

ПЕРЕДАЧА И ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ

УДК 004.056.52/53:004.72

В.А. Гончаров, В.Н. Пржегорлинский

МЕТОД ОБНАРУЖЕНИЯ СЕТЕВЫХ АТАК, ОСНОВАННЫЙ НА КЛАСТЕРНОМ АНАЛИЗЕ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ УЗЛОВ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СЕТИ

Рассмотрена проблема выявления и идентификации вредоносных программ, внедренных в информационную систему при ее эксплуатации в результате успешной реализации сетевой компьютерной атаки и осуществляющих несанкционированное получение и передачу защищаемой информации злоумышленнику по его запросу. Описан метод решения задачи, основанный на кластеризации пространства векторов, описывающих информационное взаимодействие узлов вычислительной сети информационной системы. Приведены результаты экспериментального исследования метода.

Ключевые слова: компьютерная атака, кластеризация пространства векторов, выявление вредоносных программ.

Введение. Одним из факторов, воздействующих на защищаемую информацию в информационной системе (ИС) на базе вычислительной сети (ВС) и способных приводить к нарушению ее безопасности, является сетевая атака (СА), реализуемая как внешним, так и внутренним нарушителем-злоумышленником [1]. За последние десять лет СА являются составной частью наиболее часто реализуемых и наиболее опасных угроз безопасности информации, обрабатываемой в защищаемых ИС на базе ВС, имеющей подключение к сетям связи общего пользования и (или) сетям международного информационного обмена [2]. Поэтому защита от негативных последствий СА является одной из актуальных проблем обеспечения безопасности информации, обрабатываемой в таких ИС.

СА является целенаправленным несанкционированным воздействием на ресурсы защищаемой ИС или получением несанкционированного доступа к ним с применением программных или программно-аппаратных средств и протоколов межсетевое взаимодействие [1]. В общем случае СА разделяется на три совокупности взаимосвязанных действий злоумышленника – три фазы [3]. В настоящее время разработано достаточно большое количество различных методов и реализующих их средств, осуществ-

ляющих защиту от СА на начальных фазах А и Б их реализации [4]. Однако эти методы и средства не обеспечивают выявление и противодействие всем сетевым атакам на ИС [5]. Успешная реализация начальных фаз СА на защищаемую ИС на базе ВС приводит к тому, что в программное обеспечение (ПО) узлов этой ВС внедряются вредоносные программы, которые и реализуют фазу В успешно начатой СА. Среди внедряемых вредоносных программ наиболее опасными и труднообнаруживаемыми являются программные средства, обеспечивающие скрытое хищение информации (ПСХИ), обрабатываемой в узлах ВС. Выявление ПСХИ, внедренных в ПО узлов ВС, осуществляется в настоящее время "вручную" – путем анализа администратором безопасности информации (АБИ) защищаемой ИС содержимого журналов, в которых регистрируются события безопасности. Эффективность такого выявления ПСХИ полностью определяется опытом, квалификацией и интуицией АБИ и не удовлетворяет, даже в лучшем случае, современным требованиям к обеспечению конфиденциальности информации, обрабатываемой в защищаемой ИС. Требуется повышение эффективности выявления ПСХИ, которое возможно только путем автоматизации деятельности АБИ, основанной на предоставле-

нии ему дополнительной информации о функционировании ПО узлов ВС при их взаимодействии.

Цель работы. Целью работы является разработка метода обнаружения СА, реализуемых на фазе В, позволяющего существенно повысить эффективность выявления в составе ПО узлов ВС защищаемой ИС внедренных ПСХИ.

Подход к решению задачи. Повышение эффективности выявления внедренных в ИС ПСХИ предлагается путем автоматического получения и предоставления АБИ по его запросу информации об аномальных взаимодействиях узлов ВС защищаемой ИС как между собой, так и с другими объектами через сети связи общего пользования или сети международного информационного обмена. Возможность этого обусловлена следующими специфическими особенностями функционирования ПСХИ, выявленными на основании анализа этих программных средств:

1) ПСХИ периодически через нефиксированные интервалы времени осуществляет сеансы связи с одним из удаленных узлов, к которому нарушитель имеет физический доступ и называемому плацдармом нарушителя (ПН), для получения команд (целеуказаний);

2) после получения команд ПСХИ выполняет сбор защищаемой информации в ВС по целеуказанию и передает собранную информацию на один из ПН.

Для того чтобы функционирование ПСХИ не обнаруживалось и не блокировалось используемыми в ИС средствами защиты информации, их разработчики предпринимают комплекс мер, обеспечивающий ПСХИ следующие свойства:

1) сетевая активность ПСХИ не нарушает установленные правила политики безопасности ИС;

2) ПСХИ выполняет маскировку сетевой активности под стандартные протоколы обмена, используемые в защищаемой ВС;

3) сеансы связи ПСХИ с ПН происходят через сравнительно большие интервалы времени;

4) скорость и объемы передаваемой информации в пределах одного сеанса связи ПСХИ с ПН ограничены;

5) ПСХИ случайным образом использует несколько ПН.

Успешное обнаружение ПСХИ возможно благодаря тому, что:

1) статистические и сигнатурные признаки сетевого трафика ПСХИ отличаются от сетевого трафика штатных программных средств (ПС) защищаемой ВС;

2) сетевой трафик ПСХИ в процентном отношении составляет малую часть от трафика штатных ПС защищаемой ВС;

3) штатные ПС генерируют трафик с минимальными отличиями по статистическим и сигнатурным признакам, что позволяет выполнять их идентификацию на базе анализа этого трафика.

Модель взаимодействия узлов ВС защищаемой ИС. Основным объектом анализа при получении для АБИ информации об аномальных взаимодействиях узлов защищаемой ВС (взаимодействиях, отличающихся аномальными значениями характеристик) является сессия. Сессия соответствует сеансовому уровню базовой эталонной модели взаимодействия открытых систем и для протокола TCP соответствует соединению, а для других IP-протоколов – понятию виртуального соединения.

В качестве математической модели сессии предлагается использовать представление сессии в виде множества V , состоящего из двух 16-мерных векторов V_1 и V_2 , векторов V_3 и V_4 , размерность которых зависит от используемого в сессии прикладного протокола, и вектора V_5 , компонентами которого являются:

1) дата и время начала и конца сессии;

2) адреса клиента и сервера;

3) типы используемого сетевого, транспортного и прикладного протокола;

4) количество переданных байт в обе стороны.

Компонентами вектора V_1 являются следующие характеристики сессии, выбранные на основании проведенного анализа и позволяющие обеспечить выявление по их значениям наличия в ИС внедренных ПСХИ:

1) средний размер пакета малого размера в байтах (не более 256 байт) для направления от клиента к серверу;

2) средний размер пакета малого размера в байтах (не более 256 байт) для направления от сервера к клиенту;

3) средний размер пакета большого размера в байтах (более 256 байт) для направления от клиента к серверу;

4) средний размер пакета большого размера в байтах (более 256 байт) для направления от сервера к клиенту;

5) процент пакетов большого размера (более 256 байт) с эвристически выделенным заголовком для направления от клиента к серверу;

6) процент пакетов большого размера (более 256 байт) с эвристически выделенным

заголовком для направления от сервера к клиенту;

7) процент пакетов большого размера (более 256 байт) от общего числа пакетов для направления от клиента к серверу;

8) процент пакетов большого размера (более 256 байт) от общего числа пакетов для направления от сервера к клиенту;

9) среднее значение критерия χ для пакетов большого размера (более 256 байт) для направления от клиента к серверу;

10) среднее значение критерия χ для пакетов большого размера (более 256 байт) для направления от сервера к клиенту;

11) процент 7-битных ASCII символов для направления от клиента к серверу;

12) процент 7-битных ASCII символов для направления от сервера к клиенту;

13) процент байт, переданных серверу, от общего числа байт по сессии;

14) процент пакетов, переданных серверу, от общего числа пакетов по сессии;

15) максимальное время ожидания между пакетами в секундах;

16) время между последним пакетом с данными и завершением сессии в секундах.

Среднее значение критерия χ вычисляется по формуле:

$$\chi = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{255} (b_i - c_{ex})^2}{c_{ex}}}, \quad (1)$$

где b_i – количество встречаемых байт с кодом i в пакете, передаваемом в одном направлении,

$$c_{ex} = \frac{\sum_{i=0}^{255} b_i}{256}.$$

Для эвристического выделения заголовка пакета используется итерационное определение его границы в пакете на базе поиска локального максимума функции:

$$h(x) = |\chi_{data}(0, x-1) - \chi_{data}(x, size-1)|, \quad (2)$$

где x – смещение границы в пакете;

$H_{min} \leq x \leq H_{max}$;

$size$ – размер пакета;

$\chi_{data}(a, b)$ – значение критерия χ для данных пакета со смещения a до смещения b ;

H_{min} и H_{max} – минимальные и максимальные размеры заголовка.

Значения вектора V_2 формируются из информации, полученной на основании анализа первых четырех пакетов в сессии [6]. Вектор V_2 задается четырьмя группами компонентов,

каждая из которых содержит информацию об одном из этих четырех пакетов. О каждом пакете компоненты хранят следующую информацию:

1) размер пакета в байтах (знаком описывается направление передачи пакета);

2) значение критерия χ для пакета;

3) размер эвристически выделенного заголовка в пакете в байтах;

4) процент 7-битных ASCII символов в пакете.

Значения вектора V_3 формируются из информации, получаемой на основании анализа особенностей реализации прикладного протокола, используемого в сессии сервером. Каждый компонент вектора соответствует одной из особенностей реализации протокола и принимает значение 0, если особенность отсутствует, и значение 1, если особенность присутствует. Кроме того, компоненты вектора могут содержать строковые значения, полученные из пакетов модулем анализа прикладного протокола, для указания особенностей реализации прикладного протокола, которые нельзя представить в числовой форме.

Так, например, компоненты вектора V_3 хранят информацию о следующих особенностях реализации сервером прикладного протокола HTTP:

1) использование конвейеризации;

2) отсутствие символа возврата каретки;

3) указание полного унифицированного указателя информационного ресурса;

4) использование разбиения сообщения протокола на части;

5) использование расширенных заголовков при разбиении сообщения протокола на части;

6) некорректное появление заголовка;

7) наличие данных за пределами заголовка протокола;

8) наличие ошибок синтаксиса;

9) имена используемых заголовков протокола с типами параметров;

10) версия протокола;

11) версия сервера.

Компонентами вектора V_4 , как и вектора V_3 , являются двоичные величины и строки. Эти величины характеризуют особенности реализации прикладного протокола в сессии клиентом. Так, например, для прикладного протокола HTTP первые десять компонентов вектора V_4 определяют отсутствие или наличие тех же особенностей этого протокола, что и первые десять компонентов вектора V_3 , но при реализации их клиентами. Компоненты 11 и 12 вектора V_4 хранят информацию о наличии в протоколе следующих особенностей:

- 11 - версия клиента;
12 - используемые типы запросов (методы).

Определение возможных несанкционированных взаимодействий узлов ВС защищаемой ИС. Несанкционированные взаимодействия узлов ВС защищаемой ИС являются результатом выполнения хотя бы на одном из этих узлов программного кода ПСХИ, т.е. результатом реализации фазы В успешно начатой СА. В соответствии с выбранным подходом к решению задачи и предложенной моделью взаимодействия узлов защищаемой ИС, несанкционированным является взаимодействие, имеющее аномальные значения своих характеристик, задаваемых значением векторов V_1-V_4 из множества V ($V = \{V_i\}, i = \overline{1,5}$).

Далее, для векторов V_1-V_4 используется алгоритм динамической кластеризации. Для вектора V_i ($i = \overline{1,4}$) производится последовательное вычисление расстояния до центра k -го кластера $V_{i,k}$.

Для векторов V_1-V_2 для определения расстояния используется функция синуса угла между многомерными векторами, т.к. она возвращает значение от 0 до 1 и не требует нормализации компонентов векторов.

$$\sin \angle V_i V_{i,k} = \sqrt{1 - \left(\frac{\sum_l V_{i,l} V_{i,k,l}}{\sqrt{\sum_l V_{i,l}^2} \sqrt{\sum_l V_{i,k,l}^2}} \right)^2}, \quad (3)$$

где V_i – вектор, соответствующий сессии, $V_{i,k}$ – центр k -го кластера.

Для векторов V_3-V_4 для определения расстояния используется метод Ливенштейна [7].

Далее, производится анализ взаимодействий между узлами ВС защищаемой ИС за интервал времени τ . Для каждой пары клиент-сервер вычисляются значения критериев K1-K4 и значение средневзвешенного критерия $K_{срв}$.

$$K_{срв} = \frac{\sum_{i=1}^4 K_i \cdot v_i}{\sum_{i=1}^4 v_i}, \quad (4)$$

где K_i – значение i -го критерия K1-K4, v_i – весовой коэффициент i -го критерия.

$K_{срв}$ определяет возможность того, что узлы ВС данной пары клиент-сервер организовывали несанкционированное взаимодействие.

Для описания критериев K1-K4 введем следующие исходные данные.

Множества:

$S = \{s_i\}$ – множество сессий за заданный

интервал времени τ ;

$KS = \{ks_i\}$ – множество пар клиент-сервер, между которыми проводилось взаимодействие за заданный интервал времени τ ;

$TS = \{ts_i\}$ – множество времен начала сессий за заданный интервал времени τ ;

$KL^{(j)} = \{kl_i\}$ – множество кластеров векторного пространства $j \in \{\overline{1,4}\}$;

$H = \{h_i\}$ – множество сетевых адресов узлов ВС;

$CL = \{(N_{kl}, R_{kl})\}$ – множество пар, определяющих тип ПС клиента (N_{kl} – кластер, в который попало ПС клиента, R_{kl} – удаление клиента от центра кластера (радиус));

$SE = \{(N_{se}, R_{se})\}$ – множество пар, определяющих тип ПС сервера (N_{se} – кластер, в который попало ПС сервера, R_{se} – удаление клиента от центра кластера (радиус)).

Отображения:

$$f_{ks} : S \rightarrow KS;$$

$$f_{kl}^{(j)} : S \rightarrow KL^{(j)};$$

$$f_{ts} : S \rightarrow TS;$$

$f_{hc} : S \rightarrow H$ – сетевые адреса узлов клиентов сессий;

$f_{hs} : S \rightarrow H$ – сетевые адреса узлов серверов сессий;

$$f_{cl} : S \rightarrow CL;$$

$$f_{se} : S \rightarrow SE.$$

Критерий K1 является первым основным, рассчитывается для каждой сессии, реализованной узлами ВС за интервал времени τ , и показывает, насколько часто взаимодействие такого вида происходило в ВС за интервал времени τ . Чем реже оно происходило, тем более «подозрительной» считается сессия и тем больше значение этого критерия. Вычисление производится для каждого типа кластеров, затем значение усредняется.

$$K1 = 1 - \frac{\sum_{k=1}^n K_k''}{n}, \quad (5)$$

где $n = |S'|$, K_k'' – значение критерия для каждой k -й сессии из множества S' для каждой пары $ks \in KS$, $S' = \{s'_i | (s'_i \in S) \cap (f_{ks}(s'_i) = ks)\}$.

$$K_k'' = \frac{\sum_{j=1}^n K'_{k,j} w_j}{\sum_{j=1}^n w_j}, \quad (6)$$

где $n = |\mathbf{W}|$, $K'_{k,j}$ – значение критерия для j -го пространства кластеров для k -й сессии, $\mathbf{W} = \{w_j\}$ – весовые коэффициенты для соответствующего пространства кластеров,

$$K'_{k,j} = \frac{\left| \left\{ s_i \mid (s_i \in \mathbf{S}) \cap (f_{kl}^{(j)}(s_i) = f_{kl}^{(j)}(s'_k)) \right\} \right|}{\max_{l=1}^m \left\{ s_i \mid (s_i \in \mathbf{S}) \cap (f_{kl}^{(j)}(s_i) = f_{kl}^{(j)}(s'_l)) \right\}},$$

где $m = |\mathbf{S}|$.

Критерий К2 показывает, насколько часто происходит установка сессий для пары клиент-сервер. Критерий также позволяет исключить пары клиент-сервер, для которых сессии были один или несколько раз, а затем больше не было (случайные сессии). Такое исключение делается на базе параметра TK – максимального интервала времени между сессиями, задаваемого администратором, а также на базе параметра MC – минимального количества сессий между узлами. Значение критерия тем больше, чем меньше было сессий за интервал времени τ между заданной парой клиент-сервер. Для каждой пары $ks \in \mathbf{KS}$:

$$K2 = 1 - \frac{|\mathbf{X}^{(ks')}| - MC}{\max_{j=1}^n |\mathbf{X}^{(ks'_j)}|}, \quad (7)$$

где $ks' \in \mathbf{KS}'$, $n = |\mathbf{KS}'|$, \mathbf{KS}' – множество пар клиент-сервер, сессии между которыми удовлетворяют условиям, заданными параметрами TK и MC ,

$$\mathbf{KS}' = \{ks'_i \mid (ks'_i \in \mathbf{KS}) \cap ((\max(f_{ts}(\mathbf{X}^{(ks)})) - \min(f_{ts}(\mathbf{X}^{(ks)}))) > TK) \cap (|\mathbf{X}^{(ks)}| \geq MC)\},$$

$$\mathbf{X}^{(ks)} = \{x_i \mid (x_i \in \mathbf{S}) \cap (f_{ks}(x_i) = ks)\},$$

Критерий К3 позволяет оценить объем информации в байтах, переданной из ВС защищаемой ИС. Любая информация, передаваемая из ВС защищаемой ИС, может быть передачей похищенной информации от ПСХИ к ПН. Критерий позволяет исключить пары клиент-сервер, для которых не было передачи информации из ВС защищаемой ИС. Для расчета критерия необходимо иметь информацию о диапазоне сетевых адресов защищаемой ВС. От серверов защищаемой ВС информация передается по направлению к клиентам, а от клиентов защищаемой ВС информация передается по направлению к серверам. Объем передаваемой информации, используемый при расчете критерия, ограничен максимальным значением, задаваемым АБИ. Таким образом, если для пары

клиент-сервер критерий равен 0, то не было передачи информации из ВС защищаемой ИС, а если 1, то был передан максимальный объем информации. Для каждой j -й пары $ks_j \in \mathbf{KS}$:

$$K3 = \frac{K3'_j}{\max_{i=1}^n K3'_i}, \quad (8)$$

где $n = |\mathbf{KS}|$, а $K3'_j$ – количество байт, переданных для данной пары клиент-сервер по направлению из ВС защищаемой ИС,

$$K3'_j = \sum_{i=1}^n t_{out}(s_i \mid (s_i \in \mathbf{H}^{(c)}) \cap (f_{ks}(s_i) = ks_j)) + \sum_{k=1}^m t_{in}(s_k \mid (s_k \in \mathbf{H}^{(s)}) \cap (f_{ks}(s_k) = ks_j))$$

где $n = |\mathbf{H}^{(c)}|$, $m = |\mathbf{H}^{(s)}|$,

$F(s_i \in \mathbf{S})$ принимает следующие значения:

- 0 – если только сервер входит в ВС защищаемой ИС;
- 1 – если только клиент входит в ВС защищаемой ИС;
- 2 – если и клиент и сервер входят в ВС защищаемой ИС.

$$\mathbf{H}^{(s)} = \{s_i \mid (s_i \in \mathbf{S}) \cap F(s_i) = 0\},$$

$$\mathbf{H}^{(c)} = \{s_i \mid (s_i \in \mathbf{S}) \cap F(s_i) = 1\},$$

$t_{out}(s_i \in \mathbf{S})$ – количество байт, переданное от клиента к серверу или D_{max} , если количество байт превышает D_{max} .

$t_{in}(s_i \in \mathbf{S})$ – количество байт, переданное от сервера к клиенту или D_{max} , если количество байт превышает D_{max} .

Критерий К4 является вторым основным критерием и показывает связанность кластеров клиента с кластерами сервера. Если клиент относится к определенному набору кластеров, и все клиенты из этого набора устанавливают соединения с серверами из определенного набора кластеров и наоборот, сервер относится к определенному набору кластеров, и все серверы из этого набора принимают соединения только от клиентов из первого набора, то значение критерия равно 1. Если клиенты из этого набора кластеров устанавливают соединения с серверами из другого набора кластеров и наоборот, то значение критерия уменьшается пропорционально количеству сессий. Для каждой пары $ks \in \mathbf{KS}$:

$$K4 = \frac{K4_{cl} + K4_{se}}{2}, \quad (9)$$

где $K4_{cl}$ – связанность по кластерам клиентов, $K4_{se}$ – связанность по серверам:

$$K4_{cl} = \frac{|\mathbf{S}_{cl}|}{|\mathbf{S}'_{cl}|}, \quad (10)$$

$$K4_{se} = \frac{|\mathbf{S}_{se}|}{|\mathbf{S}'_{se}|}, \quad (11)$$

$$\mathbf{S}' = \{s'_i | (s'_i \in \mathbf{S}) \cap (f_{ks}(s'_i) = ks)\},$$

$$\mathbf{S}'_{cl} = \{s'_i | (s'_i \in \mathbf{S}) \cap f_{cl}(s'_i) \in f_{cl}(\mathbf{S}')\},$$

$$\mathbf{S}'_{se} = \{s'_i | (s'_i \in \mathbf{S}) \cap f_{se}(s'_i) \in f_{se}(\mathbf{S}')\},$$

$$\mathbf{S}_{cl} = \{s'_i | (s'_i \in \mathbf{S}'_{cl}) \cap f_{se}(s'_i) \in f_{se}(\mathbf{S}'_{se})\},$$

$$\mathbf{S}_{se} = \{s'_i | (s'_i \in \mathbf{S}'_{se}) \cap f_{cl}(s'_i) \in f_{cl}(\mathbf{S}'_{cl})\}.$$

Экспериментальные исследования. Описанный метод был реализован в макете программной системы обнаружения сетевых атак. С помощью этого макета были проведены экспериментальные исследования метода при обнаружении СА на два класса защищаемых ИС:

1) на ИС двух организаций, ВС которых включают 12 узлов для первой и 130 для второй, активно взаимодействующих с сетью международного информационного обмена Интернет;

2) на ИС физических лиц («домашних» ВС), которая включала 230 узлов, также активно взаимодействующих с сетью международного информационного обмена Интернет.

При проведении тестовых испытаний были получены следующие результаты по производительности (использовался процессор Intel Xeon 2.5 ГГц):

– скорость предварительной обработки, байт в секунду на ядро процессора: $66 \cdot 10^6$;

– скорость предварительной обработки, пакетов в секунду на ядро процессора: $100 \cdot 10^3$;

– скорость предварительной обработки, сессий в секунду на ядро процессора: $1.3 \cdot 10^3$.

Средние затраты по памяти, байт на сессию: $6.5 \cdot 10^3$ байт.

Количество создаваемых кластеров в пространстве векторов \mathbf{V}_1 и \mathbf{V}_2 зависит как от значения радиусов кластеров, задаваемых АБИ, так и от характера сетевого трафика. Зависимости количества кластеров в этих пространствах для двух тестовых наборов примерно из 20 тыс. сессий от значения радиуса кластеров приведены в таблице 1. В первом наборе данных использовался трафик взаимодействия узлов ВС защищаемой ИС организации с 12 узлами, а во втором наборе данных – трафик взаимодействия узлов «домашней» ВС с 230 узлами.

Таблица 1

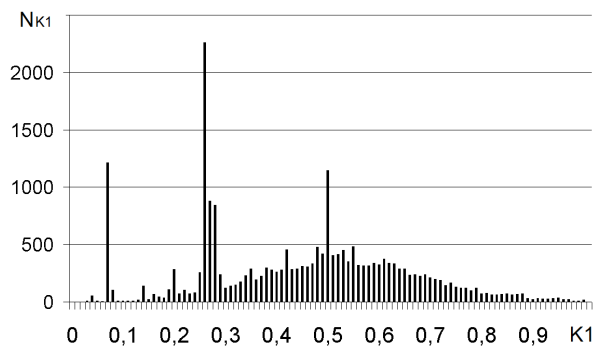
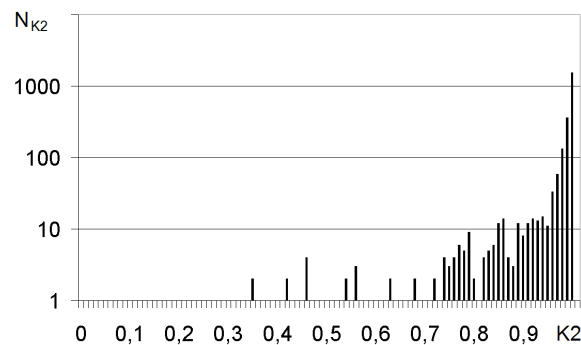
R	Пространство кластеров			
	1	2	1	2
0.1	15921	16446	24126	24533
0.2	14232	14395	21990	24116
0.3	12251	10707	21376	23318
0.4	8851	10072	20968	22364
0.5	6963	9561	20618	21928
0.6	5900	8921	20183	18035
0.7	4832	7823	19691	16054
0.8	3974	6877	18881	14408
0.9	3879	6138	18148	10241

Зависимости количества обрабатываемых кластеров в секунду от значения радиуса для тех же двух тестовых наборов приведены в таблице 2.

Таблица 2

R	Пространство кластеров			
	1	2	1	2
0.1	10416	10055	8986	8701
0.2	11987	12055	10114	9106
0.3	13920	16187	10525	9451
0.4	17993	17042	10797	10077
0.5	20974	17732	11034	10249
0.6	23006	18282	11354	13007
0.7	24991	20134	11594	15039
0.8	26217	22113	12312	16400
0.9	27482	22671	13001	22614

Графики распределения значений критериев K_1 , K_2 , K_3 , K_4 и $K_{ср}$ для первого тестового набора представлены на рисунках 1-5, где N_{K_i} – количество пар клиент-сервер с данным значением критерия K_i , i – тип критерия.

Рисунок 1 - Распределение значения критерия K_1 Рисунок 2 - Распределение значения критерия K_2

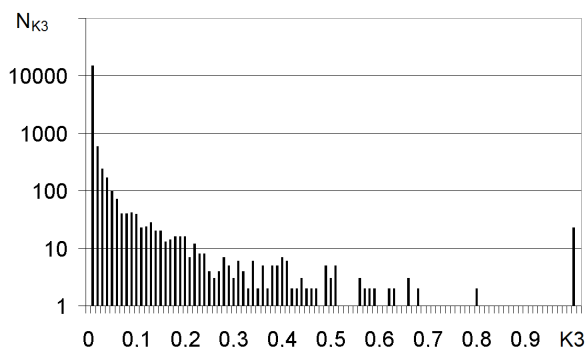


Рисунок 3 - Распределение значения критерия K3

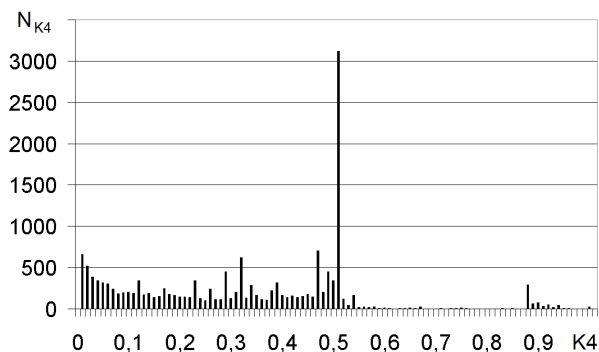
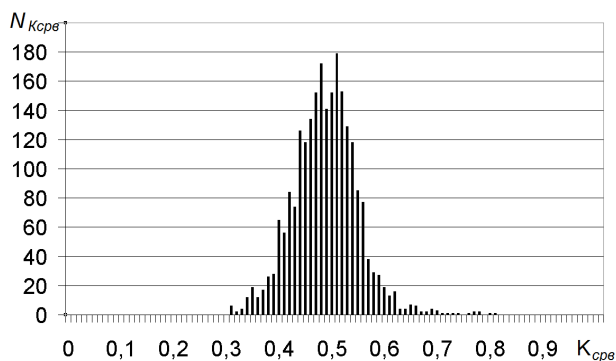


Рисунок 4 - Распределение значения критерия K4

Рисунок 5 - Распределение значения критерия $K_{срв}$ для $\nu = 1$

Выводы. Предложенный метод позволяет осуществлять автоматизированное обнаружение сетевых атак, проводимых злоумышленниками с целью несанкционированного получения (хищения) обрабатываемой в ИС информации. Его достоинства следующие.

1. Возможность практической реализации программного средства, осуществляющего автоматическое получение и предоставление АБИ необходимых данных об аномальных взаимодействиях узлов ВС защищаемой ИС, которая не зависит от специфических особенностей этой ИС (типов операционных систем, используемых сетевых протоколов, количества узлов ВС и интенсивности взаимодействия).

2. Экономичность с точки зрения потребления основных вычислительных ресурсов защищаемой ИС. В результате экспериментальных

исследований затраты аппаратных и программных средств, выделяемых для обнаружения сетевых атак в ИС организаций, не превышали 10 % от общей стоимости аппаратных и программных средств, а в «домашних» ИС – 3 %.

3. Затраты времени АБИ при автоматизированном обнаружении ПСХИ, внедренных в ПО защищаемой ИС и осуществляющих несанкционированную передачу информации на ПН, в N раз меньше, чем при «ручном»

$$N = |S| / m, \quad (12)$$

где $m = f(\tau, R_1, R_2, R_3, R_4, M_1, M_2, M_3, M_4)$ – количество выявляемых по значениям критериев K1-K4 сессий с аномальными значениями характеристик;

M_1 – количество пар клиент-сервер в обмене узлов ВС защищаемой ИС;

M_2 – количество сессий для узлов ВС защищаемой ИС;

M_3 – количество кластеров для пар клиент-сервер;

M_4 – интенсивность обмена данными между парами клиент-сервер.

В проведенных экспериментах величина N принимала значения в диапазоне от 100 до 1000.

Библиографический список

1. ГОСТ Р 51275-2006 Защита информации. Объект информатизации. Факторы, воздействующие на защищаемую информацию. Общие положения.

2. *Ивашко А.М.* Некоторые методологические и организационные проблемы обнаружения и предупреждения компьютерных атак на критически важные объекты информационной инфраструктуры Российской Федерации // Материалы Второй международной научной конференции по проблемам безопасности и противодействия терроризму. Москва, 2006. С. 67-73.

3. *Гончаров В.А., Пржегорлинский В.Н.* Исследование возможностей противодействия сетевым информационным атакам со стороны защищаемых ОС и систем обнаружения информационных атак // Вестник РГРТА. Вып. 20. Рязань, 2007. С. 10-14

4. *Julien Corsini.* Analysis and evaluation of network intrusion detection methods to uncover data theft. [Электронный ресурс] / MEng thesis, Edinburgh Napier University - 2009. - Режим доступа: http://buchananweb.co.uk/julien_c.pdf, свободный – Загл. с экрана.

5. *Xiaonan Zang, Athichart Tangpong, George Kesidis, David J. Miller.* Botnet Detection Through Fine Flow Classification. [Электронный ресурс] / CSE Dept Technical Report No. CSE11-001 - Jan. 31, 2011. - Режим доступа: <http://www.cse.psu.edu/research/publications/tech-reports/2011/CSE-11-001.pdf>, свободный – Загл. с экрана.

6. Traffic Classification on the fly. Laurent Bernaille, Renata Teixeira, Ismael Akodjenou, Augustin

Soule and Kave Salamatian [Электронный ресурс] / ACM SIGCOMM Computer Communication Review, Vol. 36, Issue 2 - April, 2006. – Режим доступа: http://www-rr.lip6.fr/site_npa/site_rp/_publications/714-

ccredito.pdf, свободный – Загл. с экрана.

7. Левенштейн В.И. Двоичные коды с исправлением выпадений, вставок и замещений символов. Доклады Академии Наук СССР, 1965. 163.4:845-848.

УДК 621.391

С.Н. Бузыкканов

МОДИФИЦИРОВАННЫЙ АЛГОРИТМ ВЫЧИСЛЕНИЯ СПЕКТРА СИГНАЛА В ВЕСОВОМ ПРОСТРАНСТВЕ СОБОЛЕВА

Показана взаимосвязь между спектрами аналогового и дискретного сигналов при обработке в весовом пространстве Соболева W_2^1 . Определено выражение для оптимального весового коэффициента α и проведен анализ результатов спектральной обработки дискретного сигнала при использовании полученного коэффициента. Разработанный алгоритм позволяет снизить частоту дискретизации сигнала и его производной в два раза относительно частоты В.А. Котельникова.

Ключевые слова: спектральная обработка сигналов, весовое пространство Соболева W_2^1 , цифровая обработка сигналов.

Введение. Спектральная обработка радиотехнических сигналов широко применяется в современных цифровых системах. При этом важным вопросом является правильный выбор частоты дискретизации, которая в идеальном случае задается теоремой В.А. Котельникова [1] и равна удвоенной верхней частоте спектра сигнала. Однако на практике часто отсутствует возможность обеспечить требуемую частоту дискретизации. Поэтому разработано несколько алгоритмов [2...6], позволяющих снизить частоту дискретизации за счет использования дополнительной информации о производной сигнала. При этом при обработке сигнала в весовом пространстве Соболева W_2^1 [3...6], которое задается выражением

$$\|f(t)\|_W = (1-\alpha) \int_{-\infty}^{\infty} |f(t)|^2 dt + \alpha \int_{-\infty}^{\infty} |f'(t)|^2 dt,$$

где $f(t)$ - обрабатываемый сигнал, $f'(t)$ - его производная, необходимо корректно выбирать значение весового коэффициента α , что, как показали исследования [3...6], является сложной задачей. В связи этим представляют интерес выработка рекомендаций по выбору коэффициента α и разработка алгоритма вычисления дискретного спектра сигнала в весовом пространстве Соболева W_2^1 , позволяющего снизить требования к частоте дискретизации.

Цель работы. Разработка алгоритма вычисления дискретного спектра сигнала в весовом пространстве Соболева W_2^1 , устойчивого к снижению частоты дискретизации.

Теоретические исследования. Как показано в [3], выражение для определения спектра сигнала в весовом пространстве Соболева имеет вид:

$$S(\omega) = \frac{(1-\alpha)}{1-\alpha+\alpha\omega^2} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \exp(-j\omega t) dt - \frac{j\alpha\omega}{1-\alpha+\alpha\omega^2} \int_{-\infty}^{\infty} f'(t) \exp(-j\omega t) dt. \quad (1)$$

В аналоговом представлении спектр сигнала в пространстве W_2^1 идентичен спектру в пространстве L_2 . Рассмотрим результат дискретного представления сигнала в выражении (1).

Дискретизированный сигнал и его производную соответственно можно представить в следующем виде [7]:

$$\begin{aligned} f_d(t) &= f(t)y_d(t), \\ f'_d(t) &= f'(t)y_d(t), \end{aligned} \quad (2)$$

где $y_d(t)$ - периодическая последовательность дельта-импульсов. Как известно [7], последовательность $y_d(t)$ может быть разложена в ряд Фурье:

$$y_d(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp\left(j \frac{2\pi}{\Delta t} nt\right), \quad (3)$$

где Δt - период повторения дельта-импульсов. Подставим (2) и (3) в (1):

$$\begin{aligned} S_d(\omega) &= \frac{(1-\alpha)}{1-\alpha+\alpha\omega^2} \int_{-\infty}^{\infty} f_d(t) \exp(-j\omega t) dt - \\ &\quad - \frac{j\alpha\omega}{1-\alpha+\alpha\omega^2} \int_{-\infty}^{\infty} f'_d(t) \exp(-j\omega t) dt = \\ &= \frac{1-\alpha}{1-\alpha+\alpha\omega^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \exp\left(-j\left(\omega - \frac{2\pi}{\Delta t} n\right)t\right) dt - \\ &\quad - \frac{j\alpha\omega}{1-\alpha+\alpha\omega^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f'(t) \exp\left(-j\left(\omega - \frac{2\pi}{\Delta t} n\right)t\right) dt = \\ &= \frac{1-\alpha}{1-\alpha+\alpha\omega^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} S\left(\omega - \frac{2\pi}{\Delta t} n\right) - \\ &\quad - \frac{j\alpha\omega}{1-\alpha+\alpha\omega^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} S'\left(\omega - \frac{2\pi}{\Delta t} n\right), \quad (4) \end{aligned}$$

где $S(\omega)$ - спектр сигнала, $S'(\omega)$ - спектр его производной. Согласно свойствам преобразования Фурье [7] имеем:

$$S'(\omega) = j\omega S(\omega). \quad (5)$$

Подставляем (5) в (4):

$$\begin{aligned} S_d(\omega) &= \frac{1-\alpha}{1-\alpha+\alpha\omega^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} S\left(\omega - \frac{2\pi}{\Delta t} n\right) + \\ &\quad + \frac{\alpha\omega}{1-\alpha+\alpha\omega^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left(\omega - \frac{2\pi}{\Delta t} n\right) S\left(\omega - \frac{2\pi}{\Delta t} n\right), \quad (6) \end{aligned}$$

откуда окончательно получаем:

$$S_d(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[1 - \frac{2\pi\alpha\omega n}{\Delta t(1-\alpha+\alpha\omega^2)}\right] S\left(\omega - \frac{2\pi}{\Delta t} n\right). \quad (7)$$

Таким образом аналогично пространству L_2 спектр дискретизированного сигнала представляет собой бесконечную сумму периодически повторяющихся аналоговых спектров, однако в пространстве W_2^1 суммирование происходит с частотно-зависимым весовым коэффициентом.

При снижении частоты дискретизации ниже частоты В.А. Котельникова происходит наложение копий спектров на исходный спектр (элайзинг), что приводит к ошибке в вычислениях. Так как спектр сигнала является симметричной функцией, восстановление может быть осуществлено по его половине, что, с

учетом выражения (7), приводит к возможности построения алгоритма, устойчивого к снижению частоты дискретизации.

Найдем такое выражение для коэффициента α , которое позволит устранить влияние от наложения первого периода спектра ($n=1$). Решая уравнение

$$1 - \frac{2\pi\alpha\omega}{\Delta t(1-\alpha+\alpha\omega^2)} = 0, \quad (8)$$

получаем выражение для оптимального значения α :

$$\alpha_{opt} = \frac{1}{\frac{2\pi}{\Delta t}\omega - \omega^2 + 1}. \quad (9)$$

Подставляя (9) в (4) получаем алгоритм вычисления дискретного спектра сигнала в пространстве W_2^1 , устойчивый к снижению частоты дискретизации:

$$\begin{aligned} S_d(\omega) &= \sum_{n=0}^{N-1} \left[\left(\frac{2\pi}{\Delta t} - \omega \right) f_n - jf'_n \right] \times \\ &\quad \times \exp(-j\omega\Delta tn), \quad (10) \end{aligned}$$

где f_n, f'_n - отсчеты сигнала и его производной соответственно. В дискретной форме выражение (10) принимает вид:

$$\begin{aligned} S_k &= \left(\frac{\Delta t}{2\pi} \right)^2 \sum_{n=0}^{N-1} \left[\left(\frac{2\pi}{\Delta t} - k\Delta\omega \right) f_n - jf'_n \right] \times \\ &\quad \times \exp(-j\Delta\omega k\Delta tn). \quad (11) \end{aligned}$$

При использовании выражения (11) восстановление сигнала необходимо проводить только по положительной части вычисленного спектра. Применяя выражение (9) для оптимального значения α , (7) можно преобразовать к виду:

$$S_d(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [1-n] S\left(\omega - \frac{2\pi}{\Delta t} n\right). \quad (12)$$

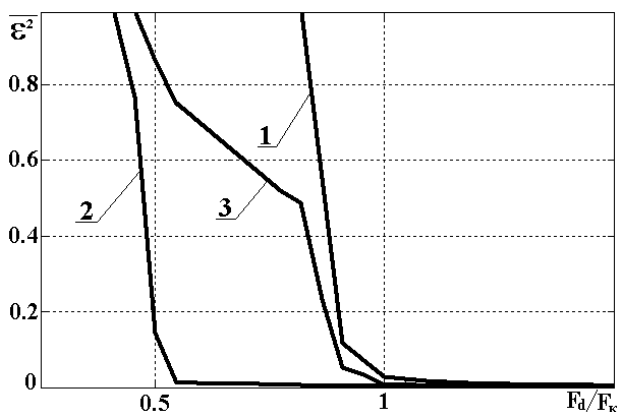
Выражение (12) показывает, что применение алгоритма (11) позволяет избежать ошибки, вызванной наложением первой копии спектра на положительной частотной полуоси, что приводит к возможности точной обработки и восстановления сигнала.

Таким образом, получен устойчивый к снижению частоты дискретизации алгоритм вычисления спектра сигнала в весовом пространстве Соболева W_2^1 .

Экспериментальные исследования. Рас-

смотрим применение разработанного алгоритма вычисления спектра сигнала с использованием производной (11).

В качестве тестового используем сигнал в виде суммы синусоид различной частоты и амплитуды и экспоненциальных функций. На рисунке приведена зависимость среднеквадратической ошибки ε^2 восстановления тестового сигнала от частоты дискретизации, нормированной к частоте В.А. Котельникова. Кривая 1 соответствует обработке сигнала в пространстве L_2 , кривая 2 – обработке сигнала по алгоритму (11), когда при преобразовании рассматривается тот же частотный диапазон, что и в пространстве L_2 , кривая 3 – обработке по алгоритму (11), когда рассматривается частотный диапазон, соответствующий частоте дискретизации в пространстве W_2^1 .



Зависимость ошибки восстановления тестового сигнала от частоты дискретизации

Как видно из анализа рисунка, разработанный алгоритм позволяет вычислять спектр сигнала и восстанавливать сигнал по отсчетам сигнала и его производной, взятых с частотой дискретизации, в 2 раза меньшей, чем частота Котельникова. При построении графиков, представленных на рисунке, бралось для рассмотрения общее число отсчетов, что соответствует теореме В.А. Котельникова о необходимом для представления сигнала числе отсчетов. Рассмотрение более узкого частотного диапазона, соответствующего частоте дискретизации в пространстве W_2^1 , приводит к результатам, аналогичным пространству L_2 при пониженной частоте дискретизации. При частоте дискрети-

зации выше частоты Котельникова ошибка вычисления дискретного спектра для алгоритма (11) идентична ошибке алгоритма, применяемого в пространстве L_2 .

Выводы. Разработан алгоритм вычисления спектра сигнала в весовом пространстве Соболева W_2^1 , позволяющий снизить частоту дискретизации в два раза по сравнению с частотой В.А. Котельникова. Одним из полезных свойств данного алгоритма является возможность распараллеливания операций, что позволяет в два раза повысить скорость цифровой обработки сигналов в радиотехнических системах.

Работа выполнена в рамках реализации ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009 - 2013 годы (ГК 02.740.11.0470, ГК 16.740.11.0269, ГК 14.740.11.0326), а также при поддержке гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых МК-4899.2011.9 (договор №16.120.11.4899-МК).

Библиографический список

1. Котельников В.А. О пропускной способности "эфира" и проволоки в электросвязи // Материалы к 1 Всесоюзному съезду по вопросам реконструкции дела связи и развития слаботочной промышленности. М.: Управление связи РККА, 1933. (Репринт Успехи физических наук, 176:7 (2006), С.762–770).
2. Хургин Я.И., Яковлев В.П. Фinitные функции в физике и технике. М.: Наука, 1971. 408 с.
3. Кириллов С.Н., Бузыкканов С.Н. Алгоритм дискретного спектрального анализа сигналов в модифицированном пространстве Соболева // Автoметрия. 2003. № 1. С. 88-94.
4. Бузыкканов С.Н., Кириллов С.Н. Вычисление спектра сигналов в модифицированном пространстве Соболева на основе быстрого преобразования Фурье // Автoметрия. 2006. 42, № 4. С.48-56.
5. Кириллов С.Н., Бузыкканов С.Н. Оценка спектральной плотности мощности сигналов в модифицированном пространстве Соболева // Радиоэлектроника. 2002. 45, № 12. С. 46-51. (Известия высших учебных заведений).
6. Кириллов С.Н., Бузыкканов С.Н. Алгоритм восстановления аналогового сигнала в модифицированном пространстве Соболева // Автoметрия. 2005. 41, № 2. С. 75-80.
7. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: учебник для вузов. Изд. 3-е, перераб. и доп. М.: Сов. радио, 1977. 608 с.

УДК 004.932

В.Н. Гармаш**МАРКОВСКАЯ СЕГМЕНТАЦИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ
ИЗОБРАЖЕНИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АПРИОРНЫХ ДАННЫХ
ЦИФРОВОЙ КАРТЫ МЕСТНОСТИ**

Предложен алгоритм марковской сегментации радиолокационных изображений земной поверхности с использованием априорной информации о местности, полученной из кадра цифровой карты, совмещаемого с радиолокационным портретом в одинаковых координатах и масштабе. Проведено экспериментальное исследование данного алгоритма и его сравнение с градиентными методами сегментации. Доказана целесообразность использования алгоритма для обработки радиолокационных снимков высокого разрешения.

Ключевые слова: радиолокационное изображение, цифровая карта местности, марковская фильтрация, текстурная сегментация, оконтуривание.

Введение. Цель работы – разработка алгоритма сегментации радиолокационных изображений (РЛИ) высокого разрешения, анализ возможности повышения его эффективности за счет использования известной информации о местности и проведение экспериментальных исследований на реальных кадрах РЛИ, полученных бортовой радиолокационной станцией в процессе летных испытаний.

Задача автоматического совмещения РЛИ с цифровыми картами местности (ЦКМ) неразрывно связана с необходимостью выделения наиболее информативных участков РЛИ для сравнения с эталонными объектами карты. В большинстве случаев таковыми участками являются границы радиолокационно-контрастных объектов на фоне подстилающей поверхности [1], выделение которых возможно путем оконтуривания исходных изображений.

Как правило, автоматическое совмещение радиолокационного портрета местности с картой требуется для решения навигационных задач либо повышения информативности РЛИ, что подразумевает реализацию алгоритмов совмещения в бортовой вычислительной машине летательного аппарата в реальном времени. Задачей исследования является разработка алгоритма оконтуривания РЛИ, обеспечивающего приемлемое сочетание эффективности и вычислительной сложности.

Теоретические исследования. Существует два основных класса методов выделения контуров на изображениях: градиентные, осуществ-

ляющие поиск граничных точек областей с разным уровнем значений функции яркости, и текстурные, основанные на разделении изображения на ряд областей, отличающихся друг от друга характером рисунка. Высокое быстродействие градиентных методов обусловило их широкое применение для выделения контуров на РЛИ [2], однако, как показывает практика, они оказываются малоприменимыми в случае детальных изображений поверхности Земли, полученных, например, методом синтезирования искусственной апертуры антенны. Это объясняется тем, что при разрешении локатора, равном десяткам или единицам метров, радиолокационные объекты представляют собой уже не светлые «пятна» на фоне более темной подстилающей поверхности (либо наоборот), а участки РЛИ значительной площади, обладающие текстурными различиями. Таким образом, эффективное выделение границ объектов на РЛИ высокого разрешения возможно только методами текстурной сегментации.

Под текстурой понимается описание пространственной упорядоченности элементов изображения в пределах некоторого участка [3]. Текстурные различия разных типов поверхности на РЛИ в общем случае определяются многомерной плотностью распределения вероятностей значений яркости. В большинстве практических задач можно ограничиться одномерной плотностью распределения вероятностей и корреляционной функцией значений яркости.

Одним из самых быстродействующих алго-

ритмов текстурной сегментации является сегментация изображений на основе марковской фильтрации [4]. Данный вид сегментации является статистическим и подразумевает принятие решения в каждой точке кадра на основе анализа исходного изображения в некоторой окрестности этой точки. Для обеспечения требуемого уровня эффективности алгоритма достаточным оказывается использование данных строки и столбца, на пересечении которых расположена текущая точка кадра (рисунок 1). Критерием для принятия решения служит апостериорное распределение вероятностей (АРВ) отнесения каждого элемента изображения к тому либо иному типу текстуры $\lambda_{i,j}$ при заданной реализации функции яркости изображения $Y = \sum y_{i,j}$ [4]:

$$\omega(\lambda_{i,j} | Y) = c_{i,j} \cdot \frac{\prod_{k=1}^4 \omega(\lambda_{i,j} | Y^{(k)}, y_{i,j})}{\omega(\lambda_{i,j} | y_{i,j})^3}, \quad (1)$$

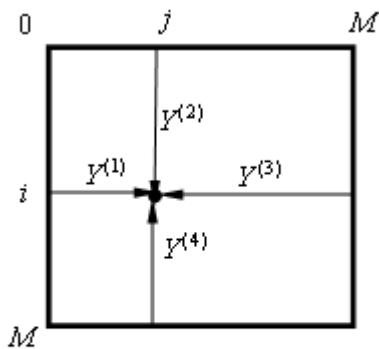


Рисунок 1 – Данные для марковской сегментации изображения

где $c_{i,j}$ – нормировочная постоянная; $\omega(\lambda_{i,j} | y_{i,j})$ – одноточечное АРВ типа текстуры $\lambda_{i,j}$ при заданном значении функции яркости в данной точке (i, j) ; $\omega(\lambda_{i,j} | Y^{(k)}, y_{i,j})$ – АРВ типа текстуры $\lambda_{i,j}$ при заданном значении $y_{i,j}$ и вектора функции яркости $Y^{(k)}$ в направлении k (см. рисунок 1), которое вычисляется на основе аналогичного АРВ в предыдущей точке вектора $Y^{(k)}$:

$$\omega(\lambda_r | y_0 \dots y_r) = C_r \cdot \sum_{i=0}^{N-1} \omega(\lambda_{r-1} | y_0 \dots y_{r-1}) \times \pi^{(k)}(\lambda_r | \lambda_{r-1}) \cdot \omega_x(y_r | y_{r-1}, \lambda_r, \lambda_{r-1}). \quad (2)$$

Здесь C_r – нормирующий коэффициент; $y_0 \dots y_r$ – элементы изображения, составляющие

вектор функции яркости $Y^{(k)}$; $\pi^{(k)}(\lambda_r | \lambda_{r-1})$ – одношаговая вероятность перехода типа текстуры в r из $r-1$ для направления k ; N – общее число различных типов текстуры; $\omega_x(y_r | y_{r-1}, \lambda_r, \lambda_{r-1})$ – распределение текущего элемента изображения при его фиксированном значении на предыдущем шаге, а также при фиксированных значениях типа текстуры на текущем и предыдущем шагах.

Одноточечное АРВ в формуле (1) определяется по формуле Байеса:

$$\omega(\lambda_r | y_r) = c \cdot \omega(\lambda_r) \cdot \omega(y_r | \lambda_r), \quad (3)$$

где c – нормировочная постоянная; $\omega(\lambda_r)$ – априорное распределение вероятностей типов текстуры; $\omega(y_r | \lambda_r)$ – одношаговая функция правдоподобия, представляющая собой распределение вероятностей функции яркости изображения при заданном значении типа текстуры.

Таким образом, для реализации марковской сегментации необходимы следующие априорные данные об изображении:

- 4 матрицы одношаговых вероятностей перехода

$$\begin{aligned} & \|\pi^{(k)}(\lambda_r | \lambda_{r-1})\| = \\ & = \begin{vmatrix} \pi^{(k)}(0|0) & \dots & \pi^{(k)}(N-1|0) \\ \dots & \dots & \dots \\ \pi^{(k)}(0|N-1) & \dots & \pi^{(k)}(N-1|N-1) \end{vmatrix}, \end{aligned}$$

задающие условные вероятности проявления типа текстуры λ_r в направлении k при заданном типе текстуры на предыдущем шаге λ_{r-1} ;

- априорное распределение вероятностей типов текстуры $\omega(\lambda_r)$;

- одношаговая функция правдоподобия $\omega(y_r | \lambda_r)$;

- распределение $\omega_x(y_r | y_{r-1}, \lambda_r, \lambda_{r-1})$.

При отсутствии данной информации алгоритм сегментации изображения сводится к генерированию марковских случайных полей [5], что требует объема вычислений, не совместимого с режимом в реальном времени. Однако при наличии кадра ЦКМ, совмещаемого с РЛИ в одинаковых координатах и масштабе [6] (получаемого по параметрам навигационной системы), вся необходимая информация может быть получена на его основании. Под кадром ЦКМ подразумевается цифровое картографическое изображение, синхронизированное в пространстве и времени с конкретным кадром РЛИ.

Хотя необходимость автоматической кор-

рекции положения кадров РЛИ и ЦКМ после навигационного совмещения возникает лишь в случае их рассогласования, обычно это рассогласование не превышает нескольких пикселей в системе координат индикатора. Таким образом, характер местности для имеющегося и истинного (соответствующего РЛИ) кадра ЦКМ практически не различается, и априорные данные, полученные из имеющегося кадра, вполне могут быть использованы в качестве исходной информации при сегментации РЛИ.

Количество входящих в РЛИ типов текстуры определяется составом видов поверхности, имеющих различные отражающие характеристики. Таковыми поверхностями могут являться вода, песок, асфальт, лес и т. д. В процессе формирования кадра ЦКМ возможно определение их общего числа, которое определяет размерность N матриц одношаговых вероятностей $\|\pi^{(k)}(\lambda_r | \lambda_{r-1})\|$. Значение каждого элемента этих матриц определяется выражением:

$$\pi^{(k)}(\lambda_r | \lambda_{r-1}) = \frac{\sum (\lambda_r | \lambda_{r-1})}{\sum \lambda_r}. \quad (4)$$

Априорное распределение вероятностей типов текстуры определяется соотношением площадей входящих в кадр ЦКМ основных видов поверхности Земли:

$$\omega(\lambda_r) = \frac{\sum \lambda_r}{M^2}; \quad r = 0 \dots N-1, \quad (5)$$

где M – размер РЛИ в пикселях.

Одношаговая функция правдоподобия $\omega(y_r | \lambda_r)$ совпадает с распределением амплитуды элемента фона для заданного типа поверхности. Известно, что данное распределение подчинено закону Рэлея [7]:

$$\omega(y_r | \lambda_r) = \frac{y_r}{y_{r0}} \cdot \exp\left\{-\frac{y_r^2}{2 \cdot y_{r0}}\right\}. \quad (6)$$

Единственным параметром распределения является среднее значение функции яркости y_{r0} для данного типа текстуры. Эта величина зависит от удельной эффективной площади рассеяния (ЭПР) соответствующего вида поверхности при заданном угле облучения. В настоящее время зависимости удельных ЭПР различных видов поверхности от угла облучения изучены достаточно хорошо [7], и определение значения y_{r0} не представляет сложной задачи.

Практический анализ РЛИ сантиметрового диапазона показал, что распределение

$\omega_x(y_r | y_{r-1}, \lambda_r, \lambda_{r-1})$ зависит от корреляционных свойств изображения соответствующего типа поверхности и с приемлемой точностью может быть аппроксимировано следующим выражением:

$$\omega_x(y_r | y_{r-1}, \lambda_r, \lambda_{r-1}) = \begin{cases} \frac{1}{y_{r0} \cdot \sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot \exp\left\{-\frac{(y_r - F_{\lambda_r} \cdot y_{r-1})^2}{2 \cdot y_{r0}^2 \cdot (1 - F_{\lambda_r} \cdot y_{r-1})}\right\}; \\ \lambda_r = \lambda_{r-1} \\ \\ \frac{y_r}{y_{r0}} \cdot \exp\left\{-\frac{y_r^2}{2 \cdot y_{r0}}\right\} \\ \lambda_r \neq \lambda_{r-1}, \end{cases} \quad (7)$$

где F_{λ_r} – коэффициент одношаговой корреляции для типа текстуры λ_r .

Из (7) следует, что в случае сохранения типа поверхности λ_r при переходе от предыдущего элемента изображения к следующему распределение $\omega_x(y_r | y_{r-1}, \lambda_r, \lambda_{r-1})$ близко к нормальному, а в случае смены значения λ_r оно вырождается в одношаговую функцию правдоподобия $\omega(y_r | \lambda_r)$.

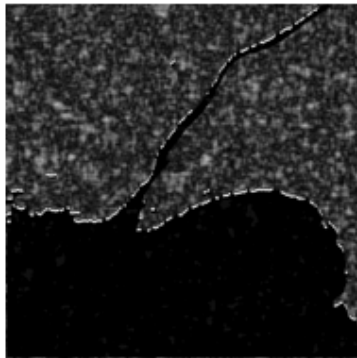
Экспериментальные исследования. На рисунке 2 представлены результаты марковской сегментации изображения (а) при использовании равновероятной модели появления различных текстур (б) и с использованием априорных данных, полученных на основе соответствующего кадра ЦКМ (в).

Как видно из рисунка, использование более точной априорной информации способствует повышению эффективности сегментации, что проявилось в уменьшении общего числа ошибок при определении типа поверхности каждого элемента изображения в 3 раза (3 % ошибок для рисунка 2, б, 1 % – для рисунка 2, в).

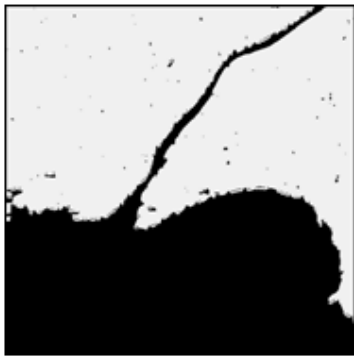
Рисунок 3 демонстрирует результаты оконтуривания РЛИ (а) градиентным способом (б) и с помощью предложенного алгоритма (в).

Наличие множественных перепадов яркости на поверхности Земли обусловило «шумоподобное» заполнение соответствующих областей изображения в результате обработки градиентным оператором (рисунок 3, б). С другой стороны, нечеткость границы раздела суши и воды препятствует ее выделению градиентным способом в виде непрерывного контура. Процедура марковской сегментации РЛИ лишена данных недостатков. В результате обработки РЛИ с помощью предложенного алгоритма

(рисунок 3, в) изображение состоит из непрерывных линий, соответствующих границам областей с текстурными различиями. Относительное число ошибок для градиентного способа и марковской сегментации составило соответственно 58 % и 5 %, что свидетельствует о повышении эффективности сегментации на порядок.



а



б

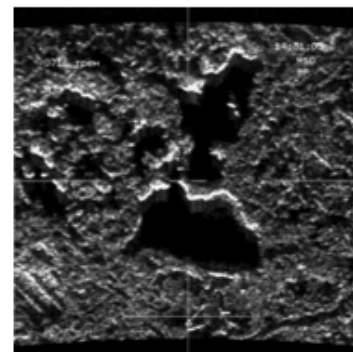


в

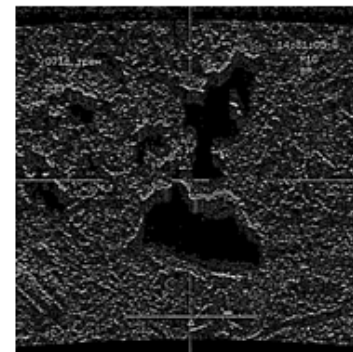
Рисунок 2 – Результаты сегментации изображения

Предложенный алгоритм базируется на некаузальной марковской сегментации [4] – наиболее общем случае, когда для определения АРВ отнесения элементов изображения к тому либо иному типу текстуры используются данные всех четырех лучей $Y^{(k)}$ (см. рисунок 1). В случае нехватки производительности бортового вычислителя для реализации данного варианта сегментации в режиме реального времени

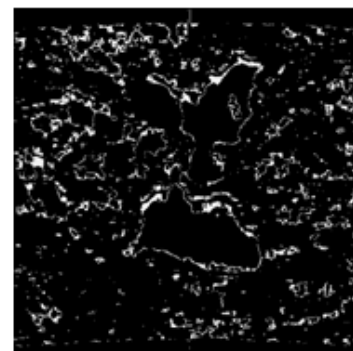
рекомендуется применять другие ее разновидности, подразумевающие использование трех любых лучей $Y^{(k)}$ (полукаузальную), либо двух лучей $Y^{(1)}$ и $Y^{(2)}$ (каузальную). Уменьшение объема задействованных данных приводит к повышению быстродействия алгоритма, но также и к снижению, хоть и не столь значительному, его эффективности [4]. Так, вычислительная сложность алгоритма каузальной марковской сегментации при табличном представлении априорных данных об изображении не превосходит сложности градиентных методов сегментации, используемых в настоящее время в бортовых вычислителях в режиме реального времени.



а



б



в

Рисунок 3 – Результаты оконтуривания изображения

Заключение. Разработан алгоритм текстурной сегментации РЛИ высокого разрешения, оперирующий априорными данными о местности, полученными из кадра цифровой карты. Высокое быстродействие и удобство для реализации предложенного алгоритма на ЭВМ делает возможным его использование в низкопроизводительных бортовых вычислительных системах. Проведенные экспериментальные исследования алгоритма продемонстрировали его порядковое преимущество по сравнению с градиентными методами оконтуривания, а также доказали, что использование более точной априорной информации о местности способствует повышению эффективности сегментации в несколько раз.

Библиографический список

1. Конкин Ю.В., Новиков А.И. Методы выделения границ областей в задачах обработки радиолокационных изображений // Проблемы передачи и обработки информации в сетях и системах телекоммуникаций: тез. докл. 14-й междунар. науч.-техн. конф. / Рязан. гос. радиотехн. акад. – Рязань, 2005. – С. 217-218.
2. Новиков А.И., Конкин Ю.В., Федорович Я.А. Применение градиентных методов в задачах обработки радиолокационной информации //

Математические методы в научных исследованиях: межвуз. сб. / Рязан. гос. радиотехн. акад. – Рязань, 2006. С. 55-63.

3. Geman S., Geman D. Stochastic Relaxation, Gibbs Distributions and the Bayesian Restoration of Images // IEEE Trans. Pattern Anal. Machine Intel., Pami-6, #6. – P. 721-741, 1984.

4. Цифровая обработка изображений в информационных системах: учеб. пособие / И.С. Грузман, В.С. Киричук и др. – Новосибирск: изд-во НГТУ, 2002. – 352 с.

5. Ковтун И.В. Текстурная сегментация изображений на основании марковских случайных полей // Управляющие системы и машины. 2003. – № 4. – С. 46-55.

6. Овчарук Д.А., Петров Ю.В., Гармаш В.Н. Создание совмещенных изображений радиолокационных портретов и цифровых карт местности в реальном времени // Сборник докладов 16-й международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». т.3. – Воронеж, 2010. – С. 1916-1925.

7. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли: учебное пособие для вузов. / под ред. Г. С. Кондратенкова. – М.: Радиотехника, 2005. — 368 с.

УДК 621.396

Н.И. Мясин, И.А. Саитов, Р.Б. Трегубов

ПРОБЛЕМЫ ПРИМЕНЕНИЯ РАМАНОВСКИХ УСИЛИТЕЛЕЙ В ВЫСОКОСКОРОСНЫХ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ

Представлены результаты исследований возможности применения распределенных рамановских усилителей для строительства высокоскоростных волоконно-оптических систем передачи со спектральным разделением каналов. Приведен анализ недостатков волоконно-оптических усилителей на основе волокон, легированных эрбием, рассмотрены характеристики рамановских усилителей и сложности, связанные с их эксплуатацией.

Ключевые слова: *волоконно-оптические системы передачи, спектральное разделение каналов, волоконно-оптический усилитель, вынужденное комбинационное рассеяние, оптический разряд, оплавление волокна.*

Введение. В настоящее время объемы передаваемой информации возрастают высокими темпами, и как адекватная реакция на это появилось множество технологий, обеспечивающих пользователям высокоскоростной обмен данными. Разрабатывается множество различных средств, используемых для передачи пользовательского трафика, однако главенствующую роль

по-прежнему играют стационарные транспортные сети. Использование в них волоконно-оптических систем передачи (ВОСП) позволяет реализовать колоссальную пропускную способность, обеспечить которую иными, существующими на данный момент, средствами невозможно.

Развитие технологии спектрального разделе-

ния каналов (СР) и значительные достижения в развитии компонентной базы привели к появлению интерфейсов, позволяющих получать потоки со скоростями 40 Гбит/с для синхронных схем мультиплексирования (*SyTDM*) и до 100 Гбит/с для *Ethernet*-ориентированных систем [1]. Однако практика построения ВОСП со скоростью потока 40 Гбит/с и выше выявила ряд факторов, снижающих достоверность передачи оптического сигнала и ограничивающих протяженность регенерационной секции.

Следует отметить, что разработка волоконно-оптических усилителей (ВОУ) позволила значительно увеличить дальность передачи оптического сигнала и строить регенерационные секции ВОСП протяженностью до 1000 км. В настоящее время в транспортных сетях наиболее широкое применение получили усилители на оптическом волокне, легированном эрбием (*EDFA*). Однако при реализации в ВОСП-СР скоростей передачи информации 40 Гбит/с и более стали проявляться негативные факторы, затрудняющие использование *EDFA* в высокоскоростных ВОСП-СР.

Основными недостатками *EDFA* являются:

высокий шум-фактор, теоретически возможный предел которого для эрбиевых ВОУ составляет 3 дБ, а на практике эта величина около 5,5 дБ;

высокая мощность оптического сигнала на входе *EDFA* может вызвать его насыщение, при котором не будет обеспечен коэффициент усиления, требуемый для компенсации затухания;

каскадное включение *EDFA* в протяженных линиях приводит к ощутимому сужению ширины полосы пропускания;

частотная зависимость коэффициента усиления *EDFA* – сигналы в одних спектральных каналах усиливаются лучше, чем в других;

создаются дополнительные условия для возникновения нелинейных оптических эффектов ОВ, при которых "возбуждение" хотя бы одного спектрального канала приводит к "перегрузке" или "истощению" остальных.

Таким образом, перед инженерами транспортных сетей и учеными встала задача обоснования и реализации других типов усилителей для строительства высокоскоростных ВОСП-СР. Перспективными в этом смысле оказались рамановские ВОУ [2].

Основные характеристики рамановских усилителей. Принцип действия рамановских усилителей основывается на использовании неупругого нелинейного эффекта одномодовых оптических волокон (ОВ), известного как эффект Рамана или вынужденное комбина-

ционное рассеяние (ВКР).

Сущность ВКР заключается во взаимодействии оптического излучения с молекулярными колебаниями вещества ОВ, которое сопровождается генерацией фотонов более низкой частоты. Под действием оптического излучения высокой интенсивности молекулы, совершающие тепловые колебания, осуществляют вынужденный переход в тепловое колебательное состояние большей энергии. На этот переход тратится энергия части фотонов, что приводит к их переизлучению на меньшей частоте. Далее по ходу распространения по среде все больше молекул переходит в новое колебательное состояние и все больше фотонов переизлучается с меньшей частотой. Величина наблюдаемого частотного сдвига определяется свойствами среды распространения излучения. Если по диэлектрическому волноводу распространяются непрерывное излучение с частотой f_n и сигнал частотой f_c , то при попадании значения $(f_n - f_c)$ в полосу 40 ТГц будет наблюдаться усиление сигнала за счет деградации накачки, что и используется в ВКР-усилителях.

Возможности изменения ВКР-свойств световодов за счет модификации состава стекла сердцевинны могут быть оценены по рисунку 1, на котором показаны спектры комбинационного рассеяния световодов в волокнах различного состава [3].

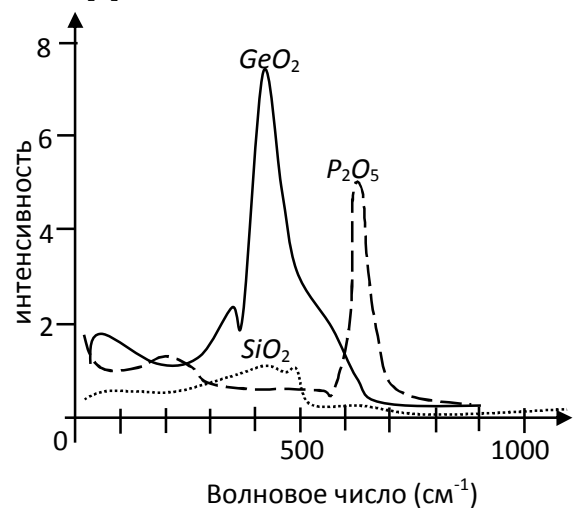


Рисунок 1 – Спектры ВКР в ОВ различного состава

В связи с тем, что явление ВКР наблюдается в различных типах ОВ как в телекоммуникационных, так и в ОВ специального назначения, то, очевидно, что различные типы ОВ будут обладать различной эффективностью ВКР-усиления, которая определяется составом сердцевинны и особенностью конструкции ОВ.

По сравнению с эрбиевыми волоконно-

оптическими усилителями рамановские усилители обладают рядом достоинств:

широкая рабочая полоса усиления, особенно при использовании многоканальной схемы накачки;

расположение окна усиления определяется длинами волн накачки и при соответствующем выборе параметров накачки оно может быть смещено в требуемый диапазон длин волн;

коэффициент шума рамановских усилителей значительно ниже предельного значения 3 дБ для эрбиевого усилителя;

простота конструкции РРУ и возможность применять в качестве рабочей среды стандартное телекоммуникационное волокно;

возможность одновременного усиления сигнала и компенсации накопленной дисперсии при использовании специальных волокон.

Известна модель [3] для нахождения порога ВКР, представляющая собой систему уравнений взаимодействия стоксовой волны и волны накачки, которые строго выводятся из уравнений Максвелла:

$$\begin{cases} \frac{dI_C}{dz} = g_p \cdot I_H \cdot I_C - \alpha_C \cdot I_C, \\ \frac{dI_H}{dz} = -\frac{\omega_H}{\omega_C} \cdot g_p \cdot I_H \cdot I_C - \alpha_H \cdot I_H, \end{cases}$$

где I_C – интенсивность стоксовой волны, I_H – интенсивность волны накачки (оптического сигнала), α_C и α_H – коэффициент собственных потерь ОВ соответственно на стоксовой частоте $\omega_C = 2\pi f_C$ и частоте накачке $\omega_H = 2\pi f_H$.

Развитие модель [3] получила в работах [4], где задача анализа взаимодействия оптических несущих сводится к решению системы нелинейных дифференциальных уравнений вида:

$$\begin{aligned} \frac{\partial P_1}{\partial z} + \alpha_1 P_1 &= -\frac{g_0}{K \cdot A_{эфф}} \cdot P_1 \sum_{j=2}^N \theta_{1j} P_j, \\ \frac{\partial P_n}{\partial z} + \alpha_n P_n &= \frac{g_0}{K \cdot A_{эфф}} \cdot P_n \left(\sum_{j=1}^{n-1} \delta_{jn} \theta_{jn} P_j - \sum_{j=n+1}^N \theta_{nj} P_j \right), \\ \frac{\partial P_N}{\partial z} + \alpha_N P_N &= -\frac{g_0}{K \cdot A_{эфф}} \cdot P_N \cdot \sum_{j=1}^{N-1} \delta_{jN} \theta_{jN} P_j, \end{aligned}$$

где P_n – мощность оптического сигнала n -го канала в произвольной точке z длины ОВ; $n = 1, 2, \dots, N$; $j = 1, 2, \dots, N$; $n \neq j$; $\theta_{jn} = g/g_0$, где g_0 – максимальный коэффициент ВКР, g – коэффициент ВКР в произвольной точке профиля спектральной кривой ВКР; $\delta_{jn} = \lambda_j/\lambda_n$, где $\lambda_1 < \lambda_2 < \dots < \lambda_n < \dots < \lambda_N$ – длины волны

спектральных каналов, α_n – затухание оптического сигнала на n -й длине волны; $A_{эфф}$ – эффективная площадь ОВ, K – поляризационный коэффициент ОВ ($1 < K < 2$).

На рисунке 2 показана зависимость мощности сигнала в спектральных каналах от длины линии. Из анализа, приведенного на рисунке семейства графиков, следует, что мощность сигнала в коротковолновых спектральных каналах ВОСП-СР ниже, чем в длинноволновых вследствие явления ВКР. Таким образом, очевидно, что можно использовать коротковолновый канал в качестве источника накачки.

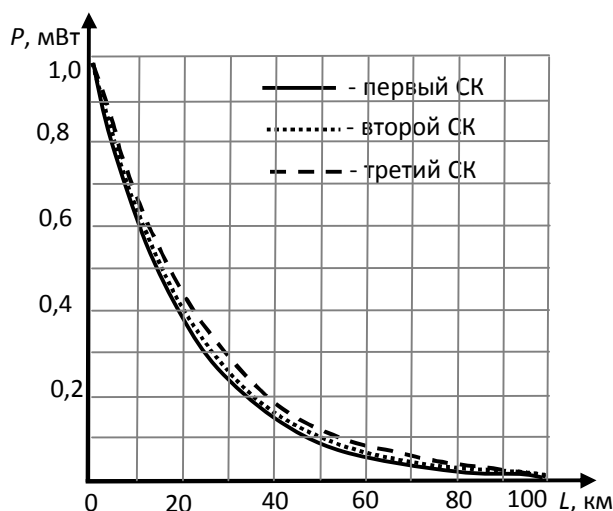


Рисунок 2 – График зависимости мощности сигнала в спектральных каналах от длины линии при вводимой мощности сигнала 1 мВт

При разработке ВКР-усилителей, а также при проектировании ВОСП с использованием ВКР-усилителей необходимо учитывать ряд параметров ОВ, влияющих как на эффективность ВКР усиления, так и на шумовые характеристики проектируемой системы. К таким характеристикам относятся:

коэффициент рамановского усиления (КРУ), g_R , мВт;

частотный сдвиг ВКР и ширина полосы рамановского усиления;

эффективная площадь перекрытия мод накачки и сигнала, $A_{эфф, ps}$, мкм²;

спектральная зависимость коэффициента затухания, $\alpha(\lambda)$, дБ/км;

спектральная зависимость коэффициента релеевского рассеяния $r(\lambda)$, дБ/км;

спектральная зависимость хроматической дисперсии, D , пс/(нм·км) и длина волны нулевой дисперсии λ_0 .

Важной характеристикой среды ВКР-усиления является эффективное сечение ВКР σ . Значение σ на одну молекулу рассчитывается через количество спонтанно рассеянных квантов

N_s на участке ОВ протяженностью dz в пределах телесного угла $\delta\Omega$ для одного состояния поляризации:

$$dN_s = N_a \cdot N_L \cdot \left(\frac{\partial \sigma}{\partial \Omega} \right) d\Omega dz,$$

где N_a – число молекул в единице объема на нижнем энергетическом уровне, N_L – число квантов, испускаемых лазером.

Для оценки эффективности среды при ВКР часто используется коэффициент рамановского усиления

$$k_R = (N_a - N_b) \cdot \left(\frac{\partial \sigma}{\partial \Omega} \right) \cdot \frac{c^3 \cdot n_L^2 |E_L|^2}{4\pi v_s^2 n_s^3 \Gamma_{ab}},$$

где E_L – амплитуда волны излучения лазера, N_b – число молекул на верхнем энергетическом уровне, n_L и n_s – показатели преломления на частоте лазера и стоксовой частоте, Γ_{ab} – ширина стоксовой линии.

При решении практических задач чаще используется нормированное усиление

$$g_R = k_R \cdot I,$$

где I – интенсивность лазерного излучения.

Значительное влияние на процесс ВКР-усиления оказывает пространственное перекрытие профилей мод излучения накачки и сигнала в ОВ, определяемое через эффективную площадь взаимодействия:

$$A_{eff,ps} = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} |E_s(r)|^2 r \cdot dr \cdot d\theta \cdot \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} |E_p(r)|^2 r \cdot dr \cdot d\theta}{\int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} |E_p(r)|^2 \cdot |E_s(r)|^2 r \cdot dr \cdot d\theta},$$

где E_s и E_p – напряженность электрического поля сигнала и накачки соответственно.

Для гауссовского распределения поля мод сигнала и накачки используют упрощенную формулу:

$$A_{eff,ps} = \frac{A_{eff,p} + A_{eff,s}}{2} = \pi(w_p^2 + w_s^2),$$

где $A_{eff,p}$ и $A_{eff,s}$ – эффективная площадь моды накачки и сигнала соответственно, w_p и w_s – радиусы модового поля сигнала и накачки соответственно.

Для сравнительной характеристики волокон при расчетах применяется такой параметр, как эффективность ВКР-усиления:

$$C_R(v1, v2) = \frac{g_R(v1, v2)}{A_{eff}(v1, v2) K_{pol}},$$

где $g_R(v1, v2)$ – коэффициент ВКР-усиления, соответствующий разному частот $\Delta\nu = \nu1 - \nu2$: $A_{eff}(v1, v2)$ – эффективная площадь взаимодей-

ствия оптических волн с частотами $\nu1$ и $\nu2$; K_{pol} – коэффициент поляризации, учитывающий взаимное расположение состояний поляризации накачки и сигнала. При параллельном расположении $K = 1$, а при ортогональном $K \rightarrow \infty$.

Особенный интерес для высокоскоростных ВОСП представляют распределенные рамановские усилители (РРУ). В данном типе ВКР-усилителей в качестве активного элемента (резонатора) используется стандартное телекоммуникационное ОВ, таким образом, усиление оптического сигнала происходит на протяженном (до десятка километров) участке ОВ. Основные достоинства РРУ состоят в потенциально лучших шумовых характеристиках и возможности снижения влияния нелинейных эффектов ОВ. Эти преимущества данного типа ВКР-усилителей позволяют увеличить протяженность усилительных и регенерационных секций.

В известных экспериментальных исследованиях обеспечена передача информационных потоков с суммарной скоростью 1,29 Тбит/с по волоконно-оптической линии связи (ВОЛС) общей протяженностью 140 км с РРУ на стандартном телекоммуникационном ОВ. При этом используемый двухдиапазонный РРУ позволил увеличить значение ООСШ на 3,7 дБ в S -диапазоне и на 4,3 дБ в L -диапазоне. В работе [5] демонстрируется возможность строительства ВОЛС протяженностью 10 000 км со скоростью передачи 40 Гбит/с с использованием РРУ. Использование РРУ позволяет расширить рабочий диапазон длин волн ВОСП-СР, что делает возможным «разменивать» дальность связи на скорость передачи. Так в ряде работ показана возможность обеспечивать передачу информационных потоков со скоростью 160 Гбит/с по ВОСП-СР с РРУ протяженностью 400 км [5].

Снижение влияния нелинейных эффектов одномодовых ОВ при использовании РРУ позволяет строить ВОСП-СР с более плотным планом мультиплексирования. Это обеспечивает увеличение суммарной пропускной способности линии за счет общего увеличения количества спектральных каналов. Например, стало возможно организовать ВОСП-СР, содержащую 25 спектральных каналов по 10 Гбит/с каждый при разном частот 100 ГГц, состоящую из 8 УС по 80 км, или 49 спектральных каналов по 10 Гбит/с каждый при разном частот 50 ГГц, состоящую из 4 УС по 80 км.

Проблемы использования РРУ. Основными трудностями при строительстве ВОСП-СР с РРУ является необходимость введения высокой мощности сигналов накачки для получения требуемого коэффициента усиления, что может

вызвать механическое повреждение ОВ. Кроме того, учитывая высокую эффективную длину усиления РПУ, будут возникать дополнительные источники шума, связанные с рэлеевским рассеянием.

Одним из недостатков РПУ является необходимость обеспечения достаточно высокой мощности накачки. Это приводит к возникновению таких разрушительных эффектов, как [4]:

оплавление передающего ОВ;

оплавление ОВ в соединителях (коннекторах);

риск возгорания и оплавления в местах сильных перегибов.

Оплавление передающего ОВ. Этот эффект возникает в результате оптического разряда под действием мощного оптического излучения. Рядом практических исследований установлены номиналы вводимых мощностей, при которых возникает оптический разряд: для стандартного одномодового волокна (SSMF) 1 – 1,5 Вт и 0,7 – 1,2 Вт для ОВ с компенсацией дисперсии (DCF). В то же время для получения коэффициента усиления порядка +30 дБ для РПУ необходимо обеспечить мощность накачки порядка 1 Вт, что довольно близко к номиналу мощности оптического сигнала, при котором возникает оптический разряд.

Плотность мощности излучения в сердцевине ОВ при вводимой мощности около 1 Вт составляет примерно 1 МВт/см². В принципе ОВ способно выдерживать и более высокую плотность мощности оптического излучения, но в нем существуют «слабые точки», в которых может быть инициирован оптический разряд [4]. Особенностью является то, что, возникнув локально, оптический разряд распространяется вдоль ОВ навстречу оптическому сигналу со скоростью 1 м/с, таким образом, в сердцевине ОВ возникает волна разрушения. Сердцевина ОВ после прохождения оптического разряда оказывается полностью разрушенной и теряет свои оптические свойства (мутнеет и перестает пропускать оптический сигнал). Волна разрушения распространяется по сердцевине ОВ и проходит через коннекторы, сплавные и механические соединители, при этом могут выйти из строя целые километры ОК, а также пассивные и активные элементы ВОСП.

Оплавление ОВ в соединителях. Не только оптический разряд может вызвать оплавление ОВ в коннекторах, но и оптический сигнал достаточно высокой мощности так же может к этому привести. Опасными номиналами мощностей, при которых может возникнуть это явление, считается вводимая мощность более

500 мВт. Способствует возникновению оплавления ОВ в коннекторах наличие сильных изгибов, паров воды или масла в воздушном зазоре, уменьшающих разницу показателей преломления. Из-за поглощения оптического излучения температура в коннекторах может достигать 1000°С, что приводит к оплавлению ОВ и механическому повреждению соединителя.

Возгорание и оплавление ОВ в местах сильных изгибов. Ввиду достаточно высокой вводимой мощности оптического сигнала при использовании РПУ может возникать возгорание ОВ в местах изгибов с радиусом закругления от 5 до 15 мм. Пороговой мощностью, при которой наблюдается этот эффект, является 500 мВт. Экспериментально установлено, что для стандартных одномодовых ОВ при изгибе на 90° с радиусом закругления менее 13 мм при вводимой мощности 1 Вт разрушение происходит в течение 53 часов. Разрушение ОК связано с нагреванием покрытия ОВ излучением оптического сигнала, выходящим за пределы сердцевины на изгибе. Изгибные потери связаны с туннельным эффектом и быстро растут с уменьшением радиуса изгиба и, несмотря на то, что поглощается очень малая доля оптической мощности, постепенный нагрев покрытия приводит изменению его структуры и росту поглощения. В результате температура нагрева изогнутого участка может достигать 1000°С.

Кроме того, известна зависимость мощности оптического сигнала от скорости передаваемого оптического сигнала. Увеличивая скорость передачи оптического сигнала в n раз, мощность сигнала, вводимая в ОВ, падает в \sqrt{n} раз. Следовательно, для обеспечения увеличения скорости передачи в 4 раза, потребуется увеличить вводимую в ОВ мощность оптического сигнала более чем в 2 раза.

Помимо перечисленных факторов, мощность оптического сигнала, вводимого в ОВ, ограничивается еще и уровнем развития элементной базы. Так, для обеспечения усиления оптического сигнала в требуемом диапазоне длин волн 1530 – 1570 нм осуществляется накачка на длинах волн 1445 и 1456 нм, но в настоящее время мощность полупроводниковых лазеров, работающих в этом диапазоне, не превышает 0,2 Вт, что явно недостаточно для возникновения ВКР-усиления. Поэтому для получения требуемых номиналов мощности накачки используют многокаскадные схемы усиления излучения от мощных иттербиевых лазеров, работающих на длинах волн в диапазоне 1060 – 1100 нм, в стоксовое излучение на заданной длине волны.

Во входной торец ОВ вводится излучение от

иттербиевого лазера на длине волны 1060 – 1100 нм. Поскольку мощность итербиевого лазера достаточна для возбуждения нескольких стоксовых компонент рамановского излучения, то, распространяясь по ОВ, излучение накачки последовательно возбуждает составляющие на требуемых длинах волн. Обеспечить это можно с помощью оптических селективных зеркал в виде дифракционных решеток Брэгга (ДРБ), нанесенных на боковую поверхность ОВ.

При реализации ВКР-усиления при встречной накачке излучение вводится транспондерами на вход оптического мультиплексора (ОМ), усиливается оптическим усилителем мощности (ОУ) и распространяется по ОВ (рисунок 3).

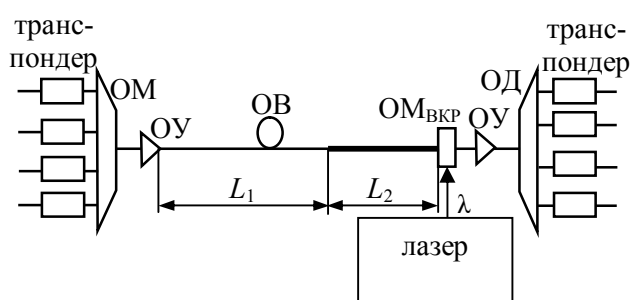


Рисунок 3 – Схема получения ВКР-усиления при встречной накачке

Как правило, излучение накачки для получения ВКР-усиления вводится в ОВ на стороне приема. Для этого применяется двухдиапазонный мультиплексор (ОМ_{ВКР}), подключаемый на входе оптического предусилителя, затем излучение проходит на оптический демультиплексор (ОД) и далее на транспондеры.

На практике чаще всего реализуются именно схемы РРУ со встречной накачкой. Однако, как показывают исследования, в широкополосных РРУ со встречной накачкой наблюдается наклон профиля оптического отношения сигнал/шум (ООСШ): оптические каналы с большей длиной волны имеют более высокое значение ООСШ, чем коротковолновые каналы. Данное явление затрудняет строительство высокоскоростных ВОСП большой протяженности. Решение этой проблемы возможно, если вводить предварительную коррекцию уровней информационных сигналов, что позволит выровнять профиль ООСШ.

Важным требованием к накачке в ВКР-усилителях является деполаризация излучения, так как эффективность усиления и такой параметр, как усиление, зависящее от поляризации (PDG – Polarization Dependent Gain), чувствительны к степени поляризации DOP (Degree of Polarization). Лазерные диоды

накачки, как правило, имеют высокую степень поляризации, так как на выходе присутствует только TE мода, которая имеет линейную поляризацию.

На рисунке 3 приведены соотношения между нормированной относительно уровня усиления PDG и DOP для встречной и сонаправленной схем накачки при следующих параметрах: протяженность линии 25 км, стандартное одномодовое ОВ (SMF), накачка на длине волны $\lambda_{нак} = 1450$ нм, уровень ВКР-усиления $G_R = 4,2$ дБ для встречной накачки и $G_R = 3,8$ дБ для сонаправленной.

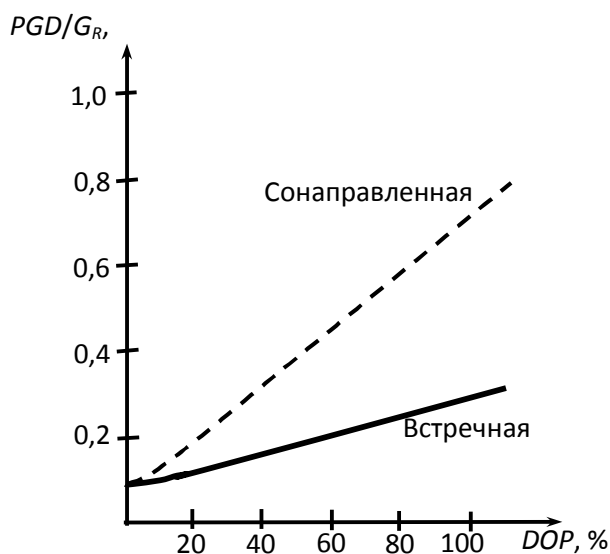


Рисунок 4 – Отношение между PDG и DOP

Для снижения уровня PDG необходимо снижать величину DOP . В следствие свойств двулучепреломления относительная ориентация между DOP накачки и сигнала изменяется при распространении по телекоммуникационному ОВ, и зависимость PDG от DOP не детерминированная. В частности, при заданном DOP встречная накачка обеспечивает меньший уровень PDG , чем сонаправленная. Это обусловлено тем, что схема встречной накачки обладает сильным усредняющим эффектом из-за случайного расположения DOP накачки и сигнала. Таким образом, наклон кривой может изменяться в зависимости от типа и длины волокна, схемы накачки, величины поляризационной модовой дисперсии.

Выводы. Анализ характеристик эффективности ВКР-усиления показывает, что максимум ВКР-усиления наблюдается в ОВ с компенсацией дисперсии с шириной полосы 15 ТГц. Это обусловлено тем, что при компенсации дисперсии возрастает эффективность нелинейных эффектов, в том числе и ВКР-усиления.

С одной стороны, снижение дисперсии ОВ

необходимо для повышения эффективности использования ВКР-усилителей, однако с другой – применение ОВ с компенсацией дисперсии способствует значительному росту помех, вызванных нелинейными эффектами в однододовых ОВ.

Для обеспечения высокого коэффициента усиления ВКР-усилители требуют высокой мощности сигнала накачки. Кроме того, увеличение скорости передачи требует повышения мощности оптического сигнала, вводимого в ОВ. Однако мощность, вводимая в ОВ, ограничивается рядом факторов:

уровнем развития элементной базы (существуют сложности получения излучения требуемой мощности в заданном диапазоне частот);

предел вводимой в ОВ мощности ограничен физическими свойствами ОВ, а также нелинейными эффектами однододовых ОВ.

При использовании РРУ на стандартном ОВ с примесями германия следует уделить особое внимание защите от возникновения оптического разряда. Эффекты, возникающие при малых радиусах изгиба ОК, могут стать опасными для функционирования ВОСП-СР и РРУ, что требует контроля радиусов изгиба ОВ по всей оптической сети связи. Таким образом, для обеспечения безопасного функционирования ВОСП-СР с РРУ должна отвечать следующим требованиям:

уровень вводимой в ОВ мощности не должен превышать 500 мВт;

функции обеспечения оптической безопасности должны быть реализованы согласно рекомендациям *ITU-T G.664*. Реализация механизмов автоматического отключения лазера (*ALS – Automatic Laser Shutdown*) и автоматического понижения мощности (*APR – Automatic Power Reduction*) должна соответствовать стандарту;

должна быть предусмотрена система постоянного контроля отраженного сигнала и при необходимости включать механизм *APR*.

Исследования функциональных характеристик ВКР-усилителей активно продолжаются в настоящее время. Так, в результате проведенной работы выявлено, что среди множества нелинейных эффектов ОВ доминирующее влияние на передачу оптического сигнала в ВОСП-СР со скоростью 40 Гбит/с будет оказывать фазовая кросс-модуляция. На интенсивность этого эффекта оказывают влияние дисперсионные параметры ОВ, вводимая мощность, количество спектральных каналов и частотный план. Снижения негативного влияния фазовой кросс-модуляции можно добиться, обеспечив большой (выше 25 ГГц между несущими) разнос между организуемыми спектральными каналами. Разработка практических рекомендаций по минимизации мешающего влияния нелинейных эффектов ОВ на высокоскоростные ВОСП-СР с ВКР-усилителями является направлением дальнейших исследований в предметной области.

Библиографический список

1. Хоскин Т. 40-гигабитные оптические сети: зачем, как и когда? / Том Хоскин // *Lighwave Russian edition* № 3. – 2005. – С. 16-18
2. Миямото Т. Рамановское усиление уже применяется в системах CWDM / Тошиюки Миямото, Рон Линдсэй // *Lighwave Russian edition* № 3. – 2005. – С. 22-24
3. Дианов Е.М. Волоконные лазеры – новый прорыв в лазерной физике // Е.М. Дианов, И.А. Буфетов // *Lighwave Russian edition* № 4. – 2004. – С. 44-49.
4. Буфетов И.А. Оптический разряд в волоконных световодах / Буфетов И.А., Е.М. Дианов // *Lighwave Russian edition* № 4. – 2004. – С. 50-51.
5. Андреев В.А. Рамановские усилители на волоконно оптических линиях передачи: Монография / В.А. Андреев, М.В. Дашков. – М.: Ириас, 2008. – 219 с.