

3. Djordjevich A.R., Biljic R.M., Likar-Smiljanic V.D., Sarkar T.K. Wideband frequency-domain characterization of FR-4 and time-domain causality. *IEEE Trans. Electromag. Compat.*, 2001, vol. 43, pp. 662-666. doi: 10.1109/15.974647.
4. Kuksenko S.P., Gazizov T.R. Sovershenstvovanie algoritma vichesleniya metodom momentov emkostnih matric sistemi provodnikov i dielektrikov v diapazone znacheniy dielektricheskoi pronicaemosti dielektrikov [Improvement of the algorithm for calculating the capacitance matrices of structure of conductors and dielectrics by method of moments in the range of dielectric permeability values]. *Electromagnitnie vokni i elektronnie sistemi*, no. 10, 2012, pp. 13-21.
5. Surovtsev R.S., Kuksenko S.P., Gazizov T.R. Analiticheskaja ocenka vichislitelnih zatrat na reshenie SLAU pri mnogkratnom vichislenii emkostnoi matrici v diapazone izmenenija dielektricheskoi pronicaemosti dielektrikov [Analytic evaluation of the computational costs for solving systems of linear algebraic equations in multiple computing of the capacitance matrix in a range of the dielectric permittivity of dielectrics]. *Zapiski nauchnykh seminarov POMI*, vol. 428, 2014, pp. 196-207.
6. Surovtsev R.S., Kuksenko S.P. Vichislenie matrici emkosti proizvolnoi sistemi provodnikov i dielektrikov metodom mometov: zavisimost uskorenija za schet blochnogo LU-razlozhenija ot porjadka matrici SLAU [Computation of the Capacitance Matrix of a System of Conductors and Dielectrics Using the Method of Moments: Dependency of the Speedup by Means of Block LU Factorization on the Matrix Order of a Linear System]. *Izvestija vuzov. Fizika*, 2012, vol. 55, no. 9, pp. 126-130.
7. Surovtsev R.S., Salov V.K., Kuksenko S.P. Ispolzovanie blochnogo LU-razlozhenija dlja uskorenija vichislenija vremennogo otklika svjaannih linij peredachi s uchetom chastotnoj zavisimosti dielektricheskoy pronicaemosti podlozhki [Usage of block LU-factorization for acceleration of coupled transmission lines time-domain response calculation tacing into account the substrate permittivity frequency dependency]. *Infokommunikacionnie tehnologii*, 2013, vol. 11, no. 3, pp. 64-69.
8. Gazizov T.R., Kuksenko S.P., Surovtsev R.S. Acceleration of Multiple Solution of a Boundary Value Problem Involving a Linear Algebraic System. *Proc. of the 13th Int. Conf. of Numerical Analysis and Applied Mathematics*, Rhodes, Greece, 2015, pp. 1-4.
9. Ashirbakiev R.I., Salov V.K. Adaptivniy iteracioniy vikor optimalnoi segmentacii granic provodnikov i dielektrikov v zadachah elektrostatiки [Adaptive iterative selection of the optimal segmentation of a conductor and dielectric boundaries in electrostatic problems]. *Dokladi Tomskogo gosudarstvennogo universiteta system upravlenija i radioelektroniki*, 2013, no. 3, pp. 159-161.
10. N.J. Highman. *Accuracy and Stability of Numerical Algorithms*. Philadelphia: SIAM, 1961. 680 p.

Received 20.10.2015

ТЕХНОЛОГИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

УДК 621.396.67

ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС КОРРЕКЦИИ СИГНАЛА В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ БЫСТРОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ

Итальянцева М.Б., Николаев Б.И.

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, Самара, РФ

E-mail: italyantseva@mail.ru

В статье рассматриваются и сравниваются друг с другом с помощью компьютерных технологий и методов статистического моделирования несколько различных алгоритмов выравнивания сигнала на основе быстрого преобразования Фурье и выравнивания в частотной области. В рамках двух различных подходов к формированию пакетов данных анализируются два различных метода выравнивания – метод сведения к нулю и метод минимизации среднеквадратической ошибки. Один подход использует пассивный защитный интервал, а другой основан на использовании циклического префикса. Эти методы реализованы в программном комплексе для имитационного моделирования беспроводного канала с требуемыми параметрами.

В статье приведены результаты исследования помехоустойчивости сигнала в условиях передачи информации по однолучевому каналу, по двухлучевым каналам без корректора, с корректором по минимуму среднеквадратической ошибки и корректором по алгоритму сведения к нулю при различных соотношениях лучей в канале с

помехами. Для каждого метода получены зависимости коэффициента ошибок на бит от отношения «сигнал-шум» в различных условиях канала и сделаны выводы на основе этих результатов.

Ключевые слова: помехоустойчивость, частотный корректор, радиоканал, быстрое преобразование Фурье, многолучевость, имитационная модель, пост-пауза, циклический префикс.

Введение

Прием сигналов в каналах мобильной радиосвязи затруднен из-за многолучевого распространения, которое приводит к интерференции сдвинутых во времени копий передаваемого сигнала и, как следствие, к частотно-селективным замираниям и межсимвольным помехам. Преодоление межсимвольной интерференции традиционно производится с помощью эквалайзеров (линейных и нелинейных выравнивателей) [1]. Поскольку импульсная характеристика канала непрерывно меняется, эквалайзер должен быть адаптивным. Адаптивные эквалайзеры подробно изучены и описаны в литературе [1-2]. Выравнивание сигнала при этом производится во временной области. Такие эквалайзеры работоспособны как при потоковой, так и при пакетной передаче данных.

Альтернативным способом преодоления межсимвольных помех, который анализируется в статье, является выравнивание в частотной области (FDE) [3]. Оно требует прямого, а затем обратного быстрого преобразования Фурье (БПФ), между которыми производится комплексное умножение спектральной плотности сигнала на передаточную функцию выравнивателя. Преобразование Фурье требует разбиения потока данных на пакеты, длина которых согласована с размером N БПФ.

Один из методов FDE можно реализовать по алгоритму, когда передаваемые пакеты следуют плотно один за другим, образуя непрерывный поток символов. Разбиение потока на пакеты производится на приемной стороне, в результате чего образуется межпакетная интерференция, приводящая к большой погрешности выравнивания на границах пакетов. Эффективным средством борьбы с этой погрешностью является параллельная обработка одного и того же сигнала со сдвигом на $N/2$ с последующим сшиванием неискаженных частей пакетов [4]. Преимуществом этого метода является отсутствие необходимости введения защитных интервалов на передаче. Серьезным недостатком этого метода является удвоенный объем вычислительных операций на приемной стороне.

В статье анализируются следующие методы FDE при пакетной передаче:

1. Метод пост-паузы.
2. Метод циклического префикса.

В качестве имитационной модели для получения экспериментальных данных в статье использовался программный комплекс [5], разработанный в среде C++. Этот пакет программ позволяет создать модель беспроводного канала с требуемыми параметрами.

Метод пост-паузы

На рис. 1 представлен алгоритм работы метода пост-паузы. Блок Mapper выполняет функцию модулятора, на его выходе образуется сигнал, состоящий из комплексных величин. Разбиение на пакеты производится на передающей стороне с оставлением между пакетами пассивных защитных интервалов, длительность которых перекрывает временное рассеяние сигнала за счет многолучевости (см. рис. 2). На приемной стороне пауза заполняется «хвостами» от рассеяния предыдущего пакета, однако межпакетная интерференция отсутствует. Размер БПФ (FFT) N охватывает суммарную длительность пакета и паузы (см. рис. 3).

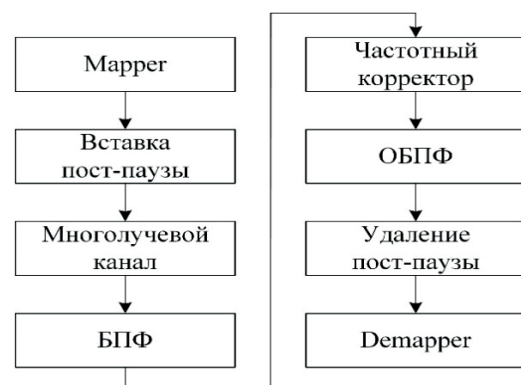


Рис. 1. Алгоритм работы метода пост-паузы

Затем принятый сигнал корректируется в частотной области и преобразуется обратно в функцию, зависящую от времени, при помощи ОБПФ (IFFT). После этого паузы удаляются. Последней операцией в алгоритме является восстановление битового потока с помощью блока Demapper. Его работа осуществляется по правилу максимального правдоподобия [1].

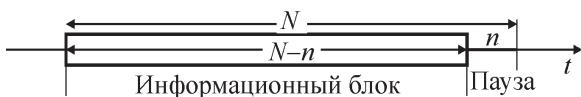


Рис. 2. Иллюстрация метода пост-паузы (передающая сторона)

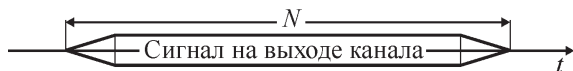


Рис. 3. Иллюстрация метода пост-паузы (приемная сторона)

Метод циклического префикса

Отличие этого алгоритма от предыдущего заключается в наличии блоков вставки и удаления циклического префикса. Разбиение на пакеты производится на передающей стороне, однако между пакетами вставляется циклический префикс, длительность которого n перекрывает временное рассеяние сигнала [6]. Префикс представляет собой фрагмент сигнала, взятый с конца пакета и скопированный в начало (см. рис. 5). Размер БПФ N охватывает только длительность пакета.

На приемной стороне циклический префикс удаляется. Как и в предыдущем методе, здесь используется корректирование сигнала в частотной области, для чего применяется БПФ. Поскольку БПФ является циклической функцией, а «хвосты» от циклического префикса накладываются на первые символы информационного блока в начале пакета, n символов в конце пакета восстанавливаются.

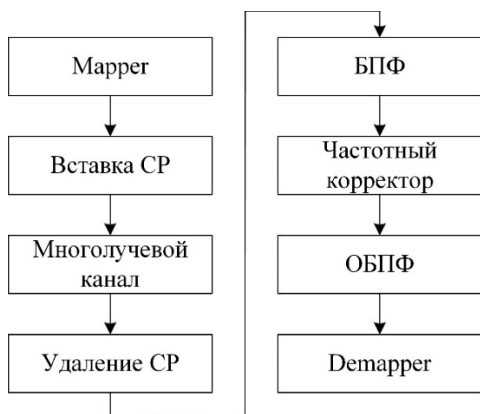


Рис. 4. Алгоритм работы метода циклического префикса

При одной и той же длине пакета метод циклического префикса более экономно использует временной ресурс, поскольку служебная информация занимает меньшую часть пакета.

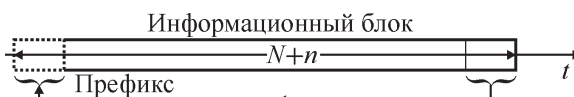


Рис. 5. Иллюстрация метода циклического префикса (передающая сторона)

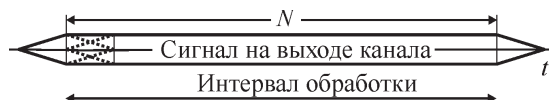


Рис. 6. Иллюстрация метода циклического префикса (приемная сторона)

Частотный корректор по алгоритму сведения к нулю

Нуль-форсирующий корректор [1] при отсутствии помех является простейшим типом корректора, принцип работы которого заключается в восстановлении спектра сигнала, искаженного каналом. Для этого по импульсной характеристике канала определяется передаточная функция корректора, на которую затем умножается спектр принимаемого сигнала.

Обозначая импульсную характеристику канала в виде множества $\{\dot{\gamma}_l\}$, передаточную функцию k -ой компоненты корректора можно получить по формуле:

$$\dot{C}_k = \frac{1}{\sum_{l=0}^{N-1} \dot{\gamma}_l e^{j2\pi kl/N}}, \tag{1}$$

где N – размер БПФ. Следовательно, при отсутствии шума в канале на выходе нуль-форсирующего корректора восстанавливается исходный сигнал, то есть полностью устраняется МСИ. Однако при наличии шума корректор увеличивает его дисперсию. Существенным недостатком такого корректора является бесконечно большое усиление шума на частотах, где передаточная функция канала обращается в нуль. Это приведет к полному подавлению сигнала на всей временной оси. Ради справедливости заметим, что эта ситуация встречается с малой вероятностью.

Частотный корректор по минимуму среднеквадратической ошибки

Лучшие результаты показывает корректор, обеспечивающий минимизацию среднеквадратической ошибки (СКО) [1]. Если эту ошибку рассматривать как шум, то минимизация дисперсии СКО способствует снижению вероятности ошибки демодуляции.

Рассмотрим блок-схему канала с корректором (см. рис. 7), где $u(t)$ – сигнал на входе канала; $s(t)$ и $n(t)$ – сигнал и шум, поступившие на вход корректора; $\hat{z}(t) = \hat{s}(t) + \hat{n}(t)$ – их сумма на его выходе. Задача состоит в том, чтобы минимизировать среднеквадратическое отличие $\hat{z}(t)$ от $u(t)$, то есть погрешность восстановления сигнала. Эта погрешность включает два слагаемых: погрешность восстановления самого сигнала и погрешность, обусловленную наложением шума.

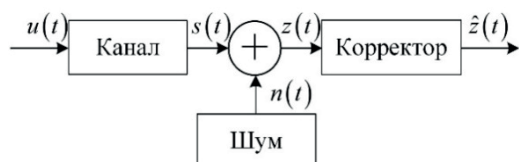


Рис. 7. Блок-схема канала с корректором

В соответствии с рис. 1 и рис. 4 рассматриваемый корректор состоит из трех блоков, показанных на рис. 8. Для минимизации общей дисперсии ошибки необходимо минимизировать погрешность восстановления каждой k -ой частотной компоненты.

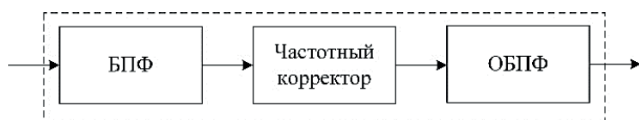


Рис. 8. Блок-схема корректора

Дисперсия погрешности восстановления k -ой компоненты сигнала равна

$$D_{\text{счк}} = D_{\text{сч}} \left| 1 - \dot{\gamma}_k \dot{C}_k \right|^2,$$

где $D_{\text{сч}}$ – дисперсия сигнала. Дисперсия погрешности, обусловленной наложением k -ой компоненты шума, равна

$$D_{\text{шчк}} = D_{\text{шч}} \left| \dot{C}_k \right|^2,$$

где $D_{\text{шч}}$ – дисперсия шума. В силу некоррелированности сигнала и шума на входе корректора их дисперсии складываются:

$$\begin{aligned} D_{\text{счк}} &= D_{\text{сч}} \left| 1 - \dot{\gamma}_k \dot{C}_k \right|^2 + D_{\text{шч}} \left| \dot{C}_k \right|^2 = \\ &= D_{\text{сч}} \left(1 - \dot{\gamma}_k \dot{C}_k \right) \left(1 - \dot{\gamma}_k^* \dot{C}_k^* \right) + D_{\text{шч}} \dot{C}_k \dot{C}_k^* = \\ &= D_{\text{сч}} \left(1 - \dot{\gamma}_k \dot{C}_k - \dot{\gamma}_k^* \dot{C}_k^* + \dot{\gamma}_k \dot{\gamma}_k^* \dot{C}_k \dot{C}_k^* \right) + D_{\text{шч}} \dot{C}_k \dot{C}_k^*. \end{aligned}$$

Для минимизации этой суммы найдем оптимальные значения \dot{C}_k . Обозначим $C_{\text{сч}}$ и $C_{\text{счс}}$

– вещественную и мнимую компоненты \dot{C}_k , соответственно:

$$D_{\text{счк}} = D_{\text{сч}} \left[1 - \gamma_{\text{сч}} C_{\text{счс}} + \gamma_{\text{счс}} C_{\text{сч}} - \gamma_{\text{сч}} C_{\text{сч}} + \gamma_{\text{счс}} C_{\text{счс}} + \left(\gamma_{\text{сч}}^2 + \gamma_{\text{счс}}^2 \right) \left(C_{\text{сч}}^2 + C_{\text{счс}}^2 \right) \right] + D_{\text{шч}} \left(C_{\text{сч}}^2 + C_{\text{счс}}^2 \right).$$

Найдем частные производные и приравняем их к нулю:

$$\begin{aligned} \left. \frac{\partial D_{\text{счк}}}{\partial C_{\text{сч}}} \right|_{C_{\text{сч}} = C_{\text{сч опт}}} &= D_{\text{сч}} \left(-2\gamma_{\text{сч}} + \gamma_{\text{сч}}^2 \cdot 2C_{\text{сч}} + \gamma_{\text{счс}}^2 \cdot 2C_{\text{сч}} \right) + \\ &+ D_{\text{шч}} \cdot 2C_{\text{сч}} = 0, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \left. \frac{\partial D_{\text{счк}}}{\partial C_{\text{счс}}} \right|_{C_{\text{счс}} = C_{\text{счс опт}}} &= D_{\text{сч}} \left(2\gamma_{\text{счс}} + \gamma_{\text{сч}}^2 \cdot 2C_{\text{счс}} + \gamma_{\text{счс}}^2 \cdot 2C_{\text{счс}} \right) + \\ &+ D_{\text{шч}} \cdot 2C_{\text{счс}} = 0, \end{aligned}$$

$$C_{\text{сч}} \left[2\gamma_{\text{сч}}^2 D_{\text{сч}} + 2\gamma_{\text{счс}}^2 D_{\text{сч}} + 2D_{\text{шч}} \right] = D_{\text{сч}} 2\gamma_{\text{сч}},$$

$$C_{\text{счс}} \left[2\gamma_{\text{сч}}^2 D_{\text{сч}} + 2\gamma_{\text{счс}}^2 D_{\text{сч}} + 2D_{\text{шч}} \right] = -D_{\text{сч}} 2\gamma_{\text{счс}}.$$

Таким образом, оптимальный комплексный коэффициент передачи корректора для k -ой частотной компоненты равен

$$\dot{C}_k = C_{\text{сч}} + jC_{\text{счс}} = \frac{D_{\text{сч}} \cdot \gamma_k^*}{|\gamma_k|^2 D_{\text{сч}} + D_{\text{шч}}}. \quad (2)$$

Интересно отметить, что при отсутствии шума ($D_{\text{шч}} \equiv 0$) рассмотренный корректор вырождается в корректор по алгоритму сведения к нулю:

$$\dot{C}_{k1} = \frac{D_{\text{сч}} \cdot \gamma_k^*}{|\gamma_k|^2 D_{\text{сч}}} = \frac{1}{\dot{\gamma}_k}. \quad (3)$$

Частные случаи для (2): при $\gamma_k \rightarrow 0$ $C_k \rightarrow 0$; при $\gamma_k \rightarrow \infty$ $C_k \rightarrow 0$. Формула (2) может быть переписана в виде:

$$\dot{C}_k = \dot{C}_{k1} \cdot C_{k2}, \quad (4)$$

где

$$C_{k2} = \frac{D_{\text{сч}} |\gamma_k|^2}{D_{\text{сч}} |\gamma_k|^2 + D_{\text{шч}}}. \quad (5)$$

Таким образом, частотный корректор с коэффициентом передачи \dot{C}_k , используемый для выравнивания сигнала в программном комплексе, можно представить в виде каскадного включения двух частотных корректоров с коэффициентами передачи \dot{C}_{k1} и C_{k2} (см. рис. 9).

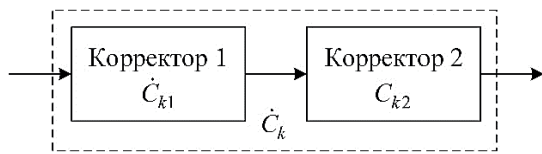


Рис. 9. Схема частотного корректора

Символы на выходе первого корректора C_{k1} содержат переданную информацию, искаженную только аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) в канале. Главным недостатком корректора с нулевыми взаимными помехами является бесконечное увеличение АБГШ в «нулях» частотной характеристики канала. Но его достоинством является выравнивание сигнала при неизвестном $D_{шк}$.

Корректор C_{k2} организован по принципу фильтра Колмогорова-Винера [1], который является оптимальным фильтром формирования выходного сигнала при известной спектральной плотности полезного сигнала D_{ck} и шума $D_{шк}$. В качестве критерия его оптимизации используется среднеквадратическое отклонение выходного сигнала от передаваемого.

На рис. 10-12 показаны три варианта частотной характеристики двухлучевого канала, передаточной функции корректора, рассчитанной по (2), и спектральной плотности шума на выходе корректора. В первом варианте (обозначенном цифрой «1») соотношение лучей 1:0,4; во втором варианте «2» – 1:0,65; в третьем «3» – 1:1. Рассмотренный способ коррекции сигнала предполагает знание импульсной характеристики канала. Способы получения этой информации описаны, например, в [7-8]. Полученный от использования такого частотного корректора эффект – уменьшение искажений, внесенных многолучевостью, и возможность корректора выравнивать сигнал, прошедший через канал с любой ИХ.

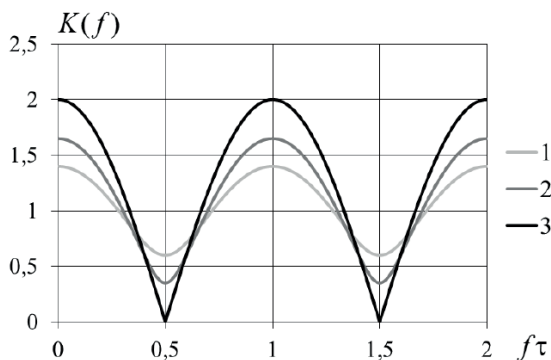


Рис. 10. Частотная характеристика двухлучевого канала

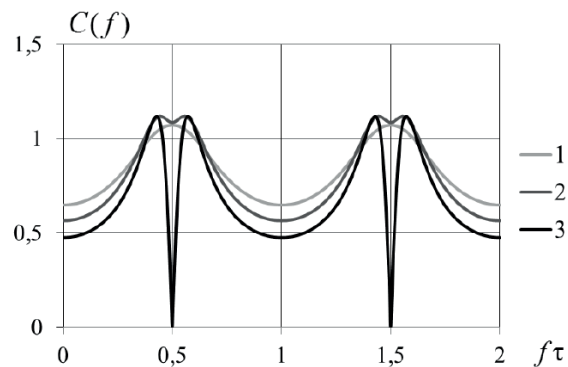


Рис. 11. Передаточная функция корректора

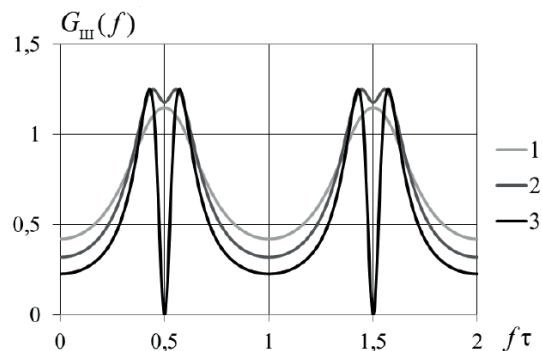


Рис. 12. Спектральная плотность шума на выходе корректора

Результаты статистического имитационного моделирования

Многочисленные опыты показали, что результаты работы алгоритмов с циклическим префиксом и с пост-паузой одинаковы, поэтому далее приведены результаты моделирования только для метода циклического префикса. На рис. 13 приведены графики зависимостей вероятности ошибки для сигнала ФМ-2 в условиях передачи информации по однолучевому каналу, по двухлучевым каналам без корректора, с корректором по минимуму СКО и корректором по алгоритму сведения к нулю с соотношением лучей в канале 1:1.

На рис. 14 приведены эти же графики для соотношения лучей 1:0,5 (или 0,5:1).

На рис. 13-14 значения вероятности ошибки для сигнала, передаваемого в однолучевом канале, рассчитаны по формуле [1]:

$$P_m = 2Q\left(\sqrt{2h_m^2}\right), \quad (5)$$

где $Q(x)$ – Q -функция:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2/2} dt;$$

h_m^2 – отношение энергии сигнала, несущего этот символ, к спектральной плотности мощности БГШ. Для сигнала, передаваемого в двухлучевом канале, вероятность ошибки получена экспериментальным путем.

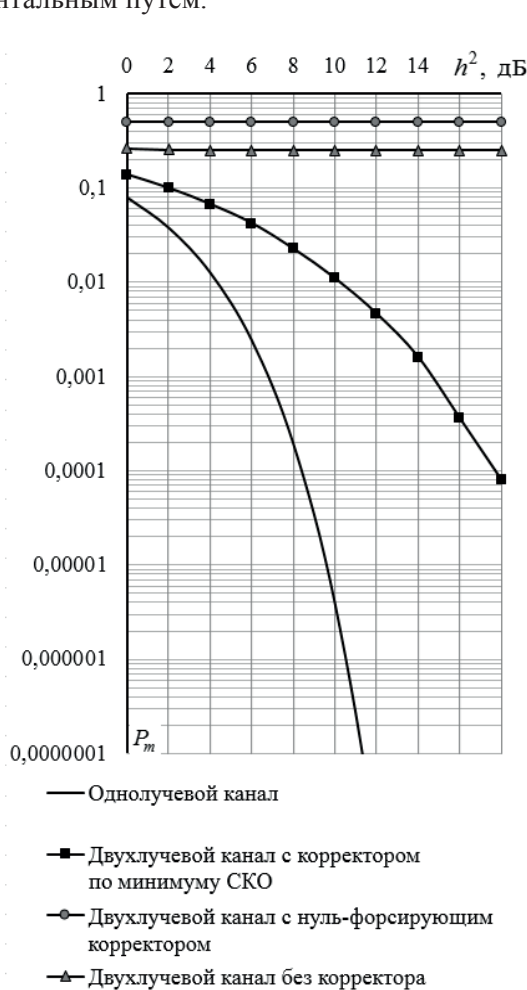


Рис. 13. Графики зависимостей вероятности ошибки от ОСШ на символ в канале с соотношением лучей 1:1

Выводы

Использование методов пост-паузы и циклического префикса полностью решает проблему возникновения «краевых эффектов» при преобразовании Фурье. Если нет помех, то коррекция сигнала может быть осуществлена как угодно точно.

При слабо выраженной многолучевости результаты работы корректоров по алгоритмам сведения к нулю и минимуму СКО отличаются незначительно. Напротив, при наличии в канале двух лучей одинаковой интенсивности нуль-форсирующий корректор только ухудшает работу приемника, выдавая несократимую вероятность ошибки. Выравнивание сигнала в частотной области (FDE) с применением БПФ обеспечивает высокую точность корректирования принимае-

мого сигнала (по сравнению с выравниванием во временно области), а также высокую скорость обработки сигнала (по сравнению с переборными алгоритмами).

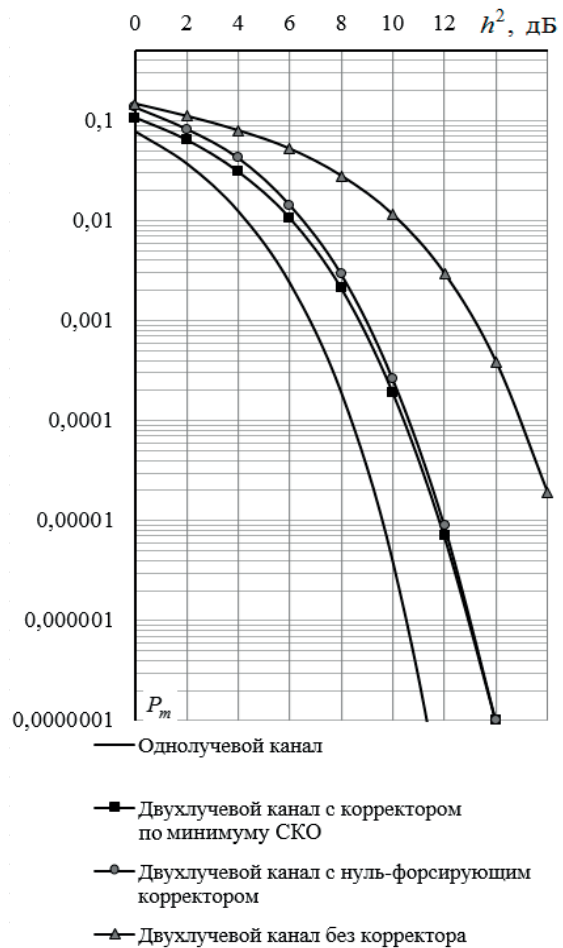


Рис. 14. Графики зависимостей вероятности ошибки от ОСШ на символ в канале с соотношением лучей 1:0,5 (или 0,5:1)

При слабо выраженной многолучевости результаты работы корректоров по алгоритмам сведения к нулю и минимуму СКО отличаются незначительно. Напротив, при наличии в канале двух лучей одинаковой интенсивности нуль-форсирующий корректор только ухудшает работу приемника, выдавая несократимую вероятность ошибки. Выравнивание сигнала в частотной области (FDE) с применением БПФ обеспечивает высокую точность корректирования принимаемого сигнала (по сравнению с выравниванием во временной области), а также высокую скорость обработки сигнала (по сравнению с переборными алгоритмами).

Литература

1. Прокис Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. под ред. Д.Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.

2. Farhang-Boroujeny B. Adaptive filters: theory and applications. John Wiley & Sons, 1998. – 548 p.
3. Glaveix A., Laot C., Labat J. Turbo equalization over a frequency selective channel // Proc. 1st Symp. Turbo Codes. 1997. – С. 96–102.
4. Пустовалов Е.В. Сравнительный анализ методов линейной частотной эквализации. СПб.: ГУАП, 2011. – С. 126-148.
5. Итальянцева М.Б. Программный комплекс для статистического моделирования нижних уровней систем мобильной связи // Материалы XXI МНТК «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж, апрель 2015. – С. 1060-1068.
6. Ипатов В. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. М.: Техносфера, 2007. – 488 с.
7. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.
8. Benvenuto N., Cherubini G. Algorithms for Communications Systems and Their Applications. John Wiley & Sons, 2002. – 1285 p.
9. Николаев Б.И., Чингаева А.М. Оптимальная цифровая фильтрация потока оценок импульсной характеристики канала с селективными замираниями, полученных по информационным посылкам // Материалы XI МНТК «Радиолокация, навигация, связь». Т. 2. Воронеж, апрель 2005. – С. 648-653.

Получено 04.08. 29015

Итальянцева Мария Борисовна, аспирант Кафедры теоретических основ радиотехники и связи (ТОРС) Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ). Тел. 8-927-265-03-71. E-mail: italyantseva@mail.ru

Николаев Борис Иванович, д.т.н., профессор ТОРС ПГУТИ. Тел. 8-917-150-90-94. E-mail: ibn41@mail.ru

SOFTWARE FOR SIGNAL CORRECTION IN FREQUENCY DOMAIN BY USING THE FAST FOURIER TRANSFORM

Italyantseva M.B., Nikolaev B.I.

Povolzhskiy State University of Telecommunication and Informatics, Samara, Russian Federation

E-mail: italyantseva@mail.ru

In this work we described and compared a few algorithms for signal correction based on the fast Fourier transform (FFT) and signal correction in frequency domain that was performed by computer techniques and statistical simulation methods. By taking into account two different approaches for packet assembly, we analyzed two different methods for signal correction. First, was nullification method, and second was mean square fault minimization method. The first approach applies passive guard interval, while the second is based on using cyclic prefix. Both methods were realized by software for simulation of wireless channel with required parameters. We present results of researches of signal noise immunity under following conditions: transmission over single-beam channel, transmission over dual-beam channels without both correction, correction based on mean square fault minimization, and correction based on nullification algorithm with unequal beam ratios in noisy channel. We obtained bit-error relations on signal-to-noise ratio under different channel conditions, and present conclusions based on these results.

Keywords: *noise immunity, frequency correction, radio channel, Fast Fourier Transform, multipath, simulation, post-pause, cyclic prefix*

DOI: 10.18469/ikt.2015.13.4.04

Italyantseva Mariya Borisovna, PhD-student, Department of Radio Engineering and Telecommunication Theory, Povolzhskiy State University of Telecommunication and Informatics, Samara, Russian Federation. Tel.: +79272650371. E-mail: italyantseva@mail.ru.

Nikolaev Boris Ivanovich, Doctor of Technical Science, Professor of the Department of Radio Engineering and Telecommunication Theory, Povolzhskiy State University of Telecommunication and Informatics, Samara, Russian Federation. Tel.: +79171509094. E-mail: ibn41@mail.ru

References

1. Proakis J. *Digital Communication*. 3rd ed. Mc Graw-Hill, 1995, 912 p. (Russ. ed.: Prokis D. *Tsyfrovaya svyaz*. Moscow, Radio i svjaz Publ., 2000, 800 p.)
2. Farhang-Boroujeny B. *Adaptive filters: theory and applications*. John Wiley & Sons, 1998, 548 p.
3. Glaveix A., Laot C., Labat J. Turbo equalization over a frequency selective channel. *Proc. 1st Symp. Turbo Codes*. 1997, pp. 96–102.
4. Pustovalov E.V. Sravnitelnyy analiz metodov lineynoy chastotnoy ekvalizatsii [A comparative analysis of methods of linear frequency equalization]. *Voprosy peredachi i zachshity informatsii*, Saint Petersburg, GUAP, 2011, pp. 126-148.
5. Italyantseva M.B. Programmnyy kompleks dlya statisticheskogo modelirovaniya nizhnikh urovney sistem mobilnoy svyazi [The software package for the statistical modeling of the lower levels of mobile communication systems]. *XXI Mezhdunarodnaya nauchno-tehnicheskaya konferentsiya Radiolokatsiya, navigatsiya, svyaz*, Voronezh, 2015, pp. 1060-1068.
6. Ipatov V. *Shirokopolosnye sistemy i kodovoe razdelenie signalov. Printsipy i prilozheniya*. [Broadband systems and code division signals. Principles and Applications]. Moscow, Tekhnosfera Publ., 2007, 488 p.
7. Widrow B., Stearns S. Adaptive signal processing. Prentice-Hall, 1985, 463 p. (Russ. ed.: Uidrou B., Stirnz S. *Adaptivnaya obrabotka signalov*. Moscow, Radio i svyaz Publ., 1989, 440 p.)
8. Benvenuto N., Cherubini G. *Algorithms for Communications Systems and Their Applications*. John Wiley & Sons, 2002, pp. 1285.
9. Nikolaev B.I., Chingaeva A.M. Optimalnaya tsifrovaya filtratsiya potoka otsenok impulsnoy kharakteristiki kanala s selektivnymi zamiraniyami, poluchennykh po informatsionnym posylkam [Optimum digital filtering flow channel impulse response estimates with selective fading on information received parcels], *XI Mezhdunarodnaya nauchno-tehnicheskaya konferentsiya Radiolokatsiya, navigatsiya, svyaz*, Voronezh, 2005, vol. 2, pp. 648-653.

Received 04.08.2015

УДК 629.783

ПРИМЕНЕНИЕ ВЕЙВЛЕТОВ И ФУНКЦИЙ ЭРМИТА ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ СШП-ИМПУЛЬСОВ ПОД ТРЕБОВАНИЯ МАСКИ ГКРЧ

Кислинский В.Д., Грахова Е.П., Абдрахманова Г.И.

Уфимский государственный авиационный технический университет, Уфа, РФ

E-mail: be.me@bk.ru

В статье рассмотрена возможность применения функций Эрмита и вейвлетов для разработки импульсов, спектральная плотность мощности которых соответствует маске Государственной комиссии по радиочастотам РФ на уровень излучения сверхширокополосных устройств внутри помещений. Сформулирована задача оптимизации формы импульсов, исследованы два класса функций на основе полиномов Эрмита и один – на основе частотного В-сплайнового вейвлета. Исследована зависимость формы импульсов от значения различных параметров и порядка функции. Представлены результаты компьютерного моделирования оптимальных импульсов и их сравнение по коэффициенту использования маски с представленными в литературе аналогами. Даны рекомендации по применению данных импульсов в системах сверхширокополосной связи ввиду простоты их генерации и высокого значения коэффициента использования маски.

Ключевые слова: оптимизация, спектральная маска, сверхширокополосная связь, вейвлеты, полиномы Эрмита.

Введение

Стремительно развивающаяся технология сверхширокополосной (СШП) радиосвязи наряду с новыми возможностями и разработками ставит и новые задачи, неизвестные ранее. При этом открываются и новые потенциальные области применения данной технологии, такие как, в частности, организация радиоканала

в системе Radio-over-Fiber (RoF), что позволит полнее использовать преимущества волоконной оптики. Однако не стоит забывать об ограничениях, наложенных Государственной комиссией по радиочастотам (ГКРЧ) на уровне излучения СШП-устройств [1] в РФ, которые значительно усложняют задачу формирования импульсов по сравнению с аналогичной задачей для ранее из-