

КОМПЕНСАЦИЯ МЕЖСИМВОЛЬНЫХ ИСКАЖЕНИЙ НА ОСНОВЕ ФОРМИРУЮЩИХ ФИЛЬТРОВ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

А. Х. СУЛТАНОВ¹, В. Х. БАГМАНОВ², И. К. МЕШКОВ³, А. Г. МЕШКОВА⁴,
А. А. ИШМИЯРОВ⁵

³ mik.ivan@bk.ru

ФГБОУ ВПО «Уфимский государственный авиационный технический университет» (УГАТУ)

Поступила в редакцию 28.05.2013

Аннотация. Предлагается использовать различные типы формирующих фильтров для компенсации межсимвольных искажений и повышения спектральной эффективности систем связи. Для получения импульсной характеристики предлагается минимизировать среднеквадратические отклонения с учетом критериев Найквиста для компенсации межсимвольной интерференции. Для оценки полученных результатов использовались глаз-диаграммы, по которым определялись основные параметры сигнала, влияющие на межсимвольные искажения в телекоммуникационных системах. Приводятся выводы по возможности использования различных типов фильтров.

Ключевые слова: критерии Найквиста; формирующие фильтры; межсимвольные искажения; глаз-диаграмма; спектральная эффективность.

В беспроводных цифровых системах связи данные передаются через ограниченные по полосе каналы. Ограниченность каналов связана с жестким дефицитом частотного ресурса. В связи с этим повышаются требования по ограничению спектра сигнала передатчика, а также повышению его спектральной эффективности. В современных цифровых системах для ограничения спектра сигнала используются формирующие фильтры. Это приводит к тому, что при ограничении спектра полезного сигнала происходит его искажение во временной области. Сглаживание фронтов соседних прямоугольных импульсов влияет на их расширение и взаимное перекрытие. Данный эффект в области инфокоммуникационных технологий получил название межсимвольной интерференции (МСИ). Эффект МСИ приводит к росту вероятности ошибки при приеме сигнала и ограничивает качество, скорость и расстояние передачи информации, при этом МСИ позволяет сузить спектр передаваемого сигнала при ухудшении качества передачи информации за счет повышения вероятности битовой ошибки.

Исследованиями проблем МСИ занимался Гарри Найквист [1]. Для передачи данных без МСИ [2, 3] необходимо использование идеального фильтра Найквиста, амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) которого имеет прямоугольную форму [4, 5].

МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ

Рассмотрим модель системы (рис. 1), передаваемый сигнал $s(k)$ может быть представлен как свертка дискретной последовательности информационных символов:

$$s(t) = \sum_k a(k)p(t - kT_s), \quad (1)$$

где $a(k)$ – биты, соответствующие k -му символу (или символам констеляционной диаграммы в случае квадратурных методов модуляции), $p(t)$ форма импульса, T_s длительность импульса.

С выхода передатчика сигнал поступает на формирующий фильтр с передаточной функцией $H_T(f)$.

В канале связи на полезный сигнал действует аддитивный белый гауссовский шум $n(t)$. На приеме сигнал поступает на согласованный фильтр с частотной характеристикой $H_R(f)$.

Исследование выполнено при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации, соглашение № 14.В37.21.1974.

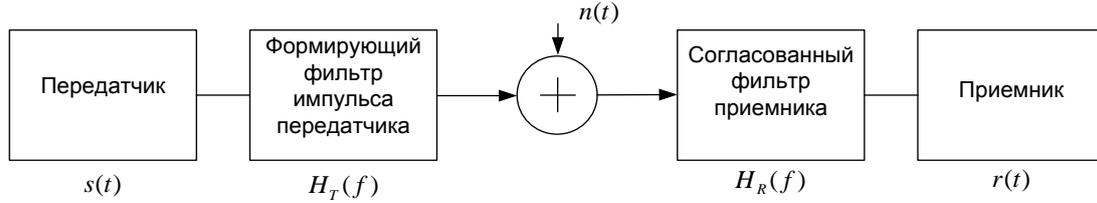


Рис. 1. Модель системы передачи и приема

В общем виде принятый сигнал можно представить следующим образом:

$$r(t) = \int_0^{T_s} h(t - \tau)s(\tau)d\tau + n(t), \quad (2)$$

где $h(t)$ – импульсная характеристика канала. Тогда общую передаточную функцию всей системы можно выразить в следующем виде:

$$H(f) = H_T(f)H_R(f)H_C(f), \quad (3)$$

где $H_C(f)$ – передаточная функция канала.

При реализации формирующих фильтров в системах связи используют фильтры с конечной импульсной характеристикой, в которых бесконечная импульсная характеристика фильтра Найквиста усекается оконной (весовой) функцией. Использование прямоугольной весовой функции приводит к появлению больших боковых лепестков формирующего фильтра, низкой скорости спада АЧХ и пульсациям в области пропускания фильтра. Для уменьшения этих эффектов фронты АЧХ фильтра сглаживают, аппроксимировав их функцией приподнятого косинуса. При реализации приемного устройства системы связи на практике используют согласованную фильтрацию сигнала, частотная характеристика которого является комплексно сопряженной с формирующим фильтром. Эта общая частотная характеристика должна удовлетворять требованиям Найквиста. Поэтому при реализации устройств связи на передающей и приемной сторонах в основном используют фильтры с характеристикой корень из приподнятого косинуса, которые вместе имеют частотную характеристику фильтра Найквиста, что позволяет устранять МСИ при приеме информации.

КРИТЕРИИ НАЙКВИСТА ВО ВРЕМЕННОЙ И ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТЯХ ДЛЯ МИНИМИЗАЦИИ МСИ

Согласованная фильтрация опирается на выводы Найквиста [6, 7] о возможности передачи ограниченных по полосе и свободных от МСИ сигналов. Эти свойства важны для опти-

мального распознавания символов в приемнике. Введем импульсную характеристику $h_{TR}(t)$, представляющую собой общую импульсную характеристику передатчика-приемника, а $H_{TR}(f)$ ее преобразование Фурье.

I критерий Найквиста: Нулевая МСИ в моменты выборки. Сигнал, удовлетворяющий I критерию Найквиста (4), пересекает ноль в моменты времени, кратные периоду сигнала T . В этом случае глаз-диаграмма полностью открываются вертикально. Это требование во временной области:

$$h_{TR}(kT) = d_{k0}, \quad k \in Z, \quad (4)$$

где d_{k0} – дельта-функция Кронекера. Тогда в частотной области I критерий Найквиста вносит следующие ограничения:

$$\sum_k H(f - k/T) = T. \quad (5)$$

Для импульса необходима частотная характеристика с наименьшей пропускной способностью, которая удовлетворяет критерию нулевой МСИ, т. е. когда импульсная характеристика пересекает нулевой уровень в точках, отстоящих друг от друга на величину T .

II критерий Найквиста: Регулярность в нулевых точках. Сигнал, удовлетворяющий II критерию Найквиста (6), пересекает ноль в моменты времени $\pm 1,5T, \pm 2,5T, \pm 3,5T$. В результате горизонтальное открытие глаза-диаграммы максимально и равно длительности символа T . Во временной области $h_{TR}(t)$ должна удовлетворять условию:

$$h_{TR}(kT - T/2) = [d_{k0} + d_{k1}] / 2, \quad k \in Z. \quad (6)$$

В частотной области (6) эквивалентно:

$$\sum_k (-1)^k H_{TR}(f - k/T) = 2T \cos(\pi f T). \quad (7)$$

Кроме максимальной ширины глаз-диаграммы, введение II критерия Найквиста помогает в ограничении выбросов передаваемого сигнала.

III критерий Найквиста: сохранение площади импульса. Сигнал, удовлетворяющий III критерию Найквиста (8), имеет нулевую площадь для любого другого значения интервала времени, кроме своего собственного. Этот критерий выражается во временной области следующим образом,

$$E = \int_{(2k-1)T/2}^{(2k+1)T/2} h_{TR}(t) dt = d_{k0}. \quad (8)$$

IV критерий Найквиста: невосприимчивость к временному джиттеру (TJ). Сигнал, удовлетворяющий IV критерию Найквиста (9), пересекает ноль в точках kT , $k \neq 0$, при этом производные порядка p в этих точках равны нулю. Во временной области это условие переводится в $h_{TR}(t)$, удовлетворяющему следующим условиям:

$$h_{TR}^{(p)}(kT) = \begin{cases} 0, & \forall k \in \mathbb{Z}, p \in \mathbb{N}, (p, k) \neq (0, 0) \\ 1, & \text{для } (p, k) = (0, 0) \end{cases}. \quad (9)$$

Этот критерий обобщает I критерий Найквиста, который в частотной области в настоящее время выражается так:

$$\sum_k k^p H(f - k/T) = h^p T^{p+1}. \quad (10)$$

Такого рода сигналы требуют пропускной способности, линейно растущей с числом нулевых производных в нуле функции, т. е. чем больше p , тем шире полоса пропускания канала связи.

СИНТЕЗ ФИЛЬТРА

Методикой для получения передаточной характеристики фильтра для уменьшения МСИ является оптимизация конструкции импульсной характеристики, путем минимизации конкретных среднеквадратичных искажений сигнала от критериев, которые сформулированы во временной области, при этом они будут связаны с вероятностью ошибочного приема символов. Наиболее значимыми критериями среднеквадратического отклонения искажений являются:

- критерий МСИ в выбранные моменты времени:

$$e_I^2 = \sum_k [h(kT) - d_{k0}]^2. \quad (11)$$

- критерий регулярности появления нулей:

$$e_{II}^2 = \sum_k [h(kT - T/2) - (d_{k0} + d_{k1})/2]^2. \quad (12)$$

- критерий чувствительности к временному джиттеру:

$$e_{TJ}^2 = \sum_k [h(kT)]^2. \quad (13)$$

В идеальной системе стараются минимизировать (11–13) одновременно:

$$(e_I^2, e_{II}^2, e_{TJ}^2) \Rightarrow \min. \quad (14)$$

Однако, поскольку пропускная способность системы связи всегда ограничена, это невозможно сделать. Обычно стараются удовлетворить I критерий Найквиста, а между остальными требованиями ищут компромисс в зависимости от требований, предъявляемых к системе связи.

При условии идеального канала передачи, и учитывая, что соответствующая фильтрация обычно используется на передающей и приемной части, оптимальный фильтр реализуется передаточной функцией, которая имеет частотную характеристику корень приподнятого косинуса (SRRC):

$$H_{RRC}(f) = \begin{cases} T, & 0 \leq |f| \leq \frac{1-r}{2T} \\ T \sqrt{\frac{1}{2} + \cos \left[\frac{\pi T}{r} \left(|f| - \frac{1-r}{2T} \right) \right]}, & \frac{1-r}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+r}{2T} \\ \frac{1-r}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+r}{2T} \end{cases}, \quad (15)$$

где r ($0 \leq r \leq 1$) – коэффициент сглаживания, представляет собой избыток полосы, деленный на ширину полосы по уровню – 6 дБ, характеризует крутизну фронта характеристики фильтра. Тогда передаточная характеристика передатчика-приемника будет:

$$H_{TR}(f) = |H_{RRC}(f)|. \quad (16)$$

Кроме того, возможно незначительное нарушение первого критерия в случае, если это приведет к значительному улучшению в остальных критериях. Тогда композиционная погрешность Найквиста будет записана следующим образом:

$$e^2 = \alpha e_I^2 + \beta e_{II}^2 + \chi e_{TJ}^2. \quad (17)$$

Минимизация e^2 с учетом ограничений $h_{TR}(T)$ приводит к следующей общей передаточной функции:

$$H_{\alpha\beta\chi}(f, m) = \begin{cases} \frac{\beta \cos(\pi f) - m}{(\alpha + \beta + 4\pi^2 \chi f^2)}, & 0 \leq |f| \leq \frac{1-r}{2T}, \\ \frac{\beta \cos(\pi f)}{(\alpha\beta + \pi^2 \beta \chi (1-f^2))} \times \\ \times \frac{(\alpha + 2\pi^2 \chi (1-f)(1-2f))}{2} - & (18) \\ \frac{m(\beta + 2\pi^2 \chi (1-f))}{2(\alpha\beta + \pi^2 \beta \chi (1-f^2))}, & \frac{1-r}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+r}{2T}, \\ 0, & f \leq 0. \end{cases}$$

В (18) частоты были нормализованы так, что период T равен единице, а множитель Лагранжа m удовлетворяет условию (19):

$$\int_{-(1+r)/2}^{(1+r)/2} H(f) df = 1. \quad (19)$$

Трудности формирования импульсных характеристик фильтра, заключаются в выборе оптимальных весовых коэффициентов α , β , χ и оптимизации разработки фильтра согласно критериям (11)–(14). Уменьшение (18) для определенных α , β , χ дает конечную переходную характеристику фильтров [8], представленных ниже.

1. Первый фильтр (RC) удовлетворяет (4) и (6), $\alpha = \beta = 1$, $\chi = 0$, при этом он не зависит от коэффициента сглаживания:

$$H_{RC}(f) = \begin{cases} \cos^2\left(\frac{\pi f}{2}\right), & 0 \leq |f| \leq 1, \\ 0, & |f| \notin [0, 1]. \end{cases} \quad (20)$$

2. Модифицированный приподнятый косинус (MRC), является импульсом, который минимизирует (4) и является максимально близким к (6). Это достигается установлением таких значений α и β , что $\alpha \gg \beta$, $\chi = 0$ (21).

$$H_{MRC}(f) = \begin{cases} 1, & 0 \leq |f| \leq \frac{1-r}{2}, \\ \cos^2\left(\frac{\pi f}{2}\right), & \frac{1-r}{2} \leq |f| \leq \frac{1+r}{2}, \\ 0, & |f| \notin \left[0, \frac{1+r}{2}\right]. \end{cases} \quad (21)$$

3. Усеченный приподнятый косинус (TRC): если $\alpha = \beta = 1$, $\chi = 0$, то получаем усеченный приподнятый косинус (22), который минимизирует (4) и (6). При этом вводится коэффициент m такой, что $m = -2(1+r) + \text{sinc}(\pi / 2(1+r))$.

$$H_{TRC}(f) = \begin{cases} \cos^2\left(\frac{\pi f}{2}\right) - \frac{1+m}{2}, & 0 \leq |f| \leq \frac{1+r}{2}, \\ 0, & |f| \notin \left[0, \frac{1+r}{2}\right]. \end{cases} \quad (22)$$

4. Приподнятый косинус тип 2 ($RC2$): если требуется сохранить (6) за счет погрешности в (4), то получим $RC2$ (23). В этом случае весовые коэффициенты устанавливаются $\beta \gg \alpha$, $\chi = 0$.

5. Непрерывный фильтр ($BTRC$), предложенный в [9], имеет непрерывный спектр, что является плюсом при практической реализации, при этом импульс не согласовывается по композиционному критерию погрешности (17), хотя он имеет погрешность по (6), что сравнимо с MRC и TRC (24).

$$H_{RC2}(f) = \begin{cases} \cos(\pi f), & 0 \leq |f| \leq \frac{1-r}{2}, \\ \cos^2\left(\frac{\pi f}{2}\right), & \frac{1-r}{2} \leq |f| \leq \frac{1+r}{2}, \\ 0, & |f| \notin \left[0, \frac{1+r}{2}\right]. \end{cases} \quad (23)$$

$$H_{BTRC}(f) = \begin{cases} 1, & 0 \leq |f| \leq \frac{1-r}{2}, \\ \exp\left(\frac{-2 \ln 2}{r} \left(f - \frac{1-r}{2}\right)\right), & \frac{1-r}{2} \leq |f| \leq \frac{1}{2}, \\ 1 - \exp\left(\frac{-2 \ln 2}{r} \left(\frac{1+r}{2} - f\right)\right), & \frac{1}{2} \leq |f| \leq \frac{1+r}{2}, \\ 0, & |f| \notin \left[0, \frac{1+r}{2}\right]. \end{cases} \quad (24)$$

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Для каждого типа импульса была получена глаз-диаграмма (рис. 2–7) для коэффициента сглаживания $r = 0,35$ (на практике используют $r = 0,15–0,35$), характеризующая результат многократного наложения битовых последовательностей, отображающая эффекты уширения импульса, приводящие к МСИ, а также фазовое дрожание сигнала, вызывающее появление взаимных искажений между символами, что приводит к пересечению глаз-диаграммы с временной осью в разные промежутки времени. Максимальная ширина области пересечения с временной осью определяется как пиковое фазовое дрожание или джиттер передачи данных.

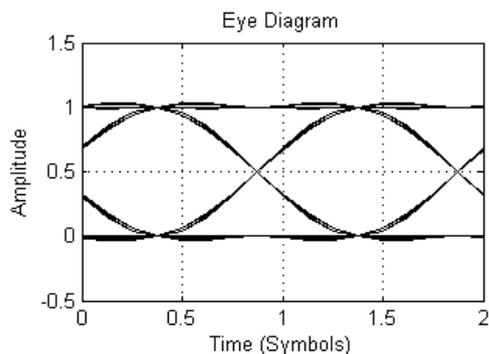


Рис. 2. Глаз-диаграмма фильтра RC

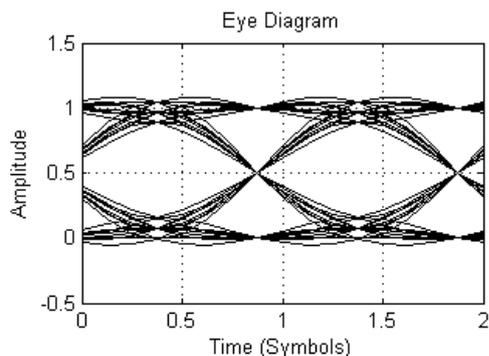


Рис. 3. Глаз-диаграмма фильтра RC2

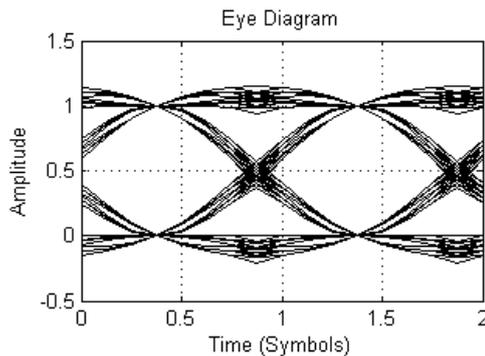


Рис. 4. Глаз-диаграмма фильтра MRC

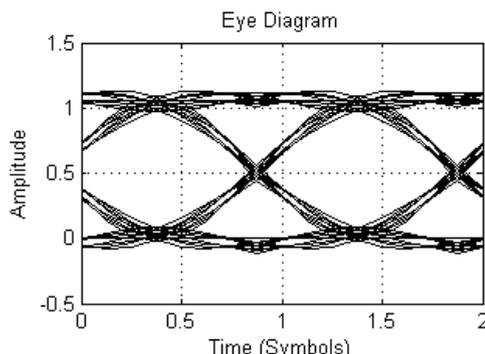


Рис. 5. Глаз-диаграмма фильтра TRC

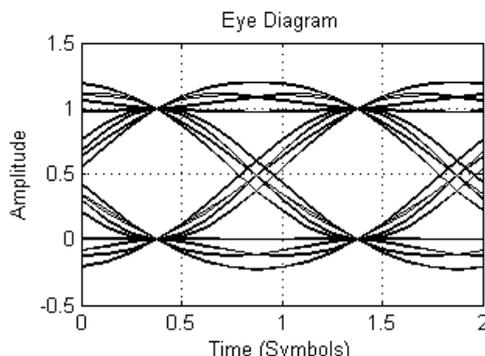


Рис. 6. Глаз-диаграмма фильтра BTRC

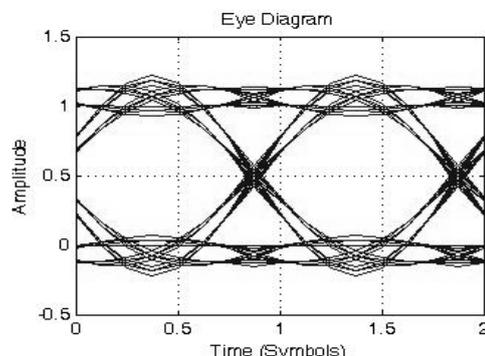


Рис. 7. Глаз-диаграмма фильтра SRRC

На основании полученных данных (табл.) можно сделать вывод о том, что для уменьшения влияния МСИ на передаваемый сигнал необходимо выбирать формирующий фильтр

с максимально открытой глаз-диаграммой и наибольшим отношением SNR , за открытие глаз-диаграммы отвечают два параметра: горизонтальное открытие и высота глаз-диаграммы.

Таблица
Сравнительные характеристики
формирующих фильтров

Тип фильтра	Горизонтальное открытие	Высота глаз-диаграммы	Полный джиттер (нс)	Средне-кв. джиттер	Отношение SNR
<i>RC</i>	750	0,637	250	200	1,39
<i>MRC</i>	1000	0,332	0	0	2,1
<i>TRC</i>	750	0,455	250	220	1,86
<i>RC2</i>	250	0,738	750	264	1,3
<i>BTRC</i>	1000	0,427	0	0	1,83
<i>SRRC</i>	250	0,49	750	248	1,76

Наилучшим с этой точки зрения показал себя фильтр *RC*, но у него $r = 1$, при этом полоса пропускания расширяется в 2 раза. Чем меньше горизонтальное раскрытие глаз-диаграммы, тем больше BER из-за размытия фронтов импульсов. SNR показывает энергетическое отношение уровней нуля и единицы к сумме стандартных отклонений, чем оно выше, тем легче обнаружить сигнал при этом, чем ниже SNR , тем МСИ выше, т. е. чем больше отклонение передаваемых единицы и нуля от заданного уровня, тем МСИ выше. Импульс *SRRC* является характеристикой формирующего фильтра корень приподнятого косинуса, как можно видеть из полученных экспериментальных данных, данный импульс имеет максимальный полный джиттер, а также средние показатели по раскрытию глаз-диаграммы и SNR . Импульсы *MRC* и *BTRC* имеют нулевое фазовое дрожание и максимальное горизонтальное открытие, кроме того у импульса *MRC* максимальное отношение сигнал/шум. В общем случае при выборе типа фильтра необходимо комплексно учитывать все параметры и выбирать определенный тип в зависимости от реальных условий работы системы связи.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Исследование и применение разных типов формирующих фильтров для импульсов является эффективным средством увеличения производительности системы связи с ограниченной полосой пропускания. При этом влияние МСИ может быть частично подавлено посредством ограничения импульсной характеристики фор-

мирующего фильтра. Полученные в данной работе результаты могут повысить эффективность работы системы для снижения влияния МСИ без увеличения сложности аппаратной реализации системы связи в целом.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Nyquist H. Certain topics in telegraph transmission theory // AIEE Trans. 47, 1928. 617-644.
2. Куреши Ш. У. Х. Адаптивная коррекция // ТИИЭР. 1985. № 9.
3. Султанов А. Х., Тлявлин А. З., Любобытов В. С. Метод предварительной коррекции сигнала для компенсации линейных искажений в металлических кабельных линиях // Вестник УГАТУ. 2011. Т. 15, № 1 (41). С. 182-187.
4. Прокис Дж. Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000.
5. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003.
6. Panayiotopoulos I., Posondis A., Constantinou P. Quasi-matched filtering in QAM symbol rate sampled receivers // IEEE Trans. Commun. 2001. 49. P. 360-374.
7. Sousa E. S., Pasupathy S. Pulse shape design for teletext data transmission // IEEE Trans. Commun. 1983. 31. P. 871-878.
8. Andrew C. C., Elkhazin A., Pasupathy S., Plataniotis K. N. Pulse shaping for differential offset-QPSK // IEEE Trans. Commun. 2006. 54. P. 1731-1734.
9. Beaulieu N. C., Tan C. C., Damen M. O. A "better than" Nyquist pulse // IEEE Commun. Lett. 2001. 5. P. 367-368.

ОБ АВТОРАХ

Султанов Альберт Ханович, проф., зав. каф. телеком. систем. Дипл. инж. по многоканальной электросвязи (НЭИС, 1973). Д-р техн. наук по упр. в техн. системах, применению выч. техники, мат. моделир. и мат. методов в научных исследованиях (УГАТУ, 1996). Иссл. в обл. телеком. систем, оптоэлектронных аэрокосмич. систем.

Багманов Валерий Хусаинович, проф. той же каф. Дипл. физик (МГУ, 1975). Д-р техн. наук по сист. анализу, упр. и обр. информации (УГАТУ, 2007). Иссл. в обл. мат. моделир. и обр. сигналов.

Мешков Иван Константинович, доц. той же каф. Дипл. инж. по радиосвязи, радиовещанию и телевидению (УГАТУ, 2007). Канд. техн. наук по сист., сетям и устр. телеком. (УГАТУ, 2010). Иссл. в обл. обр. спутниковых данных и обр. цифровых сигналов.

Мешкова Алина Газимьяновна, асп. той же каф. Дипл. инж. по радиосвязи, радиовещанию и телевидению (УГАТУ, 2011). Работает над дис. в обл. коррекции цифровых сигналов.

Ишмияров Арсен Арамаисович, лаборант той же каф., студент по спец. «радиосвязь, радиовещание и телевидение». Иссл. в обл. обр. цифровых сигналов.

METADATA

Title: The compensation of intersymbol interference based on shaping filters in telecommunication systems.

Authors: A. Kh. Sultanov, V. Kh. Bagmanov, I. K. Meshkov, A. G. Meshkova, A. F. Ishmiyarov

Affiliation: Ufa State Aviation Technical University (UGATU), Russia.

Email: mik.ivan@bk.ru.

Language: Russian.

Source: Vestnik UGATU (scientific journal of Ufa State Aviation Technical University), vol. 17, no. 5 (58), pp. 128-134, 2013. ISSN 2225-2789 (Online), ISSN 1992-6502 (Print).

Abstract: This paper proposes the compensation of intersymbol interference and improvement of communication system spectral efficiency by different types of shaping filters usage. In order to obtain impulse characteristics it is offered to minimize mean-root-square deviation with allowance of the Nyquist criteria to compensate intersymbol interference. For estimating purposes of the obtained results the eye-diagrams were employed on the basis of which main signal parameters were defined provided that these diagrams influence on intersymbol interference in telecommunication systems. Conclusions on ability to use different types of filters are also introduced.

Key words: Nyquist criterion; shaping filters; intersymbol interference; eye-diagram; spectral efficiency.

References (English Transliteration):

1. H. Nyquist, "Certain topics in telegraph transmission theory," *AIEE Trans.*, 47. pp. 617-644, 1928.
2. Shahid U. H. Qureshi, "Adaptive Equalization," in *Proc. IEEE*, 9/1985.
3. A. Kh. Sultanov, V. S. Lyubopitov, A. Z. Tlyavlin, "The method of signal pre-correction for linear distortion compensation in metal cable networks," (in Russian), *Vestnik UGATU*, vol. 15, no. 1 (41), pp. 182-187, 2011.
4. J. Proakis, *Digital Communication*. Moscow: Radio i Svyaz, 2000.
5. B. Sklyar, *Digital Communication. Theoretical bases and practical application*. Moscow: Viliams, 2003.
6. I. Panayiotopoulos, A. Posondis, and P. Constantinou, "Quasi-matched filtering in QAM symbol rate sampled receivers," *IEEE Trans. Commun.*, 49, pp. 360-374, 2001.
7. E. S. Sousa and S. Pasupathy, "Pulse shape design for teletext data transmission," *IEEE Trans. Commun.*, 31, pp. 871-878, 1983.
8. C. C. Andrew, A. Elkhazin, S. Pasupathy, and K. N. Plataniotis, "Pulse shaping for differential offset-QPSK" *IEEE Trans. Commun.*, 54, pp. 1731-1734, 2006.
9. N. C. Beaulieu, C. C. Tan, and M. O. Damen, "A 'better than' Nyquist pulse," *IEEE Commun. Lett.* 5, pp. 367-368, 2001.

About authors:

Sultanov, Albert Khanovich, professor, head of the Telecommunication Systems Dept. Chartered engineer in multichannel telecommunications (NEIS, 1973). Doctor of Engineering in manufacturing system operation, computing technique employment, mathematical modeling and mathematical methods in science (USATU, 1996).

Bagmanov, Valeriy Khusainovich, professor of the Telecommunication Systems Dept. Degreed physicist (MSU, 1975). Doctor of Engineering in system analysis, processing and management of information (USATU, 2007).

Meshkov, Ivan Konstantinovich, docent of the Telecommunication systems department. Degreed engineer in radio communication, radio broadcasting and television (USATU, 2007). Candidate of Engineering in telecommunication systems, networks and devices (USATU, 2010).

Meshkova, Alina Gazimianovna, postgraduate of the Telecommunication Systems Dept. Degreed engineer in radio communication, radio broadcasting and television (USATU, 2011).

Ishmiyarov, Arsen Aramaisovich, lab assistant of the Telecommunication Systems Dept., undergraduate (USATU, 2013).

Supporting agencies: The research was carried out with the support of Ministry of Education and Science of the Russian Federation, agreement no. 14.B37.21.1974.