

4. Schroeder M.R. Models of hearing. *Proceedings of the IEEE*, 1975, vol. 63, no. 9, pp. 1332–1350. DOI: 10.1109/PROC.1975.9941.
5. Aldoshina I. Fundamentals of psychoacoustics. Part 1. *Zvukorezhisser*, 1999, no. 6, pp. 1–14. (In Russian).
6. Altman Ya.A. *Auditory system*. Leningrad: Nauka, 1990, 620 p. (In Russian.)
7. Aldoshina I. Fundamentals of psychoacoustics. Hearing and speaking. Part 1. *Zvukorezhisser*, 2002, no. 1, pp. 38–44. (In Russian.)
8. Aldoshina I. Fundamentals of psychoacoustics. Hearing and speaking. Part 2. *Zvukorezhisser*, 2002, no. 3, pp. 54–58. (In Russian.)
9. Aldoshina I. Fundamentals of psychoacoustics. Hearing and speaking. Part 3. *Zvukorezhisser*, 2002, no. 4, pp. 38–44. (In Russian.)
10. Kalitkin N.N. *Numerical methods*. 2nd ed. Saint Petersburg: BHV-Peterburg, 2011, 586 p. (In Russian).

Received 20.02.2020

ТЕХНОЛОГИИ РАДИОСВЯЗИ, РАДИОВЕЩАНИЯ И ТЕЛЕВИДЕНИЯ

УДК 936.016.21

РЕАЛИЗАЦИЯ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ МОДЕМОВ OFDM ДЛЯ РАДИОКАНАЛОВ С ЗАМИРАНИЯМИ СИГНАЛА

Мишин Д.В., Тяжев А.И.

*Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, Самара, РФ
E-mail: mishin@psati.ru, tyagev@psati.ru*

Рассматриваются способы реализации модемов сигналов с ортогональными поднесущими Orthogonal Frequency Division Modulation (OFDM), предназначенных для высокоскоростной передачи цифровых сигналов по радиоканалам с замираниями сигналов, причем длительность замирания сигнала в радиоканале в сотни и тысячи раз превышает длительность передаваемых посылок цифрового сигнала. В таких условиях избыточное кодирование и перемежение не обеспечивают гарантированной передачи цифровой информации, а модуляция OFDM обеспечивает высокоскоростную передачу цифровых сигналов по радиоканалам с замираниями сигналов. В статье приводятся расчеты достижимой в модемах OFDM скорости передачи цифровой информации в зависимости от длительности замираний сигнала в радиоканале и от параметров процессоров быстрого преобразования Фурье, на которых реализуются модемы сигналов OFDM. Показано, что скорость передачи цифрового потока B или пропускная способность модемов OFDM в радиоканалах с замираниями сигнала растет за счет увеличения числа поднесущих, равных числу точек обработки процессором быстрого преобразования Фурье, числа позиций передаваемого сигнала на каждой поднесущей и за счет уменьшения длительности замираний сигнала. При этом время обработки всех точек процессором быстрого преобразования Фурье должно быть меньше длительности символа на каждой поднесущей.

Ключевые слова: модуляция OFDM, многопозиционные виды модуляции, дискретное преобразование Фурье, быстрое преобразование Фурье, пропускная способность модемов OFDM, производительность процессоров быстрого преобразования Фурье

Принцип работы модуляторов OFDM

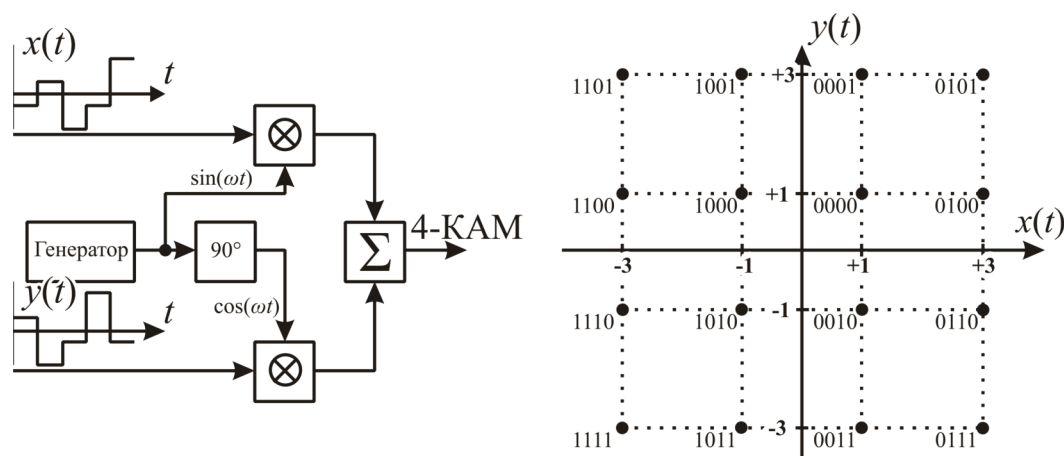
Если для передачи цифровой информации использовать двухпозиционные виды модуляции, такие как амплитудная модуляция (АМ) или фазовая модуляция (ФМ), то связь между скоростью передачи B и полосой пропускания канала Π определяется выражением:

$$\Pi = B(1 + r), \quad (1)$$

где коэффициент r изменяется от нуля до единицы в зависимости от характеристик фильтра на

выходе модулятора. В дальнейшем будем считать, что фильтр хороший, а коэффициент $r = 0$. Тогда $\Pi = B$. Для передачи цифровой информации по радиоканалам с замираниями сигнала широко используются модемы сигналов с ортогональными поднесущими (Orthogonal Frequency Division Modulation – OFDM) [1; 2]. Модуляция OFDM подразумевает, что в частотном канале с полосой

$$\Pi = NF \quad (2)$$

Рисунок 1. Схема модулятора КСГ при 16QAM и созвездие сигналов S_k при 16QAM

размещают N ортогональных поднесущих с частотным интервалом между ними $F = 1/T$, где T – длительность одного символа на каждой поднесущей, время T является также интервалом ортогональности поднесущих. Ортогональность поднесущих означает, что усредненное за время T произведение сигналов на двух разных поднесущих равно нулю, то есть интеграл от произведения сигналов на двух разных поднесущих за время T равен нулю. Частоты поднесущих определяются из выражения

$$f_k = f_0 + kF, \quad (3)$$

где k – номер поднесущей ($k = 0, 1, \dots, N - 1$), f_0 – нижняя частота сигнала, в частном случае без переноса сигнала OFDM в радиодиапазон $f_0 = 0$, тогда $f_k = kF$. В модуляторе OFDM входной цифровой поток данных разбивается на N параллельных потоков, в результате каждая поднесущая модулируется цифровым потоком данных с меньшей в N раз скоростью при использовании двухпозиционных видов модуляции. Поскольку в отдельном канале скорость передачи невелика, перед каждым символом вводится защитный временной интервал, в течение которого передается фрагмент предыдущего символа. Благодаря защитному интервалу, который может достигать величины $0,25T$, удается успешно бороться с замираниями сигнала в канале.

Отметим, что каждая поднесущая может также модулироваться и многопозиционными видами модуляции: четырехпозиционной фазовой модуляцией (QPSK), а также 16, 64, или 256-позиционной квадратурной амплитудной модуляцией (16QAM, 64QAM, 256QAM). При этих видах модуляции на каждой поднесущей один модулирующий символ S_k за время T будет передавать два, четыре, шесть или восемь бит информации. Для реализации видов модуляции QPSK и QAM необходимы косинусно-синусные генераторы (КСГ).

Современные методы цифровой обработки сигналов (ЦОС) позволяют существенно упростить реализацию модемов OFDM. В цифровых модемах OFDM частота дискретизации F_d выбирается такой, чтобы на интервале длительности одного символа T укладывалось ровно N отсчетов, то есть

$$F_d = N / T = NF. \quad (4)$$

С учетом этого и принимая во внимание, что $\exp(jx) = \cos x + j \sin x$, запишем в комплексной форме модулированный символом S_k сигнал каждого КСГ с частотой f_k с учетом дискретного времени при ЦОС:

$$S_k(n) = S_k \exp(j2\pi kn / N), \quad (5)$$

где n – текущий номер отсчета цифрового сигнала. В качестве примера на рисунке 1 приведена схема одного КСГ, модулируемого квадратурной амплитудной модуляцией 16QAM, а также созвездие символов S_k при 16QAM.

Из рисунка 1 видно, что при использовании многопозиционной модуляции 16QAM каждый символ S_k содержит 4 бита и может быть одним из 16 вариантов. Эти четыре модулирующих бита разбиваются на две группы по 2 бита, причем первые два бита модулируют косинус, а вторые два бита модулируют синус. Для этого эти два бита преобразуются в четыре уровня напряжений $-3, -1, 1$ и 3 , которые с помощью умножителей изменяют амплитуду и фазу колебаний косинуса и синуса. Затем результаты перемножения суммируются. На выходе сумматора получим гармоническое колебание с частотой КСГ f_k , амплитуда и начальная фаза которого однозначно определяются четырехразрядной входной кодовой комбинацией в соответствии с приведенным на рисунке 1 созвездием сигналов КСГ при 16QAM [3; 4].

Если мы просуммируем определяемые по (5) сигналы всех КСГ и разделим эту сумму на число

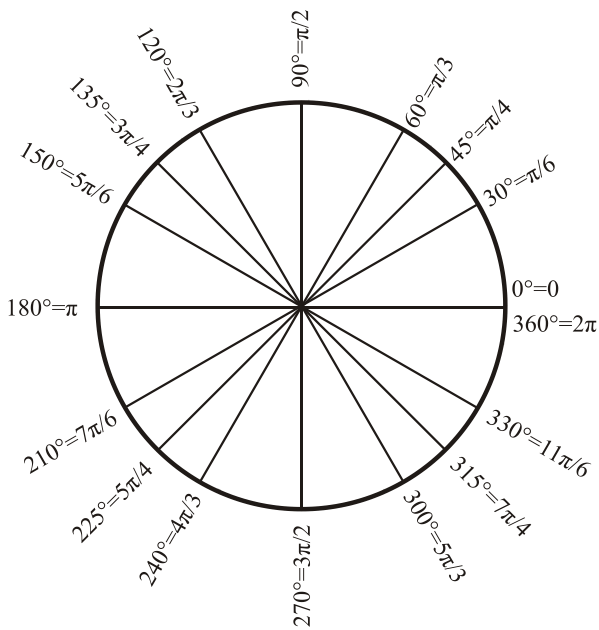


Рисунок 2. Пример значений косинуса и синуса на окружности единичного радиуса при $N = 16$

КСГ, то получим отсчеты сигнала на выходе цифрового модулятора OFDM, которые вычисляются по формуле обратного дискретного преобразования Фурье (ДПФ) [2]:

$$s(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S_k \exp(j2\pi kn / N), \quad n = 0 \dots N - 1.$$

Отсюда следует, что в модуляторах OFDM реализуется алгоритм обратного ДПФ. Так как $\exp(jx) = \cos x + j \sin x$, то при вычислении ДПФ необходимо знать значения $\cos x$ и $\sin x$. Если бы функции косинуса и синуса были монотонными, как, например, функция арктангенса, то при табличном вычислении $\cos x$ и $\sin x$ потребовалось бы $2N^2$ ячеек памяти, так как входящие в аргументы косинуса и синуса значения k и n изменяются от нуля до $N - 1$. Но в силу периодического характера функций $\cos x$ и $\sin x$ число ячеек памяти для этих функций составит всего $2N$ ячеек.

На рисунке 2 приведен пример значений функций $\cos x$ и $\sin x$ с шагом $22,5^\circ$ на окружности единичного радиуса при $N = 16$, причем абсциссы указанных точек на окружности соответствуют значению косинуса, а ординаты – значению синуса. Если значения косинуса и синуса занесены в ячейки памяти, то для вычисления обратного ДПФ по приведенной выше формуле необходимо лишь определять номера ячеек памяти в зависимости от значений k и n . Так при $k = 0$ для любого числа n косинус равен единице, а синус равен нулю, то есть используется только одна пара ячеек памяти.

При $k = 1$ перебираются все ячейки памяти по часовой стрелке на окружности рисунка 2 по

мере увеличения числа n от нуля до $N - 1$. При $k = 2$ ячейки памяти перебираются с шагом 2 по часовой стрелке на окружности рисунка 2, при этом делается два круга. При $k = 3$ ячейки памяти перебираются с шагом 3 по часовой стрелке на окружности рисунка 2, при этом делается три круга и т. д. При $k = N/2$ поочередно используются только две пары ячеек памяти с номерами 0 и $N/2$, в которых косинус равен 1 или -1 , а синус равен нулю.

Из вышеизложенного вытекает следующий алгоритм определения номеров h пар ячеек памяти со значениями косинуса и синуса в зависимости от значения k :

$$\begin{aligned} h &= 0, \\ h &= h + k \text{ при } h < N, \\ h &= h + k - N \text{ при } h > N. \end{aligned}$$

Этот алгоритм соответствует операции сложения по модулю N . Число пар ячеек памяти, участвующих в одном цикле вычисления обратного ДПФ, равно N . При завершении по приведенной выше формуле цикла вычисления обратного ДПФ мы имеем N значений отсчетов сигнала $s(n)$ в виде пары чисел – действительной и мнимой частей. Эти числа с помощью цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП) преобразуются в уровни напряжений, которые участвуют в переносе сигнала модулятора OFDM в радиодиапазон по квадратурной схеме, аналогичной схеме на рисунке 1. Далее этот радиосигнал усиливается и излучается в эфир [7–10].

Принцип работы демодуляторов OFDM и вычислителей быстрого преобразования Фурье

Задача демодулятора OFDM – выделить из принятого радиосигнала модулирующие символы S_k . Для этого в демодуляторе OFDM вначале осуществляется перенос спектра сигнала на нулевую частоту с выделением действительной и мнимой частей сигнала. Затем с помощью аналого-цифровых преобразователей (АЦП) формируются значения $s(n)$ в виде пары чисел – действительной и мнимой частей, такие же, как на выходе модулятора OFDM. Затем по формуле прямого ДПФ вычисляются символы S_k [2]:

$$S_k = \sum_{n=0}^{N-1} s(n) \exp(-j2\pi kn / N), \quad k = 0 \dots N - 1.$$

Отметим, что операции прямого и обратного ДПФ одинаковые по процедуре вычисления, но требуют для реализации больших вычислительных затрат. От этого недостатка свободно быстрое преобразование Фурье (БПФ) [5; 6]. Идея БПФ

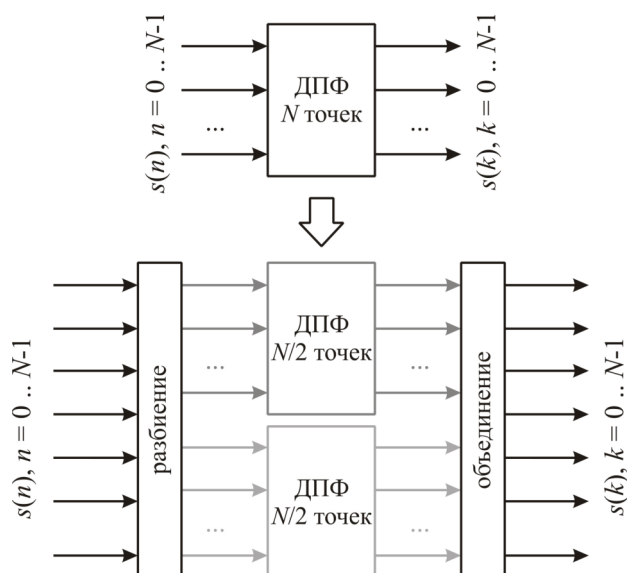


Рисунок 3. Замена N -точечного ДПФ двумя $N/2$

состоит в следующем: если одно ДПФ на N точек (отсчетов) заменить вычислением двух ДПФ по $N/2$ точек, то это приведет к уменьшению количества операций в ldf раза. Замена N -точечного ДПФ двумя $N/2$ -точечными ДПФ представлена на рисунке 3.

При этом каждое из $N/2$ -точечных ДПФ также можно вычислить путем замены $N/2$ -точечных ДПФ на два $N/4$ -точечных. В этом случае количество вычислительных операций равно $N^2/4$. Таким образом, можно продолжать разбиение исходной последовательности до тех пор, пока возможно деление последовательности на 2. В результате такого разбиения вычислительная сложность БПФ уменьшается и составляет всего $N/2 \log_2 N$ комплексных операций умножения и сложения вместо $N^2/2$ операций при ДПФ.

Определение параметров модемов OFDM при замираниях радиосигнала

Модемы сигналов OFDM используются во многих системах радиосвязи, в частности в системах спутникового и эфирного цифрового телевизионного вещания (стандарты DVB-S, DVB-T, DVB-T2), в мобильных системах связи четвертого и пятого поколений 4G и 5G (стандарт LTE) и др. [2–10]. Поставим задачу рассчитать параметры модема OFDM (число ортогональных поднесущих N и вид модуляции поднесущих) для передачи цифрового сигнала со скоростью B по многолучевому радиоканалу с замираниями сигнала длительностью t_z . Будем считать, что допустимое замирание радиосигнала не должно превышать 0,25 от длительности посылки T модема OFDM. В этих условиях для нормального приема

Таблица. Параметры процессоров БПФ

Число точек N	Время обработки t_o , мс	Число точек N	Время обработки t_o , мс
256	0,04	8192	1,5
512	0,08	16384	3,2
1024	0,15	32768	6,5
2048	0,3	65536	15,0
4096	0,7	131072	30,0

радиосигнала с замираниями должно выполняться условие

$$t_z = 0,25T, \text{ тогда } T = 4t_z, \quad (6)$$

то есть длительность символа на каждой поднесущей должна в четыре раза превышать длительность замираний. Если задана скорость подлежащего передаче цифрового потока B , то для его передачи по радиоканалу с замираниями с помощью модема OFDM число поднесущих модема должно определяться из условия

$$N = BT. \quad (7)$$

Это соотношение справедливо при использовании двухпозиционной модуляции поднесущих. Если использовать многопозиционные виды модуляции поднесущих, то число поднесущих уменьшается и определяется по формуле

$$N = BT / \log_2 M, \quad (8)$$

где M – число позиций (вариантов) передаваемого сигнала при многопозиционных видах модуляции. Так как процессоры БПФ выпускаются с числом точек $N = 2^m$, где m – целые числа, то рассчитанные по приведенным выше формулам (7) и (8) значения N числа поднесущих округляются в большую сторону до целых значений $N = 2^m$. Приведем пример расчета параметров модема OFDM, который должен передать цифровой поток со скоростью $B = 10$ Мбит/сек по радиоканалу с замираниями сигнала длительностью до $t_z = 0,2$ мс. Тогда при указанных выше условиях нормального приема длительность символа Sk на каждой поднесущей будет равна $T = 4t_z = 0,8$ мс. Определим число поднесущих модема OFDM по выражению (7) при использовании двухпозиционной модуляции каждой поднесущей, например, PSK:

$$N = BT = 10 \times 10^6 \times 0,8 \times 10^{-3} = 8000.$$

Округляем это число до ближайшего большего числа $N = 8192$ при $m = 13$. В таблице приведены параметры процессоров БПФ, на которых реализуются модемы OFDM.

Из этой таблицы выбираем процессор БПФ с числом точек $N = 8192$. Обязательным дополни-

тельным требованием к процессору БПФ является то, чтобы время t_0 обработки этих 8192 точек (отсчетов сигнала) у процессора было меньше длительности символа T на каждой поднесущей.

Этому требованию процессор БПФ с числом точек $N = 8192$ не удовлетворяет, так как у него $t_0 = 1,5$ мс, что почти вдвое превышает длительность символа $T = 4t_s = 0,8$ мс. Чтобы обойти эту проблему, используем в модеме OFDM четырехпозиционную модуляцию каждой поднесущей, например QPSK, у которой $M = 4$. Тогда число поднесущих определим по выражению (8)

$$N = BT/\log_2 4 = 8000/2 = 4000.$$

Как видно из данного результата, число точек N уменьшилось в два раза. В этом случае подходит процессор с числом точек $N = 4096$. В этом процессоре БПФ время обработки $t_0 = 0,7$ мс, что меньше 0,8 мс. Таким образом, этот процессор подходит для построения модема OFDM, который удовлетворяет указанным выше требованиям по пропускной способности передачи цифрового потока со скоростью $B = 10$ Мбит/с в радиоканале с замираниями сигнала длительностью до $t_s = 0,2$ мс.

Анализ пропускной способности модемов OFDM в радиоканалах с замираниями

Приведенные расчеты свидетельствуют, что скорость передачи цифрового потока B или пропускная способность модемов OFDM в радиоканалах с замираниями сигнала зависит от длительности замираний сигнала t_s , числа точек N процессора БПФ, времени обработки этих точек процессором БПФ t_0 и вида модуляции поднесущих, определяющего число передаваемых позиций M сигнала на каждой поднесущей. Используя выражения (6)–(8), увяжем эти параметры между собой и получим следующие соотношения:

$$B = N \log_2 M / 4t_s, \quad (9)$$

$$t_0 < T. \quad (10)$$

Из этих соотношений следует, что скорость передачи цифрового потока B или пропускная способность модемов OFDM в радиоканалах с замираниями сигнала растет за счет увеличения числа поднесущих N , равных числу точек обработки процессором БПФ, числа позиций M передаваемого сигнала на каждой поднесущей и за счет уменьшения длительности замираний сигнала t_s . При этом время t_0 обработки N точек процессором БПФ должно быть меньше длительности символа на каждой поднесущей, то есть $t_0 < T$, где $T = 4t_s$.

Заключение

Проведенный выше анализ пропускной способности модемов OFDM в радиоканалах с замираниями сигнала показал, что она зависит от производительности процессоров БПФ, характеризующейся числом точек N и временем обработки этих точек t_0 процессором, а также от длительности замираний радиосигнала t_s . Переход в России от стандарта DVB-T цифрового эфирного телевидения к стандарту DVB-T2 стал возможным благодаря появлению процессоров БПФ с числом точек $N = 32768$, тогда как в стандарте DVB-T использовались модемы OFDM на процессорах БПФ с числом точек $N = 8192$.

За счет более мощного процессора БПФ пропускная способность модемов в стандарте DVB-T2 увеличилась в 4 раза по сравнению с модемами стандарта DVB-T. При этом следует отметить, что увеличение позиций M передаваемого сигнала на каждой поднесущей также приводит к росту по закону $\log_2 M$ пропускной способности модемов OFDM, но с ростом числа позиций (вариантов) передаваемого сигнала M снижается помехоустойчивость модемов, потому что, как это следует из рисунка 1, уменьшается расстояние между точками в созвездии сигналов на поднесущих частотах f_k модемов OFDM.

Литература

1. Балашов В.А., Воробийченко П.П., Ляховецкий Л.М. Системы передачи ортогональными гармоническими сигналами. М.: Экотренз, 2012. 226 с.
2. Вишневецкий В., Портной С., Шахнович И. Энциклопедия WiMAX. Путь к 4G. М.: Техносфера, 2009. 470 с.
3. Тяжев А.И. Оптимизация цифровых детекторов в приемниках по минимуму вычислительных затрат. Самара: Издательство ПИИРС, 1994. 256 с.
4. Тяжев А.И., Мишин Д.В. Сравнительная оценка вычислительных затрат при реализации цифровых модемов OFDM на основе КСГ и БПФ // Приложение к журналу «Инфокоммуникационные технологии». 2011. Т. 9. С. 32–38.
5. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.
6. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. СПб.: Питер, 2006. 751 с.
7. Карякин В.Л. Цифровое телевидение: учеб. пособ. для вузов. М.: Солон – Пресс, 2013. 448 с.
8. Мишин Д.В., Тяжев А.И. Цифровое моделирование многолучевого канала свя-

зи // Инфокоммуникационные технологии. 2019. Т. 17. № 4. С. 366–372. DOI: 10.18469/ikt.2019.17.4.02.

9. Иванова В.Г., Тяжев А.И. Цифровая обработка сигналов и сигнальные процессоры / под ред. А.И. Тяжева. Самара: ОФОРТ, 2008. 264 с.

10. Радиоприемные устройства / под ред. Н.Н. Фомина. М.: Горячая линия – Телеком, 2007. 516 с.

Получено 17.03.2020

Мишин Дмитрий Викторович, д.т.н., профессор, ректор Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ). 443010, Российская Федерация, г. Самара, ул. Л. Толстого, 23. Тел. +7 846 339-11-00. E-mail: mishin@psati.ru

Тяжев Анатолий Иванович, д.т.н., профессор кафедры радиоэлектронных систем ПГУТИ. 443010, Российская Федерация, г. Самара, ул. Л. Толстого, 23. Тел. +7 846 339-11-88. E-mail: tyagev@psati.ru

IMPLEMENTATION OF HIGH-SPEED OFDM MODEMS FOR RADIO CHANNELS WITH SIGNAL FADING

Mishin D.V., Tyazhev A.I.

*Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russian Federation
E-mail: mishin@psati.ru, tyagev@psati.ru*

The article discusses methods for implementing signal modems with Orthogonal Frequency Division Modulation (OFDM) designed for high-speed transmission of digital signals on radio channels with signal fading, with the duration of signal fading in the radio channel to be hundreds and thousands of times longer than the duration of the transmitted digital signal packets. In such conditions, excessive coding and interleaving do not provide guaranteed transmission of digital information, while OFDM modulation provides high-speed transmission of digital signals over radio channels with signal fading. The article provides calculations of the achievable digital information transmission rate in OFDM modems depending on the duration of signal fading in the radio channel and on the parameters of fast Fourier transform (FFT) processors that are used in OFDM signal modems. It was shown that the transmission rate of digital stream B or the throughput of OFDM modems in radio channels with signal fading increases due to an increase in the number of subcarriers equal to the number of processing points by the FFT processor and the number of positions of the transmitted signal on each subcarrier, and due to a decrease in the duration of signal fading. Notably, the processing time of all points by the FFT processor should be less than the symbol duration on each subcarrier.

Keywords: *OFDM modulation, multi-position modulations, discrete Fourier transform, fast Fourier transform, bandwidth of OFDM modems, FFT processor performance*

DOI: 10.18469/ikt.2020.18.2.10

Mishin Dmitry Viktorovich, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics. 23, L. Tolstoy Street, Samara, 443010, Russian Federation. Doctor of Technical Sciences, Professor, Rector. Tel. +7 846 339-11-00. E-mail: mishin@psati.ru

Tyazhev Anatoly Ivanovich, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics. 23, L. Tolstoy Street, Samara, 443010, Russian Federation; Doctor of Technical Sciences, Professor of Radioelectronic Systems Department. Tel. +7 846 339-11-88. E-mail: tyagev@psati.ru

References

1. Balashov V.A., Vorobienko P.P., Lyakhovetsky L.M. *Transmission systems by orthogonal harmonic signals*. Moscow: Ecotrenz, 2012, 222 p. (In Russian.)
2. Vishnevsky V., Tailor S., Shakhnovich I. *Encyclopedia WiMAX. The path to 4G*. Moscow: Technosphere, 2009, 470 p. (In Russian.)

3. Tyazhev A.I. *Optimization of digital detectors in receivers at a minimum of computing costs*. Samara: PIIRS Publishing House, 1994, 256 p. (In Russian.)
4. Tyazhev A.I., Mishin D.V. Comparative evaluation of computing costs in the implementation of OFDM digital modems based on KSG and FFT. *Prilozhenie k zhurnalu «Infokommunikacionnye tehnologii»*, 2011, no. 8, pp. 32–38. (In Russian.)
5. Widrow B., Stearns S. *Adaptive signal processing*. Moscow: Radio i svyaz', 1989. 440 p. (In Russian.)
6. Sergienko A.B. *Digital signal processing*. Saint Petersburg: Piter, 2006, 751 p. (In Russian.)
7. Karjakin V.L. *Digital TV: textbook for universities*. Moscow: Solon – Press, 2013, 448 p. (In Russian.)
8. Mishin D.V., Tyazhev A.I. Digital simulation of a multipath communication channel. *Infokommunikacionnye tehnologii*, 2019, vol. 17, no. 4, pp. 368–373. DOI: 10.18469/ikt.2019.17.4.02. (In Russian.)
9. Ivanova V.G., Tyazhev A.I. *Digital Signal Processing and Signal Processors*. Ed. by A.I. Tyazheva. Samara: OFORT, 2008, 264 p. (In Russian.)
10. *Other Radio Receivers*. Textbook for high schools. Ed. by N.N. Fomina. Moscow: Goryachaya liniya – Telekom, 2007, 516 p. (In Russian.)

Received 17.03.2020

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ И БЕЗОПАСНОСТЬ ОБОРУДОВАНИЯ

УДК 004.725.5

ОСОБЕННОСТИ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ FLASH-НАКОПИТЕЛЕЙ

Василенко К.А.¹, Золкин А.Л.², Абрамов Н.В.³, Курганов Д.О.³

¹ Владивостокский государственный институт экономики и сервиса, Владивосток, РФ

² Волжский государственный университет водного транспорта (Самарский филиал), Самара, РФ

³ Дальневосточный федеральный университет, Владивосток, РФ

E-mail: k2857@mail.ru, alzolkin@list.ru, nikolay.abramov1990@mail.ru, kurganov_vl@mail.ru

Рассматриваются угрозы информационной безопасности flash-накопителей, проведен анализ файловых систем FAT32 и NTFS flash-накопителей и их уязвимостей перед вредоносными программами; выделены особенности алгоритма действия вирусов на flash-накопителях. Вопрос безопасности flash-накопителей все еще остается весьма открытым. Существует достаточно много действенных способов, позволяющих существенно снизить возможность заражения flash-накопителей. Проведя анализ недостатков системы NTFS, стоит отметить, что для данной системы необходим гораздо больший объем оперативной памяти по сравнению с системой FAT32, фрагментация данных также затрудняет работу системы с каталогами файлов средних размеров. Кроме того, по сравнению с системой FAT32, система NTFS имеет относительно низкую скорость производительности. Если flash-накопитель используется чаще на домашнем компьютере, то в качестве рабочего выбирается именно домашний компьютер и ему предоставляется полный доступ. Для всех остальных устанавливается запрет на запись. На сегодняшний день существует множество способов и методов защиты flash-накопителей, но специфика их применения зависит от расположения хранилища информации и ее ценности.

Ключевые слова: *информационная безопасность, flash-накопители, рабочая станция, вирус, информация, файловые системы, компьютер*

Введение

По статистике на сегодняшний день основным «рассадником» вирусов является Internet, а второе место прочно удерживают съемные запоминающие устройства. И лидируют среди них

с большим отрывом флеш-накопители (USB, «флешки»), обладающие возможностью многократной перезаписи и пополнения файлов без каких-либо дополнительных усилий. Кроме того, флешки имеют больший объем памяти, по сравнению с известными ранее и используют более