой модуляцией со сдвигом на $\pi/2$ (BPSK $\pi/2$, Binary Phase Shift Keying), расширением (повторением символов) в 2 раза и кодовой скоростью 1/5 [2]. Для совместимости с DVB-S2 размер выходного блока LDPC кода 16200 бит, что соответствует короткому (short) кадру стандарта DVB-S2, при расширении 2 и модуляции BPSK $\pi/2$ он дает 32400 полезных символов. Размер кадра нормальной длины квадратурной фазовой модуляции QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) с блоками пилотных символов DVB-S2 равен 33282. При увеличении количества служебных символов в VL-SNR Set1 (рис. 1), количество полезных символов сокращается до 30780. В стандарте используется два метода уменьшения выходной длины LDPC кода: сокращение блока информационных бит (первые X_s информационных бит заполняются нулями, остальные – полезными битами, при передаче первые X_s бит обрезаются) и выкалывание проверочных бит (выкалываются X_p проверочных бит, начиная с нулевого с

шагом p , то есть проверочные биты с индексами $\{0, p, 2p, 3p, \dots\}$). Для данного кадра $X_S=560$, $p=30$, $X_p=250$, при этом реальная скорость LDPC кода сокращается.

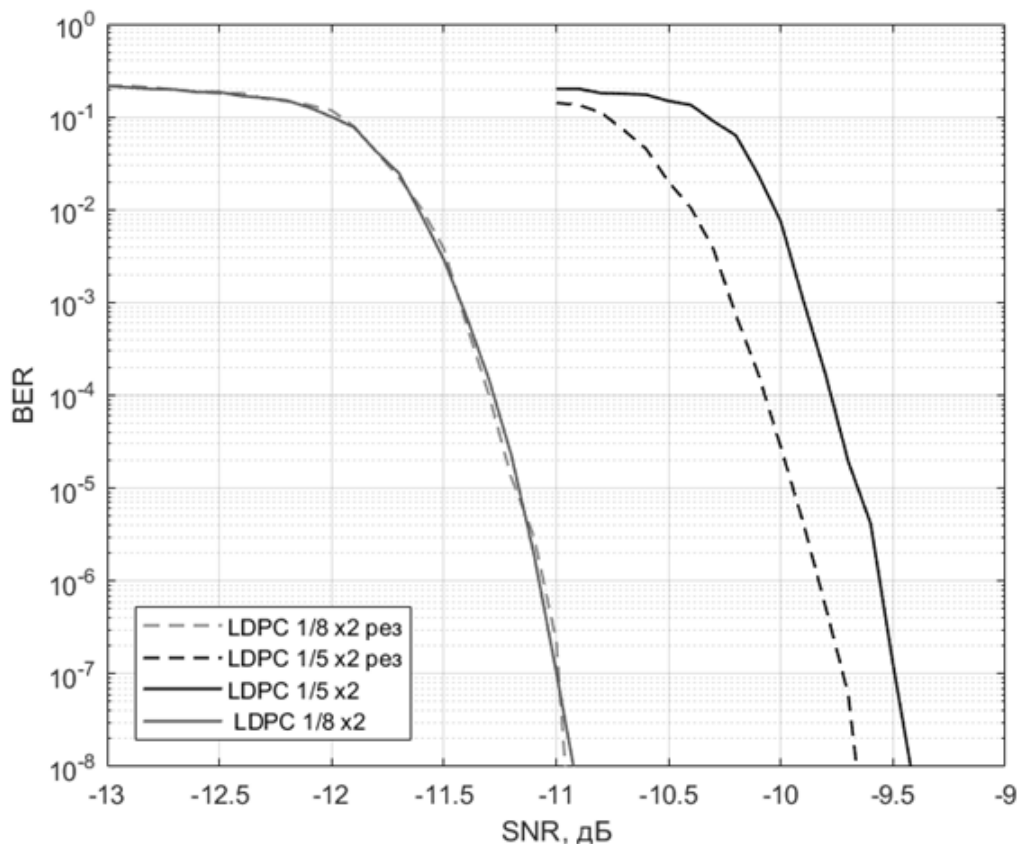


Рис. 2. Сравнение зависимостей коэффициента битовых ошибок BER от отношения сигнал-шум SNR для кода 1/5 и кода 1/8 с модуляцией BPSK $\pi/2$ расширением 2. Пометка «рез» обозначает кодовые конструкции с сокращенными информационными и выколотыми проверочными битами.

Для увеличения помехоустойчивости стандарта DVB-S2X построена сигнально-кодовая конструкция, имеющая структуру кадра физического уровня VL-SNR Set1, для которой разработан LDPC код длины 16200 со скоростью 1/8 и параметрами $X_S=125$, $p=20$, $X_p=685$. По аналогии с описанной выше сигнально-кодовой конструкцией для данного кадра используется модуляция BPSK $\pi/2$ и расширение 2. Для VL-SNR заголовка используется зарезервированная в DVB-S2X последовательность Уолша-Адамара ++_++_++_++. Сравнение зависимостей коэффициента битовых ошибок (BER, Bit Error Rate) от отношения сигнал-шум (SNR) для различных кодов представлено на рис. 2, вычисления

проводились для канала с аддитивным белым гауссовским шумом при 75 итерациях декодирования LDPC кода с использованием мягкого решения демодулятора. Предложенный код имеет $BER=10^{-7}$ при $SNR=-11$ дБ.

2. Система синхронизации

Для формирования комплексной огибающей сигнала на передатчике используется фильтр «корень из приподнятого косинуса» [2, 3]. Последовательное применение двух согласованных фильтров «корень из приподнятого косинуса» (на передатчике и приемнике) формирует сигнал без межсимвольной интерференции (с моментами времени, когда значение сигнала зависит только от одного символа) [4].

Схема синхронизации стандарта DVB-S2 и его расширения DVB-S2X представлены на рис. 3 [5, 6]. На вход схемы поступают выборки сигнала, из расчета четыре выборки на символ. Если частота выборки аналого-цифрового преобразователя не соответствует этому условию, то делается дополнительная передискретизация. После этого сигнал проходит через согласованный фильтр, который формирует сигнал с точками без межсимвольной интерференции. Символьная синхронизация интерполирует выборки сигнала и выбирает символы. Далее осуществляется кадровая синхронизация. Она позволяет извлечь информацию о положении служебных символов (заголовки и пилоты), которые используются для восстановления несущей (частотная и фазовая синхронизация) и восстановления амплитуды, а также информацию о границах кадра, что необходимо для декодирования блочного кода. Вместе с кадровой синхронизацией производится дескремблирование кадра физического уровня. При больших частотных сдвигах наложение импульсной характеристики согласованного фильтра может приводить к ошибке, связанной со смещением синфазной (I) и квадратурной (Q) компонент сигнала на длине фильтра. Чтобы избежать этого делается петля обратной связи, которая была подробно описана в [7] и в данной работе не рассматривается.

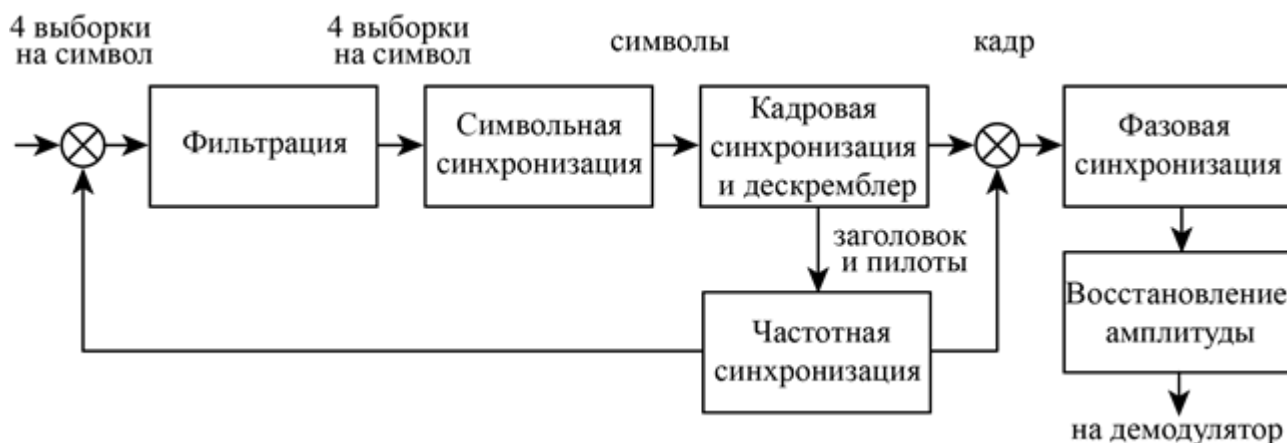


Рис.3. Схема синхронизации стандарта DVB-S2(X).

3. Символьная синхронизация

Схема символьной синхронизации [8] представлена на рис. 4. Интерполятор вычисляет полином третьей степени по 4 выборкам сигнала $\{x(m-1), x(m), x(m+1), x(m+2)\}$ и вычисляет значение $x(m+\mu)$, где μ – дробный временной сдвиг, определяемый на контроле интерполяции:

$$x(m + \mu) = \frac{\mu^3 - \mu}{6} x(m + 2) - \frac{\mu^3 - \mu^2}{2} x(m + 1) + \frac{\mu^3 - 2\mu^2 - \mu + 2}{2} x(m) - \frac{\mu^3 - 3\mu^2 + 2\mu}{2} x(m - 1), \quad (1)$$

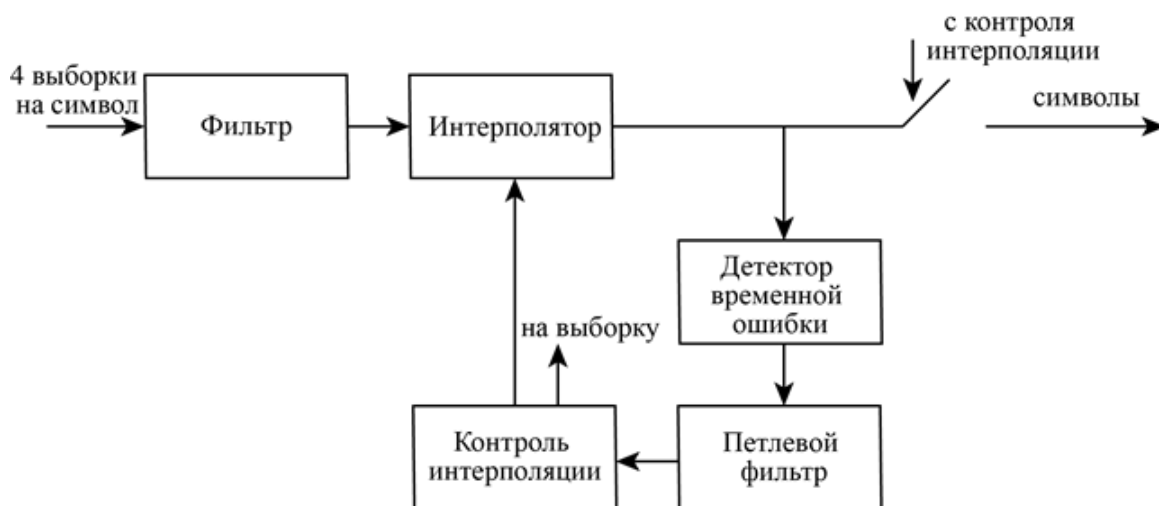


Рис.4. Схема символьной синхронизации.

После интерполятора происходит выборка символов сигнала по сигналу с блока контроля интерполяции (см. рис. 4). В качестве детектора временной ошибки применяется детектор Гарднера [8], использующий равную априорную вероятность точек созвездия и переходов между ними. Значение ошибки $e(m)$ вычисляется по формуле

$$e(m) = x(m - 2 + \mu)(x(m - 4 + \mu) - x(m + \mu)), \quad (2)$$

где $x(m+\mu)$ и $x(m-4+\mu)$ – предполагаемые значения символов.

Для усреднения ошибки используется петлевой фильтр второго порядка. Выход петлевого фильтра $v(n)$ представляет собой сумму пропорциональной $v_p(n)$ и интегральной $v_I(n)$ компоненты. Пропорциональная и интегральная компоненты определяются как

$$v_p(n) = K_p e(n), \quad (3)$$

$$v_I(n) = K_I e(n) + v_I(n-1), \quad (4)$$

где K_p и K_I – пропорциональный и интегральный коэффициенты [8], а $e(n)$ – выход детектора временной ошибки (2).

Для контроля интерполяции используется счетчик по модулю 1:

$$\eta(n + 1) = \left(\eta(n) - \frac{1}{4} - v(n) \right) \text{ mod } 1, \quad (5)$$

Сигнал на выборку генерируется при выполнении условия:

$$\eta(m + 1) = \eta(m) - \frac{1}{4} - v(m) + 1. \quad (6)$$

Дробное значение временного сдвига, используемое в (1), при этом определяется, как:

$$\mu(m) = \frac{\eta(m)}{v + \frac{1}{4}}. \quad (7)$$

Настраиваемым параметром блока символьной синхронизации является нормализованная полоса петлевого фильтра $B_n T_s$ [8]. Уменьшение этого параметра делает схему менее восприимчивой к шуму, но при этом увеличивает время настройки и уменьшает скорость адаптации системы. При моделировании использовалось значение $B_n T_s = 5 \cdot 10^{-5}$. Для оценки качества синхронизации используется сравнение зависимостей коэффициента битовых ошибок BER от

отношения сигнал-шум SNR сигнала без сдвига момента выборки и символьной синхронизации (LDPC 1/8 x2 рез) и со сдвигом и синхронизацией (LDPC 1/8 x2 рез) для кода 1/8 с модуляцией BPSK $\pi/2$ расширением 2 (рис. 5).

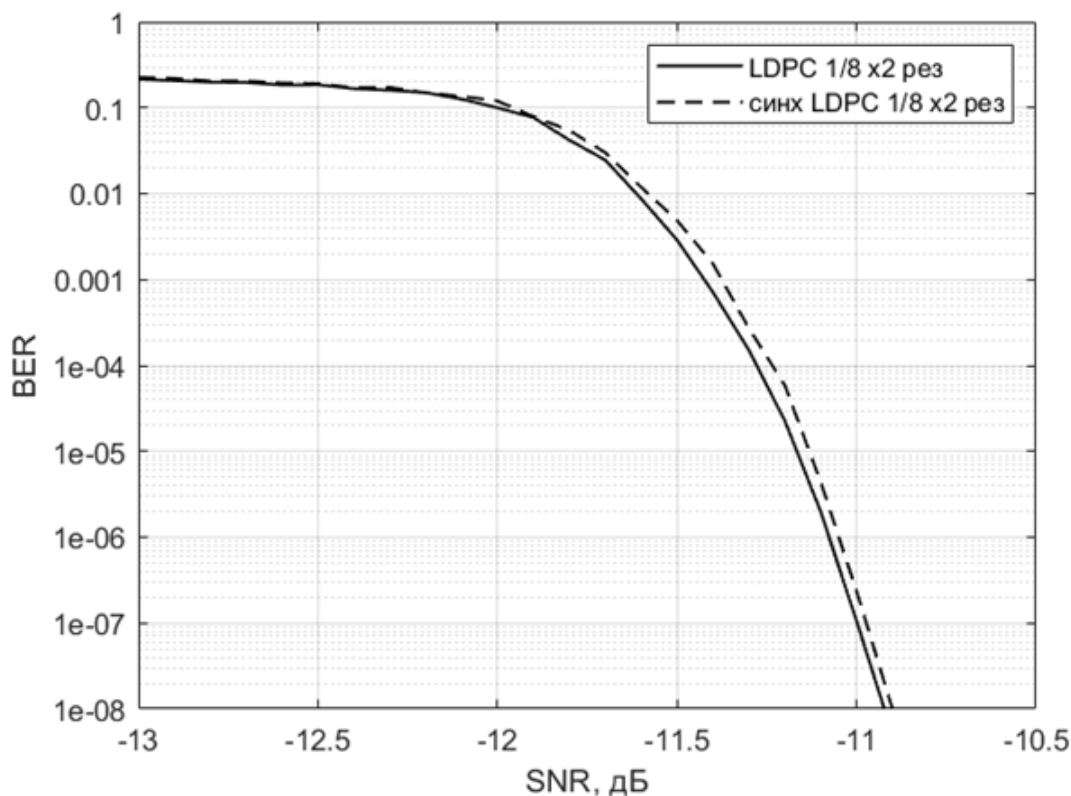


Рис.5. Сравнение зависимостей коэффициента битовых ошибок BER от отношения сигнал-шум SNR для оценки ошибки, вносимой символьной синхронизацией.

Алгоритм вносит искажения менее 0,05 дБ по уровню $BER=10^{-7}$. Для установления синхронизации с 99,5% вероятностью при отношении сигнал/шум -11 дБ необходимо 106 символов сигнала. Это вносит ограничения на степень рассинхронизации тактов выборки цифро-аналогового преобразователя на передатчике и аналого-цифрового преобразователя на приемнике.

4. Кадровая синхронизация

Для кадровой синхронизации используется пороговый алгоритм, подробно описанный в [9]. В качестве порога выбрано значение $T=0,15$. Для применения порогового алгоритма необходимо произвести нормировку сигнала по мощности, учитывая грубую оценку отношения сигнал/шум, которую можно получить по спектру сигнала до согласованной фильтрации.

5. Частотная синхронизация

Для реализации частотной синхронизации выбран алгоритм Фитца [10, 11]. Нормализованный частотный сдвиг $\Delta f T_S$ определяется как [11]:

$$\Delta f T_S = \frac{\sum_{m=1}^M \arg\{R_S(m)\}}{\pi M(M+1)}, \quad (8)$$

где $M=18$ – параметр алгоритма, а $R_S(m)$ аккумулирует автоковариации для N блоков пилотных символов:

$$R_S(m) = \sum_{n=1}^N R_n(m), \quad (9)$$

где автоковариация $R_n(m)$ считается по длине блока пилотных символов L с шагом m :

$$R_n(m) = \sum_{k=1}^{L-m} x_k x_{k-m}^*, \quad (10)$$

Особенностью классического алгоритма Фитца [11] является ограничение на величину обрабатываемого частотного сдвига. При $M=18$, фазовый набег за 18 символов входного сигнала должен быть меньше π . Обойти это ограничение можно, используя цикличность $\arg\{R_S(m)\}$:

$$\varphi(1) = \arg\{R_S(1)\}, \quad \psi = 0, \quad (11)$$

$$\varphi(m) = \arg\{R_S(m)\} + \psi, \quad (12)$$

если $|\varphi(m) - \varphi(m-1)| > \pi$, то добавляем $\pm 2\pi$, чтобы получить линейную зависимость $\varphi(m)$:

$$\varphi(m) = \varphi(m) - 2\pi \operatorname{sgn}(\varphi(m) - \varphi(m-1)), \quad (13)$$

$$\psi = \psi - 2\pi \operatorname{sgn}(\varphi(m) - \varphi(m-1)). \quad (14)$$

Требуемая точность частотной синхронизации определяется тем, что после частотной синхронизации фазовый сдвиг между двумя соседними блоками пилотных символов должен быть меньше π . Для VL-SNR режима это составляет $6 \cdot 10^{-4}$ от символьной скорости. На рис. 6 приведены результаты расчета вероятности ошибки частотной синхронизации при отношении сигнал/шум -11 дБ, n – это количество блоков пилотных символов средней длины 35 символов. PL заголовков и VL-SNR заголовков также используются для синхронизации, что эквивалентно 28 блокам пилотных символов. Вероятность ошибки 10^{-10} соответствует 10000 блокам или 141 VL-SNR Set1 кадру. Имеет смысл усреднять

корреляцию по такому количеству кадров, чтобы система могла адаптироваться к изменениям частотного сдвига.

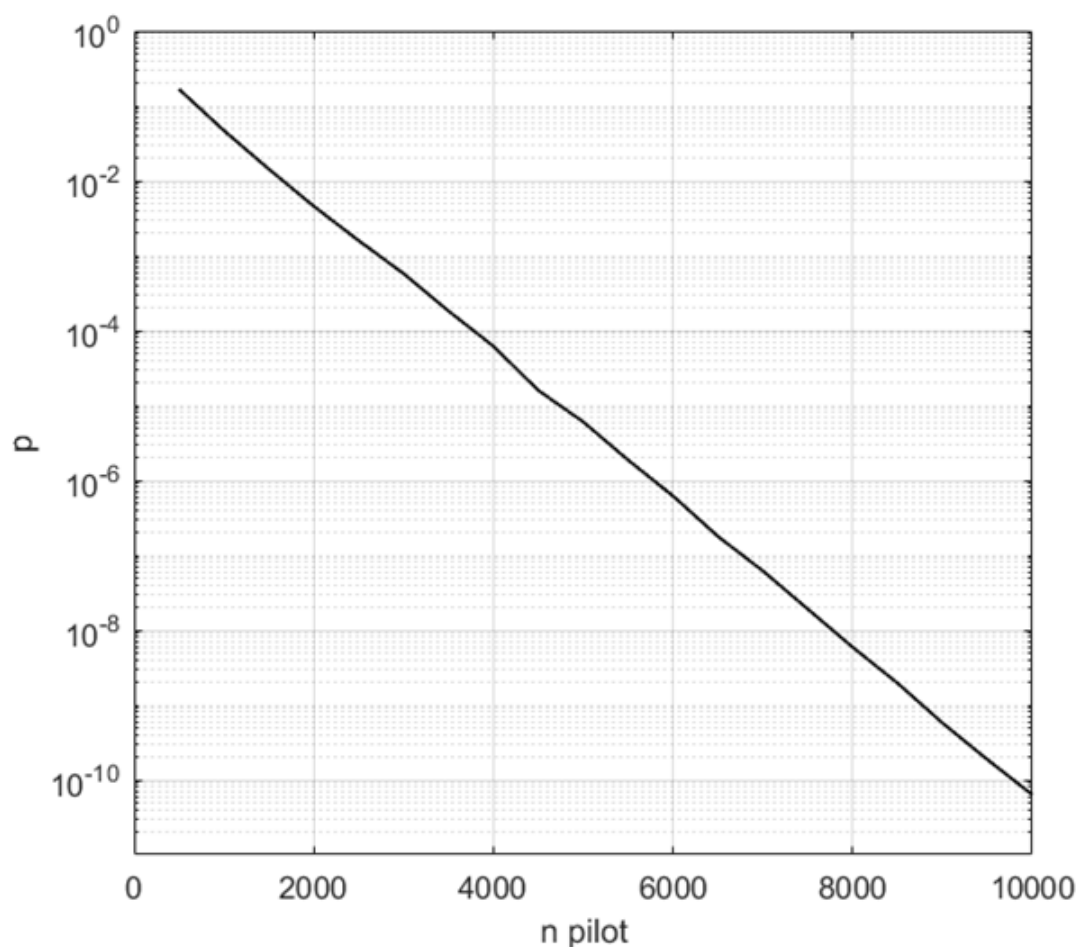


Рис.6. Зависимость вероятности ошибки частотной синхронизации от количества рассмотренных блоков пилотных символов при отношении сигнал/шум -11 дБ.

В классической схеме восстановления, несущей стандарта DVB-S2 [5, 6] после частотной синхронизации оценивается усредненная фаза каждого блока пилотных символов и делается линейная аппроксимация набега фаз между пилотными блоками, которая завершает частотную синхронизацию. При отношении сигнал/шум -11 дБ длины 34 или 36 символов недостаточно для оценки фазы пилотного блока. Для восстановления фазы используется линейная аппроксимация фаз пилотных блоков и заголовков текущего и следующего кадра с учетом цикличности фазы. Для применения данной схемы необходимо, чтобы

частота сигнала была квазистационарна на длине кадра. Для оценки качества синхронизации используется сравнение зависимостей коэффициента битовых ошибок BER от отношения сигнал-шум SNR сигнала без частотного и фазового сдвига и восстановлением несущей (LDPC 1/8 x2 рез) с сигналом со сдвигом и восстановлением (синх LDPC 1/8 x2 рез) для кода 1/8 с модуляцией BPSK $\pi/2$ расширением 2 (рис. 7). Алгоритм вносит искажения менее 0,3 дБ по уровню $BER=0^{-7}$.

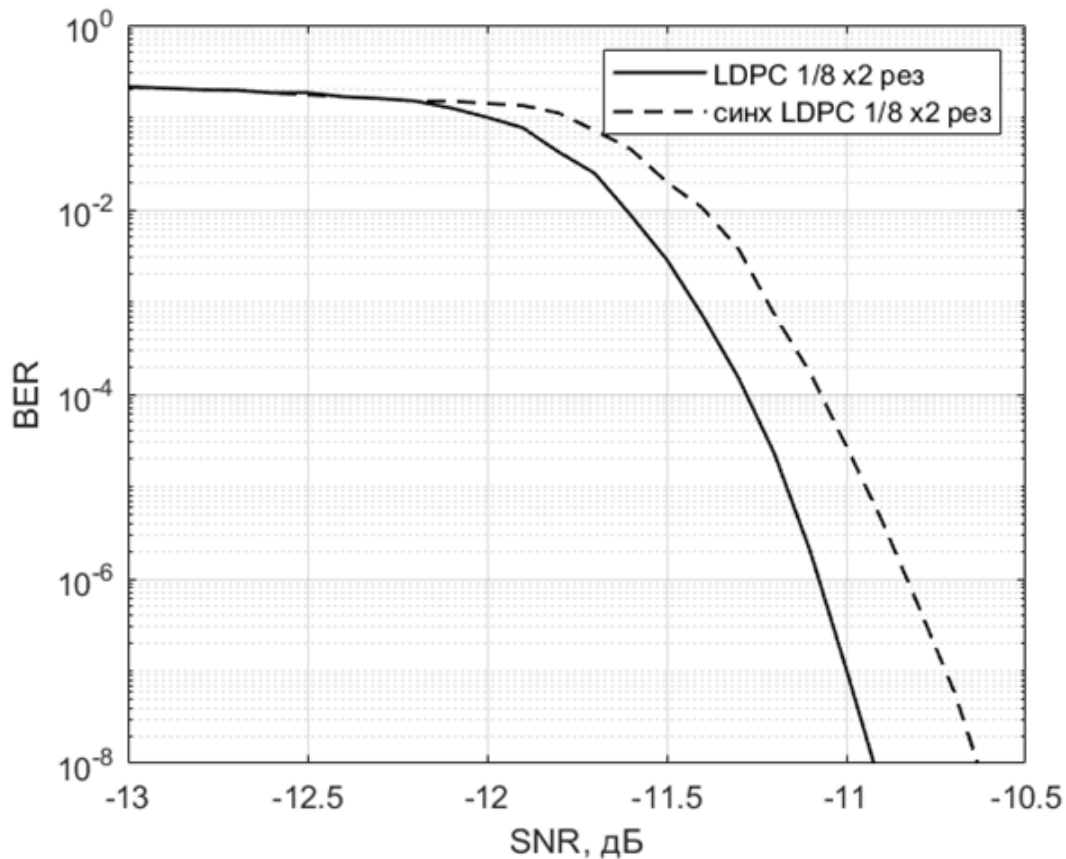


Рис.7. Сравнение зависимостей коэффициента битовых ошибок BER от отношения сигнал-шум SNR для оценки ошибки, вносимой восстановлением несущей.

6. Восстановление амплитуды сигнала

Для восстановления амплитуды сигнала, необходимой для расчета логарифмов максимума правдоподобия при мягкой демодуляции и декодирования сигнала необходимо оценить отношение сигнал/шум и мощность

сигнала. Для этого рассчитываются матожидание и дисперсия для дескремблированных и синхронизованных пилотных блоков и заголовка.

Заключение

В статье предложена сигнально-кодовая конструкция, обеспечивающая $BER=10^{-7}$ при $SNR=-11$ дБ, и система синхронизации к ней, также обеспечивающая $BER=10^{-7}$ при $SNR=-10,7$ дБ, что позволяет увеличить помехоустойчивость сигнала стандарта DVB-S2X. Наибольшие искажения вносит алгоритм восстановления несущей. В дальнейшем планируется попробовать модифицировать данные блоки с использованием адаптивного КИХ-фильтра.

Литература

1. Стрелец В. Перспективы спутниковой связи в свете решений ВКР-2019. *Электросвязь*. 2020. Т.2. С.5-9. <https://doi.org/10.34832/ELSV.2020.3.2.001>
2. ETSI EN 302 307-2 V1.3.1 (2021-07) «Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications; Part 2: DVB-S2 Extensions (DVB-S2X)», DVB, 2021.
3. ETSI EN 302 307-1 V1.4.1 (2014-11) «Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications; Part 1: DVB-S2», ETSI, 2014.
4. Mengali U., D'Andrea A.N. *Synchronization Techniques for Digital Receivers*. New York and London, Plenum press. 1997.
5. ETSI TR 102 376-1 V1.2.1 (2015-11) «Digital Video Broadcasting (DVB); Implementation guidelines for the second generation system for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications; Part 1: DVB-S2», ETSI, 2015.
6. Casini E., Gaudenzi R.De., Ginesi A. DVB-S2 modem algorithms design and performance over typical satellite channels. *International Journal of satellite*

communications and networking. 2004. V.22. P.281-318.

<https://doi.org/10.1002/sat.791>

7. Antiufrieva L., Ivchenko A., Dvorkovich A. Features of a coarse frequency synchronization for DVB-S2X system. «*International Conference Engineering and Telecommunication (En&T)*». 2020.
<https://doi.org/10.1109/EnT50437.2020.9431306>
8. Rice M. *Digital Communications: A Discrete-Time Approach*. Upper Saddle River, N.J., Pearson Prentice Hall. 2009, 778 p.
9. Antiufrieva L., Ivchenko A. Adaptation of the frame synchronization algorithm of the second generation satellite broadcasting standard DVB-S2 for communication system. *Communications in Computer and Information Science*. 2019. 104-114 p.
https://doi.org/10.1007/978-3-030-36625-4_9
10. Oh J. G., Kim J, T. An alternative Carrier frequency Synchronization scheme for DVB-S2 systems. *The 12th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT)*. Seoul, Korea. 2010. 529-533 p.
11. Fitz M.P. Planar filtered techniques for burst mode carrier synchronization. *IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM '91: Countdown to the New Millennium. Conference Record*. Phoenix, AZ, USA. 1991.
<https://doi.org/10.1109/GLOCOM.1991.188412>
12. Cioni S., Ginesi A. DVB-S2X physical layer performance results over realistic channel models. *International Journal of Satellite Communications and Networking*. 2015. V.34. I.3. P.361-376. <https://doi.org/10.1002/sat.1127>

Для цитирования:

Антюфриева Л.А., Янситов К.К., Дворкович А.В. алгоритмы синхронизации физического уровня для сигнально-кодовой конструкции, повышающей помехоустойчивость режима v1-snr стандарта dvb-s2x. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2021. №8.
<https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.8.9>