

УДК 621.396

ВОПРОСЫ ПОВЫШЕНИЯ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ СВЯЗИ: НЕОРТОГОНАЛЬНАЯ ПЕРЕДАЧА

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 Рязанского государственного радиотехнического университета,
e-mail: magnit2250@mail.ru

Ключевые слова: беспроводные системы, неортогональная передача, спектральная эффективность, OFDM, банк поднесущих, концепция Mazo.

Введение

Высокий и постоянно растущий спрос на высокоскоростные услуги беспроводных систем связи приводит к тому, что задача повышения спектральной эффективности таких систем постоянно находится в центре внимания исследователей и разработчиков. Наиболее совершенные современные системы связи основаны на технологии OFDM, причем ключевую роль в обеспечении высокой спектральной эффективности систем связи с OFDM играет ортогональность передаваемых символов и поднесущих. Вместе с тем, в последние несколько лет обозначились направления исследований по повышению спектральной эффективности выше той, которая обеспечивается за счет ортогональности передаваемых символов и поднесущих [1], [2].

В качестве теоретической основы в этих исследованиях принимается работа Mazo [3], в которой исследуется проблема ухудшения качества передачи цифровых данных (рост вероятности ошибки передачи) в ситуации, когда импульсы, удовлетворяющие критерию Найквиста, используются для передачи двоичных данных при наличии шума на скоростях, выше скорости Найквиста (faster-than-Nyquist (FTN)).

В современных исследованиях можно выделить, по меньшей мере, два направления развития темы FTN. Первое направление связано с определением границ принципиальной возможности повышения скорости передачи выше скорости Найквиста при современном уровне развития теории и практики обработки сигналов. Второе направление связано с развитием методов обработки сигналов при повышенных скоростях передачи применительно к действующим высокоэффективным системам связи.

Ниже первое направление будет рассмотрено на основе публикаций, характерных для этого направления исследований.

Исходные предпосылки современных исследований по повышению скорости передачи двоичных символов

Использование импульсов Найквиста вида

Рассматриваются вопросы расширения концепции Mazo по передаче сигналов быстрее Найквиста (faster-than-Nyquist (FTN)) на последовательность импульсов, которые модулируют банк поднесущих. Такое расширение соответствует двумерной FTN передаче. Обработка сигналов при этом подобна обработке при OFDM передаче, но подканалы не являются ортогональными. Несмотря на неортогональные импульсы и поднесущие, метод достигает вероятности ошибки, соответствующей OFDM системе при импульсном приеме, в половине полосы обычной OFDM системы.

$$g(t) = \frac{\sin(\pi t / T)}{(\pi t / T)}$$

для передачи двоичных или многоуровневых данных без межсимвольной интерференции через каналы с полосой $W = 1 / 2T$ Гц является классическим. Если предположить, что принимается последовательность импульсов

$$u(t) = \sum_{n=N_1}^{N_2} a_n g(t - nT), \quad a_n = \pm 1 \quad (1)$$

в аддитивном белом гауссовском шуме с двухсторонней спектральной плотностью мощности $N_0 / 2$ при независимых a_n , то оптимальный детектор обеспечивает вероятность ошибки (bit error rate (BER)) P_e , определяемую соотношением

$$P_e = Q\left(\frac{2\sqrt{E}}{\sqrt{2N_0}}\right), \quad (2)$$

где

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-y^2/2} dy \equiv \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \frac{x}{\sqrt{2}} \quad (3)$$

$\operatorname{erfc}(\cdot)$ означает дополнительную функцию ошибок, E – энергия импульса $g(t)$. В нашем случае $E=T$. Асимптотически для больших отношений сигнал/шум соотношение (2) принимает вид

$$P_e \sim \frac{1}{2} \sqrt{\frac{N_0}{\pi E}} \exp\left(-\frac{E}{N_0}\right). \quad (4)$$

В своей работе [3] Mazo задается вопросом: предположим, что при передаче сигнала (1) получается качество в соответствии с (2), которое является более, чем удовлетворительным. То есть, можно получить $P_e = 10^{-6}$ или 10^{-7} , тогда как 10^{-5} было бы достаточным. Вопрос: до каких пределов можно обменивать это избыточное качество на скорость передачи, заменяя в сигнале (1) T на $T_{\Delta} < T$ и сохраняя постоянной передаваемую мощность? Другими словами, мы продолжаем

использовать импульсы

$$g(t) = B \frac{\sin(\pi t / T)}{(\pi t / T)}, \quad (5)$$

но передаем их с интервалами $T_{\Delta} < T$. Это и есть faster-than-Nyquist transmission – передача со скоростью быстрее скорости Найквиста. Интервал T_{Δ} при этом принято характеризовать соотношением $T_{\Delta} = \rho T$, $0 < \rho < 1$. В этой ситуации ухудшение качества передачи оказывается неизбежным.

Для выявления причин неизбежного ухудшения BER передачи, отметим, что выражение (2) является известной границей для согласованных фильтров при противоположных импульсах, каждый с энергией E , которая определяет качество детектирования бит в случае приема последовательности импульсов. Так как T_{Δ} уменьшается, то импульсы посылаются чаще, и энергия E в каждом импульсе должна уменьшаться в прямой пропорции, так чтобы мощность E / T_{Δ} поддерживалась постоянной.

Это является одной из причин неизбежного ухудшения качества передачи, которая может использоваться в процедуре обмена качества на скорость. Другая причина ухудшения определяется возможностями детектора справиться с интерференцией между символами, то есть тем фактом, что качество понизится ниже определяемого соотношением (2). Исходя из того, что при повышении скорости передачи должна быть изменена энергия импульсов, а также из необходимости учета МСИ, Mazo в своей работе [3] делает вывод о целесообразности использования других факторов, которые определяют качество передачи.

Так, Mazo получает нижнюю границу вероятности ошибки в виде

$$P_e \geq \frac{1}{2^N} \sum_{i=1}^{2N} Q\left(\frac{d[i, j(i)]}{\sqrt{2N_0}}\right), \quad (6)$$

где

$$d^2(i, j) = \int_{-\infty}^{\infty} [u_+^i(t) - u_-^j(t)]^2 dt \quad (7)$$

принимается как «расстояние» между двумя последовательностями (1), которые отличаются в некоторой k -й позиции, то есть в одной последовательности для выбранной позиции $a = +1$, что отображается как $u_+(t)$, а в другой последовательности для выбранной позиции $a = -1$, что отображается как $u_-(t)$. Граница (6) тесно связана с нижней границей Форнея [4], хотя получена по-другому. Нижняя граница Форнея в данной ситуации имеет вид

$$P_e \geq p_m Q\left(\frac{d_{\min}}{\sqrt{2N_0}}\right), \quad (8)$$

где d_{\min} – минимальное расстояние между сигналами (1), которые отличаются в k -й позиции, и p_m – вероятность того, что последовательность, выбранная случайно, имеет импульсы с противоположной полярностью в k -й позиции при расстоянии, равном d_{\min} . Соотношение (6) может быть приведено к виду, подобному (8). Таким образом, в (6) отбрасываются все члены, за исключени-

ем тех, что дают пары $[i, j(i)]$, такие, что $d[i, j(i)] = d_{\min}$. Тогда соотношение (6) принимает вид

$$P_e \geq \frac{\text{число пар}}{2^N} Q\left(\frac{d_{\min}}{\sqrt{2N_0}}\right). \quad (9)$$

Коэффициент перед функцией Q соответствует вероятностному коэффициенту в (8). Когда не удается найти d_{\min} , то соотношение (9) будет использоваться при $d_{\min} = d_0$, где в качестве d_0 будет взято минимальное расстояние, которое удалось найти. Понятно, что в соотношении (9) хотелось бы использовать наименьшее расстояние для максимизации нижней границы вероятности ошибки.

В рассматриваемой задаче d_{\min}^2 определяется согласно выражению [3]

$$\frac{d_{\min}^2}{4E} = \inf_{N; \{a_l = \pm 1, 0\}} \frac{1}{2\pi\rho} \int_{-\rho\pi}^{\rho\pi} \left| 1 - \sum_{l=1}^N a_l e^{il\theta} \right|^2 d\theta, \quad (10)$$

в котором проведена нормировка делением на энергию E . Выражение (10) получено с помощью преобразования Фурье от функции (7) и небольшого преобразования результата. Функция $\inf(\cdot)$ означает точную (наименьшую) нижнюю грань (границу). По утверждению Mazo вычисления согласно соотношению (10) не всегда дают минимум величины (10). Однако численными методами можно получить результаты для $d_0^2/4E$, показанные на рис.

1, где d_0 означает минимальное расстояние, которое удалось найти при разных величинах ρ , то есть при скоростях передачи символов до 2,5 раз выше скорости Найквиста.

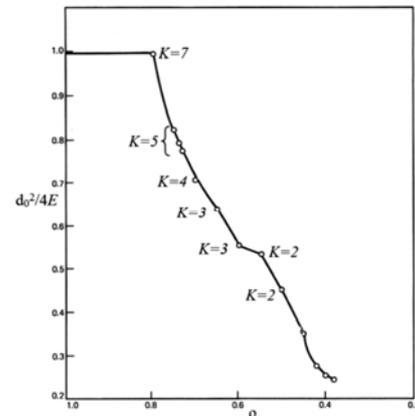


Рис. 1. Наименьшие расстояния между сигнальными последовательностями, которые удалось найти, в зависимости от скорости передачи

Из рис. 1, по мнению Mazo, следует, что для $T_{\Delta} > 0,802T$ минимальное расстояние, а значит и нижняя граница вероятности ошибки передачи не меняется, а значит и **никакой потери асимптотической вероятности ошибки при увеличении символьной скорости на 24.7% выше предела Найквиста нет**. Процент превышения принимается равным $100(1/\rho - 1)$. Mazo также отмечает, что d_0 представляет собой энергию импульса для ρ , уменьшающегося от 1 до 0.8, или, другими словами, для скоростей, превышающих скорость Найквиста до 25 процентов. Таким образом, $d_{\min}^2/4$ не может

быть энергией импульса при $\rho < 0,8$ для этой задачи.

Основной результат работы Mazo, который используется современными исследователями, состоит в том, что скорость Найквиста не является абсолютным пределом, и может быть превышена, по меньшей мере, на 24,7 % при наличии соответствующих методов приема сигналов в условиях возрастающей межсимвольной интерференции.

Что касается МСИ, то она возникает не только при попытках повышения скорости передачи импульсов. МСИ сильно усложняет жизнь при приеме сигналов в быстро меняющихся каналах с рассеянием. И здесь в развитии методов приема в условиях МСИ достигнуты значительные результаты. Но это направление сильно связано с параметрами используемых сигналов и каналов, и борьба с МСИ ведется только в тех пределах, которые диктуются этими факторами. В рассматриваемой задаче (FTN) речь идет о других сигналах и уровнях МСИ, которая фактически сознательно вводится до предела, определяемого качеством приема, поэтому задачи приема сигналов при исследованиях в рамках FTN отличаются от задач, решавшихся для приема в каналах с рассеянием, хотя задачи близки по сути.

Итак, согласно работе Mazo, скорость передачи данных теоретически может быть повышена, по меньшей мере, на 24,7 % без потери асимптотической вероятности ошибки. Современные исследователи развивают эту точку зрения. Рассмотрим одно из теоретических направлений развития точки зрения Mazo на основе работы [1].

Многопотоковая передача данных быстрее скорости Найквиста

В работе [1] концепция Mazo по передаче сигналов быстрее скорости Найквиста распространяется на последовательность импульсов, которые модулируют множество поднесущих. Авторы работы [1] называют этот метод двумерной FTN передачей или многопотоковой FTN (multistream FTN (MFTN)). Обработка сигналов MFTN подобна обработке при OFDM передаче, но подканалы не являются ортогональными. Несмотря на неортогональные импульсы и поднесущие, метод достигает вероятности ошибки, соответствующей OFDM при поимпульсному приему, причем, согласно данным авторов работы [1], метод позволяет сделать это в половине полосы обычной OFDM системы.

Итак, предполагается, что базовые (baseband) сигналы, переносящие двоичные данные, определяются соотношением

$$s(t) = \sqrt{2E_s/T} \sum_n a_n h(t - nT), \quad (11)$$

где a_n – величины данных из алфавита объемом M , $h(t)$ – базовый импульс с единичной энергией. Эта простая форма лежит в основе QAM, TCM и поднесущих системы с OFDM, а также многих других систем связи. В этих системах $h(t)$ представляет собой T – ортогональный импульс, что означает, что корреляция $\int h(t - nT)h^*(t - mT)dt$ является нулевой для $m \neq n$. В

1975 году Mazo [3] отметил, что двоичные импульсы $\text{sinc}(t/T)$ в сигнале (11) могут быть посланы каждые T_Δ секунд, $T_\Delta < T$, без потери в асимптотической вероятности ошибки. Он назвал это FTN передачей, потому что импульсы передаются быстрее, чем допускается пределом Найквиста для ортогональных импульсов.

Рассматриваемая работа [1] расширяет концепцию FTN в частотную область. Это расширение во второе измерение открывает ряд привлекательных возможностей. Многие сигналы вида (11) компонуются по частоте через модуляцию набора несущих с частотами $f_0 + \{f_k\}$ для формирования синфазного и квадратурного (I/Q) сигналов, определяемых вещественной частью сигнала $s(t)$, задаваемого соотношением

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-1} [a_{k,n}^I + ja_{k,n}^O] h(t - nT) e^{j2\pi(f_0 + f_k)t}. \quad (12)$$

Сигнал $s(t)$ представляет собой суперпозицию $2K$ линейно модулированных несущих, и несет в себе $2NK$ величин данных. Матрица $\mathbf{A} = \{a_{k,n}\}$ размером $K \times N$ является матрицей данных и состоит из комплексных данных $a_{k,n} = a_{k,n}^I + ja_{k,n}^O$. K строк этой матрицы соответствуют поднесущим, а N столбцов – временным позициям импульсов. Если $f_k = kf_\Delta$, $k = 0, 1, \dots, K-1$ и f_Δ равно удвоенной односторонней ширине спектра импульса $h(t)$, то $2K$ несущих сигналов являются ортогональными. Если при этом импульсы $h(t)$ ортогональны во времени, то все NK импульсов являются взаимно ортогональными. В системах OFDM $h(t)$ обычно представляет собой прямоугольный импульс длительностью T , поднесущие же, разделенные интервалом $1/T$, ортогональны по частоте, в результате все импульсы являются взаимно ортогональными.

Построение сигналов в случаях *sinc* и OFDM, таким образом, базируется на их ортогональности. Согласно теории, существует порядка $2W\mathfrak{Z}$ ортогональных сигналов в интервале W по частоте и интервале \mathfrak{Z} по времени. Значения данных, модулирующих эти ортогональные сигналы, могут быть независимо максимально правдоподобно протестированы, и поэтому порядка $2W\mathfrak{Z}$ символов могут быть, таким образом, переданы. Возьмем для примера импульс $h(t) = \sqrt{1/T} \text{sinc}(t/T)$ и определим время и полосу сигнала вида (12) некоторым общепринятым методом (таким, как полоса по уровню 99% мощности). Тогда при увеличении K и N $\mathfrak{Z}/N \rightarrow T$, $W = Kf_\Delta = K/T$, и произведение $2W\mathfrak{Z}$ стремится к величине $2(K/T)(NT) = 2KN$, так что соотношение (2) несет столько же значений данных для больших величин NK , как любая схема, основанная на ортогональности. Подобный результат получается, когда $h(t)$ имеет и другую форму, а именно, форму импульса со спектром типа корня из приподнятого косинуса. Для заданного числа символов, переносимых сигналом (12), интервал T можно изменять. При этом W будет обмениваться на \mathfrak{Z} . N также может быть обменена на K , и произведение вре-

мя-полоса в этом случае не затрагивается. То есть сигнал (12) всегда переносит порядка $2W\mathfrak{Z}$ символов.

Если цель состоит в достижении вероятности ошибки для сформированной ортогонально-сигнальной системы (12) без обязательного использования ортогональных сигналов, то ситуация становится более сложной. Примем за вероятность ошибки вероятность ошибки приемника максимально правдоподобной последовательной оценки (maximum likelihood sequence estimation (MLSE)), когда $h(t)$ поддается в (11) вместе с аддитивным белым гауссовским шумом со спектральной плотностью мощности $N_0/2$ в канале. При повышении отношения сигнал/шум E_b/N_0 вероятность неверного детектирования a_n составляет асимптотически $P_e \sim Q(\sqrt{d_{\min}^2 E_b/N_0})$, где d_{\min} представляет собой минимальное евклидово расстояние набора сигналов и $d_{\min} \leq d_{MF}$. Здесь $E_b = E_s/\log_2 M$, E_s – средняя энергия символа и d_{MF} – граничное евклидово расстояние согласованного фильтра для используемого алфавита данных. Расстояние d_{MF} характеризует качество простой передачи ортогональными символами с противоположными величинами данных. Ниже будет рассматриваться двоичный случай, для которого $d_{MF}^2 = 2$, так что целевая вероятность ошибки для ортогональных импульсов определяется согласно величине $Q(\sqrt{E_b/N_0})$. Если K I/Q сигналов (12) не перекрываются по частоте, то та же самая асимптотическая вероятность ошибки применима и в этом случае.

Для достижения большей спектральной эффективности при той же E_b и вероятности ошибки, FTN сигналы должны использовать меньшую полосу частот. Рассмотрим вопрос требуемой полосы частот более подробно. При независимых и одинаково распределенных (IID) символах данных спектральная плотность мощности k -й поднесущей $S_k(f)$ пропорциональна величине $|H(f - kf_{\Delta} - f_0)|^2 + |H(f + kf_{\Delta} + f_0)|^2$, $k = 0, \dots, K-1$, где $H(f)$ является преобразованием Фурье от $h(t)$. При K поднесущих полная спектральная плотность мощности удовлетворяет соотношению (для положительных частот)

$$S(f) \propto \sum_{k=0}^{K-1} S_k(f) = \sum_{k=0}^{K-1} |H(f - kf_{\Delta} - f_0)|^2, \quad (13)$$

$f_0 \gg Kf_{\Delta}$

Нормированное произведение время-полоса (normalized time-bandwidth product (NTB)) для такой передачи равно

$$NTB = \frac{WT_{\Delta}}{2RK} \Gamma_{\mathfrak{z}} \times c / \text{бит} \quad (14)$$

где W – ширина полосы для положительных частот согласно соотношению (13), $T_{\Delta} \leq T$ – действительная длительность символа и R – число бит, переносимых каждым символом поднесущей. Каждая поднесущая переносит $2R/T_{\Delta}$ бит/с, считая I и Q. Для одной поднесущей, согласно уравнению (1), W есть базовая полоса

$H(f)$. Величина NTB является мерой произведения время-полоса на один бит. Простое временное масштабирование $s(t)$ не влияет на NTB , так как спектр соответственно масштабируется на обратную величину. Поскольку T_{Δ} уменьшается для неизменной формы $h(t)$, то FTN сигнал начинает передаваться быстрее и его NTB снижается. В случае базового сигнала с одной несущей полная спектральная плотность мощности представляет собой $|H(f)|^2$ с полосой W , и если T_{Δ} уменьшается, то символю-нормализованный спектр и NTB также снижаются, но импульсы приходят чаще. Это эквивалентно фиксированной величине T и соответствующему масштабированию в сторону увеличения длительности импульса h с коэффициентом T/T_{Δ} . Это сужает полосу частот и снижает NTB точно таким же образом. В любом случае, произведение время-частота на бит данных становится меньше. При K поднесущих вычисления более сложны, но результат получается тот же самый.

В статье Mazo [3] в результате рассмотрения системы с одной поднесущей и двоичными $\text{sinc}(\cdot)$ импульсами получен удивительный результат, состоящий в том, что d_{\min}^2 фактически равно $d_{MF}^2 = 2$ для $T_{\Delta} > 0.802T$, и никакой потери асимптотической вероятности ошибки при увеличении символю-нормализованной скорости на 24.7% выше предела Найквиста и снижении NTB с 1 Гц*с/бит до 0.802 нет. При этом, однако, в принципе требуется полное MLSE детектирование, при котором сравниваются сигналы всех N символов с полной принятой смесью сигнала и шума. Причина такого поведения d_{\min}^2 может быть видна из анализа событий ошибок, которые могут произойти при уменьшении T_{Δ} и росте скорости следования импульсов. В этом случае другие ошибки, в конечном счете, имеют место при расстоянии между последовательностями меньше, чем $d^2 = 2$ для противоположных сигналов, которые ведут к d_{MF} . Но эти ошибки не случаются немедленно и могут быть редким событием.

Более поздние исследования показали, что подобный феномен (сохранение асимптотической вероятности ошибки) имеет место и при других ортогональных $h(t)$, наряду с sinc , импульсах [5], [6]. Для импульсов с характеристикой типа корня из приподнятого косинуса и избыточной полосой 30%, например, T_{Δ} может иметь величину 0.703T. Существует меньшее T_{Δ} и для гауссовских импульсов, которые неортогональны для любых T . Более того, такой предел появляется и при небинарной передаче с предварительным кодированием и с линейной кодовой модуляцией, основанной на жесткой фильтрации [6], [7]. Все эти случаи могут быть подытожены следующим образом: вероятность ошибок линейной передачи сигналов вида (11) остается неизменной при сужении нормализованного спектра до некоторой достаточно узкой полосы, после которой вероятность ошибок резко возрастает.

Неизменность асимптотической вероятности ошибок наблюдается, несмотря на возрастающую МСИ. Порог сужения нормированного спектра и соответствующей

ему полосы частот авторы работы [1] назвали *пределом Mazo*. Его значение состоит в том, что он показывает, при каких условиях оказывается нецелесообразным передавать сигналы в широком диапазоне частот в линейном канале с белым шумом, и можно передавать сигналы в более узкой полосе, если, правда, при этом возможна необходимая для этого обработка сигнала на приемной стороне. В развитие темы FTN была предложена так называемая многопоточковая FTN передача, то есть FTN передача со многими несущими.

Идея многопоточковой FTN передачи введена в работу [8]. MFTN передачу полезно представить как двумерную передачу, при которой символы могут быть ассоциированы с точками решетки на плоскости частота-время, расположенными через интервалы f_{Δ} и T_{Δ} . Это проиллюстрировано на рис. 2.

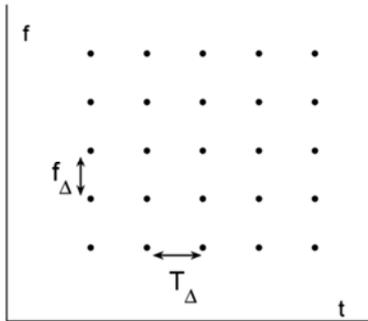


Рис. 2. Двумерная передача согласно Mazo во времени и по частоте. Точки отображают символы, отстоящие друг от друга на f_{Δ} и T_{Δ}

Импульсы располагаются в каждом узле решетки. В работе [8] приводятся примеры того, что одновременное частотное и временное сжатие может увеличить число символов, переданных в заданной области время-частота, при той же вероятности ошибки P_e . Одномерное сжатие не обеспечивает такого увеличения.

Какая полная область время-частота занимает передачей? К этому вопросу может быть несколько подходов. Спектральные и временные боковые лепестки интерферируют с сигналами соседних пользователей по частоте и времени. Для средних величин произведений НК (для пакета, скажем, в 100-10000 бит) боковые лепестки дают значительный относительный вклад. В статье [1] N и K полагаются достаточно большими, так что боковые лепестки относительно малы. Площадь решетки составляет порядка $NKf_{\Delta}T_{\Delta}$ Гц×с, и NTB стремится к $f_{\Delta}T_{\Delta}$ Гц×с/бит. Отношение N и K может быть изменено как угодно до тех пор, пока N и K дают то же произведение. Для случая бинарного ортогонального сигнала $\text{sinc}(t/T)$ получается $f_{\Delta} = 1/T$, $T_{\Delta} = T$, и NTB равно $f_{\Delta}T_{\Delta} = 1$ Гц×с/бит. Это значение обеспечивает полезную опорную точку для других импульсов и систем. Так как изменение только величины T не меняет NTB (при изменении T можно изменить f_{Δ} и вернуть значение NTB), то можно принять $T=1$.

Когда f_{Δ} становится меньше, чем полоса модулированной поднесущей, то взаимосвязи сигнала, которые

обуславливают величину d_{\min} , работают по новому, и структура евклидова расстояния становится меняющейся во времени. Аналитические результаты известны только в специальных случаях [9], [10]. Нахождение d_{\min} в этой новой ситуации сложно, но возможно. Изучение евклидова расстояния для сигналов с различными импульсами $h(t)$ показывает, что $d_{\min}^2 = 2$ может иметь место и при 0,5 Гц×с/бит, то есть при половине опорной величины $f_{\Delta}T_{\Delta} = 1$ Гц×с/бит, соответствующей импульсам вида sinc .

На рис. 3 и 4 [1] приведены результаты поиска комбинаций f_{Δ} и T_{Δ} (предела Mazo), которые имеют наименьшее произведение для импульсов с характеристической типа корня из приподнятого косинуса (root RC) и гауссовских импульсов. Из рисунков видно, какой предел Mazo может быть достигнут при выбранной форме импульсов и разных скоростях передачи, выше скорости Найквиста. Квадрат оцененного минимального расстояния всех комбинаций равен 2.

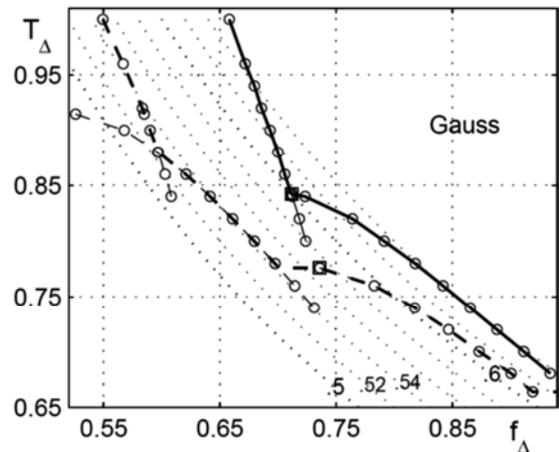


Рис. 3. Оценки позиций двумерного предела Mazo для двоичной гауссовскими импульсами

На рис. 3 приведен случай гауссовского импульса $h(t) = \sqrt{1/2\pi\sigma^2} \exp(-t^2/2\sigma^2)$, нормализованного к $\sigma^2 = 0,399^2$. Штриховые линии показывают предел для противоположных импульсных последовательностей, задержанных на половину длительности символа относительно друг друга. Точечные графики представляют контуры постоянных $f_{\Delta}T_{\Delta}$. Минимальное расстояние ищется здесь по всем временам старта в событиях ошибок. Перекрывающиеся кривые показывают траекторию для каждого семейства критических событий. Рассмотрим траекторию для одной критической последовательности ошибок с расстоянием d^2 . Так как T_{Δ} уменьшается, то f_{Δ} , чтобы сохранить $d^2 = 2$, возрастает, создавая обычно выпуклую взаимосвязь f_{Δ} и T_{Δ} . В конце концов, одно только временное сжатие не позволяет получить $d^2 = 2$ ни при каком значении f_{Δ} , и в результате получается горизонтальный участок. В верхней левой выпуклой части T_{Δ} велико, и получается, что ни какая f_{Δ} не приводит к $d^2 < 2$. Этот участок просто останав-



ливается при некотором $f_{\Delta}^{\square}, T_{\Delta}^{\square}$ (квадратные знаки отмечают две таких точки на рис. 3). Если эта часть траектории есть окончательный предел Mazo, то при $T_{\Delta}=T_{\Delta}^{\square}$ предел Mazo должен сдвигаться горизонтально на следующее значение произведения.

Отметим, что $h(t)$ здесь не ортогональны ни при каком T , и гауссовский импульс имеет важные особенности в тех случаях, когда важны одновременно и временные и частотные боковые лепестки [11].

На рис. 4 построены несинхронные пределы Mazo для импульсов с характеристиками корня из приподнятого косинуса с 10 % и 30 % избыточными полосами и случая, когда альтернативные последовательности импульсов задержаны на $T_{\Delta}/2$ для импульсов с 10 % избыточной полосой (штриховая линия). Штриховые линии показывают предел для противоположных импульсных последовательностей с 10 % избыточной полосой, задержанных на половину длительности символа относительно друг друга. Точечные графики представляют контуры постоянных $f_{\Delta}T_{\Delta}$.

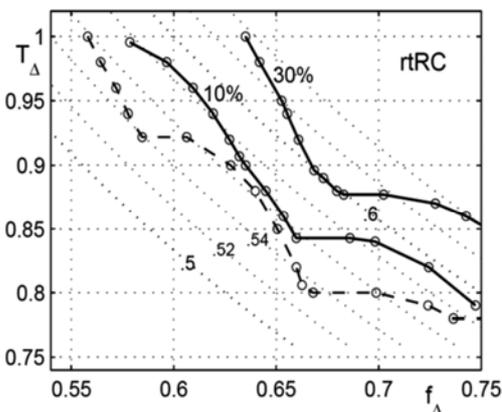


Рис.4. Оценки позиций двумерного предела Mazo для несинхронной двоичной передачи импульсами корня из приподнятого косинуса с избыточной полосой 10 % и 30 %.

Поиск снова велся по всем стартовым моментам времени в событиях ошибок. Из рисунка можно видеть, что наименьшее произведение для импульсов с 30 % избыточной полосой составляет порядка 0,60 при ($f_{\Delta} \approx 0,67, T_{\Delta} \approx 0,88$); для импульсов с 10% избыточной полосой оно улучшается до произведения 0,556 при ($f_{\Delta} = 0,660, T_{\Delta} = 0,843$). Задержки улучшают случай 10% избыточной полосы до 0,534 при ($f_{\Delta} \approx 0,66, T_{\Delta} \approx 0,80$); импульс с 30 % избыточной полосой задержками улучшается аналогично. Эти величины произведений являются очень хорошими, но авторы нашли некоторые синхронные случаи для 10 % избыточной полосы с T_{Δ} в диапазоне 0,78–0,9, для которых $f_{\Delta}T_{\Delta} = 1/2$. Это представляет собой удвоение спектральной эффективности опорного sinc случая и OFDM.

Квадрат оцененного минимального расстояния всех комбинаций равен 2.

Из приведенных результатов следует, что теоретически, по сравнению с системой с OFDM, спектрально-временная эффективность может быть повышена в 1,5-2 раза. Но, разумеется, необходимы возможности реализации полученных пределов повышения спектральной эффективности и скорости передачи данных.

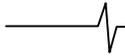
Рассмотрим возможности реализации полученных пределов повышения спектральной эффективности и скорости передачи данных, следуя работе [1].

Детектирование в системах со сверточным кодированием

Детектирование переданных MFTN сигналов является трудной задачей. Понятно, что могут быть использованы методы пониженной сложности, и, чтобы избежать простого обмена сокращения полосы на более высокую энергию символа, приемник должен достичь по существу качества полного MLSE. Методы детектирования с пониженной сложностью появились в работах [12 - 15], но все они работают с качеством, далеким до MLSE, чтобы полностью использовать возможность сокращения полосы. В [8] рассмотрен простой M-алгоритм, но оказывается, что метод работает только для 2-4 поднесущих. В [16] предложен усовершенствованный итерационный детектор. BER для детекторов при высоком отношении сигнал шум близко соответствует основному соотношению $P_e \sim Q(\sqrt{d_{\min}^2 E_b/N_0})$. Сложность, однако, остается значительной.

Детектирование становится намного более простым, если с системой MFTN используется перемежитель и внешний код. В результате получается более практичная система MFTN. Рассмотрим такую систему более подробно. В качестве внешнего кода используется сверточный код со скоростью 1/2. Такие коды при небольшой памяти имеют кодовый выигрыш 4 - 5 дБ. Так же как система без кодирования могла сохранять свою BER до некоторого критического произведения $f_{\Delta}T_{\Delta}$, система с каскадным кодом может сохранить кодовый выигрыш внешнего кода до другого произведения $f_{\Delta}T_{\Delta}$. В результате может оказаться, что это критическое произведение стало меньше, чем для системы без кодирования. Таким образом, потенциал MFTN возрастает для систем с кодированием. Каскадное кодирование для двумерных МСИ каналов исследовалось, например, в работах [17 - 19], но не с MFTN-индуцированной МСИ.

В работе [1] рассматривается модель системы, которая включает в себя последовательность: Сверточный кодер → Перемежитель → Устройство отображения двоичных величин в K потоков → MFTN модулятор. Память сверточного кода равна ν . Последовательность из 10000- ν IID информационных бит вначале кодируется с помощью сверточного кода; это генерирует кодовое слово ν длиной 20000, которое перемеживается для получения ν' . Далее следует отображение ν'_l, ν'_{l+1} в один символ $a_{k,n} \in \{\pm 1 \pm j\}$, где k и n найдены из l с помощью заранее определенной схемы. Переданный сигнал $s(t)$ формируется согласно (12) из последовательности символов \mathbf{a} ; далее в работе используются 20 поднесущих, то есть $K=20$ и, таким образом $N=500$. Тест проводился и с меньшим числом поднесущих. Когда их число возрастает, то BER в общем ухудшается. Но при 5-8 поднесущих наступает насыщение BER, то есть BER для $K=10$ практически идентична BER для $K=20$, которая представлена здесь. Поэтому можно быть уверенными, что BER не меняется, если используется много поднесущих, например $K=64$ или 256.



Благодаря наличию перемежителя, возможно прямое итерационное детектирование, соответствующая блок-схема приведена на рис. 5.

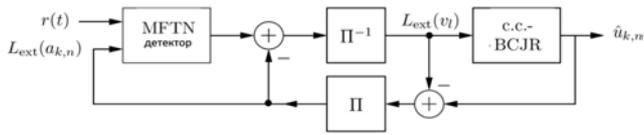


Рис.5. Блок-схема итерационного детектирования кодированной MFTN. На схеме $r(t)$ – принимаемый сигнал, с.с.-BCJR – BCJR для сверточного кода.

Для детектирования необходимы два детектора с мягким входом и мягким выходом, один для сверточного кодера и один для передающей системы MFTN, которая совместно с устройством отображения (mapper) рассматривается как внутренний кодер. Далее детектор для системы MFTN называется просто детектором, а внешний детектор рассматривается как декодер. Стандартный полный алгоритм BCJR [20] будет использоваться как декодер для сверточного кода, но детектор MFTN не является стандартным. Если желательно оптимальное детектирование, то сложность увеличивается, и здесь также требуется метод с пониженной сложностью.

Рассмотрим структуру MFTN детектора. Базовое представление сигнала (12) имеет вид

$$s_{bb}(t) = \sum_n \sum_k a_{k,n} h(t - nT_\Delta) e^{j2\pi f t k} . \quad (15)$$

Детектор принимает зашумленный сигнал $r(t) = s_{bb}(t) + n(t)$, где $n(t)$ – комплексный белый гауссовский шум. Первый шаг в приемнике состоит в том, чтобы спроецировать $r(t)$ на базовые функции $h(t - nT_\Delta) e^{j2\pi f t k}$, то есть вычислить

$$R_{k,n} = \int_{-\infty}^{\infty} r(t) h^*(t - nT_\Delta) e^{-j2\pi f t k} dt . \quad (16)$$

Элементы $R_{k,n}$ формируют матрицу \mathbf{R} , которая на практике может быть эффективно реализована банком согласованных фильтров со скоростью отсчетов $1/T_\Delta$. Матрица \mathbf{R} представляет собой достаточную статистику для оценивания $\{a_{k,n}\}$, и в последующем \mathbf{R} называется просто принятым сигналом. С учетом этого можно записать $\mathbf{R} = \mathbf{S} + \mathbf{N}$. Часть \mathbf{S} величины \mathbf{R} равна

$$S_{k,n} = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{m,l} a_{l,m} h(t - mT_\Delta) e^{j2\pi t(l-k)f\Delta} h^*(t - nT_\Delta) dt . \quad (17)$$

Шумовая матрица \mathbf{N} определяется соотношением

$$N_{k,n} = \int_{-\infty}^{\infty} n(t) h^*(t - nT_\Delta) e^{-j2\pi f t k} dt . \quad (18)$$

Переменные $N_{k,n}$ не являются белыми.

Цель детектора состоит в максимизации апостериорной вероятности (APP) индивидуального бита, то есть оценка бита равна

$$\hat{a}_{k,n}^{I/Q} = \arg \max_{a \in \{-1,1\}} \Pr(\hat{a}_{k,n}^{I/Q} = a | \mathbf{R}) . \quad (19)$$

Надстрочный индекс I/Q означает “I соответственно

Q”. Когда этот индекс опущен, то мы имеем в виду комплексное a . Вместо работы с вероятностями удобнее работать с логарифмами отношения правдоподобия (LLR)

$$L(a_{k,n}^{I/Q}) = \log \frac{\Pr\{a_{k,n}^{I/Q} = 1\}}{\Pr\{a_{k,n}^{I/Q} = -1\}} . \quad (20)$$

Из $L(a_{k,n}^{I/Q})$ можно непосредственно найти LLRs $L(v_l)$. Поскольку символы данных независимы, то можно, как обычно, выразить условный LLR $L(a_{k,n}^{I/Q} | \mathbf{R})$ как

$$L(a_{k,n}^{I/Q} | \mathbf{R}) = L_{ext}(a_{k,n}^{I/Q} | \mathbf{R}) + L(a_{k,n}^{I/Q}) , \quad (21)$$

где $L_{ext}(a_{k,n}^{I/Q} | \mathbf{R})$ означает внешнюю (extrinsic) информацию об $a_{k,n}^{I/Q}$, содержащуюся в \mathbf{R} .

Достоверные апостериорные вероятности (APPs) бит данных могут быть найдены с помощью многомерного алгоритма BCJR [20], но его сложность растет экспоненциально с K , и APPs должны быть аппроксимированы более простыми значениями. Детектор будет, таким образом, рассматривать только часть символов одновременно. Остальное будет действовать как шум. Символы $\{a_{k,n}\}$ сгруппированы в две группы, \mathbf{A}_{dec} и \mathbf{A}_{int} . Символы в \mathbf{A}_{dec} предлагается декодировать сразу, а те, что в \mathbf{A}_{int} , действуют как шум. Переданные базовые сигналы $s_{bb}(t)$ могут быть выражены как $s_{bb}(t) = s_{dec}(t) + s_{int}(t)$, где $s_{dec}(t)$ и $s_{int}(t)$ являются составляющими от символов из \mathbf{A}_{dec} и \mathbf{A}_{int} соответственно. Детектор будет основываться на последовательном подавлении интерференции [21]. Во время декодирования сигнала $s_{dec}(t)$ мягкая оценка $\hat{s}_{int}(t)$ сигнала $s_{int}(t)$ формируется на основе мягкой информации обо всех символах в \mathbf{A}_{int} :

$$\hat{s}_{int}(t) = \sum_B b_{k,n}^{I/Q} h(t - nT_\Delta) e^{j2\pi f t k} \quad (22)$$

где $B = \{(k,n) : a_{k,n} \in \mathbf{A}_{int}\}$ и $b_{k,n}^{I/Q}$ есть мягкие оценки $a_{k,n}^{I/Q}$, определяемые соотношением

$$b_{k,n}^{I/Q} = \Pr\{a_{k,n}^{I/Q} = 1\} - \Pr\{a_{k,n}^{I/Q} = -1\} = \tanh\left[\frac{1}{2} L_{ext}(a_{k,n}^{I/Q} | \mathbf{R})\right].$$

Далее $\hat{s}_{int}(t)$ проецируется на базовые функции, с проекциями, обозначенными как $\hat{\mathbf{S}}(\mathbf{A}_{int})$. Окончательно, оцениваемый принятый сигнал при детектировании символов в \mathbf{A}_{dec} формируется как

$$\hat{\mathbf{R}}(\mathbf{A}_{dec}) = \mathbf{R} - \hat{\mathbf{S}}(\mathbf{A}_{int}) . \quad (23)$$

Совместно с внешней информацией $L_{ext}(a_{k,n}^{I/Q} | \hat{\mathbf{R}}(\mathbf{A}_{dec}))$ о символах $a_{k,n}^{I/Q}$ в \mathbf{A}_{dec} сигнал $\hat{\mathbf{R}}(\mathbf{A}_{dec})$ передается в алгоритм детектирования.

Если $\mathbf{A}_{dec} = \{a_{k,n}, \forall n, k\}$ и $\mathbf{A}_{int} = \emptyset$, то снижения сложности нет вообще. Мы будем рассматривать только

часть $\mathbf{A}_{\text{dec}} = \{a_{k',n}, \forall n\}$, то есть все символы несущей k' . Для этого сектора $s_{\text{dec}}(t)$ может рассматриваться как сигнал с одной несущей, основанный на вещественной форме импульсов $h(t)$. Из этого следует, что его вещественная и мнимая части могут быть протестированы независимо, и это есть, таким образом, вопрос детектирования двоичных символов в канале с ISI и AWGN. Если детектор использует L ISI отводов как достаточные, то сложность полного BCJR составляет 2^L . В рассматриваемой работе полный алгоритм BCJR будет использован при $L \leq 5$ и, таким образом, там не больше 32 состояний в детекторе BCJR. Остается еще одна техническая деталь. Классический детектор BCJR предназначен для работы в условиях белого шума, которого в данном случае нет. Поскольку $h(t)$ имеет большую длительность, теоретически бесконечную, то обеление выходных сигналов дискретных согласованных фильтров является сложной задачей. Однако алгоритм, эквивалентный BCJR, который работает непосредственно по отсчетам с выхода согласованного фильтра, был выведен в [22]. Этот алгоритм предполагает окрашенный шум и не является в точности BCJR, но он имеет такой же выход, как точный BCJR, работающий по обеленной версии \mathbf{R} , и мы будем использовать его как BCJR.

Структура внутренней части детектора MFTN (рис. 5) для поднесущей k' показана на рис. 6.

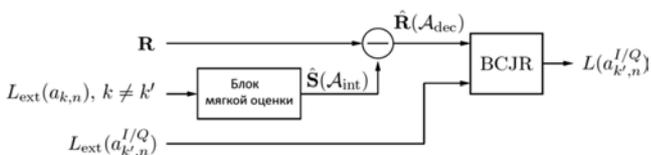


Рис. 6. MFTN детектор для поднесущей k' .

Несколько слов по части $\mathbf{A}_{\text{dec}} = \{a_{k',n}, \forall n\}$. Если $T_{\Delta} = T$, то ISI отсутствует, и BCJR на рис. 7 становится бессмысленным, поскольку там нет зависимости по каждому каналу в сигнале $\hat{\mathbf{R}}(\mathbf{A}_{\text{dec}})$. Если T_{Δ} близко к 1, $f_{\Delta} \ll 1$, то там есть некоторая ISI, но ICI при этом много сильнее. В этом случае имеет больше смысла использовать часть $\mathbf{A}_{\text{dec}} = \{a_{k',n'}, \forall k'\}$, то есть разрушать только ICI. Для f_{Δ} и T_{Δ} примерно одинаковой величины могут быть использованы гибридные методы. Некоторые итерации могут использовать $\mathbf{A}_{\text{dec}} = \{a_{k',n}, \forall n\}$, а некоторые – $\mathbf{A}_{\text{dec}} = \{a_{k',n'}, \forall k'\}$.

Рассмотрим результаты моделирования приемника. В качестве внешнего кода был взят (7,5) сверточный код, а в качестве $h(t)$ – импульс с характеристикой типа корня из приподнятого косинуса с 30% избыточной полосой. Число итераций приемника ограничено 7. В каждом тесте приемника было протестировано 1000 блоков по 10000 информационных бит.

На рис. 7 приведены результаты тестирования для трех комбинаций параметров: $f_{\Delta} = 1,174$, $T_{\Delta} = 0,46$ (произведение равно 0,54), $f_{\Delta} = 0,5682$, $T_{\Delta} = .88$ (произведение равно 0,5) и $f_{\Delta} = 0,75$, $T_{\Delta} = 0,60$, (произведение равно 0,45). На рисунке показаны характеристики для сверточного кода и канала без МСИ.

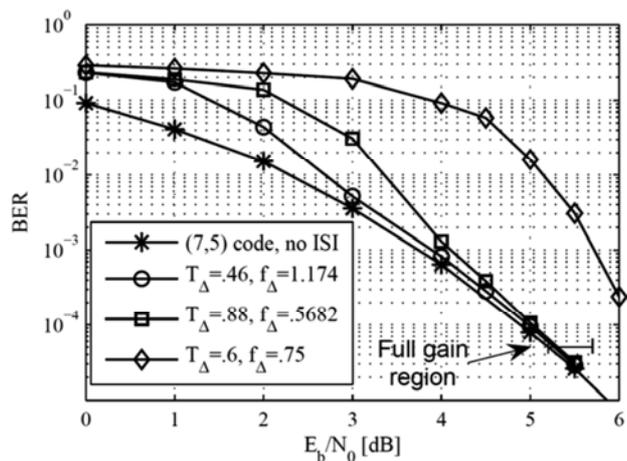


Рис. 7. Результаты моделирования приемника для кодированной MFTN.

Как видно из рисунка, при высоком E_b/N_0 передающие системы MFTN с кодированием фактически в состоянии поддержать полный кодовый выигрыш внешнего кода, при значительно меньшей полосе. Подобное явление часто наблюдается при турбовывравнивании. Если сжатие достаточно сильное, вызывающее значительные ISI/ICI, то система отходит от качества внешнего кода. Но, в конце концов, она достигнет его, если T_{Δ} достаточно велико. Из рисунка видно, что система с наименьшим произведением $f_{\Delta}T_{\Delta} = 0,45$ не сошла к качеству внешнего кода. Это может быть результатом плохо выбранных параметров T_{Δ} и f_{Δ} , а не слишком маленького произведения $f_{\Delta}T_{\Delta}$.

Чтобы посмотреть, какие системы будут сходиться при практических значениях E_b/N_0 , существует сильное средство – Extrinsic Information Transfer (EXIT) charts. Хотя их обоснованность открыта для дискуссии, и они не совершенны в случае конечной длины блоков и неидеальных перемежителей, они быстро дают понимание механизма итерационной сходимости. В нашем случае шум фактически не является гауссовским, из-за интерференции от неидеального $\hat{S}(\mathbf{A}_{\text{int}})$, и это слегка ухудшает EXIT charts. EXIT charts не использовались, когда определяли, какие комбинации f_{Δ} и T_{Δ} дают полный кодовый выигрыш. Это основывается исключительно на тестах приемника.

Будем считать, что система MFTN достигает полного кодового выигрыша, если кодированная система MFTN требует не больше 0.5 дБ дополнительной мощности по сравнению со сверточным кодом и каналом без МСИ для достижения $\text{BER } 5 \cdot 10^{-5}$. Определение иллюстрируется на рис. 8. Кодированные системы MFTN, которые проходят через область полного выигрыша, считаются достигающими полного кодового выигрыша.

Сейчас можно прямо выделить комбинации параметров и найти, где присутствует полный кодовый выигрыш. На рис. 8 показаны комбинации f_{Δ} and T_{Δ} , которые позволяют получить полный кодовый выигрыш для сверточных кодов (7,5) и (74,54), где значки \times соответствуют коду (7,5), а значки \circ – коду (74,54).

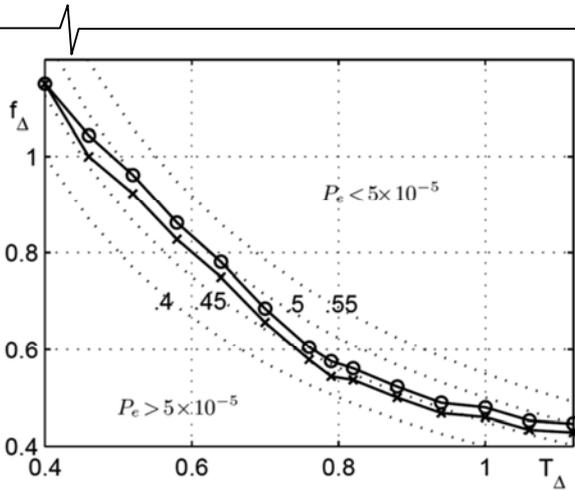


Рис. 8. Предел Мазо для кодированной MFTN. Линии, отмеченные \times и \circ , соответствуют (7,5) и (74,54) сверточным кодам

Рисунок применим только к размеру блока и итерациям, принятым выше. Большее число итераций может несколько улучшить результаты. Полный перебор f_{Δ} и T_{Δ} , конечно, трудно разрешимая задача. Тестирование по f_{Δ} проводилось с шагом 0.01. Если полный кодовый выигрыш присутствует для некоторого $T_{\Delta} = x$ и $f_{\Delta} = y$, но не для $T_{\Delta} = x$ and $f_{\Delta} = y - 0.01$, то точка (x, y) строится на рис. 8. Точечные линии показывают постоянные величины произведений $f_{\Delta} T_{\Delta} = 0,4; 0,45; 0,5; 0,55$ при разных значениях T_{Δ} и, соответственно, f_{Δ} . Наименьшее произведение с полным кодовым выигрышем получается для обоих кодов при $T_{\Delta} = 0,79$, равное $f_{\Delta} T_{\Delta} \approx 0,43$ и $0,455$ соответственно для кодов (7,5) и (74,54). Таким образом, может быть получено до $\approx 55\%$ уменьшения полосы без потери BER.

В итерационном процессе детектирования было допущено только 7 итераций. Декодером внешнего кода является BCJR полной сложности. Для кодов (7,5) и (74,54) это приводит к 4 и 8 состояниям соответственно. Сложность по состояниям детектора MFTN была ограничена 32 состояниями, хотя число состояний может быть уменьшено для T_{Δ} близкого к 1. В общем, один декодер BCJR с четырьмя состояниями и один декодер BCJR с 32 состояниями необходимо применить 7 раз.

По результатам рассмотрения рисунков можно сделать три замечания. Первое, рис. 8 применим к некоторому типу турбоприемника. Произведение $f_{\Delta} T_{\Delta}$ может быть меньше, чем для приемника с детектором MLSE или приемника, который преодолевает ICI и ISI по отдельности. Второе, спектральная эффективность (bit rate/Hz) не зависит от базового импульса $h(t)$. Она зависит исключительно от f_{Δ} , T_{Δ} и скорости внешнего кода. Это делает импульс $h(t)$ одним из параметров для оптимизации. Он должен быть выбран так, чтобы полный кодовый выигрыш мог быть достигнут при наименьшем произведении $f_{\Delta} T_{\Delta}$. Как выполнить эту оптимизацию, остается открытой проблемой. И третье, по результатам наблюдения сигналов можно видеть, что сигналы MFTN, как большинство сигналов, сжатых по частоте, имеют более высокий PAPR, чем сигналы Найквиста. Как это отношение сравнивается с PAPR других методов, должно быть изучено отдельно.

Заключение

По результатам проведенного анализа можно сказать, что идея временного сжатия для передачи быстрее Найквиста может быть применена в то же самое время в области несущих частот для достижения двойного коэффициента использования пространства передачи по сравнению с OFDM при той же энергии сигналов и вероятности ошибок. В рассмотренной работе предел Мазо в общих чертах охарактеризован для многопоточковой передачи гауссовских импульсов и импульсов с характеристикой типа корня из приподнятого косинуса, найдены наименьшие произведения частотно-временного сжатия, которые обеспечивают заданные вероятности ошибки для противоположных сигналов. Синхронизм интервалов повторения и частот поднесущих, а также задержки импульсов в разных потоках могут улучшить это произведение. В рассматриваемых работах было исследовано совместное использование сверточных кодов и MFTN. По результатам моделирования итерационный приемник продолжал обеспечивать вероятность ошибок, соответствующую сверточному кодированию и ортогональному мультиплексированию, даже при сильном сжатии. Можно утверждать, что многопоточковая передача быстрее Найквиста показала обнадеживающие результаты и возможность использования в качестве практического метода передачи, сберегающего частотные ресурсы.

Следует заметить, что технология FTN в настоящее время рассматривается рядом компаний и стандартизирующих организаций в качестве основы для разработки нового стандарта подвижной радиосвязи 5G. Это объясняется ее чрезвычайно высокой спектральной эффективностью.

Литература

1. Fredrik Rusek and John B. Anderson, «Multistream Faster than Nyquist Signaling», IEEE Trans. Commun., vol. 57, no. 5, May 2009, pp. 1329-1340.
2. Rodrigues M. and Darwazeh I., «A spectrally efficient frequency division multiplexing based communication system», in 8th International OFDM-Workshop, Hamburg, Germany, Sep. 2003, pp. 70-74.
3. Mazo J.E., «Faster-than-Nyquist Signaling», Bell Syst. Tech.J., vol. 54, pp. 1451-1462, Oct. 1975.
4. Forney G.D., «Lower Bounds on Error Probability in the Presence of Large Intersymbol Interference», IEEE Trans. Com., COM-20, No. 1 (February 1972), pp. 76-77.
5. Liveris A.D. and Georgiades C.N., «Exploiting Faster-than-Nyquist Signaling», IEEE Trans. Commun., vol. 51, pp. 1502-1511, Sept. 2003.
6. Rusek F. and Anderson J.B., «Non Binary and Preamplified Faster than Nyquist Signaling», IEEE Trans. Commun., vol. 56, pp. 808-817, May 2008.
7. Rusek F. and Anderson J.B., «M-ary Coded Modulation by Butterworth Filtering», Proc., 2003 Int. Symp. Information Theory, Yokohama, p. 184, June 2003.
8. Rusek F. and Anderson J.B., «The Two Dimensional Mazo Limit», Proc., 2005 IEEE Int. Symp. Information Theory, Adelaide, pp. 970-974, Sept. 2005.
9. Demirkan I., Siegel P.H. and Wolf J.K., «Error Event

Characterization on 2-D ISI Channels», Proc., 2006 Int. Symp. Information Theory, Seattle, pp. 1095–1099, July 2006.

10. Soljanin E. and Georghiades C.N., «Multihead Detection for Multitrack Recording Channels», IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 44, no. 7, pp. 2988–2997, Nov. 1998.

11. Anderson J.B. and Rusek F., «Optimal Side Lobes under Linear and Faster-than-Nyquist Modulation», Proc., 2007 IEEE Int. Symp. Information Theory, Nice, June 2007.

12. Marrow M. and Wolf J.K., «Iterative Detection of 2-Dimensional ISI Channels», in Proc., 2003 Int. Workshop Information Theory, Paris, pp. 131–134, April 2003.

13. Wu Y., O'Sullivan J.A., Singla N. and Indeck R.S., «Iterative Detection and Decoding for Separable Two-Dimensional Intersymbol Interference», IEEE Trans. Magnetics, vol. 39, pp. 2115–2120, July 2003.

14. Kumar P.S. and Roy S. «Two-Dimensional Equalization: Theory and Applications to High Density Magnetic Recording», IEEE Trans. Commun., vol. 42, pp. 386–395, Feb./March/April. 1994.

15. Mysore N. and Bajcsy J. «Reduced Complexity Signal Detection and Turbo Decoding for Multitrack Magnetic Recording Channels», IEEE Trans. Magnetics, vol. 41, no. 10, pp. 2974–2976, Oct. 2005.

16. Rusek F. and Anderson J.B. «Successive Interference Cancellation in Multistream Faster-than-Nyquist Signaling», in Proc., ACM/IEEE Int. Wireless Communications and Mobile Computing Conf., Vancouver, pp. 1021–1026, July 2006.

17. Soriaga J.B., Pfister H.D. and Siegel P.H. «On Achievable Rates of Multistage Decoding on Two-Dimensional ISI Channels», Proc., 2005 Int. Symp. Information Theory, Adelaide, pp. 1348–1352, Sept. 2005.

18. Kurtas E., Proakis J.G. and Salehi M. «Coding for

Multitrack Magnetic Recording Systems», IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 43, no. 6, pp. 2020–2023, Nov. 1997.

19. Davey P.J., Donnelly T., Mapps D.J. and Darragh N., «Two-Dimensional Coding for a Multi-Track Recording System to Combat Inter-Track Interference», IEEE Trans. Magnetics, vol. 34, no. 4, Part 1, pp. 1949–1951, July 1998.

20. Bahl L., Cocke J., Jelinek F., and Raviv J., «Optimal Decoding of Linear Codes for minimizing symbol error rate», IEEE Transactions on Information Theory, vol. IT-20(2), pp.284–287, March 1974.

21. Kobayashi M., Boutros J. and Caire G., «Successive Interference Cancellation with SISO Decoding and EM Channel Estimation», IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 19, pp. 1450–1460, Aug. 2001.

22. Colavolpe G. and Barbieri A., «On MAP Symbol Detection for ISI Channels Using the Ungerboeck Observation Model», IEEE Commun. Letters, vol. 9, pp. 720–722, Aug. 2005.

SOME ISSUES OF COMMUNICATION SYSTEMS SPECTRAL EFFICIENCY INCREASING: NONORTHOGONAL TRANSMISSION

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

Extension of Mazo's concept of faster-than-Nyquist (FTN) signaling to pulse trains that modulate a bank of subcarriers is considered. This method corresponds to two dimensional FTN signaling. The signal processing is similar to orthogonal frequency division multiplex (OFDM) transmission but the subchannels are not orthogonal. Despite nonorthogonal pulses and subcarriers, the method achieves the isolated-pulse error performance and it does so in as little as half the bandwidth of ordinary OFDM.

Уважаемые авторы!

Редакция научно-технического журнала «Цифровая обработка сигналов» просит Вас соблюдать следующие требования к материалам, направляемым на публикацию:

1) Требования к текстовым материалам и сопроводительным документам:

1. *Текст - текстовый редактор Microsoft Word.*
2. *Таблицы и рисунки должны быть пронумерованы. На все рисунки, таблицы и библиографические данные указываются ссылки в тексте статьи.*
3. *Объем статьи до 12 стр. (шрифт 12). Для заказных обзорных работ объем может быть увеличен до 20 стр.*
4. *Название статьи на русском и английском языках.*
5. *Рукопись статьи сопровождается:*
 - *краткой аннотацией на русском и английском языках;*
 - *номером УДК;*
 - *сведениями об авторах (Ф.И.О., организация, должность, ученая степень, телефоны, электронная почта);*
 - *ключевыми словами;*
 - *актом экспертизы (при наличии в вашей организации экспертной комиссии).*

2) Требования к иллюстрациям:

- *Векторные (схемы, графики) - желательно использование графических редакторов Adobe Illustrator или Corel DRAW.*
- *Растровые (фотографии, рисунки) - М 1:1, разрешение не менее 300dpi, формат tiff, jpg.*