

ПРОБЛЕМЫ И МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ СВЯЗИ: ОРТОГОНАЛЬНАЯ ПЕРЕДАЧА ¹

Бакулин М.Г., к.т.н., начальник отдела информационных технологий ООО «Радарные технологии – 2Т», e-mail: m.g.bakulin@gmail.com;

Крейнделин В.Б., д.т.н., профессор кафедры информационной безопасности и автоматизации Московского технического университета связи и информатики, e-mail: vitkrend@gmail.com;

Шумов А.П., к.т.н., доцент кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: magnit2250@mail.ru

Ключевые слова: спектральная эффективность, ортогональная передача, скорость Найквиста, OFDM, компьютерное моделирование.

Введение

В предыдущей статье [1] рассмотрены возможности повышения частотно-временной эффективности систем связи до уровней, которые существенно превосходят показатели современных систем связи (faster-than-Nyquist signaling (FTN)). Однако, попытки реализации открываемых принципиальных возможностей повышения спектральной и временной эффективности приводят к необходимости использования весьма сложных как в теоретическом, так и в практическом плане устройств обработки сигналов на приемной стороне [2]. К тому же примеры реализации систем с повышенной эффективностью говорят об их работоспособности пока только в каналах с белым шумом. О быстро меняющихся каналах с рассеянием в практическом плане речи пока не идет.

В то же время, достижения современных систем связи базируются на хорошо развитых телекоммуникационных технологиях, таких как FFT-IFFT, например. В этом смысле представляют интерес исследования, в которых делаются попытки реализовать открывающиеся принципиальные возможности FTN на основе современных высокоэффективных технологий. В данной статье рассматриваются два получивших определенное развитие направления реализации принципов FTN на основе технологии OFDM.

Реализация принципов FTN при ортогональной передаче

Считается, что передающая система работает со скоростью выше скорости Найквиста, если импульсы передаются на скорости выше, чем разрешено условиями Найквиста для передачи без межсимвольной интерференции (МСИ, ISI). Первоначально FTN рассматривалась применительно к системе с одной несущей

Спектральная эффективность является одним из ключевых вопросов разработки беспроводных систем связи. Хорошо известной технологией эффективной передачи данных является ортогональное частотное мультиплексирование (OFDM). В последнее время появился ряд публикаций, в которых для систем с повышенной спектральной эффективностью условие ортогональности снимается. Однако, из-за интерференции между символами и поднесущими предлагаемые решения имеют высокую сложность или дают большую вероятность ошибки. В данной работе рассматриваются структуры передатчиков и приемников систем с повышенной спектральной эффективностью, основанные на современных высокопроизводительных технологиях ортогональной передачи, пригодные для использования в действующих системах связи. Представлены результаты компьютерного моделирования систем с разными типами сигналов.

щей и с импульсами, перекрывающимися друг с другом во времени [3]. Позднее этот принцип был распространен на системы со многими несущими (подобие OFDM), что было названо multistream faster than Nyquist signaling (MFTN) [4], и в этом случае импульсы могут нарушить наименьшее требуемое расстояние и по времени, и по частоте. В результате в сигнале появляется интерференция и по времени, и по частоте, называемая интерференцией между символами и интерференцией между несущими (ИМН, ICI). На рис. 1 показано расположение на частотно-временной плоскости ортогональных и MFTN символов. MFTN символы располагаются чаще по времени.

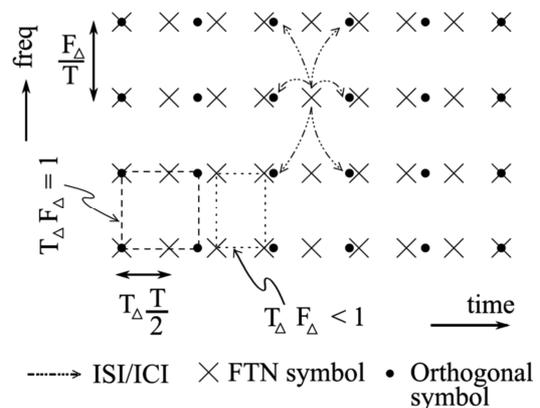


Рис. 1. Ортогональные и MFTN символы на частотно-временной плоскости

¹Работа выполнена при поддержке гранта Российского научного фонда №14-19-01263.

Хотя MFTN символы могут передаваться за пределами ортогональности и по частоте, и по времени, для иллюстрации на рис. 1 сжатие показано только по оси времени. В любом случае MFTN символы вносят свой вклад в МСИ и ИМН, что концептуально показано на рис. 1 для одного MFTN символа.

Рассмотрим возможности эффективного формирования сигналов для MFTN и их обработки на приемной стороне в условиях повышенной спектральной и временной эффективности.

Будем считать, что передаваемые информационные символы являются независимыми, одинаково распределенными (IID), с единичной энергией, и что принимаются они на фоне белого гауссовского шума со спектральной плотностью мощности $N_0/2$. В качестве модуляции считаем выбранной offset-Quadrature Amplitude Modulation (OQAM), называемую в литературе как OFDM/OQAM [5 – 7]. OFDM/OQAM позволяет использовать хорошо локализованные импульсы и формирующие форму импульсов фильтры, которые обеспечивают передачу на высоких скоростях через беспроводные каналы [8], тогда как при обычном методе OFDM/QAM это не возможно [9]. Использование формирующих импульсы фильтров в OFDM/OQAM также позволяет уменьшить внеполосные излучения и делает систему более устойчивой к расстройкам несущей частоты [8, 10]. OQAM модулированный сигнал со многими несущими может быть представлен как

$$s(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} i^{k+l} x_{k,l} p(t-l\frac{T}{2}) e^{i\frac{2\pi}{T}kt} \quad (1)$$

где $x_{k,l}$ – вещественные символы данных с фазовым сдвигом, определяемым сомножителем i^{k+l} и меняющимся в зависимости от индекса поднесущей k и момента времени l . Функция $p(t)$ при обычной OFDM представляет собой прямоугольный импульс длительностью T . В данной работе предполагается только offset-QPSK, но результаты могут быть расширены на модуляцию более высокого порядка. При offset-QPSK символы данных принимают значения ± 1 .

Согласно работе [11], MFTN система предполагает передачу данных с использованием гауссовских импульсов $g(t)$, так как они имеют очень хорошие свойства частотно-временной локализации. Длительность гауссовского импульса, несущего информационный символ, полагается равной $3T$ по практическим соображениям, хотя теоретически импульс имеет бесконечную длительность. В FTN системе со многими несущими, которая использует гауссовские импульсы для передачи информации и OQAM модуляцию, передаваемый сигнал записывается в виде

$$s(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} i^{k+l} x_{k,l} g(t-lT\frac{T}{2}) e^{i2\pi\frac{F_{\Delta}}{T}kt}, \quad (2)$$

где k, l – индексы поднесущей и времени; $T\frac{T}{2}$ – символный интервал между двумя вещественными символами данных $x_{k,l}$ и $\frac{F_{\Delta}}{T}$ – расстояние между поднесу-

щими. В ортогональной системе с OQAM модуляцией частотно-временное произведение будет равно

$$(T\frac{T}{2})(\frac{F_{\Delta}}{T}) = \frac{T_{\Delta}F_{\Delta}}{2}. \quad (3)$$

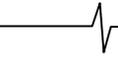
Вещественная и мнимая части передаются отдельными модулированными символами, но с удвоенной скоростью относительно комплексных символов. Частотно-временное произведение ортогональной модуляции с многими несущими (ММН) с OQAM равно $\frac{1}{2}$. То есть, случай $T_{\Delta}F_{\Delta} = 1$ относится к ортогональной системе, а $T_{\Delta}F_{\Delta} < 1$ относится к системе с FTN передачей с многими несущими – MFTN. В результате T_{Δ} и F_{Δ} могут рассматриваться как коэффициенты сжатия по времени и частоте. Следует отметить, что хотя полные частотно-временные затраты системы определяются произведением $T_{\Delta}F_{\Delta}$, конкретные величины T_{Δ} и F_{Δ} также важны, что будет показано далее. В последующем изложении обычные символы данных, передаваемые по критерию Найквиста для передачи без МСИ, называются ортогональными символами, а те, что передаются за пределами критерия Найквиста, – MFTN символами.

Для реализации передачи MFTN модулированных символов может быть предложено несколько подходов. Один из них состоит в простом применении соотношения (2). Этот вариант, однако, нельзя назвать привлекательным, так как он потребует реализации процедуры, подобной дискретному преобразованию Фурье, но с дробными интервалами. Вместе с тем, эффективная реализация модуляции со многими несущими уже существует в форме IFFT, как это делается в системах с OFDM, поэтому в рассматриваемой работе [11] авторы идут по пути использования именно IFFT с той целью, **чтобы реализация принципов MFTN передачи пошла в рамках существующих технологий, пригодных для действующих систем.** Однако такое совместное использование принципов MFTN и IFFT может привести к существенному усложнению процедур модуляции и демодуляции MFTN сигналов. В следующем разделе в соответствии с работой [11] рассматривается влияние вида используемого ортогонального базиса на сложность получающихся процедур.

Выбор ортогонального базиса

Чтобы использовать IFFT для модуляции многих несущих, гауссовские импульсы могут быть представлены в ортонормированном наборе базисных функций. Каждый MFTN символ представляется на базисных функциях, распределяясь по частоте и времени. Число базисных функций, требуемое во времени, обозначается как N_t , требуемое по частоте – как N_f . Выбор N_t базисных функций по времени и N_f базисных функций по частоте потребует определенного объема вычислений для каждого MFTN символа. Пусть $\psi(t)$ будет базисным импульсом, формирующим ортонормальный базис $\{\psi_{m,n}(t)\}$, определяемый как

$$\psi_{m,n}(t) = i^{m+n} \psi(t - n\frac{T}{2}) e^{i2\pi\frac{1}{T}mt}. \quad (4)$$



Гауссовские импульсы в OQAM системе описываются соотношением

$$g_{k,l}(t) = i^{k+l} g(t - lT_{\Delta}) e^{i2\pi \frac{F_{\Delta}}{T} kt}, \quad (5)$$

которое позволяет записать выражение (2) более компактно в виде

$$s(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} x_{k,l} g_{k,l}(t). \quad (6)$$

Представление гауссовского импульса в базисе $\{\psi_{m,n}(t)\}$ будет иметь вид скалярного произведения – the inner product – $g_{k,l}(t)$ и $\psi_{m,n}(t)$

$$C_{k,l,m,n} = \langle g_{k,l}(t), \psi_{m,n}(t) \rangle = \Re \left\{ \int g_{k,l}(t) \psi_{m,n}^*(t) dt \right\}, \quad (7)$$

где $C_{k,l,m,n}$ являются проецирующими коэффициентами гауссовского импульса на используемый базис. Такое представление иллюстрируется для одного MFTN символа на рис. 2.

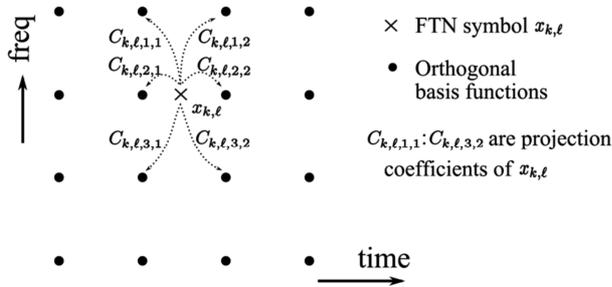


Рис. 2. Проецирование MFTN символа на ортогональный базис

Другими словами, коэффициенты $\{C_{k,l,m,n}\}$ характеризуют степень влияния MFTN символа, находящегося на позиции (k, ℓ) , на набор ортогональных базисных функций по времени и по частоте. С учетом коэффициентов $\{C_{k,l,m,n}\}$ уравнение (6) принимает вид

$$s(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{m,n} x_{k,l} C_{k,l,m,n} \psi_{m,n}(t). \quad (8)$$

Процесс отображения MFTN символов на ортогональный базис далее будет называться отображением – mapping, а блок, реализующий это представление, – устройством отображения (mapper). Общая блок-схема MFTN передатчика, использующего устройство отображения, приведена на рис. 3.

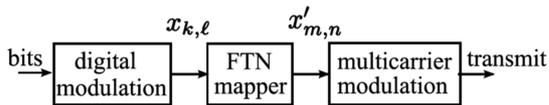


Рис. 3. Общая блок-схема MFTN передатчика, использующего устройство отображения

Устройство отображения вычисляет $x'_{m,n}$ путем обработки входных MFTN символов $x_{k,l}$. Число символов $x'_{m,n}$ составляет $T_{\Delta} F_{\Delta}$ раз число символов $x_{k,l}$ для блоков большой длины. Для заданных произведений $T_{\Delta} F_{\Delta}$

проецирующие коэффициенты $C_{k,l,m,n}$ соответствуют уникальному набору величин, которые могут быть использованы для представления всех MFTN символов, соответствующих заданному $T_{\Delta} F_{\Delta}$. MFTN устройство

отображения вычисляет $x'_{m,n}$ для каждой ортогональной поднесущей m и момента времени n на основе входных MFTN символов с помощью предварительно рассчитанных проецирующих коэффициентов. Выход $x'_{m,n}$ MFTN устройства отображения может быть записан в виде

$$x'_{m,n} = x_{k_1,l_1} \cdot C_{k_1,l_1,m,n} + x_{k_2,l_2} \cdot C_{k_2,l_2,m,n} + x_{k_3,l_3} \cdot C_{k_3,l_3,m,n} + \dots, \quad (9)$$

$$x'_{m,n} = \sum_{p,q} x_{kp,lq} \cdot C_{kp,lq,m,n},$$

где $C_{kp,lq,m,n}$ – соответствуют предварительно рассчитанным коэффициентам, $x'_{m,n}$ – величины, передаваемые на базисные функции $\psi_{m,n}(t)$ и $x_{kp,lq}$ – MFTN символы. Выражение (9) иллюстрируется на рис. 4 для одной ортогональной поднесущей и одного момента времени (m, n) .

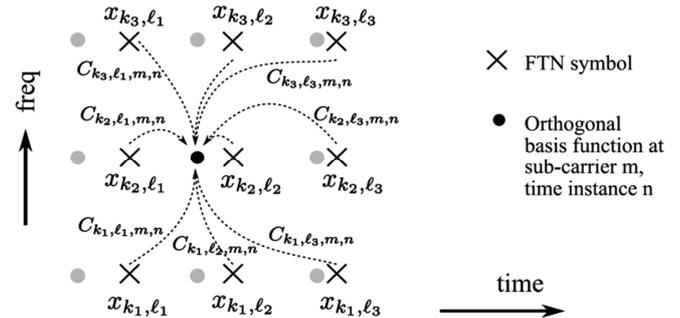


Рис. 4. Иллюстрация отображения на ортогональную базисную функцию для поднесущей m в момент времени n

Прямоугольный синусоидальный базис

Для выполнения модуляции множества несущих, следующей за операцией отображения, наиболее простым выбором для $\psi(t)$ в уравнении (4) является синусоидальный базис с обработкой прямоугольным окном (называемый для краткости прямоугольным базисом), чтобы использовать IFFT для модуляции многих несущих. Прямоугольный импульс оптимален во времени. Однако по частоте он не очень локализован, и спектр его спадает медленно. Как следствие для представления каждого гауссовского импульса требуется большой набор коэффициентов, несущих информацию, что оказывает значительное влияние на сложность MFTN передатчика. Тем не менее, прямоугольный базис для отображения передаваемых символов использовать можно. При этом с учетом обозначения $\psi(t) = \text{rect}(t)$ передаваемый сигнал будет определяться соотношением

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{N-1} i^{m+n} x'_{m,n} \cdot \text{rect}(t - n \frac{T}{2}) e^{i \frac{2\pi}{T} mt}, \quad (10)$$

где $x'_{m,n}$ представляет собой проекцию передаваемого сигнала $s(t)$ на $\psi_{m,n}(t)$.

ИОТА базис

Важно, однако, подобрать базис, который был бы компактен и по времени, и по частоте. Это обеспечит меньшее количество ортогональных базисных функций, требуемых для представления MFTN символа, что позволит снизить вычислительную сложность. Наиболее подходящим выбором представляется Isotropic Orthogonal Transform Algorithm (IOTA) импульс [9] (рис. 5).

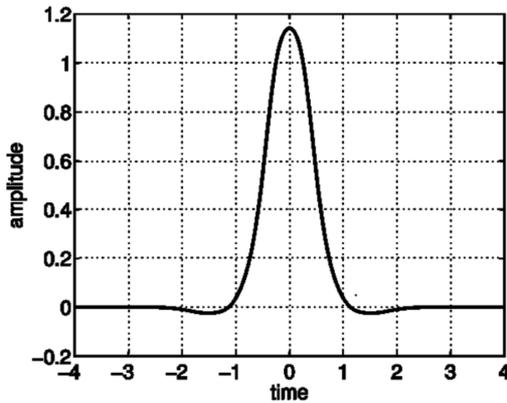


Рис. 5. ИОТА импульс

ИОТА импульс имеет хорошие свойства частотно-временной компактности, так как он выведен из гауссовского импульса и является весьма вероятным кандидатом для использования в MFTN системах. Ортогональный базис $\mathfrak{Z}_{m,n}(t)$, сгенерированный из ИОТА импульсов, может быть записан как

$$\mathfrak{Z}_{m,n}(t) = i^{m+n} \cdot e^{i2\pi mft} \cdot \mathfrak{Z}(t - n\frac{T}{2}), \quad (11)$$

где $\mathfrak{Z}(t)$ – ИОТА импульс.

ИОТА импульс гарантирует ортогональность только для вещественных символов, поэтому и рассматриваются OQAM системы, а сомножитель i^{m+n} в формуле (11) есть коэффициент фазового сдвига. Соотношение (11) определяет модуляцию со многими несущими, использующую OQAM с ИОТА, как с ортогональным базисом с временным сдвигом $T/2$. При использовании ИОТА в качестве ортогонального базиса, то есть при $\psi(t) = \mathfrak{Z}(t)$, передаваемый сигнал будет определяться соотношением

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{N-1} i^{m+n} x'_{m,n} \cdot \mathfrak{Z}(t - n\frac{T}{2}) e^{i\frac{2\pi}{T}mt}. \quad (12)$$

Блок-схема MFTN передатчика с устройством отображения и модулятором, использующим ИОТА, показана на рис. 6.

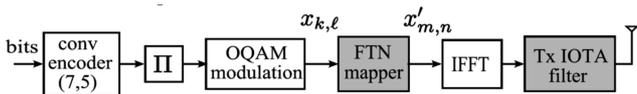


Рис. 6. Блок-схема MFTN передатчика

Внешний сверточный код введен предварительно до MFTN устройства отображения для повышения помехоустойчивости при приеме MFTN модулированных символов. Блоки, выделенные серым цветом, являются специфическими для MFTN систем. Удаление этих блоков на передающей стороне приводит к получению мо-

дулированного сигнала, соответствующего обычной OFDM системе. Использование ИОТА в OFDM системах ранее было описано в работах [12, 13], где формирующий импульсы фильтр реализован как блок, сохраняющий аппаратно эффективное IFFT. Реализация ИОТА модуляции со многими несущими, используя IFFT и формирующий импульсы фильтр, выведена из уравнения (12), которое может быть переписано в виде

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} i^n \mathfrak{Z}(t - n\frac{T}{2}) \cdot \sum_{m=0}^{N-1} i^m x'_{m,n} e^{i\frac{2\pi}{T}mt}. \quad (13)$$

Сомножитель $\sum_{m=0}^{N-1} i^m x'_{m,n} e^{i\frac{2\pi}{T}mt}$, обозначаемый как

$X''_n(t)$, является обратным преобразованием Фурье от входных величин $i^m x'_{m,n}$, следовательно,

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} i^n \mathfrak{Z}(t - n\frac{T}{2}) \cdot X''_n(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \mathfrak{Z}(t - n\frac{T}{2}) \cdot X'_n(t), \quad (14)$$

где $X'_n(t) = i^n X''_n(t)$. Если функцию $X'_n(t)$ необходимо представить как дискретную последовательность, то обратное преобразование Фурье должно быть заменено на обратное дискретное преобразование Фурье (IDFT). При использовании IDFT вместо IFT число точек IDFT должно быть равно или больше числа отсчетов дискретной последовательности $x'_{m,n}$, чтобы избежать наложения [14]. Если интервал дискретизации T_s связан с длительностью дискретной последовательности T и числом точек IDFT N , как $T_s = T/N$, то переданная дискретная последовательность будет иметь вид

$$s(pT_s) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \underbrace{\mathfrak{Z}(pT_s - n\frac{T}{2})}_{\text{IOTA pulses haping}} \cdot \underbrace{X'_n(pT_s)}_{\text{IFFT}}. \quad (15)$$

Хорошо известно, что эффективный путь реализации IDFT есть IFFT. В результате чего соотношение (14), которое соответствует ИОТА модуляции со многими несущими, может быть реализовано с помощью IFFT, с последующей фильтрацией, как следует из соотношения (15) и рис. 6. Выбор ИОТА для ММН позволяет понизить вычислительную сложность. С архитектурой и аппаратной реализацией фильтра формирования ИОТА импульсов можно ознакомиться в работе [11].

Сравнение прямоугольного и ИОТА базисов

Сравним ИОТА и прямоугольный базис относительно числа базисных функций, которые требуются по времени N_t и по частоте N_f для представления MFTN импульса.

Целью является получение обоснованных величин N_t и N_f , так чтобы представление было реализовано небольшим числом базисных функций, и в то же время восстановление было настолько близко к оригинальному MFTN символу, насколько возможно. MFTN импульс $g_{k,l}(t)$ может быть представлен с использованием

$$g_{k,l}(t) \approx \sum_m \sum_n C_{k,l,m,n} \psi_{m,n}(t). \quad (16)$$

С увеличением N_t и N_f представление MFTN импульса становится более точным, но при этом повышается вычислительная сложность. Для произведения $N_t \times N_f$ были исследованы комбинации 2×2, 3×3, 3×2, 3×4, 5×5 и 9×9 и для IOTA, и для прямоугольного базиса. Большие величины $N_t \times N_f$ не слишком привлекательны для реализации из-за высокой сложности. Более того, величины N_t и N_f не зависят от $T_\Delta F_\Delta$, а зависят от выбора базисного импульса, так как безотносительно к расстоянию между соседними импульсами каждый импульс должен быть представлен с наилучшей возможной точностью. На рис. 7 для сравнения приведены MFTN импульсы, восстановленные из IOTA и прямоугольного синусоидального базиса для двух случаев $N_t \times N_f = 3 \times 3$ и 9×9 .

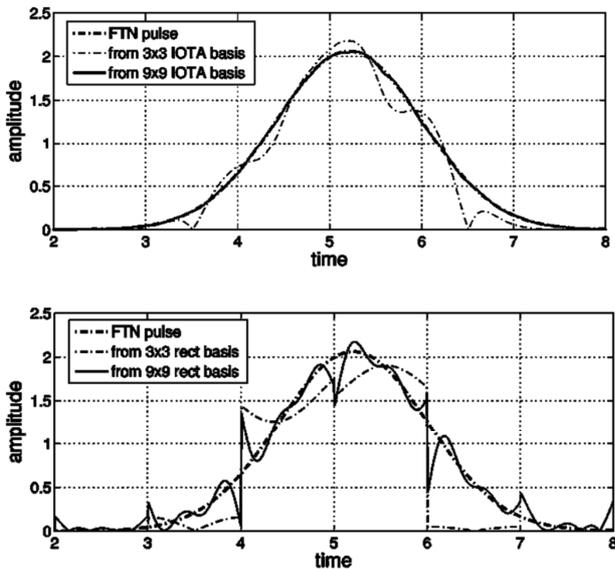


Рис. 7. Сравнение MFTN импульса длительностью $3T$, восстановленного из IOTA и прямоугольного синусоидального базиса

Верхний график на рис. 7 показывает исходный и восстановленный MFTN импульсы из IOTA базиса с использованием 3×3 и 9×9 базисных функций. Нижний график показывает восстановление с использованием тех же комбинаций из прямоугольного базиса. Восстановление с использованием 3×3 IOTA базисных функций является достаточно хорошим, тогда как при $N_t \times N_f = 9 \times 9$ исходный и восстановленный импульсы практически неразличимы. Восстановление же из 3×3 прямоугольных синусоидальных базисных функций является неудовлетворительным, тогда как при 9×9 базисных функциях восстановление лучше, но оно все же хуже, чем восстановление из 3×3 IOTA базиса. Эти выводы подтверждаются и графиками частотных характеристик восстановленных импульсов. На рис. 8 приведены спектры импульсов, восстановленных из IOTA и прямоугольного базиса на конкретной поднесущей.

ИМН (ICI), введенная представлением гауссовского импульса в IOTA базисе, значительно меньше, чем введенная при представлении прямоугольным базисом. Основной лепесток результата восстановления из IOTA базиса практически совпадает с основным лепестком

исходного MFTN импульса, тогда как при прямоугольном базисе появляется значительная ИМН. Отметим, что IOTA фильтрация уже была использована в ортогональных системах со многими несущими, чтобы обойтись без циклического расширения [9, 15], и сейчас является частью стандарта 3GPP [16]. Реальное дополнительное усложнение при MFTN передаче обусловлено необходимостью введения устройства отображения (mapper). При использовании IOTA число проекций для каждого импульса $g_{k,l}(t)$ может быть не больше 3×3. При 3-х поднесущих и 3-х моментах времени базиса представляемый импульс сохраняет до 95,5% энергии MFTN импульса.

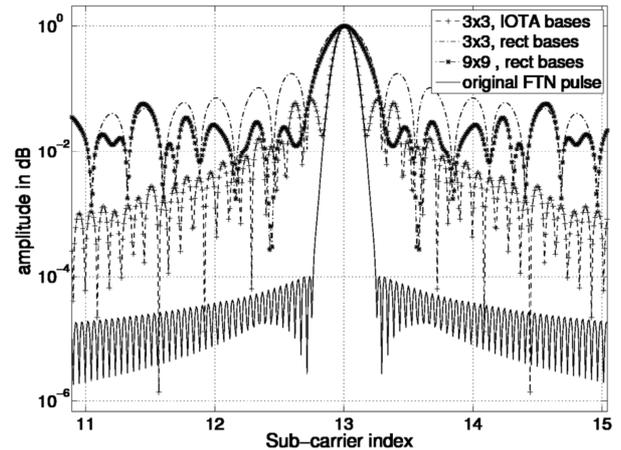


Рис. 8. Спектры исходного и восстановленных импульсов на отдельной поднесущей

Декодирование MFTN модулированных символов

Возможная схема декодирования MFTN модулированных символов должна включать в себя итерационный детектор с согласованным фильтром и систему последовательного подавления интерференции (Successive Interference Cancellation (SIC)). На рис. 9 представлена блок-схема приемника (блоки MFTN передачи выделены серым цветом).

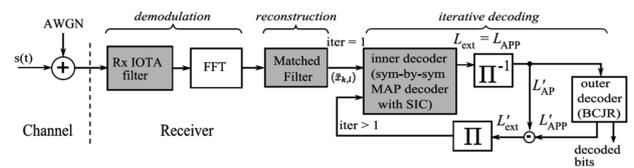


Рис. 9. Блок-схема MFTN приемника

Согласованная фильтрация для восстановления MFTN символов

Демодулированный сигнал со многими несущими представляет собой переданные проекции MFTN символов, искаженные AWGN каналом $\eta_{m,n}$. Для декодирования принятого MFTN модулированного блока в двоичную информацию она должна быть восстановлена из проекций. Аппроксимация исходного MFTN символа получается из принятых символов и предварительно вычисленных проецирующих коэффициентов для этого MFTN символа (схема интерференции определяется коэффициентами $C_{k,l,m,n}$) с использованием согласованного фильтра. Согласованный фильтр на рис. 9 восстанавли-

вает MFTN символы в соответствии с соотношением

$$\bar{x}_{k,l} = \sum_{m,n} C_{k,l,m,n} (x'_{m,n} + \eta_{m,n}), \quad (17)$$

где $x'_{m,n}$ – накопленные проекции MFTN символов, переданные через AWGN канал, $C_{k,l,m,n}$ – предварительно вычисленные проецирующие коэффициенты (они же были использованы в передатчике). Восстановленные так MFTN символы $\bar{x}_{k,l}$ не свободны от МСИ/ИМН, так как они были исходно не ортогональны, когда передавались. В результате восстановление содержит информацию об интересующем символе и интерференции (МСИ и ИМН) вместе с шумовыми компонентами. В процессе согласованной фильтрации шум, на фоне которого принимается сигнал, становится окрашенным (он обозначается как $\eta'_{k,l}$). Соотношение (17) при этом принимает вид

$$\bar{x}_{k,l} = \sum_{m,n} C_{k,l,m,n} x'_{m,n} + \eta'_{k,l}. \quad (18)$$

Подставляя выражение (9) для $x'_{m,n}$ в соотношение (18), получаем

$$\begin{aligned} \bar{x}_{k1,l1} = & \sum_{m,n} C_{k1,l1,m,n} \cdot \left(\underbrace{x_{k1,l1} C_{k1,l1,m,n}}_{\substack{\text{сигнальная составляющая} \\ \text{на } k_1, l_1}} + \right. \\ & \left. + \underbrace{\sum_{(kp,lq) \neq (k1,l1)} x_{kp,lq} C_{kp,lq,m,n}}_{\substack{\text{интерференция+шум на } k_1, l_1}} \right) + \eta'_{k1,l1}. \end{aligned} \quad (19)$$

Из (19) можно видеть, что восстановленный MFTN символ $\bar{x}_{k1,l1}$ на поднесущей k_1 в момент времени l_1 имеет сигнальный компонент $x_{k1,l1}$, интерференцию от соседних символов $x_{k2,l2}, x_{k3,l3}, \dots$ и окрашенный шум $\eta'_{k1,l1}$. Сигнальный компонент из восстановленных символов может быть получен через итерационное декодирование. Декодер должен выполнять посимвольное квазиоптимальное декодирование по максимуму апостериорной вероятности (MAP) с последовательным подавлением интерференции (как внутренний декодер) и декодирование согласно стандартному BCJR алгоритму для сверточного кода, в качестве внешнего декодера, как показано на рис. 9.

Внутренний декодер

Структура внутреннего декодера приведена на рис. 10. Внутренний декодер состоит из вычислителя мягкого выхода, SIC и LLR вычислительных блоков.

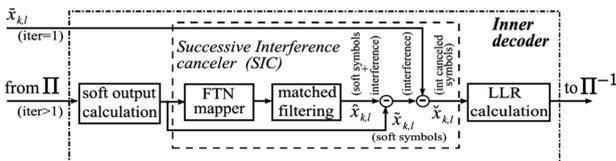


Рис. 10. Внутренний декодер и составляющие его блоки обработки

Вычисление мягкого выхода

Блок вычисления мягкого выхода мягко оценивает символы из логарифма отношения правдоподобия (LLR), полученного из внешнего декодера в виде

$$\begin{aligned} \tilde{x}_{k,l} &= \{+1 \cdot P(x_{k,l} = +1)\} + \{-1 \cdot P(x_{k,l} = -1)\} = \\ &= P(x_{k,l} = +1) - P(x_{k,l} = -1) = \\ &= (1 - P(x_{k,l} = -1)) - P(x_{k,l} = -1) = \\ &= 1 - \frac{2}{1 + e^{LLR(x_{k,l})}}, \end{aligned} \quad (20)$$

где $x_{k,l}$ – OQAM модулированные символы. Отношение правдоподобия LR и LLR определяются следующими соотношениями:

$$\text{Likelihood Ratio}(x_{k,l}) = \frac{P(x_{k,l} = +1 | \mathbf{x})}{P(x_{k,l} = -1 | \mathbf{x})} \quad (21)$$

и

$$\text{LLR}(x_{k,l}) = \ln\left(\frac{P(x_{k,l} = +1 | \mathbf{x})}{P(x_{k,l} = -1 | \mathbf{x})}\right), \quad (22)$$

где \mathbf{x} представляет собой принятую последовательность. Из соотношения (22) можно получить

$$P(x_{k,l} = -1 | \mathbf{x}) = \frac{1}{1 + e^{LLR(x_{k,l})}}. \quad (23)$$

Последовательное подавление интерференции

Концепция SIC известна, широко используется в области коммуникаций и применима к широкому классу проблем. В многопользовательских системах она может быть использована для выделения данных отдельного пользователя [17 – 19]. В настоящем контексте MFTN SIC используется для последовательного подавления МСИ и ИМН, появляющихся при MFTN передаче.

Блоки обработки в SIC для MFTN передачи показаны внутри штриховых блоков на рис. 10. Блоки SIC повторяют те, что использовались для MFTN передачи, то есть MFTN устройство отображения и согласованный фильтр. Символы $\hat{x}_{k,l}$ на выходе каскадов «устройство отображения – согласованный фильтр» представляют собой сумму сигнальной составляющей («мягкого» символа) и интерференции, которую он испытывает от соседних символов (соотношение (19)) из-за MFTN передачи. Соотношение (19) может быть выражено в виде

$$\hat{x}_{k,l} = \underbrace{\tilde{x}_{k,l}}_{\substack{\text{мягкий символ}}} + \underbrace{\sum_{(p,q) \neq (k,l)} \tilde{x}_{p,q} + \eta'_{k,l}}_{\substack{\text{интерференция+шум}}}, \quad (24)$$

где $\tilde{x}_{k,l}$ – сигнальный компонент, $\tilde{x}_{p,q}$ – компонент интерференции. Мягкие выходы ($\tilde{x}_{k,l}$) вычитаются из соответствующих выходов каскадов «устройство отображения – согласованный фильтр» (соотношение (24)) согласно соотношению

$$\hat{x}_{k,l} - \tilde{x}_{k,l} = \sum_{(p,q) \neq (k,l)} \tilde{x}_{p,q} + \eta'_{k,l}. \quad (25)$$

Поскольку оценка интерференции плюс шум вычислена, она может быть подавлена в принятых символах, чтобы оставить более чистый сигнальный компонент, определяемый соотношением

$$\underbrace{\tilde{x}_{k,l}}_{\substack{\text{симв. с под. ант.}}} = \underbrace{\hat{x}_{k,l}}_{\substack{\text{восст. симв.}}} - \underbrace{\{\hat{x}_{k,l} - \tilde{x}_{k,l}\}}_{\substack{\text{оценка ант.+шум}}}, \quad (26)$$

где $\tilde{x}_{k,l}$ – символы с подавленной интерференцией, $\{\hat{x}_{k,l} - \tilde{x}_{k,l}\}$ – оценка интерференции плюс шум, $\bar{x}_{k,l}$ –

принятые символы на выходе первого СФ (MF) после FFT (рис. 9). Символы с подавленной интерференцией $\tilde{x}_{k,l}$ теперь используются как новые принятые символы для вычисления LLR во внутреннем декодере. Во время каждой новой итерации декодирования во внутреннем декодере оценка интерференции улучшается, и устройство SIC очищает восстановленные MFTN символы от шума и интерференции, обеспечивая лучшее качество декодирования.

Вычисление LLR

Вычисление LLR во внутреннем декодере выведено в предположении, что шум является белым, поэтому уравнение для вычисления LLR при посимвольном MAP декодировании является простым (может быть найдено в [20]). LLR вычисляются согласно соотношению

$$L_{ext}\{\tilde{x}_{k,l}\} = \ln\left\{\frac{P(\tilde{x}_{k,l} = +1 | \mathbf{x})}{P(\tilde{x}_{k,l} = -1 | \mathbf{x})}\right\}, \quad (27)$$

которое может быть преобразовано к виду

$$L_{ext}\{\tilde{x}_{k,l}\} = \frac{2\tilde{x}_{k,l}}{\sigma_{N+1}^2}, \quad (28)$$

где $\tilde{x}_{k,l}$ – символ с подавленной интерференцией с размером блока $K = M \times N$. Оценка дисперсии шума плюс интерференция σ_{N+1}^2 из-за MFTN передачи вычисляется как

$$\begin{aligned} \sigma_{N+1}^2 &= \text{var}(\tilde{x}_{k,l}) - \text{var}(x_{k,l}) \\ &\approx \frac{1}{K} \sum_{k,l} \tilde{x}_{k,l}^2 - \frac{1}{K} \sum_0^{K-1} 1 \\ &= \frac{1}{K} \sum_{k,l} \tilde{x}_{k,l}^2 - 1. \end{aligned} \quad (29)$$

На первой итерации внутренний декодер вычисляет LLR, используя символы, восстановленные в процессе согласованной фильтрации, поскольку оценки интерференции нет. В последующих итерациях это делается по символам с подавленной интерференцией. Блок внутреннего декодера непосредственно вычисляет extrinsic – внешние – LLR из входных LLR. Как результат, априорные LLR не должны вычитаться на выходе внутреннего декодера (см. рис. 9).

Выбор частотного и временного расстояния при MFTN передаче

Прежде чем рассматривать качество MFTN приемника, необходимо определиться с обоснованием для выбора конкретных временных и частотных интервалов T_Δ , F_Δ . Строго говоря, хотя конкретные величины T_Δ или F_Δ важны, эффективное улучшение использования выделенного диапазона определяется произведением $T_\Delta F_\Delta$. Как результат, для любого заданного произведения $T_\Delta F_\Delta < 1$, которое обеспечивает повышенную спектральную эффективность, T_Δ и F_Δ могут теоретически принять бесконечное число значений. Однако важно выбрать расстояния по времени и по частоте такие, чтобы интерференция от MFTN символов на их соседей была минимальной по сравнению с интерфе-

ренцией при возможных других величинах временных и частотных интервалов.

Энергия E_{int} интерференции на MFTN импульс при некоторых индексах k_1, l_1 из набора окружающих MFTN импульсов $g_{k,l}(t)$, как функция T_Δ для заданного произведения $T_\Delta F_\Delta$ определяется формулой

$$\begin{aligned} E_{int}(T_\Delta) |_{T_\Delta F_\Delta = P} &= \\ &= \underbrace{\sum_{k,l} \left| \langle g_{k,l}(t), g_{k_1,l_1}(t) \rangle \right|^2}_{\text{полная энергия на } k_1, l_1} - \underbrace{\left| \langle g_{k_1,l_1}(t), g_{k_1,l_1}(t) \rangle \right|^2}_{\text{энергия символа на } k_1, l_1}, \end{aligned} \quad (30)$$

где произведение $T_\Delta F_\Delta$ принимает значения $P = \{0,4, 0,5, 0,6, 0,7, 0,9, 1,0\}$, $g_{k,l}(t)$ относится к гауссовскому импульсу $g(t)$ на поднесущей k в момент времени l на ортогональной сетке. Первый член правой части (30) дает полную интерференцию от всех MFTN импульсов $g_{k,l}(t)$ на MFTN импульс в точке k_1, l_1 . Второй член, который представляет энергию MFTN импульса в точке k_1, l_1 , вычитается для получения чистой интерференции.

На рис. 11 приведены графики зависимости энергии интерференции от MFTN символов на их соседей как функции интервала по времени T_Δ .

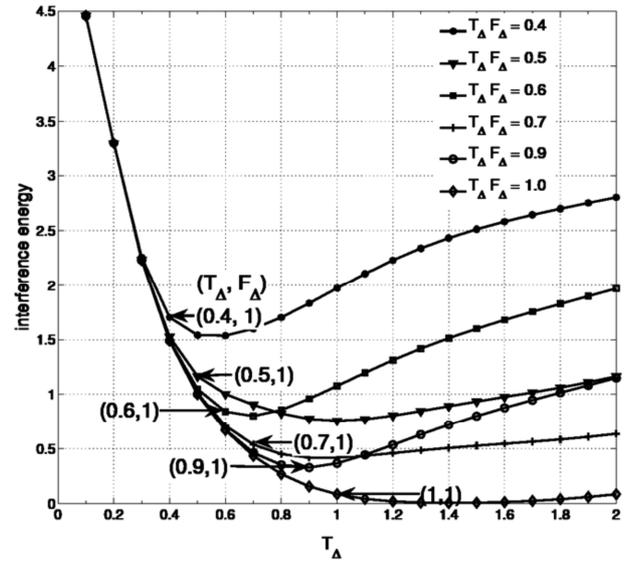


Рис. 11. Графики зависимости энергии интерференции от расстояния по времени T_Δ при разных величинах произведений $T_\Delta F_\Delta$

Каждая кривая на рис. 11 соответствует фиксированному расстоянию по частоте и по времени при $T_\Delta F_\Delta \leq 1$. По оси Y откладывается энергия интерференции, по оси X – расстояние между символами по времени T_Δ . Из рисунка видно, что когда расстояние T_Δ очень мало (импульсы очень близки друг к другу), то полная интерференция на любой символ от его соседей очень высока. Аналогично для случая, когда T_Δ велико (так как F_Δ очень мало). Эти экстремальные величины можно игнорировать, так как высокий уровень интерференции будет иметь сильное влияние на качество декодирования. Оптимальными будут те рабочие точки, где энергия интер-

ференции будет минимальна. В этих оптимальных точках наведенные МСИ и ИМН из-за MFTN передачи будут минимальными для заданного произведения $T_{\Delta}F_{\Delta}$, что улучшает качество декодирования в приемнике. Однако, иногда удобно, чтобы система работала слегка в стороне от оптимальной рабочей точки, например, при $F_{\Delta} = 1$, как показано на рис. 11. При этом за счет изменения одного параметра T_{Δ} просто получить разные значения $T_{\Delta}F_{\Delta}$. Для кривой с $T_{\Delta}F_{\Delta} = 0,5$ рабочая точка при $T_{\Delta} = 1$ является более подходящей в смысле минимальной интерференции, чем выбор $T_{\Delta} = 0,5$. Однако, иногда приходится принимать во внимание аппаратную реализацию. Однородный выбор T_{Δ} и F_{Δ} позволяет получить более простые вычислительные блоки, а также блоки, которые управляют потоками данных. Как будет показано ниже, выбранные рабочие точки дают более эффективную аппаратную реализацию, несмотря на несколько более высокую интерференцию.

Параметры модели приемника и анализ результатов моделирования

Качество работы MFTN декодера оценено путем моделирования в среде Matlab. Последовательность блоков outer encoder – interleaver – inner encoder – multicarrier modulation соответствует MFTN передатчику, показанному на рис. 6. Далее сгенерированные символы передаются через AWGN канал. Последовательность блоков приемника соответствует рис. 9. Качество измеряется в единицах отношения сигнал/шум E_b / N_0 . Во время моделирования предполагается случайное перемежение. Размер информационного блока определяется выбором числа поднесущих N и моментов времени M . Для моделирования была выбрана система с 1000 поднесущих для 20 моментов времени. Число итераций декодирования может выбираться, но было фиксировано и равно 8.

На рис. 12 представлены результаты моделирования приемника, характеризующие качество декодирования MFTN сигналов для разных интервалов передачи T_{Δ} . Из рисунка видно, что при высоких отношениях сигнал/шум характеристики приемника очень хороши и приближаются к теоретическому пределу, соответствующему графикам BER для (7, 5) сверточного кода при $T_{\Delta} = 1,0$ в гауссовском канале без интерференции [21, 22]. При меньших величинах SNR отклонения значительны, так как наведенная интерференция становится слишком сильной для подавления, когда символы собираются вместе [21, 22].

Для SNR=5дБ MFTN система, использующая $T_{\Delta} = 0,4$, имеет низкое качество по сравнению даже с более низкими уровнями SNR. Тогда как для $T_{\Delta} \geq 0,5$ оно улучшается значительно. Из рис. 12 видно, что можно использовать MFTN систему для достижения большей спектральной эффективности, когда условия канала хорошие. MFTN система обеспечивает 2-х кратное улучшение спектральной эффективности по сравнению с OFDM системой, использующей ту же модуляцию, но ценой более высокой сложности обработки в приемни-

ке. Было установлено, что 8 итераций достаточно для генерации близких к оптимальным результатов.

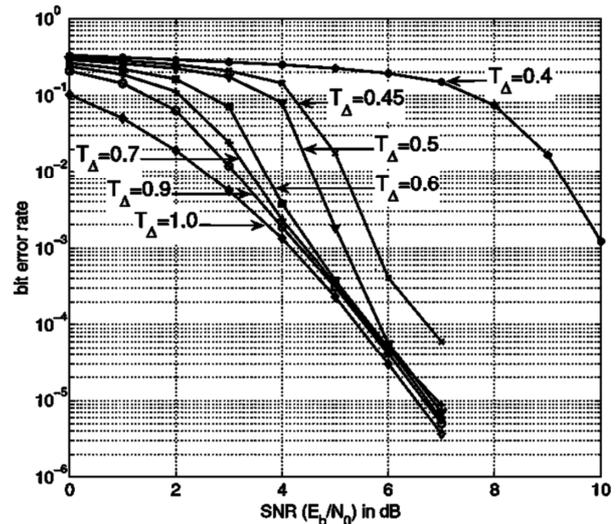


Рис. 12. Графики зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум в зависимости от интервала передачи T_{Δ} при 3×3 конфигурации процирующих коэффициентов

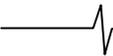
Спектрально эффективная схема мультиплексирования с частотным разделением

В первой части статьи рассматривалась система, эффективность которой повышалась за счет сокращения интервал между передаваемыми символами при неизменной величине F_{Δ} , во второй части будет рассмотрена система, в которой для повышения эффективности при неизменной скорости передачи символов будет сокращаться частотный интервал между поднесущими. Такие системы сейчас называют FDM системами с повышенной спектральной эффективностью – Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing (SEFDM) [23].

Спектральная эффективность обычно определяется как скорость передачи бит, деленная на используемую полосу частот ((бит/с)/Гц). Отсюда можно видеть, что, умножая символьный период T на коэффициент $\alpha < 1$, но удерживая расстояние между поднесущими частотами F , можно повысить спектральную эффективность (за счет возрастания битовой скорости) с коэффициентом примерно $1/\alpha$ для большого числа несущих. Здесь мы зададим спектральную эффективность новой системы как $1/\alpha$ и, следовательно, $\alpha=5/6$ означает спектральную эффективность 120% или выигрыш 20%, но интервал между символами T будет оставлен соответствующим ортогональной системе, а интервал между поднесущими F будет уменьшен в соответствии с величиной α .

Ясно, что при попытках реализации таких систем разработчики сразу сталкиваются с очевидными проблемами. К первой группе проблем можно отнести проблемы эффективной генерации и демultipлексирования сигналов для таких систем, так как прямое применение технологии FFT-IFFT затруднительно. Ко второй группе – проблемы детектирования сигналов в условиях резко возрастающей интерференции между поднесущими.

Рассмотрим возможные пути решения этих проблем в соответствии с работой [23]. Предположим, что система имеет N несущих частот, разделенных интервалом F .



Пусть S_i для $i \in \{0, 1, \dots, N-1\}$ будет символом (комплексное число, выбранное из используемого алфавита сообщений) на несущей i для времени $[0, t)$. Теперь, для простоты игнорируя расстройку частоты начальной несущей, переданный сигнал на интервале $[0, T]$ можно определить соотношением $B(t) = \sum_{k=0}^{N-1} S_k \exp[2\pi ikt/T]$. Для OFDM интерференция между частотами является нулевой, когда сигнал интегрируется по символному периоду. Вместо непрерывного сигнала $B(t)$ можно рассматривать его дискретную версию, представляющую собой отсчеты сигнала $B(t)$ в M дискретных моментах времени из набора $\{0, T/M, 2T/M, \dots, (M-1)T/M\}$. Эта последовательность является отсчетами U_m для $m \in \{0, 1, \dots, M-1\}$, то есть $U_m = B(Tm/M)$ или $U_m = \sum_{k=0}^{N-1} S_k \exp[2\pi ik(mT/M)/T] = \sum_{k=0}^{N-1} S_k \exp[2\pi ikm/M]$. Отсчеты U_m представляют собой дискретную последовательность, которая традиционно используется в OFDM передатчиках, так как она может легко быть сгенерирована с использованием FFT. Непрерывный сигнал затем получается из нее.

Теперь рассмотрим SEFDM систему, для которой $TF = \alpha < 1$. Далее мы полагаем α рациональным, то есть $\alpha = b/c$, где $b, c \in \mathbb{N}$ (множество натуральных чисел). Эквивалентное уравнение для переданного сигнала принимает вид

$$B(t) = \sum_{k=0}^{N-1} S_k \exp[2\pi iktb/cT], \quad (31)$$

где $B(t)$ – непрерывный сигнал в момент времени $t \in [0, T)$. Дискретная версия этого сигнала $U_m = B(Tm/M)$ принимает вид

$$U_m = \sum_{k=0}^{N-1} S_k \exp[2\pi ikmb/cM]. \quad (32)$$

Из-за коэффициента b/c процедура FFT для генерации передаваемого колебания не может быть использована напрямую. Однако существует сравнительно простой способ построения передатчика и декодера, основанный на предположении, что SEFDM система с рациональным α состоит из отдельных перемежающихся OFDM систем.

Представление SEFDM системы

В работе [23] предложено рассматривать систему SEFDM в виде нескольких перемежающихся OFDM систем, как показано на рис. 13.

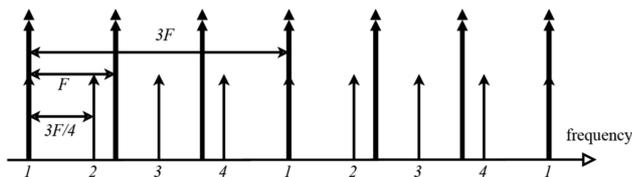


Рис. 13. Диаграмма расположения частот системы SEFDM при $\alpha = 3/4$ (малые стрелки) и системы OFDM (большие стрелки)

На рисунке большие вертикальные двойные стрелки отображают поднесущие OFDM системы с символьным

периодом T и частотным интервалом F . (Напомним, что OFDM система имеет $TF=1$, а SEFDM система имеет $TF = \alpha < 1$.) Меньшие одиночные стрелки соответствуют частотам SEFDM системы с тем же символьным периодом T и частотным интервалом $\frac{3}{4}F$ ($\alpha = 3/4$). Из рис. 13 можно видеть, что SEFDM частоты, отмеченные цифрами 1 по горизонтальной оси, точно согласуются с OFDM частотами, разделенными интервалом $3F$. Другими словами, эти частоты SEFDM соответствуют OFDM системе, которая передает символы только на каждой третьей несущей. Частоты, отмеченные цифрами 2, также формируют OFDM систему, расстроенную по частоте от первой на $\frac{3}{4}F$ и так далее. В общем, если α является рациональным числом $\alpha = b/c$ и $b < c \in \mathbb{N}$ (где \mathbb{N} – множество натуральных чисел), то система SEFDM может рассматриваться как с чередующихся OFDM систем, каждая из которых передает символы на каждой b -й несущей и расстроена одна относительно другой на частоту $\frac{b}{c}F$. Этот принцип будет использован при разработке передатчика и декодера.

Структура SEFDM передатчика

Генерация SEFDM сигналов с использованием IDFT была предложена в [24]. Аппаратная реализация такого передатчика рассмотрена в [25]. Так как SEFDM сигнал может быть описан совокупностью перекрывающихся независимых повернутых (rotated) OFDM сигналов, то можно показать, что SEFDM передатчики могут быть построены с использованием OFDM технологий генерации, в которых сигналы эффективно генерируются на основе IDFT [26]. Пример структурной схемы передатчика, вырабатывающего SEFDM сигнал путем суммирования с повернутых сигналов OFDM, приведен на рис. 14.

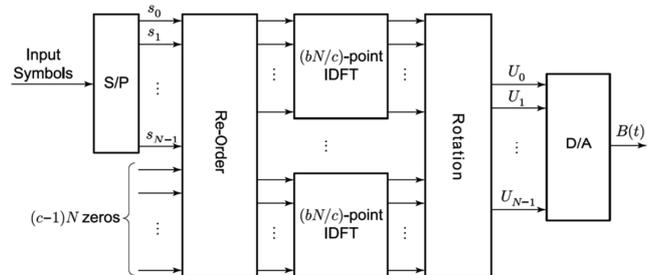


Рис. 14. IDFT реализация SEFDM передатчика

Алгоритм работы SEFDM приемника/декодера

Задачей приемника является восстановление переданных символов путем декодирования сигналов чередующихся OFDM систем. При этом необходимо обеспечить подавление интерференции от других составляющих систем OFDM. По этой причине такой декодер называется stripe decoder – полосовым декодером [23]. Отметим, что приводимый синтез приемника/декодера является эвристическим. Никакого доказательства сходности используемого алгоритма в проанализированных работах не приводится. Однако следует отметить, что приемник/декодер оказывается работоспособным при компьютерном моделировании.

Рассмотрим последовательность операций, необхо-

димых для восстановления переданных символов. Для этого будем считать, что система SEFDM имеет N поднесущих и $\alpha = b/c$. Пусть U будет принятым сигналом (пока без шума). Если система является системой OFDM, то декодирование выполняется просто. Принятые частоты ортогональны, и IDFT восстанавливает символы на каждой несущей. В рассматриваемом случае, если символы для $c-1$ перемешанных OFDM систем известны, то символы оставшейся OFDM системы могут быть получены вычитанием той части сигнала U , которая приходит от $c-1$ OFDM систем с известными символами, и последующим формированием обратного DFT. Если $U(k)$ есть сигнал, приходящий от k -й OFDM системы, то $U - \sum_{k=1}^{c-1} U(k)$ является сигналом, приходящим от OFDM системы $U(0)$. IDFT от $U(0)$ восстанавливает соответствующие символы. Тот же самый процесс будет необходим, если будут известны $U(0), U(2), \dots, U(c-1)$, и надо восстановить $U(1)$. В этом случае перед IDFT должен быть сделан частотный сдвиг $R(1)$. Следует отметить, что если сигнал U искажен белым шумом, рассмотренный процесс может быть использован для получения максимально правдоподобной оценки переданных символов путем округления к ближайшему символу алфавита. Оценки символов для c чередующихся OFDM систем затем улучшаются. Новые оценки вырабатываются вычитанием сигнала от $c-1$ других OFDM систем и формированием IDFT с предварительным частотным сдвигом. Это повторяется в течение J итераций. Получающиеся оценки являются мягкими, не совпадающими с символами используемого алфавита вплоть до последней стадии процесса, когда на полученные оценки отображаются ближайшие символы используемого алфавита.

В целом, алгоритм детектирования может быть записан в виде следующей последовательности действий.

1. Полагаем оценки символов \hat{S} равными $0+0i$.
2. Принимаем $j:=1$ (j – счетчик итераций).
3. Принимаем $\hat{S}(0), \hat{S}(1), \dots$ в качестве оценок символов с перемешанных OFDM систем. Для каждой из c систем по порядку удаляем часть сигнала, генерируемую всеми символами в \hat{S} кроме $\hat{S}(k)$. Используем результат удаления для новой оценки $\hat{S}(k)$ и, следовательно, новой \hat{S} .
4. Если $j < J$, то $j := j+1$ и идем к шагу 3.
5. Окончательно, \hat{S} округляется к ближайшему символу алфавита для каждого оцениваемого символа.

Результаты моделирования

Численное моделирование было выполнено для определения характеристик передающей и декодирующей систем. SEFDM система характеризуется числом несущих N в одном символьном периоде, объемом символьного алфавита, числом отсчетов, полученных для декодирования за один символьный период, коэффициентом сжатия $\alpha = b/c$, отношением сигнал/шум E_b/N_0 . Как отмечалось ранее, спектральная эффективность

SEFDM системы по сравнению с OFDM составляет $1/\alpha$. Так что для $\alpha = 5/6$ спектральная эффективность повышается на 20%, а для $\alpha = 4/5$ – на 25%.

При моделировании системы SEFDM были реализованы три схемы декодирования. Первой является «stripe» схема декодирования. Вторым используемым методом был метод максимального правдоподобия (несмотря на его вычислительную сложность). Третьим был метод сферического декодирования. Для сравнения оценивались погрешности передачи системы OFDM с обычной спектральной эффективностью.

На рис. 15 [23] приведены зависимости вероятности ошибки BER от отношения сигнал/шум E_b/N_0 (dB) для системы OFDM и SEFDM систем с параметрами эффективности $\alpha = 5/6$ и $\alpha = 4/5$.

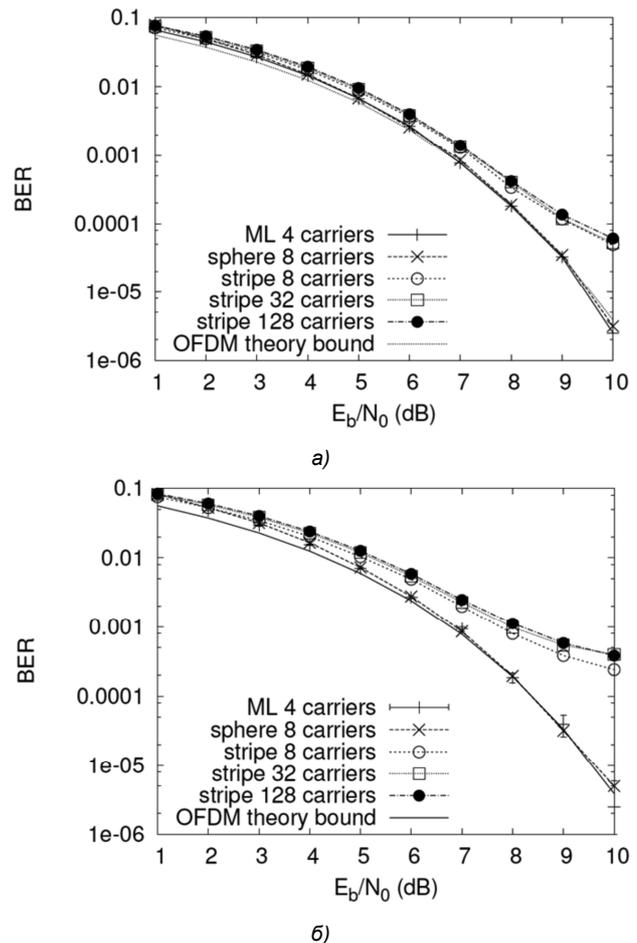


Рис. 15. Зависимости вероятности ошибки BER от отношения сигнал/шум для систем с 4-QAM, $\alpha = 5/6$ (а) и $\alpha = 4/5$ (б)

Из рис. 15 а видно, что при небольшом числе поднесущих ML сферический и полосовой детекторы при повышенной спектральной эффективности ($\alpha = 5/6$) обеспечивают вероятность ошибки, близкую к BER системы OFDM. С увеличением числа поднесущих вероятность ошибки возрастает.

Для системы со спектральной эффективностью $5/4$ (рис. 15 б) ML и сферический детектор продолжают обеспечивать вероятность ошибки, близкую к вероятности ошибки системы OFDM, в то время как для полосового детектора вероятность ошибки существенно повышается.

Из приведенных результатов можно заключить, что используемые принципы позволяют строить системы с повышенной спектральной эффективностью, однако возможности их реализации сильно зависят от используемых схем детектирования.

Получение хороших решений для проблемы декодирования является сложной задачей. В этом направлении были предложены различные подходы. Некоторыми из известных решений для проблемы декодирования являются: zero forcing (ZF) [27, 28], minimum mean squared error (MMSE) [29], the sphere decoder [30, 31] и semi-definite relaxation (SDR) [32, 33]. Maximum likelihood methods имеют очень большую сложность и не могут быть использованы на практике, за исключением случая небольших систем. Методы, такие как SDR, MMSE и ZF, имеют меньшую сложность, но дают худшие вероятности ошибок, особенно когда уровень шума высок или число поднесущих велико [28]. Поэтому они с малой вероятностью могут быть полезными в системах со многими несущими или практическими уровнями шума. В противоположность им, the sphere decoder (SD) является методом динамического программирования, который может достичь оптимального решения. SD исследовался в работах [31, 34]. Были получены обнадеживающие результаты по использованию SD для SEFDM. В работе [35] развит квазиоптимальный детектор на основе SD, использующий semi-definite programming для снижения сложности SD. В работах [36] и [37] предложено использовать fixed complexity sphere decoders (FSD) и затем комбинацию FSD и truncated singular value decomposition (SVD) для решения проблемы переменной сложности SD при сохранении приемлемой вероятности ошибок.

SD имеет два основных недостатка, которые были лишь частично преодолены. Он требует обращения плохо обусловленных матриц (эту проблему помогает решить метод регуляризации, основанный на введении дополнительного шума), и его сложность не является фиксированной [38, 39]. Время вычислений для SD может значительно ухудшиться при большом числе несущих или малом α . Следовательно, практическая реализация может быть возможна только при очень специфических условиях, для относительно малой размерности сигнала ($N \leq 32$) и при высоком отношении сигнал/шум.

С учетом изложенного можно отметить, что вопросы детектирования сигналов в системах SEFDM практически остаются открытыми. Открытыми являются и другие вопросы, возникающие при практическом использовании высокоэффективных систем связи. Это касается вопросов синхронизации, приема сигналов в быстро меняющихся каналах с рассеянием и других.

Заключение

В статье рассмотрены два направления повышения спектральной эффективности систем связи со многими несущими. Проанализированы принципы построения таких систем, приведены результаты моделирования, из которых следует, что рассматриваемые системы при определенных условиях могут обеспечить существенное повышение эффективности использования выделяемых частотных диапазонов. Направления активно

развиваются. Особое внимание уделяется возможностям практической реализации предлагаемых принципов и алгоритмов, хотя многие проблемы еще не решены.

Литература

1. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шумов А.П. Вопросы повышения спектральной эффективности систем связи: неортогональная передача // Цифровая обработка сигналов. 2013. №4. С. 55-64.
2. Fredrik Rusek and John B. Anderson, "Multistream Faster than Nyquist Signaling," IEEE Trans. Commun., vol. 57, no. 5, May 2009, pp. 1329-1340.
3. J.E. Mazo, "Faster-than-Nyquist Signaling," Bell Syst. Tech. J., vol. 54, pp. 1451-1462, Oct. 1975.
4. Rusek F. and Anderson J.B. "The Two Dimensional Mazo Limit," Proc., 2005 IEEE Int. Symp. Information Theory, Adelaide, pp. 970-974, Sept. 2005.
5. Chang R. W. High-speed multichannel data transmission with bandlimited orthogonal signals. Bell System Technical Journal, 45:1775-1796, Dec 1966.
6. Saltzberg B. Performance of an efficient parallel data transmission system. IEEE Trans. on Communication Technology, 15(6):805-811, Dec. 1967.
7. M. Bellanger and J. Daguet. TDM-FDM Transmultiplexer: Digital Polyphase and FFT. IEEE Trans. on Communications, 22(9):1199-1205, Sep. 1974.
8. H. Bolcskei. Orthogonal Frequency Division Multiplexing based on offset QAM, pages 351-352. Birkhauser, 2003.
9. B. Le Floch, M. Alard, and C. Berrou. Coded Orthogonal Frequency Division multiplex. Proceedings of the IEEE, 83(6):982-996, Jun. 1995.
10. P.K. Remvik and N. Holte. Carrier frequency offset robustness for OFDM systems with different pulse shaping filters. In IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM), volume 1, pages 11-15, Nov. 1997.
11. D. Dasalukunte, Multicarrier Faster-than-Nyquist Signaling Transceivers. Ph.D. dissertation, Lund University, 2012.
12. P. Siohan, C. Siclet, and N. Lacaille. Analysis and design of OFDM/OQAM systems based on filterbank theory. IEEE Trans. on Signal Processing, 50(5):1170-1183, May. 2002.
13. M. Muck and J. P. Javadin. Advanced OFDM modulators considered in the IST-WINNER framework for future wireless systems. In 14th IST Mobile and Wireless Communications Summit conference, 2005.
14. J. G. Proakis and D. G. Manolakis. Digital Signal Processing: Principles, Algorithms, and Applications. Prentice-Hall, Inc., 3 edition, 2004.
15. J. P. Javadin and D. Lacroix. Technical description of the OFDM/IOTA modulation. Technical Report R1-03-168, France Telecom R&D, 2003.
16. 3GPP. Feasibility Study for Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) for UTRAN enhancement. Technical Report TR 25.892 V6.0.0, 3rd Generation Partnership Project, Jun. 2004.
17. S. Verdu. Multiuser Detection. Cambridge University Press, 1998.
18. M.C. Reed, C.B. Schlegel, P.D. Alexander, and J.A.

Asenstorfer. Iterative multiuser detection for CDMA with FEC: near-singleuser performance. *IEEE Trans. on Communications*, 46:1693–1699, Dec. 1998.

19. X. Wang and H. V. Poor. Iterative (turbo) soft interference cancellation and decoding for coded CDMA. *IEEE Trans. on Communications*, 47:1046–1061, Jul. 1999.

20. S. Lin and D. J. Costello. *Error Control Coding*. Prentice-Hall, Inc., 2 edition, 2004.

21. F. Rusek. Partial response and faster-than-Nyquist signaling. PhD thesis, Dept. of Electrical and Information Technology, Lund University, 2007.

22. I. Lee. The effect of a precoder on serially concatenated coding systems with an ISI channel. *IEEE Transactions on Communications*, 49(7):1168–1175, Jul. 2001.

23. Clegg, R. G., Isam, S., Kanaras, I., & Darwazeh, I. (2012). A practical system for improved efficiency in frequency division multiplexed wireless networks. *IET Communications*, 6 (4), 449-457. doi:10.1049/iet-com.2011.0365

24. S. I. A. Ahmed and I. Darwazeh, "IDFT Based Transmitters for Spectrally Efficient FDM System," in London Communication Symposium, Sep. 2009.

25. M. R. Perrett and I. Darwazeh, "Flexible hardware architecture of SEFDM transmitters with real-time non-orthogonal adjustment," *Proc. of Int. Conference on Telecommunications*, 2011.

26. S. Weinstein and P. Ebert, "Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 19, no. 5, pp. 628–634, Oct 1971.

27. V. Pammer, Y. Delignon, W. Sawaya, and D. Boulinguez, "A low complexity suboptimal MIMO receiver: The combined ZF-MLD algorithm," *14th IEEE Proceedings on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 2003. PIMRC 2003, vol. 3, pp. 2271–2275 vol.3, 7-10 Sept. 2003.

28. I. Kanaras, A. Chorti, M. Rodrigues, and I. Darwazeh, "A combined MMSE-ML detection for a spectrally efficient non orthogonal FDM signal," *5th International Conference on Broadband Communications, Networks and Systems*, 2008. BROADNETS 2008., pp. 421–425, Sept. 2008.

29. Y.-P. Lin and S.-M. Phoong, "MMSE OFDM and prefixed single carrier systems: BER analysis," in *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 2003, ICASSP '03, IEEE, Hong Kong, Apr. 2003, pp. 229–232.

30. E. Viterbo and J. Boutros, "A universal lattice code decoder for fading channels," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1639–1642, Jul 1999.

31. I. Kanaras, A. Chorti, M. Rodrigues, and I. Darwazeh, "Spectrally Efficient FDM Signals: Bandwidth Gain at the Expense of Receiver Complexity," *IEEE International Conference on Communications*. ICC 2009. Proceedings, June 2009.

32. W.-K. Ma, P.-C. Ching, and Z. Ding, "Semidefinite

relaxation based multiuser detection for M-ary PSK multiuser systems," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, no. 10, pp. 2862–2872, Oct. 2004.

33. I. Kanaras, A. Chorti, M. Rodrigues, and I. Darwazeh, "An Investigation of Semidefinite Programming Detection for a non orthogonal FDM system," *20th Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium 2009, IEEE PIMRC'09, Japan, Tokyo, September 2009*.

34. I. Kanaras, A. Chorti, M. Rodrigues, and I. Darwazeh, "A New Quasi-Optimal Detection Algorithm for a Non Orthogonal Spectrally Efficient FDM," in *9th International Symposium on Communications and Information Technologies 2009, IEEE ISCIT 2009, Incheon, Korea, September 2009*.

35. I. Kanaras, A. Chorti, M. R. D. Rodrigues, and I. Darwazeh, "A Fast Constrained Sphere Decoder for III Conditioned Communication Systems," *IEEE Communications Letters*, vol. 14, no. 11, pp. 999–1001, 2010.

36. S. Isam and I. Darwazeh, "Design and Performance Assessment of Fixed Complexity Spectrally Efficient FDM Receivers," in *IEEE 73rd Vehicular Technology Conference (IEEE VTC'11)*, 2011.

37. S. Isam, I. Kanaras, and I. Darwazeh, "A Truncated SVD Approach for Fixed Complexity Spectrally Efficient FDM Receivers," in *IEEE Wireless Communications & Networking Conference (IEEE WCNC'11)*, 2011.

38. B. Hassibi and H. Vikalo, "On the sphere-decoding algorithm I. Expected complexity," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, no. 8, pp. 2806–2818, Aug. 2005.

39. J. Jalden and B. Ottersten, "On the complexity of sphere decoding in digital communications," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, no. 4, pp. 1474–1484, April 2005.

PROBLEMS AND METHODS OF COMMUNICATION SYSTEMS SPECTRAL EFFICIENCY INCREASING: ORTHOGONAL TRANSMISSION

Bakulin M.G., Kreindelin V.B., Shumov A.P.

Spectral efficiency is a key design issue for all wireless communication systems. Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is a very well-known technique for efficient data transmission over many carriers overlapped in frequency. Recently, several papers have appeared which describe spectrally efficient techniques for multi-carrier systems where the condition of orthogonality is dropped.

Proposed techniques suffer from high complexity or high error rates because of the inter-carrier interference. This work addresses to problems of transmitter and receiver architectures whose design is based on using high efficient OFDM technologies. Results of detailed simulation of systems with different signal types and carrier dimensions are presented.