

ометрических образов приводит к появлению k последовательных переходных процессов (сглаженные экспонентой ступеньки). И в том, и в другом случае методики оценки значений энтропии длинных кодов оказываются похожими.

Литература

1. Иванов А.И., Фунтиков В.А., Майоров А.В., Надеев Д.Н. Моделирование кодовых последовательностей с энтропией естественных и искусственных биометрических языков // ИКТ. Т.8, №4, 2010. – С. 75-79.
2. Окончательная редакция проекта ГОСТ Р 52633.7-20 «Защита информации. Техника защиты информации. Высоконадежная мульти-биометрическая аутентификация».
3. Dodis Y., Reyzin L., Smith A. Fuzzy Extractions: How to Generate Strong Keys from Biometrics and Other Noisy // In EUROCRYPT, Data April 13, Pages 523-540, 2004.
4. Язов Ю.К., Волчихин В.И., Иванов А.И., Фунтиков В.А., Назаров И.Г. Нейросетевая защита персональных биометрических данных. М.: Радиотехника, 2012. – 157 с.
5. Волчихин В.И., Иванов А.И., Фунтиков В.А., Малыгина Е.А. Перспективы использования искусственных нейронных сетей с многоуровневыми квантователями в технологии биометрико-нейросетевой аутентификации // Известия ВУЗов. Поволжский регион. Технические науки. №4(28), 2013. – С. 88-99.

PREDICTION OF THE ENTROPY VALUES OF LONG CODE SEQUENCES GENERATED BY NATURAL AND ARTIFICIAL LANGUAGES

Malygina E.A., Ivanov A.I., Yazov Y.K., Nadeev D.N.

Calculation of entropy encoding letters long meaningful Russian by Shannon technically not possible with existing restrictions on computing resources. For example, biometric data is that the entropy of low dimension dependent code is related to the entropy of high dimensions exponentially. As a result, the entropy of long code sequences generated by natural and artificial languages, described by a superposition of the exponent and the linear component. The latter allows you to easily assess the ultimate redundancy of natural and artificial languages.

Keywords: forecasting, long dependent entropy coding, independent codes white noise.

Малыгина Елена Александровна, аспирант Кафедры информационной безопасности систем и технологий Пензенского государственного университета. Тел. (8-841) 236-80-92. E-mail: mal890@yandex.ru

Иванов Александр Иванович, д.т.н., доцент, начальник Лаборатории биометрических и нейросетевых технологий (ЛБНТ) Пензенского научно-исследовательского электротехнического института (ПНИЭИ). Тел. (8412) 59-33-10; E-mail: ivan@pniei.penza.ru

Язов Юрий Константинович, д.т.н., профессор, начальник отдела ФАУ «Государственный научно-исследовательский, испытательный институт проблем технической защиты информации Федеральной службы по техническому и экспортному контролю» (г. Воронеж). Тел. (7432)-61-97-12; E-mail: gniii@fstec.ru

Надеев Дамир Наилевич, к.т.н., младший научный сотрудник ЛБНТ ПНИЭИ. Тел. (8412) 59-33-10; E-mail: ivan@pniei.penza.ru

УДК 621.391

ПОТЕНЦИАЛЬНЫЕ ГРАНИЦЫ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ ДИСКРЕТНОГО КАНАЛА СВЯЗИ, УЧИТЫВАЮЩИЕ СТОХАСТИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ВХОДЯЩЕГО В ЕГО СОСТАВ НЕПРЕРЫВНОГО КАНАЛА

Батенков К.А.

Получен аналитический вид потенциальных границ пропускной способности дискретного канала связи, составленного из произвольных непрерывного канала, модулятора и демодулятора. Свойства непрерывного канала характеризуются функцией правдоподобия, а операции модуляции и демодуля-

ции учитываются на основе стохастических свойств сигнала на выходе демодулятора.

Ключевые слова: дискретное отображение непрерывного канала связи, дискретный канал связи, непрерывный канал связи, функция правдоподобия.

Введение

Известно, что выбор того или иного критерия качества любой системы, в том числе и связи, является чисто субъективным, поскольку определяется наличием определенных требований со стороны разработчика, потребителя или любого другого субъекта. Однако для систем связи Шенноном введено понятие взаимной информации как меры определенности о сигналах на входе канала связи исходя из наблюдений о сигналах на выходе канала [1-2]. Причем данная мера имеет фундаментальный смысл, поскольку однозначно определяется лишь вероятностными характеристиками допустимых для передачи сигналов и канала связи, что является следствием несущественности дальнейшей интерпретации и использования переданных сообщений [3]. Кроме того, взаимная информация и производная от нее пропускная способность позволяют указать условия безошибочной передачи данных при наличии дополнительной последовательной обработки в виде кодирования и декодирования [4-5].

В общем же технический эффект систем передачи информации определяется количеством и качеством переданной информации [6-7]. При этом количество информации возможно рассматривать как произведение технической скорости передачи на время передачи. Поскольку канал связи по своей природе является стохастическим, то неизбежны ошибки в воспроизведении передаваемых сообщений. Доля подобных ошибок, а с позиции вероятностных мер – вероятность не точности воспроизведения, служит качественной характеристикой переданных сигналов. Совершенно естественно одновременная оптимизация систем связи по обоим показателям оказывается трудноразрешимой задачей не только вследствие их взаимной обратной зависимости, но и просто из-за необходимости исследования векторного показателя качества. В результате существует объективная необходимость в использовании показателя, который одновременно учитывает количественную и качественную характеристики процесса передачи информации, имеет достаточно ясный физический смысл. Подобными свойствами и обладает введенное Шенноном понятие скорости передачи информации как взаимной информации, приходящейся на единицу времени передачи сообщения [8].

Однако и для данного случая существуют определенные трудности, связанные с невозможностью увеличения взаимной информации посредством дополнительной последовательной обработки передаваемых сигналов, что является

следствием теоремы о переработке информации [2-3]. Например, использование любого корректирующего кода способно лишь снизить (в лучшем случае сохранить) скорость передачи информации по каналу связи [9]. В то же время их применение продиктовано требованиями к определенному уровню достоверности передаваемых сообщений, увеличение которого и достигается за счет снижения скорости передачи информации. Если же возникает необходимость в дальнейшей последовательной обработке получаемых данных, то «вернуть» потерянную взаимную информацию не представляется возможным без изменения свойств корректирующего кода. В этой связи следует отметить, что практически все существующие системы связи построены и проектируются по принципу универсальной модульности, что предполагает дальнейшую последовательную обработку информации как, впрочем, и предварительную. Например, корректирующие коды разрабатываются применительно к определенному дискретному каналу связи, которые, в свою очередь, являются дискретными отображениями непрерывных каналов связи.

Верхняя граница

В целом же взаимная информация учитывает конкретный вид распределения вероятности сигнала на входе модулятора, а следовательно, как показатель качества системы передачи информации характеризует не только канал связи как таковой, но и вероятностные параметры передаваемого по нему входного сигнала. С одной стороны это является существенным достоинством подобного показателя, поскольку позволяет синтезировать дискретные отображения, учитывающие дополнительную априорную информацию об источнике помимо информации о свойствах непрерывного канала связи.

С другой стороны возможность с помощью кодера источника и кодера канала варьирования статистических характеристик сигнала на входе модулятора может потребовать синтеза оптимальных отображений для всех возможных вариаций этих дополнительных априорных сведений. К тому же зависимость величины взаимной информации от характеристик источника может быть столь значительной, что в ряде случаев способна практически полностью нивелировать достоинства оптимальных отображений по отношению к неоптимальным.

Следовательно, существует объективная необходимость в анализе дискретных отображений с позиции некоторой потенциальной характери-

ки, рассчитанной на произвольные статистические свойства источника. Подобным показателем, имеющим важный теоретико-информационный смысл, является пропускная способность [2-3; 10-12], определяемая как максимальное значение взаимной информации по всем возможным распределениям вероятности сигнала на входе модулятора:

$$C_{x,x'} = \max_{\omega_x} I_{x,x'}, \quad (1)$$

где $I_{x,x'}$ – взаимная информация дискретного канала связи; $\omega_x(\mathbf{x})$ – распределения сигнала на входе модулятора; а индексы $C_{x,x'}$ и $I_{x,x'}$ указывают на границы канала (дискретный), поскольку пропускной способностью и взаимной информацией так же могут характеризоваться и непрерывный, и дискретно-непрерывный, и другие каналы связи.

Вычисление же пропускной способности оказывается еще более трудоемкой процедурой, чем расчет взаимной информации, поскольку помимо многократного интегрирования согласно (1) следует проводить еще и оптимизацию по множеству распределений сигнала на выходе модулятора. Таким образом, и в данном случае следует указать границы, определяемые как свойствами исходного непрерывного канала связи, так и параметрами модулятора и демодулятора. Причем данные границы оказываются потенциальными, поскольку характеризуют предельно достижимые величины взаимной информации для заданного дискретного отображения.

Учет неравенства треугольника для метрики в форме максимумов $\max(a+b) \leq \max a + \max b$, а также равенства $\max(-b) = -\min b$ позволяет ограничить пропускную способность неравенством [2]: $C_{x,x'} \leq \max_{\omega_x} H_{x'} - \min_{\omega_x} H_{x'/x}$, где $H_{x'}$ – энтропия сигнала на выходе демодулятора x' ; $H_{x'/x}$ – условная энтропия сигнала на выходе демодулятора x' при известном сигнале на входе модулятора x . Так как верхняя граница энтропии сигнала на выходе демодулятора имеет вид [3]:

$$H_{x'} \leq \log \sqrt{(2\pi e)^{N'} |\mathbf{M}_{x',2}|},$$

где N' – размерность сигнала на выходе демодулятора x' ; $\mathbf{M}_{x',2}$ – ковариационная матрица сигнала на выходе демодулятора x' ; $|A|$ – определитель (детерминант) матрицы A , то очевидно, что

$$\max_{\omega_x} H_{x'} \leq \log \sqrt{(2\pi e)^{N'} |\mathbf{M}_{x',2}|}.$$

Поэтому граница пропускной способности принимает форму:

$$C_{x,x'} \leq \log \sqrt{(2\pi e)^{N'} |\mathbf{M}_{x',2}|} - \min_{\omega_x} H_{x'/x}. \quad (2)$$

Условная энтропия представляется в следующем виде [3]:

$$H_{x'/x} = \int_{\mathbf{x}} \omega_x(\mathbf{x}) \int_{\mathbf{x}'} \omega_{x'/x}(\mathbf{x}', \mathbf{x}) \log \frac{1}{\omega_{x'/x}(\mathbf{x}', \mathbf{x})} d\mathbf{x}' d\mathbf{x}. \quad (3)$$

$\omega_{x'/x}(\mathbf{x}', \mathbf{x})$ – функция правдоподобия дискретного канала связи.

Очевидно, что условная энтропия линейно зависит от плотности вероятности сигнала на входе модулятора. Следовательно, ее минимум по этой плотности достигается в случае детерминированности данного сигнала x , причем его значения с вероятностью единица соответствуют минимальным значениям интеграла по области определения сигнала на выходе демодулятора x' в (3), то есть при следующем условии:

$$\min_{\omega_x} H_{x'/x} = \min_{\mathbf{x}} \int_{\mathbf{x}'} \omega_{x'/x}(\mathbf{x}', \mathbf{x}) \log \frac{1}{\omega_{x'/x}(\mathbf{x}', \mathbf{x})} d\mathbf{x}'.$$

Таким образом, в соответствии с (2) верхняя граница пропускной способности определяется выражением:

$$C_{x,x'} \leq \log \sqrt{(2\pi e)^{N'} |\mathbf{M}_{x',2}|} - \min_{\mathbf{x}} \int_{\mathbf{x}'} \omega_{x'/x}(\mathbf{x}', \mathbf{x}) \log \frac{1}{\omega_{x'/x}(\mathbf{x}', \mathbf{x})} d\mathbf{x}'.$$

Нижняя граница

Нижняя граница пропускной способности вычисляется на основе неравенства согласно (1):

$$C_{x,x'} \geq I_{x,x'}. \quad (4)$$

При этом естественно, что взаимная информация в данном неравенстве может быть рассчитана для произвольного распределения вероятностей сигнала на входе модулятора ω_x , в том числе и для гауссовского, но с некоторой произвольной ковариационной матрицей $\mathbf{M}_{x,2}$. Умножение и деление выражения под логарифмом взаимной информации, взятой с противоположным знаком, на плотности вероятности некоторых многомерных гауссовских случайных величин z и y с плотностями вероятности ω_z и ω_y и ковариационными

матрицами, определяемыми соответствующими выражениями:

$$\mathbf{M}_{z,2} = \mathbf{M}_{x',2} - 2\mathbf{M}_{x',1,x,1} + \mathbf{M}_{x,2}, \quad (5)$$

$$\mathbf{M}_{y,2} = \mathbf{M}_{z,2} + \mathbf{M}_{x,2}, \quad (6)$$

где $\mathbf{M}_{x',1,x,1}$ – матрица совместных моментов второго порядка сигналов на входе модулятора и выходе демодулятора, определяемая в форме

$$\mathbf{M}_{x',i,x,j} = \int \int \omega_{x',x}(\mathbf{x}', \mathbf{x}) (\mathbf{x}'^i \times \mathbf{x}^j) d\mathbf{x}' d\mathbf{x}, \quad (7)$$

где $\omega_{x',x}(\mathbf{x}', \mathbf{x})$ – совместная плотность вероятности сигналов на входе модулятора $\mathbf{x}$ и выходе демодулятора $\mathbf{x}'$; $\bar{\mathbf{x}}^i = \underbrace{\bar{\mathbf{x}} \times \dots \times \bar{\mathbf{x}}}_i$ – i -кратное прямое (декартово) произведение некоторых векторов $\bar{\mathbf{x}}$ (символ « $\times$ », если не указано дополнительно, в дальнейшем обозначает прямое – декартово произведение). Форма исходного выражения при этом не изменяется:

$$I_{x',x} = - \int \int \omega_{x'/x}(\mathbf{x}', \mathbf{x}) \omega_x(\mathbf{x}) \times \log \frac{\omega_{x'}(\mathbf{x}') \omega_y(\mathbf{x}') \omega_z(\mathbf{x}' - \mathbf{x})}{\omega_{x'/x}(\mathbf{x}', \mathbf{x}) \omega_y(\mathbf{x}') \omega_z(\mathbf{x}' - \mathbf{x})} d\mathbf{x}' d\mathbf{x}. \quad (8)$$

Применение свойства логарифма произведения и условия нормировки плотностей преобразуют (8) к виду:

$$I_{x',x} = - \int \int \omega_{x'/x}(\mathbf{x}', \mathbf{x}) \omega_x(\mathbf{x}) \times \log \frac{\omega_{x'}(\mathbf{x}') \omega_z(\mathbf{x}' - \mathbf{x})}{\omega_{x'/x}(\mathbf{x}', \mathbf{x}) \omega_y(\mathbf{x}')} d\mathbf{x}' d\mathbf{x} - \int \omega_{x'}(\mathbf{x}') \log \omega_y(\mathbf{x}') d\mathbf{x}' - \int \int \omega_{x'/x}(\mathbf{x}', \mathbf{x}) \omega_x(\mathbf{x}) \log \frac{1}{\omega_z(\mathbf{x}' - \mathbf{x})} d\mathbf{x}' d\mathbf{x}. \quad (9)$$

Второе вычитаемое принимает форму:

$$\int \int \omega_{x'/x}(\mathbf{x}', \mathbf{x}) \omega_x(\mathbf{x}) \log \frac{1}{\omega_z(\mathbf{x}' - \mathbf{x})} d\mathbf{x}' d\mathbf{x} = \log(2\pi)^{\frac{N'}{2}} |\mathbf{M}_{z,2}^{-1/2}| + \frac{\log e}{2} \text{tr} \left[\mathbf{M}_{z,2}^{-1} \times \int \int \omega_{x'/x}(\mathbf{x}', \mathbf{x}) \omega_x(\mathbf{x}) (\mathbf{x}' - \mathbf{x})(\mathbf{x}' - \mathbf{x})^T d\mathbf{x}' d\mathbf{x} \right], \quad (10)$$

где $\text{tr} \mathbf{A}$ – след матрицы $\mathbf{A}$; T – оператор транспонирования. Раскрытие скобок в подынтегральном выражении позволяет представить (10) в виде:

$$\begin{aligned} \int \int \omega_{x'/x}(\mathbf{x}', \mathbf{x}) \omega_x(\mathbf{x}) \log \frac{1}{\omega_z(\mathbf{x}' - \mathbf{x})} d\mathbf{x}' d\mathbf{x} = \\ = \log(2\pi)^{\frac{N'}{2}} |\mathbf{M}_{z,2}^{1/2}| + \\ + \frac{\log e}{2} \text{tr} \left[\mathbf{M}_{z,2}^{-1} (\mathbf{M}_{x',2} - 2\mathbf{M}_{x',1,x,1} + \mathbf{M}_{x,2}) \right]. \end{aligned}$$

Таким образом, на основе (5) и свойства произведения обратной матрицы на саму матрицу второе вычитаемое (9) имеет форму:

$$\begin{aligned} \int \int \omega_{x'/x}(\mathbf{x}', \mathbf{x}) \omega_x(\mathbf{x}) \log \frac{1}{\omega_z(\mathbf{x}' - \mathbf{x})} d\mathbf{x}' d\mathbf{x} = \\ = \log \sqrt{(2\pi e)^{N'} |\mathbf{M}_{x',2} - 2\mathbf{M}_{x',1,x,1} + \mathbf{M}_{x,2}|}. \end{aligned} \quad (11)$$

Первое же вычитаемое согласно (6) задается следующим выражением:

$$\begin{aligned} \int \omega_{x'}(\mathbf{x}') \log \omega_y(\mathbf{x}') d\mathbf{x}' = \\ = - \log \sqrt{(2\pi e)^{N'} |\mathbf{M}_{z,2} + \mathbf{M}_{x,2}|}. \end{aligned} \quad (12)$$

Уменьшаемое (9) на основе неравенства $-\log x \geq (1-x) \log e$ после сокращения числителя и знаменателя дроби на одну и ту же функцию, а также учета условия нормировки для плотностей вероятности преобразуется к виду

$$\begin{aligned} - \int \int \omega_{x'/x}(\mathbf{x}', \mathbf{x}) \omega_x(\mathbf{x}) \log \frac{\omega_{x'}(\mathbf{x}') \omega_z(\mathbf{x}' - \mathbf{x})}{\omega_{x'/x}(\mathbf{x}', \mathbf{x}) \omega_y(\mathbf{x}')} d\mathbf{x}' d\mathbf{x} \geq \\ \geq \log e \left[1 - \int \frac{\omega_{x'}(\mathbf{x}') \int \omega_x(\mathbf{x}) \omega_z(\mathbf{x}' - \mathbf{x}) d\mathbf{x}}{\omega_y(\mathbf{x}')} d\mathbf{x}' \right]. \end{aligned}$$

Поскольку для выполнения неравенства (4) распределение вероятностей сигнала на входе модулятора ω_x может быть выбрано произвольно, то в случае гауссовского распределения на основе (6) и правила композиции двух законов распределения гауссовских случайных величин [13]:

$$\omega_y(\mathbf{x}') = \int \omega_x(\mathbf{x}) \omega_z(\mathbf{x}' - \mathbf{x}) d\mathbf{x}. \quad (13)$$

Сокращение числителя и знаменателя на одну и ту же функцию и учет свойства нормировки плотностей приводит на основе (13) к следующему неравенству:

$$\begin{aligned} - \int \int \omega_{x'/x}(\mathbf{x}', \mathbf{x}) \omega_x(\mathbf{x}) \times \\ \times \log \frac{\omega_{x'}(\mathbf{x}') \omega_z(\mathbf{x}' - \mathbf{x})}{\omega_{x'/x}(\mathbf{x}', \mathbf{x}) \omega_y(\mathbf{x}')} d\mathbf{x}' d\mathbf{x} \geq 0. \end{aligned} \quad (14)$$

Таким образом, подстановка (11) и (12) в (9), а также учет неравенств (4) и (14) и равенств (5) и (6) делает справедливым следующее неравенство:

$$C_{x',x} \geq \log \sqrt{|\mathbf{M}_{x',2} - 2\mathbf{M}_{x',1,x,1} + 2\mathbf{M}_{x,2}|} - \log \sqrt{|\mathbf{M}_{x',2} - 2\mathbf{M}_{x',1,x,1} + \mathbf{M}_{x,2}|}.$$

На основе свойств суммы логарифмов, а также равенства определителя произведения матриц произведению их определителей [14] нижняя граница пропускной способности принимает форму:

$$\geq \log \sqrt{|\mathbf{E}_2 + \mathbf{M}_{x,2}(\mathbf{M}_{x',2} - 2\mathbf{M}_{x',1,x,1} + \mathbf{M}_{x,2})^{-1}|},$$

где порядок единичной матрицы $\mathbf{E}_2$ равен порядку ковариационных матриц $\mathbf{M}_{x,2}$, $\mathbf{M}_{x',1,x,1}$ и $\mathbf{M}_{x',2}$.

Таким образом, доказана нижеследующая теорема, задающая границы пропускной способности для произвольных непрерывных каналов связи и сигналов, передаваемых по ним.

Теорема о потенциальных границах пропускной способности

Пропускная способность дискретного канала связи, получаемого путем дискретного отображения произвольного непрерывного многопараметрического канала, ограничена следующим интервалом:

$$\begin{aligned} & \log \sqrt{(2\pi e)^{N'} |\mathbf{M}_{x',2}|} - \\ & - \min_{\mathbf{x}} \int_{\mathbf{x}'} \omega_{\mathbf{x}'/\mathbf{x}}(\mathbf{x}', \mathbf{x}) \log \frac{1}{\omega_{\mathbf{x}'/\mathbf{x}}(\mathbf{x}', \mathbf{x})} d\mathbf{x}' \geq \\ & \geq C_{x',x} \geq \\ & \geq \log \sqrt{|\mathbf{E}_2 + \mathbf{M}_{x,2}(\mathbf{M}_{x',2} - 2\mathbf{M}_{x',1,x,1} + \mathbf{M}_{x,2})^{-1}|}. \end{aligned}$$

Следует отметить, что данная теорема является некоторым обобщением границ, полученных в [2], на случай многомерного дискретного канала связи, образованного на основе операторов модуляции и демодуляции с ограниченной степенью нелинейности.

Выводы

Таким образом, сформулированная и доказанная в работе теорема устанавливает определенные ориентиры, по которым возможно оценивать достоинства и недостатки конкретных операторов модуляции и демодуляции. При этом очевид-

но, что существование явного оптимального вида дискретного отображения приводит к наличию еще одного ориентира для пропускной способности формируемого дискретного канала связи. Однако соответствующая этому оптимальному решению пропускная способность не всегда будет оказываться более точной верхней границей по сравнению с полученной, поскольку в данном случае оптимизация проводится путем варьирования только операторов модуляции и демодуляции без изменения распределения вероятностей сигнала на входе модулятора.

Литература

1. Батенков К.А. Максимум взаимной информации как основной критерий синтеза инфокоммуникационных систем // Труды Северо-Кавказского филиала Московского технического университета связи и информатики. Ростов-на-Дону: ПЦ «Университет» СКФ МТУСИ, 2013. – С. 51-53.
2. Галлагер Р. Теория информации и надежная связь. Пер. с англ. М.: Сов. радио, 1974. – 720 с.
3. Кудряшов Б.Д. Теория информации СПб.: Питер, 2009. – 320 с.
4. Батенков К.А. Дискретные отображения непрерывного канала связи на основе обобщенного ряда Фурье // Вестник РГРУ. Вып. 43, №1, 2013. – С. 12-20.
5. Батенков К.А. Обобщенный пространственно-матричный вид энергетических ограничений систем связи // Известия ТулГУ. Технические науки. № 3, 2013. – С. 238-245.
6. Батенков К.А. Математическое моделирование непрерывных многопараметрических каналов связи в операторной форме // Телекоммуникации. № 10, 2013. – С. 2-4.
7. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации. Под. ред. А. Г. Зюко. М.: Радио и связь, 1985. – 272 с.
8. Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Назаров М.В., Финк Л.М. Теория передачи сигналов. М.: Связь, 1980. – 288 с.
9. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений М.: Сов. радио, 1970. – 533 с.
10. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. М.: Радио и связь, 1982. – 304 с.
11. Миддлтон Д. Пер. с англ. М.: Сов. радио, 1966. – 160 с.
12. Пугачев В.С. Теория вероятностей и математическая статистика. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2002. – 496 с.

13. Вентцель Е.С., Овчаров Л.А. Теория вероятностей и ее инженерные приложения. М.: ВШ, 2000. – 480 с.

14. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. М.: Наука, 1966. – 576 с.

DISCRETE CHANNEL CAPABILITY POTENTIALITIES RECOGNIZING STOCHASTIC NATURE OF CONTINUOUS CHANNEL INCLUDED IN DISCRETE CHANNEL

Batenkov K. A.

Capability potentiality analytic form of discrete channel composing continuous channel, modulator and demodulator. Continuous channel nature describes likelihood function, operations of modulation and demodulation identify by output demodulator signal stochastic properties.

Keywords: continuous channel discrete mapping, discrete channel, continuous channel, likelihood function.

Батенков Кирилл Александрович, к.т.н., докторант Кафедры теоретических основ связи и радиотехники Академии ФСО РФ. Тел. 8-903-881-22-67. E-mail: pustur@yandex.ru

ТЕХНОЛОГИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

УДК 621.315

МОДЕЛИРОВАНИЕ МОДОВОГО ДВУЛУЧЕПРЕЛОМЛЕНИЯ СТУПЕНЧАТОГО ОПТИЧЕСКОГО ВОЛОКНА С МИКРОТРЕЩИНОЙ В ОБОЛОЧКЕ СВЕТОВОДА

Бурдин В.А., Дмитриев Е.В.

Предложена модель, описывающая составляющую двулучепреломления ступенчатого кварцевого одномодового оптического волокна, обусловленную нарушением осевой симметрии конструкции световода из-за микротрещины в оболочке. Получено выражение для расчета приближенных оценок данной составляющей. Представлены результаты вычислений оценок для стандартного ступенчатого волокна типа SMF28e.

Ключевые слова: ступенчатое оптическое волокно, световод, двулучепреломление, микротрещина, зеркальная зона, показатель преломления, мода.

Введение

Как известно, двулучепреломление, которое является одним из основных факторов, определяющих поляризационные свойства оптических волоконных световодов, есть результат совместного действия асимметрии конструкции световода и упругих механических напряжений в волокне. Световоды стандартных ступенчатых оптических волокон (ОВ) делают круглыми, и двулучепреломление в них при отсутствии дефектов обусловлено в основном допусками на отклонения параметров, изгибами волокон и внешними механическими нагрузками на них. Конструкции оптических кабелей (ОК) связи предназначены для защиты ОВ от внешних воздействий. Как следствие, двулучепреломление световодов ОВ в таких ОК относительно невелико.

Рост микротрещины с поверхности оболочки световода нарушает осевую симметрию его конструкции, создает упругие механические напряжения в ОВ и в итоге приводит к увеличению двулучепреломления на участке ОВ с подобным дефектом. Это позволяет применять для мониторинга ОВ кабелей связи для выявления на ранней стадии и локализации участков с развивающимися в оболочке микротрещинами методы поляризационной рефлектометрии [1-3]. Для разработки систем контроля состояния ОВ на основе данных методов представляют интерес оценки двулучепреломления стандартных ступенчатых ОВ в зависимости от размера микротрещины в оболочке световода.

Известно, что двулучепреломление моды изогнутого отрезка ОВ может быть представлено как сумма двух составляющих [4-6]:

$$B = B_s + B_g, \quad (1)$$

где составляющая B_s – двулучепреломление световода, индуцированное упругими механическими напряжениями; B_g – двулучепреломление, обусловленное нарушением осевой симметрии распределения показателя преломления по сечению световода. Иногда его называют двулучепреломлением, обусловленным геометрией (формой, конструкцией) световода.

В данной работе предлагается модель для расчета оценок составляющей двулучепреломления