ОПТИМИЗАЦИЯ СТРУКТУРЫ МНОГОЧАСТОТНОГО МОДЕМА

DOI: 10.36724/2072-8735-2021-15-6-10-19

Manuscript received 17 January 2021;
Accepted 26 February 2021

Алёшинцев Андрей Владимирович,
Московский технический университет связи
и информатики, Москва Россия,
alyoshintsev@mail.ru

Ключевые слова: цифровая система передачи,
когерентный модем, узкополосные поднесущие,
многочастотная модуляция, оптимальный
финитный сигнал, спектральная эффективность,
технологии стандарта xDSL

В работе рассмотрено решение задачи повышения спектральной эффективности цифровой системы передачи с многочастотной модуляцией и оптимальными финитными сигналами, не вызывающими межсимвольной интерференции в различных каналах многочастотного модема. Применяв метод многочастотной передачи данных на основе двумерной обработки сигналов, организуется высокоскоростная передача данных по частотно-ограниченным каналам связи на основе проводных технологий стандарта xDSL. Приведены известные и новый модем, превосходящий по эффективности аналогичные модемы. Показана модернизация многочастотного модема с оптимальными финитными сигналами на основе квадратурной амплитудной модуляции (КАМ). Особенность данной структуры состоит: в использовании новых, синтезированных оптимальных финитных сигналов ОФС-2 с повышенной помехоустойчивостью; в применении новой структуры многочастотного модема МЧМЗ; в применении на приеме блока оценки параметров (БОП КПС) частотно-ограниченного ГКС с целью компенсации, вносимых им амплитудных и фазовых искажений. Сравнительные результаты расчетов спектрально-энергетической эффективности, рассмотренного модема с многочастотной модуляцией – МЧМЗ с ОФС-2 и узкополосными поднесущими, иллюстрируются графиками на рисунке и представлены в таблице. Реализация нового модема в цифровых телекоммуникационных системах позволит значительно повысить их спектральную эффективность. Предложенный подход может быть использован для организации высокоскоростной передачи данных по частотно-ограниченным каналам связи на основе проводных технологий стандарта xDSL. Впервые, с учетом оптимальных оценок параметров прямого канала связи, передаваемых по каналу обратной связи, и используемых как на передаче (в модуляторе), так и на приеме (в демодуляторе), разработана адаптивная многоканальная цифровая система передачи с новым многочастотным модемом и новыми оптимальными финитными сигналами второго вида с повышенной спектрально-энергетической эффективностью.

Информация об авторе:

Алёшинцев Андрей Владимирович, старший преподаватель кафедры математической кибернетики и информационных технологий Московского технического университета связи и информатики, Москва, Россия

Для цитирования:

Алёшинцев А.В. Оптимизация структуры многочастотного модема // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Том 15. №6. С. 10-19.

For citation:

Alyoshintsev A.V. (2021) Optimization of the structure of a multi-frequency modem. T-Comm, vol. 15, no.6, pp. 10-19. (in Russian)

Введение

Развитие современных цифровых систем передачи данных (ЦСП), предполагает постоянное повышение их эффективности при заданной помехозащищенности [1]. Известно [2, 3], что с увеличением скорости передачи данных доминирующее влияние на снижение качества связи оказывает межсимвольная интерференция (МСИ). Поэтому актуальным направлением в решении задачи повышения эффективности ЦСП является разработка новых методов высокоскоростной передачи данных без МСИ. Для решения этой задачи разработан метод многочастотной передачи [4], когда «быстрый» поток передаваемых данных разделяется на множество параллельных «медленных» потоков, модулирующих поднесущие с разными частотами. Поскольку при уменьшении скоростей подканалов длительности их символьных интервалов увеличиваются, действие МСИ существенно уменьшается. В цифровых абонентских линиях используются методы многочастотной модуляции (МЧМ) с узкополосными поднесущими. Используя ряд формирующих фильтров на передаче и набор согласованных с ними фильтров на приеме, получаем технологические преимущества:

1. Синтез оптимальных финитных сигналов (ОФС), для узкополосных формирующих фильтров не вызывающих МСИ на их выходах [5];
2. Не требуется введение защитных интервалов;
3. Высокая спектральная эффективность ЦСП с МЧМ и ОФС.

Приведенные характеристики ЦСП с узкополосными поднесущими вызывают повышенный интерес исследователей. Задача разработки новых методов МЧМ с узкополосными сигналами и повышенной спектральной эффективностью, рассматриваемая в данной работе, является актуальной и является продолжением работ автора [6-9].

Целью работы является разработанный новый метод многочастотной передачи данных с повышенной спектральной эффективностью на основе двумерной обработки оптимальных финитных сигналов, наблюдаемых в демодуляторе ЦСП с узкополосными поднесущими.

Функциональная схема ЦСП с МЧМ и ОФС

В работе рассматривается модернизация многочастотного модема с оптимальными финитными сигналами на основе квадратурной амплитудной модуляции (КАМ).

Наиболее перспективным и высококачественным способом передачи различного вида информационных сообщений (речевых, звукового вещания, телевизионных, телеметрических и др.) является передача их в цифровой форме, например, методом дифференциальной импульсно-кодовой модуляции [10]. В результате такой передачи аналоговые сообщения преобразуются в последовательности двоичных символов. В результате на входе цифровой системы передачи (ЦСП) формируется двоичное сообщение:

$$a(t) = a_k g(t - t_k), a_k \in [0, 1], t_k = kT_b, k = 0, 1, 2, \dots,$$

где T_b – длительность бита, $g(t)$ – единичный видеоимпульс определенной формы. При высокой битовой скорости

передачи $V_b = 1/T_b$ ширина спектра двоичного сообщения весьма велика и может превышать требуемые параметры ЦСП. Поэтому в модуляторе ЦСП сообщение $a(t)$ преобразуется в сигнал, который подвергается фильтрации с целью приведения его спектра в соответствие с требованиями частотного плана выделенного КС.

Модель стационарного частотно-ограниченного канала связи

Примером непрерывного КС является физический канал или линия связи. Остановимся на модели КС, показанной на рисунке 1. [11], широко используемой на практике и хорошо описывающей процессы преобразования сигналов (как в проводных, так и в радиолниях). Здесь КС представлен в виде структурной схемы, содержащей последовательно соединенные: умножитель, нелинейный статический преобразователь, линейный динамический преобразователь (Фильтр) и сумматор.

Рис. 1. Структурная схема физического канала связи

Структурные схемы одночастотных модемов

Поскольку основным элементом ЦСП является модем (модулятор/демодулятор) рассмотрим организацию его работы подробно.

Структурная схема простейшего когерентного модема двоичных сообщений приведена на рисунке 2.

Рис. 2. Структурная схема цифрового когерентного модема двоичных сообщений

В модуляторе входное двоичное сообщение $a(t)$ поступает на вход формирующего фильтра (ФФ), в котором формируется другое сообщение, определяемое формой единичного импульса $g(t)$. На выходе умножителя при гармонической несущей образуется сигнал: $s(t, a) = a \cdot g(t) \cos \omega_0 t$, воздействующий на полосовой фильтр (ПФ) с центральной частотой ω_0 . Модулированный сигнал $s(t)$ с выхода ПФ поступает в КС с линейными искажениями и аддитивным шумом $\xi(t)$. В демодуляторе смесь, искаженного в КС сигнала и шума $s^*(t) + \xi(t)$, воздействует на полосовой фильтр (ПФ) приема и когерентный детектор, содержащий: схему восстановления несущей (СВН), умножитель, фильтр нижних частот (ФНЧ) и СВТЧ – схему восстановления тактовой частоты. Отклик ФНЧ $v(t)$ дискретизируется тактовыми

импульсами $\delta_T(t)$ на интервале T_b . Получаемые в результате дискретизации отсчеты $v_{T,k}$ воздействуют на оптимальный различитель (ОР) двоичных символов, вырабатывающий оценку $\hat{a}(t)$ передаваемого сообщения. Полагаем, что СВН и СВТЧ модема обеспечивают идеальную синхронизацию. Структурная схема современного когерентного модема с повышенной спектральной эффективностью показана на рисунке 3.

Рис. 3. Структурная схема когерентного модема с повышенной эффективностью

В модуляторе содержатся: блок формирования квадратурных составляющих (БФКС), два формирующих фильтра (ФФ1 и ФФ2), являющихся НЧЭ ПФ в схеме на рисунке 2. В демодуляторе содержатся: схема восстановления несущей (СВН), два когерентных детектора, в которых ФНЧ являются НЧЭ ПФ приема, схема восстановления тактовой частоты (СВТЧ), многопороговое решающее устройство (МПРУ) и блок оптимальных оценок квадратурных составляющих (БОКС). Полагается, что СВН и СВТЧ модема обеспечивают идеальную синхронизацию.

Блок-схема ЦСП с корректором канала показана на рисунке 4.

Рис. 4. Блок-схема цифровой системы передачи с корректором канала

Здесь между когерентными модулятором и демодулятором показан ряд линейных фильтров: полосовые фильтры (ПФ) передачи (ПФ1) и приема (ПФ2) с передаточными функциями $F_1(j\omega)$ и $F_2(j\omega)$, осуществляющих определенную роль при формировании частотного плана ЦСП, а также линейный КС с передаточной функцией $K(j\omega)$ и нелинейное решающее устройство (РУ) для восстановления цифровых данных, воздействующих на входе модулятора. В схеме $u(t, \omega_0)$ – несущее колебание с частотой, равной центральной частоте КС.

Рассмотрим вначале общие требования, предъявляемые к корректору канала, в предположении, что в схеме ЦСП отсутствует шум наблюдения $\xi(t)$.

Коррекцию линейных искажений, вносимых всеми фильтрами в ЦСП, осуществляют каскадным включением в тракт передачи линейного корректирующего устройства (корректора канала) с передаточной функцией $H(j\omega)$ (рис. 4), обеспечивающего в заданной полосе частот $\omega_{\min} \leq \omega \leq \omega_{\max}$ выполнение следующего условия [19]

$$F_1(j\omega) \cdot K(j\omega) \cdot F_2(j\omega) \cdot H(j\omega) = F_0(j\omega),$$

где $F_0(j\omega)$ – желаемая передаточная функция «идеально» откорректированного тракта передачи. Функция $F_0(j\omega)$ считается заданной, обычно она равна $F_0(j\omega) = k_0 e^{j\omega\tau_0}$, где k_0 и τ_0 – постоянные величины.

Структура и принцип действия ЦСП с узкополосными поднесущими

Структурная схема ЦСП показана на рисунке 5. Здесь введены обозначения: $M_n, n = \overline{1, N}$ – индивидуальные передатчики (ИПд) подканалов, $\{ПФ_n\}$ – полосовые фильтры передачи и приема, $D_n, n = \overline{1, N}$ – индивидуальные приемники (ИПр) подканалов. Отметим, что ИПд и ПФ – это когерентный модулятор, ПФ и ИПр – это когерентный демодулятор, модулятор/демодулятор – модем.

Входной «быстрый поток» двоичных данных $a(t), a \in \pm 1, 0 \leq t \leq T$, в демультиплексоре разбивается на N «медленных потоков» $a_n(t), n = \overline{1, N}, a \in \pm 1, 0 \leq t \leq NT$. В индивидуальных модуляторах двоичные данные преобразуются в спектрально-эффективные символы МФМ или КАМ, которые управляют параметрами поднесущих колебаний на частотах $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_N$; в полосовых фильтрах формируются узкополосные сигналы $s_n(t), n = \overline{1, N}$, а на выходе сумматора групповой сигнал $s(t) = \sum_{n=1}^N s_n(t)$.

Рис. 5. Структурная схема системы передачи данных с узкополосными сигналами

Число каналов N выбирается настолько большим, а полосы пропускания ПФ настолько узкими, что в рабочей полосе частот каждого из них АЧХ КС можно считать *постоянной*, а ФЧХ – *линейной* функциями частоты (см. рис. 6).

Рис. 6. Размещение подканалов в частотно-ограниченном канале при МЧМ

Для сравнения приведём упрощённую структурную схему системы цифровой передачи с ортогональными гармоническими сигналами (ОГСП-OFDM) на рисунке 7.

Рис. 7. Структурная схема цифровой системы передачи сообщений с МЧМ на основе широкополосных, ортогональных гармонических поднесущих

Здесь исходное сообщение $a(t)$, представляющее собой цифровой поток двоичных данных со скоростью $V_b = 1/T_b$, где T_b – длительность бита, в мультиплексоре преобразуется в N_1 медленных со скоростями $V_n = V_b / N_1$ импульсных потоков, что приводит к существенному уменьшению МСИ.

В многочастотных модемах (МЧМ) межсимвольная интерференция обусловлена наличием узкополосных фильтров. Поэтому важнейшей задачей повышения спектрально-энергетической эффективности таких модемов является задача синтеза оптимальных финитных сигналов, согласованных с заданными характеристиками узкополосных фильтров МЧМ с целью нивелирования МСИ на их выходах. Различные подходы к решению данной проблемы рассматривались в работах [12, 13, 14, 15]. Далее обобщены известные результаты исследователей и получен ряд новых результатов.

Многочастотный модем (модулятор/демодулятор) (МЧМ) с узкополосными поднесущими в многоканальной ЦСП, изображенной на рисунке 5., содержит ряд параллельных каналов с индивидуальными полосовыми фильтрами (ПФ), изображенными на рисунке 8. и помеченные цифрами 1, 2, 3, ..., N . Полосы частот Δf ПФ индивидуальных каналов одинаковы и много меньше полосы частот $\Delta f_{KS} = F_{\max} - F_{\min}$ используемого КС, откуда число каналов равно $N = \Delta f_{KS} / \Delta f$. Центральные частоты ПФ индивидуальных каналов: $f_1, f_2, \dots, f_n, \dots, f_N$.

Рис. 8. Распределение канальных фильтров МЧМ в частотной области

Рассмотрим одну из возможных реализаций цифровой системы передачи двоичных сообщений с использованием в качестве модели канала связи фильтра Баттерворта, подтверждающей тот факт, что по заданному узкополосному каналу связи «типа фильтра Баттерворта» возможна последовательная передача двоичных сообщений, при которой интерференции между импульсами на выходе такого канала связи не наблюдается.

Структурная схема такой системы на основе одноканального модема показана на рисунке 9.

Рис. 9. Модель одноканальной системы передачи с ОФС-1 без МСИ

Здесь последовательность двоичных символов $a(t) \in [\pm 1]$, длительностью T_s и с прямоугольной формой, в блоке формирователя сигналов ОФС-1 (ФЧ-1) преобразуется в ОФС $x(t)$ другой формы, согласованной с характеристиками НЧЭ ФБ. В качестве простейшего ФБ выбран фильтр Баттерворта с $p = 2$, передаточная функция которого определена параметрами $v = 1$, $F_\gamma = 1.55$ кГц, $f_0 = 100$ кГц, $T = 0.5$ мс. Для ФБ с такими параметрами синтезированы ОФС $x(t)$ и $y(t)$, формы которых показаны на рисунке 10.

Рис. 10. Формы ОФС-1 на входе и выходе НЧЭ ФБ-2

В когерентном модеме на основе ОФС-1 на выходе модулятора формируется каналный сигнал, например, вида $s(t) = x(t)\sqrt{2}\cos(2\pi f_0 t)$. Проходя через ФБ-2, этот сигнал на его выходе принимает другой вид $s_\Phi(t) = y_1(t)\sqrt{2}\cos(2\pi f_0 t)$. После снятия несущей с частотой f_0 , на выходе детектора образуется сигнал с формой $y_1(t)$ без МСИ.

Рис. 11. Сигналы в различных сечениях одноканального модема с ОФС-1

На рисунке 11 показаны результаты машинного моделирования поставленной задачи [16].

Результаты моделирования подтверждают такой факт: *по частотно-ограниченному каналу связи возможна передача финитных сигналов без МСИ.*

Структура и принцип действия многочастотного модема с оптимальными финитными сигналами первого вида

Структура многоканальной ЦСП с многочастотным модемом первого вида (МЧМ1), построенного на основе НЧЭ ФБ, приведена на рисунке 12 [6].

Здесь введены обозначения: ФС – формирователь ОФС1 на выходе НЧЭ ФБ, ФВ – фазовращатель на $\pi/2$, БВС – блок вхождения в связь, БС – блок синхронизации, СФ – согласованный фильтр с ОФС1, СВТЧ – схема восстановления тактовой частоты, МПРУ – многопороговое решающее устройство. Предполагается, что КС не вносит искажений, а групповой сигнал на выходе модулятора МЧМ взаимодействует в КС только с АБГШ. Блоки БС, СВТЧ и МПРУ обеспечивают идеальную синхронизацию.

В модуляторе МЧМ1 двоичное сообщение $a(t)$ с длительностью бита T_b , представляющее собой «быстрый» поток прямоугольных импульсов разной полярности (± 1), в демультимплексоре преобразуется в N «медленных» импульсных потоков $a_n(t), n = \overline{1, N}$, с длительностью импульсов $T_n = NT_b$, где N – число каналов.

Рис. 12. Функциональная схема ЦСП с многочастотным модемом и ОФС-1

В каждом из каналов формируются два квадратурных компонента: а) *синфазный* (по оси I) со значениями $a_{n,c}^j = (2j+1-M)c$, где $j = \sum_{l=0}^{m-1} \alpha_l 2^l$, $m = \lg M$, $\alpha_l, l = \overline{0, m-1}$ – двоичный эквивалент целого числа j , $2c$ – энергетическая база сигнала M -ичной амплитудной манипуляции (АМ); б) *квадратурный* (по оси Q) со значениями $a_{n,s}^i = (2i+1-M)c$, $i = \sum_{l=0}^{m-1} \beta_l 2^l$. Иллюстрация сказанного на рисунке 13 [6].
Здесь для примера рассмотрен трехканальный МЧМ с 16КАМ.

Рис. 13. Последовательности импульсов в различных сечениях модулятора

Структура и принцип действия оптимального многочастотного модема с удвоенной спектральной эффективностью

Анализируя форму ОФС-1 на выходе НЧЭ ФБ (рис. 10 ФБ-2) замечаем, что ОФС-1 $y_1(t)$ представляет собой четную функцию относительно момента $t_0 = T_s/2$, то спектральную эффективность модема можно улучшить в 2 раза, если организовать в каждом из каналов модема второй дополнительный канал, сигнал в котором ортогонален ОФС-1 $y_1(t)$. Таким сигналом, очевидно, может служить производная от $y_1(t)$.

Для примера на рисунке 14. приведен график (утолщенная линия) ОФС-1 $y_1(t)$, $0 < t < 1.8$ (мс), а на рисунке 15. его спектр. На этих же рисунках приведены производная от ОФС-1 $y_{\perp}(t)$ (второй сигнал, тонкая линия) и его спектр.

Рис. 14. Формы оптимальных финитных сигналов на выходе ФБ-8 при $T_s = 2$ мс

Рис. 15. Спектры оптимальных финитных сигналов на выходе ФБ-8

Геометрическому свойству перпендикулярности сигналов соответствует понятие их ортогональности, определяемому так: $\int_0^T y_1(t)y_{\perp}(t)dt = 0$.

На основе изложенного рассмотрим возможность уплотнения одного из каналов МЧМ на рисунке 12 вторым сигналом $y_{\perp}(t)$ в той же полосе частот ФБ (см. рис. 15).

Схема одного из каналов модернизированного многочастотного модема (МЧМ2) приведена на рисунке 16.

Рис. 16. Модель одного из каналов МЧМ2 с удвоенной эффективностью

Принцип его работы отличается наличием не одного, но двух квадратурных каналов и методом формирования не двух, но четырех импульсов с АМ.

Пример формирования сигналов в блоке $Q_{\perp}Q_{\perp}I_{\perp}I_{\perp}$ дан на рисунке 17. В блоках ΦC_1 и ΦC_2 синфазного канала прямоугольные сигналы $a_c^k(t), a_c^l(t)$ преобразуются во взаимно-ортогональные ОФС-1 $y_c(t), y_{c\perp}(t)$ (рис. 14). В блоках ΦC_1 и ΦC_2 квадратурного канала прямоугольные сигналы $a_s^i(t), a_s^j(t)$ преобразуются во взаимно-ортогональные ОФС-1 $y_s(t), y_{s\perp}(t)$. Следует отметить, что сигналы $y_c(t), y_{c\perp}(t)$ и $y_s(t), y_{s\perp}(t)$ формируются с равными энергиями путем введения в схему модема усилителей (рис. 16). В демодуляторе используются теперь четыре фильтра, согласованные с ОФС-1 $y_1(t)$ и $y_{\perp}(t)$.

Рис. 17. Импульсы в различных сечениях модернизированного модулятора

Проверка работоспособности одного из каналов модернизированного МЧМ2 с ОФС-1 и повышенной эффективностью проведена в среде MATLAB [16].

Усовершенствованная схема многочастотного модема (МЧМ2) с ОФС-1 приведена на рисунке 18 [7], обладает эффективностью в два раза превышающей эффективность предыдущего МЧМ1, так как в одной и той же полосе частот здесь организуется число каналов в два раза большее, чем в схеме на рисунке 12. Данный модем относится к классу интеллектуальных модемов, так как оптимизация его характеристик осуществляется как на приемном (в демодуляторе), так и на передающем (в модуляторе) концах системы передачи дискретных сообщений.

Рис. 18. Функциональная схема ЦСП с МЧМ2 и ОФС-1

Здесь введены обозначения: ФС – формирователь ОФС-1, ФВ – фазовращатель на $\pi/2$, БВС – блок входения в связь, БС – блок синхронизации, СВН – система восстановления несущей, СФ – согласованный фильтр с ОФС-1, СВТЧ – схема восстановления тактовой частоты, МПРУ – многопороговое решающее устройство.

Результаты расчета спектральной эффективности модемов МЧМ1 и МЧМ2 сведены в таблицу 1.

Таблица 1

Данные спектральной эффективности модемов МЧМ-DMT

$M = 2^m$	2	4	8	16	3		128	256	512
$\eta_{F,1}$ (бит/с·Гц)	0,29	0,58	0,87	1,16	1,45	1,74	2,03	2,32	2,61
$\eta_{F,2}$ (бит/с·Гц)	0,58	1,16	1,74	2,32	2,90	3,48	4,06	4,64	5,22

Исследование характеристик ОФС-1 и ОФС-2 для ФБ

Формы оптимальных финитных сигналов (ОФС), полученных для первого и второго методов синтеза, а также их спектров приведены на рисунках 19 и 20. На графиках спектров приведены также амплитудно-частотные характеристики (штрих-пунктир) НЧЭ ФБ-1.

Рис. 19. ОФС-1 и их спектры на входе и выходе НЧЭ ФБ-1 (метод 1)

Рис. 20. ОФС-2 и их спектры на входе и выходе НЧЭ ФБ-1 (метод 2)

Полученные аналитически данные приведены в таблице 2.

Таблица 2

Параметры и характеристики ОФС сравниваемых методов для $p = 2$

Метод 1 – синтез ОФС-1 по критерию $\max y(T/2)$	Метод 2 – синтез ОФС-2 по критерию $\max y(t), 0 \leq t \leq T$
$\mu_{0,1} = \frac{\cos(b) \operatorname{sh}(b) + \sin(b) \operatorname{ch}(b)}{\sin(2b) + \operatorname{sh}(2b)},$ $\mu_{1,1} = \frac{\sqrt{2}}{\omega_r} \cdot \frac{\sin(b) \operatorname{sh}(b)}{\sin(2b) + \operatorname{sh}(2b)},$ $b = \omega_r T / \sqrt{8}$	$\mu_{0,2} = \frac{\operatorname{ch}(2b) - \cos(2b)}{[\sin(2b) + \operatorname{sh}(2b)] / 2b},$ $\mu_{1,2} = \frac{\sqrt{2} \omega_r}{4b} \cdot \frac{\sin(2b) - \operatorname{sh}(2b)}{\sin(2b) + \operatorname{sh}(2b)},$ $b = \omega_r T / \sqrt{8}$
$ \Phi_1(\omega) = 1 - 2[\mu_{0,1} \cos(\omega T/2) - \mu_{1,1} \omega \cdot \sin(\omega T/2)]$	$ \Phi_2(\omega) = \frac{\sin(\omega T/2)}{\omega T/2} - 2[\mu_{0,2} \cos(\omega T/2) - \mu_{1,2} \omega \cdot \sin(\omega T/2)]$

Зависимости параметров $k_{E,1}$, $k_{E,2}$ (левый график) и $\pi_{E,1}$, $\pi_{E,2}$ (правый график) как функции скорости передачи цифровых данных $V = 1/T$ показаны на рисунке 21.

Рис. 21. Зависимости коэффициента передачи по энергии и пик фактора ОФС от скорости передачи (метод 1 – штрих-пунктир; метод 2 – Сплошные)

Анализ полученных результатов синтеза оптимальных финитных сигналов второго вида (ОФС-2), согласованных с характеристиками фильтра Баттерворта (ФБ-1) позволяет сделать следующие выводы:

1. Нивелируется явление межсимвольной интерференции;
2. Повышается коэффициент передачи по энергии;
3. Снижается пик-фактор по сравнению с ОФС-1.

Структура индивидуальных каналов оптимального многочастотного модема с двумерной обработкой ОФС-2

В виду того, что структура всех канальных модемов ЦСП идентична (различие только в частотах поднесущих колебаний $\omega_n = 2\pi f_n$, $n = \overline{1, N_{DMT}}$, рассмотрим модернизацию модема только одного из каналов ЦСП, изображенной на рисунке 5, с учетом структуры модема-2 на рисунке 16. Так вместо 4-х разрядного регистра в модуляторе-2 перейдем к 8-ми разрядному в новом модуляторе-3, показанном на рисунке 22.

Литература

1. Вутерби А.Д., Омура Дж. К. Принципы цифровой связи и кодирования / пер. с англ. под ред. К. Ш. Зигангилова. М.: Радио и связь. 1982. 535 с.
2. Wang X. and Poor V.H. Wireless Communication Systems. Advanced Techniques for Signal Reception. Prentice-Hall.: Upper Saddle River, NJ, 2004. 400 p.
3. Morelli M., Mengali U. Carrier-Frequency Estimation for Transmissions over Selective Channels // IEEE Transactions on Communications, September 2000. Vol. 48, No. 9. Pp. 1580-1589.
4. Балашов В.А., Воробьенко П.П., Ляховецкий Л.М. Системы передачи ортогональными гармоническими сигналами. М.: Эко-Трендз. 2012. 228 с.
5. Санников В.Г. Синтез финитных сигналов Найквиста, согласованных с телефонным каналом связи // Электросвязь. 2012. № 5. С. 9-12.
6. Алёшинцев А.В., Герасименко Х.В., Корольков А.А., Санников В.Г. Эффективность цифрового когерентного модема оптимальных финитных сигналов, не вызывающих межсимвольной интерференции на выходе частотно-ограниченного радиоканала // Доклады 17 Международной научно-технической конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение» DSPA-2015. М.: РНТО РЭС им. А.С. Попова. Том 1. С. 261-265.
7. Алёшинцев А.В., Санников В.Г. Многочастотный модем с повышенной спектральной эффективностью // Доклады IX Всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь» 23-25 ноября 2015. М.: Издание JRE-ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. С. 61-65.
8. Алёшинцев А.В., Санников В.Г. Структура и эффективность адаптивного многочастотного модема с оптимальными финитными сигналами // Электросвязь. 2016. № 6. С. 58-63.
9. Алёшинцев А.В., Санников В.Г. Метод повышения спектральной эффективности когерентного модема с многочастотной модуляцией // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2018. № 1. С. 15-20.
10. Санников В.Г. Цифровая передача непрерывных сообщений на основе дифференциальной импульсно-кодовой модуляции: учебное пособие. М.: Горячая линия – Телеком, 2016. 98 с.
11. Санников В.Г. Основы теории систем инфокоммуникаций: учебное пособие. М.: Горячая линия – Телеком, 2017. 176 с.
12. Lucky R.W., Salz J., Weldon F.J. Principles of data communication // Bell Telephone Laboratories. Vc. Craw-Hill, 1968. 433 p.
13. I. Kanaras, A. Chorti, M. Rodrigues and I. Darwazeh Analysis of Sub-optimum detection techniques for a bandwidth efficient multi-carrier communication system // Proceedings of the Cranfield Multi-Strand Conference, Cranfield University, May 2009. P. 505-510.
14. Родионов А.Ю. Многочастотные цифровые системы связи в условиях многолучевого распространения и их энергетическая эффективность // Вестник ДВО РАН. 2007. №1. С. 69-72.
15. Лагутенко О.И. Современные модемы. М.: ЭКО-ТРЕНДЗ. 2002. 343 с.
16. Алёшинцев А.В., Санников В.Г. Математическое моделирование многочастотного модема с повышенной помехоустойчивостью // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2016. Том 10. № 7. С. 52-57.
17. Алёшинцев А.В., Санников В.Г. Синтез финитных сигналов, согласованных с характеристиками фильтра Баттерворта, по критерию максимума среднего значения его отклика // Доклады Международной научно-технической конференции «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий» - REDS-2016. Том 2. Серия: Научные конференции, посвященные Дню радио. Выпуск LXXI. М.: РНТО РЭС им. А.С. Попова. С. 477-482.
18. Алёшинцев А.В., Санников В.Г. Многочастотный модем как один из основных элементов системы «Интеллектуальное здание» при удаленном управлении объектами // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. Том 9. № 6. С. 21-27.
19. Захарченко Н.В., Худельман П.Я., Кононович В.Г. Основы передачи дискретных сообщений. М.: Радио и связь. 1990. 240 с.

OPTIMIZATION OF THE STRUCTURE OF A MULTI-FREQUENCY MODEM

Andrey V. Alyoshintsev, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia,
alyoshintsev@mail.ru

Abstract

The paper considers the solution to the problem of increasing the spectral efficiency of a digital transmission system with multifrequency modulation and optimal finite signals that do not cause intersymbol interference in various channels of a multifrequency modem. Applying the method of multi-frequency data transmission based on two-dimensional signal processing, high-speed data transmission is organized over frequency-limited communication channels based on wired technologies of the xDSL standard. The well-known and new modem, which is superior in efficiency to similar modems, are presented. In this paper, the modernization of a multifrequency modem with optimal finite signals based on quadrature amplitude modulation (QAM) is considered. The peculiarity of this structure is as follows: the use of new, synthesized optimal finite OFS-2 signals with increased noise immunity; in the application of the new structure of the multi-frequency modem MFM3; in the use of a frequency-limited GCS in the UEP DCS at the reception in order to compensate for the amplitude and phase distortions introduced by it. Comparative results of calculations of the spectral-energy efficiency of the considered multi-frequency modulated modem MFM3 with OFS-2 and narrow-band subcarriers are illustrated by the graphs in Fig. and presented in Table. Implementation of the new modem in digital telecommunications systems will significantly increase their spectral efficiency. The proposed approach can be used to organize high-speed data transmission over frequency-limited communication channels based on wired technologies of the xDSL standard. For the first time, an adaptive multi-channel digital transmission system with a new multi-frequency modem and new optimal second-type finite signals with increased spectral and energy efficiency has been developed, taking into account optimal estimates of the parameters of the direct communication channel transmitted via the feedback channel and used both in transmission (in the modulator) and reception (in the demodulator).

Keywords: digital transmission system, coherent modem, narrowband subcarriers, multifrequency modulation, optimal finite signal, spectral efficiency, xDSL.

References

1. A.D. Viterby, Dj.K. Omura (1982). Principles of digital communication and coding: Transl from English under redaction of K. Sh. Zinangirov. Moscow.: Radio and communication, 535 p. (in Russian)
2. X. Wang and V.H. Poor (2004). Wireless Communication Systems. Advanced Techniques for Signal Reception. Prentice-Hall.: Upper Saddle River, NJ, 400 p.
3. M. Morelli, U. Mengali (2000). Carrier-Frequency Estimation for Transmissions over Selective Channels. *IEEE Transactions on Communications*, September 2000. Vol. 48, No. 9. P. 1580-1589.
4. V.A. Balashov, P.P. Vorobienko, L.M. Liajovetskiy (2012). Systems of transmission by means of harmonic signals. Moscow, Echo Trends, 228 p. (in Russian)
5. V.G. Sannikov (2012). Synthesis of Nikevist's finite signals on accordance with telephonic communication channel. *Electrosviaz*. No.5. P. 9-12. (in Russian)
6. A.V. Alyoshintsev, Kh.V. Gerasimenko, A. A. Korolkov, V.G. Sannikov (2015). The efficiency of a digital coherent modem of optimal finite signals that do not cause intersymbol interference at the output of a frequency-limited radio channel. *Reports of the 17th International Scientific and Technical Conference "Digital Signal Processing and its Applications" - DSPA-2015*. Moscow: RNTO RECs. A.S. Popova. Vol. 1. P. 261-265. (in Russian)
7. A.V. Alyoshintsev, V.G. Sannikov (2015). Multi-frequency modem with increased spectral efficiency. *Reports of the IX All-Russian scientific and technical conference "Radiolocation and radio communication"* November 23-25, 2015. Moscow: Edition of JRE-IRE them. V.A. Kotelnikova of the Russian Academy of Sciences. P. 61-65. (in Russian)
8. V.G. Sannikov, A.V. Alyoshintsev (2016). Structure and efficiency of an adaptive multifrequency modem with optimal finite signals. *ELEKTROSPIRECTION*. No. 6. P. 58-63. (in Russian)
9. A.V. Alyoshintsev, V.G. Sannikov (2018). Method of boosting of spectral effectiveness of the coherent modem with discrete multi tone modulation. *2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*. P. 15-20. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO.2018.8457001
10. V.G. Sannikov (2016). Digital transmission of continuous messages based on differential pulse-code modulation: textbook. Moscow: Hotline-Telecom, 98 p. (in Russian)
11. V.G. Sannikov (2017). Fundamentals of the theory of infocommunication systems: textbook. Moscow: Hotline-Telecom. 176 p. (in Russian)
12. R.W. Lucky, J. Salz, F.J. Weldon (1968). Principles of data communication. Bell Telephone Laboratories. Vc. Craw-Hill, 433 p.
13. I. Kanaras, A. Chorti, M. Rodrigues and I. Darwazeh (2009). Analysis of Sub-optimum detection techniques for a bandwidth efficient multi-carrier communication system. *Proceedings of the Cranfield Multi-Strand Conference, Cranfield University*, May 2009. P. 505-510.
14. A. Yu. Rodionov (2007). Multi-Frequency digital communication systems in conditions of multipath propagation and their energy efficiency. *Bulletin of the Feb RAS*. No. 1. P. 69-72. (in Russian)
15. O. I. Lagutenko (2002). Modern modems, Moscow Echo Trends, 343 p. (in Russian)
16. A.V. Alyoshintsev, V. G. Sannikov (2016). Mathematical modeling of a multi-frequency modem with increased noise immunity. *T-Comm*. Vol. 10. No. 7. P. 52-57. (in Russian)
17. A.V. Alyoshintsev, V. G. Sannikov (2016). Synthesis of finite signals consistent with the characteristics of the Butterworth filter, according to the criterion of the maximum average value of its response. *Reports of the International scientific and technical conference "radio-Electronic devices and systems for infocommunication technologies" - REDS-2016*. Vol. 2. Series: Scientific conferences dedicated to the day of radio. Issue LXXI. Moscow: RNTO RES named after A. S. Popov. P. 477-482. (in Russian)
18. A.V. Alyoshintsev, V. G. Sannikov (2015). Multi-Frequency modem as one of the main elements of the "Intelligent building" system for remote object management. *T-Comm*. 2015. Vol. 9. No. 6. P. 21-27. (in Russian)
19. N.V. Zakharichenko, P.Ya. Nudel'man, V.G. Kononovich (1990). Discrete Message Transmission Basics. Moscow: Radio and communication. 240 p. (in Russian)

Information about author:

Andrey Vladimirovich Alyoshintsev, Senior Lecturer, Department of Mathematical Cybernetics and Information Technologies, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia