

ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ В КОРОТКОВОЛНОВОМ РАДИОКАНАЛЕ ПРИ ПОМОЩИ CRC И LDPC КОДОВ

Р.Е. Кротов, Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, ub1cag@yandex.ru;

А.И. Рыбаков, Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, lexeus.r1@gmail.com.

УДК 654.739

Аннотация. Целью исследовательской работы авторов является анализ методов повышения помехоустойчивости в коротковолновых каналах радиосвязи. В работе детально рассматриваются использование циклического избыточного кода (CRC) и кода с малой плотностью проверок на четность (LDPC), передача сообщений при помощи 4-х и 8-ми тональной частотной манипуляцией (CPFSK). Последовательно представлен математический аппарат генерации высокочастотного сигнала. Методы обнаружения и декодирования сигналов основаны на гибридном подходе, который сочетает в себе некогерентное блочное обнаружение, односимвольное обнаружение, корреляционное обнаружение полученных сегментов сообщения, что позволяет ощутимо повысить чувствительность декодера. Используя модель радиоканала, предложенной МСЭ, проведены математические расчеты чувствительности декодера для разных регионов планеты.

Ключевые слова: CRC; LDPC; CPFSK; методы обнаружения; модель радиоканала; декодер.

IMPROVING NOISE IMMUNITY IN A SHORTWAVE RADIO CHANNEL USING CRC AND LDPC CODES

R.E. Krotov, St. Petersburg state university of telecommunications n/a prof. M.A. Bonch-Bruevich.

A.I. Rybakov, St. Petersburg state university of telecommunications n/a prof. M.A. Bonch-Bruevich.

Annotation. The purpose of the research work is to consider methods for increasing noise immunity in short-wave radio communication channels. The paper discusses in detail the use of cyclic redundancy check (CRC) and low density parity check (LDPC). Transmission of messages using 4 and 8-tone frequency-shift keying (CPFSK). The mathematical apparatus for generating a high-frequency signal is consistently presented. Signal detection and decoding methods are based on a hybrid approach that combines non-coherent block detection, single-character detection, correlation detection of received message segments, which can significantly increase the decoder's sensitivity. Using the radio channel model proposed by the ITU, mathematical calculations of the decoder sensitivity for different regions of the planet were carried out.

Keywords: CRC; LDPC; CPFSK; detection methods; radio channel model; decoder.

Введение

FT4 и FT8 – это цифровые протоколы, предназначенные для связи в условиях слабых сигналов. Информация обычно состоит из позывных, четырехсимвольных локаторов Мейденхеда и самого сообщения.

В этой работе приводится техническое описание протоколов FT4 и FT8, а также подробные измерения производительности, основанные на моделировании

аддитивного канала белого гауссова шума (*AWGN*) и ряде стандартных моделей Международного союза электросвязи (*ITU*) для распространения в КВ диапазоне.

Структурирование и кодирование сообщения

Размер сообщений *FT4* и *FT8* всегда составляет ровно 77 бит пользовательской информации.

Основная цель состоит в том, чтобы дать 77-битной информационной полезной нагрузке максимальную «компактность», необходимую для контактов между операторами радиостанций. Чтобы облегчить эффективное сжатие сообщений для ряда целевых задач, выделяется 3 бита для указания одного из восьми возможных типов сообщений. Остальные 74 бита предназначены для информации о пользователе.

Обнаружение и исправление ошибок

14-битная циклическая проверка избыточности (*CRC*) добавляется к каждому 77-битному информационному пакету для создания 91-битного слова «сообщение + *CRC*». *CRC* вычисляется по исходному закодированному сообщению с нулевым расширением от 77 до 82 бит. Алгоритм *CRC* [1, 2] использует полином $0x6757$ (шестнадцатеричный) и начальное значение, равное нулю. Еще 83 бита добавляются для прямого исправления ошибок, создавая 174-битное кодовое слово.

Прямая коррекция ошибок выполняется с использованием кода *LDPC*, разработанного специально для *FT8* и *FT4*. Код определяется двумя матрицами: порождающей матрицей, используемой для вычисления 83 битов четности, добавляемых к каждому 91-битному сообщению плюс *CRC*-слову, и матрицей четности, которая может быть использована для определения того, является ли данная 174-битная последовательность допустимым кодовым словом. Все значения в обеих матрицах равны либо 0, либо 1, и связанные с ними операции используют двоичную арифметику по модулю 2. Порождающая матрица состоит из 83 строк и 91 столбца [2]. Ненулевые значения в строке *i*-й матрицы определяют, какой из 91 битов сообщения плюс *CRC* должен быть суммирован по модулю 2 для получения *i*-го бита проверки четности. Расположение единиц в каждой строке этой матрицы определяет, какие биты 174-битного кодового слова должны суммироваться (по модулю 2) до нуля. 174-битное слово является допустимым кодовым словом только в том случае, если все 83 суммы равны нулю.

Символы каналов и модуляция

Сообщения *FT8* передаются с помощью 8-тональной непрерывной фазовой частотной манипуляции (*CPFSK*). Каждый передаваемый тон или символ канала передает 3 бита. Последовательность из 174 битов кодового слова отображается на последовательность из $174/3 = 58$ символов канала a_n , причем n от 0 до 57. Значение каждого символа соответствует индексу тона в диапазоне от 0 до 7. Группы из 3-х последовательных битов сообщения сопоставляются с символами канала с помощью кода Грея, определенного столбцами 1 и 2 табл. 1. Это отображение гарантирует, что битовые триады, связанные с соседними тонами, различаются только в одной битовой позиции, тем самым улучшая производительность декодирования на каналах, где доплеровский разброс сопоставим с разделением тонов.

FT4 аналогичен, но использует 4-х тональный *CPFSK*, поэтому каждый символ канала передает только 2 бита сообщения. Последовательность из 174 битов кодового слова отображается на последовательность из $174/2 = 87$ символов канала a_n , $n = 0, 1, 2, \dots, 86$, с каждым значением символа целочисленный индекс

тона в диапазоне 0-3. Пары последовательных битов сообщения сопоставляются символам канала в соответствии с кодом Грея, определенным столбцами 1 и 3 табл. 1. В табл. 1 представлена двунаправленная карта Грея между битами сообщения и символами канала.

Таблица 1.

<i>Channel Symbol</i>	<i>FT8 Bits</i>	<i>FT4 Bits</i>
0	000	00
1	001	01
2	011	11
3	010	10
4	110	
5	100	
6	101	
7	111	

Тональные паттерны, известные как массивы Костаса, встроены в сигналы *FT8* и *FT4*, чтобы позволить принимающему программному обеспечению правильно синхронизироваться с принимаемыми сигналами как во времени, так и в частоте. Для *FT8* используется 7-ми тональная последовательность 3, 1, 4, 0, 6, 5, 2 которая вставляется в начало, середину и конец передаваемого сигнала. Если последовательность синхронизации обозначается S , а первая и вторая половины информационных символов $M_A = \{a_0, a_1, \dots, a_{28}\}$ и $M_B = \{a_{29}, a_{30}, \dots, a_{57}\}$, полный набор из 79 передаваемых символов может быть записан в виде последовательности $b_n = \{S, M_A, S, M_B, S\}$.

Генерирование сигналов

Оба протокола используют непрерывную фазовую частотную манипуляцию, которая подразумевает генерацию сигналов вида:

$$s(t) = A \cos(2\pi f_c t + \phi(t)).$$

Здесь A – амплитуда сигнала, f_c – несущая частота, t – время, а $\phi(t)$ – фаза. Фазовое слагаемое может быть записано как интеграл мгновенной девиации частоты, $f_d(t)$:

$$\phi(t) = 2\pi \int_0^t f_d(\tau) d\tau, \quad t \geq 0.$$

Девиация частоты $f_d(t)$ оценивается как взвешенная сумма последовательности импульсов $p(t)$:

$$f_d(t) = h \sum_n b_n p(t - nT).$$

Здесь h называется индексом модуляции, весовой коэффициент b_n – значениями символов канала, $p(t)$ – формой импульса отклонения частоты, а T – сигнальным интервалом. T – это величина, обратная скорости манипуляции (Бод). Девиация частоты импульса нормализуется на единицу площади:

$$\int_{-\infty}^{\infty} p(t) dt = 1,$$

Таким образом, импульс, взвешенный коэффициентом b_n , заставляет несущую фазу продвигаться на $2\pi h b_n$ радиана в течение длительности импульса.

На рис. 1 показан средний спектр сигнала *FT4* (пунктирная линия) и спектр эквивалентной стандартной формы сигнала *FSK* (сплошная линия).

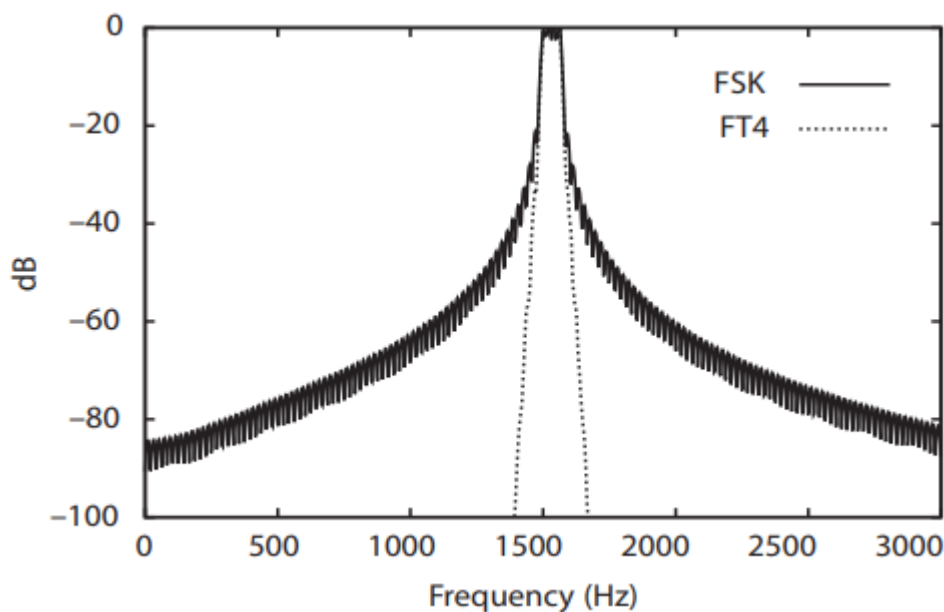


Рисунок 1

Обнаружение и декодирование символов

Некогерентное блочное обнаружение последовательностей двух или более символов канала повышает чувствительность по сравнению с односимвольным обнаружением, когда принятый сигнал поддерживает фазовую когерентность по нескольким символам [3]. Односимвольное обнаружение обеспечивает надежное обнаружение на быстро исчезающих каналах, в то время большие длины блоков обеспечивают лучшую чувствительность в условиях медленного затухания. Здесь используются длины блоков $N = 1, 2$ и 3 символа для *FT8* и $N = 1, 2$ и 4 для *FT4*.

Обнаружение блока осуществляется путем корреляции полученных сегментов сигнала, охватывающих N символов, с локально генерируемыми формами сигнала, соответствующими каждой из M^N возможных последовательностей символов. Здесь M – количество различных модуляционных сигналов (тонов), используемых для каждого режима, $M = 8$ для *FT8* и $M = 4$ для *FT4*.

Выход из блочного детектора представляет собой набор M^N положительных реальных значений корреляции. Они используются для получения мягких решений для каждого из $N \cdot \log_2 M$ битов, передаваемых последовательностью N -символов.

Для каждого размера блока получается набор из 174 мягких решений. Они передаются в декодер, начиная с набора для $N = 1$. Если декодер возвращает кодовое слово, 77-битное сообщение которого создает 14-битный *CRC*, соответствующий декодированному *CRC*, алгоритм завершается, и декодированное сообщение распаковывается и отображается пользователю.

В декодере реализован гибридный подход, который сочетает в себе быстрый, итеративный алгоритм распространения доверия (*BP*) [4] с более чувствительным, но вычислительно дорогостоящим алгоритмом декодирования упорядоченной статистики (*OSD*) [4]. Декодеры могут опционально использовать так называемую априорную информацию (*AP*), поскольку она накапливается во время сеанса двусторонней связи [5].

В табл. 2 представлены пороговые значения декодирования для трех различных каналов и трех схем декодирования.

Таблица 2.

<i>Decoding Algorithm</i>	<i>AWGN (dB)</i>	<i>Mid-latitude Disturbed (dB)</i>	<i>High-Latitude Moderate (dB)</i>
<i>FT4:</i>			
<i>N=1; BP</i>	-15,3	-12,7	-10,4
<i>N=1, 2, 4; BP</i>	-16,9	-14,0	-10,5
<i>N=1,2,4; BP+OSD</i>	-17,5	-15,2	-12,2
<i>FT8:</i>			
<i>N=1; BP</i>	-19,6	-16,5	-
<i>N=1, 2, 4; BP</i>	-20,3	-17,0	-
<i>N=1,2,4; BP+OSD</i>	-20,8	-18,6	-8,6

В табл. 2 показаны измеренные пороги декодирования для *FT4* и *FT8*, полученные в результате моделирования для полосы 2500 Гц и вероятности декодирования 0,5. Числа в первой строке таблицы для каждого режима представляют базовый случай с односимвольным обнаружением $N=1$ и декодированием *BP*. Следующие две строки добавляют блок детектирования и блок детектирования с гибридным (*BP* и *OSD*) декодированием. В колонке 2 приведены результаты для канала не затухающего аддитивного белого гауссовского шума (*AWGN*), а в колонках 3 и 4 – для каналов с частотными разбросами 1 Гц и 10 Гц соответственно. Видно, что на канале *AWGN* блок обнаружения повышает чувствительность на 1,6 дБ и 0,7 дБ для *FT4* и *FT8* соответственно. Добавление гибридного декодирования обеспечивает еще 0,6 дБ и 0,5 дБ. В целом блочное обнаружение и гибридный декодер обеспечивают улучшение чувствительности на 2,2 и 1,2 дБ по сравнению с базовым случаем для *FT4* и *FT8* соответственно.

Моделирование радиоканала

При проектировании *FT4* и *FT8* использовано моделирование каналов, основанное на подходе, рекомендованном МСЭ, для оценки производительности, которая может быть достигнута в реальных условиях (рис. 2).

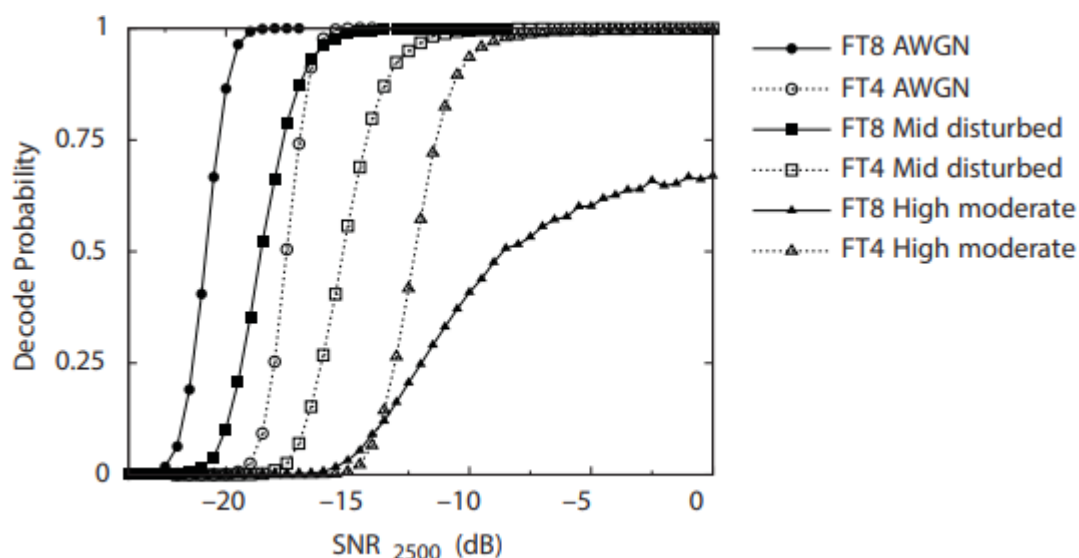


Рисунок 2

Заключение

Измеренная вероятность декодирования в зависимости от *SNR* для *FT8* и *FT4* основана на моделировании для трех каналов распространения: аддитивного

белого гауссова шума (AWGN) и стандартов МСЭ для среднеширотных возмущенных и высокоширотных умеренных условий. Для этих измерений чувствительности не использовалась информация AP.

Литература

1. URL: https://www.zlib.net/crc_v3.txt (Дата обращения - февраль 2021).
2. URL: http://physics.princeton.edu/pulsar/k1jt/ft4_ft8_protocols.tgz (Дата обращения - февраль 2021).
3. Марвин Симон, Дариуш Дивсалар, Maximum-Likelihood Block Detection of Noncoherent Continuous Phase Modulation, IEEE Transactions on Communications, 1993. – В. 41. – № 1. – С. 90-98.
4. Шу Линн, Даниель Костелло мл. Error Control Coding: Fundamentals and Applications, 2-издание, Pearson Prentice Hall, 2004.
5. Йинкуан Ву, Христофорос Хаджикостис, Soft-Decision Decoding of Linear Block Codes Using Preprocessing and Diversification, IEEE Transactions on Information Theory, 2007. – В. 53. – № 1. – С. 378-393.