

- мами направленности. М.: Физматлит, 2010. – 320 с.
2. Активные фазированные антенные решетки. Под ред. Д.И. Воскресенского и А.Н. Канащенкова. М.: Радиотехника, 2004. – 488 с.
 3. Monzingo R.A., Miller T.W. *Introducing to adaptive arrays*. SciTechPublishing Inc., 2004. – 552 p.
 4. Botha E., McNamara D.A. A contoured beam synthesis technique for planar antenna arrays with quadrantal and centro-symmetry // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. Vol. 41, No. 9, 1993. – P.1222-1231.
 5. Пантелеев А.В. Методы оптимизации в примерах и задачах: учебное пособие. М.: Высшая школа, 2005. – 544 с.
 6. Bucci O.M., Capozzoli A., D’Elia G.A. *Global Optimization Technique in the Synthesis of Hybrid Reflector Antennas // Advanced Computational Electromagnetic Symposium*. Monterey, California, USA/ March, 2001. – P.235-261.

DEVELOPMENT OF GENERAL SYNTHESIS ALGORITHM OF ANTENNAS WITH CONTOURED BEAMS

Sivkov A.S., Spodobaev Y.M.

This article is devoted to the synthesis of antenna systems with shaped antenna patterns with given shape and compiling a synthesis algorithm for solving this task pane.

Keywords: *antenna systems, contour pattern, optimization algorithms, synthesis.*

Сивков Александр Сергеевич, инженер Центра информационных образовательных технологий Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ). Тел. 8-927-601-00-57. E-mail: ciotworkacc33@gmail.com

Сподобаев Юрий Михайлович, д.т.н., профессор Кафедры электродинамики и антенн ПГУТИ, главный научный сотрудник Самарского отделения НИИ радио (г. Москва). Тел: 8-960-832-18-74. E-mail:spod@soniir.ru

УДК 621.391.15

СТАТИСТИЧЕСКИЙ МЕТОД ЦИКЛОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ В СИСТЕМЕ ЦИФРОВОГО РАДИОВЕЩАНИЯ

Стефанова И.А., Стефанов А.М.

Вырабатываются рекомендации по организации цикловой синхронизации цифровых радиовещательных сигналов.

Ключевые слова: цикловая синхронизация, групповая синхронизация, циклический код.

Введение

Как показано в [1], метод цикловой синхронизации по смежному классу циклического кода вполне пригоден для каналов с относительно высоким уровнем помех. При этом не рассмотрены его возможности в условиях проскальзываний, характерных для системы наземного цифрового радиовещания [2]. В результате остается открытым вопрос о принципах организации цикловой синхронизации в системе цифрового радиовещания.

Постановка и решение задачи

В процессе передачи цифрового потока в пределах цикла образуется конечная последовательность символов:

$$a_{11}a_{12}\dots a_{1N}a_{21}a_{22}\dots a_{2N}\dots a_{m1}a_{m2}\dots a_{mN}, \quad (1)$$

где двойной индекс означает номер символа в кодовом слове и номер кодового слова в цикле, соответственно.

Дальнейшие рассуждения опираются на следующие положения работы [1]:

- модель декодирования последовательности (1);
- с целью обеспечения минимальной уязвимости циклического кода при синхронизации в каждом кодовом слове перед передачей инвертировано $n'_0 \leq [(d+1)/4]$ символов, где d – минимальное кодовое расстояние.

Предположим, что на i -ый импульсной позиции η -го цикла произошло выпадение элемента сигнала. Если на этой позиции передается m -ой символ Ψ -го кодового слова, то выражение (1) примет вид:

$$a_{11}\dots a_{1N}\dots a_{m1}\dots a_{m(\Psi-1)}a_{m(\Psi+1)}\dots a_{(m+1)1}\dots a_{n2}\dots b_{11}, \quad (2)$$

где b – символ кодового слова следующего цикла.

Задаваясь значениями $m = \overline{1, n}$, $\Psi = \overline{1, N}$ и полагая, что все кодовые слова цикла принадлежат одному коду, на основе результатов [1] получим выражение для оценки верхней границы вероятности $P_\eta(m, \vartheta)$ ($\vartheta \in (1, N)$) появления разрешенной кодовой комбинации в пределах η -го цикла на j -ом стыке кодовых слов:

$$P_\eta(m, \vartheta) = \begin{cases} (1-p)^n \cdot 2^{-(m-1)} \quad \forall \vartheta > \Psi, \\ \rho \cdot 2^{-m} \quad \text{для } \vartheta = 1, \\ 2^{-m} \quad \text{для } 1 < \vartheta \leq \Psi, \end{cases} \quad \text{при } 1 \leq m < n-k, \quad (3)$$

$$\begin{cases} 2^{-(n-k)} \quad \forall \vartheta \text{ и } (n-k) \leq m \leq k, \\ 2^{-(n-m+1)}(1-p)^n \quad \forall \vartheta \geq \Psi, \\ 2^{-(n-m)}(1-p)^n \quad \vartheta < \Psi \end{cases} \quad k < m \leq n,$$

где p – вероятность ошибки в канале связи, а ρ обозначает определенный в [1] сомножитель

$$[p^{n_0} (1-p)^{n-n_0} + C_{n-j-n_0}^{n_1} p^{n_1} (1-p)^{n-j-n_0-n_1}] \cdot 2^{-j},$$

где n_0 – число символов, приводящих на j -ой стыковой комбинации к нулевому синдрому, а $n_1 = d - n_0$ – число любых ошибочно принятых символов, не входящих в n_0 и так же приводящих к нулевому синдрому.

При этом декодирование $(\eta + 1)$ -го цикла начинается со второго кодового слова и заканчивается первой стыковой комбинацией первого кодового слова. Тогда вероятность $P_{\eta+1}(\vartheta)$ появления разрешенной кодовой комбинации в пределах $(\eta + 1)$ -го цикла описывается выражением:

$$P_{\eta+1}(\vartheta) = \begin{cases} \rho \cdot 2^{-1} \quad \text{для } \vartheta = N, \\ (1-p)^n \quad \forall \vartheta < N. \end{cases} \quad (4)$$

Пусть теперь на i -ой импульсной позиции η -го цикла произошла вставка элемента сигнала. Если на этой позиции передается m -ый символ Ψ -го кодового слова, то выражение (1) примет вид:

$$a_{11} \dots a_{1N} \dots a_{m1} \dots a_{m\Psi} a_{m\Psi} \dots a_{m(N-1)} \dots a_{n(N-1)}. \quad (5)$$

В этом случае

$$P_\eta(m, \vartheta) = \begin{cases} (1-p)^n \cdot 2^{-(m-1)} \quad \forall \Psi \leq \vartheta < N, \\ \rho \cdot 2^{-m} \quad \text{для } \vartheta = N, \\ (1-p)^n \cdot 2^{-m} \quad \text{для } \vartheta < \Psi, \end{cases} \quad \text{при } 1 \leq m < n-k, \quad (6)$$

$$\begin{cases} 2^{-(n-k)} \quad \forall \vartheta \text{ и } (n-k) \leq m \leq k, \\ 2^{-(n-m)}(1-p)^n \quad \forall \vartheta \leq \Psi, \\ 2^{-(n-m+1)}(1-p)^n \quad \vartheta > \Psi \end{cases} \quad k < m \leq n.$$

При этом декодирование $(\eta + 1)$ -го цикла начнется с (-1) -ой стыковой комбинации N -го кодового слова и закончится $(N-1)$ -м кодовым словом. Отрицательный знак в номере стыковой комбинации отражает тот факт, что $j \in ((n-k), n)$. Тогда

$$P_{\eta+1}(\vartheta) = \begin{cases} \rho \cdot 2^{-1} \quad \text{для } \vartheta = N, \\ (1-p)^n \quad \forall \vartheta < N. \end{cases} \quad (7)$$

Из выражений (3)-(4) и (6)-(7) нетрудно видеть, что значения вероятностей $P_\eta(m, \vartheta)$ и $P_{\eta+1}(\vartheta)$ меняются в широких пределах с верхней границей, близкой к единице.

Предположим теперь, что кодовые слова цикла принадлежат разным кодам. Тогда можно показать, что

$$P_\eta(m, \vartheta) = \begin{cases} (1-p)^n \cdot 2^{-(n-m)} \quad \forall \vartheta \leq \Psi, \\ (1-p)^n \cdot 2^{-(n-m+1)} \quad \text{для } \vartheta > \Psi, \end{cases} \quad \text{при } k < m \leq n \text{ и вставке символа,} \quad (8)$$

$$\begin{cases} 2^{-(n-k)} \quad \forall \vartheta \text{ и } 1 \leq m \leq k, \\ 2^{-(n-m)}(1-p)^n \quad \forall \vartheta < \Psi, \\ 2^{-(n-m+1)}(1-p)^n \quad \vartheta \geq \Psi \end{cases} \quad \text{при } k < m \leq n \text{ и выпадении символа,}$$

а также

$$P_{\eta+1}(\vartheta) = 2^{-(n-k)} \quad \forall \vartheta. \quad (9)$$

Из последних выражений видно, что и в этом случае $P_{\eta+1}(\vartheta)$ всегда имеет наименьшее из возможных значений, в то время как $P_\eta(m, \vartheta)$ при больших m может принимать значение, близкое к 0,5.

Однако до сих пор исследование проводилось в предположении, что проскальзывания даже в последнем символе кодового слова вызывают поток ошибок в том цикле, где они произошли. Вообще говоря, это верно, если не оговаривать расположение символов кодового слова в цикле.

Пусть символы кодового слова кода, исправляющего δ ошибок, передаются так, что $(\delta + 1)$ из n символов расположены в конце цикла. Пусть также проскальзывания произошли в δ из этих символов, а остальные приняты без ошибок. Тогда все δ символов всегда будут скорректированы кодом, даже если они не совпали с прежними. То есть в этом случае проскальзывания не приводят к потоку ошибок в η -ом цикле.

Если же проскальзывания произошли в $(\delta + 1)$ -ом символе и ни один из вновь обра-

зовавшихся символов не совпал с прежним, то кодовое слово будет декодировано ошибочно. В этом случае можно считать, что в η -ом цикле образовался поток ошибок. Вероятность $P_\eta(m, \mathcal{G})$ при этом равна $(1-p)^n 2^{-(\delta+1)}$.

Предположим теперь, что в кодовом слове произошло $l \leq \delta$ ошибок. Тогда $P_\eta(m, \mathcal{G}) = p^l 2^{-(\delta+1-l)}$, что меньше предыдущего значения. Следовательно, значение $(1-p)^n 2^{-(\delta+1)}$ определяет верхнюю границу значений вероятности $P_\eta(m, \mathcal{G})$. Очевидно, что этого недостаточно для надежной идентификации проскальзываний. Кроме того, на основе только результатов обработки синдромов кодовых слов довольно затруднительно установить и сущность проскальзываний – вставка или выпадение.

Выводы

Для организации цикловой синхронизации в системе наземного цифрового радиовещания только статистического метода недостаточно. Необходимо предусмотреть дополнительные средства, позволяющие достаточно надежно идентифицировать проскальзывания. Таким средством может быть, например, последовательность Баркера.

Литература

1. Стефанов А.М., Стефанова И.А. Статистический метод цикловой синхронизации // ИКТ. Т.11, №1, 2013.– С. 96-97.
2. Стефанов А.М., Стефанова И.А. Разделение программ цифрового радиовещания в условиях мобильного приема // ИКТ. Т.9, №1, 2011.– С. 90-93.

STATISTICAL METHOD OF FRAME SYNCHRONAZATION IN THE SYSTEM OF DIGITAL BROADCASTING

Stefanova I. A., Stefanov A.M.

The authors provide recommendations to organize frame synchronization in the system of digital broadcasting.

Keywords: frame synchronization, group synchronization, reflected code.

Стефанов Александр Михайлович, к.т.н., доцент Кафедры информатики и вычислительной техники (ИВТ) Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ). Тел. (8-846) 228-00-57. E-mail: aistvt@mail.ru

Стефанова Ирина Алексеевна, к.т.н., доцент кафедры ИВТ ПГУТИ. Тел. (8-846) 228-00-57. E-mail: aistvt@mail.ru

УПРАВЛЕНИЕ И ПОДГОТОВКА КАДРОВ ДЛЯ ОТРАСЛИ ИНФОКОММУНИКАЦИЙ

УДК 007.51

РАЗВИТИЕ ОРГАНИЗАЦИОННОЙ СТРУКТУРЫ ВЕРТИКАЛЬНО-ИНТЕГРИРОВАННОГО ПРЕДПРИЯТИЯ СВЯЗИ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ НА ПРИМЕРЕ ОАО «РОСТЕЛЕКОМ»

Белобокоев А.Я., Лихтциндер Б.Я.

Рассматриваются организационные структуры вертикально-интегрированных телекоммуникационных предприятий. Показана целесообразность реорганизации ОАО «Ростелеком» и создания двух федеральных филиалов: «мультисервисного» и «мультисервисного».

Ключевые слова: предприятия связи, структура управления, федеральные филиалы, районные узлы связи.

Современные телекоммуникации развиваются весьма быстрыми темпами, особенно это относится к сфере доступа абонентов к услугам связи. Вместо обычной телефонии доступ стал мультисервисным, а число абонентов конкретных услуг и объем трафика растут стремительными темпами. Именно в сфере доступа и услуг проявилась наиболее жесткая рыночная конкуренция между предприятиями отрасли.