

References

1. Quan Zh., Chunming T., Xianghan Zh., Chunming R. A secure user authentication protocol for sensor network in data capturing. *Journal for Cloud Computing*, 2015, vol. 4, no. 6. doi: 10.1186/s13677-015-0030-z.
2. Access control lists (ACL) and ACL binding level rules. IBM Knowledge Center. (In Russian) Available at: http://www.ibm.com/support/knowledgecenter/ru/SSRS7Z_8.5.0/com.ibm.programmingcm.doc/dcmcm035.htm (accessed 13.02.2017).
3. Shah M.D., Gala Sh.N., Shekokar N.M. Lightweight authentication protocol used in Wireless Sensor Network. *International Conference on Circuits, Systems, Communication and Information Technology Applications (CSCITA)*, 2014, pp. 138-143. doi: 10.1109/CSCITA.2014.6839249.
4. DaeHun Nyang, Mun-Kyu Lee. Improvement of Das's Two-Factor Authentication Protocol in Wireless Sensor Networks. *Cryptology ePrint Archive. Report 2009/631*. Available at: <http://eprint.iacr.org/2009/631.pdf> (accessed 21.02.2017).
5. Das M.L. Two-factor user authentication in wireless sensor networks. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2009, vol. 8, no. 3. doi: 10.1109/TWC.2008.080128.
6. Yuan J., Jiang Ch., Jiang Z. A biometric-based user authentication for wireless sensor networks. *Wuhan University Journal of Natural Sciences*, 2010, vol. 15, no. 3, pp. 272-276. doi: 10.1007/s11859-010-0318-2.
7. Wenbo Shi, Gong P. A New User Authentication Protocol for Wireless Sensor Networks Using Elliptic Curves Cryptography. *SAGE journals*, 2013. doi: 10.1155/2013/730831
8. Khan M.K., Alghathbar K. Cryptanalysis and Security Improvements of 'Two-Factor User Authentication in Wireless Sensor Networks'. *Sensors*, 2010, vol. 10, no. 3, pp. 2450-2459. doi: 10.3390/s100302450.
9. Hsiu-Lien Yeh, Tien-Ho Chen, Pin-Chuan Liu, Tai-Hoo Kim, Hsin-Wen Wei. A Secured Authentication Protocol for Wireless Sensor Networks Using Elliptic Curves Cryptography. *Sensors*, 2011, vol. 11, no. 5, pp. 4767-4779. doi: 10.3390/s110504767.
10. Han W. Weakness of a Secured Authentication Protocol for Wireless Sensor Networks Using Elliptic Curves Cryptography. *Cryptology ePrint Archive. Report 2011/293*. Available at: <http://eprint.iacr.org/2011/293> (accessed 21.03.2017).

Received 28.06.2017

ТЕХНОЛОГИИ РАДИОСВЯЗИ, РАДИОВЕЩАНИЯ И ТЕЛЕВИДЕНИЯ

УДК 621.396

ПОВЫШЕНИЕ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ С ОРТОГОНАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕМ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ИХ ЭКСТРАПОЛЯЦИИ ПО КАЛМАНУ

Воронков Г.С., Кузнецов И.В., Султанов А.Х.

Уфимский государственный авиационный технический университет, Уфа, РФ

E-mail: voronkov.gs@net.ugatu.su

В статье рассмотрен вопрос энергоэффективности систем подвижной радиосвязи. Предложен метод ее повышения на основе дифференциального преобразования сигналов систем, использующих ортогональное частотное мультиплексирование, с использованием экстраполяции сигналов. Сформулированы требования к экстраполятору, предложена структурная схема формирования и приёма сигналов, реализующая указанный метод. Показано, что в качестве экстраполятора может быть использован фильтр Калмана, представлена математическая формулировка задачи его синтеза. Получено решение дифференциального уравнения фильтра Калмана для сигналов синфазного и квадратурного каналов для случая синхронной работы системы. Показана ортогональность разностных сигналов. Получено условие устойчивости системы восстановления сигналов, показано, что условие выполняется для полученного решения. Продемонстрировано повышение энергоэффективности системы HSPA+ при использовании предложенного метода. На примере усилителей производства компании Analog Devices показано, что использование предложенного метода позволяет снизить мощность, потребляемую оконечным усилительным каналом передатчика, что увеличивает время автономной работы систем беспроводной связи.

Ключевые слова: дифференциальное преобразование сигналов, экстраполяция сигналов, фильтр Калмана, повышение энергоэффективности, уменьшение динамического диапазона, системы беспроводной связи OFDM

Введение

Увеличение скорости передачи сигнала в беспроводных системах ведет к необходимости использования спектрально-эффективных видов модуляции [1]. Подавляющее большинство существующих и перспективных стандартов беспроводной связи (WiFi 802.11g и выше, 3GPP LTE, LTE-Advanced, 5G, спутниковых коммуникаций) используют для повышения спектральной эффективности технологию ортогонального частотного мультиплексирования (OFDM) [2-3]. При этом ужесточаются требования к отношению «сигнал-шум» на приеме [2]. Для обеспечения помехоустойчивости каналов необходимо увеличивать мощность передатчика. Однако увеличение мощности передатчика негативно сказывается на энергопотреблении устройств связи, поскольку в современных системах радиосвязи до 70% мощности затрачивается на передачу сигналов (их оконечное усиление). Следовательно, снижение энергопотребления (повышение энергоэффективности) является актуальной задачей.

В настоящее время решение данной задачи в основном осуществляется прямыми методами управления мощностью передатчиков [2], что требует организации каналов обратной связи между узлами сети, увеличивает время регулирования мощности и т.д. Перспективным методом является применения новых видов модуляции, например поворота сигнального созвездия в си-

стемах с квадратурной модуляцией [4], однако это решение требует изменений в схемотехнике и алгоритмах функционирования передающих устройств, что подразумевает замену трансиверов эксплуатируемых систем, что ведет к увеличению затрат на модернизацию систем.

Косвенным методом понижения энергопотребления является уменьшение скорости передачи данных, обеспечиваемое методами сжатия информации. Недостатком этих методов является повышение вычислительной сложности, особенно для многоканальных систем. Приведенные выше недостатки можно преодолеть применением дифференциального преобразования [5-7]. Такое решение уменьшает динамический диапазон канального сигнала, что позволяет использовать для передачи усилители радиочастоты с меньшей выходной мощностью в режимах, обеспечивающих максимальный коэффициент полезного действия.

Таким образом, дальнейшая задача состоит в разработке схемы дифференциального преобразования сигналов для систем, использующих ортогональное частотное мультиплексирование, и синтезе ее параметров.

Постановка задачи

Вначале опишем структуру системы связи, использующей дифференциальное преобразование, приведенную на рис. 1. Структура тракта передачи

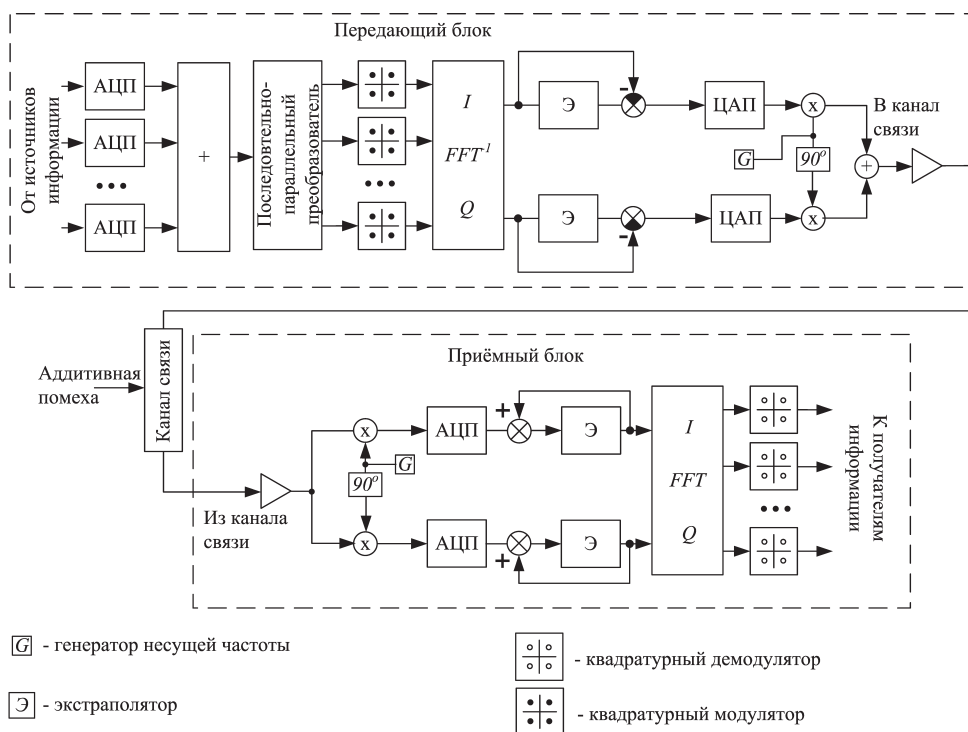


Рис. 1. Структура формирования и приема сигнала OFDM при использовании экстраполяции по входу

и приёма сигнала OFDM дополнена устанавливаемыми в синфазном и квадратурном каналах экстраполяторами. На блок высокочастотного модулятора при этом подаётся разность экстраполированного и текущего значений комплексной огибающей. После прохождения по каналу связи (примем канал с аддитивным белым гауссовским шумом) сигнал демодулируется, вновь проходит через блок экстраполятора и суммируется с экстраполированным значением. При этом предполагается, что параметры экстраполятора на приеме известны. Далее восстановленная комплексная.

Таким образом, экстраполятор должен удовлетворять следующим требованиям:

- уменьшение динамического диапазона сигналов с учетом уровня действующей помехи при сохранении параметров канала (скорости передачи, вероятности битовой ошибки);
- сохранение ортогональности по Гильберту сигналов синфазного и квадратурного каналов (ортогональность разностных сигналов синфазной и квадратурной составляющей);
- сохранение устойчивости приёмного блока ввиду наличия положительной обратной связи.

Математическая постановка задач построения экстраполятора может быть сформулирована следующим образом. При известной форме входных сигналов $x_I(t)$ и $x_Q(t)$ и известной форме помехи $n(t)$, имеющей спектральную плотность мощности (СПМ) N_0 , найти оценки входных сигналов $\hat{x}_I(t)$ и $\hat{x}_Q(t)$, обеспечивающие минимум динамических диапазонов разностных сигналов $e_I(t)$ и $e_Q(t)$ и сохраняющие при этом их ортогональность:

$$k_I(t) = M[e_I^2(t)] = M[(x_I(t) - \hat{x}_I(t))^2] \rightarrow \min;$$

$$k_Q(t) = M[e_Q^2(t)] = M[(x_Q(t) - \hat{x}_Q(t))^2] \rightarrow \min;$$

$$e_I(t) = x_I(t) - \hat{x}_I(t); e_Q(t) = x_Q(t) - \hat{x}_Q(t);$$

$$\frac{1}{T} \int_{-\infty}^{+\infty} M(e_I(\tau) e_Q(t - \tau)) d\tau = 0,$$

где T – период наблюдения.

Решение

Решение будем искать для синфазного канала (канала I). Покажем, что указанным выше требованиям может соответствовать экстраполятор на основе фильтра Калмана-Бьюси. Предположим, что спектральную плотность мощности (СПМ) $X_I(\omega)$ исходного сигнала можно представить в виде куполообразной функции [8]:

$$X_I(\omega) = \frac{2 \alpha P_I}{\alpha^2 + \omega^2},$$

где P_I – мощность сигнала; α – параметр фильтра Калмана, определяющий крутизну СПМ сигнала; ω – нормированная угловая частота.

Структурная схема фильтра Калмана для такого случая приведена на рис. 2. Представленная схема характерна тем, что непосредственно в фильтре учитывается весь процесс передачи и приема сигнала. Генератор Γ и перемножители выполняют роль высокочастотных модулятора и демодулятора. Сигнал $n(t)$ – действующая в канале передачи помеха с СПМ N_0 , которая, в свою очередь, определяет передаточную функцию приемного предусилителя $k_I(N_0)$. Охваченный отрицательной обратной связью интегратор реализует уравнение фильтра Калмана [8-9]. При прохождении сигнала синфазного канала через фильтр Калмана получаем оценку сигнала (его экстраполированное значение), которое сравнивается (элемент сравнения представляет собой разностный блок) с исходным значением сигнала, таким образом, после сравнения в системе в качестве информационного используется уже разностный сигнал.

В соответствии с рис. 2 запишем уравнения фильтра Калмана [8]:

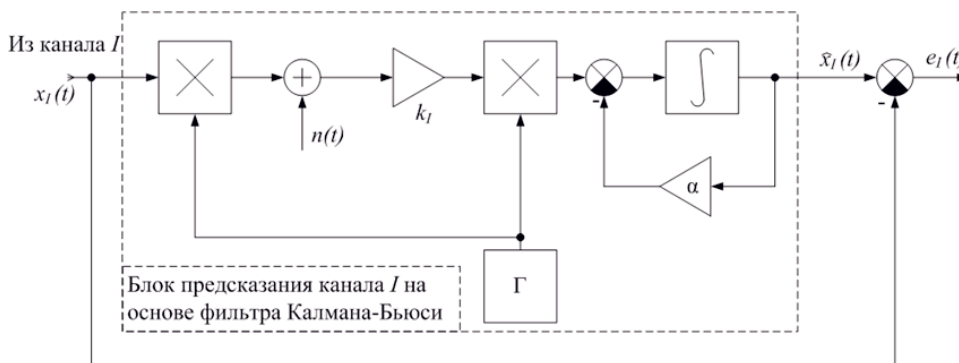


Рис. 2. Структурная схема экстраполятора синфазного канала

$$\begin{aligned} \frac{\partial \hat{x}_I(t)}{\partial t} &= -\alpha \hat{x}_I(t) + \frac{2k_I(t)}{N_0} \cos(\omega t) \times \\ &\times (z_I(t) - \hat{x}_I(t) \cos(\omega t)); \quad (1) \\ \frac{\partial k_I(t)}{\partial t} &= \frac{N_{1I}}{2} - 2\alpha k_I(t) - \frac{2k_I^2(t)}{N_0} \cos^2(\omega t), \end{aligned}$$

где $z_I(t) = x_I(t) \cos(\omega t) + n(t)$ – модулированный высокочастотный сигнал синфазной компоненты OFDM, подвергшийся воздействию канальной помехи; N_{1I} – параметр фильтра Калмана, определяемый как $N_{1I} = 4P_I / \alpha$; $\cos \omega t$ – несущее колебание с угловой частотой ω .

Предположим, что $\frac{\partial k_I(t)}{\partial t} = 0$. Тогда уравнение (1) сводится к квадратному уравнению относительно $k_I(t)$, и его решение имеет вид:

$$k_I(t)_{1,2} = \frac{2\alpha \pm \sqrt{4\alpha^2 - 4\frac{N_{1I}}{N_0} \cos^2(\omega t)}}{\frac{4}{N_0} \cos^2(\omega t)}.$$

В соответствии с поставленной задачей будем рассматривать меньшее решение. При синхронной работе системы (синхронизации приемника и передатчика) принятие решения относительно оценки принятого сигнала будет происходить в дискретные моменты времени t_p , кратные периоду несущей: $t_p = 2\pi / \omega$. Тогда значение $k_I(t)$ можно записать в упрощенной форме:

$$k_I(t) = \frac{N_0}{4} \left(2\alpha - \sqrt{4\alpha^2 - 4\frac{N_{1I}}{N_0}} \right). \quad (2)$$

Покажем, что гипотеза $\frac{\partial k_I(t)}{\partial t} = 0$ допустима. Рассмотрим уравнение (1), учитывая синхронный режим работы системы. Получим

$$\frac{\partial k_I(t)}{\partial t} = \frac{N_{1I}}{2} - 2\alpha k_I(t) - \frac{2k_I^2(t)}{N_0}. \quad (3)$$

Решение уравнения (3) имеет вид:

$$\begin{aligned} k_I(t) &= -\frac{1}{2} \alpha N_0 + \frac{1}{2} A \operatorname{th} \left(\frac{A(C+t)}{N_0} \right); \\ A &= \sqrt{N_0^2 \alpha^2 + N_0 N_{1I}}, \end{aligned}$$

где C – постоянная величина, определяемая начальными условиями. Тогда

$$\frac{\partial k_I(t)}{\partial t} = \frac{A^2}{2N_0} \left(1 - \operatorname{th}^2 \left(\frac{A(C+t)}{N_0} \right) \right).$$

В установившемся режиме при $t \rightarrow \infty$ получим $\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{\partial k_I(t)}{\partial t} = 0$. Таким образом, в установившемся режиме сделанное предположение является правомерным и, следовательно, выражение (2) может быть использовано для синтеза передаточной функции фильтра Калмана в синфазном и квадратурном каналах.

Произведем оценку выигрыша G в мощности сигнала для синфазного канала:

$$G_I = 10 \lg \left(\frac{e_I^2(t)}{x_I^2(t)} \right) = 20 \lg \left(\frac{e_I(t)}{x_I(t)} \right).$$

Оценим отдельно числитель и знаменатель функций, стоящих под знаком логарифма. Для этого рассмотрим их поведение в установившемся режиме (при $t \rightarrow \infty$) и воспользуемся предельными тауберовыми теоремами:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_I(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p E_I(p);$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x_I(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p X_I(p),$$

где $X_I(p)$ – изображение по Лапласу функции $x_I(t)$; $E_I(p)$ – изображение по Лапласу функции $e_I(t)$; p – переменная преобразования Лапласа. Выразим $E_I(p)$ через передаточную функцию фильтра Калмана $W_I(p)$ и изображение $X_I(p)$:

$$\begin{aligned} \lim_{p \rightarrow 0} p E_I(p) &= \lim_{p \rightarrow 0} p (X_I(p) - \hat{X}_I(p)) = \\ &= \lim_{p \rightarrow 0} p (X_I(p) - W_I(p) X_I(p)) = \\ &= \lim_{p \rightarrow 0} p X_I(p) (1 - W_I(p)), \end{aligned}$$

где $W_I(p)$ для случая синхронного режима работы в соответствии с рис. 2 можно записать в виде

$$W_I(p) = \frac{2k_I}{N_0} \frac{1}{p + \left(\alpha + \frac{2k_I}{N_0} \right)}.$$

С учетом этого в установившемся режиме получим

$$G_I = 20 \lg \left(\frac{\lim_{t \rightarrow \infty} e_I(t)}{\lim_{t \rightarrow \infty} x_I(t)} \right) = 20 \lg \frac{\alpha}{\alpha + \frac{2k_I}{N_0}}.$$

Проведя аналогичные вычисления, можно получить идентичный результат для квадратурного канала:

$$G_I = 20 \lg \left(\frac{\lim_{t \rightarrow \infty} e_Q(t)}{\lim_{t \rightarrow \infty} x_Q(t)} \right) = 20 \lg \frac{\alpha}{\alpha + \frac{2k_Q}{N_0}}.$$

Очевидно, что $G_I, G_Q < 0$ при любых положительных значениях α, k_I, k_Q и N_0 , что подтверждает, что динамический диапазон канального сигнала при применении дифференциального преобразования будет уменьшен относительно исходного сигнала.

Покажем, что разностные сигналы синфазного и квадратурного каналов сохраняют ортогональность. Для этого должно выполняться условие

$$\int_{-\infty}^{+\infty} M(e_I(t) e_Q(t)) dt = 0. \tag{4}$$

Преобразуем указанное условие:

$$\begin{aligned} & \int_{-\infty}^{+\infty} M(e_I(t) e_Q(t)) dt = \\ & = \int_{-\infty}^{+\infty} M(x_I(t) x_Q(t)) dt + \int_{-\infty}^{+\infty} M(\hat{x}_I(t) \hat{x}_Q(t)) dt - \\ & - \int_{-\infty}^{+\infty} M(\hat{x}_I(t) x_Q(t)) dt - \int_{-\infty}^{+\infty} M(x_I(t) \hat{x}_Q(t)) dt. \end{aligned}$$

Первое слагаемое обращается в ноль по определению, исходные сигналы синфазного и квадратурного каналов являются ортогональными. Рассмотрим третье слагаемое подробнее:

$$\begin{aligned} & \int_{-\infty}^{+\infty} M(\hat{x}_I(t) x_Q(t)) dt = \\ & = \int_{-\infty}^{+\infty} M \left(x_I(t) \int_0^{t_1} x_Q(\tau) w(t_1, \tau) d\tau \right) dt, \end{aligned}$$

где $w(t_1, \tau)$ – функция веса экстраполятора. Поскольку функция $x_I(t)$ инвариантна относительно τ , внесем ее под знак интеграла. Также внесем под знак интеграла операцию математического ожидания (в силу независимости операций) и учтем, что функция веса инвариантна относительно переменной t . Получим

$$\begin{aligned} & \int_{-\infty}^{+\infty} \int_0^{t_1} M(x_Q(\tau) w(t_1, \tau) x_I(t) d\tau) dt = \\ & = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_0^{t_1} w(t_1, \tau) M(x_Q(\tau) x_I(t) d\tau) dt. \end{aligned}$$

В силу ортогональности синфазного и квадратурного сигналов $M(x_Q(\tau) x_I(t)) = 0$.

Таким образом, третье слагаемое равно нулю. Аналогичную операцию можно проделать для второго и четвертого слагаемых, тогда получим, что условие (4) выполняется, то есть разностные сигналы сохраняют ортогональность.

Произведем оценку устойчивости решения. В соответствии со схемой, приведенной на рис. 1, необходимо оценить устойчивость экстраполятора, охваченного положительной обратной связью. Обозначим передаточную функцию охваченного положительной обратной связью звена в синфазном канале приема через $W_{IRX}(p)$, передаточную функцию экстраполятора через $W_I(p)$. Тогда

$$W_{IRX}(p) = \frac{W_I(p)}{1 - W_I(p)}.$$

Поскольку в качестве экстраполятора используется фильтр Калмана-Бьюси, получим

$$W_{IRX}(p) = \frac{2k_I}{\alpha N_0(p + \alpha)}.$$

В установившемся режиме для устойчивости необходимо, чтобы $W_{IRX}(p) = \frac{2k_I}{\alpha N_0} < 1$, откуда $k_I < \alpha N_0 / 2$.

Проверим решение (2) на соответствие указанному критерию:

$$\frac{N_0}{4} \left(2\alpha - \sqrt{4\alpha^2 - 4\frac{N_{II}}{N_0}} \right) < \frac{\alpha N_0}{2}.$$

Умножим числитель и знаменатель левой части на N_0 . Получим

$$\begin{aligned} & \frac{2\alpha N_0 - \sqrt{4\alpha^2 N_0^2 - 4N_{II}}}{4} < \frac{\alpha N_0}{2}; \\ & 2\alpha N_0 - \sqrt{4\alpha^2 N_0^2 - 4N_{II}} < 2\alpha N_0. \end{aligned}$$

Очевидно, что указанное неравенство будет выполняться для любых положительных значений α, k_I, N_0 и N_{II} . Аналогичное условие можно получить и для квадратурного канала. Таким образом, (2) позволяет получить на приеме устойчивое решение.

Пример

Рассмотрим в качестве примера систему широкополосной связи стандарта HSPA+ со следующими параметрами: выходная мощность 10 Вт; ширина полосы 5 МГц; центральная частота 2,1 ГГц; ско-

рость передачи данных 10 Мбит/с; коэффициент $\alpha = 7$; СПМ помехи -70 дБм/Гц. Будем считать, что выходная мощность равномерно разделена между синфазным и квадратурным каналами, то есть P_I и P_Q равны 5 Вт. Тогда

$$N_{II} = \frac{4P_I}{\alpha} = 40 \text{ Вт};$$

$$k_I(t) = \frac{N_0}{4} \left(2\alpha - \sqrt{4\alpha^2 - 4\frac{N_{II}}{N_0}} \right) = 0,42;$$

$$G_I = 20 \lg \frac{\alpha}{\alpha + \frac{2k_Q}{N_0}} = -1,87 \text{ дБ}.$$

Сжатие динамического диапазона синфазного канала, таким образом, составляет 1,87 дБ, следовательно, можно уменьшить общую выходную мощность сигнала на 4,87 дБ. Проанализируем полученное решение с точки зрения энергоэффективности. Оценивать ее будем с помощью отношения скорости передачи R к потребляемой мощности передатчика P , необходимой для обеспечения указанной скорости передачи: $EnEf = \frac{R}{P} \left(\frac{\text{бит/с}}{\text{Вт}} \right)$.

Для оценки потребляемой мощности рассмотрим усилители производства *Analog Devices*, подходящие по частотному диапазону: *HMC636ST89* (У1) и *HMC639ST89* (У2). Усилители близки по характеристикам, отличаются только выходной и потребляемой мощностью: у усилителя У1 выходная мощность 40 дБм, У2 имеет 38 дБм; потребляемые мощности, соответственно, 0,775 Вт и 0,550 Вт. При заданной скорости передачи получим

$$EnEf = \frac{10 \cdot 2^{10}}{0,775} = 13,53 \cdot 10^6 \frac{\text{бит/с}}{\text{Вт}};$$

$$EnEf = \frac{10 \cdot 2^{10}}{0,550} = 19,07 \cdot 10^6 \frac{\text{бит/с}}{\text{Вт}}.$$

Очевидно, что энергоэффективность усилителя У2 выше, чем У1. С точки зрения более традиционного подхода, дифференциальная обработка позволяет уменьшить потребляемую мощность передающего блока на 0,225 Вт, что составляет 29%. Общее энергопотребление передатчика, таким образом, может быть снижено на 20%. Результаты компьютерного моделирования [10] показывают, что среднее уменьшение динамического диапазона сигнала составляет 2,49 дБ.

Заключение

Предложен метод дифференциального преобразования «по входу» с экстраполяцией на основе фильтра Калмана-Бьюси. Показано, что данный метод снижает динамический диапазон канального сигнала при сохранении ортогональности его синфазной и квадратурной компонент и устойчивости схемы восстановления сигнала на приеме.

Литература

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Пер. с англ. М.: ИД «Вильямс», 2003. – 1104 с.
2. LTE for UMTS: OFDMA and SC-FDMA Based Radio Access / Edited by Harri Holma and Antti Toskala – John Wiley & Sons, Ltd, 2009.
3. ITU-R M.2047-0. Detailed specifications of the satellite radio interfaces of International Mobile Telecommunications-Advanced (IMT-Advanced).
4. Markiewicz T.G. An Energy Efficient QAM Modulation with Multidimensional Signal Constellation // International Journal of Electronics and Telecommunications. V.62, №2, 2016. – P. 159-165. doi: 10.1515/eletel-2016-0022.
5. Кузнецов И.В., Султанов А.Х. Координированное управление динамическими объектами в сложных технических системах Уфа: Изд-во УГАТУ, 2012. – 207 с.
6. Филатов П.Е. Повышение эффективности энергодефицитных многоканальных систем связи на основе координированного преобразования сигналов // Материалы МНТК «Прикладная электродинамика, фотоника и живые системы-2016» (ПРЭФЖС-2016). М.: 2016. – С. 143-148.
7. Кузнецов И.В., Воронков Г.С., Султанов А.Х., Антонов В.В. Разработка дифференциального OFDM-преобразователя с координированным предсказанием сигналов для энергодефицитных систем связи // Радиотехника. №12, 2016. – С. 59-63.
8. Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Коржик В.И., Назаров М.В. Теория электрической связи: учебник для вузов. М.: Радио и связь, 1998. – 432 с.
9. Изерман Р. Цифровые системы управления. Пер. с англ. М.: Мир, 1984. – 541 с.
10. Воронков Г.С. Моделирование дифференциального преобразования сигналов OFDM для передачи изображений. // Материалы МНТК «Прикладная электродинамика, фотоника и живые системы-2017 (ПРЭФЖС-2017)». М.: 2017. – С. 17-20.

Получено 15.06.2017

Воронков Григорий Сергеевич, старший преподаватель Кафедры телекоммуникационных систем (ТС) Уфимского государственного авиационного технического университета (УГАТУ). Тел. 8 927-942-00-02. E-mail: voronkov.gs@net.ugatu.su

Кузнецов Игорь Васильевич, д.т.н., профессор Кафедры ТС УГАТУ. Тел. 8-906-102-54-87. E-mail: igor.kuznetsov-kiw@mail.ru

Султанов Альберт Ханович, д.т.н., профессор, заведующий Кафедрой ТС УГАТУ. Тел. 8-903-310-00-70. E-mail: tks@ugatu.ac.ru

IMPROVING ENERGY EFFICIENCY OF RADIOCOMMUNICATION SYSTEMS WITH ORTHOGONAL FREQUENCY-DIVISION MULTIPLEXING USING KALMAN EXTRAPOLATION

*Voronkov G.S., Kuznetsov I. V., Sultanov A.Kh.
Ufa State Aviation Technical University, Ufa, Russian Federation
E-mail: voronkov.gs@net.ugatu.su*

The article suggests a method of improving energy efficiency of wireless OFDM systems. The proposed method uses differential signal obtained by subtracting Kalman extrapolated signal from the complex envelope of an OFDM signal. A transmitter and receiver to implement the method were designed. It is shown, that extrapolation can be implemented with Kalman filtering. A solution of differential Kalman equation for a synchronous system was obtained. Orthogonality of the in-phase and quadrature components of the resulting compressed signal and the stability of the obtained solution were confirmed. The efficiency of the proposed method was demonstrated by a case study of HSPA+ wireless system.

Keywords: differential signal conversion, signal extrapolation, Kalman filtering, energy efficiency, dynamic range reduction, wireless OFDM systems

DOI: 10.18469/ikt.2017.15.3.10

Voronkov Grigory Sergeevich, Ufa State Aviation Technical University, 12 K. Marx St., Ufa, 450000, Russian Federation, Senior Lecturer of the Department of Telecommunication Systems. Tel.: +79279420002. E-mail: voronkov.gs@net.ugatu.su

Kuznetsov Igor Vasilievich, Ufa State Aviation Technical University, 12 K. Marx St., Ufa, 450000, Russian Federation, Professor of the Department of Telecommunication Systems, Doctor of Technical Science. Tel.: +79061025487. E-mail: igor.kuznetsov-kiw@mail.ru.

Sultanov Albert Khanovich, Ufa State Aviation Technical University, 12 K. Marx St., Ufa, 450000, Russian Federation, the Head of Department of Telecommunication Systems, Professor, Doctor of Technical Science. Tel. +79033100070. E-mail: tks@ugatu.ac.ru.

References

1. Sklar B. *Digital communications. Fundamentals and applications. 2d ed.* Upper Saddle River, New Jersey, Prentice Hall, 2001. 1079 p. (Russ. ed.: E.G. Groza, V.V. Marchenko, A.V. Nazarenko, O.M. Iadrenko. *Тсифроваиа свиаз. Теоретические основы и практическое применение.* Moscow, Williams Publ., 2003. 1104 p.).
2. Harri Holma, Antti Toskala, eds. *LTE for UMTS: OFDMA and SC-FDMA Based Radio Access.* Chichester, John Wiley & Sons Publ., 2009. 450 p.
3. ITU-R M.2047-0. Detailed specifications of the satellite radio interfaces of International Mobile Telecommunications-Advanced (IMT-Advanced). Geneva, ITU Publ. Electronic Publication, 2014. 83 p.
4. Markiewicz, Tomasz G. An Energy Efficient QAM Modulation with Multidimensional Signal Constellation. *International Journal of Electronics and Telecommunications*, 2016, vol. 62, no. 2, pp. 159-165. doi: 0.1515/eletel-2016-0022. doi: 10.1515/eletel-2016-0022.
5. Kuznetsov I.V., Sultanov A.Kh. *Koordinirovannoe upravlenie dinamicheskimi objektami v slozhnykh tekhnicheskikh sistemakh* [Dynamic objects coordinated management in complex technical systems]. Ufa, Ufa State Aviation Technical University Publ., 2007. 486 p.

6. Filatov P.E. Increasing the efficiency of energydeficient multi-channel communication systems using coordinated signal conversion. *Materialy konferencii «Prikladnaia elektrodinamika, fotonika i zhivye sistemy-2016»* [Proc. Conf. «Applied electrodynamics, photonics and alive systems-2016»]. Kazan, 2016, pp. 143-148. (In Russian)
7. Kuznetsov I.V., Voronkov G.S., Sultanov A.Kh., Antonov V.V. Razrabotka differentsialnogo OFDM-preobrazovatelia s koordinirovannym predskazaniem signalov dlia energodeficitnykh sistem svyazi [Differential OFDM-converter for energy deficient communication system based on coordinated signal predictor design]. *Radiotekhnika*, 2016, no. 12, pp. 59-63.
8. Ziuko A.G., Klovskaia D.D., Korzhik V.I., Nazarov M.V. *Teoriia elektricheskoi svyazi: uchebnik dlia vuzov* [Theory of electrical communication: a textbook for high schools]. Moscow, Radio I Svyaz Publ., 1998. 432 p.
9. Iserman R. *Digital Control Systems*. Springer, Berlin, 1981. (Russ. ed.: S.P. Zabrodin, A.I. Titkov, A.V. Shalashov. *Tsifrovye sistemy upravleniia*. Moscow, Mir Publ., 1984. 541 p.).
10. Voronkov G.S. Modelirovanie differentsial'nogo preobrazovaniia signalov OFDM dlja peredachi izobrazhenij [Modeling OFDM differential signal transformation for image transmission]. *Materialy konferencii «Prikladnaia elektrodinamika, fotonika i zhivye sistemy-2017»* [Proc. Conf. «Applied electrodynamics, photonics and alive systems-2017»]. Kazan, 2017, pp.17-20.

Received 15.06.2017

УДК 621.3

ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ЗАЩИТНОГО ВИТКА МЕАНДРОВОЙ ЛИНИИ С ЛИЦЕВОЙ СВЯЗЬЮ

Носов А.В., Суровцев Р.С., Газизов Т.Т.

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, Томск, РФ

E-mail: timurtsk@gmail.com

Выполнен детальный обзор исследований меандровых линий задержки как устройств защиты от сверхкоротких импульсов. В рамках обзора рассмотрены линии с боковой и лицевой связью. Выполнена оценка влияния параметров поперечного сечения витка меандровой линии с лицевой связью на разность погонных задержек четной и нечетной мод линии и среднее геометрическое их волновых сопротивлений. По результатам оценки и оптимизации выбран такой набор параметров поперечного сечения для изготовления макетов меандровой линии, при котором обеспечивается согласование линии с трактом 50 Ом с целью минимизации отражений в измерительном тракте при проведении экспериментальных исследований. Вычислена длина линии, позволяющая разложить сверхкороткий импульс длительностью 100 пс.

Ключевые слова: меандровая линия, лицевая связь, оптимизация, волновое сопротивление, погонная задержка, сверхкороткий импульс

Введение

В настоящее время основную часть элементов современных цифровых устройств составляют микропроцессоры и системы, построенные на их основе. Их активное развитие в последние несколько десятилетий привело к значительному увеличению быстродействия современных устройств, а также к росту их рабочих частот и уменьшению напряжений используемых сигналов. В связи с увеличивающимся уровнем мощности и расширяющимся диапазоном частот электромагнитных воздействий, а также с растущим числом их источников разной природы проявляется необходимость повышения стойкости современной радиоэлектронной аппаратуры

(РЭА) к воздействию электромагнитного излучения. Все реальнее становится угрозой преднамеренного электромагнитного воздействия с целью выведения из строя важных объектов инфраструктуры общества в террористических целях, о чем свидетельствует ряд зарегистрированных случаев такого воздействия [1].

Наиболее опасны импульсы наносекундного и субнаносекундного диапазонов, которые могут проникать внутрь РЭА. Традиционно для защиты от таких сверхкоротких импульсов (СКИ) применяются электромагнитные экраны, различные фильтры, устройства развязки, ограничители помех. Однако эти устройства имеют ряд недостатков, наиболее существенными из которых