

МОЛОДЦОВ Андрей Сергеевич, ассистент секции «Метрология и приборостроение» кафедры «Нефтегазовое дело, стандартизация и метрология».

ORCID: 0000-0002-3562-9293

Адрес для переписки: werstalshik@yandex.ru

ПИМНЕВА Наталья Евгеньевна, магистрант гр. СМм-171 факультета элитного образования и магистратуры.

Адрес для переписки: n.pimneva@yandex.ru

КАЗАКОВ Максим Владиславович, магистрант гр. СМм-171 факультета элитного образования и магистратуры.

Адрес для переписки: moloko_2395@mail.ru

Для цитирования

Николаева Е. В., Николаев М. Ю., Молодцов А. С., Пимнева Н. Е., Казаков М. В. Измерение зубчатых косозубых шестерней и червячных колес на координатно-измерительной машине // Омский научный вестник. 2018. № 4 (160). С. 140–145. DOI: 10.25206/1813-8225-2018-160-140-145.

Статья поступила в редакцию 28.05.2018 г.

© Е. В. Николаева, М. Ю. Николаев, А. С. Молодцов, Н. Е. Пимнева, М. В. Казаков

УДК 621.396.1

DOI: 10.25206/1813-8225-2018-160-145-151

П. И. ПУЗЫРЁВ
С. А. ЗАВЬЯЛОВ
В. В. ЕРОХИН
В. Ю. ШЕИН

Омский государственный
технический университет,
г. Омск

НИЗКОСКОРОСТНОЙ МОДЕМ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ МАЛОГО ОБЪЕМА В СРЕДНЕВОЛНОВОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ ДЛЯ ТЕРРИТОРИИ АРКТИКИ

В данной работе рассмотрена реализация низкоскоростного модема для передачи данных малого объема, таких как короткие текстовые сообщения, бедственные сообщения, команды, извещения, координаты и т.п. В модеме используется ортогональная 64-позиционная частотная манипуляция, характеризующаяся меньшей вероятностью битовой ошибки, возможностью некогерентной демодуляции и постоянной огибающей. Структура модема разработана для реализации в программном виде и для реализации на языках описания аппаратуры для SDR систем. Рассмотрена процедура первичной временной синхронизации, обнаружения, кадровой синхронизации и демодуляции. Использование низкоскоростного модема позволит расширить зону покрытия радиосвязью на территории Арктики, где отсутствуют сети сотовой связи.

Ключевые слова: модем, многопозиционная частотная манипуляция, обнаружитель.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда, грант № 17-79-10047.

Введение. Территория Арктики характерна малой плотностью населения и большими расстояниями между населенными пунктами и, как следствие, неразвитой наземной информационной инфраструктурой. Несмотря на то что операторы связи продолжают развитие инфокоммуникационных сетей как на магистральном направлении, так и внутризонавой, охватить всю территорию РФ без мертвых зон сотовой связью в ближайшее время невозможно, т.к. это потребовало бы колоссальных вложений денежных средств при крайне малой отдаче [1].

Повышение достоверности доставки сообщений в беспроводных системах всегда была одной из важнейших научных проблем в теории передачи информации. Особенно остро стоит проблема на арктических территориях, где традиционные виды связи не могут стабильно работать либо отсутствуют телекоммуникационные сети.

Во многих случаях не требуется передача большого объема информации: короткие текстовые сообщения, охранные системы автономных объектов, системы оповещения о бедственной ситуации, метеорологические станции и т.д. [1]. В отсутствии

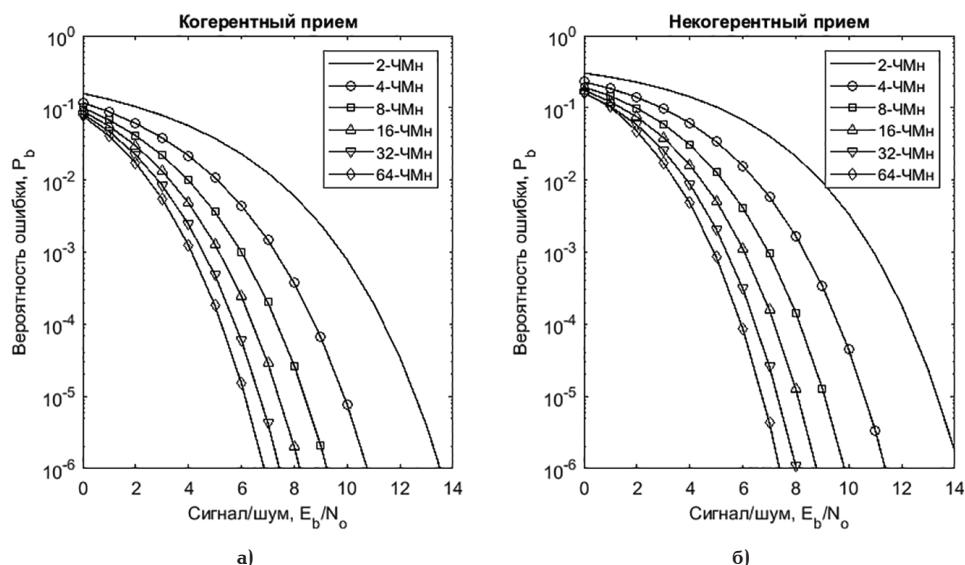


Рис. 1. Вероятность битовой ошибки для М-ЧМн в АБГШ канале для когерентного (а) и некогерентного (б) приема

покрытия территории инфокоммуникационными сетями, такими как сотовая связь, экономически целесообразно применять низкоскоростные беспроводные средства передачи информации, обладающие, как правило, большей зоной покрытия.

Повышение достоверности доставки сообщений и расширение зоны покрытия является комплексной задачей, т.к. требует синтеза энергетически эффективных сигналов, эффективных алгоритмов приема и обработки сигналов, протоколов связи и оптимального выбора частотного диапазона.

Системы передачи данных УКВ диапазона работают только в пределах прямой видимости, что ограничивает зону покрытия несколькими десятками километров, в зависимости от высоты поднятия антенн. Коротковолновая связь является ненадежной из-за существенной нестационарности ионосферы Арктики, что резко ограничивает возможность использования ионосферных каналов. В то же время параметры средневолнового (СВ) канала связи изменяются незначительно во времени, кроме того, большая длина волны позволяет устанавливать связь за пределами зоны прямой видимости. Именно эти достоинства дают возможность обеспечить связь в СВ диапазоне радиоволн на расстояниях от нескольких десятков до сотен километров [1].

Большинство современных систем связи ориентировано на высокоскоростную передачу данных большого объема. При этом ограничивается дальность действия, т.к. энергия, приходящаяся на один бит, уменьшается с ростом битовой скорости при фиксированной излучаемой мощности. Повышение достоверности передачи данных достигается за счет применения эффективных кодов, исправляющих ошибки, таких как турбокоды. Например, в стандарте цифрового телевизионного спутникового вещания DVB-S2 за счет использования LDPC кодов с размером блока 64800 бит энергетика сигнала превышает границу Шеннона всего на 0,7–1,2 дБ при скорости передачи от 10 до 50 Мбит/с [2]. При этом уровень сигнала на входе приемного устройства по-прежнему должен быть достаточно большим (порядка –90 дБм).

В низкоскоростных системах передачи сообщений, где основным критерием является достовер-



Рис. 2. Структура оптимального обнаружителя

ность доставки, невозможно использование помехоустойчивых кодов с большим размером блока, т.к. это привело бы к неоправданному увеличению времени передачи данных [3].

В низкоскоростных системах практически всегда имеется запас по частотному диапазону. В этом случае целесообразно, чтобы спектр сигнала занимал весь частотный диапазон, доступный для использования. Из теории связи известно, что при увеличении ширины спектра сигнала за счет использования множества ортогональных сигналов можно уменьшать вероятность ошибки, приближаясь к пределу Шеннона [4]. Таким образом, в ситуации, когда использование помехоустойчивых кодов полностью не решает проблему повышения эффективности доставки сообщений, необходимо использование ансамбля ортогональных или квазиортогональных сигналов [5].

Примером является многопозиционная частотная манипуляция М-ЧМн. Также известен вариант реализации низкоскоростного модема LoRa [6], где совмещается многопозиционная частотная манипуляция и ЛЧМ-модуляция, позволяющая уменьшить влияние частотно-селективных замираний при многолучевом распространении. Однако LoRa требует полосу минимум 7,8 кГц, что не позволяет их использовать совместно с очень укороченными резонансными антеннами СВ диапазона, где полоса пропускания составляет порядка 4кГц.

Зависимость вероятности ошибки на бит от E_b/N_0 для ортогональной М-ЧМн представлена на рис. 1. Из рис. 1 видно, что с увеличением размера ансамбля M уменьшается требуемое отношение сигнал/шум для обеспечения той же вероятности ошибки на бит. Например, при переходе от 2-ЧМн ($M=2$) к 64-ЧМн ($M=64$) при заданной вероятности ошибки на бит $P_b = 10^{-5}$ выигрыш составляет порядка 6 дБ [7]. При этом можно отметить, что

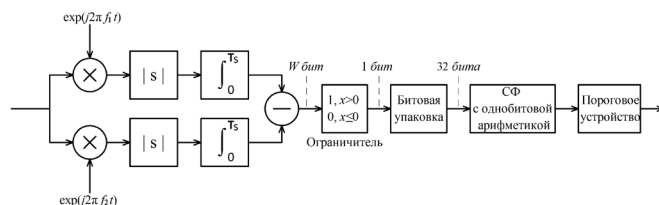


Рис. 3. Структура предлагаемого обнаружителя

с увеличением M уменьшается разница между когерентным и некогерентным детектированием. Если при $M=2$ когерентное детектирование по сравнению с некогерентным дает выигрыш в 0,8 дБ, то при $M=64$ выигрыш составит 0,6 дБ. Следовательно, для больших M в большинстве практических применений можно не использовать сложные когерентные алгоритмы детектирования [8, 9].

Учитывая описанные преимущества многопозиционной частотной манипуляции, для реализации низкоскоростного модема был выбран 64-ЧМН сигнал.

Процедура обнаружения. Из теории радиотехнических систем известно, что оптимальный обнаружитель выполняется на согласованном фильтре СФ или корреляторе (рис. 2). В общем случае СФ является комплексным линейным фильтром. Для выполнения процедуры обнаружения вначале информационного пакета необходимо включить сигнал с заранее известной приемнику структурой. Такими сигналами являются преамбула и синхрослово.

При этом если синхрослово имеет хорошую автокорреляционную функцию АКФ, т.е. ярко выраженный центральный пик и малые боковые составляющие, то вместе с процедурой обнаружения можно также выполнять процедуру символьной и кадровой синхронизации — время появления максимума отклика на выходе СФ совпадает со временем конца синхрослова и начала информационного пакета.

Учитывая, что амплитуда отклика согласованного фильтра зависит от амплитуды сигнала на входе, то для корректной работы порогового устройства необходимо нормализовать уровень входного сигнала, например с помощью автоматической регулировки усиления АРУ или другими методами.

Проблема применения оптимального обнаружителя возникает при практической реализации в цифровых устройствах [10].

Если использовать структуру, согласно рис. 2, то для реализации комплексного СФ потребуется 4 действительных фильтра, если в качестве синхрослова использовать многофазовые последовательности (Фрэнка, Задова—Чу и т.п.) и 2 действительных фильтра, если последовательности двоичные (Баркера, М-последовательность, Голда) [11, 12]. Также необходимо учитывать, что частота дискретизации F_s на этапе обнаружения должна превышать символьную скорость. На каждый символ обычно приходится от 4 до 8 выборок на символ (Sample per Symbol, SPS). Тогда количество операций умножение—суммирование на каждый входящий символ составит $4 \cdot \text{SPS} \cdot N$ для многофазовых последовательностей, где N — длина последовательности и, соответственно, количество коэффициентов в цифровом фильтре, и $2 \cdot \text{SPS} \cdot N$ для двоичных последовательностей. Учитывая, что модем должен работать при низких отношениях сигнал/шум, длина последовательности должна со-

ставлять не менее $N=256$ символов, то количество операций умножение—суммирование составит от 2048 и более.

Другой проблемой является чувствительность к частотному сдвигу. Амплитуда максимума отклика СФ зависит от частотной ошибки Δf согласно выражению:

$$|r(\Delta f)| = |\sin(\pi \cdot \Delta f \cdot N / F_s)|.$$

Таким образом, чем длиннее последовательность, тем она менее устойчива к частотной ошибке. ЛЧМ подобные многофазовые последовательности, такие как Задова—Чу и Фрэнка, могут решить проблему [11], однако в этом случае количество операций умножение—суммирование на каждый входящий символ составит не менее 4096 для $N=256$.

Помимо количества операций умножение—суммирование необходимо оценивать объем оперативной памяти ОЗУ, требуемый для реализации согласованного фильтра. При 16-битной целочисленной арифметике требуемый объем ОЗУ составит не менее 8 кбайт, что в некоторых случаях может стать ограничительным фактором, особенно при реализации в ПЛИС.

В данной работе предлагается альтернативный вариант реализации обнаружителя, требующий значительно меньше операций умножение—суммирование и объема ОЗУ, при удовлетворительной потере в энергетической эффективности, которая компенсируется увеличением длительности синхрослова. На общем фоне длительности информационной части пакета данных, увеличение длительности синхрослова является вполне допустимым.

На рис. 3 представлена предлагаемая структура обнаружителя. В качестве синхрослова используется двоичная частотно-манипулированная М-последовательность. Использование частотной манипуляции, с одной стороны, позволяет существенно уменьшить чувствительность к частотной ошибке, которая теперь определяется не длительностью последовательности, а частотным интервалом между символами.

Для устранения влияния амплитуды входного сигнала на амплитуду отклика СФ между частотным демодулятором и СФ стоит жесткий ограничитель, который сохраняет только знак \pm . Ограничитель ухудшает чувствительность обнаружителя на величину порядка 2 дБ, но, с другой стороны, позволяет перейти от операции «умножение» к битовой операции «исключающее ИЛИ» XOR. К тому же для хранения результата вычисления требуется всего 1 бит. Сигнал на выходе ограничителя побитово упаковывается в 16- или 32-битное слово, после через побитовую операцию XOR одновременно вычисляются значения для 16-ти или 32-х коэффициентов.

Длина синхрослова для компенсации энергетических потерь на предлагаемой структуре обнаружителя была увеличена до 1023-х символов. Объем ОЗУ

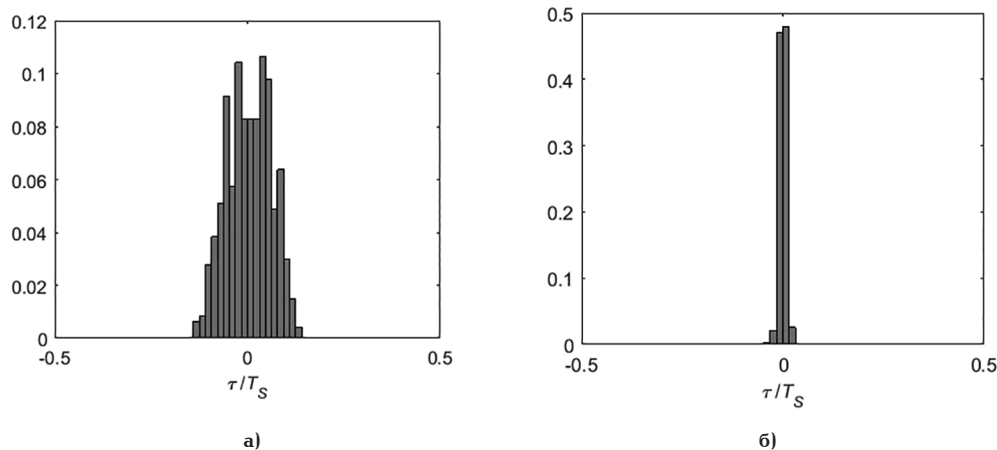


Рис. 4. Гистограмма оценки момента максимума раскрытия глазковой диаграммы i_{\max} (а) и для i'_{\max} (б) для АБГШ канала SNR = -12дБ (в полосе 3100Гц) и длиной преамбулы 512 символов

для реализации СФ в этом случае составит всего 128 байт. Для обеспечения временной неопределенности, не превышающей 8 периодов дискретизации, при $F_s = 4000$ Гц, символьная скорость синхрослова была выбрана равной 500 символов в секунду, а частотный интервал — равным 500 Гц. В этом случае длительность синхрослова составляет 2 с.

Процедура первичной символьной синхронизации. Чтобы дополнительно уменьшить требуемое количество вычислительных операций и объема ОЗУ перед процедурой обнаружения можно выполнить процедуру первичной символьной синхронизации по преамбуле. Преамбула представляет собой частотно-манипулированный чередующийся двоичный сигнал с символьной скоростью, соответствующей скорости синхрослова.

Процедуру первичной символьной синхронизации можно разбить на два этапа: оценка времени максимума раскрытия глазковой диаграммы преамбулы, т.е. момента времени, когда сигнал на выходе частотного демодулятора максимален, и прореживание сигнала в SPS раз с начальной фазой, соответствующей максимуму раскрытия глазковой диаграммы. Таким образом, на выходе устройства первичной символьной синхронизации выходит сигнал с частотой дискретизации, равной частоте следования символов.

Оценка времени максимума раскрытия глазковой диаграммы определяется согласно следующим выражениям:

$$x_i = \sum_{n=0}^{N-1} |v(n+i) - v(n-SPS+i)|, \quad (1)$$

$$i = 0, 1, 2, \dots, \frac{SPS}{2} - 1,$$

$$i_{\max} = \arg \max \{x_0, x_1, x_2, \dots, x_{SPS-1}\}, \quad (2)$$

$$i'_{\max} = \arg \min \{x_0, x_1, x_2, \dots, x_{SPS-1}\} + \frac{SPS}{2}, \quad (3)$$

где v — выборки сигнала с выхода частотного демодулятора (до ограничителя), N — длина преамбулы в символах. Поиск максимума раскрытия глазковой диаграммы эффективней выполнять не напрямую по выражению (2), а косвенно, через поиск точки максимального закрытия диаграммы (3). Это

объясняется тем, что вершина символа пологая и крутизна характеристики в этом месте небольшая. В точке закрытия глазка крутизна характеристики максимальная, что позволяет уменьшить разброс значений. Разницу между способами вычисления момента максимума раскрытия глазковой диаграммы наглядно демонстрирует гистограмма (рис. 4).

Опытным путем было установлено, что для обеспечения первичной символьной синхронизации при предельной чувствительности модема SNR = -12 дБ (в полосе 3100 Гц) длительность преамбулы должна быть не менее 512 символов, что соответствует 1 с.

Процедура демодуляции. Для многопозиционной частотной манипуляции М-ЧМн сигнал в эквивалентной низкочастотной форме описывается выражением [7]:

$$s_m(t) = \sqrt{\frac{2E}{T_s}} e^{j2\pi m \Delta f t}, \quad (4)$$

$$m = 1, 2, \dots, M, \quad 0 \leq t \leq T.$$

где E — энергия символа, T_s — длительность символа; m — номер символа; Δf — частотный интервал, т.е. разница частот между ближайшими символами; M — размер алфавита.

При этом минимальный частотный интервал, на котором обеспечивается ортогональность символов, составляет $\Delta f = 1/[2T_s]$ при когерентном детектировании и $\Delta f = 1/T_s$ — при некогерентном детектировании [5].

Выражение (4) можно выразить в дискретной форме:

$$s_m(nT) = \sqrt{\frac{2E}{T_s}} e^{j2\pi m \Delta f n T}, \quad (5)$$

где T — период дискретизации. Перепишем выражение (5) с учетом условия ортогональности при некогерентном детектировании $\Delta f = 1/T_s$:

$$s_m(nT) = \sqrt{\frac{2E}{T_s}} e^{j2\pi \frac{m n T}{T_s}}. \quad (6)$$

Из выражения (6) следует, что М-ЧМн сигнал с ортогональными символами можно сформировать с помощью обратного дискретного преобразования Фурье:

$$s_m(nT) = \sqrt{\frac{2E}{T_s}} \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} W_m(k) e^{j2\pi \frac{nk}{M}}, \quad (7)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, M-1,$$

$$W_m(k) = \begin{cases} 1, & k = m-1 \\ 0, & k \neq m-1, \end{cases} \quad (8)$$

где $W_m(k)$ — вектор размера M , состоящий из $M-1$ нулей и единицы в позиции « $m-1$ ».

Оптимальный некогерентный демодулятор можно выполнить на основе прямого дискретного преобразования Фурье [13] с последующим поиском индекса k_{max} максимального значения $|X(k)|$ и вычислением номера принятого символа m :

$$X(k) = \sum_{n=0}^{M-1} s(n) e^{-\frac{2\pi j}{M} kn}, \quad (9)$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, M-1,$$

$$k_{max} = \arg \max(|X(k)|), \quad (10)$$

$$m = k_{max} + 1. \quad (11)$$

Чтобы избежать искажений на краях спектра, вызванных полосовой фильтрацией и тем самым нарушить ортогональность символов, рекомендуется сделать частоту дискретизации на входе демодулятора равной $2M/T_s$. В этом случае размер обратного преобразования Фурье необходимо увеличить до $2M$ (в данном случае до 128). Поиск индекса k_{max} соответственно будет произведен не для всех k , а только для 64-х значений. Длительность каждого символа тогда составит $144/4000 = 0,036$ с. Учитывая, что каждый символ одновременно передает 6 бит, битовая скорость составляет 166,6 бит/с. При реализации низкоскоростного модема целесообразно выбрать скорость между 50 и 100 бит/с, так как в этом случае обеспечивается приемлемое время передачи коротких сообщений и высокая достоверность при их приеме. По этой причине было принято решение дополнительно уменьшить символьную скорость путем двойного повторения символов. Индекс максимального элемента в этом случае будет определяться согласно выражению:

$$k_{max} = \arg \max(|X_1(k)| + |X_2(k)|). \quad (12)$$

Использование сложения модулей $|X_1(k)|$, а не комплексных значений $X(k)$, позволило сохранить

максимально допустимое частотное отклонение на прежнем уровне. Сложение комплексных значений $|X_1(k)| + |X_2(k)|$ привело бы к уменьшению вдвое максимально допустимой частотной ошибки.

После двойного повторения символов битовая скорость уменьшилась до 83,3 бит/с.

Циклический префикс. Ошибка синхронизации по времени может привести к тому, что при демодуляции будут захватываться края соседних символов, нарушая при этом ортогональность символов. Также к потере ортогональности приводит подавление боковых лепестков спектра. Для решения этой проблемы по аналогии с техникой модуляции OFDM следует добавить к символам циклический префикс. Циклический префикс представляет собой копию конечного участка символа, поставленную в начало символа. Учитывая, что временная неопределенность в данном случае не превышает восьми периодов дискретизации, то к символу необходимо добавить не менее восьми выборок. Для реализации низкоскоростного модема в качестве циклического префикса было взято 16 выборок. Таким образом, символ состоит из $2M + 16 = 144$ выборок. Добавление циклического префикса на 12,5 % увеличивает длительность символа и, соответственно, настолько же ухудшает энергетическую эффективность передачи данных, однако гарантирует сохранение ортогональности при возникновении ошибки временной синхронизации.

Структура пакета. Ранее было определено, что первой процедурой на приеме выполняется первичная символьная синхронизация, а затем обнаружение и кадровая синхронизация. Таким образом, пакет начинается с преамбулы в 512 символов, после которой следует синхрослово в 1023 символа. Общая длительность преамбулы и синхрослова составляет порядка 3 с. Далее следуют информационные символы многопозиционной частотной манипуляции с двойным повторением. Заканчивается пакет специальным символом, сигнализирующим о конце сообщения (рис. 5).

Для предотвращения ситуации, когда при ложном обнаружении модем начал извлекать ложные данные из шума до тех пор, пока в случайных ложных данных не появится символ конца сообщения, в модем введена процедура прекращения приема по таймауту. Для предотвращения окончания извлечения данных (декодирование) при корректном обнаружении, в структуру пакета введены специальные символы, перезапускающие таймер модема. Таким образом, время пребывания модема в состоянии ложного декодирования не превысит таймаута,

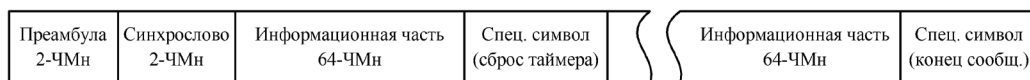


Рис. 5. Структура пакета

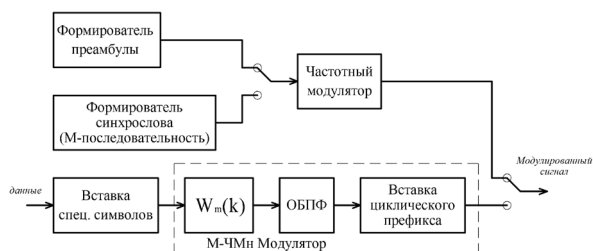


Рис. 6. Структурная схема формирователя

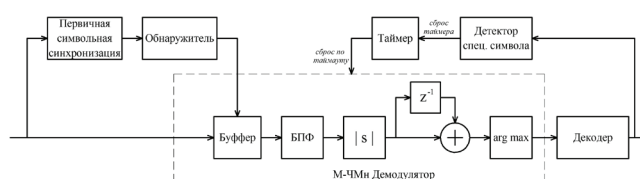


Рис. 7. Структурная схема приемника



Рис. 8. Структура лабораторного стенда

а при корректном декодировании время приема может быть сколь угодно большим.

Результурующие структурные схемы формирователя сигнала и приемника низкоскоростного модема для передачи коротких сообщений представлены на рис. 6 и рис. 7 соответственно.

Лабораторные исследования. Тестирование программной реализации модема проводилось на стенде, представленном на рис. 8 и включающем в себя проверенное оборудование Центра коллективного пользования НИИРП ОмГТУ:

- векторный генератор Rohde&Schwarz SMJ-100A, формирующий широкополосный гауссовский шум;

- векторный генератор Rohde&Schwarz SMBV-100A, формирующий сигнал модема;

- анализатор спектра и сигналов Rohde&Schwarz FSQ, для контроля спектра и измерения канальной мощности шума и сигнала;

- сумматор ВЧ сигнала — согласующее устройство 1-го типа, выполняющее суммирование сигнала модема и широкополосного гауссовского шума.

- средневолновая радиостанция Нозма СВ, выполняющая перенос спектра сигнала на звуковые частоты и фильтрацию сигнала в полосе 3100 Гц.

- персональный компьютер с программной реализацией модема.

Определение нижней границы отношения сигнал/шум, при котором обеспечивается работоспособность модема, производилась по критерию 90 % успешно принятых сообщений. Длина сообщения для лабораторных исследований была выбрана равной 64-м печатным символам.

Лабораторные исследования показали, что работоспособность разработанного модема обеспечивается при отношении сигнал/шум:

- SNR = -12 дБ в полосе 3100 Гц при скорости 15,6 бод (печатных символов в секунду);

- SNR = -15 дБ при скорости 7,8 бод;

- SNR = -17 дБ при скорости 3,9 бод.

Чувствительность модема при отсутствии искусственно созданного шума составила -131 дБм при скорости 3,9 бод.

Заключение. Низкоскоростной модем при скорости передачи 3,9 бод обеспечивает выигрыш на 29 дБ лучше по сравнению с голосовой связью, где минимально требуемое отношение сигнал/шум составляет 12 дБ.

Это позволяет обеспечить передачу коротких сообщений в средневолновом диапазоне частот на территории Арктики, где отсутствуют другие средства связи и на дальностях, превышающих дальность голосовой связи.

Библиографический список

1. Мурашко Д. Н., Пузырёв П. И., Завьялов С. А., Мурахов К. В. Концепция построения системы мониторинга технологического оборудования, эксплуатируемого в районах Арктики и Крайнего Севера // Техника и технология нефте-

химического и нефтегазового производства: материалы 5-й Междунар. науч.-техн. конф. Омск, 2015. С. 87.

2. ETSI EN 302 307 V1.2.1 (2009-08). Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2). URL: http://www.etsi.org/deliver/etsi_en/302300_302399/302307/01.02.01_60/en_302307v010201p.pdf (дата обращения: 01.04.2018).

3. Digham F. F., Alouini M. S., Arora S. Variable-rate variable-power non-coherent M-FSK scheme for power limited systems // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2006. Vol. 5, no. 6. P. 1306 – 1312. DOI: 10.1109/TWC.2004.830851.

4. Балашов В. А., Воробьенко П. П., Ляховецкий Л. М. Системы передачи ортогональными гармоническими сигналами: моногр. М.: Эко-Трендз, 2012. 228 с. ISBN 978-5-88405-096-9.

5. Al-Juboori G., Tsimbalo E., Doufexi A. [et al.]. A comparison of OFDM and GFDM-Based MFSK modulation schemes for robust IoT applications // IEEE 85th Vehicular Technology Conference (VTC Spring). 2017. P. 1 – 5.

6. Vangelista L. Frequency shift chirp modulation: the LoRa modulation // IEEE Signal Processing Letters. 2017. Vol. 24, no. 12. P. 1818 – 1821. DOI: 10.1109/LSP.2017.2762960.

7. Прокис Д. Цифровая связь: пер. с англ. / под ред. Д. Д. Кловского. М.: Радио и связь. 2000. 800 с.

8. Das A., Rao B. D. Adaptive non orthogonal MFSK // IEEE Transactions on Signal Processing. 2014. Vol. 62, №. 23. P. 6077 – 6088.

9. Глушков А. Н., Сидоров А. В., Хохлов Н. С. Помехоустойчивость цифрового устройства демодуляции дискретных сигналов с частотной модуляцией // Вестник Воронежского института МВД России. 2015. № 1. С. 111 – 115.

10. Пузырев П. И., Завьялов С. А., Косых А. В. Процедура обнаружения сигнала при реализации модема // Динамика систем, механизмов и машин. 2016. Т. 2, № 1. С. 120 – 126.

11. Puzyrev P. I., Zavyalov S. A. Estimation method of carrier and time of arrival by chirp-like phase-coded sequence // 2017 IEEE Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics). Omsk, 2017. P. 1 – 4.

12. Бахолдин В. С. Метод формирования псевдошумовых сигналов на основе M-последовательностей с некратными периодами повторения // Приборостроение. 2017. № 7. С. 635 – 640.

13. Толкачев М. М., Лобов Е. М., Кандауров Н. А. Разработка и оценка помехоустойчивости алгоритмов итеративной обработки M-ЧТ сигналов в ионосферном канале с узкополосными помехами // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2017. Т. 8, № 2. С. 68 – 73.

ПУЗЫРЁВ Павел Иванович, кандидат технических наук, научный сотрудник Научно-исследовательского института радиоэлектроники и приборостроения при ОмГТУ.

SPIN-код: 3588-9740

AuthorID (РИНЦ): 719351

ORCID: 0000-0003-0694-9973

AuthorID (SCOPUS): 54391518700

ЗАВЬЯЛОВ Сергей Анатольевич, кандидат технических наук, доцент (Россия), доцент кафедры «Радиотехнические устройства и системы диагностики»; старший научный сотрудник Научно-исследовательского института радиоэлектроники и приборостроения при ОмГТУ.

SPIN-код: 6758-0406

AuthorID (РИНЦ): 323596

ORCID: 0000-0001-5114-2074

AuthorID (SCOPUS): 6506275585

ЕРОХИН Виктор Валерьевич, инженер Научно-исследовательского института радиоэлектроники и приборостроения при ОмГТУ.

SPIN-код: 4231-2673
AuthorID (РИНЦ): 918830
ORCID: 0000-0002-2520-1330
ResearcherID: G-5872-2017

ШЕИН Вадим Юрьевич, инженер Научно-исследовательского института радиоэлектроники и приборостроения при ОмГТУ.

SPIN-код: 6834-8893
AuthorID (РИНЦ): 901152
ORCID: 0000-0002-1735-1072

Адрес для переписки: puzyrev@omgtu.ru

Для цитирования

Пузырёв П. И., Завьялов С. А., Ерохин В. В., Шеин В. Ю. Низкоскоростной модем для передачи данных малого объема в средневолновом диапазоне частот для территории Арктики // Омский научный вестник. 2018. № 4 (160). С. 145–151. DOI: 10.25206/1813-8225-2018-160-145-151.

Статья поступила в редакцию 09.04.2018 г.

© П. И. Пузырёв, С. А. Завьялов, В. В. Ерохин, В. Ю. Шеин

УДК 620.22:62-976+538.91

DOI: 10.25206/1813-8225-2018-160-151-155

Н. А. СЕМЕНЮК¹
Ю. В. КУЗНЕЦОВА²
ВАД. И. СУРИКОВ¹
ВАЛ. И. СУРИКОВ¹
А. А. ТЕПЛОУХОВ¹

¹Омский государственный
технический университет,
г. Омск

²Сургутский
государственный университет,
г. Сургут

ПРИМЕНЕНИЕ ДИОКСИДА ВАНАДИЯ В ПРИБОРАХ АКУСТИЧЕСКОГО КАРОТАЖА

Проведено исследование элементного состава образцов диоксида ванадия, применяемого в качестве термодатчика в каротажных комплексах после серии 0, 15, 30, 50 термоциклов. Изучено влияние термоциклирования на элементный состав поверхности диоксида ванадия и электрические свойства VO_2 в окрестностях фазового перехода. Установлено изменение электрических свойств материала в области фазового перехода металл–полупроводник. Выявлено, что величина скачка электросопротивления при фазовом переходе заметно меньше для образца после серии 50 термоциклов по сравнению с исходным образцом.

Ключевые слова: диоксид ванадия, фазовый переход металл–диэлектрик, электрические свойства, дефекты Шоттки, элементный состав.

Введение. Соединение VO_2 и твердые растворы на его основе испытывают фазовый переход металл — полупроводник (ФМП) [1–9] и широко используются в технических устройствах [10–17]. Фазовый переход в диоксиде ванадия происходит под влиянием изменения температуры в окрестностях $T_K \sim 340$ К, что позволяет использовать диоксид ванадия в качестве температурного датчика в приборах автономного акустического каротажа, предназначенных для геофизических исследований скважин. На температуру перехода заметное влияние оказывает и увеличение внешнего давления [14, 15]. В результате исследований, проведенных ранее, нами было установлено, что диоксид ванадия при длительном хранении в естественных условиях «старееет» [18, 19], в результате чего меняются свойства диоксида ванадия, что оказывает

значительное влияние на работу термодатчиков. При термоциклировании (циклическое изменение температуры образца в окрестностях T_K) соединение VO_2 подвержено механическому разрушению [20]. Рентгеноструктурные исследования и изучение низкотемпературной теплоемкости диоксида ванадия, синтезированного в виде мелкодисперсного порошка, позволили установить наличие точечных дефектов кристаллической решетки и оценить их концентрацию [21, 22]. В работе [23] исследованы параметры кристаллической решетки, пикнометрические плотности с изменением температуры в окрестностях ФПМД диоксида ванадия.

Постановка задачи. В настоящей работе изучаются процессы, происходящие в поверхностных слоях диоксида ванадия (VO_2) при его термоциклировании. Основная задача данной работы — исследовать