

3. Регистратор точки прицеливания на базе видеокамеры / С. Ф. Егоров, В. С. Казаков, В. В. Коробейников // Интеллектуальные системы в производстве. – 2011. – № 1(17). – С. 177–182.

4. Корнилов И. Г. Измерительно-вычислительная система определения точки попадания в стрелковом тренажере коллективного боя // Вестник ИжГТУ. – 2012. – № 2(54). – С. 110–113.

S. F. Egorov, PhD in Engineering, Associate Professor, Institute of Mechanics of the Ural Branch of RAS, Izhevsk

V. V. Korobeynikov, PhD in Engineering, Institute of Mechanics of the Ural Branch of RAS, Izhevsk

V. S. Kazakov, PhD in Engineering, Professor, Kalashnikov Izhevsk State Technical University

I. G. Kornilov, PhD in Engineering, Kalashnikov Izhevsk State Technical University

### Development of Methodology for Testing and Studying the Selection Criteria for Camcorder Used in Firearms Training

*The paper proposes testing procedure and criteria for assessing the suitability of a video camera as a registrar in the aiming point shooting simulator. Experimental results of applying the methodology are given for a number of camera models.*

**Keywords:** shooting training apparatus, video camera, error.

Получено 29.04.14

УДК 621.391.8

**О. А. Волков**, соискатель, Ижевский государственный технический университет имени М. Т. Калашникова

**И. З. Климов**, доктор технических наук, профессор, Ижевский государственный технический университет имени М. Т. Калашникова

## ВЛИЯНИЕ ИЗМЕНЕНИЯ СТРУКТУРЫ СИГНАЛА НА ЕГО СКРЫТНОСТЬ

*Исследуется влияние структуры сигналов на значение скрытности. Показана зависимость скрытности от выбора базисных функций. Выполнено сравнение скрытности различных сигналов.*

**Ключевые слова:** сигнал, скрытность, базисные функции, критерий, разведка.

Передача сигналов на радиочастотах происходит в открытой среде. В данных условиях актуальной является задача по скрытию как самого факта передачи, так и передаваемой информации. Один из параметров сигнала, позволяющий изменять уровень скрытности, – это его структура. Целью данной работы является анализ возможных структурных изменений сигнала, которые позволяют повысить показатель его скрытности.

Критерий оценки скрытности предлагаемых структурных изменений выбран исходя из того, что станция радиотехнической разведки не обладает знаниями о структуре сигнала. Методика расчета потенциальной структурной скрытности использована в соответствии с [1]. Структурная скрытность определяется числом двоичных измерений (ДИЗ), которые необходимо провести для раскрытия структуры сигнала. Общее выражение для потенциальной скрытности имеет вид

$$S = \log_2 A, \quad (1)$$

где  $A$  – допустимые значения какого-либо параметра сигнала (арсенал событий). Таким параметром может быть несущая частота, структура кода, время прихода сигнала и др.

Интересным для исследования представляется сигнал с модуляцией со многими несущими (ММН), основанный на использовании дискретного преобразования Фурье. Обычно такой сигнал представляют

в виде некоторого количества независимых квадратурных амплитудно-модулированных (КАМ) поднесущих, имеющих одинаковую скорость передачи и независимые КАМ-созвездия. База сигнала с ММН примерно равна числу поднесущих. Далее в качестве модуляции каждой поднесущей будем рассматривать двойную относительную фазовую манипуляцию (4-ОФМ), представляющую собой частный случай квадратурной амплитудной манипуляции. Количество точек созвездия этого вида модуляции равно 4, и они располагаются равномерно по окружности через угол  $90^\circ$ . Дискретная информация сигнала с ММН-4-ОФМ передается путем изменения разности фаз двух соседних символов сигнала с ММН, состоящих из  $N$  КАМ-поднесущих, каждая из которых независимо кодируется 4-ОФМ. Таким образом, при передаче одного символа сигнала с ММН передается  $2N$  бит сообщения.

При возникновении ошибки в передаваемом символе одной поднесущей с наибольшей вероятностью он превратится в один из соседних с ним символов. Поэтому при построении системы 4-ОФМ часто используется код преобразования бинарных символов в двухбитовые такой, что двоичные последовательности, соответствующие соседним символам (сдвигам фаз), отличаются только одной битовой позицией. Таким образом, ошибка возникнет только в одном бите принимаемой информации. Кодом с таким свойством является код Грея. Очевидно, что приме-

нение кода Грея уменьшает число возможных вариантов распределения битов по символам. Так, для модуляции 4-ОФМ количество вариантов соответствия каждой точки созвездия символу, состоящему из двух бит, с учетом кода Грея будет равно 8, без учета – 24. Соответственно, скрытность 4-ОФМ ( $S_{4\text{-ОФМ}}$ ) будет равна 3 диз и 5 диз. Как будет понятно далее, эти значения не вносят большой вклад в увеличение общего показателя скрытности сигнала с ММН-4-ОФМ. Это объясняется малым числом точек сигнального созвездия. Например, для сигнального созвездия в виде прямоугольной решетки с 16 точками (16-КАМ) без ограничения кодом Грея  $S_{16\text{-КАМ}} = \log_2 16! = 44$  диз.

Арсенал сигналов с ММН при использовании в каждом канале относительной фазовой манипуляции можно повысить следующими способами.

1. Посимвольная перестановка частотных каналов с сохранением относительности сдвига фаз. Каналы должны менять свое положение по согласованной между приемником и передатчиком программе, например, в соответствии с генератором случайных чисел. Количество (арсенал) таких перестановок при  $N$  каналах  $A_1 = N!$ .

2. Произвольное чередование (перемежение) символов информации передаваемого сообщения от одного символа к другому. Рассмотрим частный случай такой перестановки, когда перемежение передаваемой информации производится независимо внутри каждого символа. Как и в первом случае, требуется согласованность работы передатчика и приемника. Арсенал при этом  $A_2 = N!$ .

Таким образом, выражение для скрытности сигнала с ММН примет вид

$$S_{\text{ММН}} = \log_2(N! N!) = 2 \log_2 N! \quad (2)$$

Как видно из формулы, скрытность сигнала с ММН быстро растет с увеличением числа поднесущих.

Далее учтем влияние на скрытность структуры сигнала ММН-4-ОФМ псевдослучайной перестройки радиочастоты (ППРЧ) [3]. В этом случае скрытность сигнала [2]

$$S_{\text{ППЧ}} = 0,693 B_{\text{ППЧ}} \log_2 B_{\text{ППЧ}}, \quad (3)$$

где  $B_{\text{ППЧ}}$  – база сигнала с ППРЧ.

Арсенал составного сигнала ММН-4-ОФМ с ППРЧ будет произведением арсеналов каждой составляющей, поэтому выражение общей скрытности будет суммой скрытностей:

$$S_{\text{общ}} = S_{4\text{ОФМ}} + S_{\text{ММН}} + S_{\text{ППЧ}} = 3 + 2 \log_2 N! + 0,693 B_{\text{ППЧ}} \log_2 B_{\text{ППЧ}}. \quad (4)$$

В представленной ниже таблице приведены рассчитанные по (4) значения потенциальной структурной скрытности для разных параметров рассмотренного сложного сигнала ММН с ППРЧ. В таблице также представлены дискретно-частотные сигналы первого рода и сигналы, образованные полными последовательностями Хаффмана, выражения для скрытности которых получены в [2].

**Значения потенциальной структурной скрытности для разных параметров рассмотренного сложного сигнала ММН с ППРЧ**

	Тип сигнала									
	Дискретно-частотный сигнал первого рода		Полные последовательности Хаффмана		ММН-4-ОФМ ( $N=8$ ) с ППРЧ		ММН-4-ОФМ ( $N=16$ ) с ППРЧ		ММН-4-ОФМ ( $N=32$ ) с ППРЧ	
База сигнала	64	128	63	127	64	128	64	128	64	128
Скрытность (диз)	296	716	9	10	50	80	98	108	239	244

Анализ результатов, приведенных в таблице, показывает, что скрытность ДЧ-сигналов растет с увеличением базы значительно быстрее сигнала с ММН-4-ОФМ. Это связано с тем, что при равной базе ДЧ-сигнал имеет большее число степеней свободы. Сравнение трех случаев ( $N=8, N=16, N=32$ ) позволяет сделать вывод, что при фиксированной базе сигнала для повышения скрытности следует повышать количество поднесущих сигнала с ММН и, соответственно, уменьшать количество скачков сигнала с ППРЧ. Это объясняется тем, что скрытность  $S_{\text{ММН}}$  примерно в 2 раза больше скрытности  $S_{\text{ППЧ}}$  (выражения (2) и (3)).

подавляющее большинство существующих в настоящее время систем цифровой радиосвязи работают в базисе дискретно-экспоненциальных функций (ДЭФ). Однако в некоторых случаях более удобным является применение базисов, отличных от ДЭФ. Например, при использовании сверхширокополосных сигналов, образованных последовательностями Уолша [4], более удобным представляется формирование

сигнала в базисе функций Уолша ( $m=2$ ), которые, как и ДЭФ ( $m=N$ ), являются частным случаем системы функций Виленкина – Крестенсона (ВКФ).

Выражение для преобразования спектра из базиса ВКФ с одним модулем в базис ВКФ с другим модулем дано в работе [4]:

$$S_2(q) = \sum_{p=0}^{N-1} S_1(p) \Phi(p, q), \quad (5)$$

где  $S_1(p)$  – спектр сигнала в базисе с модулем  $m_1$ ,  $S_2(q)$  – с модулем  $m_2$ ;  $\Phi(p, q)$  – ядро Фурье:

$$\Phi(p, q) = \frac{1}{N} \sum_{x=0}^{N-1} \text{Pal}_1(p, x) \overline{\text{Pal}_2(q, x)}. \quad (6)$$

Влияни смены базиса на скрытность проявляется в том, что сторона радиоразведки (РТР) не имеет сведений о том, какой базис используется, и вынуждена перебирать все возможные базисы. Кроме того,

скрытность, обусловленная необходимостью поиска исходного базиса, суммируется со скрытностью самой структуры сигнально-кодовой конструкции сигнала.

Далее в качестве примера исследуется оценка структурной скрытности радиосигналов, построенных на основе последовательностей Уолша.

Как известно, сигнал произвольной формы можно разложить по системе ортогональных функций Уолша. Пусть сигнал  $S_{wal}$  образован суммой последовательностей из системы Уолша, длина каждой последовательности равна  $N$ :

$$S_{wal} = \sum_{i=1}^N A_i wal_i, \quad (7)$$

где  $A_i$  – амплитуда  $i$ -й последовательности.

В этом случае, поскольку последовательности Уолша в системе взаимно ортогональны, каждая последовательность может быть модулирована независимо от других. Таким образом, возможна передача информации параллельно на каждой составляющей такого сигнала подобно ММН.

В качестве примера ниже рассмотрен способ формирования сигнала  $S_{wal}$  с помощью фазовой модуляции. Тогда передача информации осуществляется фазовой модуляцией каждой последовательности в соответствии с передаваемой двоичной информацией, после чего все поднесущие складываются.

На рис. 1 показан амплитудный спектр сигнала  $S_{wal}$ , полученный с помощью дискретного преобразования Фурье (ДПФ). На рис. 2 показаны коэффициенты ряда Уолша для этого же сигнала. Как можно заметить, во втором случае сигнал имеет четко выраженную структуру, т. е. может быть реализовано уверенное извлечение передаваемой информации.

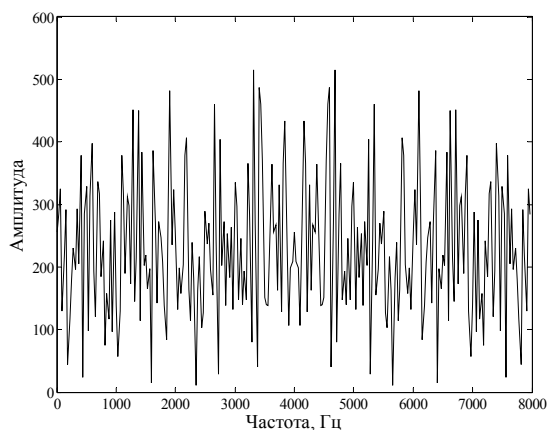


Рис. 1. Амплитудный спектр сигнала на основе системы Уолша, полученный с помощью ДПФ

Потенциальная структурная скрытность сегментов последовательности Уолша длиной  $L$  будет определяться как

$$S = \log_2 \left( \frac{B}{L} \right) + \log_2 N!, \quad (8)$$

где  $N$  – количество функций Уолша, образующих систему;  $B$  – длина исходных последовательностей Уолша, из которых «нарезаются» сегменты. Часть  $N!$  определяет количество возможных вариантов присвоения передаваемых бит информации номеру поднесущей.

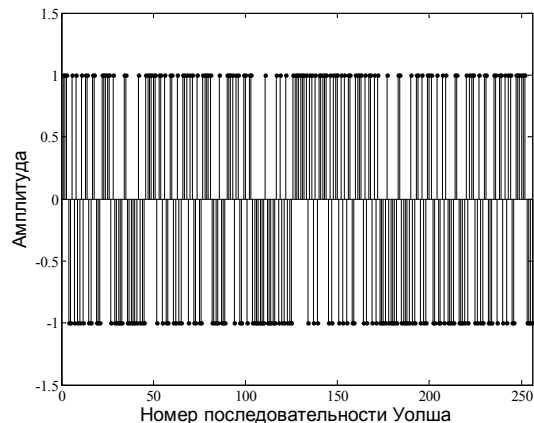


Рис. 2. Коэффициенты ряда Уолша для сигнала  $S_{wal}$

Сравнение скрытности  $S_{wal}$  с сигналами, для которых в работе [2] рассчитаны значения скрытности, показывает, что скрытность сигнала  $S_{wal}$  находится на уровне наиболее скрытных сигналов, таких как ДЧ-сигналы. Полученные результаты позволяют утверждать, что скрытность, вносимая «нарезаниями» сегментов из длинных последовательностей системы Уолша, имеет незначительную величину по сравнению со скрытностью, обусловленной большим количеством вариантов присвоения битов информации номерам поднесущих.

Еще одним структурным изменением, влияющим на скрытность сигнала, является ограничение спектра, которое может быть выполнено следующим образом. Строится сигнал на основе последовательности Уолша, к этому сигналу применяется разложение в базисе гармонических функций (ДПФ). Из полученного спектра вырезается некоторый процент крайних составляющих. После этого строится ВКФ полученного сигнала с исходным сигналом, не подверженным ограничению. Ограничение спектра снижает центральный пик корреляции, при этом боковые пики остаются примерно одинаковыми. Следовательно, при приеме сигнала на основе последовательности Уолша на обычную узкополосную антенну (при этом теряется часть спектра сигнала) вероятность обнаружения снизится.

Полученные результаты позволяют сделать следующие выводы.

1. На изменение структурной скрытности сигнала с ММН с ППРЧ влияет изменение числа поднесущих и количество скачков, причем изменение поднесущих влияет в большей степени.

2. Для увеличения структурной скрытности при условии, что сторона РТР не обладает знаниями об используемом базисе, необходимо изменять базис.

3. Ограничение спектра позволяет повысить скрытность сигнала при приеме на узкополосную антенну.

#### Библиографические ссылки

1. Каневский З. М., Литвиненко В. П. Теория скрытности. – Воронеж : ВГУ, 1991.

2. Бабинцев Е. С., Копысов А. Н., Климов И. З. Структурная скрытность дискретно-частотного и многочастот-

ного широкополосных сигналов // Интеллектуальные системы в производстве. – 2010. – № 2. – С. 109–113.

3. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / В. И. Борисов [и др.]. – М. : Радио и связь, 2000.

4. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь : пер. с англ. – М. : Связь, 1979. – 592 с.

O. A. Volkov, Kalashnikov Izhevsk State Technical University

I. Z. Klimov, DSc in Engineering, Professor, Kalashnikov Izhevsk State Technical University

#### Influence of Changing the Structure of Signal on its Security

*The influence of signal structure of the value of security is investigated. The dependence of security on the choice of basis functions is shown. Comparison of various signal security is made.*

**Keywords:** signal, transmission security, basis functions, criterion, reconnaissance.

Получено 04.02.14

УДК 620.179.16

**В. В. Муравьев**, доктор технических наук, профессор, Ижевский государственный технический университет имени М. Т. Калашникова

**А. В. Байтеряков**, аспирант, Ижевский государственный технический университет имени М. Т. Калашникова

**А. Ю. Котоломов**, кандидат технических наук, ООО «Газпром трансгаз Чайковский»

## ВЛИЯНИЕ СТРУКТУРНОГО СОСТОЯНИЯ МЕТАЛЛА ТРУБ МАГИСТРАЛЬНЫХ ГАЗОПРОВОДОВ НА ПАРАМЕТРЫ УЛЬТРАЗВУКОВЫХ ВОЛН \*

*Исследована структурная анизотропия термически обработанных образцов металла вырезанных фрагментов труб магистрального газопровода ультразвуковым методом с использованием поверхностных и сдвиговых волн горизонтальной поляризации.*

**Ключевые слова:** ультразвуковые волны, низкоуглеродистая сталь, электромагнитно-акустический преобразователь.

Оценка структурного и напряженно-деформированного состояния магистральных газопроводов, находящихся в эксплуатации, является актуальной задачей неразрушающих методов контроля. Растущие трещины выявляются методами акустической эмиссии [1–5]. Дефекты, приводящие к разрушению газопроводов, могут возникать из-за неблагоприятного структурного состояния и высоких остаточных напряжений. Зонами концентрации остаточных напряжений в газопроводах служат гбы, сварные соединения, места опор и нагрузки грунта, так как в этих зонах напряженно-деформированное состояние дополняется неоднородностью теплового расширения и внутреннего давления. Известно, что скорость распространения поверхностных и объемных ультразвуковых волн зависят от напряженного состояния в объекте, его структурного состояния и анизотропии текстуры [6–10].

В данной статье рассмотрено влияние структурного состояния и анизотропии текстуры образцов – вырезок магистральных газопроводов на информа-

тивные параметры ультразвуковых волн и некоторые механические характеристики металла.

#### Методика и результаты исследований

Исследования структурной анизотропии выполнялись структуроскопами ИСП-12 с пьезоэлектрическими преобразователями (ПЭП) поверхностных волн и СЭМА с электромагнитно-акустическим (ЭМА) преобразователем.

Для экспериментов подготовили 6 образцов-фрагментов вырезанных из газопровода Ду1420х15,7 диаметром 1420 мм. Размер образцов-фрагментов 300×500 мм с толщиной стенки 15,7 мм. Схематично образец с расположенными преобразователями представлен на рис. 1.

При вырезке фрагмента из газопровода полученный образец освобождается от связей, внутреннего давления и действия напряжений 1-го рода (макронапряжений), что позволяет выделить влияние структуры и анизотропии свойств на параметры распространения ультразвуковых волн. Образцы подвергли

© Муравьев В. В., Байтеряков А. В., Котоломов А. Ю., 2014

\* Работа выполнена при поддержке Программы стратегического развития ФГБОУ ВПО «ИжГТУ имени М. Т. Калашникова» на 2012–2016 гг. (проект ПСР/М2/Н2.5/МВВ); Программы фундаментальных исследований УрО РАН 2012–2014 гг. (проект № 12-У-2-1013).