

УДК 621.396

А. В. Жидяев, аспирант, ИжГТУ имени М. Т. Калашникова
 А. Н. Копысов, кандидат технических наук, доцент, ИжГТУ имени М. Т. Калашникова
 А. А. Богданов, кандидат технических наук, ИжГТУ имени М. Т. Калашникова
 А. В. Савельев, доктор технических наук, профессор, ОАО «Сарапульский радиозавод»
 М. Л. Никитин, магистрант, ИжГТУ имени М. Т. Калашникова

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СИГНАЛОВ, ПРИМЕНЯЕМЫХ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ПО ДЕКАМЕТРОВОМУ КАНАЛУ

Введение

Для построения эффективной системы декаметрового радиосвязи с адаптацией к состоянию канала необходимо выбрать тип модема для передачи данных и составить набор возможных комбинаций помехоустойчивых кодов и типов модуляции для возможности адаптации. Поскольку декаметровый канал достаточно давно используется для передачи данных [1], в настоящее время разработано большое число различных декаметровых модемов, рекомендаций и стандартов [2], их регламентирующих. В работе проведена оценка параметров сигнально-кодовых конструкций (СКК) последней версии наиболее популярного в странах НАТО стандарта MIL-STD-188-110С, а также созданных авторами [3, 4] OFDM-модема и ЧВС-модема [5, 6].

В приложении В стандарта MIL-STD-188-110С описан параллельный модем с 39 поднесущими, ортогональным частотным разделением подканалов (OFDM) и относительной четырехпозиционной фазовой манипуляцией поднесущих с длительностью символа 22,5 мс. Базовая скорость такого модема составляет 3466 бит/с, а скорости передачи от 2400 бит/с до 75 бит/с получаются из базовой скорости с помощью добавления избыточности помехоустойчивого кода Рида – Соломона (скорости кодирования 0,71 и 0,43) и внутриполосным разнесением по частоте (от 2 до 9 ветвей разнесения). Основным способом задания сетки скоростей является разнесение по частоте. С помощью подбора начальных фаз поднесущих пик-фактор такого сигнала составляет порядка 8,5 дБ [7].

Для оценки энергетических характеристик сигналов между собой используется такой параметр, как энергия на бит [8]. Эта величина показывает, сколько джоулей энергии излучаемого радиосигнала приходится на каждый бит передаваемого сообщения. Поскольку вероятность битовой ошибки прямо пропорциональна отношению энергии бита информации к энергии шума в канале [9], то можно предположить, что в случае равенства скоростей передачи у двух разных сигнально-кодовых конструкций (СКК), лучшей помехоустойчивостью будет обладать СКК с большей энергией на бит. Таким обра-

зом, эту величину можно выбрать как характеристику сигнала, используемую для сравнения СКК между собой. Для оценки энергии на бит может быть использовано следующее выражение:

$$E_{\text{бит}} = \frac{P_{\text{пик}} \tau_c}{X N}, \quad (1)$$

где $P_{\text{пик}}$ – максимальная выходная мощность радиопередатчика (типовое значение для радиостанций 10, 20, 30, 40 Вт [10]); X – пик-фактор сигнала, раз; τ_c – длительность информационного символа, с; N – количество бит в информационном символе.

Если в системе связи используется помехоустойчивый код, то суммарную битовую энергию с учетом кодирования можно оценить по формуле

$$E_{\text{сум}} = \frac{E_{\text{бит}} n}{k}, \quad (2)$$

где n – длина кодового слова; k – длина систематической части кодового слова.

При этом доля энергии, приходящейся только на помехоустойчивый код, может быть определена как разница:

$$E_{\text{код}} = E_{\text{сум}} - E_{\text{бит}}. \quad (3)$$

В приложении D стандарта MIL-STD-188-110С описан последовательный модем с переменным типом модуляции и зондированием канала с помощью полифазного кода Франка – Хеймиллера. Для адекватного сравнения рассмотрены только СКК с полосой 3 кГц и скоростями передачи в пределах 75...4800 бит/с. Для составления сетки частот модем изменяет тип модуляции (ФМ2, ФМ4, ФМ8), скорость помехоустойчивого кода и длительность зондирующих импульсов.

Разработанный авторами [11] OFDM-модем с 48 поднесущими имеет длительность символа 20 мс, типы модуляции OFM2 и OFM4, обеспечивающие технические скорости передачи без кодирования 2400 и 4800 бит/с соответственно. Для исправления ошибок используется код Рида – Соломона со скоростями от 1/2 до 1/12 с разнесением по частоте от 2 до

4 крат, что позволяет создать сетку скоростей от 4800 до 50 бит/с.

Кроме того, в работе рассмотрен модем, использующий метод расширения спектра, основанный на использовании частотно-временного сигнала для передачи данных с относительно низкой скоростью и высокой помехоустойчивостью [12, 13].

Результаты оценки параметров описанных выше сигналов сведены в таблицу.

Анализ данных, представленных в таблице, показывает, что, во-первых, модем, специально разрабо-

танный для передачи данных с низкой скоростью (ЧВС), обеспечивает в три раза большую энергию на бит, чем любой другой модем даже без учета помехоустойчивого кода: 35 мДж/бит – ЧВС, 7,4 – последовательный модем, около 9 – параллельные модемы. Из этого можно сделать вывод, что наиболее целесообразно специально разрабатывать сигнал для низкой скорости передачи, так как этот подход эффективнее в энергетическом плане, нежели уменьшать скорость передачи высокоскоростного модема с помощью кодирования и разнесения по времени и частоте.

Сравнение энергетических параметров сигналов, используемых в КВ-радиолиниях

Скорость передачи, бит/с	Структура сигнала	Пик-фактор, раз (дБ)	Энергия на бит сигнала, мДж/бит	Энергия на бит кода, мДж/бит	Энергия на бит суммарная, мДж/бит
39-тональный параллельный модем по стандарту MIL-STD-188-110C APP. B, QDPSK, длительность символа 22,5 мс					
2400	б.р.+PC(14,10)	7,14 (8,5)	0,404	0,161	0,565
1200	64 б/с+PC(7,3)	7,14 (8,5)	0,492	0,657	1,149
600	32 б/с+PC(7,3)	7,14 (8,5)	0,985	1,312	2,298
300	16 б/с+PC(7,3)	7,14 (8,5)	1,969	2,626	4,595
150	8 б/с+PC(7,3)	7,14 (8,5)	3,939	5,252	9,191
75	4 б/с+PC(7,3)	7,14 (8,5)	7,878	10,504	18,382
OFDM модем с 48 поднесущими [14], длительность символа 16 мс					
4800	ОФТ4 б.к.	9,88 (9,94)	0,168	–	0,168
2400	ОФТ4+PC(12,6)	9,88 (9,94)	0,168	0,168	0,336
1200	ОФТ2+PC(12,6)	9,88 (9,94)	0,337	0,337	0,674
800	ОФТ2+PC(12,4)	9,88 (9,94)	0,337	0,674	1,011
400	ОФТ2+PC(12,2)	9,88 (9,94)	0,337	1,685	2,022
200	ОФТ2+PC(12,1)	9,88 (9,94)	0,337	3,707	4,044
100	24 б/с+PC(12,1)	9,88 (9,94)	0,674	7,423	8,097
50	12 б/с+PC(12,1)	9,88 (9,94)	1,349	14,893	16,188
Последовательный модем по стандарту MIL-STD-188-110C APP. D, скорость телеграфирования 2400 бод/с					
4800	8PSK+3/4	4,42 (6,45)	0,314	0,105	0,419
3200	QPSK+3/4	4,73 (6,75)	0,44	0,147	0,587
1600	BPSK+3/4	4,49 (6,32)	0,928	0,309	1,237
1200	BPSK+2/3	4,49 (6,32)	0,928	0,464	1,392
600	BPSK+1/3	4,49 (6,32)	0,928	1,856	2,784
300	BPSK+1/4	4,49 (6,32)	0,928	2,784	3,712
150	BPSK+1/8	4,49 (6,32)	0,928	6,496	7,424
75	BPSK+Walsh+1/2	4,49 (6,32)	15,520	15,520	31,040
ЧВС, длительность матрицы 35 мс, матрица переносит 5 бит					
142,85	ЧВС	2 (3)	35	–	35

Во-вторых, очевидно, что для низких скоростей передачи (менее 600 бит/с) более предпочтительным является параллельный модем, так как он обладает энергией 4,5 и 9 мДж/бит на скоростях 300 и 150 бит/с соответственно. В то время как последовательный модем на тех же скоростях обладает энергией 3,7 и 7 мДж/бит, а значит, он обеспечивает менее помехоустойчивый прием даже без учета погрешности оценки импульсной характеристики канала, которая на низких отношениях сигнал/шум будет значительной.

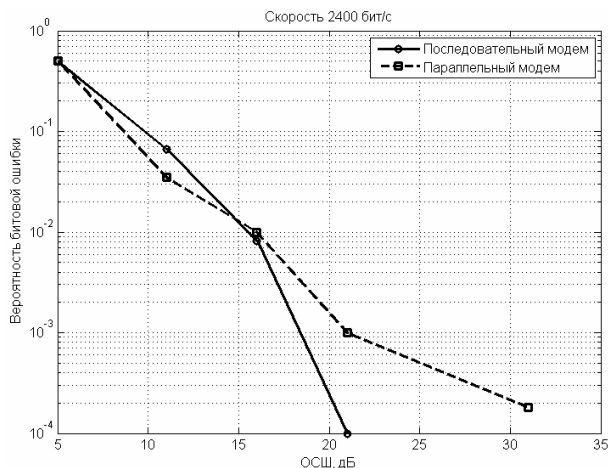
В случае работы на высоких скоростях наблюдается обратная ситуация: благодаря меньшему пик-фактору последовательный модем потенциально может обеспечить большую помехоустойчивость передачи. Однако, как показывают исследования [15], параллельный и последовательный модемы обеспечивают примерно одинаковую помехоустойчивость на скоростях около 2400 бит/с.

С целью более подробного анализа в работе было проведено исследование помехоустойчивости последовательного и параллельного модемов стандарта MIL-STD-188-110C, результаты исследования представлены на рисунках 1 а–г. Сравнение проводилось с помощью модема фирмы Rockwell Collins 9606. Реализованный там последовательный модем соответствует стандарту MIL-STD-188-110A. Данные для 39-тонального модема взяты из стандарта MIL-STD-188-110C. При сравнении только данных из стандарта MIL-STD-188-110C последовательный модем всегда лучше.

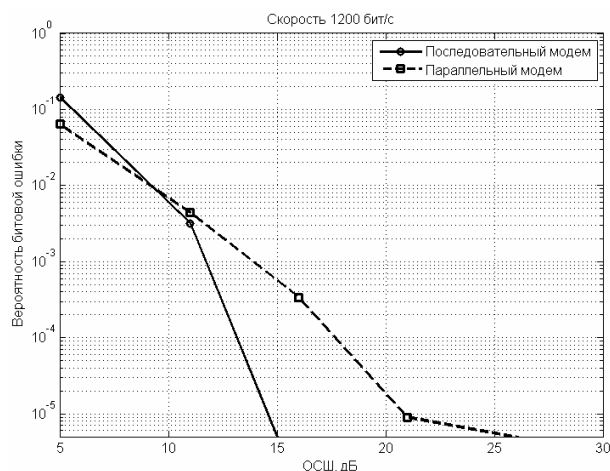
Как видно из рисунков, на скоростях 2400 и 1200 бит/с последовательный модем является более помехоустойчивым при ОСШ большем чем 16 дБ для 2400 бит/с и 11 дБ для 1200 бит/с. Однако с учетом большего ОСШ в точке приема за счет меньшего пик-фактора сигнала последовательного модема можно утверждать, что во всем диапазоне ОСШ на

скоростях 2400 и 1200 последовательный модем обладает большей помехоустойчивостью.

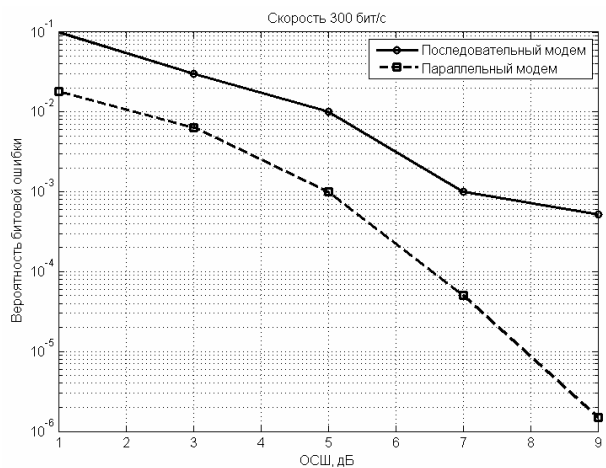
При снижении скорости до 300 бит/с помехоустойчивость параллельного модема лучше во всем диапазоне ОСШ даже с учетом большего пик-фактора. На скорости 75 бит/с помехоустойчивость обоих типов модемов примерно одинакова.



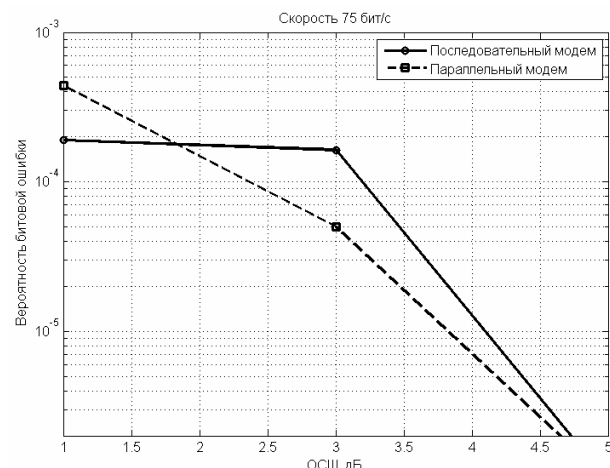
а



б



в



г

Зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум в канале для разных типов модемов на скоростях: а – 2400 бит/с; б – 1200 бит/с; в – 300 бит/с; г – 75 бит/с

Выводы

1. Если для проектирования радиолинии необходимо только выбрать сигнал из уже существующих, следует отдать предпочтение параллельному модему, за основу которого могут быть взяты характеристики, приведенные в стандарте MIL-STD-188-110C APP. В.

2. Если необходимо определить общее направление разработки структуры сигнала, а не конкретный модем, то на низких и средних скоростях следует взять за основу сигналы ЧВС и ЧМ, а для высоких скоростей за основу следует взять сигнал, построенный на базе OFDM.

Таким образом, можно сделать вывод, что на высоких скоростях передачи (тысячи бит/с) помехоустойчивость СКК главным образом зависит от суммарной энергии на бит (с кодом). При низких скоростях передачи (сотни бит/с) на помехоустойчивость главным образом влияет энергия сигнала (без учета кода).

Библиографические ссылки

1. Головин О. В., Простов С. П. Системы и устройства коротковолновой радиосвязи. – М.: Горячая линия – Телеком, 2006. – 598 с.
2. MIL-STD-188-110C. Interoperability and performance standards for data modems. Department of defense interface standard. – USA, 2011. – P. 239.
3. Св. о гос. регистрации программы для ЭВМ № 2011613301. Формирование и обработка OFDM-сигналов в полосе частот 3,1 кГц / Ю. Т. Загидуллин, М. А. Бояршинов.
7. Исследование качества обнаружения преамбульных символов в сигналах OFDM / Ю. Т. Загидуллин, М. С. Мерзлякова, В. В. Хворенков, А. Н. Копысов // Вестник ИжГТУ. – 2012. – № 2(54). – С. 118–121.

5. Св. о гос. регистрации программы для ЭВМ № 2012613244. Формирование и обработка дискретно-частотных сигналов в полосе частот 3,1 кГц / А. Н. Копысов, И. З. Климов, М. В. Тюлькин.

6. Копысов А. Н., Климов И. З., Тюлькин М. В. К вопросу об исследовании частотно-временного сигнала в многолучевом канале связи // Вестник ИжГТУ. – 2009. – № 4. – С. 125–127.

7. Копысов А. Н., Мошонкин В. А., Загидуллин Ю. Т. Исследование алгоритмов снижения пик-фактора сигнальных конструкций на базе дискретно-частотных сигналов // Электронные средства и системы управления. – 2012. – № 1. – С. 18–22.

8. Синтез составного дискретно-частотного сигнала / А. Н. Копысов, И. З. Климов, Ю. Т. Загидуллин, В. А. Мошонкин, А. А. Богданов // Вестник ИжГТУ. – 2013. – № 1(57). – С. 95–97.

Получено 22.06.15

9. Martin Christopher Gill. Coded-Waveform Design for High Speed Data Transfer over High Frequency Radio Channels, a thesis submitted in accordance with the requirements for the degree of Doctor of Philosophy / Institute for Telecommunications Research School of Electronic Engineering University of South Australia 25 February 1998. – P. 130.

10. Tactical Radios 2012-2013 // Compendium by Armada. – 2012. – No. 4. – 32 p.

11. Св. о гос. регистрации программы для ЭВМ № 2011613301.

12. Синтез составного дискретно-частотного сигнала.

13. Копысов А. Н., Климов И. З., Тюлькин М. В. Указ. соч.

14. Св. о гос. регистрации программы для ЭВМ № 2011613301.

15. Martin Christopher Gill. Указ. соч.

УДК 621.391

О. В. Пономарева, кандидат технических наук, доцент, ИжГТУ имени М. Т. Калашникова

А. В. Пономарев, кандидат экономических наук, Центральная избирательная комиссия Удмуртской Республики

ВОССТАНОВЛЕНИЕ ЗНАЧЕНИЙ НЕПРЕРЫВНЫХ ЧАСТОТНЫХ СПЕКТРОВ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ МЕТОДОМ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ДИСКРЕТНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ

Введение

В связи с преимуществами цифровой обработки сигналов (ЦОС) перед аналоговыми методами (гарантированная точность, идеальная воспроизводимость результатов, высокая производительность и экономичность, гибкость при моделировании) все большее число специалистов вовлекается в орбиту применения спектральных методов ЦОС. При этом многие из них, прекрасно разбираясь в своей предметной области, сталкиваются с определенными трудностями при переходе от аналоговых методов спектрального анализа к цифровым методам. Эти трудности объясняются, с одной стороны, тем, что дискретный спектральный анализ Фурье имеет свою специфику и не основан на аналогии с непрерывным спектральным анализом Фурье, с другой – с некоторыми ошибочными утверждениями, содержащимися в монографиях и учебных пособиях относительно некоторых операций, применяемых в ЦОС. Яркий пример – утверждение о том, что операция дополнения сигнала нулевыми отсчетами (ОДН) позволяет повысить спектральное разрешение при вычислении дискретного преобразования Фурье (ДПФ) [1, 2]. Отметим, что свойства ДПФ, на котором базируется классический дискретный спектральный анализ, являются *точными, а не приближенными* (как иногда утверждается), основанными на аналогии преобразований Фурье [3]. Восстановление значений

непрерывных частотных спектров дискретных сигналов методом ДПФ возможно, но связано с большими непроизводительными затратами вычислительных мощностей и оперативной памяти процессорных измерительных средств (ПриС) [4].

В работах [5–14] введено обобщение ДПФ в виде параметрического ДПФ (ДПФ-П), исследованы его свойства, рассмотрены некоторые его приложения.

Целью данной работы является исследование вопросов восстановления значений непрерывных частотных спектров дискретных сигналов методом ДПФ-П при различных значениях параметра θ ($0 \leq \theta < 1$) внутри интервала дискретности в частотной области, а также сравнение метода ДПФ-П с существующими методами решения данной задачи.

Методы восстановления значений непрерывных частотных спектров дискретных сигналов

ДПФ-П может задаваться в матричной форме [15–17]:

$$S_{N,\theta} = \frac{1}{N} F_{N,\theta} X_N, \quad 0 \leq \theta < 1, \quad (1)$$

где $F_{N,\theta}$ – матрица параметрических экспоненциальных функций: