

СЕКЦИЯ

МНОГОКАНАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ

Руководитель – д.т.н., профессор **ПОРТНОВ Э.Л.**

ДИСПЕРСИЯ В ОПТИЧЕСКИХ КАБЕЛЬНЫХ ЛИНИЯХ СВЯЗИ

Портнов Э.Л., Сиднев Д.М., Яворский Я.З.

Известно большое количество волокон. Однако следует выделить оптические волокна (ОВ) типа кварц-кварц, так как он в настоящее время занимает основное место на сети связи.

Области применения ОВ приведены в таблице 1. Следует заметить, что разделение волокон на многомодовые и одномодовые, почти однозначно разделяет проблему дисперсии.

Таблица 1.

Тип волокна	Область применения
Многомодовые ОВ по рекомендации МСЭ-Т G-651	Локальные сети, абонентские сети
Одномодовые ОВ по рекомендации МСЭ-Т G-652 (A, B, C, D)	Магистральные, зоновые, городские и абонентские сети связи и кабельного телевидения
Одномодовые ОВ по рекомендации МСЭ-Т G-653	Магистральные, зоновые, городские и абонентские сети связи и кабельного телевидения
Одномодовые ОВ по рекомендации МСЭ-Т G-654	Высокоскоростные наземные системы дальней связи
Одномодовые ОВ по рекомендации МСЭ-Т G-655	Высокоскоростные наземные и подводные системы дальней связи с большой пропускной способностью

Для многомодовых ОВ основной проблемой дисперсионных искажений является ненулевая дисперсия и дисперсия, связанная с дифференциальной модовой задержкой (ДМЗ). Эти дисперсионные искажения значительно ограничивают дальние передачи по многомодовому ОВ.

Проблема дифференциальной модовой задержки возникает в ОВ при использовании лазерных источников и высоких скоростей передачи в локальных сетях (10 Гбит/с)

Следует отметить, что в кабеле многомодовая дисперсия может увеличиваться за счет статических нагрузок на ОВ.

На линии многомодовая дисперсия также может увеличиваться за счет увеличения числа соединений ОВ по сравнению с дисперсией изготовленного ОВ.

Также следует сказать, что ДМЗ – это разница во времени распространения различных мод света в сердцевине ОВ. В градиентных ОВ эта разница сводится к минимуму на малых скоростях передачи. Однако уже при скорости в 1 Гбит/с ДМЗ ограничивает длину передачи до нескольких километров. На обычных ОВ показатель ДМЗ измеряется в нс/м, при радиальном интервале в сечении сердцевины многомодового ОВ.

Согласно стандарту Т1А-492АААС минимальный расчетный показатель эффективной модовой полосы пропускания (ЭМПП) специальных многомодовых ОВ обеспечивается в сочетании с передатчиками при радиусе 4,5 мкм - 30% энергии передатчика, а при радиусе 19 мкм – 86% энергии передатчика в сердцевине многомодового волокна 50/125 мкм. При этом ширина маски (пс/м) обеспечивается радиальным интервалом в диапазоне 7-19 мкм – 0,25 пс/м через каждые 6 мкм.

Для одномодового ОВ важным параметром являются хроматическая и поляризационная модовая дисперсии.

Хроматическая дисперсия (ХД) зависит от изменения показателя преломления от длины волны и коэффициента распространения от длины волны.

Поляризационная модовая дисперсия является статистической величиной, которая зависит, как от свойств ОВ, так и от механических условий ОВ, заключенного в кабель.

ПМД чувствительна к колебаниям окружающей среды (температура, влажность, вибрация). Вообще, различают внутренние и внешние причины возникновения ПМД.

Внутренние причины: эллиптическая сердцевина и оболочка, неконцентричная оболочка, пустоты, напряжения, эллиптическое и неконцентричное покрытия. Для уменьшения этих эффектов требуется строгий контроль производственного процесса и полное соблюдение технологии производства ОВ.

Внешние причины: сжатие, изгиб, скрутка ОВ. Для уменьшения этих причин требуется разработать комплекс мероприятий по соблюдению технологии прокладки кабеля.

Низкое значение ПМД ОВ не может служить показателем ПМД в проложенном кабеле.

Хроматическая дисперсия, как отмечалось выше, - это частотная зависимость показателя преломления. При математическом описании, эффекты дисперсии в ОВ учитываются разложением постоянной распространения моды β ряд Тейлора вблизи несущей частоты ω_0 .

Хроматическая дисперсия определяет допустимую длину, при которой возможна передача высокоскоростных импульсов. Они связаны со скоростью передачи V и длиной L следующим соотношением:

$$|D| \cdot V \cdot L \cdot \Delta\lambda < 1,$$

где $\Delta\lambda$ - ширина спектра источника излучения, (нм), D - дисперсионный параметр, (пс/нм·км), V - скорость передачи, (Гбит/с), L - длина линии, (км)

Дисперсионные эффекты высшего порядка определяются наклоном дисперсионной характеристики S .

При $D=0$; $D1=S \cdot \Delta\lambda$ и ограничения по длине будут равны:

$$V \cdot L \cdot |S| \cdot (\Delta\lambda)^2 < 1.$$

Конечная ширина T , передаваемая по ОВ, представляет собой сумму квадратов начальной ширины импульса T_0 и среднего значения TD :

$$T = \sqrt{(T_0^2 + TD^2)}, \text{ где } TD = D \cdot L \cdot \Delta\lambda$$

Для того, чтобы вклад TD был мал достаточно, чтобы $TD / T_0 < 3$, а так как $T_0 \leq 1/4V$, то вклад ПМД должен быть в 12 раз меньше ширины битового интервала $1/V$.

Давая краткую характеристику ОВ по дисперсионному параметру, следует заметить, что здесь не рассматривался параметр наложения нелинейных эффектов в ОВ. Приведённые характеристики позволяют только оценить возможные значения дисперсионных параметров в ОВ и ОКЛ.

Литература

1. А.В. Листвин, В.Н. Листвин, Д.В. Швырков «Оптические волокна для линий связи» М. «ВЭЛКОМ» 2003г
2. .Г. Агравал «Нелинейная волоконная оптика» М. «Мир» 1996 г.

DISPERSION IN OPTICAL CABLE COMMUNICATION LINES

Portnov E., Sidnev D., Yavorsky Y.

MTUCI

To consider different varieties of dispersion in multimodes and singlemode optical fibers. To show, that dispersion is different for optical fiber, optical cable and in the building of the optical cableline.

ДВУХУРОВНЕВАЯ СЕТЬ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С МНОЖЕСТВЕННЫМ ДОСТУПОМ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ ПОНОМЕРНОГО УЧЕТА И КОНТРОЛЯ ДИСЛОКАЦИИ ГРУЗОВ НА ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОМ ТРАНСПОРТЕ

Цимбал В.А., Шиманов С.Н., Яшин А.И.

Серпуховской военной институт РВ

В связи с интеграцией Российских железных дорог в железнодорожную сеть развитых стран Европы и Азии остро встала проблема реализации задачи пономерного учета и контроля дислокации отдельных гру-

зов на железнодорожном транспорте России. К настоящему времени на железных дорогах мира, в том числе и в России, внедряется система автоматической идентификации подвижного состава «Пальма». Ее принцип действия заключается, во-первых, в том, что каждый вагон, подлежащий контролю, имеет датчик с заложённым идентификационным кодом. Во-вторых, на железнодорожных путях возле станций расположена совокупность наземных считывающих устройств (НСУ). В-третьих, при проходе вагона с датчиком мимо НСУ последнее формирует облучающий СВЧ радиосигнал, который активизирует датчик вагона, и осуществляется принудительное считывание идентификационного номера вагона [1].

В системе «Пальма» НСУ могут располагаться и вдоль железных дорог (ЖД). Информация, снимаемая НСУ, должна быть доставлена в центр обработки автоматизированной системы пономерного учета и контроля дислокации грузов на железнодорожном транспорте (АСУК ГЖД) с заданным качеством. Для этого формируется соответствующая сеть передачи данных (СПД). Таким образом, рассматриваемая СПД АСУК ГЖД должна быть распределенной и охватывать как НСУ, располагаемые вблизи станций, так и НСУ, находящиеся на некотором сегменте ЖД.

Одним из важных вопросов построения такой СПД является вопрос выбора типа сети и обоснования требований к ее пропускной способности. Для этого рассмотрим обобщенные исходные данные для анализируемой сети.

Известно, что в системе «Пальма» количество НСУ на сегменте ЖД в 200 км составляет 15-30 единиц. Выдаваемое датчиком сообщение может иметь длину до 128 байт на один вагон. Интенсивность движения поездов мимо НСУ 1 раз в течение 5-10 минут в часы наибольшей нагрузки и до 6 раз в сутки в часы минимальной нагрузки. Вероятность доставки информации о конкретном вагоне не менее 0,99 за время, не более 1 минуты.

Предлагается вариант двухуровневой СПД. При этом СПД первого уровня состоит из совокупности подсетей, каждая из которых объединяет несколько НСУ (3-5). Обеспечение функционирования дорожных НСУ конкретной подсети первого уровня осуществляет дорожный концентратор (ДК), и станционный концентратор (СК) выполняет аналогичные функции относительно НСУ, располагаемых на станциях. В свою очередь, совокупность ДК и СК являются абонентами сети второго уровня, обеспечивающей доставку сообщений о конкретных вагонах в центр АСУК ГЖД.

СПД первого уровня предлагается реализовать в виде ЛВС на медном кабеле. Учитывая, что вдоль ЖД имеются интенсивные помехи импульсного характера от контактной сети, предлагается в таких ЛВС реализовать хорошо апробированный протокол доставки сообщений типа X.25, ориентированный на каналы плохого качества. СПД второго уровня предлагается реализовать на волоконно-оптических каналах (ВОК) сети «ТрансТелеКом» с использованием случайного множественного доступа типа R-ALOHA [2].

Физика процесса доставки сообщений по общей СПД показывает, что процессы в СПД первого и второго уровня являются независимыми. Следовательно, ВВХ доставки сообщения об одном вагоне в центр АСУК ГЖД будут определены так

$$P_{\text{дов}}^{(\text{общ})} = P_1(t \leq \tau_1) \cdot P_2(t \leq \tau_2) \quad (1)$$

где $P_1(t \leq \tau_1)$ – вероятность доведения сообщения в СПД первого уровня; $P_2(t \leq \tau_2)$ – вероятность доведения сообщения в СПД второго уровня; τ_1 и τ_2 – допустимые времена доведения сообщения в СПД первого и второго уровня соответственно.

На ВВХ накладываются такие ограничения: $P_{\text{дов}}^{(\text{общ})} \geq P_{\text{дов}}^{mp}$, $\tau_1 + \tau_2 \leq \tau_{\text{дон}}$, где $P_{\text{дов}}^{mp}$ – требуемая вероятность доведения сообщения; $\tau_{\text{дон}}$ – допустимое время доведения сообщения.

Требования по вероятности доведения сообщения в СПД первого и второго уровней можно определить так

$$P_1(t \leq \tau_1) = P_2(t \leq \tau_2) = \sqrt{P_{\text{дов}}^{mp}} \quad (2)$$

Для повышения эффективности использования пропускной способности (ПС) СПД первого уровня (а соответственно, снижения требуемой ПС) введем допущения о наличии управления передачей сообщения в рассматриваемой СПД со стороны ДК и СК. Кроме того, будем полагать, что НСУ осуществляет передачу сформированных сообщений о вагонах после прохождения всего состава и соответственно имеет память для хранения информации обо всех вагонах состава. Учитывая, что формат кадра процедуры доступа к каналу – HDLC, входящей в состав протокола X.25, имеет изменяющееся по длине (до одного кбит) информационное поле, НСУ может выдавать к ДК или СК одно- или многопакетное сообщение.

Расчет временных и вероятностно-временных характеристик доведения таких сообщений – вопрос, исследованный достаточно полно и представленный в [3].

В СПД второго уровня основным типом сообщений также будут многопакетные сообщения, причем в одном временном окне информационного кадра будет выдаваться сообщение от одного вагона. Учи-

тывая, что качество ВОК высоко (вероятность ошибки на элементарный символ – не хуже 10^{-7}), квитиование о доведении сообщений в предлагаемом протоколе R-ALOHA необязательно. Основные издержки времени по доведению сообщений в данном случае будут приходиться на процедуру доступа совокупности ДК и СК к ресурсам канала множественного доступа (КМД). Соответственно, и вероятность доведения сообщения в КМД будет определяться вероятностью доступа к каналному ресурсу. Данный вопрос также достаточно исследован и описан в [4].

Таким образом, могут быть найдены функциональные зависимости среднего времени доведения сообщения об одном вагоне в СПД первого и второго уровня $\bar{\tau}_1, \bar{\tau}_2$ от ПС данных СПД c_1, c_2 , т.е.

$$\bar{\tau}_1 = f_1(c_1), \quad \bar{\tau}_2 = f_2(c_2). \quad (3)$$

Кроме того, могут быть также найдены функциональные зависимости вероятностей доведения сообщения об одном вагоне в СПД первого и второго уровня от пропускных способностей данных СПД:

$$P_1(t \leq \tau_1) = g_1(c_1), \quad P_2(t \leq \tau_2) = g_2(c_2). \quad (4)$$

Полагая нагрузку на СПД второго уровня максимальной от всех ДК и СК и зная из (2) требования к вероятности доведения по данной СПД, можно из (4) найти максимально потребное значение c_2 . По методике, описанной в [4], тогда можно найти $\bar{\tau}_2$. Зная ограничение на общее среднее время доведения $\bar{\tau}_1 + \bar{\tau}_2$, можно найти $\bar{\tau}_1$. Отсюда из (3) можно найти требуемое c_1 .

Данный подход к синтезу такой двухуровневой СПД можно усложнить, введя стоимостные характеристики пропускных способностей c_1, c_2 и ограничение на их общую стоимость. Тогда, имея зависимости стоимостей S_1, S_2 от величин c_1, c_2 , т.е.

$$S_1 = h_1(c_1), \quad S_2 = h_2(c_2) \quad (5)$$

и ограничения на общую стоимость $S_1 + S_2 \leq S_{\text{дон}}$, можно найти максимально возможное в данных условиях качество доставки сообщений в двухуровневой СПД с пропускными способностями c_1, c_2 на каждом уровне.

Литература

1. Белов В.В., Гершензон М.М., Котлецов Д.С. Внедрение системы автоматической идентификации подвижного состава на Российских железных дорогах // Железные дороги мира.–№7, 2003.
2. Олифер В.Г., Олифер Н.А. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы./СПб. – Питер, 2000.–672 с.
3. Цимбал В.А., Косарева Л.Н. Корректная математическая модель доведения сообщений по протоколу HDLC в вариантах "точка-многоточка" // LVII научная сессия РНТОРЭС им. А.С. Попова. – М.: Радио и связь – 2002.– ч.2. – с.209-211.
4. Уолрэндр Дж. Телекоммуникационные и компьютерные сети. Вводный курс-М.: Постмаркет2001.

TWO-LEVEL DATA TRANSFER NETWORK WITH MULTIPLE ACCESS OF THE AUTOMATED SYSTEM OF NUMBER ACCOUNT AND LOCATION MONITORING OF CARGOES ON RAILWAY TRANSPORT

Tsimbal V., Shimanov S., Yashin A.

Serpukhov Military Institute of Rocket Forces

The network of communication consisting of two levels is considered. At each level one and multipacket message is transferred. The message contains the information on a railway car. It is required to determine the necessary network capacity at each level. The first level is realized as protocol X.25. The second level is realized as protocol R-ALOHA. The generalized approach to synthesis of such network is stated.

ПОДХОД К ОПТИМИЗАЦИИ ПЕРИОДА КОРРЕКЦИИ ВЫДЕЛЕННОГО ЧАСТОТНОГО РЕСУРСА КАНАЛАМ КВ РАДИОСВЯЗИ

Ковальков Д.А., Кондрашин А.Е., Амчиславский А.Ю.

Серпуховской военной институт РВ

Декаметровая (ДКМ) радиосвязь по-прежнему занимает существенное место в системе радиосвязи. Однако, общие тенденции повышения требований к качеству информационного обмена по каналам связи выдвигают проблему улучшения характеристик ДКМ радиоканалов.

В условиях, когда характеристики многих элементов ДКМ радиоканала приближаются к своим физическим пределам, или их уже не имеет смысла улучшать (как, например, чувствительность радиоприемника), радикальным средством повышения качества ДКМ радиоканалов становится лучшее использование частотно-энергетического ресурса ДКМ диапазона. В первую очередь, это касается определения в реальном времени и прогнозирования максимально-применимых частот радиосвязи, а также участков радиодиапазона, где достигается максимальное соотношение сигнал/помеха на входе радиоприемного устройства (РПУ) при минимальной многолучевости.

В основе оперативного радиопрогнозирования в ДКМ диапазоне лежит процедура регулярного получения ионосферных данных методами вертикального или наклонного зондирования, (диагностика ионосферы) и их дальнейшая обработка применительно к конкретным радиолиниям [2].

Радиопрогностические комплексы специального назначения целесообразно строить с учетом принципа последовательной модернизации и наращивания функций. Аппаратные и программные средства таких комплексов должны обеспечивать возможность различной их комплектации применительно к радиоцентрам разных типов.

Программно-аппаратный комплекс (ПАК) должен реализовывать следующие режимы работы:

- 1) режим зондирования ионосферы и определения стандартных ионосферных параметров;
- 2) режим оперативного прогнозирования (ОП) по данным станции вертикального зондирования ионосферы (ВЗИ), входящей в состав ПАК.

Режим зондирования ионосферы и определение стандартных ионосферных параметров выделен в самостоятельный, так как он позволяет использовать станцию ВЗИ, входящую в ПАК, в составе ионосферной прогностической сети с выдачей регламентированных документов. Вместе с тем, данный режим является исходным для осуществления режима ОП по данным ВЗИ. По результатам последнего производится частотная коррекция ДКМ радиоканалов.

Поскольку осуществление частотной коррекции ДКМ радиоканалов связано с соответствующей перестройкой как передающей, так и приемной аппаратуры, то это приводит к определенным потерям связи по времени. В рамках данной стратегии коррекции возможна реализация следующих двух принципов:

- а) принцип восстановления в зависимости от времени функционирования радиоканала (строго периодическая коррекция);
- б) принцип динамически планомерных упреждающих коррекций (коррекция по состоянию радиоканала, близко к критическому).

Если принять, что процесс изменения ионосферных данных является монотонным непрерывным случайным процессом, то возможен следующий математический подход к определению оптимального управления частотной коррекцией ДКМ радиоканалов.

Пусть постепенная деградация радиоканала (вследствие изменения ионосферы) в процессе его функционирования характеризуется непрерывным одномерным монотонно убывающим (относительно качества канала) процессом $X(t) \in (L, \infty)$. Процесс $X(t)$ контролируется без ошибок в моменты $t_k = k\Delta t$, $k = 0, 1, 2, \dots$.

Сделаем естественное при относительно большом шаге контроля - Δt предположение о независимости приращений процесса $X(t)$ по шагам контроля, т.е. будем считать, что приращения ΔX_k , $k = 0, 1, 2, \dots$ образуют последовательность независимых случайных величин с общей функцией распределения

$$F_{\Delta X}(X) = P[\Delta X < X].$$

(Это предположение не является принципиальным и требуется только для упрощения вычислений).

Пусть T_1 - средние потери времени на частотную коррекцию ДКМ радиоканала, т.е. на регулировку параметра $X(t)$, если он находится внутри поля допуска (L, ∞) - предупредительно-профилактическая частотная коррекция.

Пусть $T_2 = T_1 + \Delta T$ - средние потери времени, если параметр $X(t)$ вышел за пределы допуска (L, ∞) - аварийная частотная коррекция радиоканала.

Тогда определим функцию удельных потерь связи как

$$y_k = \begin{cases} \frac{T_1}{t_k} = \frac{T_1}{k\Delta t}, & \text{если } t_k < t_z, \text{ или } k < z; \\ \frac{T_1 + \Delta T}{t_k} = \frac{T_1 + \Delta T}{k\Delta t}, & \text{если } t_k > t_z, \text{ или } k > z, \end{cases}$$

где t_z - момент выхода процесса $X(t)$ на уровень L (снижение качества радиоканала ниже допустимого).

Задача заключается в отыскании такого правила остановки (момента частотной коррекции), при котором достигается минимум ожидаемых потерь связи по радиоканалу - $\min M[y_k]$ в процессе его длительного функционирования.

Запишем выражение для средних потерь для момента t_k , считая, что путем проведения ВЗИ и ОП процесс наблюдался до момента t_{k-1} включительно, а в момент t_k он будет остановлен (ДКМ радиоканал подвержен либо предупредительной, либо аварийной частотной коррекции):

$$\begin{aligned} & M[y_k(\Delta X_1^0, \dots, \Delta X_{k-1}^0, \Delta X_k = ?)] = \\ & = \frac{T_1}{t_k} P[\Delta X_k < X(t_{k-1}) - L] + \frac{T_1 + \Delta T}{t_k} P[\Delta X_k > X(t_{k-1}) - L] = \\ & = \frac{T_1}{t_k} + \frac{\Delta T}{t_k} [1 - P[\Delta X_k < X(t_{k-1}) - L]], \end{aligned} \quad (1)$$

где $\Delta X_1^0, \dots, \Delta X_{k-1}^0$ - наблюдаемые на основе ОП изменения качества канала (соответствующих случайных приращений $\Delta X_1, \dots, \Delta X_{k-1}$).

Докажем выполнение леммы Дуба [1] для приведенных выше условий.

Покажем сначала, что

$$M[y_k(\Delta X_1^0, \dots, \Delta X_{k-1}^0, \Delta X_k)] \leq y_{k-1}(\Delta X_1^0, \dots, \Delta X_{k-1}^0), \quad (2)$$

если наблюдения остановить не позже момента, соответствующего оптимальному значению правила остановки (номера шага ОП) - ν^* , т.е. при $k \leq \nu^*$, и если

$$1 - P[\Delta X_k < X(t_{k-1}) - L] \leq \frac{T_1}{\Delta T(k-1)}. \quad (3)$$

Подставляя (3) в (1), убеждаемся в верности (2)

$$\begin{aligned} & M[y_k(\Delta X_1^0, \dots, \Delta X_{k-1}^0, \Delta X_k)] \leq \frac{T_1}{k\Delta t} + \frac{\Delta T}{k\Delta t} \cdot \frac{T_1}{\Delta T(k-1)} = \\ & = \frac{T_1(k-1) + T_1}{k\Delta t(k-1)} = \frac{T_1}{(k-1)\Delta t} = y_{k-1}(\Delta X_1^0, \dots, \Delta X_{k-1}^0). \end{aligned}$$

Аналогично можно показать, что

$$M[y_k(\Delta X_1^0, \dots, \Delta X_{k-1}^0, \Delta X_k)] \geq y_{k-1}(\Delta X_1^0, \dots, \Delta X_{k-1}^0)$$

если наблюдения остановить не раньше момента, соответствующего ν^* , т.е. при $k \geq \nu^*$, и если

$$1 - P[\Delta X_k < X(t_{k-1}) - L] \geq \frac{T_1}{\Delta T(k-1)}. \quad (4)$$

Тогда $\nu^* = k^*$, где k^* - наибольшее k , при котором еще выполняется (3), или, что одно и то же, - наименьшее k , при котором впервые выполняется (4).

Приведенное доказательство позволяет найти уравнение кривой оптимального упреждающего допуска, которое должно закладываться в АПК контроля качества ДКМ радиоканалов.

Поскольку

$$P[\Delta X_k < X(t_{k-1}) - L] = F_{\Delta X}(X(t_{k-1}) - L),$$

то из (3) имеем

$$F_{\Delta X}(X(t_{k-1}) - L) \geq 1 - \frac{T_1}{\Delta T(k-1)}.$$

Возьмем от обеих частей обратную функцию

$$X(t_{k-1}) - L \geq F_{\Delta X}^{-1}\left(1 - \frac{T_1}{\Delta T(k-1)}\right),$$

или

$$X(t_{k-1}) \geq F_{\Delta X}^{-1}\left(1 - \frac{T_1}{\Delta T(k-1)}\right) + L = \varphi(k-1).$$

Функция $\varphi(k)$ и есть кривая оптимального упреждения частотной коррекции ДКМ радиоканала.

Таким образом, в процессе длительного функционирования ДКМ радиоканала оптимальная упреждающая частотная его коррекция сводится к автоматической выдаче команды на ее проведение, если в момент очередного ОП впервые обнаружено, что параметр $X(t) = X(k\Delta t)$ впервые пересек кривую оптимального упреждения $\varphi(k)$.

В остальных случаях частотная коррекция радиоканала не производится, либо производится аварийно по потере требуемого качества.

Литература

1. Вентцель Е.С., Овчаров А.А. Теория вероятностей и ее инженерные приложения. – М.: Наука, 1988.
2. Руководство URSI по интерпретации и обработки ионограмм. – М.: Наука, 1977.

THE APPROACH TO OPTIMIZATION OF THE PERIOD OF CORRECTION OF THE ALLOCATED FREQUENCY RESOURCE TO CHANNELS SW OF THE RADIO COMMUNICATION

Kovalkov D., Kondrashin A., Amchislavskiy A.

Serpukhov Military Institute of Rocket Forces

In article the mathematical approach to definition of optimum control by frequency correction of radio channels SW a range is offered.



МЕТОДИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ОЦЕНКЕ ДОПУСКОВ НА ПАРАМЕТРЫ ИЗЛУЧЕНИЙ ПРОФЕССИОНАЛЬНЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ КАНАЛОВ УПРАВЛЕНИЯ

Саликов А.Г., Гузиков И.М., Кондрашин А.Е., Чеботарёв Д.М.

Серпуховской военной институт ракетных войск, г. Серпухов

В качестве основного показателя эффективности радиоконтроля пространственно-разнесённой группировки РЭС различного назначения, функционирующей в общей зоне обслуживания используется вероятность $P_{НРК}^{\Sigma}$ не доступности для радиоконтроля суммарная, которая связана с вероятностью $P_{РК}^{\Sigma}$ радиоконтроля излучений группировки РЭС суммарной в силу полной группы событий простым соотношением:

$$P_{НРК}^{\Sigma} = 1 - P_{РК}^{\Sigma} \quad (1)$$

В свою очередь вероятность $P_{РК}^{\Sigma}$ будет определяться частными вероятностями $P_{РК.КВ}^{\Sigma}$ и $P_{РК.УКВ}^{\Sigma}$, представляющих собой суммарные вероятности радиоконтроля РЭС КВ и УКВ диапазонов. В предположении независимости работы РЭС КВ и УКВ диапазонов априорная вероятность $P_{РК}^{\Sigma}$ определяется как:

$$P_{РК}^{\Sigma} = P_{РК.КВ}^{\Sigma} + P_{РК.УКВ}^{\Sigma} - P_{РК.КВ}^{\Sigma} \cdot P_{РК.УКВ}^{\Sigma}; \quad (2)$$

$$P_{PK.KB}^{\Sigma} = 1 - \prod_{k=1}^K (1 - P_{PK.k}); \quad (3)$$

$$P_{PK.VKB}^{\Sigma} = 1 - \prod_{l=1}^L (1 - P_{PK.l}), \quad (4)$$

где, $P_{PK.k}$ - вероятность радиоконтроля k -го РЭС КВ диапазона, $P_{PK.l}$ - вероятность радиоконтроля l -го РЭС УКВ диапазона, k, l - число РЭС соответственно КВ и УКВ диапазонов в зоне обслуживания.

Вероятность радиоконтроля k -го РЭС КВ диапазона определим как [2,3]

$$P_{PK.k} = 1 - \prod_{m=1}^M (1 - P_{PK.km}), \quad (5)$$

где $P_{PK.km}$ - вероятность радиоконтроля k -го РЭС КВ диапазона m -м центром (постом или приёмником-РКПРМ) радиомониторинга, M - общее число центров (постов, РКПРМ), имеющих контакт с РЭС.

Вероятность $P_{PK.km}$ определим как

$$P_{PK.km} = P_{ОБН.km} \cdot P_{КЛ.km}, \quad (6)$$

где, $P_{ОБН.km}$ - вероятность обнаружения излучений k -го РЭС m -м РПРМ, $P_{КЛ.km}$ - вероятность классификации излучения k -го РЭС m -м РПРМ.

Расчёт $P_{ОБН.km}$ ведётся в соответствии с известными методиками [3,4]. Так как в КВ диапазоне существует практически постоянный контакт "РЭС - РКПРМ, то для оценочного расчёта допустимо положить $P_{ОБН.km} \approx 1$. Вероятность $P_{КЛ.km}$ классификации определим как [1,5]

$$P_{КЛ.km} = P_{ИЗМ.km} \cdot P_{ПИ.km}, \quad (7)$$

где $P_{ИЗМ.km}$ - вероятность правильного измерения заданной совокупности технологических параметров излучений k -го РЭС m -м РКПРМ, $P_{ПИ.km}$ - вероятность правильной идентификации излучения k -го РЭС m -м РКПРМ.

Вероятность $P_{ИЗМ.km}$ определяется как

$$P_{ИЗМ.km} = 1 - \prod_{i=1}^I (1 - P_{ОШ.ИЗМi(km)}), \quad (8)$$

где, $P_{ОШ.ИЗМi(km)}$ - вероятность ошибки измерения i -го технического параметра излучения, которая для конкретного технического параметра определяется как [1]

$$P_{ОШ.ИЗМ(km)} = 1 - \prod_{s=1}^S (1 - P_{узms}); \quad (9)$$

$$P_{узms} = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{a_{s0}} \exp\left(-\frac{a_s^2}{2\sigma_s^2}\right) da = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{t_0} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt = 2\Phi_0(t_0) = \Phi(t_0), \quad (10)$$

где a_{s0} - допуск на s -й контролируемый технический параметр излучения, $t_0 = a_{s0} / \sigma$, $\Phi_0(t_0)$ - функция Лапласа, а $2\Phi(t_0)$ - функция Крампа.

Вероятность $P_{ПИ.km}$ определяется в соответствии с [5,6]

$$P_{ПИ.km} = 1 - F[F^{-1}(1 - P_{ЛИ.km}) - d_{ЭК}], \quad (11)$$

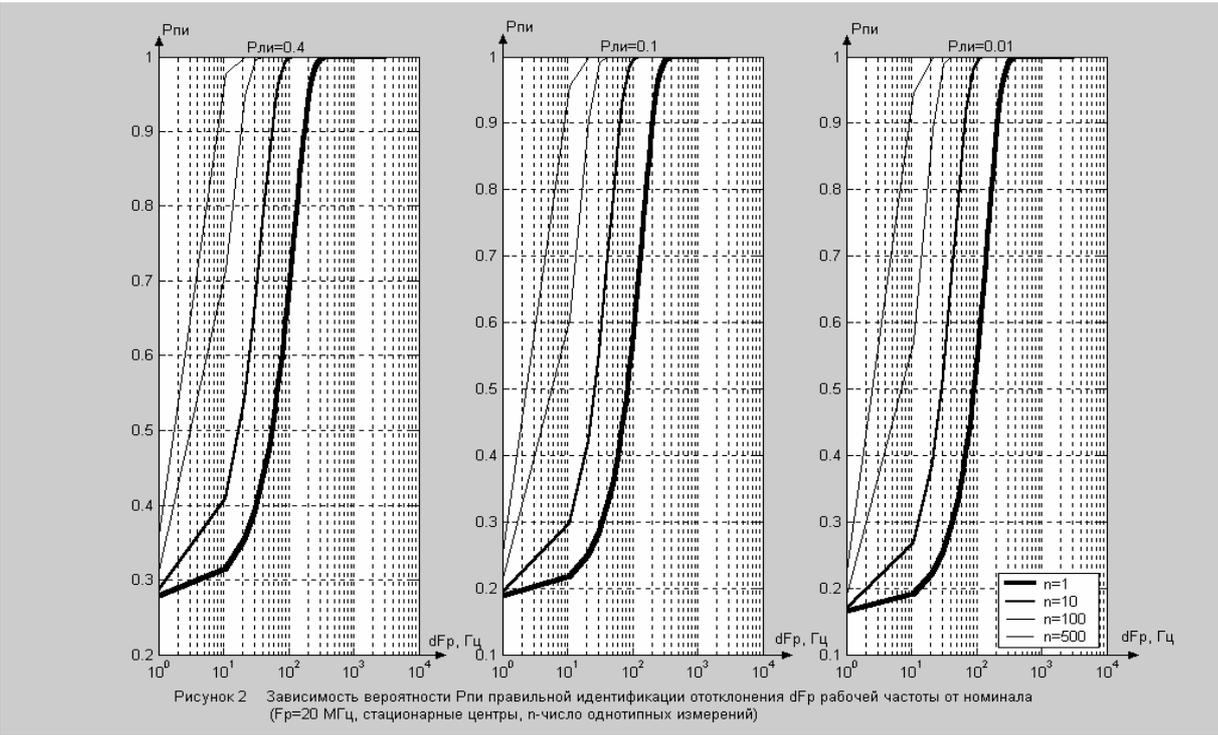
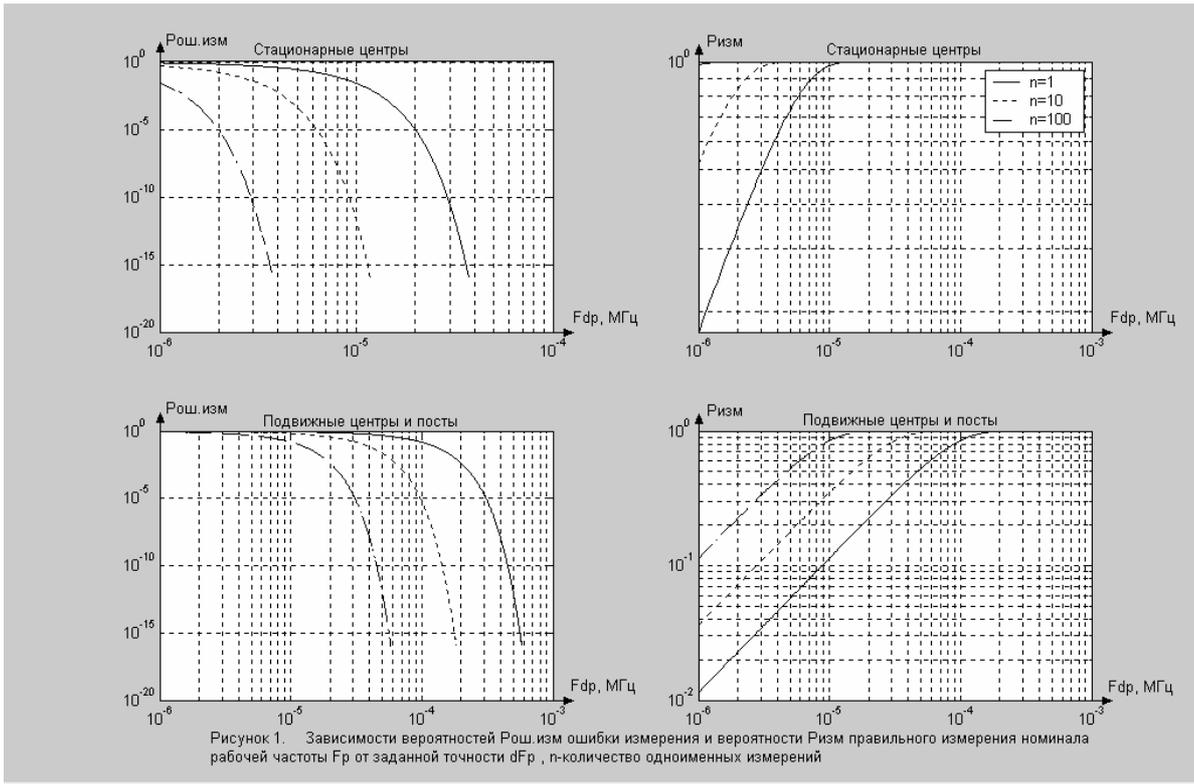
где, $P_{ЛИ.km}$ - вероятность ложной идентификации излучений РЭС (задаётся),

$F(x)$ - функция Лапласа, $F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp(0,5t^2) dt$, $F^{-1}(x)$ - обратная функция Лапласа, $d_{ЭК}^2 = (\mu_s - \mu_k)^m C_k^{-1} (\mu_s - \mu_k)$ - расстояние Махаланобиса, μ_s, μ_k - математические ожидания соответственно эталонного и реального значений соответствующего контролируемого технического параметра излучений, C_k^{-1} - обратная ковариационная матрица. Для случая независимых технических параметров излучений

$$d_{\text{эк}}^2 = \sum_{i=0}^I \left(\frac{\mu_{\text{э}i} - \mu_{\text{к}i}}{\sigma_i} \right)^2. \quad (12)$$

При предварительной оценке в качестве $\mu_{\text{э}i}$ выбирается штатное значение контролируемого параметра, а в качестве $\mu_{\text{к}i}$ – полученное в результате усреднения измерений данного параметра.

На рисунке 1 представлены зависимости вероятности $P_{\text{изм.с}}$ правильного и ошибочного $P_{\text{ОШ.ИЗМ}(km)}$ измерения значения рабочей частоты F_p в зависимости от величины её реального отклонения от номинала ΔF_p . На рисунке 2 представлены зависимости вероятности $P_{\text{ПИ}(km)}$ правильной идентификации источника радиосигнала в зависимости от величины реального отклонения рабочей частоты F_p от номинала ΔF_p . На основе полученных зависимостей могут быть сформированы требования на допустимые отклонения технических параметров излучений профессиональных радиоэлектронных средств каналов управления.



Литература

1. Фрумнин В.Д., Рубичев Н.А. Теория вероятностей и статистика в метрологии и измерительной технике. – М.: Машиностроение, 1987.- 212 с.
2. Шаракшанэ А.С. и др. Оценка характеристик сложных автоматизированных систем. – М.: Машиностроение, 1993. – 286 с.
3. Радзиевский В.Г., Сирота А.А. Информационное обеспечение радиоэлектронных систем в условиях конфликта. – М.: ИПРЖР, 2001.-456 с.
4. Логинов Л.А. Актуальные вопросы радиоконтроля в Российской Федерации. – М.: Радио и связь, 2000.-240 с.

5. Злобин В.И., Данилюк С.Г. Принципы построения сложных адаптивных систем в связи и управлении. – МО РФ, 1998. – 296 с.
6. Оптимизация распознающих систем/ Я.А. Фомин, А.В. Савич. – М.: Машиностроение, 1993. – 288 с.

ALGORITHM OF THE ESTIMATION TOLERANCE ON PARAMETERS OF THE RADIATIONS PROFESSIONAL RADIO TRANSMITTER SYSTEMS RADIO COMMUNICATION

Salickov A., Guzickov I., Kondrashin A., Chebotarev D.

Serpukhov Military Institute of Rocket Forces

The offered algorithm of the estimation to efficiency of the radiomonitorings radio transmitter of the system radio communication.

МЕТОДИКА РАЦИОНАЛЬНОГО ПЕРЕРАСПРЕДЕЛЕНИЯ ВЫДЕЛЕННЫХ КАНАЛОВ В СИСТЕМАХ МОБИЛЬНОЙ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ С ПРЕДОСТАВЛЕНИЕМ КАНАЛОВ ПО ТРЕБОВАНИЮ

Кулачко И.С., Ковальков Д.А., Апонасенко А.В.

Серпуховской военной институт РВ

Одним из важных направлений развития интегральных систем мобильной спутниковой связи (ИСМСС) является обеспечение заданного качества обслуживания абонентов требующих каналы с заданными свойствами, а именно с требуемой скоростью передачи в условиях изменения уровней помехозащиты [2].

Задача рационального выделения каналов по разнородным требованиям абонентов решена [1], в основу решения положен принцип сохранения наибольшего количества каналов с более высокими скоростными характеристиками.

Анализ принципа организации коммуникационного ресурса системы мобильной спутниковой связи, который составляет

- в первом режиме помехозащиты: 8 каналов со скоростью 1200бит/с, 4 канала со скоростью 2400бит/с, 2 канала со скоростью 4800бит/с;

- во втором режиме помехозащиты: 4 канала со скоростью 1200бит/с, 2 канала со скоростью 2400бит/с;
- в третьем режиме помехозащиты: 2 канала со скоростью 1200бит/с;

показал, что в условиях децентрализованного установления режима помехозащиты занятый канал со скоростью 1200 в первом режиме помехозащиты фрагментирует на 50% канал со скоростью 2400 бит/с и на 25% канал со скоростью 4800 бит/с. Аналогичная ситуация имеет место и в других режимах помехозащиты.

Таким образом, даже при рациональном выделении каналов по разнородным требованиям абонентов может возникнуть ситуация, когда необходимые каналы могут быть заблокированы ранее выделенными каналами с низшей скоростью. В связи с этим процесс предоставления каналов по требованию необходимо дополнить процедурой перераспределения коммуникационного ресурса с целью уменьшения количества заблокированных скоростных каналов.

Решение этой задачи рассмотрим на примере одной линейки каналов, используя древовидную структуру каналов с различными характеристиками. Исходное состояние системы (в некоторый момент времени функционирования t_n) показано на рисунке 1а:

-в каналах первого ранга (скорость передачи 1200 бит/с) первый канал, предоставленный по требованию занят, второй и шестой каналы заняты, т.к. второй канал второго ранга предоставлен по требованию, остальные каналы свободны;

-в каналах второго ранга (скорость передачи 2400 бит/с) первый канал заблокирован, т.к. занят первый канал первого ранга, второй канал занят, третий канал был только что освобожден, т.е. время работы абонента в третьем канале было меньше времени работы во втором канале ($t_{p3} < t_{p2}$), четвертый канал свободен;

-оба канала третьего ранга заблокированы;

-веса каналов пересчитаны.

При приходе заявок на предоставлении каналов первого либо второго рангов, скорости передачи 1200 бит/с и 2400 бит/с соответственно, выделение каналов будет происходить согласно методики рационального выделения каналов [1]. Но что делать при поступлении заявки на предоставление канала третьего ранга (скорость передачи 4800 бит/с)?

Рассмотрим решение этой задачи.

Пусть поступает заявка на предоставление канала со скоростью передачи 4800 бит/с. Ищем цепочку, начиная с требуемого канала третьего ранга, в которой с наибольшее число свободных каналов меньшего ранга. Это, в данном случае, цепочка первых каналов, в ней занят первый канал первого ранга. Мысленно освобождаем занятый канал и производим пересчет весов каналов в условии незанятого первого канала. Веса каналов изменились:

$$W_{11}=W_{13}=W_{15}=W_{17}=7;$$

$$W_{14}=W_{18}=3;$$

Остальные веса нас не интересуют, т.к. рассматриваем только первый ранг.

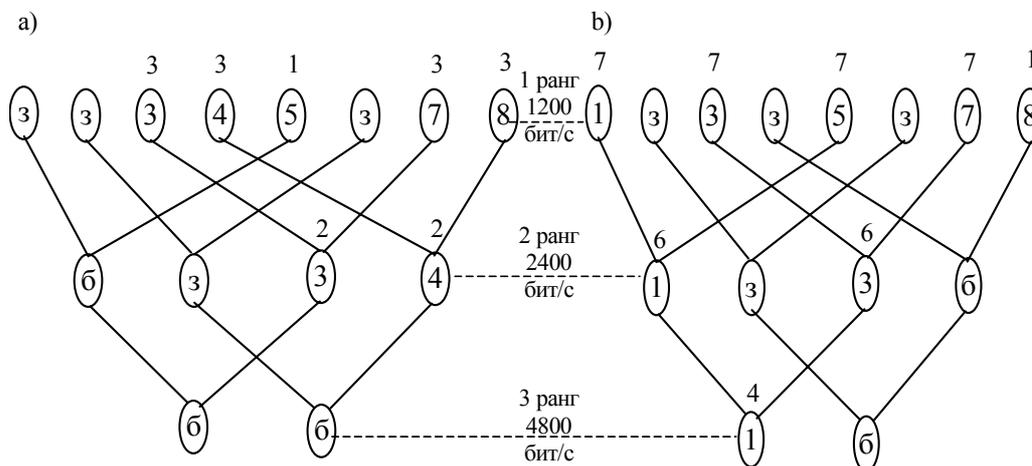


Рис. 1- Древоидная структура коммуникационного ресурса с различными характеристиками:
а) - в момент t_n ; б) - после освобождения канала

Переключаем мысленно освобожденного абонента на канал с минимальным весом, в данном случае это четвертый канал первого ранга (либо восьмой канал первого ранга). Производим пересчет весов каналов и получаем следующую картину, представленную на рисунке 1б:

- первый канал первого ранга становится свободным;
 - освобождается первый канал второго ранга, что приводит к освобождению первого канала третьего ранга;
 - четвертый канал первого ранга становится занятым, что приводит к блокированию четвертого канала второго ранга;
 - второй канал третьего ранга остается блокированным;
 - веса каналов изменяются;
- Теперь ИСМСС может предоставить требуемый канал со скоростью передачи 4800 бит/с. Это первый канал третьего ранга.

Таким образом, процедура рационального перераспределения каналов по требованию абонентов заключается в поиске занятого канала в цепочке требуемого канала, мысленном его освобождении и переключении абонента на канал с вновь пересчитанным минимальным весом среди каналов соответствующего ранга. Рассмотрение цепочек начинаем слева направо, сверху вниз.

Пример был рассмотрен на одной линейке каналов, система же осуществляет поиск требуемого канала по всем линейкам коммуникационного ресурса.

Рассмотрим методику рационального перераспределения каналов по требованию абонентов согласно алгоритму, представленному на рисунке 2.

Пусть в систему поступает заявка на предоставление канала с определенными требованиями.

1. В системе происходит предоставление очередной линейки.
2. Проверка наличия свободных каналов с определенными абонентом требованиями. Если такой канал имеется, то выполняется п.11 данного алгоритма, если нет-п.3.
3. Поиск цепочки каналов с числом свободных каналов (D), меньшим численного значения соответствующего ранга (R). Поиск осуществляется снизу вверх согласно древоидной структуры каналов.
4. Условное освобождение занятого в цепочке канала.
5. Пересчет весов каналов в условии мысленно освобожденного канала.
6. Поиск канала с минимальным весом среди каналов соответствующего ранга. Если канала нет, то выполняется п.7, если есть, то п.8.

7. Проверка наличия нерассмотренных линеек. Если линейки рассмотрены не все, то алгоритм повторяется начиная с п.1, если все, то выполняется п.9.
8. Условное переключение абонента на найденный канал с минимальным весом.
9. Отказ абоненту в предоставлении канала.
10. Проверка освобождения требуемого канала с учетом перекинутого канала. Если канал освободился, то выполняется п.11, если нет то п.3.
11. Переключение абонента, занимающего в цепочке канал, и предоставление требуемого освобожденного канала. Пересчет весов каналов.

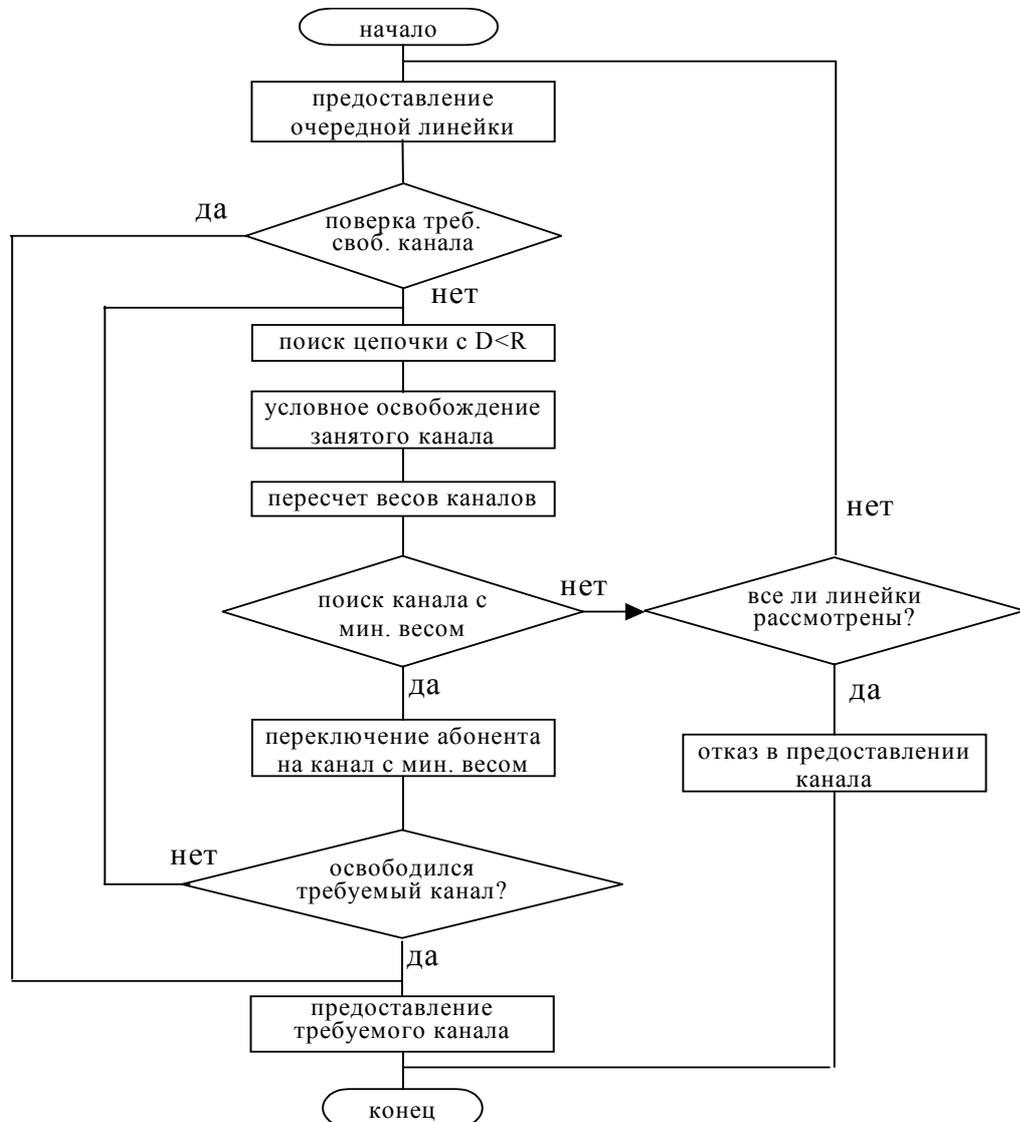


Рис. 2 - Алгоритм рационального перераспределения каналов

Литература

1. Процедура предоставления каналов спутниковой связи в условиях разнородных требований. В кн.: LVII научная сессия, посвященная Дню Радио. Труды. Том 2- М.: 2002 г. с.221...223.
2. Спутниковая связь и вещание: Справочник. 3-е изд. перераб. и доп. / В.А. Бартнев и др. Под ред. Л.Я. Кантора. - М: Радио и связь, 1997. -528с.

TECHNIQUE OF RATIONAL REDISTRIBUTION OF THE ALLOCATED CHANNELS IN SYSTEMS OF THE MOBILE SATELLITE COMMUNICATION WITH GRANTING CHANNELS ON DEMAND

Kulachko I., Koval'ckov D., Aponasenko A.

Serpukhov Military Institute of Rocket Forces

In article on the basis of the analysis of process of granting of channels on demand in system of a satellite communication the technique of rational redistribution of the allocated communication resource is submitted.

АЛГОРИТМ РАСЧЕТА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ОБСТАНОВКИ ДЛЯ РАЙОНОВ ОБСЛУЖИВАНИЯ СДВ-ДВ ДИАПАЗОНОВ

Саликов А.Г., Исаева Т.А., Чеботарев Д.М., Кондрашин А.Е

Серпуховской военной институт ракетных войск

В настоящее время при оценочных расчетах электромагнитных полей в зонах обслуживания профессиональных радиосистем связи, вещания и управления различных диапазонов волн используется достаточно большое количество расчетных алгоритмов [1]. При этом, как правило, не удается применить единый алгоритм расчета напряженности E поля преднамеренных и непреднамеренных помех для всего множества пространственных положений абонентов сети связи. Весьма показательным в этом плане является диапазон рабочих частот 3...300 кГц (СДВ-ДВ диапазон). В частности, при грациях расстояний от 10 до 10000 километров в качестве основных расчетных алгоритмов напряженности E поля сигналов и помех используются алгоритм Шулейкина-Ван Дер Поля для «плоской земли» (рабочие расстояния – 10...300 км), алгоритм Фока – расчет с учетом сферичности земли (рабочие расстояния – 250...3000 км), приближенный алгоритм на основе различных по коэффициентам эмпирических выражений Остина (рабочие расстояния – 2500...12000 км), модовый расчет на основе метода нормальных волн (рабочие расстояния – более 2000 км).

Все указанные алгоритмы дают результаты расчета напряженности E поля не в полной мере согласующиеся друг с другом, что особенно заметно для пограничных по расстояниям районов при переходе от области применения одного алгоритма к области применения другого. Сказанное подтверждается графическими зависимостями, приведенными на рисунке 1. Кроме того, в ряде случаев интересно распределение напряженности поля E помех (сигналов) в полосе рабочих частот (полосе пропускания приёмника абонента) ΔF . При получении этого распределения с использованием стандартного подхода, заключающегося в вычисления суммарного значения напряженности E поля на рабочей частоте f и приведением её к элементарной полосе в 1 Гц для полосы пропускания ΔF приёмника абонента неизбежны ошибки, которые в соответствии с рисунком 2 могут достигать десятков микровольт, что особенно характерно для относительно широкополосных каналов и расстояний превышающих границы зоны «плоской земли».

Анализ основных расчётных зависимостей для определения напряженности E поля искусственных помех (сигналов) в точке приёма (в точке нахождения абонента сети) показывает, что все они могут быть представлены в следующем формализованном виде

$$E = A_0(\varepsilon, \sigma)W(p, g)R(r)F(r', f, h, \varepsilon, \sigma, \nu), \quad (1)$$

где $A_0(\varepsilon, \sigma)$ - множитель, зависящий от параметров подстилающей поверхности, $W(p, g)$ - множитель, зависящий от энергетических характеристик (мощности передатчика p и коэффициента усиления g антенны) передающей системы, $R(r)$ - множитель, учитывающий линейные потери в свободном пространстве (в зависимости от расстояния r до точки приёма), $F(r', f, h, \varepsilon, \sigma, \nu)$ - множитель ослабления, учитывающий потери связанные с номиналом рабочей частоты f , приведёнными расстояниями r' и высотами h , проводимостью σ и относительной диэлектрической проницаемостью ε подстилающей поверхности, а также множеством параметров среды распространения ν [1,2]. Множитель ослабления F на расстояниях превышающих расстояния справедливые для расчёта напряженности E поля для «плоской земли» достаточно существенно зависит от рабочей частоты f и от параметров среды распространения ν , которые в свою очередь также в значительной мере зависят от рабочей частоты f .

Из указанного следует, что при оценке суммарного поля в заданной полосе рабочих частот при использовании в ходе расчёта лишь номинала центральной рабочей частоты в оцениваемой полосе неизбежно накопление ошибки результата. Данная ошибка тем больше, чем больше значение рассматриваемой полосы рабочих частот ΔF . Кроме того, указанная ошибка увеличивается если суммарная напряженность E поля помех (сигналов) формируется не одним, а несколькими источниками (передатчиками), находящимися за пределами зоны «плоской земли», особенно на расстояниях, где возможно од новременное применение различных по своей структуре расчётных соотношений.

Таблица 1

Оценочный расчёт суммарной напряженности E поля в районе обслуживания ($f=30$ кГц)

	Остин ΣE	Остин ΔF=10 кГц	Фок ΣE	Фок ΔF=10 кГц
Основные станции				
MAX сумма, мВ/м	2.174E+01	2.264E-03	4.03E+00	4.20E-04
MIN сумма, мВ/м	2.174E+00	2.264E-04	4.03E-01	4.20E-05
MAX сумма, дБ/мкВ/м	86.744380	7.098955	72.10667	-7.53875
MIN сумма, дБ/мкВ/м	66.744380	-12.901045	52.10667	-27.53875
Соседние станции (основное излучение)				
сумма, мВ/м	1.358E-01	1.414E-05	2.72E-03	2.84E-07
сумма, дБ/мкВ/м	42.655802	-36.989622	8.70E+00	-7.09E+01
Соседние станции (гармоники)	Остин	Остин	Фок	Фок
сумма, мВ/м	6.310E-02	6.573E-06	1.52E-03	1.58E-07
сумма, дБ/мкВ/м	36.001138	-43.644286	3.6442	-76.0013
сумма сосед. станций, мВ/м	0.149715	0.000016	3.12E-03	3.25E-07
сумма сос. станций, дБ/мкВ/м	43.505280	-36.140145	9.8796	-69.7658
MAX сумма, мВ/м	21.738486	0.002264	4.030265	0.000420
MIN сумма, мВ/м	2.178947	0.000227	0.403038	0.000042
MAX сумма, дБ/мкВ/м	86.744586	7.099161	72.10667254	7.538752124
MIN сумма, дБ/мкВ/м	66.764932	-12.880493	52.10692999	27.53849467
Модовый алгоритм расчёта				
	ΣE	ΔF=10 кГц	ΣE	ΔF=10 кГц
	Ночь	Ночь	День	День
	Земля	Земля	Земля	Земля
Основные станции				
MAX сумма, мВ/м	1.836E+01	1.913E-03	1.286E+01	1.339E-03
MIN сумма, мВ/м	1.836E+00	1.913E-04	1.286E+00	1.339E-04
MAX сумма, дБ/мкВ/м	85.2783	5.6328	82.1838	2.5384
MIN сумма, дБ/мкВ/м	65.2783	-14.3672	62.1838	-17.4616
Соседние станции (основное излучение)	Ночь	Ночь	День	День
	Земля	Земля	Земля	Земля
сумма, мВ/м	1.187E-01	1.236E-05	7.357E-02	7.663E-06
сумма, дБ/мкВ/м	41.4884	-38.1570	37.3337	-42.3117
Соседние станции (гармоники)	Ночь	Ночь	День	День
	Земля	Земля	Земля	Земля
сумма, мВ/м	2.216E+01	2.309E-03	8.536E+00	8.892E-04
сумма, дБ/мкВ/м	86.9120	7.2666	78.6254	-1.0200
сумма сосед. станций, мВ/м	22.1619299	0.0023085	8.5366629	0.0008892
сумма сос. станций, дБ/мкВ/м	86.9122	7.2667	78.6258	-1.0197
MAX сумма, мВ/м	28.7802622	0.0029979	15.4341994	0.0016077
MIN сумма, мВ/м	22.2378654	0.0023164	8.6329608	0.0008993
MAX сумма, дБ/мкВ/м	89.1819	9.5365	83.7697	4.1243
MIN сумма, дБ/мкВ/м	86.9419	7.2964	78.7232	-0.9222

В связи с этим при расчёте суммарной напряжённости E поля полезных и мешающих станций в районе обслуживания для относительно широкополосных каналов ($\Delta F > 100 \dots 300$ Гц) целесообразно использовать следующий алгоритм:

1. Сформировать модель $P_i(\delta F)$ основного и внеполосного излучения i -го источника излучения [3] в рассматриваемой полосе ΔF с градацией по частоте δF для максимального и минимального значений коэффициента усиления антенны (G_{\max} , G_{\min}).

2. Провести энергетический расчёт значения напряжённости E_{ijk} с использованием j приемлемых расчётных соотношений для k парциальных излучателей ($k = \Delta F / \delta F$).

3. На основе результатов энергетического расчёта построить модель $E_i(\delta F)$ путём усреднения частных моделей $E_{ij}(\delta F)$ для j использованных расчётных соотношений.

4. Вычислить максимальные и минимальные усреднённые значения по мощности $E(\delta F)$ для всех i источников излучения в полосе ΔF .

5. При необходимости привести $E(\delta F)$ к полосе в 1 Гц.

Результаты расчёта в этом случае удобно представить в табличной форме, где наглядно отображаются значения напряжённости E поля в районе обслуживания с указанием максимальных и минимальных уровней (таблица 1). Для получения обобщённых характеристик, данные по расчёту напряжённости E поля могут быть подвергнуты статистической обработке с привлечением стандартных алгоритмов, используемых в известных пакетах прикладных программ, таких как SPSS или STATISTICA.

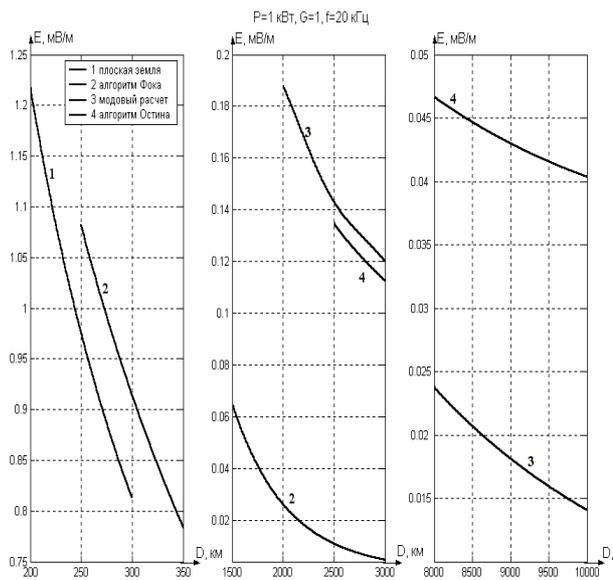


Рисунок 1 Зависимость напряжённости E поля в точке приема от расстояния для различных алгоритмов расчета

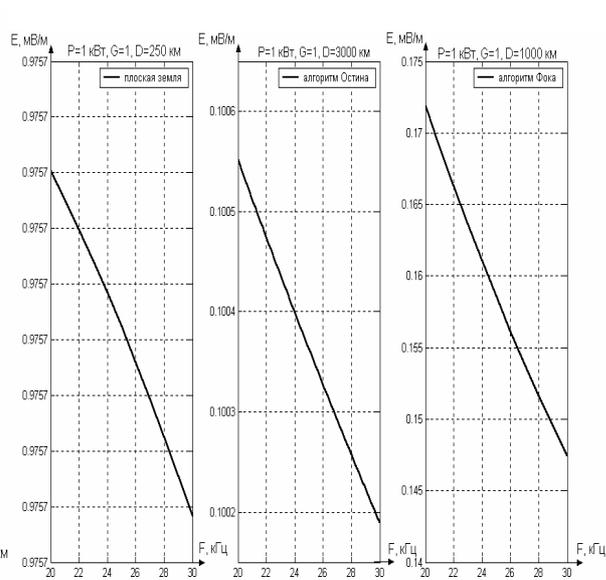


Рисунок 2 Характер изменения напряжённости E поля в точке приема по полосе частот излучаемого сигнала (помехи)

Литература

1. Черенкова Е.Л., Чернышев О.В. Распространение радиоволн. М. Радио и связь, 1984 г. – 272 с.
2. Альперт Я.Л. Распространение электромагнитных волн и ионосфера. – М.:Наука, 1972 г. – 563 с.
3. Буга Н.Н., Конторович В.Я., Носов В.И. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. – М.: Радио и связь, 1993 г. – 240 с.

THE ALGORITHM OF THE CALCULATION OF THE ELECTROMAGNETIC SITUATION FOR REGION OF THE SERVICE VLF-LF RANGE

Salickov A., Isaeva T., Chebotarev D., Kondrashin A.

Serpukhov Military Institute of Rocket Forces

Considered questions of revision of the engineering calculation to tension of the field VLF-LF range in given worker to band of the frequencies.



РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ВЫБОРА ОПТИМАЛЬНОГО МНОГОМЕРНОГО МАРШРУТА ПЕРЕДАЧИ В ЦИФРОВОЙ СЕТИ ИНТЕГРАЛЬНОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ

Шабанов А.К., Орехов С.Е., Володько А.В., Солдатенко Э.Н.

Сerpуховской военной институт РВ

Задача выбора оптимального многомерного маршрута передачи (ММП) мультипакетного сообщения α -

типа, на первый взгляд, выглядит достаточно тривиальной. Действительно, поиск всех возможных маршрутов доставки сообщений от абонента-отправителя (s) до абонента-получателя (t) при априорно известной матрице связности сети является несложной вычислительной процедурой. Оценивание же пропускной способности многомерных маршрутов представлено в [1]. Следовательно, достаточно выбрать из совокупности известных s,t -маршрутов тот, пул пропускной способности которого оценен с наибольшей вероятностью, но не менее требуемой, и характеризуемый максимальной вероятностью своевременного доведения сообщения.

Однако, принятая в корпоративной сети связи строгая система приоритетов требует, чтобы в случае конфликтной ситуации сетевой ресурс предоставлялся в первую очередь абоненту с более высоким приоритетом. Поэтому для низкоприоритетного абонента будет выбран маршрут с меньшей пропускной способностью. Очевидно, что данная процедура итеративно сходится к маршруту с минимальной вероятностью передачи требуемого объема трафика α -типа, максимизируя при этом вероятность потери качества информационного обмена между абонентами. Это обстоятельство накладывает ограничение на выбор оптимального маршрута передачи в виде условия

$$P\{\tau_{s,t} \geq r_{s,t}\} \geq P_{\alpha \text{ треб}}, \quad (1)$$

являющимся одним из критериев функции доставки f_{α} . Оценивание параметра $P_{\alpha \text{ треб}}$ и определяет, главным образом, решение задачи выбора оптимального ММП в соответствии с многокритериальной функцией доставки f_{α} .

При оценивании $P_{\alpha \text{ треб}}$ будем исходить из следующих предположений:

1. Процесс транспортирования пакетов одного сообщения α -типа от абонента-отправителя (s) до абонента-получателя (t) с требуемой средней скоростью $r_{s,t}$ вследствие «нелинейности» s,t -маршрута в общем случае является случайным процессом.

2. Моменты поступления пакетов в адресуемый узел коммутации распределены по показательному закону и образуют простейший (стационарный пуассоновский) поток случайных событий [2]. Данное предположение следует из анализа свойств абонентского трафика, передаваемого по коммутируемым виртуальным каналам:

- вероятность поступления того или иного числа пакетов на участок времени длиной Δt зависит только от длины участка и не зависит от того, где именно на временной оси расположен этот участок (свойство стационарности);

- для любых неперекрывающихся участков времени проводимого сеанса связи число пакетов, попадающих на один из них, не зависит от числа пакетов, попадающих на другие (свойство отсутствия последействия);

- вероятность попадания на элементарный участок dt двух и более пакетов пренебрежимо мала по сравнению с вероятностью попадания одного пакета (свойство ординарности).

3. Интервалы времени между моментами поступления «задержавшихся» пакетов, то есть доставленных за время $t > t_{\text{дон}}$ и, в свою очередь, забракованных узлом-получателем, также распределены по показательному закону с математическим ожиданием $m_t = T_3 + (r_{s,t})^{-1}$.

4. Моменты поступления задержанных пакетов, не влияющих на качество информационного обмена, также образуют простейший поток случайных событий с интенсивностью $\mu = \frac{\delta_{\alpha}}{m_t} = \frac{\delta_{\alpha}}{T_3 + (r_{s,t})^{-1}}$.

Тогда процесс транспортирования пакетов одного сообщения α -типа от абонента-отправителя (s) до абонента-получателя (t) с требуемой средней скоростью $r_{s,t}$ может быть представлен в виде системы массового обслуживания (СМО) с непрерывным временем и двумя состояниями:

S_1 – бракование пакета одного сообщения α -типа;

S_2 – успешный прием пакета одного сообщения α -типа.

Интенсивность потока событий, переводящих СМО из состояния S_1 в состояние S_2 равна допустимой средней скорости передачи пакетов – $r_{s,t}$. Интенсивность потока событий, переводящих СМО из состояния S_2 в состояние S_1 равна интенсивности потока моментов поступления забракованных пакетов, влияющих на качество информационного обмена, – $\bar{r}_{s,t}$, которая определяется выражением

$$\bar{r}_{s,t} = \frac{1 - \delta_\alpha}{m_t} = \frac{1 - \delta_\alpha}{T_3 + (r_{s,t})^{-1}} = \frac{r_{s,t}(1 - \delta_\alpha)}{T_3 r_{s,t} + 1}. \quad (2)$$

Система дифференциальных уравнений для вероятностей состояний p_1 и p_2 , описывающих процесс транспортирования пакетов одного сообщения α -типа от абонента-отправителя (s) до абонента-получателя (t) с допустимой средней скоростью $r_{s,t}$, выглядит следующим образом:

$$\begin{cases} \frac{dp_1(t)}{dt} = -r_{s,t}p_1(t) + \bar{r}_{s,t}p_2(t), \\ \frac{dp_2(t)}{dt} = r_{s,t}p_1(t) - \bar{r}_{s,t}p_2(t). \end{cases} \quad (3)$$

Интегрирование системы уравнений (3) при начальных условиях $p_1 = 1$ и $p_2 = 0$ (в начальный момент времени ни один пакет успешно не передан) дает зависимость $p_1(t)$ и $p_2(t)$ [3]:

$$\begin{aligned} p_1(t) &= \frac{\bar{r}_{s,t}}{r_{s,t} + \bar{r}_{s,t}} + \frac{r_{s,t}}{r_{s,t} + \bar{r}_{s,t}} e^{-(r_{s,t} + \bar{r}_{s,t})t}, \\ p_2(t) &= \frac{r_{s,t}}{r_{s,t} + \bar{r}_{s,t}} (1 - e^{-(r_{s,t} + \bar{r}_{s,t})t}). \end{aligned} \quad (4)$$

Следует также отметить, что для мультипакетных сообщений, циркулирующих в современной корпоративной цифровой сети интегрального обслуживания, характерны достаточно высокие скорости передачи (десятки-сотни Мбит в секунду). Данное обстоятельство позволяет рассматривать значения стационарных вероятностей p_1 и p_2 для оценивания требуемой пропускной способности.

В установившемся (стационарном) режиме ($t \rightarrow \infty$) функции $p_1(t)$ и $p_2(t)$ примут вид алгебраических выражений [4]:

$$p_1 = \frac{\bar{r}_{s,t}}{r_{s,t} + \bar{r}_{s,t}}; \quad p_2 = \frac{r_{s,t}}{r_{s,t} + \bar{r}_{s,t}}. \quad (5)$$

Вероятность p_2 , по определению [2], является относительной пропускной способностью рассматриваемой СМО – $q = 1 - p_1$. Применительно к условиям данной задачи, относительную пропускную способность q необходимо рассматривать как аргумент сложной функции вероятности того, что дополнительный поток α -типа величины $r_{s,t}$ может быть пропущен по многомерному маршруту $\omega_{s,t}^{[m]} - P_{\alpha \text{ преб}}$.

$$P_{\alpha \text{ преб}} = h(q). \quad (6)$$

Определим аналитический вид функции (6).

Так как интенсивность поступления пакетов в узел-адресат ($r_{s,t}$) не может быть меньше интенсивности моментов их бракования $\bar{r}_{s,t}$, то вероятности p_1 и p_2 принимают значения из следующих числовых промежутков: $0 < p_1 \leq 0,5$ и $0,5 \leq p_2 < 1$.

Если состояния системы массового обслуживания S_1 и S_2 равновероятны: $p_1 = p_2 = 0,5$, то в среднем на каждый доставленный пакет приходится один забракованный. По аналогии с двоичным источником информации [5], каждое из состояний несет одну двоичную единицу информации:

$$J(S_1) = J(S_2) = -\log_2 0,5 = 1 \text{ бит}.$$

Математическое ожидание количества информации (энтропия) будет определяться выражением [5]:

$$H(S) = \sum_{i=1}^2 p_i J(S_i) = -\sum_{i=1}^2 p_i \log_2 p_i = -2 \cdot 0,5 \log_2 0,5 = 1. \quad (7)$$

Действительно, чем выше энтропия источника, как степень неопределенности успешной доставки сообщения, тем более жесткие ограничения мы обязаны накладывать на $P_{\alpha \text{ преб}}$. Данное предположение позволяет в качестве аналитического выражения для $P_{\alpha \text{ преб}} = h(q)$ рассматривать формулу энтропии двоичного источника информации (7).

Тогда с учетом (2) вероятность $P_{\alpha \text{ троб}}$ находится по формуле

$$P_{\alpha \text{ троб}} = k_{\alpha} [(q-1) \log_2(1-q) - q \log_2 q]. \quad (8)$$

Коэффициент пропорциональности k_{α} принимает дискретные значения от 0 до 1 в соответствии с принятой в сети связи системы приоритетов абонентского трафика ξ_{α} .

Таким образом, решив задачу оценивания параметра $P_{\alpha \text{ троб}}$, выбор оптимального ММП осуществляется согласно имеющейся на узле-отправителе маршрутной таблицы (МТ), элементы которой представляют собой упорядоченные множества значений вероятности $P_{\alpha \text{ дов}}$, каждое из которых соответствует j -мерному допустимому ММП $\omega_{s,t}^{[j]}$ мультипакетного сообщения α_i -го типа. Совокупность таких маршрутов образует множество $\Omega_{s,t}^{[j]}$. Ранжирование элементов множества P_{ij} осуществляется в убывающем порядке, поэтому первый элемент данного множества $p_{(i,j)1} = P_{\alpha \text{ дов}} \geq P_{\alpha \text{ дов}}^{\text{дон}}$ имеет максимальное значение. Следовательно, соответствующий элементу $p_{(i,j)1} = \max_{j=1,n} \{p_{(i,j)1}\}$ МТ ММП $\omega_{s,t}^{[j]}$ и является оптимальным для транспортирования пакетов сообщения α_i -го типа.

Необходимо также отметить, что установление виртуальных соединений по выбранному оптимальному маршруту осуществляется согласно имеющемуся плану распределения парциальных потоков. Данный план используется для формирования параллельного кадра передачи (ПКП). Каждому допустимому ММП вводится в соответствие оптимальный план распределения парциальных потоков, для которого определяется вероятность своевременного доведения мультипакетного сообщения $P_{\alpha \text{ дов}}$. Значение вероятности $P_{\alpha \text{ дов}}$, как было показано выше, хранится в МТ. Элементы оптимального плана распределения парциальных потоков, соответствующие $\omega_{s,t}^{[j]}$, преобразуются в ПКП.

Литература

1. Цимбал В.А., Орехов С.Е., Боровков А.В. Математическая модель процедуры маршрутизации при быстрой коммутации пакетов с комбинационным способом переноса / Труды LVIII научной сессии РНТОРЭС им. Попова – Москва: РНТОРЭС им. Попова, 2003. – с.137-140.
2. Клейнрок Л. Теория массового обслуживания. – М.: Машиностроение, 1979. – 432 с.
3. Турин Л.С., Дымарский Я.С., Меркулов А.Д. Задачи и методы оптимального распределения ресурсов. – М.: Сов. радио, 1968. – 463 с.
4. Вентцель Е.С. Овчаров Л.А. Теория случайных процессов и ее инженерные приложения. – М.: Наука, 1991. – 384 с.
5. Поставной В.И. Теория передачи сигналов: Учебник для высших военных командно-инженерных училищ. 2-е изд., МО, 1993. – 211 с.

SOLVING THE TASK OF CHOOSING OPTIMUM MULTIDIMENSION TRANSFER ROUTE IN INTEGRATED SERVICES DIGITAL NETWORK

Shabanov A., Orekhov S., Volod'ko A., Soldatenko E.

Serpukhov Military Institute of Rocket Forces

In given article the process of packet transfer in integrated services digital network is considered. Using entropic approach for the analysis of the required network capacity and choice of optimum multidimension transfer route is offered.



ОПЫТ ОРГАНИЗАЦИИ ЦИФРОВЫХ ТРАКТОВ В АНАЛОГОВЫХ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ СТВОЛАХ ДЕЙСТВУЮЩЕЙ ЗОНОВОЙ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНОЙ СЕТИ СВЕРДЛОВСКОГО ОРТПЦ

Подкин М.В., Ермакова Т.Е., Мордяшев В.В., Хорошун А.П.

Филиал ФГУП «РТПС» Свердловский ОРТПЦ.

В настоящем докладе сделана попытка обобщить опыт перехода к цифровым методам передачи на аналоговых РРЛ зонной распределительной сети, накопленный нашим предприятием в ходе четырёхлетней работы в этом направлении.

Бурное развитие систем сотовой связи и передачи данных в малых городах и районных центрах Свердловской области побудило наше предприятие к использованию зарубежного опыта по организации цифровых трактов для передачи телефонии и данных на базе существующей разветвлённой инфраструктуры аналоговой многоканальной радиорелейной системы передачи; в нашем случае – КУРС. Это позволило существенно повысить экономическую эффективность использования существующей внутризонной радиорелейной сети распределения программ телевидения и радиовещания.

При передаче цифровых сигналов по аналоговым стволам могут использоваться существующие сооружения, передающие и приёмные устройства, источники питания, что значительно снижает затраты на организацию цифровых каналов связи.

Существует несколько способов организации цифровых стволов на базе аналогового радиорелейного оборудования. Наше предприятие пошло по пути сохранения СВЧ трактов, включая приёмопередатчики при замене частотных модемов на цифровые. При этом стало возможным организовать передачу цифровых потоков методом многоуровневой относительно-фазовой манипуляции (4-ОФМ), что является проверенным и весьма эффективным методом, обеспечивающим экономичное использование спектра при достаточной простоте реализации. Это позволяет организовать в стандартном аналоговом радиорелейном стволе до 16 потоков Е1 (2.048 Мбит/с) либо 1 поток Е3 (34.368 Мбит/с) в классификации PDH.

Описанное направление перевода аналоговой радиорелейной системы передачи в цифровую весьма просто с точки зрения инсталляции, относительно экономично, вместе с тем, обеспечивает пропускную способность, сопоставимую с чисто цифровыми системами передачи стандарта PDH. При этом в стволах РРЛ одновременно передаются аналоговые и цифровые сигналы, что особенно важно в переходный период. В связи с этим обстоятельством (необходимость совместной работы аналоговых и цифровых стволов в составе одной РРЛ) нам пришлось решать вопросы электромагнитной совместимости в части взаимного влияния цифрового сигнала на соседние аналоговые стволы.

Система зонных радиорелейных линий Свердловского ОРТПЦ представляет собой достаточно разветвлённую и весьма протяжённую систему связи, пересекающую территорию области с востока на запад с ответвлениями в северном и северо-восточном направлениях (Рис. 1). Её реконструкция в полном объёме, следуя современным тенденциям развития связи, требует порядка 10 млн. долларов, что для нашего предприятия является неподъёмной величиной. Кроме того, строительство и настройка всей системы займёт около года. В этот период, о какой-то нормальной работе существующей РРЛ говорить не приходится. Применение для организации цифровых каналов связи дополнительно устанавливаемых одноствольных упрощённых систем типа "...-Link" требует меньшего объёма капитальных вложений (порядка 1 млн. долларов) по сравнению с полномасштабной реконструкцией, но всё таки дороже и более трудоёмко по сравнению с использованием цифровых модемов в аналоговом радиорелейном стволе (около 100 тыс. долларов), к тому же, не везде существует возможность размещения на антенной опоре дополнительной параболической антенны на нужной высоте в каждом интересующем направлении. При использовании варианта "...-Link" потребуются разработка новых частот, что способно существенно затормозить строительство (до полугода и более).

Применение усечённых вариантов типа "...-Link", либо цифровых модемов, по сравнению с полномасштабной реконструкцией РРЛ, вполне оправдано, особенно на начальной стадии внедрения цифровых технологий в регионе. Фактор оперативности, в данном случае, является основным, а пропускная способность отходит на второй план, поскольку потребители находятся в стадии становления и поэтому ещё не в состоянии освоить потенциально возможный поток передаваемой информации, организуемый полноценными системами распространённого и достаточно актуального на сегодняшний день стандарта SDH, уровня STM-1 и STM-4. К тому же, необходимость передачи по РРЛ телевизионных сигналов (в цифровой форме) существенно удорожает комплект необходимого цифрового оборудования, вдобавок пожирающего весьма значительную часть суммарного трафика. При этом, нет ни какой гарантии, что в ближайшее время вещатели не откажутся от радиорелейных каналов распространения программы и не уйдут на спутник. Сегодня это вполне доступная услуга. Поэтому, смешанные аналого-цифровые системы РРЛ с точки зрения экономической и технологической целесообразности настоящего момента, вполне жизнеспособны.

Таким образом, оперативно организовать достаточно протяжённый и разветвлённый цифровые тракты возможно только с использованием существующей инфраструктуры, применив цифровые модемы в аналоговых радиорелейных стволах. Конечно при этом варианте развития событий эксплуатационно-техническому персоналу придется в очередной раз столкнуться с проблемой физической изношенности оборудования в процессе доведения станционного оборудования цифровизируемого ствола -(ов) до приемлемого уровня, определяемого «Нормами на электрические параметры цифровых трактов, организованных в аналоговых стволах магистральных и внутризонных РРЛ при вводе в эксплуатацию». Однако, если существ-

вующая аналоговая РРЛ в части выбора высот подвеса антенн и требований к аппаратуре проектировалась с учётом выполнения норм на параметры ТВ сигнала или соответствующего количества ТФ каналов, а до момента начала работ по цифровизации параметры качества ствола поддерживались в пределах эксплуатационных допусков, то процедура перехода ствола на цифровой режим работы, в большинстве случаев, сводится только к установке и подключению цифровых модемов. Эта работа вполне по силам сотрудникам ремонтно-восстановительных бригад; работы могут вестись на закреплённом за каждой бригадой эксплуатационном участке, без перерывов в работе других загруженных стволов. Таким образом, максимум в течение полутора – двух недель полностью сформированный и испытанный цифровой тракт средней протяжённости (около 300 км) может быть подготовлен к эксплуатации.

Система внутризоновых аналоговых радиорелейных линий свердловского ОРТПЦ построена по четырёхствольному варианту (схема 3+1); три рабочих ствола, один - резервный. Минимальный разнос частот между стволами составляет 56 МГц. После высвобождения одного из телевизионных стволов у нашего предприятия появилась возможность организовать цифровой тракт передачи с пропускной способностью до 34.368 Мбит/с.

На начальном этапе, принимая во внимание техническое состояние устаревшего радиорелейного оборудования, а также цены предлагаемых на рынке цифровых модемов, был сделан выбор в пользу цифрового оборудования АЦТ-17 8/2 производства компании «Радиян», г. Санкт-Петербург, которое обеспечивает скорость передачи 17.184 Мбит/с, при этом возможна организация до 8 потоков Е1. В то время требовалось максимально быстро, с наименьшими затратами и при минимальном технологическом риске организовать цифровые каналы связи на своих объектах для нужд развивающихся сотовых компаний, что и было успешно реализовано. Приобретение цифрового оборудования удалось организовать за счёт привлечённых средств одного из операторов сотовой связи.

На протяжении нескольких лет успешной эксплуатации оборудования АЦТ-17 8/2, был накоплен необходимый опыт, особенно в части потенциальных возможностей имеющегося в нашем распоряжении аналогового СВЧ и ПЧ оборудования, позволивший в дальнейшем осуществить переход на основных нагруженных участках к цифровым модемам АЦТ-34 16/2, обладающим большей пропускной способностью. При этом высвобождаемые в связи с этим переходом устройства АЦТ-17 8/2 были установлены на периферийных участках, не охваченных программой цифровизации первого этапа.

Выбор модемного оборудования АЦТ-17 8/2 и АЦТ-34 16/2 производства компании «Радиян», был обусловлен, главным образом, ввиду наличия встроенной многофункциональной системы тестирования и индикации состояния модемов и линии связи на участке переёма, вполне информативной и позволяющей контролировать основные параметры работы оборудования в процессе установки и эксплуатации, без применения специальных цифровых анализаторов потоков и иных дополнительных устройств, которые, как правило, отсутствуют на объектах и у аварийно-профилактических бригад на периферии. Кроме того, на наш взгляд, продукция компании «Радиян», на фоне иных известных нам производителей аналогичного оборудования, отличается лучшей конструктивной, технологической и дизайнерской проработанностью, но это – дело вкуса. Преимуществ в части обеспечения лучших качественных показателей и надёжности в работе наши специалисты и, привлекавшиеся для проведения паспортизации трактов, сотрудники ОАО «Ростелеком», по сравнению с продукцией других производителей, не выявили. В ценовом выражении, все известные нам изделия находятся так же примерно на одном уровне. Учитывая вышеизложенное, можно предположить, что схемотехнические решения и элементная база, применяемая различными производителями цифрового модемного оборудования, общие; заложенные функции (включая асинхронное мультиплексирование без использования систем вторичного и третичного цифрового группообразования, возможность организации канала резервирования по схеме 1+1, а также встроенные системы тестирования трактов) – одни и те же. Главное отличие – присутствие встроенной системы индикации, её реализация и функциональные возможности, поскольку подключение внешних (удалённых) регистрирующих и управляющих устройств, вероятно, являющееся неотъемлемой функцией встроенной управляющей БИС – у всех производителей предусмотрено. Таким образом, потребитель выбирает лишь оболочку, руководствуясь собственными эстетическими предпочтениями, а так же незначительной коммерческой выгодой, определяемой поставщиками оборудования по условиям поставки и срокам выполнения заказа в каждом конкретном случае.

Вывод: применение цифровых модемов для организации цифровых трактов в аналоговых стволах существующих внутризоновых РРЛ, при наличии обеспеченного спроса на цифровые каналы связи в областных городах и районных центрах областей и округов РФ, вполне целесообразно и конкурентоспособно (по крайней мере, на современном этапе) по сравнению с иными способами организации цифровых каналов связи в сельской местности и обеспечению доступа населения и организаций, удалённых от центра районов, к цифровым системам связи общего пользования.

Схема РРЛ Свердловского ОРТПЦ

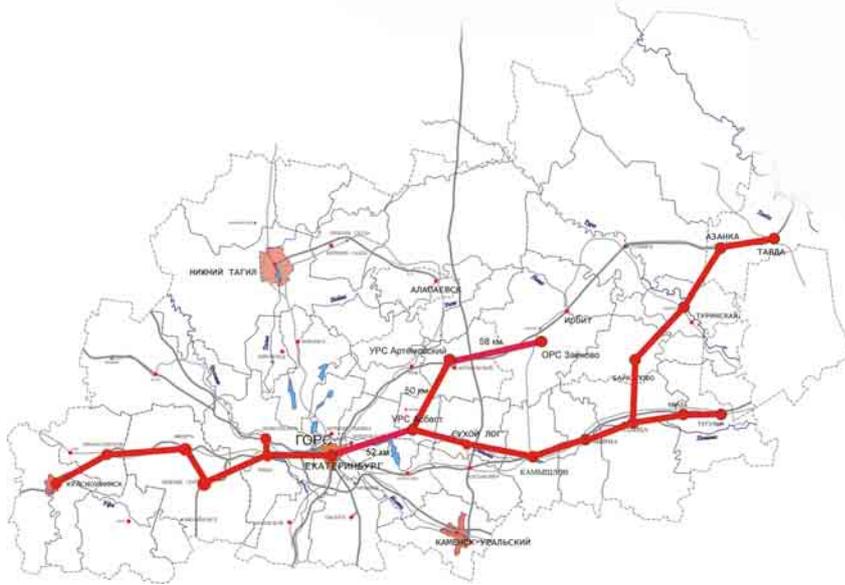


Рис. 1.

Литература

- Яковлев Л.И., Немировский А.С. Техника электросвязи за рубежом: Справочник – М.: Радио и связь, 1990.
Васильев В.И., Минкин В.М. Руководство по организации цифровых трактов в действующих аналоговых РРЛ. – М.: ФГУП НИИР совместно с ЗАО «Инженерный центр», 1999.
Нормы на электрические параметры цифровых трактов, организованных в аналоговых стволах магистральных и внутризоновых РРЛ при вводе в эксплуатацию; 1999 год.
Справочник по радиорелейной связи.; Под ред. С.В. Бродича. – Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.; Радио и связь, 1981.

EXPERIENCE OF ORGANIZATION OF DIGITAL PATHES IN ANALOG RADIORELAY TRUNKS WORKING REGIONAL OF A DISTRIBUTIVE NETWORK SVERDLOVSK RRTC

Podkin M., Ermakova T., Mordjasheva V., Choroshun A.

Branch FSE “RTRN” Sverdlovsk RRTC.

In the present report the attempt is made to generalize experience of transition to digital methods of transfer on analog radiorelay regional of a distributive network saved by our enterprise during four-years(four-summer) work in this direction.

НАХОЖДЕНИЕ СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ МНОГОКАНАЛЬНОЙ СМО ДО ВЫХОДА ИЗ СТРОЯ ОДНОГО ИЗ ЕЁ ЭЛЕМЕНТОВ В УСЛОВИЯХ ОГРАНИЧЕНИЯ ПОСТАВОК ЗИП

Шабанов А.К., Кулешов В.В., Чайков С.С., Буланов С.А.

Серпуховской военной институт РВ

Одной из важных задач при анализе многоканальных СМО, например многоканальных АТС, является задача нахождения среднего времени функционирования системы до выхода из строя одного из её элементов(каналов). Использование комплектов ЗИП позволяет существенно увеличить это время за счет замены или ремонта вышедших из строя элементов(каналов) СМО. Особенно актуально знание среднего времени функционирования системы до выхода из строя одного из её элементов(каналов) для многоканальных СМО военного назначения в условиях ограничения поставок ЗИП. Результатом решения данной задачи является ответ на вопрос: «Как долго, с учетом использования ЗИП без дополнительного его пополнения (например во время войны), все каналы многоканальной СМО будут способны выполнять свои функции, с заданной вероятностью отказа?». Для ответа на этот вопрос представим многоканальную СМО в виде модели(рис.1),

в которой поток отказов простейший, время появления отказов распределено по показательному закону, λ -интенсивность отказов одного канала СМО, V -общее число каналов СМО, $V_{зип}$ - число каналов из комплекта ЗИП, $P_{отк}$ - заданная вероятность отказа любого из каналов системы.

В данных условиях $P_{отк}$ для одного элемента(канала) СМО с одним комплектом ЗИП вычисляется согласно закону Пуассона[1]:

$$P_{отк} = \frac{(\lambda V \Delta t)^1}{1!} e^{-\lambda V \Delta t} \quad (1)$$

Далее из него несложно выразить среднее время функционирования системы до того как закончится весь комплект Зип и выйдет из строя один из каналов СМО, а за тем вычислить его. Но данный подход справедлив для СМО с одним каналом и не учитывает разницу в наработке между «старыми» каналами СМО и новыми, поставленными из ЗИП в СМО с числом каналов больше одного. В данной статье для вычисления $P_{откп}$, где $V_{зип} = 0, n$ предлагается использование следующих формул на основе закона Пуассона:

$$\begin{aligned} P_{отк0}(t) &= (\lambda V \tau_0) e^{-\lambda V \tau_0} \\ P_{отк1}(t) &= \lambda(V-1)\tau_1 e^{-\lambda(V-1)\tau_1} + \lambda(\tau_1 - \tau_0) e^{-\lambda(\tau_1 - \tau_0)} \\ P_{отк2}(t) &= \lambda(V-2)\tau_2 e^{-\lambda(V-2)\tau_2} + \lambda(\tau_2 - \tau_1) e^{-\lambda(\tau_2 - \tau_1)} + \lambda(\tau_2 - \tau_0) e^{-\lambda(\tau_2 - \tau_0)} \\ \dots \\ P_{откj}(t) &= \lambda(V-j)\tau_j e^{-\lambda(V-j)\tau_j} + \lambda(\tau_j - \tau_{j-1}) e^{-\lambda(\tau_j - \tau_{j-1})} + \lambda(\tau_j - \tau_{j-2}) e^{-\lambda(\tau_j - \tau_{j-2})} + \dots + \lambda(\tau_j - \tau_0) e^{-\lambda(\tau_j - \tau_0)} \\ \dots \\ P_{откп}(t) &= \lambda(V-n)\tau_n e^{-\lambda(V-n)\tau_n} + \sum_{i=n-1}^0 \lambda(\tau_n - \tau_i) e^{-\lambda(\tau_n - \tau_i)} \end{aligned} \quad (2)$$

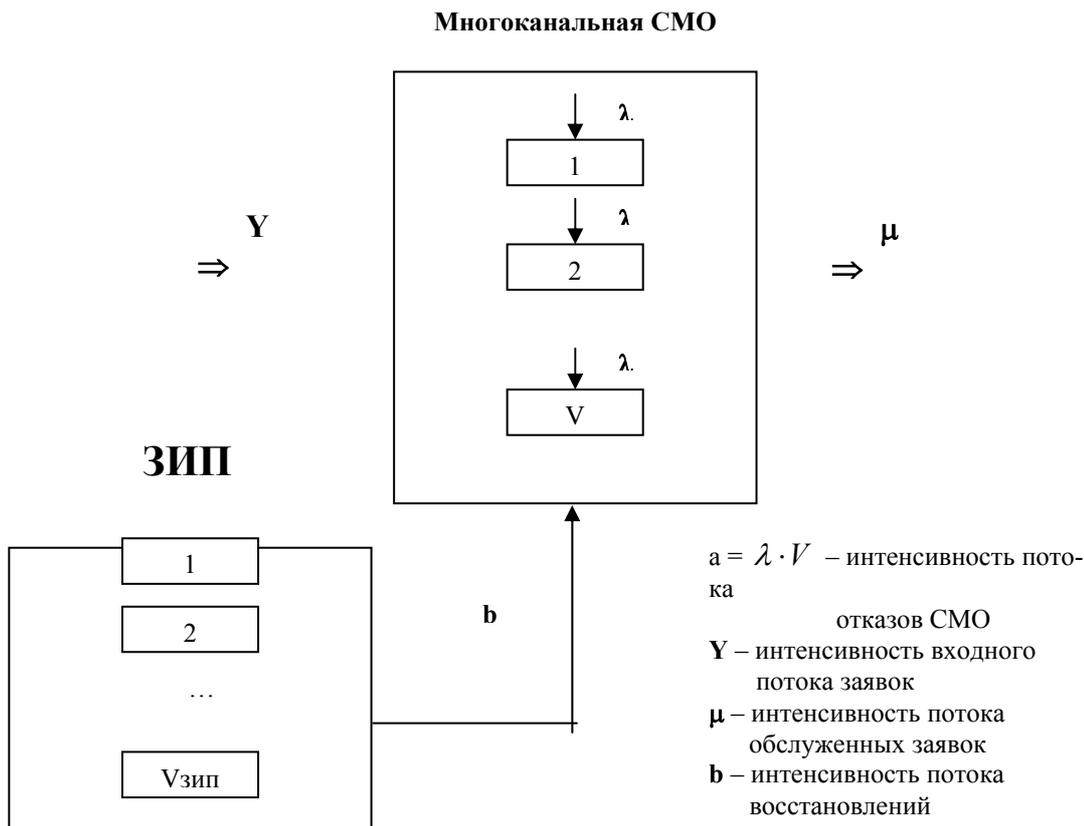


Рис. 1. Схема работы многоканальной СМО с ЗИП

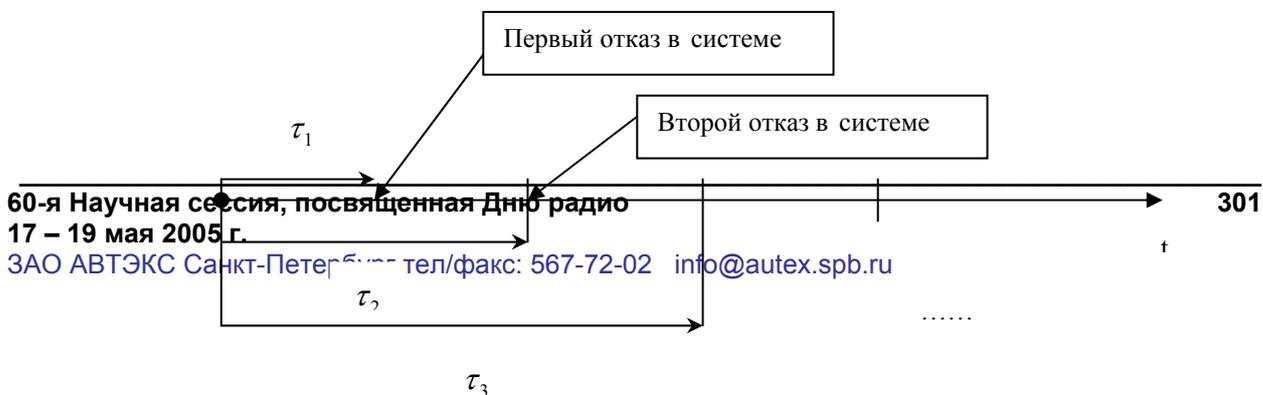


Рис. 2. Распределение времён отказов на оси времени

Для нахождения каждого из времён τ_i , изображенных на рис. 2, где $t = \overline{0, n}$, необходимо решить последовательно все уравнения с $V_{зип}=0$ до $V_{зип}=n$, за тем взять последнее полученное значение τ_i , это и будет общее среднее время функционирования системы до того момента, когда закончится весь ЗИП и выйдет из строя любой из каналов. Необходимо отметить, что при решении уравнений на каждом шаге вероятность отказа будет задана и иметь одинаковые значения. Решение уравнений (2) при больших значениях $V_{зип}$ процесс трудоемкий и требует применения вычислительных машин. Меняя число каналов в комплекте ЗИП и вычисляя среднее время функционирования системы до выхода из строя одного из её каналов по формулам с учетом наработки, с заданной $P_{отк}=0,05$, $\lambda=0,0000016 [c^{-1}]$, $V=60$, $V_{зип}=10$, получим результаты представленные на графике (рис.3), а результаты вычислений сведены в таблицу (Таблица 1.).

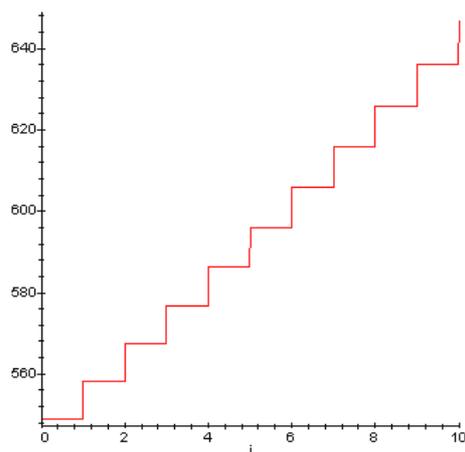


Рис. 3. Зависимость среднего времени функционирования СМО до выхода из строя одного из её элементов от объёма ЗИП.

Таблица 1. Значения среднего времени функционирования СМО до выхода из строя одного из её элементов для различного объёма ЗИП.

$i=0..5$	0	1	2	3	4	5
τ_i	549.00	558.15	567.42	576.83	586.37	596.05
$i=6..10$	6	7	8	9	10	
τ_i	605.87	615.84	625.96	636.22	646.63	

Программа расчетов и построения графика реализована в среде программирования Maple 4. Необходимым условием для корректных расчетов является неравенство ($V \geq V_{зип}$).

Литература:

1. Вентцель Е.С. Теория вероятностей /М.:Государственное издательство физико-математической литературы, 1962.-С.106.
2. Надежность технических систем: Справочник/Под ред.И.А.Ушакова. – М.: Радио и связь, 1985. – 608 с.
3. Сейдж Э., Мелс Дж. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении/Пер. с англ. под ред. проф. Б.Р. Левина – М.: “Связь”, 1976. – 496 с.

DETERMINING THE AVERAGE TIME OF FUNCTIONING MULTICHANNEL SYSTEM OF MASSIVE SERVICES BEFORE FAILURE OF ONE OF ITS ELEMENTS IN CONDITIONS OF RESTRICTION OF DELIVERIES RESERVE ELEMENTS

Shabanov A., Kuleshov V., Chaikov S., Bulanov S.

Serpukhov Military Institute of Rocket Forces

The system of massive services with the number of channels having a set of reserve elements with the number of elements which is less than the number of used channels. There is no possibility to add reserve elements. The average time of exhausting all the reserve elements is calculated.

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ СТОХАСТИЧЕСКИХ СЕТЕЙ ПЕТРИ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЛВС

Ткачев Е.А., Яшин А.И., Калинин В.А.

Серпуховской военный институт

Современные ЛВС, состоящие из большого количества параллельно работающих узлов, являются сложными системами. При их анализе нередко используют теорию систем массового обслуживания [2]. При большом числе объектов применение данной теории связано с многочисленными упрощениями, громоздкостью аналитических выражений и огромными размерами матриц. Для многих реальных ситуаций в ЛВС (нестационарный поток сообщений, состояние перегрузки сети, конфликты и т.п.) точное аналитическое исследование практически невозможно. Поэтому широкое применение при анализе ЛВС находят имитационные модели, которые позволяют получить достаточно точные результаты для сложных по структуре и алгоритмам обмена систем с нестационарной нагрузкой.

В то же время ЛВС обладает некоторыми особенностями, которые надо учитывать при создании имитационных моделей: время передачи кадра по моноканалу сравнимо с длительностью переходного процесса при распространении сигнала по кабелю, что вынуждает учитывать переходные процессы при моделировании; ЛВС представляет собой совокупность параллельно и асинхронно функционирующих абонентов, конкурирующих за общий канал передачи данных; каждый абонент независимо от внутренней структуры и специфики работы взаимодействует с ЛВС через единую систему протоколов. Протокол обеспечивает определенную последовательность в работе абонента.

Указанные особенности позволяют представить модель ЛВС как совокупность множества параллельно функционирующих однотипных подмоделей абонентов и подмодели общего канала передачи данных. В этом случае целесообразно использовать в качестве аппарата моделирования стохастические сети Петри (ССП) [1].

В отличие от обычных формализмов сетей Петри в стохастических вместо маркировки μ вводится маркировка μ^s , соответствующая вектору распределения вероятностей наличия маркеров $\mu^s(P_i)$ в позиции P_i . В этом случае маркировка сети характеризуется некоторым множеством векторов v_s . Значения компонент вектора v из множества V_s принадлежат интервалу $[0,1]$, сумма всех компонент равна единице, т.е. $\forall v \in V_s$,

$$v^T = \left\| \begin{matrix} v_0 & v_1 & \dots & v_n \end{matrix} \right\|, \quad n \in N, \quad v_i \in [0,1], \quad i = \overline{1, n}, \quad \sum_{i=1}^n v_i = 1.$$

Срабатывание (запуск) переходов в стохастических сетях происходит по правилам, описанным в [1]. Существенную роль при определении маркировок входных и выходных позиций после срабатывания перехода играет размерность n вектора v . Она указывает на число n компонент $\mu_j^s(P_i)$, $j = \overline{0, n}$ в векторной маркировке $\mu^s(P_i)$ позиции P_i .

Для примера рассмотрим стохастическую сеть, моделирующую процесс доведения сообщения в радиальной сети. Позиции и переходы в этой сети интерпретируются следующим образом: P_1 -готовность системы к работе; P_2 -характеристика (состояние) канала; P_3 -передача сообщения; P_4 -воздействие помех; P_5 -принятие сообщения; P_6 -накопитель (счетчик) повторов; t_1 -передача начата; t_2 -канал находится в режиме “передача”; t_3 -прием сообщения начат; t_4 -решение о правильном приеме принято. Начальная маркировка

(множество V_s) выглядит следующим образом: $\mu^s(P_1)=\|0,1\|^T$, то есть вероятность того, что в позиции P_1 находится: ноль маркеров-0; один маркер-1. Физическая интерпретация маркера - готовность к работе; $\mu^s(P_2)=\|v_0, v_1\|^T$, где v_0 -вероятность того, что в P_2 нет маркера, v_1 -вероятность наличия одного маркера. Физическая интерпретация – вероятность v_1 есть вероятность p_g доведения сообщения до одного объекта при одной передаче. v_0 соответственно равно $1-p_g=q_g$. Вероятность доведения p_g считается заданной и, как уже было сказано выше, характеризует качество канала. $\mu^s(P_3)=\mu^s(P_4)=\mu^s(P_5)=\mu^s(P_6)=\|0,1\|^T$, то есть маркеров в указанных позициях нет (передача не начата). Последовательность запусков переходов – t_1, t_2, t_3, t_4 при каждом повторе. Результаты моделирования приведены в таблице 1. Физическая интерпретация полученной маркировки, допустим, после третьего повтора, $\mu^s(p_6)=\|p_g^3, 3p_g^2q_g, 3p_gq_g^2, q_g^3\|$. Первый компонент вектора $\mu^s(p_6)=q_g^3$ есть вероятность отсутствия маркера в позиции P_6 , второй - $\mu_1^s(p_6)=3p_gq_g^2$ вероятность наличия одного маркера в позиции P_6 после трех повторов, и т.д. Размерность вектора $\mu^s(p_6)$ ($\dim[\mu^s(p_6)]-1=3$) указывает на число повторов.

Таблица 1

Маркировка	$\mu^s(P_1)$	$\mu^s(P_2)$	$\mu^s(P_3)$ $\mu^s(P_4)$ $\mu^s(P_5)$	$\mu^s(P_6)$
N повтора				
0	$\ 0,1\ $	$\ q_g, p_g\ $	$\ 1,0\ $	$\ 1,0\ $
1	$\ 0,1\ $	$\ q_g, p_g\ $	$\ 1,0\ $	$\ q_g, p_g\ $
2	$\ 0,1\ $	$\ q_g, p_g\ $	$\ 1,0\ $	$\ q_g^2, 2p_gq_g, p_g^2\ $
3	$\ 0,1\ $	$\ q_g, p_g\ $	$\ 1,0\ $	$\ q_g^3, 3p_gq_g^2, 3p_g^2q_g, p_g^3\ $
4	$\ 0,1\ $	$\ q_g, p_g\ $	$\ 1,0\ $	$\ q_g^4, 4p_gq_g^3, 6p_g^2q_g^2, 3p_g^3q_g, p_g^4\ $

В связи с изложенным представляется весьма удобным ввести дополнительную $\mu^w(P_i)$ (назовем ее индикаторной) маркировку сети, характеризующую только размерность вектора вероятностей позиции (P_i).

В соответствии с предложенными и введенными обозначениями

$$\mu^w(P_i) = \mu^w_i = \dim[\mu^s(p_i)]$$

Правила изменения обычной маркировки при срабатывании переходов в стохастической сети при этом не меняются. Начальная индикаторная маркировка на правило определения разрешенности перехода не влияет, т.е. переход разрешен, если [1]

$$\forall p_i \in I(t_j) \exists \mu_i^s(P_i) \neq 0 : l \geq \#(P_i, I(t_j)).$$

При срабатывании перехода меняются обе маркировки. Покажем правила изменения. Через $\bar{\mu}^w$ обозначим новую индикаторную маркировку, а $\bar{\mu}^s$ - новую стохастическую маркировку. Новая индикаторная маркировка входной позиции уменьшится на величину $\#(P_i, I(t_j))$, т.е.

$$\forall p_i \in I(t_j) : \bar{\mu}^w(P_i) = \mu^w(P_i) - \#(P_i, I(t_j)).$$

Для маркировки обычной [1]:

$$\bar{\mu}_0^s(P_i) = \sum_{\alpha=0}^{\#(P_i, I(t_j))} \mu_\alpha^s(P_i), \bar{\mu}_\beta^s(P_i) = \mu_{\beta+\#(P_i, I(t_j))}^s(P_i), \beta = 1, 2, \dots, \mu^w(P_i) - 1 - \#(P_i, I(t_j)).$$

Индикаторная маркировка выходной позиции увеличится на величину кратности выходной позиции и находится из соотношения $\forall p_i \in O(t_j) : \bar{\mu}^w(P_i) = \mu^w(P_i) + \#(P_i, O(t_j))$.

В выходной позиции $p_i \in O(t_j)$ после срабатывания перехода вектор вероятностей определяется через вспомогательный вектор r , $r^T = \|r_0 r_1 \dots r_k\|$, где $k = \#(P_i, O(t_j))$, $r_k = \sum_{\alpha=\#(P_i, I(t_j))}^{\mu^w(P_i)-1} \mu_\alpha^s(P_i)$, $r_0 = 1 - r_k$, $r_i = 0$ при $i \neq 0, i \neq k$.

Диагональная свертка векторов $\mu^s(P_i)$ и r дает маркировку выходной позиции $p_i \in O(t_j)$.

Рассмотрим теперь случай, когда множество входных позиций разрешенного перехода t_j состоит более чем из одного элемента. Для примера возьмем множество, состоящее из двух позиций (аналогично [1]), т.е. $|I(t_j)| = 2$. Маркировка позиций сети определяется аналогично изложенному, за исключением вектора r . Его k -й компонент вычисляется (с учетом введенной индикаторной маркировки)

$$r_k = \left[\sum_{\alpha=\#(P_i, I(t_j))}^{\mu^w(P_i)-1} \mu_\alpha^s(P_i) \right] \cdot \left[\sum_{\alpha=\#(P_i, I(t_j))}^{\mu^w(P_i)-1} \mu_\alpha^s(P_i) \right].$$

В общем случае первый компонент двухкомпонентной ССП будет показывать вероятность отсутствия маркеров в позиции, а второй – индикаторный – возможное их количество (при неизвестных значениях вероятностей наличия каждого).

Литература

1. Лескин А.А., Мальцев П.А., Спиридонов А.М. Сети Петри в моделировании и управлении.-Л.: Наука, 1989.-133 с.
2. Клейнрок Л. Вычислительные системы с очередями. – М.: Мир, 1979.

INCREASING EFFICIENCY OF APPLICATION OF STOCHASTIC PETRI NETWORKS FOR MODELING LOCAL COMPUTATION NETWORK

Tkachev E., Yashin A., Kalinin V.

Serpukhov Military Institute of Rocket Forces

The variant of applying stochastic Petri networks for the analysis of complex systems is given. The opportunity of transition to two-component networks is shown. It raises efficiency of their use. The dimensions of files are reduced.



НАХОЖДЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ДОВЕДЕНИЯ СООБЩЕНИЙ НА ОСНОВЕ МЕТОДА ФИКТИВНЫХ СОСТОЯНИЙ

Цимбал В.А., Яшин А.И., Калинин В.А.

Серпуховской военный институт РВ

В теории радиолокационных систем, систем связи и телекоммуникаций актуальны задачи нахождения временных и вероятностно-временных характеристик процесса измерения искомой величины [1], поиска и обнаружения сигналов, синхронизации устройств обработки и слежения за сигналом [2], доведения сообщений по каналам связи [3,4]. Все эти процессы ввиду наличия помех в указанных системах являются случайными. Кроме того, общее свойство протекающих в данных системах процессов - циклическое повторение операций, в частности: отправки и приема сигналов в радиолокационных системах [1]; поиска сложных сигналов по объему частотно-временной неопределенности в ходе синхронизации устройств их обработки в системах радиолокации и связи [1,2]; повтора сообщений и квитанций в ходе их доведения с высокой достоверностью в информационных сетях и телекоммуникациях [3,4]. Именно поэтому описание процессов функционирования указанных систем и нахождение временных и вероятностно-временных характеристик данных процессов осуществляются с помощью конечных марковских цепей (КМЦ) [1-3].

Теория КМЦ является классической и позволяет достаточно просто находить такие характеристики искомых процессов, как математическое ожидание и дисперсия времени достижения цели процесса. Данные величины в рассматриваемой предметной области (радиолокация, связь, телекоммуникации) называют временными характеристиками. Вероятностно-временными характеристиками называют зависимость вероятности достижения цели процесса от времени [1,3].

К основным понятиям теории КМЦ относятся: граф переходов КМЦ, включающий n состояний; вектор вероятностей состояний КМЦ $P_{\langle n \rangle}$; матрица переходных вероятностей $P_{[n,n]}$.

Вероятностно-временные характеристики исследуемого процесса по теории КМЦ находятся из уравнения Колмогорова-Чепмена [1,3,5]:

$$P_{\langle n \rangle}^{(k)} = P_{\langle n \rangle}^{(0)} P_{[n,n]}^k = P_{\langle n \rangle}^{(k-1)} P_{[n,n]}, \tag{1}$$

где k – номер шага анализируемого процесса; $P_{\langle n \rangle}^{(0)} = \langle P_1, \dots, P_i, \dots, P_n \rangle$ - вектор вероятностей состояний КМЦ на нулевом шаге; $P_{\langle n \rangle}^{(k-1)}, P_{\langle n \rangle}^{(k)}$ - векторы вероятностей состояний КМЦ на $(k-1)$ - и k - м шагах; $P_{[n,n]}$ - матрица переходных вероятностей,

$$P_{[n,n]} = \begin{vmatrix} p_{11} & \dots & p_{1j} & \dots & p_{1n} \\ p_{i1} & \dots & p_{ij} & \dots & p_{in} \\ p_{n1} & \dots & p_{nj} & \dots & p_{nn} \end{vmatrix}; \quad (2)$$

$p_{i,j}$ - переходные вероятности КМЦ ($i, j = \overline{1, n}$), каждая из которых есть вероятность перехода процесса из i -го состояния в j -е за один шаг; данные вероятности определяются физикой исследуемого процесса.

Временные характеристики анализируемого процесса находятся по так называемой фундаментальной матрице $N_{[n-r,n-r]}$, получаемой из матрицы $Q_{[n-r,n-r]}$, которая в свою очередь формируется из матрицы (2), где r – количество поглощающих состояний КМЦ.

Дисперсия числа шагов $D[l]$, затрачиваемых процессом для перехода из l -го состояния в поглощающее, равна сумме элементов l -й строки матрицы (4).

Переход к реальному времени при нахождении вероятностно-временных характеристик на k -м шаге процесса в классической теории КМЦ осуществляется умножением текущего числа шагов на длину шага $\tau_{ш}$, т.е. $t_k = k \tau_{ш}$. Переход к реальному времени при нахождении математического ожидания получается умножением среднего числа шагов на длину шага: $M[t]=M[l] \tau_{ш}$.

Дисперсию времени вычисляют по формуле $D[t]=D[l] \tau_{ш}^2$.

Однако имеется ряд реальных процессов, у которых шаги переходов для каждого состояния адекватной им КМЦ разные. При этом возникает задача перехода от числа шагов, с которыми оперирует уравнение (1), к реальному времени. Это актуальнее всего для систем передачи данных, у которых процесс доведения сообщений сопровождается как передачей информационного сообщения, так и квитанций о верном или неверном доведении сообщений. Учитывая, что длины сообщений и квитанций разные, а скорость передачи информации как в прямом, так и в обратном каналах одинакова, возникает проблема определения временных и вероятностно-временных характеристик по описывающей данный процесс КМЦ с разными шагами переходов [3]. Снять это ограничение классической теории КМЦ позволяет следующий методический аппарат, базирующийся на использовании понятия «фиктивные состояния КМЦ».

Аналогично матрице переходных вероятностей $P_{[n,n]}$ для КМЦ введем матрицу шагов переходов $T_{[n,n]}$, при этом каждой переходной вероятности p_{ij} соответствует свой шаг τ_{ij} ($i, j = \overline{1, n}$), определяемый физикой исследуемого процесса. Тогда матрица шагов переходов имеет вид

$$T_{[n,n]} = \begin{vmatrix} \tau_{11} & \dots & \tau_{1j} & \dots & \tau_{1n} \\ \tau_{i1} & \dots & \tau_{ij} & \dots & \tau_{in} \\ \tau_{n1} & \dots & \tau_{nj} & \dots & \tau_{nn} \end{vmatrix}.$$

Метод фиктивных состояний заключается в следующем. Среди всех шагов переходов, кроме перехода «сам в себя», выделяется наименьший и все остальные шаги нормируются по нему. Во все переходы с «длинными» шагами вводится дополнительно фиктивные состояния, причем их число равно норме «длинного» шага по отношению к «короткому» без единицы. Переход в первое фиктивное состояние некоторого перехода осуществляется с имеющейся переходной вероятностью, а переходы из одного фиктивного состояния в другое, а также из последнего фиктивного состояния в искомое происходит с вероятностью 1. Таким образом, во всей КМЦ шаг перехода выравнивается по самому короткому шагу. Последнее позволяет использовать классический подход к нахождению временных и вероятностно-временных характеристик КМЦ.

Литература

1. Казаков В.А. Введение в теорию марковских процессов и некоторые радиотехнические задачи.-М.: Сов.радио, 1973.
2. Журавлев В.И. Поиск и синхронизация в широкополосных системах.-М.:Радио и связь, 1986.
3. Бертсекас Д., Галлагер Р. Сети передачи данных/Пер. с англ. – М.: Мир, 1989.
4. Олифер В.Г., Олифер Н.А. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы.-СПб: Питер, 2000.

5. Кемени Джон Дж., Снелл Дж. Ларк. Конечные цепи Маркова./Пер. с англ. – М.: Наука, 1970.

DETERMINING THE CHARACTERISTICS OF DELIVERING MESSAGES ON THE BASIS OF FICTITIOUS CONDITION METHOD

Tsimbal V., Yashin A., Kalinin V.

Serpukhov Military Institute of Rocket Forces

The article considers a new concept of "Fictitious States" introduced into the methodical apparatus of Final Markov Chains (FMC). It helps to delete the restriction of FMC classical theory on transitions step constancy. On example of the system characteristics determination of data transmission basing on the proposed method is given.

ВЫСОКОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЙ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННЫЙ ТРАССОПОИСКОВЫЙ КОМПЛЕКТ КАБЕЛЕИСКАТЕЛЯ КИ-5

Микиртичан А.Г.

МТУСИ

Поиск трасс проложенных в земле кабелей связи и определение глубины их залегания - важные задачи линейных служб предприятий электросвязи. Трудность нахождения трасс возрастает, если кабели проложены под мощными высоковольтными линиями электропередачи (ЛЭП), вблизи радиостанций и радиотрансляционных линий, электрифицированных железных дорог и других источников помех.

Для поиска трасс кабелей в условиях сильных помех в конце 60-х гг. был разработан кабелеискатель КИ-4П, выпуск которого осуществлялся в 70-е годы Одесским заводом "Промсвязь" и был прекращен из-за запрета Госстандартом СССР, так как не выполнялся ряд его требований. Было изготовлено более 10 000 изделий. Многие предприятия связи имеют такие приборы и пользуются ими до настоящего времени. Кабелеискатель КИ-4П давал возможность находить трассу и определять глубину залегания кабеля в условиях сильных помех при мощности генератора 2 Вт.

Недостатки кабелеискателя КИ-4П: сложная супергетеродинная схема приемного устройства, большие габариты и вес (вес только приемника - около 4 кг); оператору надо нести его на груди в процессе поиска трассы кабеля. Кроме того, при определении глубины залегания кабеля необходимо было выполнить относительно большое число операций. Однако, несмотря на недостатки, КИ-4П долгие годы (около 20 лет) был единственным помехозащищенным кабелеискателем.

В перестроечные годы ряд предприятий, в том числе и предприятий ВПК, осуществлял выпуск трассопоисковых приборов характерная особенность которых - относительно малые чувствительность и избирательность приемного устройства, с полосовым РС-звеном активного фильтра второго порядка, и отсюда - использование значительно более мощного, чем у КИ-4П (несколько десятков ватт), генератора. Таким образом, была предпринята попытка компенсировать недостаток в чувствительности и помехозащищенности кабелеискателя путем увеличения мощности генератора.

Но это нерационально: при работе в полевых условиях требуется переносить генератор и аккумуляторную батарею увеличенной массы, поскольку автомобиль не всегда может близко подъехать к месту подключения генератора к линии. Кроме того, при удалении кабелеискателя от места подключения генератора интенсивность сигнала от кабеля уменьшается и, следовательно, снижается помехозащищенность.

Предусмотренное в таких мощных генераторах снижение выходной мощности путем уменьшения возбуждения его выходного каскада также нежелательно, так как приводит к значительному уменьшению дальности работы и снижению помехозащищенности кабелеискателя; а также к резкому понижению КПД генератора, т. е. к неоправданному расходу тока от аккумуляторной батареи. Кроме того, генераторы мощностью более 2 Вт во многих случаях создают помехи в действующих кабелях связи. Поэтому, по требованию Минсвязи РФ, выпускавшийся долгие годы Одесским заводом "Промсвязь" генератор ГИС для трассопоисковых приборов имеет выходную мощность 2 Вт. С учетом недостатков кабелеискателей КИ-4П, других произведенных в последние годы, и того, что большая часть кабелеискателей КИ-4П пришла в полную негодность, проведена разработка малогабаритного и легкого трассопоискового прибора с электрическими параметрами лучшими, чем у аналогов. Разработка завершилась изготовлением прибора, получившего название «комплект кабелеискателя КИ-5». Комплект кабелеискателя КИ-5 пригоден для поиска трасс и определения глубины залегания любых кабелей связи, в том числе оптических, если в последних имеется хотя бы одна металлическая жила. В комплект КИ-5 входят два устройства: генератор, подключаемый к кабелю,

трассу и глубину залегания которого необходимо определить и приемное устройство, собственно «кабелеискатель», с помощью которого улавливают возбуждаемое вокруг кабеля магнитное поле и по его интенсивности определяют положение кабеля в земле.

Генератор состоит из четырех основных узлов - задающего генератора, усилителя мощности, блока индикации и блока питания. Задающий генератор с кварцевой стабилизацией частоты и делителя частоты, позволяет получить три импульсные последовательности с частотами 1071 Гц, 10 Гц и 0,5 Гц. Из основной импульсной последовательности 1071 Гц с помощью фильтра нижних частот и полосового фильтра выделяются синусоидальные колебания 1071 Гц. Вторая и третья импульсные последовательности используются для создания коротких пауз в непрерывном синусоидальном сигнале частоты 1071 Гц, чтобы сигнал от генератора во время поиска трассы кабеля можно было отличить от помехи. Усилитель мощности - двухваттный с выходным трансформатором, вторичная обмотка которого выполнена с отводами для обеспечения согласования выхода генератора с кабельными линиями, имеющими различное волновое сопротивление. Блок индикации позволяет оценить степень согласования генератора с нагрузкой и величины питающих напряжений. Питание генератора осуществляется либо от сети 220 В через встроенный стабилизатор, либо от встроенной аккумуляторной батареи напряжением 12 В.

Кабелеискатель (приемник) состоит из корпуса, к которому прикреплен поворотный узел с магнитной антенной. В корпусе кабелеискателя размещены узкополосный усилитель, аккумуляторная батарея, зарядное устройство, устройство защиты аккумуляторной батареи от переразряда, стрелочный прибор, звуковой излучатель. Ручка регулировки усиления расположена между большим и указательными пальцами руки, в которой оператор несет кабелеискатель, что удобно в работе, так как создается возможность регулировать усиление только одной рукой. В приборе предусмотрен контроль напряжения питания аккумуляторной батареи. Наличие акустического устройства позволяет освободить оператора от неудобств, связанных с необходимостью надевать головные телефоны, и от шнура, соединяющего телефоны с корпусом кабелеискателя. Таким образом, создана моноконструкция, которую при поиске трассы кабеля можно легко нести в руке и наблюдать за показаниями стрелочного прибора, шкала которого расположена сверху, непосредственно перед глазами оператора. При этом магнитная антенна оказывается расположенной близко к поверхности земли, что освобождает оператора от необходимости наклоняться, если сигналы от кабеля принимаются слабо.

Применение магнитной антенны с поворотным устройством позволяет определять глубину залегания кабеля любым из известных методов: по разности уровней принимаемого сигнала при горизонтально расположенной антенне, при повороте антенны на угол $63,4^\circ$, при вертикальном ее расположении.

При разработке усилителя кабелеискателя КИ-5 особое внимание было уделено получению максимального высокого коэффициента усиления, а также высокой стабильности и устойчивости. Было получено усиление около 700 000, что обеспечивает полное отклонение стрелки индикаторного прибора при подаче на вход усилителя сигнала напряжением 1,4 мкВ. Отношение сигнал/шум - около 20 дБ. Усиление усилителей других приборов, например «МИК-3», «ПОИСК» или «ПСР» приблизительно в 10 раз ниже.

Температурные испытания проводились на трех образцах в диапазоне температур от минус 20°C до плюс 50°C . При минус 20°C амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) смещалась в сторону снижения частоты не более чем на 3 Гц, а усиление уменьшалось на 3 дБ. При температуре плюс 50°C усиление практически не изменялось, а АЧХ смещалась в сторону увеличения частоты на 2 Гц.

Были изготовлены и испытаны в условиях сильных помех три макета приемников с полосовыми LC-фильтрами: первый - шестого порядка, второй - восьмого и третий - десятого порядка. Макеты привезли на участок, где трасса кабеля проходила под ЛЭП и в непосредственной близости от радиовещательной станции. Генератор кабелеискателя был включен на ОУП по схеме "пара жил - оболочка" при коротком замыкании на противоположном конце. Участок испытаний находился на расстоянии 5 км от места, где был включен генератор. Сигнал от кабеля принимался при значительно сниженном усилении приемников. Однако, наряду с принимаемым от кабеля сигналом, в первом и втором испытываемых макетах была слышна речь диктора, причем слабее - во втором макете. В третьем макете, с фильтром десятого порядка, речь диктора слышна не была. Не были слышны также помехи от ЛЭП, как импульсные, так и аналоговые - от 21-й и 22-й гармоник частоты 50 Гц.

Таким образом, кабелеискатель с фильтром десятого порядка обеспечивал уверенный прием сигнала от кабеля и не воспринимал помех сразу от двух мешающих объектов - радиостанции и ЛЭП. Определялся также уровень помех от ЛЭП. Кабелеискатель КИ-5 относили достаточно далеко от кабеля, так, чтобы сигналы от него не воспринимались при максимальном усилении. При этом уровень помех под ЛЭП был не более одного-двух делений шкалы стрелочного прибора. Иногда имели место короткие акустические щелчки, на которые стрелочный прибор не успевал отреагировать. Вблизи железной дороги уровень помех имел такую же величину. Однако в моменты, когда мимо проезжала электричка, помехи резко увеличивались.

Испытания на дальность работы по схеме "пара жил - оболочка" и по схеме "оболочка-земля" проводились на нескольких линиях и показали, что прибор уверенно работает на удалении от генератора на несколько десятков (до 80 км) километров.

Рассмотренные случаи поиска трасс кабелей с помощью комплекта кабелеискателя КИ-5, как в условиях сильных помех, так и в других тяжелых случаях поиска, подтверждают целесообразность и необходимость оснащения такими трассопоисковыми приборами линейных служб предприятий электросвязи. При этом можно обходиться генераторами мощностью 2 Вт и не прибегать к применению генераторов мощностью 20 Вт и более.

Технические возможности кабелеискателя КИ-5 были высоко оценены ведущими специалистами по линейным сооружениям эксплуатационных предприятий связи, что позволило перейти к его серийному производству и сертифицировать прибор в системе сертификации «Связь» (сертификат соответствия № ОС/1-ОК-267, срок действия с 01 июня 2000 г. до 01 июня 2003 г., продлен с 19 июня 2003г. до 19 июня 2004 г.). Технические характеристики комплекта кабелеискателя КИ-5 приводятся ниже.

Состав комплекта кабелеискателя КИ-5:

Комплект состоит из приемника КИ-5 (кабелеискателя) и генератора КИ-5 с встроенными сетевым и автономным источниками питания. Приемник выполнен в виде моноконструкции, которая существенно повышает надежность прибора и удобство работы с ним.

Особенности комплекта:

- Малые габариты и вес. Габаритные размеры приемника КИ-5 без ручки для переноски (ДхШхВ) - 700х70х35 мм. Вес приемника КИ-5 – 1 кг. Габаритные размеры генератора КИ-5 с закрытой крышкой без ручки для переноски (ДхШхВ) - 290х150х95 мм, вес со встроенным аккумулятором – 3 кг.
- Стрелочная и акустическая индикация сигнала, принимаемого от искомого кабеля.
- Определение глубины залегания осуществляется всеми известными методами. Обеспечивается поворотным устройством магнитной антенны с углами поворота 63,4 и 90 градусов.
- Возможность работы от любого генератора частотой 1071 Гц и мощностью более 1 Вт.
- Простота и удобство в использовании, надежность в эксплуатации.
- Цвета корпуса: серый матовый (шагрень), серый глянцевый. Несмываемые надписи черным шрифтом выполнены способом гравировки.

Основные электрические параметры:

- Рабочая частота комплекта кабелеискателя КИ-5 равна 1071,0 + 0,2 Гц.
- Эквивалентное усиление приемника кабелеискателя КИ-5 (обеспечивается избирательным усилителем прямого усиления) составляет не менее 500000.
- Чувствительность приемника при отношении сигнал/помеха 26 Дб – не хуже 1,4 мкВ.
- Помехозащищенность кабелеискателя КИ-5 обеспечивается входным преселектором (фильтр 2-го порядка) и избирательным усилителем (фильтр 10-го порядка). Полоса пропускания по уровню –3 дБ не превышает 10 Гц. Форма амплитудно-частотной характеристики усиления близка к П-образной. Ослабление сигнала на частотах 1050 и 1100 Гц составляет 26 дБ.
- Нестабильность центральной частоты настройки приемника не превышает + 3 Гц в диапазоне температур от –20 до +50 °С.
- Глубина регулировки усиления приемника равна 60 дБ (1000 раз).
- Выходная мощность генератора, равная 2 + 0,1 Вт, обеспечивается на номинальных сопротивлениях нагрузки 5, 20, 60, 200, 600 и 2000 Ом.
- Стабильность частоты генератора в диапазоне температур от –20 до +40 °С – не хуже 10⁻⁵ Гц/град.
- Согласование генератора с линией производится вручную. Индикация степени согласования генератора с нагрузкой осуществляется по оптическому индикатору (светодиоду).
- Форма сигнала на выходе генератора – синусоидальная, коэффициент нелинейных искажений при работе на согласованную нагрузку - не более 10%.

Электропитание комплекта:

- Питание приемника комплекта кабелеискателя КИ-5 осуществляется от встроенной аккумуляторной батареи. Напряжение питания в процессе работы и при заряде аккумулятора контролируется по стрелочному индикатору. Зарядное устройство и устройство защиты аккумуляторной батареи от переразряда встроены в приемник.
- Питание генератора осуществляется от сети переменного тока с напряжением 220 В или от встроенной аккумуляторной батареи. Напряжение батареи в процессе работы и при заряде контролируется по стрелочному индикатору. Зарядное устройство находится в корпусе генератора.
- Продолжительность непрерывной работы комплекта кабелеискателя КИ-5 от полностью заряженных аккумуляторов при температуре окружающей среды +20 °С - не менее 10 часов.

Условия эксплуатации:

- Температура окружающего воздуха от -20 до +45 С°.
- Относительная влажность до 90% при +30 С°.
- Атмосферное давление 84 -106 кПа.

Литература

1. Г.М. Микиртичан и др. Малогабаритный высокочувствительный кабелеискатель КИ-5. Электросвязь, 5, 1997 г., с.14-16.
2. Г.М. Микиртичан и др. Кабелеискатель. Патент РФ на изобретение №2112317. 27.05.98 Бюл. №15.

The complete set of devices KI-5 for search of underground cables of communication and definition of their depth of their lining, considerably surpassing on parameters devices " POISK ", "PSP" and their updatings is developed.

О ПОСТАНОВКЕ И РЕШЕНИИ ЗАДАЧИ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ВТОРИЧНЫХ СИГНАЛОВ МНОГОКАНАЛЬНОЙ МНОГОСВЯЗНОЙ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

Жданов Р.Р., Кузнецов И.В., Султанов А.Х.

Уфимский государственный авиационный технический университет

Увеличение пропускной способности телекоммуникационных систем (ТС) может быть достигнуто путем образования, так называемых, вторичных (скрытых) каналов связи. В настоящее время существует большое разнообразие методов вторичного уплотнения каналов [1,2]. Однако, на наш взгляд, не достаточно глубоко разработаны методы линейного вторичного уплотнения, основанные на принципе аддитивного наложения сигналов передачи дополнительных сообщений (вторичных сигналов) на сигналы передачи основных каналов. Следует отметить, что основные каналы предназначены для передачи базовых сообщений со значительной информационной емкостью, вторичные каналы предназначены для передачи сопутствующих сообщений, обладающих меньшей информационной емкостью в скрытом для абонента режиме.

В работах [3,4] предложены методы линейного вторичного уплотнения для одноканальной ТС. Помимо одноканальных ТС можно говорить о существовании многоканальных многосвязных ТС с несколькими базовыми каналами. Например, к таким системам можно отнести оптические стереосистемы видеонаблюдения, системы цветного телевидения и т.д. В настоящей работе предлагается метод синтеза спектральных характеристик скрытых вторичных сигналов связи для многосвязных ТС, между каналами имеется существенное взаимовлияние (действуют перекрестные связи).

Объект исследования представляет систему (рис.1), включающую физически реализуемые и асимптотически устойчивые фильтры предсказания, описываемые передаточными функциями $W_i(s)$ ($i = \overline{1, n}$); кодирующее устройство, описываемое квадратной матрицей коэффициентов $B = [b_{ij}]$ ($\det B \neq 0$) размерности $n \times n$. На соответствующие входы кодирующего устройства подаются групповые сигналы $z_i(t)$ являющиеся результатом сложения основного $x_i(t)$ и вторичного $y_i(t)$ случайных сигналов, т.е. $z_i(t) = x_i(t) + y_i(t)$ для всех $i = \overline{1, n}$.

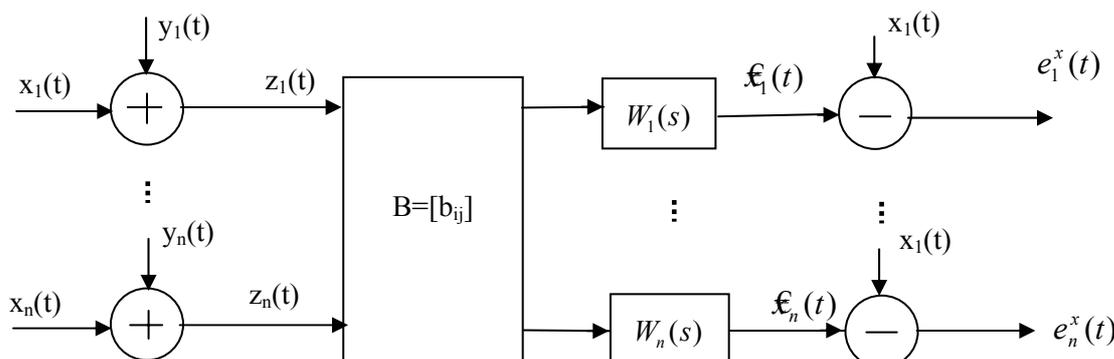


Рис. 1

В результате мешающего действия сигналов вторичных каналов и прохождения групповых сигналов через фильтр предсказаний происходит искажение сигналов основных каналов. Величина этих искажений определяются ошибкой в воспроизведении $e_i(t)$ сигналов основного канала, которая вычисляется при помощи формулы $e_i(t) = x_i(t) - \hat{x}_i(t)$ для всех $i = \overline{1, n}$, где $\hat{x}_i(t)$ - оценка i -го сигнала основного канала на выходе фильтра предсказаний.

В общем случае математическую задачу параметрического синтеза спектральных характеристик вторичных сигналов многосвязной ТС можно сформулировать следующим образом: пусть для заданных функций спектральной плотности мощности (СПМ) процессов $x_i(t)$ и $x_j(t)$ ($i, j = \overline{1, n}$) основных каналов $\Phi_{xx}^{ij}(s)$ определить СПМ $\Phi_{yy}^{ij}(s)$ сигналов вторичных каналов связи в заданном классе Ψ математических объектов из условия ортогональности по Гильберту сигналов $e_i(t), \hat{x}_i(t)$ соответствующих каналов (в частотной области), т.е.

$$\int_{-j\infty}^{+j\infty} \Phi_{xe}^i(s) ds = 0 \quad (\forall i = \overline{1, n}), \quad (1)$$

где $\Phi_{xe}^i(s)$ - взаимная корреляционная функция между ошибкой в воспроизведении сигнала основного канала $e_i(t)$ и самим сигналом воспроизведения $\hat{x}_i(t)$. В качестве дополнительного ограничения наряду с (1) может выступать условие не превышения заданного отношения сигнал-шум на выходе фильтра предсказаний. Это условие в математической форме может трактоваться как ограничение на величину дисперсии σ_i^2 установившейся ошибки в i -том канале воспроизведения сигналов основного канала, т.е.

$$\sigma_i^2 = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{+j\infty} \Phi_{ee}^i(s) ds \leq c_i, \quad (2)$$

где C_i - заданные величины, которые могут выбираться из условия обеспечения выделения с требуемым качеством вторичных сигналов; $\Phi_{ee}^i(s)$ - функции СПМ ошибок воспроизведения.

В работе проведено обоснование выбора ограничений (1), (2) в качестве критериев синтеза СПМ вторичных сигналов. В работе также показано, что только совместное использование двух ограничений (1), (2) обеспечивают наименьшее искажение сигналов основного канала и наилучшее выделение сигналов вторичных каналов на приемной стороне.

В результате решения поставленной задачи получены уравнения, которым должны удовлетворять функции СПМ стохастически независимых вторичных сигналов:

$$\begin{cases} \sum_{k=1}^n b_{ik} \Phi_{xx}^{ik}(s) - W_i(s) \sum_{j,k=1}^n b_{ij} b_{ik} \Phi_{xx}^{jk}(s) - W_i(s) \sum_{j=1}^n b_{ij}^2 \Phi_{yy}^j(s, \alpha_1^j, \dots, \alpha_m^j) = \xi_i(s) \\ \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{+j\infty} \left[\Phi_{xx}^i(s) - \left(\sum_{j,k=1}^n b_{ij} b_{ik} \Phi_{xx}^{jk}(s) + \sum_{j=1}^n b_{ij}^2 \Phi_{yy}^j(s, \alpha_1^j, \dots, \alpha_m^j) \right) W_i(s) W_i(-s) \right] ds = c_i, \end{cases} \quad (3)$$

где $\xi_i(s)$ ($i = \overline{1, n}$) - неизвестная функция, нули и полюсы которой лежат в левой части комплексной плоскости. Полученную систему уравнений необходимо решить относительно неизвестных параметров $\alpha_1^i, \dots, \alpha_m^i$ искомого СПМ $\Phi_{yy}^i(s, \alpha_1^i, \dots, \alpha_m^i)$ ($i = \overline{1, n}$) вторичных сигналов, которые определяются в заданном классе Ψ объектов. Следует отметить, что первая подсистема уравнений в (3) представляет собой модифицированные уравнения Винера-Хопфа (в частотной области). При этом еще раз подчеркнем, что в отличие от классических уравнений Винера-Хопфа неизвестными в (3) являются СПМ вторичных каналов $\Phi_{yy}^j(s, \alpha_1^j, \dots, \alpha_m^j)$.

В работе также рассмотрены возможные способы вычисления параметров $\alpha_1^i, \dots, \alpha_m^i$ искомого СПМ $\Phi_{yy}^i(s, \alpha_1^i, \dots, \alpha_m^i)$ ($i = \overline{1, n}$) для стохастически независимых вторичных сигналов. В частности, на основании полученной системы уравнений (3) разработан инженерный алгоритм синтеза спектральных характеристик для класса широкополосных сигналов. Для разработанного метода определены ограничения на его исполь-

зование. С целью снятия ограничений и расширения возможности алгоритма синтеза спектральных характеристик стохастически независимых вторичных сигналов предложен второй, приближенный метод синтеза СПМ. Последний метод применяется для вторичных сигналов, принадлежащих классу квазиортогональных узкополосных сигналов. Под квазиортогональными сигналами понимаются такие сигналы, для которых условие (1) в полной мере не выполняется, а выполняется лишь условие:

$$\left| \int_{-\infty}^{+\infty} \Phi_{xe}^i(s) ds \right| \rightarrow \min. \quad (4)$$

Инженерный алгоритм синтеза СПМ квазиортогональных узкополосных сигналов вторичных каналов $\Phi_{yy}^i(\omega_k)$ состоит в следующем: СПМ вторичных сигналов ищется в классе функций, имеющих вид

$$\Phi_{yy}^i(\omega_k) = \begin{cases} \alpha^i > 0, & \omega \in [\omega_k - \varepsilon_i / 2, \omega_k + \varepsilon_i / 2]; \\ 0, & \omega \notin [\omega_k - \varepsilon_i / 2, \omega_k + \varepsilon_i / 2]; \end{cases} \quad \forall i = \overline{1, n}, \quad (5)$$

где ω_k - некоторая частота несущего колебания, ε_i - ширина спектра i -го узкополосного сигнала, являющаяся бесконечно малой величиной, α^i - неизвестная амплитуда i -го узкополосного сигнала. Неизвестная частота ω_k и параметры $\alpha^1, \dots, \alpha^n$ СПМ сигналов вторичных каналов определяется путем минимизации квадратичной формы:

$$J(\omega_k, \alpha^1, \dots, \alpha^n) = \sum_{i=1}^n \gamma_i \rho_i^2(\omega_k, \alpha^1, \dots, \alpha^n), \quad (6)$$

где γ_i - положительные константы, выбираемые из эвристических соображений, $\sum_{i=1}^n \gamma_i = 1$ относительно параметров $\alpha^1, \dots, \alpha^n$. При этом величина $\rho_i^2(\omega_k, \alpha^1, \dots, \alpha^n)$ в (6) описывается равенством:

$$\rho_i^2(\omega_k, \alpha^1, \dots, \alpha^n) = \left\| W_i(j\omega_k) \sum_{j=1}^n b_{ij}^2 \alpha^j - [\Phi_i(j\omega_k)]_+ \right\|, \quad (7)$$

т.е. представляет норму вектора под знаком $\|\bullet\|$, при этом известная величина $\Phi_i(j\omega)$ определяется выражением:

$$\Phi_i(j\omega) = \sum_{k=1}^n b_{ik} \Phi_{xx}^{ik}(j\omega) - W_i(j\omega) \sum_{j,k=1}^n b_{ij} b_{ik} \Phi_{xx}^{jk}(j\omega), \quad (8)$$

где знак $[\bullet]_+$ - означает, что выражение внутри квадратных скобок содержит полюсы в левой части комплексной полуплоскости; j - мнимая единица. Следует также отметить, что (7) получено на основе первой подсистемы уравнений (3) путем подстановки $s = j\omega_k$.

Инженерный метод синтеза квазиортогональных вторичных сигналов позволяет синтезировать стохастически независимые сигналы практически для всей полосы пропускания основных каналов многосвязной ТС.

Литература

1. Грибунин В.Г., Оков И.Н., Туринцев И.В. Цифровая стеганография. М.СОЛОН-ПРЕСС, 2002.-272.
2. Кривошеев М.И., Красносельский И.Н. Об использовании цифрового канала на дополнительной несущей в системе вещательного телевидения // Электросвязь №5, 1994. с. 14-16.
3. Султанов А.Х., Кабальнов Ю.С., Кузнецов И.В., Городецкий И.И. Определение характеристик вторичного канала связи в системах передачи видеоизображений/ Известия ВУЗов. Приборостроение, 2003, том 46, №1, с. 12-15.
4. Султанов А.Х., Кузнецов И.В., Городецкий И.И. Синтез вторичного канала связи аналоговой телекоммуникационной системы в частотной области/ Радиотехника и электроника, 2004, том 49, №7, с.817-823.

ABOUT CREATION AND DECISION OF THE SPECTRAL PARAMETRICAL CHARACTERISTICS SECONDARY SYNTHESIS SIGNALS TASK FOR MULTICHANNEL MULTIPLY CONNECTED TELECOMMUNICATION SYSTEM

Zhdanov R., Kuznetsov I., Sultanov A.

The parametrical method of secondary channels spectral characteristics synthesis is proposed. The additive secondary channel signals are destined for telecommunication channel capacity increasing and transmit of controlling, signaling and protected information in hidden mode. For decreasing influence of the primary and secondary signals on each other is presented two criterions in article. The first criterion describes degree of distortions in primary channels, the second criterion evaluates degree of renewal process in secondary channels and is presented.



АДАПТИВНЫЙ ФИЛЬТР С ИЗМЕНЯЕМЫМ ЧИСЛОМ ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ, КАК ОСНОВА МНОГОКАНАЛЬНОГО ЭХОКОМПЕНСАТОРА

Тараканов А.Н., Мосеев А.Л., Ульдинович С.В.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

Наличие эхосигналов в телефонной сети общего пользования ухудшает восприятие речи абонентов, заставляя их повторно передавать информацию и тем самым увеличивая время занятия линии и затраты на связь. В настоящее время для борьбы с явлением эха эффективно применяются эхокомпенсаторы [1]. Данные устройства, как правило, строятся на основе адаптивных нерекурсивных цифровых фильтров, которые формируют оценку эхосигнала и вычитают его из имеющегося в линии эхосигнала [2, 3].

Одной из особенностей электрического эха в телефонных сетях является вид импульсной характеристики (ИХ) эхотракта. Как правило, ИХ эхотракта имеет небольшой участок с отличными от нуля отсчетами, а большая часть равна нулю и фактически представляет собой линию задержки [2, 4]. Кроме этого, большинство широко известных адаптивных алгоритмов [5] в каждом цикле своей работы перестраивают все коэффициенты в адаптивном фильтре, что приводит к неэффективному использованию имеющихся вычислительных мощностей. Например, в случае, когда длительность ИХ эхотракта $N = 128$, а число коэффициентов адаптивного фильтра $L = 256$ получаем, что половина коэффициентов адаптивного фильтра используется впустую – на них приходится половина машинного времени по расчету выходного отсчета и перестройке коэффициентов адаптивного фильтра. Таким образом, несмотря на то, что имеющиеся алгоритмы могут обеспечить функционирование эхокомпенсатора в соответствии с предъявляемыми требованиями [6, 7], их работа приводит к неэффективному использованию имеющихся вычислительных ресурсов, что особенно важно при построении многоканальных эхокомпенсаторов. В этой связи актуальной представляется разработка новых алгоритмов, которые позволят эффективнее использовать имеющиеся вычислительные ресурсы и позволят обработать большее число эхотрактов по сравнению с ранее известными алгоритмами при построении эхокомпенсаторов на одинаковых вычислительных мощностях.

Основой для построения новых алгоритмов выбран алгоритм на основе критерия наименьшей среднеквадратической ошибки (least-mean-square, LMS) [2, 5]. Данный алгоритм обладает сравнительно простыми выражениями для перестройки коэффициентов, что обеспечило его широкое применение, особенно его нормализованной версии (normalized least-mean-square, NLMS).

Моделирование эхотракта, согласно рекомендациям ИТУ-Т [6, 7], выполняется с помощью фильтра с конечной импульсной характеристикой (КИХ), что позволяет получить эхосигнал $d(n)$ как результат свертки ИХ эхотракта h_i и входного сигнала $x(n)$

$$d(n) = \sum_{i=0}^{N-1} x(n-i) \cdot h_i, \quad (1)$$

где N - длительность импульсной характеристики.

Тогда сумма эхосигнала $d(n)$ и сигнала ближнего абонента $v(n)$ примет вид

$$y(n) = d(n) + v(n) = \sum_{i=0}^{N-1} x(n-i) \cdot h_i + v(n). \quad (2)$$

Работа адаптивного фильтра и перестройка его коэффициентов $\hat{h}_k(n)$ с помощью алгоритма NLMS определяются выражениями (3) и (4)-(5), соответственно.

$$\hat{f}(n) = \sum_{k=0}^{L-1} x(n-k) \cdot \hat{h}_k(n), \quad (3)$$

$$\hat{h}_k(n) = \hat{h}_k(n-1) + \mu(n) \cdot x(n-k) \cdot e(n), \quad k = 0, 1 \dots L-1, \quad (4)$$

$$\mu(n) = \frac{\alpha}{\beta + \sum_{k=0}^{L-1} x^2(n-k)}, \quad (5)$$

где L - общее число весовых коэффициентов адаптивного фильтра, $\alpha \in (0;2)$, $\beta \geq 0$ - константы, $e(n)$ - сигнал ошибки (остаточный экосигнал), определяемый выражением

$$e(n) = y(n) - \hat{y}(n) = \sum_{i=0}^{N-1} x(n-i) \cdot h_i + v(n) - \sum_{k=0}^{L-1} x(n-k) \cdot \hat{h}_k(n). \quad (6)$$

При построении нового алгоритма полагаем, что число отличных от нуля отсчетов ИХ эхотракта N_A меньше общей длительности ИХ эхотракта N , а число перестраиваемых весовых коэффициентов адаптивного фильтра L не меньше N . Тогда индекс k в выражениях (3)-(6) может принимать значения только от N_{A1} - определяющего начало ненулевого блока ИХ эхотракта, до N_{A2} - определяющего его конец, т.к. остальные коэффициенты адаптивного фильтра должны быть равны нулю и не участвуют в вычислениях.

Для определения значений N_{A1} и N_{A2} предлагается следующий алгоритм. Все весовые коэффициенты адаптивного фильтра разделим на несколько одинаковых непересекающихся блоков. Так как общее число весовых коэффициентов в адаптивном фильтре, как правило, выбирается кратным двум, то и число коэффициентов в блоке следует выбирать кратным степени двойки, например, 8, 16 или 32 коэффициента в блоке.

Для каждого блока отслеживается состояние активности, для этого вводится одномерный массив ACTIVE_BLOCK[...], число элементов которого соответствует числу блоков весовых коэффициентов адаптивного фильтра. Каждый элемент может принимать значения: 0 – блок отключен, и его коэффициенты не участвуют в вычислениях; 1 – коэффициенты участвуют в формировании оценки экосигнала, и происходит их перестройка.

В момент начала работы эхокомпенсатора все элементы ACTIVE_BLOCK[...] равны 1 и участвуют в вычислениях. На этой стадии вычислительная сложность составляет $O(L)$. Выключение отдельных блоков происходит при достижении определенного значения подавления экосигнала. Величина подавления экосигнала в эхокомпенсаторе определяется следующим выражением

$$ERLE = 10 \lg \left[\frac{E[y(n)^2]}{E[e(n)^2]} \right]. \quad (7)$$

При достижении определенного значения $ERLE$ начинается анализ блоков коэффициентов адаптивного фильтра. Анализируются только блоки, имеющие единичное значение в массиве ACTIVE_BLOCK[...]. Отключение блока происходит на основании неравенства

$$\sum_{i=(j-1)l}^{j-1} |h_i(n)| < p \cdot \max \left\{ \sum_{i=0}^{l-1} |h_i(n)|, \sum_{i=l}^{2l-1} |h_i(n)|, \dots, \sum_{i=(m-1)l}^{m-1} |h_i(n)| \right\}; \quad j = 1, 2, \dots, m, \quad (8)$$

где j - номер блока, l - длина блока, m - общее число блоков, p - константа, задающая порог для отключаемых блоков. Если неравенство (8) выполняется, то в массиве ACTIVE_BLOCK элементу, соответствующему данному блоку, присваивается значение 0 и, таким образом, коэффициенты блока перестают участвовать в вычислениях. Постепенно все нулевые блоки отключаются, и вычислительная сложность становится $O(N_A)$.

Если в процессе работы алгоритма текущее значение $ERLE$ станет меньше заданного порога, то всем элементам массива ACTIVE_BLOCK[...] будет присвоено значение 1 и вычислительная сложность временно возрастет до значения $O(L)$ с последующим уменьшением до $O(N_A)$.

Сравним полученный алгоритм и исходный алгоритм NLMS, используя критерий расстройки весовых коэффициентов адаптивного фильтра, определяемый следующим выражением

$$\left\| \mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}}(n) \right\| / \left\| \mathbf{h} \right\|, \quad (9)$$

где \mathbf{h} - вектор весовых коэффициентов фильтра, моделирующего эхотракт, $\hat{\mathbf{h}}(n)$ - вектор весовых коэффициентов адаптивного фильтра. Результаты сравнения представлены на рис. 1. В данном случае хорошо видно, что новый алгоритм, сохраняя скорость сходимости исходного алгоритма, позволяет определить ИХ эхотракта более точно и с меньшими вычислительными затратами.

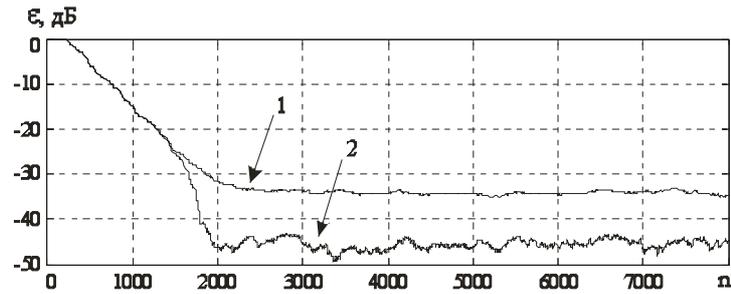


Рис. 1. Расстройка весовых коэффициентов: 1 – NLMS, 2 – новый алгоритм

Представленный алгоритм, как показало моделирование, обладает скоростью сходимости базового алгоритма NLMS, но при этом обеспечивает более высокую точность сходимости весовых коэффициентов адаптивного фильтра при меньших вычислительных затратах. Вычислительная сложность алгоритма уменьшается в процессе работы от первоначального значения $O(L)$ до $O(N_A)$, что при создании многоканального эхокомпенсатора позволяет либо получить большее число обслуживаемых каналов, либо увеличить длительность обрабатываемых эхотрактов.

Литература

1. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: Пер. с англ. / Под. ред. В.И. Журавлева. - М.: Радио и связь, 2000. 520 с.
2. Адаптивные фильтры / Под. ред. К.Ф.Н. Коуэна, П.М. Гранта. М.: Мир, 1988. 392 с.
3. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.
4. Yamada Y., Kiya H., Kambayashi N. A Frequency Domain Adaptive Algorithm for Estimating Impulse Response with Flat Delay and Dispersive Response Region // IEICE Trans. Fundamentals, 1999. V. E82-A, N. 8. P. 1558-1565.
5. Glentis G.-O., Berberidis K., Theodoridis S. Efficient LS Adaptive Algorithms for FIR Transversal Filtering // IEEE Signal Processing Magazine. 1999. V.16, N.4. P. 13-41.
6. ITU-T Recommendation G.165. Echo cancellers. 1993.
7. ITU-T Recommendation G.168. Digital network echo cancellers. 2000.

ADAPIVE FILTER WITH VARYING NUMBER OF UPDATED COEFFICIENTS AS BASE OF MULTICHANNEL ECHO CANCELLER

Tarakanov A., Moseev A., Uldinovich S.

Yaroslavl State University

Most of known adaptive algorithms, used in echo cancellers, do not take into account form of echo path impulse response. The form of it is so that considerable part is equal to zero. New adaptive algorithm, based on NLMS, is proposed. It takes account of impulse response and reduces computation complexity.



МОДЕЛЬ ШИРОКОПОЛОСНОГО РАМАНОВСКОГО УСИЛИТЕЛЯ С УЧЕТОМ ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Дашков М.В.

Поволжская Государственная Академия Телекоммуникаций и Информатики

При проектировании ВОЛП с использованием широкополосных рамановских усилителей требуется учет многих факторов, относящихся как к параметрам усилителя, так и к параметрам ВОЛП и ВОСП-СР. В данной работе будем рассматривать наиболее общую схему рамановского усилителя с двунаправленной накачкой произвольным количеством источников излучения. С одной стороны, такая схема широко используется при проектировании широкополосных усилителей [1, 3, 4], с другой стороны, метод расчета, предлагаемый для такого случая, легко может быть адаптирован для частных случаев встречной или сонаправленной схем накачки.

На рис. 1 представлено схематическое изображение такого усилителя. В зависимости от типа используемого ОВ, усилитель может быть распределенным (стандартное телекоммуникационное волокно) или сосредоточенным (специальные ОВ с повышенным коэффициентом нелинейности, волокна компенсации дисперсии). В случае распределенного усиления данная схема представляет собой усилительный участок, в пределах которого может использоваться оптическое волокно различных типов.

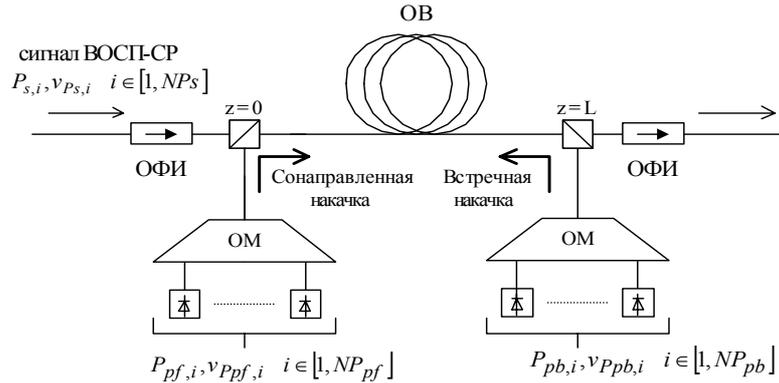


Рис. 1. Схема рамановского усилителя с двунаправленной многоканальной накачкой

Выделим основные особенности накачки широкополосных рамановских усилителей, используемые на ВОЛП: преимущественно используются схемы встречной и двунаправленной накачки; ширина спектра накачки определяет рабочий диапазон усилителя и может превышать 70 нм; коэффициент усиления определяется количеством и мощностью источников накачки; равномерность характеристики усиления определяется количеством и расположением источников накачки; спектр накачки асимметричен; при высоких уровнях мощности накачки наблюдается значительное взаимодействие излучения накачки.

Для широкополосного рамановского усилителя с многоканальной накачкой, модель должна включать такие эффекты как усиление информационного сигнала; истощение накачки за счет информационных сигналов; взаимодействие излучения источников накачки вследствие рамановского усиления; взаимодействие информационных сигналов вследствие рамановского усиления; спонтанное рамановское излучение с учетом температурной зависимости; рэлеевское рассеяние, включая многократные отражения; усиление вышперечисленных источников шума; спектральная зависимость параметров ОВ; комбинация различных типов волокон, фильтров, изоляторов и др. на усилительном участке.

Представим модель рамановского усилителя в виде нелинейной системы дифференциальных уравнений, описывающих распространение оптической мощности в волокне [1, 5]. Число уравнений, входящих в систему, будет зависеть от количества информационных сигналов и количества источников накачки. Предполагая, что уровень шума пренебрежимо мал, по сравнению с уровнем сигнала и не вызывает истощения накачки можем записать систему дифференциальных уравнений, описывающую взаимодействие накачки и информационных сигналов

$$\frac{dP_{pf,i}}{dz} = \left[-\alpha(z, \nu_{Ppf,i}) + \sum_{j=1}^{NP_{pf}} C_R(\nu_{Ppf,j}, \nu_{Ppf,i}) P_{pf,j} + \sum_{k=1}^{NP_{pb}} C_R(\nu_{Ppb,k}, \nu_{Ppf,i}) P_{pb,k} + K_{int} \sum_{m=1}^{NP_s} C_R(\nu_{Ps,m}, \nu_{Ppf,i}) P_{s,m} \right] P_{pf,i} \quad (1)$$

$$\frac{dP_{pb,i}}{dz} = \left[\alpha(z, \nu_{Ppb,i}) - \sum_{j=1}^{NP_{pf}} C_R(\nu_{Ppf,j}, \nu_{Ppb,i}) P_{pf,j} - \sum_{k=1}^{NP_{pb}} C_R(\nu_{Ppb,k}, \nu_{Ppb,i}) P_{pb,k} - K_{int} \sum_{m=1}^{NP_s} C_R(\nu_{Ps,m}, \nu_{Ppb,i}) P_{s,m} \right] P_{pb,i} \quad (2)$$

$$\frac{dP_{s,i}}{dz} = \left[-\alpha(z, \nu_{Ps,i}) + \sum_{j=1}^{NP_{pf}} C_R(\nu_{Ppf,j}, \nu_{Ps,i}) P_{pf,j} + \sum_{k=1}^{NP_{pb}} C_R(\nu_{Ppb,k}, \nu_{Ps,i}) P_{pb,k} + K_{int} \sum_{m=1}^{NP_s} C_R(\nu_{Ps,m}, \nu_{Ps,i}) P_{s,m} \right] P_{s,i} \quad (3)$$

Здесь $P_{pf,i}, P_{pb,i}, P_{s,i}$ - мощность i -го источника сонаправленной накачки, встречной накачки и информационного сигнала, соответственно; $\nu_{Ppf,i}, \nu_{Ppb,i}, \nu_{Ps,i}$ - оптическая частота излучения, соответствующая

$P_{pf,i}, P_{pb,i}, P_{s,i}$, соответственно; NP_{pf}, NP_{pb}, NP_s - количество источников сонаправленной накачки, встречной накачки и сигнала, соответственно; $\alpha(z, \nu)$ - коэффициент затухания ОВ в точке z и на частоте ν ; $C_R(\nu_1, \nu_2)$ - эффективность рамановского усиления, в виде

$$C_R(\nu_1, \nu_2) = \begin{cases} \frac{g_r(\nu_1 - \nu_2)}{A_{eff}(\nu_1, \nu_2)K_{pol}}, & \text{если } \nu_1 > \nu_2 \\ \frac{\nu_2}{\nu_1} \frac{g_r(\nu_1 - \nu_2)}{A_{eff}(\nu_1, \nu_2)K_{pol}}, & \text{если } \nu_1 < \nu_2 \end{cases} \quad (4)$$

Здесь $g_r(\nu_1, \nu_2)$ - коэффициент рамановского усиления, определяемый типом оптического волокна; A_{eff} - эффективная площадь взаимодействия оптических волн с частотами ν_1 и ν_2 ; K_{pol} - коэффициент поляризации, принимаемый в данной работе равным 2, так как рассматриваются волокна без сохранения поляризации и протяженность активного волокна превышает длину биений.

Так как при записи данной системы было сделано предположение о непрерывности излучения взаимодействующих сигналов, для корректной оценки влияния межканального взаимодействия и истощения накачки вводится коэффициент взаимодействия K_{int} . Коэффициент взаимодействия позволяет учесть случайный характер появления бит 1 и 0 в информационном сигнале, а также степень взаимодействия оптических каналов.

$$K_{int} = p_{1/0} \frac{1}{T_{bit}} \int_0^{T_{bit}} f_{bit}(t) dt \quad (5)$$

где $p_{1/0}$ - вероятность появления бит 1 (будем считать равновероятным появление бит 1 и 0, то есть $p_{1/0} = 0.5$); $f_{bit}(t)$ - форма оптического импульса, определяемая форматом модуляции, T_{bit} - длительность битового интервала.

Для определения шумовых характеристик запишем дополнительно ряд дифференциальных уравнений в соответствии с интересующими источниками шумов. В рамановском усилителе шум усиленного спонтанного излучения (УСИ) с учетом рэлеевского рассеяния [6, 8] и температурной зависимости спонтанного излучения [1,2] может быть записан в виде

$$\frac{dP_{ASEb,i}}{dz} = \alpha(z, \nu_{Ps,i})P_{ASEb,i} - r(z, \nu_{Ps,i})P_{ASEf,i} - \sum_{j=1}^{NP_p} C_R(\nu_{Pp,j}, \nu_{Ps,i})P_{p,j} (P_{ASEb,i} + 2h\nu_{Ps,i}\Delta\nu E(\nu_{Pp,j}, \nu_{Ps,i})) \quad (6)$$

$$\frac{dP_{ASEf,i}}{dz} = -\alpha(z, \nu_{Ps,i})P_{ASEf,i} + r(z, \nu_{Ps,i})P_{ASEb,i} + \sum_{j=1}^{NP_p} C_R(\nu_{Pp,j}, \nu_{Ps,i})P_{p,j} (P_{ASEf,i} + 2h\nu_{Ps,i}\Delta\nu E(\nu_{Pp,j}, \nu_{Ps,i})) \quad (7)$$

Здесь $P_{ASEf,i}, P_{ASEb,i}$ - мощность шума УСИ в прямом и обратном направлении, соответственно; $r(z, \nu)$ - коэффициент рэлеевского рассеяния ОВ, $\Delta\nu$ - ширина полосы частот оптического сигнала, NP_p - общее количество источников накачки.

Для ВОСП-СР с плотным размещением каналов можно считать $\Delta\nu$ равной расстоянию между оптическими каналами, которое задается сеткой частот выбранного частотного плана, E - коэффициент спонтанного излучения

$$E(\nu_i, \nu_j) = 1 + \left[e^{h|\nu_i - \nu_j|/k_B T} - 1 \right]^{-1} \quad (8)$$

где h - постоянная Планка; k_B - постоянная Больцмана, T - температура ОВ.

При анализе одного усилительного участка граничные условия $P_{ASEf}(0), P_{ASEb}(L)$ принимаются равными 0, при анализе последовательного соединения усилительных участков в качестве граничных условий принимаются значения, полученные в результате расчета первого участка.

Шум двойного рэлеевского рассеяния информационных сигналов, приводящий к возникновению межлучевой интерференции (МПИ) [7] определяется уравнениями

$$\frac{dP_{BS,i}}{dz} = \alpha(z, \nu_{Ps,i})P_{BS,i} - r(z, \nu_{Ps,i})P_{s,i} - \left[\sum_{j=1}^{NP_{pf}} C_R(\nu_{Ppf,j}, \nu_{Ps,i})P_{pf,j} + \sum_{k=1}^{NP_{pb}} C_R(\nu_{Ppb,k}, \nu_{Ps,i})P_{pb,k} \right] P_{BS,i} \quad (10)$$

$$\frac{dP_{DRB,i}}{dz} = -\alpha(z, \nu_{Ps,i})P_{DRB,i} + r(z, \nu_{Ps,i})P_{BS,i} + \left[\sum_{j=1}^{NP_{pf}} C_R(\nu_{Ppf,j}, \nu_{Ps,i})P_{pf,j} + \sum_{k=1}^{NP_{pb}} C_R(\nu_{Ppb,k}, \nu_{Ps,i})P_{pb,k} \right] P_{DRB,i} \quad (11)$$

Объединяя вышеприведенные ДУ, получаем нелинейную систему ДУ (НСДУ), описывающую распространение излучений накачки сигнала и шумов на участке с рамановским усилением. Отметим, что локаль-

ные отражающие неоднородности в пределах усилительного участка (например, в точках подключения модулей накачки) могут значительно увеличить шум MPI. Учет влияния таких источников шумов производится заданием соответствующих граничных условий в соответствии с коэффициентом отражения неоднородности.

В общем случае, нелинейная система дифференциальных уравнений не имеет аналитического решения и необходимо использовать численные методы

Выделим особенности использования численных методов при решении систем такого вида.

а) Эффективно использование методов прогноза-коррекции: Хемминга, Адамса-Башворта-Мултона

б) При наличии источников сонаправленной накачки значительной мощности система может проявлять свойства жесткости и хорошие результаты дает использование неявных методов решения жестких систем, например основанные на формулах дифференцирования назад [9].

в) При наличии источников встречной накачки требуется нахождение решения краевой задачи с частично неизвестными граничными условиями. При этом эффективен метод пристрелки [4]. Причем метод более эффективен при расчете в направлении от $z = L$ к $z = 0$. При этом предварительно необходимо задать исходные значения $P_{pb}(L)$ и $P_s(L)$.

Предлагаемая модель может быть использована при проектировании рамановских усилителей, проектировании и моделировании сегментов ВОЛП с использованием таких усилителей. При этом модель позволяет определить распределение мощности сигналов и источников накачки по усилительному участку, а также определять шумовые характеристики усилителя.

Литература

1. Y. Emori, S. Kado, S. Namiki, Broadband flat-gain and low-noise Raman amplifiers pumped by wavelength-multiplexed high-power laser diodes, *Optical Fiber Technology*, 8, 2002, pp.107-122.
2. H. Kidorf, K. Rottwitz, M. Nissov, M. Ma, and E. Rabarijaona, Pump interactions in a 100-nm bandwidth Raman amplifier, *IEEE Photonic Technology Letters*, 11, 1999, pp. 530-532.
3. G.P. Agrawal, *Applications of nonlinear fiber optics*, Academic Press, New York, 2001.
4. X. Liu, B. Lee, Effective shooting algorithm and its application to fiber amplifiers, *Optic Express*, Vol.11, No.12, 2003, pp.1452-1461.
5. V.A. Andreev, M.V. Dashkov, Simulation of fiber optic communication line with Raman amplifier, *Proceedings of SPIE*, vol. 5485, pp. 16-23.
6. P.B. Hansen, L. Eskildsen, A.J. Stentz, etc., Rayleigh Scattering Limitations in Distributed Raman Pre-Amplifiers, *IEEE Photonic Technology Letters*, vol. 10, no.1, 1998, pp. 159-161
7. Ch. R. S. Fludger, R.J. Mears, Electrical Measurements of Multipath Interference in Distributed Raman Amplifiers, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 19, no. 4, 2001, pp.536-545.
8. Essiambre R.-J., Wizner P., Bromage J. etc., Design of Bidirectionally Pumped Fiber Amplifiers Generating Double Rayleigh Backscattering, *IEEE PTL*, vol. 14, no.7, 2002, pp. 914-916
9. Ю.В. Ракитский, С.М. Устинов, И.Г. Черноруцкий, Численные методы решения жестких систем, М.: Наука, 1979, 208 с.

BROAD-BAND RAMAN AMPLIFIERS MODEL WITH NOISE CONTRIBUTION

Dashkov M.

Povolzhskaya State Academy Of Telecommunication And Informatics

In this paper full model of broad-band Raman amplifier was considered. Pump-to-pump interaction, signal-to-signal interaction, pump depletion and also noise sources was taking into account. Raman amplifier model take into account any pump direction and arbitrary number of pump sources. Proposed model can be used to design fiber optical lines with Raman amplifiers and also for simulation tasks.



МЕТОДЫ РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАМАНОВСКИХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Дашков М.В.

При проектировании и моделировании ВОЛП с оптическими усилителями важной задачей является расчет характеристик используемых усилителей. В данной работе будут рассматриваться методы определения параметров рамановских усилителей, такие как спектр усиления, распределение мощности информационного сигнала по усилительному участку и спектр шумовых характеристик.

Модель рамановского усилителя может быть представлена в виде системы дифференциальных уравнений, описывающих интересующие явления [1,2]. Как правило, такая система может быть решена только при помощи численных методов. Причем время расчета зависит от количества уравнений, то есть количества источников накачки и источников излучения, а также от уровней мощности накачки и информационных сигналов и параметров оптического волокна (ОВ) усилительного участка (УУ). Таким образом, использование численных методов для оптимизации параметров широкополосных усилителей неэффективно. Для таких задач необходим эффективный метод решения, снижающий время расчета.

В данной работе предлагается полу-аналитический метод расчета параметров рамановского усилителя. В широкополосных усилителях значительное влияние на спектр усиления и распределение мощности накачки по УУ может оказать взаимодействие источников накачки между собой [1-3]. В связи с этим, вначале разбиваем расчет исходной модели на три этапа: определение взаимодействия источников накачки; определение параметров передачи информационного сигнала; определение шумовых характеристик.

На первом этапе вводим следующие допущения: пренебрегаем взаимодействием источников накачки противоположных направлений и истощением накачки вследствие передачи энергии информационным сигналам; пренебрегаем потерями на передачу энергии оптическим фононам; пренебрегаем спектральной зависимостью коэффициента затухания; предполагаем, что усилительный участок однородный, то есть параметры ОВ не зависят от координаты; предполагаем, что шумы не вызывают истощения накачки и информационных сигналов.

Дополнительно, аппроксимируем спектр рамановского усиления треугольным профилем [4,5] и вводим новый параметр - дискретная эффективность рамановского усиления

$$\Delta C_R = \frac{g_{Rmax}(v_{pcentr})}{\Delta v_{Rmax}} \frac{1}{\langle A_{eff} \rangle K_{pol}} \Delta v_p, \quad (1)$$

где $g_{Rmax}(v_{pcentr})$ - максимум рамановского усиления, соответствующий накачке на средней частоте из спектра накачки; Δv_{Rmax} - расстояние между источником накачки и сигналов, соответствующий максимуму рамановского усиления (13.2 ТГц); $\langle A_{eff} \rangle$ - среднее значение эффективной площади взаимодействия; K_{pol} - коэффициент поляризации; Δv_p - шаг дискретизации спектра накачки, определяемый минимальным расстоянием между соседними источниками накачки (см. рис. 1).

С учетом вышеперечисленных факторов, можно записать уравнение, определяющее взаимодействие источников излучения

$$\frac{dP_{p,i}}{dz} = \pm \alpha P_{p,i} \mp \Delta C_R \sum_{j \in I_{pp}} (i-j) P_{p,j} P_{p,i}, \quad (2)$$

где NP_p - число в сетке частот накачки; i, j - индексы источников накачки, соответствующие порядковому номеру в сетке частот (нумерация производится начиная с источника, имеющего максимальную частоту, см. рис.1); $P_{p,i}, P_{p,j}$ - мощность i -го и j -го источника накачки, соответственно; I_{pp} - массив, состоящий из индексов активных источников $I_{pp,i} = \frac{v_{pp,i} - v_{ppmin}}{\Delta v_p}$.

Используя полученное уравнение (2) для источников встречной и сонаправленной накачки можем записать две нелинейные системы связанных ДУ, состоящую из NP_{pb} и NP_{ps} уравнений, соответственно.

На рис. 1 приведена схема спектра накачки широкополосного рамановского усилителя.

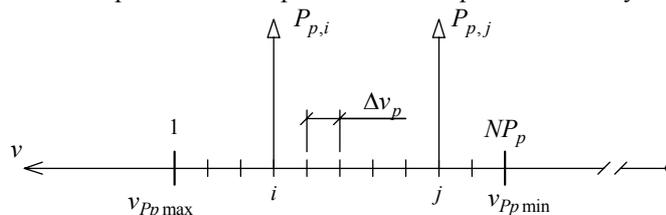


Рис. 1. Спектр накачки

Дополнительно отметим, что кроме вышеприведенных допущений, полученная модель имеет ограничение на ширину частотного диапазона накачки: максимальный разнос частот источников накачки не должен превышать 13.2 ТГц. При моделировании широкополосных усилителей с рабочим диапазоном до 100÷120 нм, данное условие обеспечивается.

Полученные системы могут быть решены аналитически [5]:

для источников сонаправленной накачки

$$P_{pf,i}(z) = P_{pf,i}(0) \exp(-\langle \alpha_{Ppf} \rangle z) \frac{P_{tot,f} \exp[(i-1)C_R P_{tot,f} Z_{eff,f}(z)]}{\sum_{j=1}^{NPpf} P_{pf,j}(0) \exp[(j-1)C_R P_{tot,f} Z_{eff,f}(z)]}; \quad (3)$$

для источников встречной накачки

$$P_{pb,i}(z) = P_{pb,i}(L) \exp(\langle \alpha_{Ppb} \rangle (z-L)) \frac{P_{tot,b} \exp[(1-i)C_R P_{tot,b} Z_{eff,b}(z)]}{\sum_{j=1}^{NPpb} P_{pb,j}(L) \exp[(1-j)C_R P_{tot,b} Z_{eff,b}(z)]}, \quad (4)$$

здесь $P_{tot} = \sum_{k=1}^{NPp} P_{p,k}$ – суммарная мощность источников накачки; $Z_{eff,f}(z)$, $Z_{eff,b}(z)$ – эффективные

длины распространения сонаправленной и встречной накачки, определяемые по формулам

$$Z_{eff,f}(z) = \frac{1 - \exp(-\langle \alpha_{Ppf} \rangle z)}{\langle \alpha_{Ppf} \rangle}, \quad Z_{eff,b}(z) = \frac{\exp(\langle \alpha_{Ppb} \rangle (z-L)) - 1}{\langle \alpha_{Ppb} \rangle} \quad (5)$$

Анализируя уравнения (3)-(5), можно представить решение для мощности накачки в виде произведения начального уровня мощности, пассивных потерь в ОБ и усиления/ослабления вследствие ВКР-взаимодействия. Очевидно, повысить точность полученного решения, подставляя в множитель, описывающий пассивные потери, действительный коэффициент затухания с учетом спектральной зависимости.

Учитывая полученные выражения для источников накачки, попытаемся найти уравнение для информационного сигнала. Общее решение для информационного сигнала запишем в виде

$$P_{s,i}(z) = P_{s,i}(0) \exp[-\alpha(v_{Ps,i})z] \exp\left[\sum_{j=1}^{NPpf} \int_0^z C_R(v_{Ppf,j}, v_{Ps,i}) P_{pf,j}(z) dz\right] \exp\left[\sum_{k=1}^{NPpb} \int_0^z C_R(v_{Ppb,k}, v_{Ps,i}) P_{pb,k}(z) dz\right] \times \exp\left[K_{int} \sum_{m=1}^{NP} \int_0^z C_R(v_{Ps,m}, v_{Ps,i}) P_{s,m}(z) dz\right] \quad (6)$$

Для получения решения используются методы численного интегрирования. Изложенные выше метод может быть адаптирован для моделирования усилительных участков с разнотипными ОБ.

Аналогично, зная распределение мощности накачки и информационных сигналов, можно определить распределение мощности шумов на УУ.

Для оценки шумовой характеристики рамановского усилителя будем использовать шум-фактор, определяемый с учетом УСИ и ДРР в виде [6]:

$$NF = \frac{1}{G_{onoff}} \left(1 + \frac{P_{ASE}}{hvB_o} + \frac{\frac{5}{9} P_{DRB}}{hv \left(B_e^2 + \frac{B_o^2}{2} \right)^{1/2}} \right) \quad (7)$$

При использовании приведенного метода были определены параметры рамановского усилителя, предназначенного для работы в диапазоне 1530 – 1610 нм и использующего многоканальную накачку. Протяженность УУ составляла 100 км волокна SMF-28. Усиливалось 16 информационных сигналов мощностью – 3 дБ. То есть, можно считать, что соблюдался режим слабого сигнала. Параметры накачки приведены в таблице 1, а результаты расчета на рис. 2, 3.

Таблица 1.

$\langle G \rangle$, dB	P_{pb1} , mW	λ_{Ppb1} , nm	P_{pb2} , mW	λ_{Ppb2} , nm	P_{pb3} , mW	λ_{Ppb3} , nm	P_{pb4} , mW	λ_{Ppb4} , nm	P_{pb5} , mW	λ_{Ppb5} , nm
8.6	150	1426.2	167	1438.5	115	1451.8	60	1466.0	170	1495.2

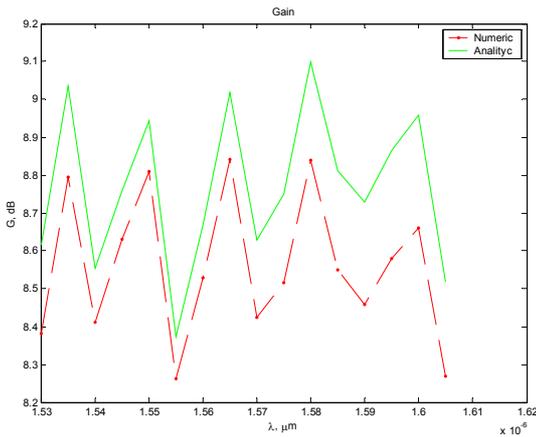


Рис.2. Спектр усиления (сплошная – предлагаемый метод, сплошная - численный)

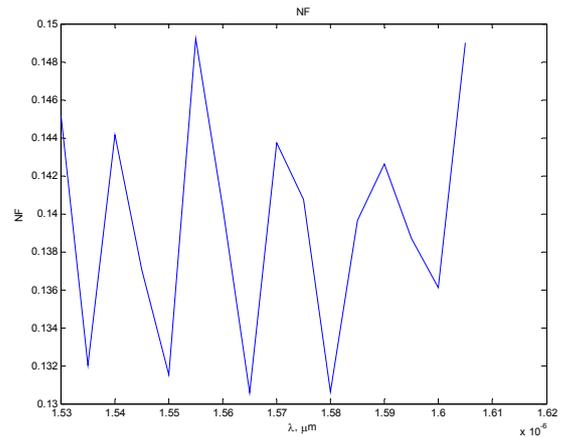


Рис. 3. Спектр шум-фактора

Как следует из графиков, предложенный метод позволяет определить спектр усиления с погрешностью менее 0.3 дБ при среднем значении 8.6 дБ. Отметим, что при увеличении суммарной мощности сигналов, если не учитывать истощение накачки, погрешность будет увеличиваться.

Предложенный метод полу-аналитического решения НСДУ может быть использован при расчете широкополосных рамановских усилителей, работающих в режиме слабого сигнала (например, в режиме предусилителя). В других случаях требуется корректировка решения из-за истощения накачки. Данный метод может использоваться для оптимизации параметров усилителя, а также для определения первого приближения граничных условий при численном моделировании.

Литература

1. Y. Emori, S. Kado, S. Namiki, Broadband flat-gain and low-noise Raman amplifiers pumped by wavelength-multiplexed high-power laser diodes, *Optical Fiber Technology*, 8, 2002, pp.107-122.
2. V.A. Andreev, M.V. Dashkov, Features of simulation of segment of fiber optical line with WDM system and broad-band Raman amplifiers (представлено для публикации в Proc. SPIE)
3. V.E. Perlin, H.G. Winful, Optimal Design of Flat-Gain Wide-Band Fiber Raman Amplifiers, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 20, no. 2, 2002, pp.250-253.
4. Агравал Г. Нелинейная волоконная оптика. – М.: Мир, 1996. – 323 с.
5. D. N. Christodoulides, R. B. Jander, Evolution of Stimulated Raman Crosstalk in Wavelength Division Multiplexed Systems, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 8, no. 12, 1996, pp. 1722-1724.
6. Essiambre R.-J., Wizner P., Bromage J. etc., Design of Bidirectionally Pumped Fiber Amplifiers Generating Double Rayleigh Backscattering, *IEEE PTL*, vol. 14, no.7, 2002, pp. 914-916.

METHODS OF BROAD-BAND RAMAN AMPLIFIERS DESIGN

Dashkov M.

In this paper methods of broad-band Raman amplifier design and simulation was considered. In paper quasi-analytic approaches for Raman amplifier simulation was represented. At a conclusion were neglected pump depletion, photon loss, attenuation spectrum. Raman gain was approximated by triangle profile. Some corrections to take into account attenuation spectrum were made. Proposed quasi-analytical method can be used for amplifier parameters optimization and at amplifier design and simulation in small signal regime.

НОВЫЙ АЛГОРИТМ РАСЧЕТА ВЛИЯНИЯ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ КАБЕЛЬНЫХ ЛИНИЙ НА ОПТИЧЕСКИЕ КАБЕЛЬНЫЕ ЛИНИИ С УЧЕТОМ ТЕПЛОвого ПОЛЯ

Яворский Я.З.

МТУСИ

Предложен алгоритм расчета электромагнитного влияния высоковольтной кабельной линии на оптическую кабельную линию с металлическими элементами с учетом влияния теплового поля высоковольтной кабельной линии и наведенных токов в металлических элементах оптической кабельной линии. Даны рекомендации по уменьшению влияния на оптическую кабельную линию, проложенную в коллекторном тоннеле.

Известно, что оптические волокна (ОВ) не подвержены воздействию электромагнитного поля высоковольтных линий, электрифицированных железных дорог, молнии. Поэтому оптические кабели (ОК) широко

внедряются в конструкции высоковольтных линий (ОК в грозотросе, самонесущий ОК на высоковольтной линии (ВВЛ), ОК в фазе ВВЛ и т.д.).

Известны условия совместной прокладки ОК и высоковольтных кабелей (ВВК) в одной траншее, в коллекторе, тоннеле, галерее.

При совместной прокладке оптической кабельной линии (ОКЛ) с высоковольтной кабельной линией (ВКЛ) расстояние между ними будет составлять 20 см – 50 см и менее.

Требуются новые решения для определения влияния между ВКЛ и ОКЛ в условиях коллектора и тоннеля с учетом магнитной проницаемости стен тоннеля или коллектора.

Учитывая замкнутое пространство и малое расстояние между ВКЛ и ОКЛ, следует определять температурные условия для ОКЛ.

Существующая методика не позволяет точно рассчитать электромагнитное влияние между высоковольтной кабельной линией и оптической кабельной линией при таких малых расстояниях между ними.

Существующие номограммы для расчета позволяют определить влияние при расстоянии между ВКЛ и ОКЛ 10 метров и более. Предлагаемые формулы для расчета не учитывают наличие стенок тоннеля, коллектора, галереи. Приближенные формулы не позволяют учесть значение относительной магнитной проницаемости стенок тоннеля или коллектора.

При таких малых расстояниях между ВКЛ и ОКЛ (20-50 см) ВКЛ в нормальной и аварийном режиме работы кроме воздействующих на ОКЛ токов оказывает тепловое воздействие на ОКЛ и на температуру в коллекторе и тоннеле.

Следует учитывать также такой немаловажный фактор, как наведенная на металлических элементах ОКЛ электродвижущая сила приводит к возникновению токов в металлических элементах. Вследствие определенного заземления эти токи также приводят к нагреванию полимерных элементов ОКЛ и вносят определенный вклад в нагревание полимерных элементов ОКЛ вместе с температурой ВКЛ. Так, например, заземление металлических элементов исходя из существующих конструкций может быть выполнено только в муфтах т.е. через минимальное расстояние 2 км. На этой длине могут находиться значительные ЭДС > 100 В. Учитывая сопротивление металлических элементов, в металлических элементах могут протекать токи > 5-10 А. Согласно правилам по технике безопасности напряжение прикосновения должно быть не больше 42 В, а токи, протекающие через тело человека, не должны превышать 10 МА.

Поэтому, необходимо определить более точно электромагнитное влияние ВКЛ на ОКЛ с металлическими элементами, чтобы не допустить поражения обслуживающего ОКЛ персонала и превышения температуры на полимерных элементах ОКЛ.

Согласно новой методике следует определять в первую очередь электромагнитное воздействие токов короткого замыкания ВКЛ на металлические элементы ОКЛ с учетом относительной магнитной проницаемости стенок тоннеля (если стенки тоннеля выполнены из стали) или без учета относительной магнитной проницаемости (в коллекторе). На основании новой методики расчета определяем продольную ЭДС на металлических элементах ОКЛ. Учитывая, что ОКЛ имеет внешние изолирующие покрытия из поливинилхлорида, определяем возможный ток в случае заземления металлических элементов на концах.

Одновременно определяем температуру в ВКЛ при аварийных токах в тоннеле и, следовательно, на поверхности полимерного покрова ОКЛ. С учетом этой температуры считаем температуру внутри ОКЛ, зная наведенную ЭДС на металлических элементах ОКЛ.

Исходя из этих решений, определяем опасность для монтажника, выполняющего монтаж муфты в ОКЛ, и опасность от повышения температуры внутри ОКЛ.

На основании полученных решений предлагается:

1. изменить расстояние между ОКЛ и ВКЛ;
2. уменьшить длину совместного пробега ОКЛ с ВКЛ;
3. заземлить внешние металлические покрытия на консолях тоннеля, коллектора, галереи в случае отсутствия центрального металлического элемента в ОКЛ;
4. исключить центральный металлический элемент в ОКЛ при прокладке ОКЛ в тоннеле, коллекторе или галерее;
5. уменьшить вероятность прокладки ОКЛ с ВКЛ уровнем напряжений выше 35 кВ в коллекторе, тоннеле, галерее;
6. прокладывать ОКЛ и ВКЛ на противоположных стенках коллектора, тоннеля, галереи с целью уменьшения воздействия ВКЛ на ОКЛ.

Несомненно, эти решения позволят улучшить электромагнитную и, также, тепловую обстановку для оптической кабельной линии с металлическими элементами.

Кроме предлагаемых решений, следует исключить вероятность монтажа оптической муфты внутри коллектора или тоннеля, а также создать такие условия для муфты на выходе из коллектора или тоннеля, чтобы не возникал перепад температур для оптических волокон, находящихся внутри муфты.

Литература

1. Правила устройства электроустановок. С-П. «Энергия» 2000 г.
2. Портнов Э.Л. Электромагнитная совместимость направляющих систем электросвязи. М. ЦНТИ. Информсвязь 1999 г.
3. Портнов Э.Л., Яворский Я.З. Электромагнитная совместимость оптических кабелей связи. Труды МТУСИ. М. 2004 г.

◆

**РАЗРАБОТКА МНОГОКАНАЛЬНОЙ АНАЛОГОВОЙ ВОСП С ЧРК, ОБЕСПЕЧИВАЮЩЕЙ
ОДНОВРЕМЕННУЮ ПЕРЕДАЧУ СИГНАЛОВ С АМ И ЧМ**

Белкин М.Е.

Московский государственный институт радиотехники, электроники и автоматики
(Технический университет)

Как известно, аналоговые волоконно-оптические системы передачи (ВОСП) с частотным разделением каналов (ЧРК) широко используются в современных многофункциональных сетях кабельного телевидения (КТВ). В соответствии с принятой архитектурой построения сетей КТВ нашли применение два варианта ВОСП с ЧРК: с ЧРК-ЧМ и с ЧРК-АМ [1]. Первый вариант в основном применяется на так называемых супермагистральных линиях, например, для связи между районными головными станциями либо для распределения сигналов коллективного приема спутникового телевидения. В них обеспечивается высококачественная передача программ с отношением сигнал/шум не менее 60 дБ. Второй, более дешевый, вариант используется в субмагистральной кабельной распределительной сети для связи между узловой и абонентскими станциями, обеспечивая отношение сигнал/шум порядка 50 дБ. Его основным достоинством является возможность доставки ТВ каналов в абонентские точки без дополнительных преобразований.

В обоих вариантах ВОСП используется двухступенчатый принцип модуляции оптической несущей: сначала информационные сигналы модулируют по амплитуде либо частоте каждый свою поднесущую радиодиапазона, затем эти поднесущие суммируются, и комплексный радиосигнал модулирует по интенсивности оптическую несущую.

Разумеется, строительство кабельных распределительных сетей наиболее целесообразно в крупных и средних городах с высокоэтажной застройкой. В небольших городах, как правило, с малоэтажной частной застройкой для введения дополнительных каналов телевидения и радиовещания более рентабельным является эфирный вариант с использованием сравнительно маломощных передатчиков 50-100 Вт, что и наблюдается в последнее время в российских регионах. При этом становится актуальной задача доставки сформированных на местной телестудии ТВ и РВ программ к расположенным на телецентре либо ретрансляторе эфирным теле- и радиопередатчикам. Обычно расстояние между данными объектами составляет 3-10 км.

Традиционно, в таких случаях применяются маломощные однопролетные РРЛ диапазонов 12, 20 либо 36 ГГц. Их основным достоинством является возможность быстрого развертывания, однако трудности при одновременной передаче нескольких радиоканалов и необходимость использования частотной модуляции при передаче телевизионных сигналов с последующим преобразованием в АМ-ОБП существенно усложняют структуру тракта передачи.

Альтернативный вариант состоит в применении аналоговой ВОСП с ЧРК. Однако, в отличие от ВОСП для сетей КТВ, она должна обеспечивать передачу по одному и тому же тракту набора радиоканалов с существенно различными критериями по допустимым искажениям и шумам в соответствии с принятыми в телерадиовещании требованиями к качеству передачи сигналов изображения с амплитудной модуляцией [2] и сигналов звука с частотной модуляцией [3].

Вышесказанное поясняется на рис. 1, где представлена схема такого сквозного канала вещания от местной студии до выхода в эфир. Для конкретности рассмотрено принято, что требуется обеспечить вещание двух стереофонических программ в так называемом FM-диапазоне (88-108 МГц) и двух телевизионных программ в дециметровом диапазоне волн. На рис. 1,А представлен вариант реализации данного проекта с помощью однопролетной РРЛ диапазона 12 ГГц, на рис. 1,Б – с помощью аналоговой ВОСП с ЧРК. Как следует из рассмотрения схем, при использовании ВОСП значительное уменьшение числа частотных преобразований и упрощение структуры канала связи с применением общего линейного тракта для передачи всех каналов должно обеспечить минимизацию затрат на строительство и эксплуатацию при повышенном по сравнению со случаем использования РРЛ качестве вещания.

Данный вывод подтверждают результаты строительства тракта вещания на основе ВОСП, а также измерений параметров в ходе изготовления оборудования и пуско-наладочных работ в г. Бугуруслане.

Разработка волоконно-оптической системы передачи МВ-601 проводилась на базе комплекса оборудования типа МВ-600 [4]. Основной особенностью нового комплекса оборудования является формирование и одновременная передача по одному волокну волоконно-оптической линии многоканального радиосигнала изображения и звука с частотным разделением каналов. Причем для упрощения схемы обработки радиосигналы изображения формировались с амплитудной модуляцией согласно ГОСТ 7845, а радиосигналы звука – с частотной модуляцией согласно ГОСТ 13924. При таком способе построения с использованием различных видов модуляции для обеспечения требуемых ГОСТ значений отношения сигнал/шум на выходе комплекса на вход оптического передатчика необходимо подавать радиосигналы изображения и звука с отличающимися примерно на 20 дБ уровнями, что определяет особенности схемы блока модуляции. Кроме того, для обеспечения требований по отношению сигнал/шум и интермодуляционным искажениям при передаче многоканального радиосигнала в оптической передающей станции использован линейный передающий оптоэлектронный модуль с оптическим изолятором и уменьшенными шумами лазерного модуля, а в оптической приемной станции – высоколинейный малошумящий приемный оптоэлектронный модуль. Рабочие диапазоны радиоканалов изображения и звука выбраны в полосе 109-170 МГц, что обеспечивает требования электромагнитной совместимости с мощными эфирными телевизионными и радиостанциями.

А именно, разработанная ВОСП имеет следующие основные параметры.

- Спектральный диапазон $1,3 \pm 0,02$ мкм.
- Длина волоконно-оптического тракта до 10 км при использовании стандартного кабеля с одномодовым волокном.
- Число одновременно передаваемых программ: 2 видео, 2 звуковое сопровождение видео (моно), 2 аудио (стерео).
- Размах сигналов изображения на входе и выходе оборудования 1 В на нагрузке 75 Ом.
- Номинальный уровень сигнала звука на входе блока модуляции 0,7-0,8 В на нагрузке 10 кОм, вход несимметричный.
- Номинальный уровень сигнала звука на выходе блока демодуляции 0,7-0,8 В на нагрузке 600 Ом, выход симметричный.
- Полоса звукового канала 50 Гц...15 кГц
- Взвешенное отношение сигнал/шум на выходе оборудования: по изображению не менее 62 дБ, по звуку не менее 70 дБ.
- Отношение сигнал/переходная помеха не менее 60 дБ.
- Остальные параметры соответствуют требованиям ГОСТ [2, 3] и Техническим условиям ТУ 45.033012-98.
- Потребляемая мощность: блоков модуляции и демодуляции не более 20 ВА, оптических передающих и приемных станций не более 15 ВА.
- Климатическое исполнение УХЛ 4.2 по ГОСТ 15150.
- Габариты оптических станций не более 145x190x150 мм, блоков модуляции и демодуляции не более 300x300x80 мм. Масса блоков модуляции и демодуляции не более 3 кг, оптических станций (вместе с блоками питания) не более 4 кг.

Полученные значения основных параметров передачи гарантируют, что качество вещания каналов изображения и звука будет соответствовать требованиям ГОСТ по телерадиовещанию.

Литература

1. Белкин М.Е. Многоканальные аналоговые ВОЛП для кабельного телевидения // Вестник связи - 1993, № 4, с.31-35.
2. ГОСТ Р 50890-96. Передатчики телевизионные маломощные. Основные параметры. Технические требования. Методы измерений.
3. ГОСТ Р 51741-2001. Передатчики стационарные радиовещательные диапазона ОВЧ. Основные параметры, технические требования, и методы измерений.

4. Белкин М.Е. Интерактивная волоконно-оптическая система для местных сетей связи волоконно-коаксиальной структуры. // Информост. Средства связи. – 2001, № 3 (16), с. 23-27.

Developing results of the analogue fiber-optic subcarrier-multiplexed system with simultaneous AM and FM signals transmitting are observed. The benefits over microwave radio system in cases of additional broadcasting channels introducing are demonstrated.

323

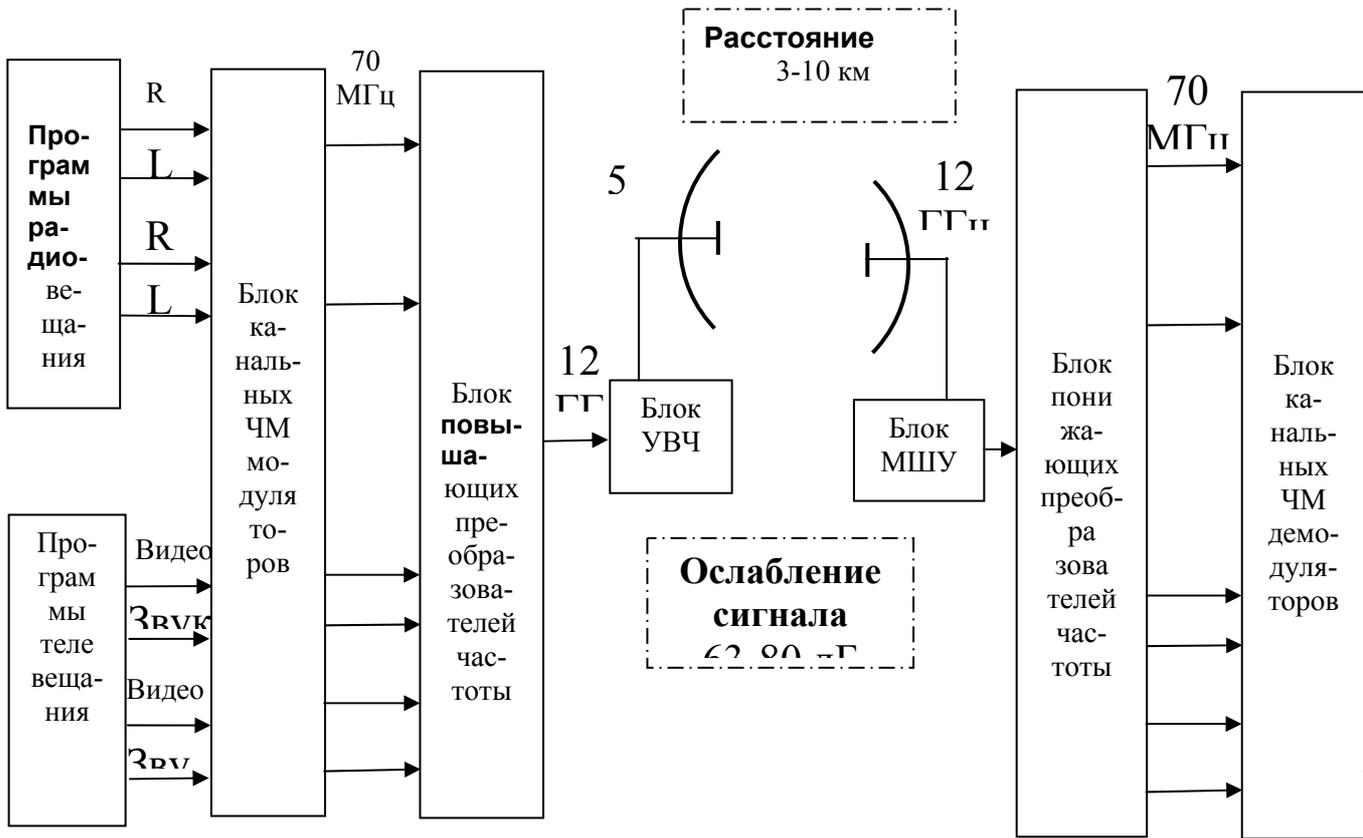


Рис 1.А. Вариант передачи сигналов с помощью однопролетной РРЛ

324

