



DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-4-32-37

УДК 621.396.96:621.391.8

М. Л. Маслаков, М. С. Смаль

ПАО "Российский институт мощного радиостроения"

В. О., 11-я линия, д. 66, Санкт-Петербург, 199178, Россия

Применение бестестовых методов для оценки состояния радиоканала

Аннотация. Рассмотрены возможности увеличения информационной скорости адаптивных коротковолновых (КВ) систем передачи данных за счет уменьшения имеющейся избыточности в виде тестовых сигналов, необходимых для функционирования. Актуальность указанной проблемы продиктована повышением требований современных адаптивных систем передачи данных к максимально эффективному использованию выделенного частотно-временного ресурса радиоканала. Для решения указанной задачи предложены методы, основанные на анализе принимаемого информационного сигнала, учитывающие используемую сигнально-кодированную конструкцию. Рассмотрены подходы к решению задач бестестовых методов адаптивной коррекции и оценки состояния радиоканала в последовательных системах передачи данных, использующих сверточное кодирование. Представлен алгоритм поиска сегментов, используемых для расчета импульсных характеристик канала и корректирующего фильтра. При этом изменение алгоритмов декодирования и расчета импульсной характеристики корректирующего фильтра не требуется. Приведены выражения для оценки вероятности ошибки на бит для сверточного кода общего вида. Представленные подходы обеспечивают более эффективное функционирование адаптивных КВ-систем передачи данных в каналах с межсимвольной интерференцией за счет оперативного управления ее параметрами при изменении состояния радиоканала. При этом они позволяют существенно сократить или полностью отказаться от использования тестовых сигналов.

Ключевые слова: адаптация, коррекция сигналов, импульсная характеристика канала, оценка состояния радиоканала, вероятность ошибки на бит, сверточный код

Для цитирования: Маслаков М. Л., Смаль М. С. Построение коротковолновых систем передачи данных с бестестовой адаптивной коррекцией сигналов и оценкой состояния радиоканала // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 3. С. 32–37. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-4-32-37

Mikhail L. Maslakov, Mikhail S. Smal

PJSC Russian Institute for Power Radiobuilding

66, 11th liniya, Vasilievsky Island, 199178, St. Petersburg, Russia

Application of Non-Test Methods for Chanel Estimation

Abstract: The possibilities of increasing the data rate of adaptive HF communication systems by reducing redundancy in the form of test signals used for its operation are considered. The problem is currently pressing due to increasing demands of modern adaptive data transmission systems to efficient use of allocated frequency-time resource of radio channel. For the problem solution, methods based on the analysis of the received information signal, taking into account the used signal-code construction, are proposed. Approaches for solving problems of non-test adaptive signals correction and channel state estimation in serial data communication systems using convolutional encoder are proposed. Search algorithm for segments used for channel impulse response and equalizer coefficients calculation is shown. In this case, neither a change in decoding algorithms nor calculating of equalizer impulse response is required. Expressions for estimation of the bit error rate for a convolution encoder of general form are given. The presented approaches maintain operating of adaptive HF data transmission systems in channels with intersymbol interference, ensuring the operative change of its parameters when the state of the radio channel changes significantly reducing the use of test signals, or completely abandoning them.

Key words: adaptation, signal correction, impulse response of the channel, channel state estimation, bit error rate, convolutional code

For citation: Maslakov M. L., Smal M. S. Application of Non-Test Methods for Chanel Estimation. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 4, pp. 32–37. doi:10.32603/1993-8985-2018-21-4-32-37 (In Russian)

Введение. Тенденции развития современных адаптивных систем передачи данных характеризуются повышающимися требованиями к максимально эффективному использованию выделенного частотно-временного ресурса радиоканала [1]. При этом функционирование адаптивной системы предполагает оперативное изменение ее параметров при изменении состояния радиоканала. Параметры должны изменяться так, чтобы система, по возможности, всегда оставалась в оптимальном состоянии (режиме работы), обеспечивающем максимум заданного показателя эффективности (например, скорости передачи данных). Для своевременного принятия решения об изменении параметров необходимо непрерывно или дискретно (с некоторым малым шагом) оценивать параметры, характеризующие состояние радиоканала.

Кроме того при работе в каналах с межсимвольной интерференцией (МСИ), таких, как коротковолновый (КВ) канал, характеризующийся замираниями сигналов и многолучевым распространением, применяют методы адаптивной коррекции сигналов, которые позволяют существенно компенсировать внесенные искажения. Для этого в известных последовательных системах передачи данных [1]–[4] в передаваемый сигнал периодически вводят зондирующие последовательности с априори известными параметрами, не несущие информацию, а служащие лишь для расчета импульсной характеристики (ИХ) канала, т. е. решения задачи идентификации и определения соответствующей ИХ корректирующего фильтра (КФ) или эквалайзера. Оценку вероятности ошибки на бит (ВОБ) принимаемого откорректированного сигнала вычисляют на основе подсчета количества ошибок в принятых тестовых блоках [5].

Расходование времени на передачу тестовых и зондирующих сигналов снижает эффективность использования частотно-временного ресурса, в результате чего информационная скорость передачи данных становится ниже максимально достижимой. Например, в системе передачи данных стандарта ARINC 635 на передачу тестовых сигналов расходуется 33 % временного ресурса [3]. Однако введение такой избыточности необходимо для функционирования адаптивной системы передачи данных.

Кроме того, неотъемлемой частью любой системы передачи данных является использование помехоустойчивого кодирования – введения избыточности, необходимой для обнаружения и исправления ошибочных бит, получаемых на выходе демодулятора. Для обеспечения приемлемых

показателей достоверности в современных системах обычно используют коды или каскадные кодовые конструкции с кодовой скоростью 0.2...0.5 [3], [4], [6], [7], что дополнительно снижает информационную скорость передачи данных.

Очевидный путь увеличения скорости передачи данных – уменьшение вводимой избыточности. Так в условиях малого уровня МСИ и большого отношения "сигнал/шум" (ОСШ) для повышения скорости передачи возможно увеличение кратности модуляции и скорости кода. В этом случае задачей является выбор оптимальной сигнально-кодовой конструкции (СКК), максимизирующей информационную скорость [8]. Такой подход достаточно просто реализовать при использовании блочных кодов, выбирая определенную СКК в пределах длины одного кодового блока или каскадной кодовой конструкции, для передачи которой в большинстве известных систем [6] требуется не более нескольких секунд. Однако в последовательных системах передачи данных применяют сверточные коды [3], [4], длина которых в общем случае бесконечна, а на практике на передачу могут затрачиваться десятки секунд [4], что снижает оперативность принятия решения об изменении параметров системы, тем самым осложняя адаптацию по кодовой конструкции.

Таким образом, актуальной является задача построения бестестовых систем передачи данных с адаптивной коррекцией и оценкой состояния радиоканала по рабочим информационным сигналам. В настоящей статье авторами предложены методы решения этой задачи в последовательных КВ-системах передачи данных, использующих сверточное кодирование.

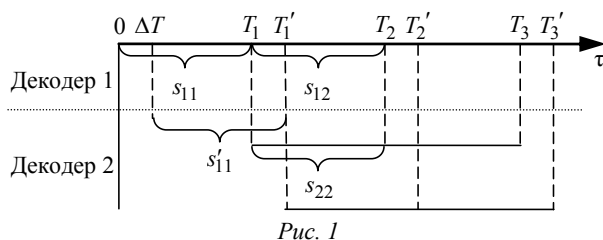
Метод бестестовой оценки ИХ канала. В [9], [10] рассматривался вариант построения последовательной системы передачи данных с бестестовой адаптивной коррекцией, предполагающий использование конструкции внутреннего блочного кода и внешнего циклического кода CRC. Для расчета ИХ канала и соответствующей ИХ КФ предложено использовать сегмент уже демодулированных информационных символов, представляющий последовательность с "хорошими" спектральными свойствами, а именно занимающую всю полосу частот и не имеющую нулей в этой полосе. Частота обнаружения таких последовательностей определена в [9] моделированием и составляет порядка 0.98. Трассовые испытания макета последовательного модема, проведенные в 2013 г. [11], показали работоспособность указанного метода бестестовой адаптивной коррекции.

Для того чтобы избежать использования сегментов с ошибочно демодулированными символами, их поиск осуществляется в тех кодовых блоках, в которых циклическим кодом CRC не было зафиксировано ошибок. Более глубокий анализ продукта декодирования позволяет отказаться от использования CRC, для передачи которого затрачивается время. Для этого в [10] предложено искать сегменты в кодовых блоках с синдромом, соответствующим количеству ошибок менее допустимого значения.

Подобный подход может быть применен и для систем передачи данных, использующих сверточное кодирование. На практике обычно сверточный код декодируется с помощью алгоритма Витерби с ограниченным значением глубины просмотра решетки [12], [13]. При реализации такого алгоритма к моменту времени T_2 (рис. 1) на выходе декодера 1 будем иметь последовательность бит s_{11} , представляющую собой исходную кодовую последовательность на интервале $[0, T_1]$ с исправленными ошибками, и значение метрики m_{11} , соответствующее выжившему пути.

В последовательности s_{11} необходимо найти сегмент с "хорошими" спектральными свойствами, в котором отсутствуют нули и близкие к нулю значения спектра в занимаемой сигналом полосе частот. Этот сегмент будет использован в качестве зондирующего сигнала для расчета ИХ канала и соответствующей ИХ КФ. Для расчета этих характеристик могут быть использованы известные алгоритмы, применяемые в задачах адаптивной фильтрации, например метод наименьших квадратов [14] или алгоритм регуляризации Тихонова [15].

В результате с момента времени T_1 (рис. 1) будут работать 2 КФ: КФ1 с первоначальной ИХ $h_{КФ1}$ и КФ2 с новой ИХ $h_{КФ2}$. После коррекции и демодуляции соответствующие последовательности бит будут поданы на вход декодеров 1 и 2. В результате в момент времени T_3 на выходе декодера 1 получим последовательность бит s_{12} , а



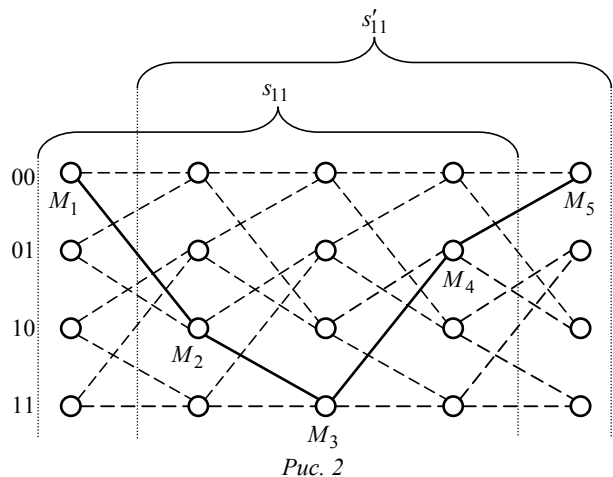
на выходе декодера 2 – последовательность бит s_{22} , соответствующие интервалу $[T_1, T_2]$, а также значения метрик выживших путей, которые обозначим как m_{12} и m_{22} .

Сравнение последовательностей s_{12} и s_{22} позволяет объективно судить о качестве коррекции: при их совпадении не ясно, в каком случае было больше ошибок; при несовпадении также не ясно, какую из последовательностей считать верной. Напротив, сравнение метрик явно укажет, в каком случае ошибок было больше. Так при $m_{22} \leq m_{12}$ можно полагать, что новая ИХ КФ2 не ухудшает качество коррекции, после чего обновить первоначальную ИХ КФ:

$$h_{КФ1} = h_{КФ2}.$$

В противном случае осуществляется сдвиг на интервал ΔT , равный длительности символа (или нескольких символов), за которые передаются K бит, необходимых для очередного такта декодирования. Так для сверточного кода с кодовой скоростью $1/2$ $K=2$. В результате в момент времени $T_2' = T_2 + \Delta T$ рассматривается последовательность бит s'_{11} на интервале $[\Delta T, T_1']$ и значение метрики m'_{11} .

Рассмотрим особенности получения метрик m_{11} и m'_{11} , необходимых для работы предложенного метода. На рис. 2 приведен фрагмент декодирования сверточного кода (6, 3, 5) некоторой последовательности в виде решетчатой диаграммы. Выживший путь – путь с наименьшей метрикой – показан жирной сплошной линией, остальные пути – штриховыми линиями. Для каждого такта декодирования (состояния декодера) значе-



ния метрик выжившего пути составляли M_i , $i = \overline{1, 5}$. В момент времени T_2 получают последовательность бит s_{11} и соответствующее значение метрики $m_{11} = M_4$.

При сдвиге на интервал ΔT , равный длительности символа (или символов), за которую передаются очередные K бит, необходимые для очередного такта декодирования, в момент времени T'_2 получают последовательность бит s'_{11} и соответствующее значение метрики $m'_{11} = M_5 - M_1$. Для рассматриваемого кода (6, 3, 5) (рис. 2) $K = 2$. Таким образом, значение метрики m_{11} можно считать весом последовательности s_{11} на интервале $[0, T_1]$, m'_{11} – весом последовательности b'_{11} на интервале $[\Delta T, T'_1]$ и т. д.

Рассматривая метрики m_{11} и m'_{11} , можно оценить количество ошибок и принять решение о целесообразности использования сегмента s_{11} или s'_{11} в качестве зондирующего. Дополнительно может быть учтена оценка состояния радиоканала – вероятность ошибки на бит.

Метод бестестовой оценки вероятности ошибки на бит. Сверточное кодирование позволяет достаточно эффективно кодировать и декодировать поток бит. Как и любой вид кодирования, оно основано на использовании дополнительных избыточных бит. Используя информацию о структуре кода, на приемной стороне, помимо декодирования, можно оценить вероятность ошибки на бит.

Для примера продолжим рассмотрение сверточного кода (6, 3, 5) с полиномами $x^2 + 1, x^2 + x + 1$, обозначаемого как {5, 7} [12]. Представим входную информационную последовательность как

$$a_1, a_2, a_3, a_4, a_5, a_6, a_7, \dots \quad (1)$$

а кодированную последовательность следующим образом:

$$b_{11}, b_{12}, b_{21}, b_{22}, b_{31}, b_{32}, b_{41}, b_{42}, \dots,$$

где первый индекс обозначает номер бита последовательности (1), а второй – номер порождающего полинома, которым был получен символ при нахождении указанного первым индексом символа в старшем разряде сверточного кодера.

Символы сверточного кода формируются в соответствии со следующими выражениями:

$$\begin{cases} b_{11} = a_1 \oplus a_3; \\ b_{12} = a_1 \oplus a_2 \oplus a_3; \\ b_{21} = a_2 \oplus a_4; \\ b_{22} = a_2 \oplus a_3 \oplus a_4; \\ b_{31} = a_3 \oplus a_5; \\ b_{32} = a_3 \oplus a_4 \oplus a_5, \end{cases} \quad (2)$$

где \oplus – символ сложения по модулю 2.

Из (2) получим

$$b_{12} \oplus b_{32} = b_{11} \oplus b_{21} \oplus b_{31},$$

т. е.

$$b_{12} \oplus b_{32} \oplus b_{11} \oplus b_{21} \oplus b_{31} = 0. \quad (3)$$

Таким образом, для рассматриваемого кода составлено соотношение, описывающее функциональную связь между битами полученной кодированной последовательности на выходе кодера. Используем его для определения ВОБ, приняв, что в принятой кодированной последовательности на выходе демодулятора полученное соотношение выполняется лишь при отсутствии ошибок демодуляции, а любая ошибка приводит к его нарушению.

Сформируем уравнение, связывающее вероятность выполнения (3) на выходе демодулятора $P_{\text{вып}}$ с вероятностью ВОБ p :

$$P_{\text{вып}}(p) = (1-p)^5 + C_5^2 p^2 (1-p)^3 + C_5^4 p^4 (1-p), \quad (4)$$

где C_μ^v – число сочетаний из μ по v .

При известном значении $P_{\text{вып}}$ ВОБ определяется как корень сформированного уравнения (4).

При эксплуатации реальных систем передачи данных для анализа доступен лишь фрагмент кода, выделенный так называемым скользящим окном. При достаточной протяженности такого окна можно получить оценку ВОБ \hat{p} . Приняв в качестве оценки вероятности выполнения (3) относительную частоту $\hat{P}_{\text{вып}} = k/N$ (k – количество выполнений (3); N – общее количество анализируемых групп бит) и вычислив значения входящих в (3) сочетаний, перепишем это выражение в виде

$$k/N = (1-\hat{p})^5 + 10\hat{p}^2(1-\hat{p})^3 + 5\hat{p}^4(1-\hat{p}). \quad (5)$$

Корнем (5) является оценка ВОБ,

Аналогично можно составить уравнения для любых других полиномов, используемых при сверточном кодировании, и получить оценку ВОБ.

Для любого сверточного кода, использующего L полиномов степени W и, соответственно,

кодovou скорость $1/L$, формируется следующая система уравнений:

$$\begin{cases} \sum_{w=1}^W d_w^1 b_{2,(W-1)w} \oplus \sum_{w=1}^W d_w^2 b_{1,(W-1)w} = 0; \\ \sum_{w=1}^W d_w^1 b_{3,(W-1)w} \oplus \sum_{w=1}^W d_w^3 b_{1,(W-1)w} = 0; \\ \quad \vdots \\ \sum_{w=1}^W d_w^2 b_{3,(W-1)w} \oplus \sum_{w=1}^W d_w^3 b_{2,(W-1)w} = 0; \\ \sum_{w=1}^W d_w^2 b_{4,(W-1)w} \oplus \sum_{w=1}^W d_w^4 b_{2,(W-1)w} = 0; \\ \quad \vdots \\ \sum_{w=1}^W d_w^{L-1} b_{L,(W-1)w} \oplus \sum_{w=1}^W d_w^L b_{(2L-1),(W-1)w} = 0, \end{cases}$$

где d_w^l – коэффициенты l -го полинома при w -й степени аргумента.

Просуммировав уравнения системы, получим общее уравнение

$$\sum_{l=1}^{L-1} \left[\sum_w d_w^l b_{(l+1),(W-1)w} \oplus \sum_w d_w^{l+1} b_{l,(W-1)w} \right] = 0. \quad (6)$$

Перейдя, аналогично (5), к оценке ВОб на основе анализа скользящим окном, получим:

$$\frac{k}{N} = \sum_{q=0}^{\lfloor (Q-1)/2 \rfloor} C_Q^{2q} \hat{p}^{2q} (1-\hat{p})^{(Q-2q)},$$

где Q – количество ненулевых членов уравнения (6) после приведения подобных членов; $\lfloor \cdot \rfloor$ – символ округления в меньшую сторону.

Например, для полиномов $\{133, 171\}$, используемых в сверточном коде, применяемом в стандартах [3], [4], формируется уравнение

$$\frac{k}{N} = \sum_{q=0}^4 C_{10}^{2q} \hat{p}^{2q} (1-\hat{p})^{(10-2q)}.$$

Получение оценки с точностью, необходимой для функционирования реальных систем, требует анализа потока бит скользящим окном с длительностью порядка l с.

Заключение. Представленные подходы позволяют обеспечить функционирование адаптивных КВ-систем передачи данных в каналах с МСИ, существенно сократив использование тестовых сигналов (либо полностью от них отказавшись). В предложенном подходе расчет ИХ КФ и оценка качества радиоканала осуществляются посредством анализа принимаемого информационного сигнала с учетом используемых СКК. Такой подход позволяет своевременно реагировать на изменение состояния радиоканала и существенно увеличить информационную скорость, сократив разрывы связи по сравнению с известными аналогами.

Представленные бестестовые методы адаптивной коррекции и оценки состояния радиоканала опробованы в ходе трассовых испытаний, в результате которых подтверждена их работоспособность.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Березовский В. А., Дулькейт И. В., Савицкий О. К. Современная декаметровая радиосвязь: оборудование, системы и комплексы. М.: Радиотехника, 2011. 444 с.
2. Third-Generation and Wideband HF Radio Communications / E. E. Johnson, E. Koski, W. N. Furman, M. Jorgenson, J. Nieto. London: Artech House, 2013. 250 p.
3. ARINC Characteristic 635-4. HF Data Link Protocol. / Aeronautical radio Inc. Annapolis, 2003. 124 p.
4. MIL-STD-188-110C. Interoperability and Performance Standards for Data Modems. Department of Defense. URL: http://everyspec.com/MIL-STD/MIL-STD-0100-0299/MIL-STD-188_110C_37889/ (дата обращения 12.09.2018).
5. MIL-STD-188-190. Methods for communications systems measurements. Department of Defense. Jan. 31, 1990. 94 p. URL: http://everyspec.com/MIL-STD/MIL-STD-0100-0299/MIL-STD-188_190_24834/ (дата обращения 12.09.2018).
6. Лузан Ю. С., Хмырова Н. П. Адаптивная радиосвязь в ДКМ диапазоне частот. Современное состояние и тенденции развития // Техника радиосвязи. 2008. Вып. 13. С. 3–24.
7. Тамразян Г. М. Программно-аппаратная реализация оптимального алгоритма декодирования каскадных кодов на базе кодов Рида–Соломона в адаптивных системах обмена данными: дис. ... канд. техн. наук / Поволжский университет телекоммуникаций и информатики. Ульяновск, 2017. 142 с.
8. Смаль М. С., Егоров В. В. Эффективный выбор сигнально-кодовых конструкций в адаптивной коротковолновой системе передачи данных // Докл. X Всерос. науч.-техн. конф. "Радиолокация и радиосвязь", М., 21–23 ноября 2016 г./ ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН. М., 2016. С. 275–279.
9. Егоров В. В., Маслаков М. Л., Мингалев А. Н. Бестестовая адаптивная коррекция сигналов в КВ системах последовательной передачи данных // Электросвязь. 2011. № 11. С. 32–34.
10. Бестестовые методы адаптивной коррекции сигналов в многолучевых радиоканалах / В. В., Егоров, К. В. Зайченко, М. Л. Маслаков. В. Ф. Михайлов // Радиотехника. 2017. № 5. С. 10–13.
11. Маслаков М. Л. Высокоскоростной последовательный КВ радиомодем передачи данных // Электросвязь. 2014. № 7. С. 40–43.
12. Блейхут Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки / пер. с англ. М.: Мир, 1986. 576 с.

13. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение / пер. с англ. М.: Техносфера, 2006. 320 с.

14. Джиган В. И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. М.: Техносфера, 2013. 528 с.

Статья поступила в редакцию 5 июня 2018 г.

15. Тихонов А. Н., Арсенин В. Я. Методы решения некорректных задач: учеб. пособие для вузов. 3-е изд. М.: Наука, 1986. 288 с.

Маслаков Михаил Леонидович – научный сотрудник и аспирант ПАО "Российский институт мощного радиостроения". Окончил Санкт-Петербургский политехнический университет (2011) по специальности "Радиофизика и электроника". Автор 80 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов в системах радиосвязи.

E-mail: maslakovml@gmail.com

Смаль Михаил Сергеевич – кандидат технических наук (2018), научный сотрудник ПАО "Российский институт мощного радиостроения". Автор 80 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов в системах радиосвязи.

E-mail: smal_ms@mail.ru

REFERENCES

1. Berezovskii V. A., Dul'keit I. V., Savitskii O. K. *Sovremennaya dekametrovaya radiosvyaz': oborudovanie, sistemy i komplekсы* [Modern Decametre Radio Communication: Equipment, Systems and Complexes]. Moscow, *Radio-tehnika*, 2011, 444 p. (In Russian)

2. Johnson E. E., Koski E., Furman W. N., Jorgenson M., Nieto J. *Third-Generation and Wideband HF Radio Communications*. London, Artech House, 2013, 250 p.

3. ARINC Characteristic 635-4. HF Data Link Protocol, Aeronautical radio Inc., Annapolis, 2003, 124 p.

4. MIL-STD-188-110C. Interoperability and Performance Standards for Data Modems. Department of Defense Interface Standard. Available at: http://everyspec.com/MIL-STD/MIL-STD-0100-0299/MIL-STD-188_110C_37889/ (accessed: 12.09.2018)

5. MIL-STD-188-190. Methods for communications systems measurements. Department of Defense. Jan. 31, 1990. 94 p. Available at: http://everyspec.com/MIL-STD/MIL-STD-0100-0299/MIL-STD-188_190_24834/ (accessed: 12.09.2018)

6. Luzan Yu. S., Khmyrova N. P. Adaptive radio communication in the DCM frequency range. Current state and development trends. *Tekhnika radiosvyazi* [Radio Communication Technique]. 2008, vol. 13, pp. 3–24. (In Russian)

7. Tamrazyan G. M. *Programmno-apparatnaya realizatsiya optimal'nogo algoritma dekodirovaniya kaskadnykh kodov na baze kodov Rida-Solomona v adaptivnykh sistemakh obmena dannymi: diss. ... kand. tekhn. nauk* [Software and Hardware Implementation of the Optimal Algorithm for Decoding Cascade Codes Based on Reed-Solomon Codes in Adaptive Data Exchange Systems: diss. ... Ph.D.]. Ulyanovsk, 2017, 142 p. (In Russian)

Received June, 05, 2018

8. Smal' M. S., Egorov V. V. Effective Choice of Signal-Code Structures in Adaptive Short-Wave Data Transmission System. *X Vseross. nauch.-tekhnich. konf. "Radiolokatsiya i radio-svyaz'"* [X All-Russian scientific and technical conference "Radiolocation and radio communication"]. Moscow, 2016, pp. 275–279. (In Russian)

9. Egorov V. V., Maslakov M. L., Mingalev A. N. Best-low Adaptive Correction of Signals in HF Systems of Serial Data Transmission. *Electrosvyaz* [Telecommunications], 2011, no. 11, pp. 32–34. (In Russian)

10. Egorov V. V., Zaichenko K. V., Maslakov M. L., Mikhailov V. F. Best Practices of Adaptive Signal Correction In Multipath Radio Channels. *Radiotekhnika* [Radioengineering]. 2017, no. 5, pp. 10–13. (In Russian)

11. Maslakov M. L. High-Speed Serial HF Radio Data Transmission Modem. *Elektrosvyaz'* [Telecommunications]. 2014, no. 7, pp. 40–43. (In Russian)

12. Blahut R. *Theory and Practice of Error Control Codes*. Massachusetts, Addison-Wesley, 1984, 500 p.

13. Morelos-Zaragoza R. *The Art of Error Correcting Coding*. Chichester, John Wiley & Sons, 2002, 263 p.

14. Dzhigan V. I. *Adaptivnaya fil'tratsiya signalov: teoriya i algoritmy* [Adaptive Filtering of Signals: Theory and Algorithms]. Moscow, *Tekhnosfera*, 2013, 528 p. (In Russian)

15. Tikhonov A. N., Arsenin V. Ya. *Metody resheniya nekorrektnykh zadach* [Methods for Solving Ill-Posed Problems]. Moscow, *Nauka*, 1986, 288 p. (In Russian)

Mikhail L. Maslakov –Dipl. Engineer in Radio Physics and Electronic (Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, 2011), scientist and postgraduate student of PAS "Russian Institute for Power Radiobuilding". The author of 80 scientific publications. Area of expertise: digital signal processing in radio communication systems.

E-mail: maslakovml@gmail.com

Mikhail S. Smal – Ph.D. in Engineering (2018), scientist of PAS "Russian Institute for Power Radiobuilding". The author of 80 scientific publications. Area of expertise: digital signal processing in radio communication systems.

E-mail: smal_ms@mail.ru