

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**

**Д**ля 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;  $\tau_c$  – 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.

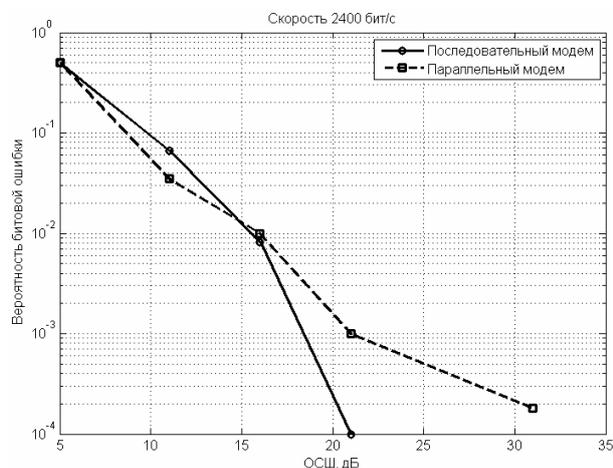
В случае работы на высоких скоростях наблюдается обратная ситуация: благодаря меньшему пик-фактору последовательный модем потенциально может обеспечить большую помехоустойчивость передачи. Однако, как показывают исследования [15], параллельный и последовательный модемы обеспечивают примерно одинаковую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

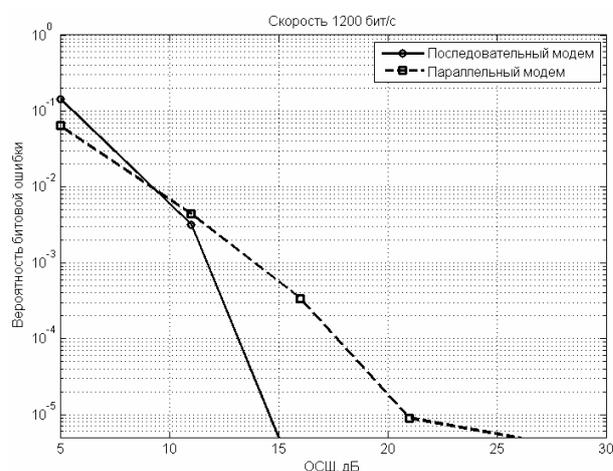
Как видно из рисунков, на скоростях 2400 и 1200 бит/с последовательный модем является более помехоустойчивым при ОСШ большем чем 16 дБ для 2400 бит/с и 11 дБ для 1200 бит/с. Однако с учетом большего ОСШ в точке приема за счет меньшего пик-фактора сигнала последовательного модема можно утверждать, что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

скоростях 2400 и 1200 последовательный модем обладает большей помехоустойчивостью.

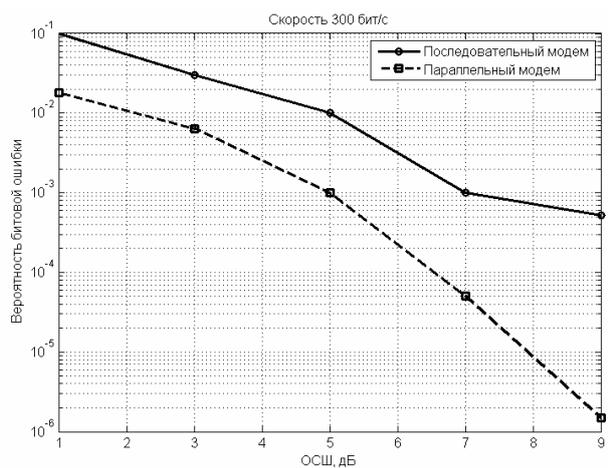
При снижении скорости до 300 бит/с помехоустойчивость параллельного модема лучше во всем диапазоне ОСШ даже с учетом большего пик-фактора. На скорости 75 бит/с помехоустойчивость обоих типов модемов примерно одинакова.



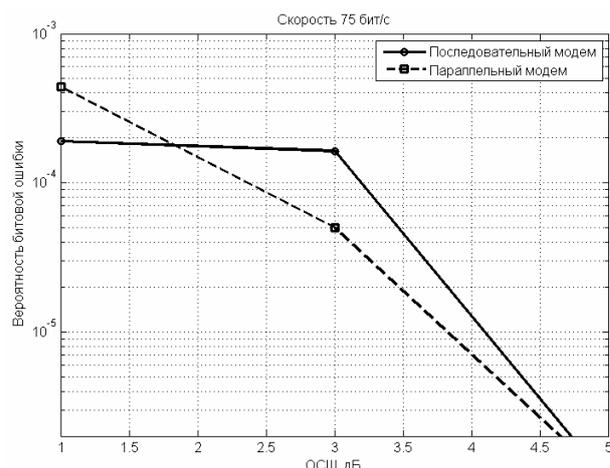
а



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  $\theta$  ( $0 \leq \theta < 1$ ) 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: