

Министерство образования и науки Российской Федерации

---

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ  
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ  
«РОССИЙСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ГИДРОМЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИЙ  
УНИВЕРСИТЕТ»

Е.А. Чернецова

# СИСТЕМЫ И СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Часть 3  
Системы цифровой связи

Монография



Санкт-Петербург  
2015

УДК 681.3.07

*Рецензент:* Алешин И.В., д.т.н., проф. Санкт-Петербургского государственного морского технического университета.

**Чернецова Е.А.** Системы и сети передачи информации. Часть 3. Системы цифровой связи. Монография. — СПб.: РГГМУ, 2015. — 186 с.

ISBN 978-5-86813-416-6

В монографии представлен обширный теоретический материал, обобщённый автором в ходе преподавания дисциплины «Системы и сети передачи информации». Изложены принципы построения и функционирования информационно-телекоммуникационных сетей и систем различного назначения. Монография позволяет получить основные представления о процессах передачи и преобразования информации в сетях и системах связи.

Монография позволит читателю самостоятельно освоить принципы работы систем связи, при условии его владения знаниями, умениями и навыками, сформированными в процессе изучения дисциплин: теория информации и кодирования, физика, интеллектуальные информационные системы, теория электрических цепей, теория радиотехнических сигналов, антенны и распространение радиоволн, электроника и схемотехника, квантовая и оптическая электроника, а также самостоятельно продолжить изучение таких дисциплин, как проектирование защищённых ТКС, информационная безопасность ТКС, измерения в телекоммуникационных системах. Материал данной книги может быть использован студентами при разработке курсовых и дипломных работ.

**Чернецова Е.А.** Системы и сети передачи информации. Часть 3. Системы цифровой связи. Monograph. — St. Petersburg, RSHU Publishers, 2015. — 186 pp.

In this monograph a wide theoretic material generalized by the auther in the lecture course of «Nets and Systems of sinals transmission» is presented . It may be useful for everybody that is willing to know the major principles of communication nets and systems. In the book there are construction and working principles of information and telecoomunication systems of various use presented.

This monograph enables the reader to get the working knowledge of processes of transmission and information transformation in communication systems. This monograph enables the reader to study oneseff the communication system principles on condition of his knowing the courses: The theory of information and codind, Physics, Intellectual information systems, the theory of signals and chains, the theory of radiosignals, Antennes and radiowave spreading, Electronics and circuitry, Quantum and optical electronics. This monograph will allow the reader to independently continue the study of such disciplines as Engineering protected TCS, Information security TCS, Measurement in telecommunication systems. The material of this book can be used by students in the development of course and degree works.

ISBN 978-5-86813-416-6

© Чернецова Е.А., 2015

© Российский государственный гидрометеорологический университет (РГГМУ), 2015

## ВВЕДЕНИЕ

С изобретением в 1835 г. электрического телеграфа в истории человечества началась новая эпоха – эпоха электросвязи. Менее чем за 200 лет телекоммуникационные технологии прошли огромный путь – от громоздких и неуклюжих устройств, которыми могли пользоваться лишь государственные организации и немногие наиболее обеспеченные частные лица, до глобальной инфраструктуры, обеспечивающей связь на всём земном шаре между самыми отдалёнными его уголками. Огромная скорость, с которой распространяются электромагнитные волны, позволяет за ничтожные доли секунды преодолевать расстояния в десятки тысяч километров, передавая все виды информации: звук, неподвижные и подвижные изображения, компьютерные данные и т. д.

Изначально электрическая связь была проводной. Лишь в конце XIX века была открыта и использована возможность связи без проводов, посредством электромагнитных волн, распространяющихся в свободном пространстве. К настоящему времени беспроводные технологии получили исключительно широкое распространение. Применение радиотехнологий в системах связи становится все более распространенным из-за таких очевидных преимуществ, как невысокая стоимость внедрения, мобильность, быстрота развертывания и низкие эксплуатационные расходы. Однако, несмотря на использование самых современных средств и методов обработки сигналов, беспроводные средства связи проигрывают по пропускной способности кабельным линиям. Это связано с тем, что электромагнитный сигнал, распространяющийся в закрытой направляющей системе (в кабеле), находится в гораздо более выгодных условиях, чем радиосигнал в открытом пространстве. Вместе с тем, оборудование кабельной линии связи – чрезвычайно трудоёмкое и дорогостоящее мероприятие.

Все эти проблемы уже на самых ранних этапах развития средств проводной связи привели к необходимости повышать эффективность использования линейно-кабельных сооружений за счёт передачи одновременно нескольких сигналов по одной паре проводов. Разработка таких способов положила начало созданию аппаратуры уплотнения, или мультиплексирования. Технологии уплотнения в ходе своего развития прошли несколько этапов и к настоящему времени обеспечили создание мощной глобальной сети типовых каналов и трактов, то есть так называемой первичной, или транспортной, сети.

Развитие современной экономики, а также территориальная распреде-

ленность офисов компаний обуславливают развитие в настоящее время мультисервисных сетей, интегрирующих воедино локальные вычислительные сети, телефонную сеть и другие средства телекоммуникаций. Основные требования к сетям заключаются в возможности гибко использовать и наращивать в будущем имеющиеся каналы связи без серьезных дополнительных инвестиций, а также в способности передавать большие объемы разнородного трафика. Сетевая безопасность является неотъемлемой частью системы информационной безопасности предприятия и обеспечивает защищенность информационной системы на уровне сетевой инфраструктуры.

# 1. СИСТЕМЫ СВЯЗИ ВЧ ДИАПАЗОНА

Если характеристики радиоканала не заданы, то подразумевается, что сигнал ВЧ диапазона затухает с расстоянием так же, как при распространении в идеальном свободном пространстве. В модели свободного пространства область между антеннами передатчика и приёмника предполагается свободной от объектов, которые могли бы поглощать или отражать энергию на радиочастотах. Предполагается также, что внутри этой области атмосфера ведет себя как совершенно однородная непоглощающая среда. Кроме того, считается, что земля имеет пренебрежимо малый коэффициент отражения. В этой идеализированной модели свободного пространства ослабление радиочастотной энергии между передатчиком и приёмником происходит по закону обратных квадратов. Мощность приёмника. Выраженная через переданную мощность, ослабляется в  $L_s(d)$  раз. Данный параметр называется потерями в тракте. Если антенна приёмника изотропна (одинаково принимает по все направлениям), то этот коэффициент определяется как

$$L_s(d) = \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2, \quad (1.1)$$

где  $d$  - расстояние между передатчиком и приёмником, а  $\lambda$  - длина волны распространяемого сигнала.

## 1.1. Замирания сигнала

Для большинства реальных каналов модель распространения в свободном пространстве неадекватно описывает поведение канала и не позволяет предсказывать характеристики системы. В системах радиосвязи ВЧ диапазона сигнал может передаваться от передатчика к приёмнику по множеству отражающих путей. Это явление, называемое многолучевым распространением, может вызывать флуктуации амплитуды, фазы и угла прибытия полученного сигнала, что определило название замирание вследствие многолучевого распространения (*multipath fading*).

*Крупномасштабное замирание* отражает среднее ослабление мощности сигнала или потери в тракте вследствие распространения на большое расстояние. Статистика крупномасштабного замирания позволяет приблизительно рассчитать потери в тракте как функцию расстояния. Это часто

описывается через средние потери в тракте (степенной закон  $n$ -порядка) и логарифмически нормально распределенные отклонения от среднего.

*Мелкомасштабное замирание* – это значительные изменения амплитуды и фазы сигнала, которые на практике могут быть результатом небольших изменений (порядка половины длины волны) расстояния между передатчиком и приёмником. *Мелкомасштабное замирание называется релейским*, если имеется большое число многократно отражающихся путей и нет компонента сигнала вдоль луча обзора. Огибающая такого сигнала статистически описывается с помощью релейской функции плотности вероятности. Если преобладает незамирающий компонент сигнала такой как путь распространения вдоль луча обзора, *огибающая мелкомасштабного замирания описывается функцией плотности вероятности Райса*.

Мобильный радиоприемник, который перемещается по большому пространству, должен иметь возможность обрабатывать сигналы, подвергнувшиеся мелкомасштабному замиранию, наложенному на крупномасштабное. Крупномасштабное замирание (ослабление или потери в тракте) можно рассматривать как пространственное усреднение мелкомасштабных флуктуаций сигнала. Оно вычисляется, как правило, путём усреднения полученного сигнала по интервалу, превышающему 10 – 30 длин волн, чтобы отделить мелкомасштабные (главным образом, релейские) флуктуации от крупномасштабных эффектов затенения (обычно с логарифмически нормальным распределением).

Комплексный безразмерный множитель замирания  $\alpha(t)$  можно выразить как

$$\alpha(t) = m(t) \cdot r_0(t), \quad (1.2)$$

где  $m(t)$  - компонент крупномасштабного замирания,  $r_0(t)$  - компонент мелкомасштабного замирания.

На рис. 1.1 и рис. 1.2 показано, что мощность полученного сигнала является функцией множителя. Обычное изменение положения антенны, соответствующее переходу между соседними нулями изменения интенсивности сигнала вследствие мелкомасштабного замирания, равно приблизительно половине длины волны. Компонент оценивается путём усреднения принятой огибающей по 10-30 длинам волн. Логарифмически нормально распределенное замирание является относительно медленно изме-

нящейся функцией местоположения. В приложениях, включающих движение, таких, например, как использование радио в движущейся машине,



Рис. 1.1. Суперпозиция мелкомасштабных и крупномасштабных замираний [1]



Рис. 1.2. Мелкомасштабное замирание относительно средней мощности [1]

зависимость от местоположения равносильна зависимости от времени.

На рис. 1.3 показан основной механизм, приводящий к замиранию в каналах с многолучевым распространением. На рисунке отраженный сигнал запаздывает по фазе (из-за увеличения расстояния распространения) относительно ожидаемого сигнала. Отраженный сигнал также имеет меньшую амплитуду (функция коэффициента отражения препятствия). Отраженные сигналы можно также записать с помощью ортогональных компонентов  $x_n(y), y_n(t)$ . Если количество стохастических компонентов велико и ни один

из них не преобладает, то в фиксированный момент времени переменные  $x_r(y)$ ,  $y_r(t)$ , являющиеся результатом суммирования всех  $x_n(y)$ ,  $y_n(t)$  будут

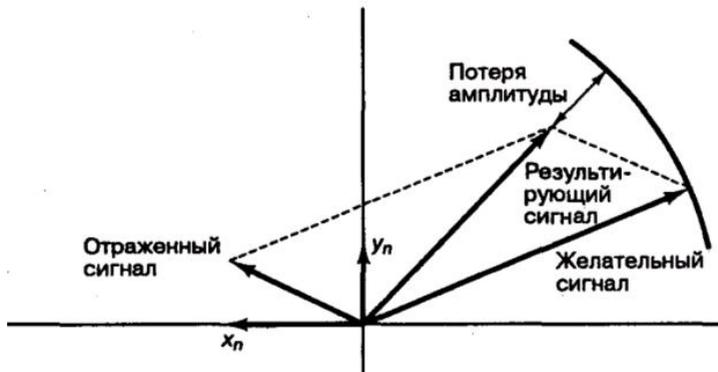


Рис. 1.3. Влияние многолучевого отражения сигнала на ожидаемый сигнал [1]

иметь гауссову функцию распределения вероятностей.

Мелкомасштабное замирание проявляется двумя способами:

- Путём расширения цифровых импульсов сигнала.
- Посредством переменного во времени поведения канала, вызванного движением (например, принимающая антенна находится на движущейся платформе).

В этой связи важно различать задержку  $\tau$  сигнала и время передачи сигнала  $t$ . Задержка – это следствие расширения сигнала во времени, являющегося результатом неоптимальной импульсной характеристики канала с замираниями. Время передачи связано с передвижением антенны или пространственными изменениями, учитывающими изменения пути распространения, которые определяют нестационарное поведение канала.

Механизм расширения по времени во временной области будет характеризоваться задержкой многолучевого распространения, а в частотной области – полосой когерентности канала. Нестационарный механизм во временной области будет характеризоваться временем когерентности канала, а в частотной области – скоростью замирания в канале или доплеровским расширением.

На рис. 1.4,а изображен профиль интенсивности многолучевого распространения (зависимость принятой мощности сигнала от задержки  $S(\tau)$ ). Для типичного радио сигнала полученный сигнал обычно состоит из нескольких дискретных многолучевых компонентов, приводящих к появлению

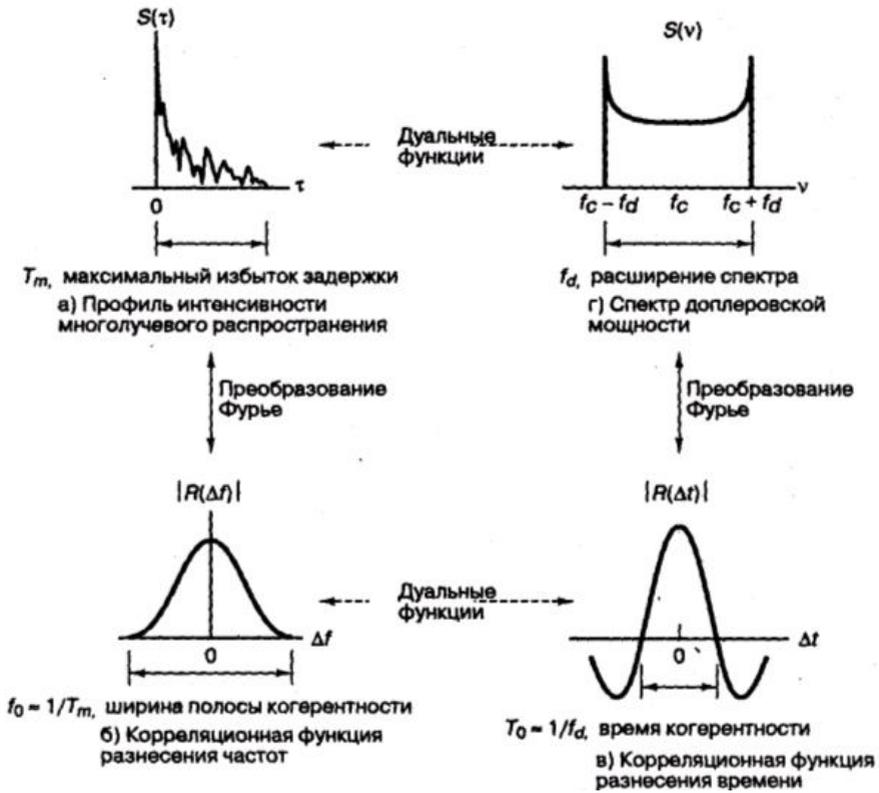


Рис. 1.4. Соотношения между корреляционными функциями канала и функциями плотности мощности [1]

изолированных пиков  $S(\tau)$  называемых пальцами (fingers). Для единичного переданного импульса время  $T_m$  между приёмом первого и последнего компонентов представляет собой максимальную избыточную задержку распространения, после которой мощность многолучевого сигнала падает ниже определенного порогового уровня относительно самого мощного компонента. Пороговый уровень можно выбрать на 10 или 20 дБ ниже уровня самого мощного луча. Взаимосвязь между максимальной избыточной задержкой распространения  $T_m$  и временем передачи символа  $T_s$  можно рассматривать с позиции двух различных категорий ухудшения качества передачи – частотно-селективного замирания и частотно-неселективного или амплитудного замирания. Если  $T_m > T_s$ , то говорят о частотно-селективном замирании и вводимой каналом межсимвольной интерференции (ISI). При частотно-селективном замирании возможно уменьше-

ние искажений, поскольку многие многолучевые компоненты разрешаются приемником. Если  $T_m < T_s$ , говорят о частотно-неселективном (или амплитудном) замирании. В этом случае ISI каналом не вводится, но многолучевые компоненты не разрешаются и могут деструктивно суммироваться, что приводит к уменьшению отношения сигнал-шум (SNR).

На рис. 1.4,б можно видеть функцию  $|R(\Delta f)|$ , обозначенную как корреляционная функция разнесения частоты, это Фурье-образ  $S(\tau)$ . Функция  $|R(\Delta f)|$  представляет корреляцию между реакциями канала на два сигнала как функцию разности частот этих сигналов. Её можно рассматривать как частотную передаточную функцию канала. Следовательно, расширение сигнала во времени можно считать следствием процесса фильтрации. На рис. 1.5 изображен широкополосный фильтр (короткая импульсная характеристика) и его влияние на сигнал во временной и частотной областях. Этот фильтр похож на канал с амплитудным замиранием, выход которого относительно неискажен. На рис. 1.6 показан узкополосный фильтр (широкая импульсная характеристика). Выходной сигнал претерпевает большее

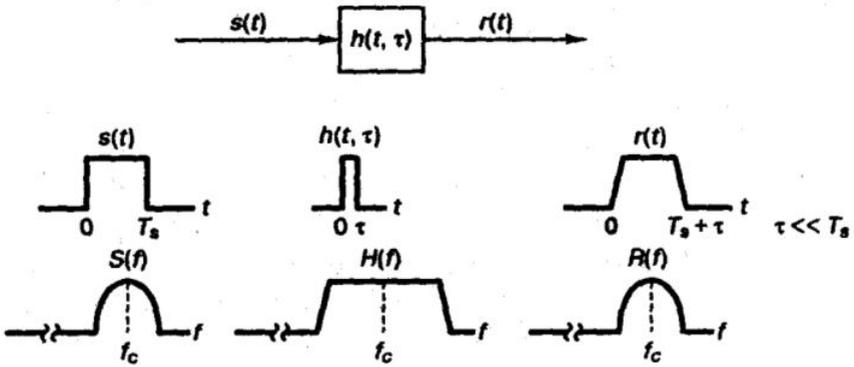


Рис. 1.5. Характеристики канала с амплитудными замираниями [1]

искажение как во временной, так и в частотной области. Данный процесс подобен происходящему в частотно-селективном канале.

Функцию  $|R(\Delta f)|$  можно измерить, передавая пару синусоид, разнесённых по частоте на  $\Delta f$ , изучая взаимную корреляцию спектров двух полученных сигналов. Полоса когерентности представляет собой диапазон частот, в пределах которого частотные компоненты сигнала имеют большую вероятность амплитудной корреляции. Иными словами, на все спектральные компоненты этого диапазона канал влияет одинаково.

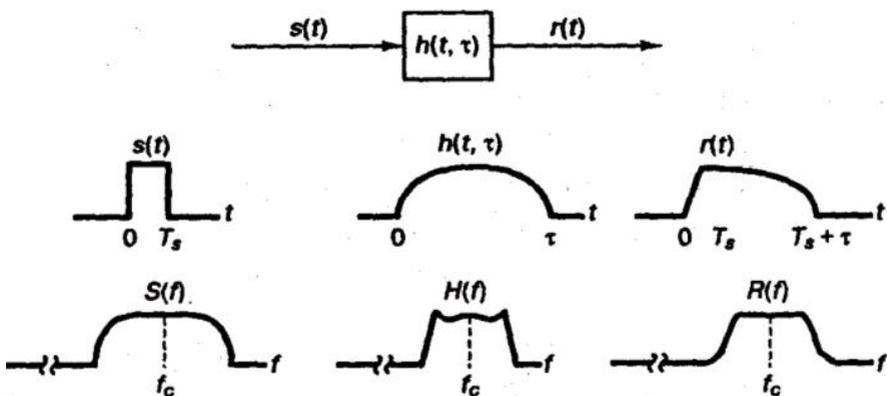


Рис. 1.6. Характеристики канала с частотно-селективным замиранием [1]

Разброс задержек и полоса когерентности канала связаны с характеристиками многолучевого распространения в канале и отличаются для разных путей распространения (городская черта, пригород, холмистая местность, помещения). Приблизительно полосу когерентности канала можно записать в виде:

$$f_0 \approx \frac{1}{5\sigma_\tau}, \quad (1.3)$$

где  $\sigma_\tau$  - среднеквадратический разброс задержек.

Полоса когерентности устанавливает верхний предел скорости передачи, которую можно использовать, не включая в приёмник эквалайзер.

Применяемые в мобильной радиосвязи каналы нестационарны, поскольку движение передатчика и приёмника приводит к изменениям пути распространения. Для переданного непрерывного сигнала это вызовет изменение амплитуды и фазы в приёмнике.

На рис. 1.4, в показана функция  $R(\Delta t)$ , обозначающая пространственно-временную корреляционную функцию. Эта функция определяет степень корреляции между откликом канала на синусоиду, отправленную в момент времени  $t_1$  и откликом на аналогичную синусоиду, отправленную в момент времени  $t_2$ .  $\Delta t = t_1 - t_2$ . Для измерения можно передать одну и ту же синусоиду ( $\Delta f = 0$ ) в моменты времени  $t_1$  и  $t_2$  и определить функцию взаимной корреляции полученных сигналов.

*Время когерентности канала  $T_0$*  - эта мера ожидаемого времени, на которое характеристика канала существенно инвариантна (это значение  $\Delta t$  соответствующее большому значению  $R(\Delta t)$ ).

Параметры  $T_0$  и  $R(\Delta t)$  несут информацию о скорости замирания в канале. Поскольку малые расстояния (порядка 13 см. для несущей 900 МГц) соответствуют статистической декорреляции принятых сигналов, основные проявления замирания, дисперсия сигнала и скорость замирания могут рассматриваться независимо друг от друга.

При движении мобильного радиопередатчика к новому пространственному положению, которое характеризуется иным профилем, будут происходить изменения в состоянии замирания канала, как обуславливает профиль в новом местоположении. Однако вследствие того, что один профиль декоррелирует с другим уже на расстоянии порядка 13 см (для несущей 900 МГц), скорость таких изменений зависит только от скорости движения но не от общей геометрии местности.

Нестационарную природу или механизм скорости замирания в канале, можно рассматривать с позиций ухудшения качества передачи – быстрого и медленного замирания. *Если  $T_0 < T_s$ , то имеет место быстрое замирание.* Характер замирания в этом случае изменяется несколько раз за время передачи символа, что приведет к искажению вида узкополосного импульса. Чем выше скорость изменения состояния канала, тем большее расширение спектра испытывает сигнал. Данное искажение аналогично внесенной каналом ISI. *Если  $T_0 > T_s$ , то канал вносит медленное замирание,* т.е. состояние канала остается практически неизменным в течение времени передачи символа и основное ухудшение качества передачи в этом случае связано, как и в случае с амплитудным замиранием, с уменьшением SNR.

На рис. 1.4,г заостренность и крутизна границ спектра доплеровских частот является следствием резкого верхнего предела доплеровского сдвига, вызванного перемещением подвижной антенны среди стационарных рассеивающих элементов в модели плотного размещения. Наибольшая величина (бесконечность)  $S(\nu)$  соответствует случаю, когда рассеивающий элемент находится прямо перед движущейся платформой антенны или прямо позади нее. В этом случае величина сдвига частот описывается формулой:

$$f_d = \frac{V}{\lambda}, \quad (1.4)$$

где  $V$  - относительная скорость, а  $\lambda$  - длина волны сигнала.

Если передатчик и приёмник движутся навстречу друг другу, то  $f_d$  положительна, а если они удаляются друг от друга, то  $f_d$  отрицательна. Что касается рассеивающих элементов, находящихся в направлении поперечного излучения движущейся платформы, то для них величина частотного сдвига равна нулю. Хотя доплеровские компоненты, поступившие точно под углами  $0^\circ$  и  $180^\circ$  имеют бесконечно большую спектральную плотность мощности, это не представляет проблемы, т.к. угол имеет непрерывное распределение, а вероятность поступления компонентов точно под этими углами равна нулю.

$S(\nu)$  является Фурье-образом. Известно, что Фурье-образ автокорреляционной функции временного ряда равен квадрату амплитуды Фурье-образа исходного временного ряда. Следовательно, измерения могут проводиться просто путём передачи синусоиды и с использованием Фурье-анализа для получения спектра мощности полученной амплитуды. Этот доплеровский спектр мощности канала даёт информацию о спектральном расширении переданной синусоиды. Знание  $S(\nu)$  делает возможным приблизительное вычисление величины расширения спектра как функции скорости изменения состояния канала. Ширина доплеровского спектра мощности  $f_d$  в литературе называется по-разному: доплеровское расширение, скорость замирания, ширина полосы замирания, спектральное расширение.

Доплеровское расширение и время когерентности канала обратно пропорциональны:

$$T_0 \approx \frac{1}{f_d}, \quad (1.5)$$

Время, требуемое для прохождения расстояния  $\lambda/2$ , равное приблизительно времени когерентности, при движении с постоянной скоростью запишется как

$$T_0 \approx \frac{\lambda/2}{V} = \frac{0,5}{f_d}. \quad (1.6)$$

## 1.2. Методы борьбы с ухудшением качества сигнала ВЧ диапазона

Для повышения верности приёма при замираниях переданное сообщение передаётся не по одному, а по двум или нескольким каналам связи.

С этой целью могут использоваться различные средние частоты (разнесение по частоте) или передача в разные отрезки времени (разнесение по времени). Но наиболее широкое применение получил в радиосвязи метод приёма сигналов на разнесённые антенны, находящиеся друг от друга на расстоянии нескольких длин волн (пространственно разнесённый приём), или принимающие различные поляризационные составляющие электромагнитного поля (поляризационно разнесённый приём).

Если в результате замирания канал вносит искажения в сигнал, для системы может быть характерен неисправимый уровень ошибок, превышающий допустимую частоту появления ошибок. В этом случае никакое увеличение битового отношения сигнал/шум не поможет достичь желаемого уровня достоверности передачи, и единственным доступным подходом, допускающим улучшение, является использование каких-либо иных методов устранения или уменьшения искажений. Метод борьбы зависит от того, вызвано ли искажение частотно-селективным или быстрым замиранием.

При наличии в канале быстрого замирания могут применяться коды коррекции ошибок и чередование для улучшения рабочих характеристик системы. В сигнал вводится достаточная избыточность, чтобы скорость передачи символов превышала скорость замирания в канале, но в то же время не превышала ширину полосы когерентности. Выбирается метод модуляции/демодуляции, наиболее устойчивый в условиях быстрого замирания. Это значит, например, что необходимо избегать схем, которые требуют контуров ФАПЧ для восстановления несущей, поскольку быстрое замирание может не позволить контурам ФАПЧ достичь синхронизации.

При наличии частотно-селективных замираний в канале связи для борьбы с вызванной каналом ISI используется выравнивание (эквалайзеры). Суть выравнивания заключается в использовании методов, собирающих рассеянную энергию сигнала в его исходный временной интервал (по сути, это создание обратного фильтра канала). Поскольку в мобильной связи характеристика канала меняется во времени, эквалайзер должен быть адаптивным.

Техника расширения спектра сигнала позволяет сделать длительность импульса сигнальной последовательности намного меньше задержки многолучевого распространения. В этом случае каждый отдельный многолучевой компонент выделяется отдельным коррелятором, так называемым Rake-приёмником. При этом для выяснения характеристик канала используется контрольный сигнал.

Принцип действия Rake-приёмника, который был создан для приёма разнесенных сигналов, показан на рис. 1.7. Приём основан на отдельной обработке всех многолучевых компонентов и вычислении их средневзвешенной суммы. В наземных радиоканалах характеристики этих компонентов могут незначительно (на величину, сопоставимую с длительностью одного символа шумоподобного сигнала-чипа) различаться. Компоненты, отстоящие друг от друга более чем на один чип, обрабатываются и суммируются. Что же касается мелкомасштабных изменений задержки (менее чем на один чип), они могут быть устранены при приёме с помощью схемы кодового слежения, которая позволяет измерить время задержки для каждого компонента многолучевого сигнала и нивелировать малое изменение.

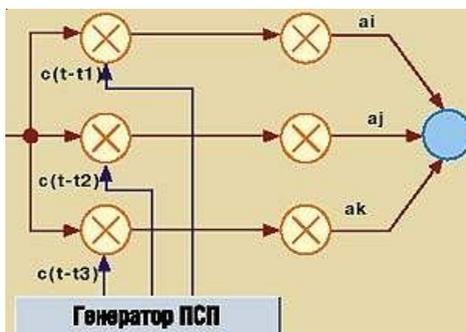


Рис. 1.7. Упрощенная структурная схема трёхканального Rake-приёмника

Поскольку на практике число суммируемых соизмеримых по мощности лучей не превышает 3 - 4, то в классическом Rake-приёмнике обычно реализуется трёхканальная схема (рисунок 1.7), которая даёт возможность выделять три компонента многолучевого сигнала с различными задержками ( $\tau_1$ ,  $\tau_2$ ,  $\tau_3$ ) и коэффициентами передачи ( $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ ,  $\alpha_3$ ). В каждом канале приёма (пальце - finger) входной сигнал, задержка которого приведена ко времени распространения многолучевого сигнала, перемножается с кодовой последовательностью. После свертки вычисляется (с помощью схемы сложения) средневзвешенная по максимуму отношения сигнал/шум сумма сигналов разных каналов приёма. В результате такой обработки все лучи, опережающие основной луч или запаздывающие относительно него на величину, большую  $1/F$ , создают на выходе корреляторов лишь небольшие всплески (вместо больших помех), которые отбрасываются Rake-приёмником в процессе принятия решения.

В реальной жизни при перемещении мобильного объекта изменяются условия отражения радиоволн, а следовательно, и коэффициенты ослабления сигнала и задержка. Чтобы отследить такие изменения и оптимальным образом перераспределить каналы Rake-приёмника, в нём обычно предусматриваются ещё 1-2 вспомогательных канала, предназначенных для зондирования многолучевой среды.

Описанная схема работы приёмника реализована в системе с кодовым доступом на базе стандарта cdmaOne (IS-95). Её мобильный терминал выполнен на основе трёхканального Rake-приёмника с одним дополнительным сканирующим каналом, который обеспечивает периодическое измерение характеристик многолучевой среды. На этапе поиска терминал использует только вспомогательный сканирующий канал, с помощью которого отслеживаются приходящие сигналы и оцениваются с заданной точностью их амплитуды, начальные фазы и задержки. На основании этих данных приёмник осуществляет подстройку циклических сдвигов опорных последовательностей в соответствии с наиболее мощными компонентами входного сигнала. После захвата несущей частоты приёмник обрабатывает пилот-сигнал, выделяя из него самые мощные компоненты приходящих лучей. Применение пилот-сигнала и трёхканального Rake-приёмника позволило реализовать в мобильном терминале системы cdmaOne трёхкратный разнесенный приём с когерентным сложением сигналов. На базовой станции cdmaOne используются пространственное разнесение антенн и четырёхканальный Rake-приёмник с двумя дополнительными сканирующими каналами. Это обеспечивает (при наличии двух антенн) восьмикратное разнесение.

Ортогональное уплотнение с частотным разделением может использоваться для увеличения периода передачи символа, что позволит избежать применения эквалайзера. Исходная сигнальная цифровая последовательность с высокой скоростью передачи разуплотняется на  $N$  групп символов так, чтобы каждая группа содержала последовательность с более низкой скоростью передачи (в  $N$  раз меньшую), чем у исходной последовательности символов. Полоса сигнала состоит из  $N$  ортогональных несущих, каждая из которых модулируется отличной от других группой символов. Целью является снижение скорости передачи сигналов (и соответственно полосы пропускания), чтобы она была меньше полосы когерентности канала.

### 1.3. Метод чередования (interleaving)

Большинство кодов коррекции ошибок создавались для каналов связи без памяти. Это значит, что данные коды противостоят случайным независимым ошибкам. Канал с памятью – это такой канал, в котором проявляется взаимная зависимость ухудшений передачи сигнала. Канал, в котором проявляется замирание вследствие многолучевого распространения, когда сигнал поступает на приёмник по двум и более путям различной длины – есть пример канала с памятью. Следствием является различная фаза сигналов, и в итоге суммарный сигнал оказывается искаженным. Таким эффектом обладают каналы мобильной беспроводной связи, так же как ионосферные и тропосферные каналы. Ухудшения сигнала коррелируют во времени и в результате дают статистическую взаимную зависимость переданных символов. Иными словами, искажения вызывают ошибки, имеющие вид пакетов, а не отдельных изолированных ошибок.

Если канал имеет память, то ошибки не являются независимыми, однократными и случайно распределёнными. Большинство блочных и сверточных кодов разрабатывается для борьбы с независимыми однократными и случайно распределёнными ошибками. Влияние канала с памятью на кодированный таким образом сигнал приведёт к ухудшению достоверности передачи. Существуют схемы для кодирования каналов с памятью, но наибольшую проблему в этом кодировании представляет расчёт точных моделей сильно нестационарных статистик таких каналов.

Подход, при котором требуется только знать объём памяти канала, а не его точное статистическое описание, использует временное разнесение (чередование битов). Чередование битов кодированного сообщения перед передачей и обратная операция после приёма приводят к рассеиванию пакета ошибок во времени: таким образом они становятся для декодера случайно распределёнными. Поскольку в реальной ситуации память канала уменьшается с временным разделением, идея, лежащая в основе метода чередования битов, заключается в разнесении символов кодовых слов во времени. Получаемые промежутки времени точно так же заполняются символами других кодовых слов. Разнесение символов во времени эффективно превращает канал с памятью в канал без памяти и, следовательно, позволяет использовать коды с коррекцией случайных ошибок в канале с импульсными помехами.

Устройство чередования (interleaver) смешивает кодовые символы в промежутке нескольких длин блоков (для блочных кодов) или нескольких

длин кодового ограничения (для сверточных кодов). Требуемый промежуток определяется длительностью пакета. Подробности структуры битового перераспределения должны быть известны приёмнику, чтобы иметь возможность выполнить восстановление порядка битов перед декодированием.

На рис. 1.8 показан простой пример чередования. На рис. 1.8,а показаны кодовые слова, ещё не подвергнутые чередованию, от *A* до *G*. Каждое кодовое слово состоит из семи символов. Пусть наш код может исправлять однобитовые ошибки в любой 7-символьной последовательности. Если промежуток памяти канала равен длительности одного кодового слова, такой пакет, длительностью в 7 символов, может уничтожить информацию в одном или в двух кодовых словах. Допустим, что на передающей стороне кодовые символы перемешиваются, как показано на рис. 1.8,б. Каждый кодовый символ каждого кодового слова отделяется от своего соседа на расстояние в семь символьных периодов. Как можно видеть на рис. 1.8,б последовательные каналные пакеты шума попадают на семь символьных промежутков, влияя на один кодовый символ каждого из семи исходных кодовых слов. Во время приёма в потоке восстанавливается вначале исходный поток битов, так что он становится похож на исходную кодовую последовательность, изображенную на рис. 1.8,а. Затем поток декодируется. Поскольку в каждом кодовом слове возможно исправление одиночной ошибки, импульсная помеха не оказывает никакого влияния на конечную последовательность.

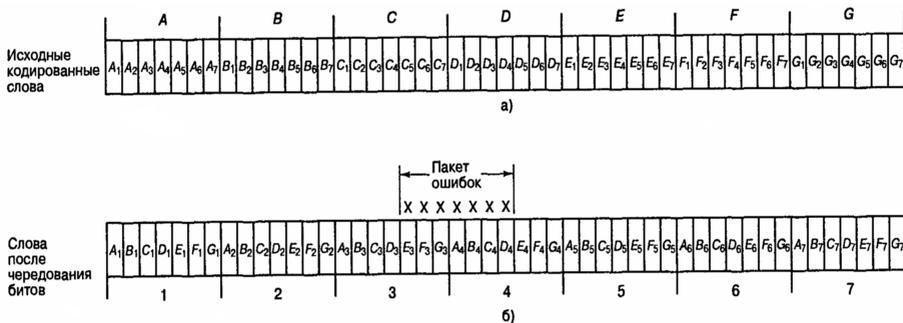


Рис. 1.8. Пример процедуры чередования битов: а) исходные кодовые слова, содержащие семь кодовых символов; б) полученные кодовые символы [1]

Обычно применяется два типа устройств чередования – блочные и сверточные.

Блочное устройство чередования принимает кодированные символы блоками от кодера, переставляет их, а затем передаёт изменённые символы на модулятор. Как правило, перестановка блоков завершается заполнением столбцов матрицы  $M$  строками и  $N$  столбцами ( $M \times N$ ) кодированной последовательности. После того, как матрица полностью заполнена, символы подаются на модулятор (по одной строке за раз), а затем передаются по каналу. В приёмнике устройство восстановления выполняет обратные операции: оно принимает символы из демодулятора, восстанавливает исходный порядок битов и передает их на декодер. Символы поступают в массив устройства восстановления по строкам и заменяются столбцами. На рис. 1.9,а приведён пример устройства чередования с  $M = 4$  строками и  $N = 6$  столбцами. Записи в массиве отображают порядок, в котором 24 кодовых символа попадают в устройство чередования. Выходная последовательность, предназначенная для передатчика, состоит из кодовых символов, которые построчно удалены из массива, как показано на рисунке. Наиболее важные характеристики такого блочного устройства:

1. Пакет, который содержит меньше  $N$  последовательных канальных символов, даёт на выходе устройства восстановления исходного порядка символов ошибки, разнесенные между собой, по крайней мере на  $M$  символов.

2. Пакет из  $bN$  ошибок, где  $b > 1$  даёт на выходе устройства восстановления пакет, который содержит не меньше  $\lceil b \rceil$  символьных ошибок. Каждый из пакетов ошибок отделен от другого не меньше, чем на  $M - \lfloor b \rfloor$  символов. Запись  $\lceil b \rceil$  означает наименьшее целое число не меньшее  $b$ , а запись  $\lfloor b \rfloor$  - наибольшее целое число, не превышающее  $b$ .

3. Периодическая последовательность одиночных ошибок, разделённых  $N$  символами, даёт на выходе устройства восстановления одиночные пакеты ошибок длиной  $M$ .

4. Прямая задержка между устройствами чередования и восстановления равна приблизительно длительности  $2MN$  символов. Перед тем, как начать передачу, нужно заполнить лишь  $M(N-1)+1$  ячеек памяти (как только будет внесен первый символ последнего столбца массива ( $M \times N$ )). Соответствующее время нужно приёмнику, чтобы начать декодирование. Значит, минимальная прямая задержка будет составлять длительность  $(2MN-2M+2)$  символов, не учитывая задержку на передачу по каналу.

5. Необходимая память составляет  $MN$  символов для каждого объекта (устройств чередования и восстановления исходного порядка). Однако массив ( $M \times N$ ) нужно заполнить до того, как он будет считан. Для

$N = 6$  столбцов

$M = 4$  строки

1	5	9	13	17	21
2	6	10	14	18	22
3	7	11	15	19	23
4	8	12	16	20	24

Выходная  
последовательность : 1, 5, 9, 13, 17, 21, 2, 6, ...

а)

1	5	9	13	17	21
2	6	10	14	18	22
3	7	11	15	19	23
4	8	12	16	20	24

б)

1	5	9	13	17	21
2	6	10	14	18	22
3	7	11	15	19	23
4	8	12	16	20	24

в)

1	5	9	13	17	21
2	6	10	14	18	22
3	7	11	15	19	23
4	8	12	16	20	24

г)

Рис. 1.9. Пример блочного чередования: а) блочное устройство чередования размером  $(M \times N)$ ; б) пятисимвольный пакет ошибок; в) девятисимвольный пакет ошибок; г) периодическая последовательность одиночных ошибок, разнесенных на  $N = 6$  символов (по [1])

каждого объекта нужно предусмотреть память для  $2MN$  символов, чтобы опорожнить массив ( $M \times N$ ), пока другой будет наполняться и наоборот.

Используя структуру устройства чередования с  $M = 4$ ;  $N = 6$ , изображённую на рис. 1.9,а проверим описанные выше характеристики.

1. Пусть имеется пакет шума длительностью в пять символьных интервалов, так что символы, выделенные на рис. 12.9,б подвергнутся искажению во время передачи. После восстановления исходного порядка битов в приёмнике, последовательность принимает вид, изображённый на рис. 12.10,а (выделенные символы являются ошибочными). Можно видеть, что минимальное расстояние, разделяющее символы с ошибками равно  $M = 4$ .

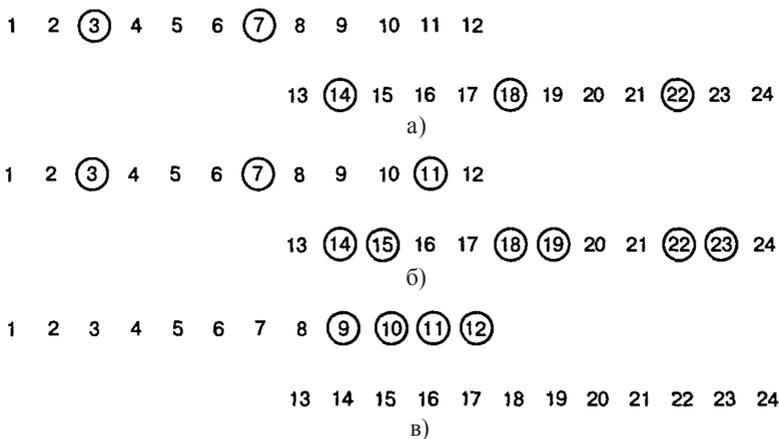
2. Пусть  $b = 1,5$ , так что  $bN = 9$ . Пример девятисимвольного пакета ошибок можно видеть на рис. 1.9,в. После того как в приёмнике проведена процедура восстановления исходного порядка, последовательность примет вид, изображённый на рис. 1.10,б. Снова выделенные символы являются ошибочными. Здесь можно видеть, что пакеты содержат не больше  $\lceil 1,5 \rceil = 2$  символов подряд и разнесены, по крайней мере, на  $M - \lfloor 1,5 \rfloor = 4 - 1 = 3$  символа.

3. На рис. 1.9,г показана последовательность одиночных ошибок, разделённых  $N = 6$  символами. После восстановления исходного порядка в приёмнике последовательность принимает вид, изображённый на рис. 1.10,в. Можно видеть, что после этого последовательность содержит пакет одиночных ошибок длиной  $M = 4$  символа.

4. Минимальная прямая задержка, вызванная обоими устройствами, составляет  $(2MN - 2M + 2) = 42$  символьных периода

Требуемый объём памяти  $MN = 24$  символа на обоих концах канала. В общем случае память реализуется для хранения  $2MN = 48$  символов.

Как правило, параметры устройства чередования, используемого совместно с кодом коррекции одиночных ошибок, выбираются таким образом, чтобы число столбцов  $N$  превышало ожидаемую длину пакета. Выбираемое число строк зависит от того, какая схема кодирования будет использована. Для блочных кодов  $M$  должно быть больше длины кодового блока, для свёрточных кодов  $M$  должно превышать длину кодового ограничения. Поэтому пакет длиной  $N$  может вызвать в блоке кода самое большее одиночную ошибку, аналогично в случае свёрточных кодов в пределах одной длины кодового ограничения будет не более одной ошибки. Для кодов с коррекцией ошибок кратности  $t$  выбираемое  $N$  должно лишь превышать ожидаемую длину пакета, делённую на  $t$ .



а) пятисимвольный пакет ошибок; б) девятисимвольный пакет ошибок;  
 в) последовательность одиночных ошибок, разделённых шестью символами

Рис. 1.10. Разделение истинных и ошибочных символов в приёмнике после устройства чередования (по [1])

Схема сверточного устройства чередования изображена на рис. 1.11. Кодовые символы последовательно подаются в блок из  $N$  регистров, каждый последующий регистр может хранить на  $J$  символов больше, чем предыдущий. Нулевой регистр не предназначен для хранения (символ сразу же передается). С каждым новым кодовым символом коммутатор переключается на новый регистр и кодовый символ подаётся на него до тех пор, пока наиболее старый кодовый символ в регистре не будет передан на модулятор/передатчик.

После  $(N-1)$  регистра коммутатор возвращается к нулевому регистру и повторяет всё снова. После приёма операции повторяются в обратном порядке. И вход, и выход устройств чередования и восстановления должны быть синхронизированы. На рис. 1.12 показан пример простого четырёхрегистрового ( $J=1$ ) устройства чередования, загруженного последовательностью кодовых символов. Одновременно представлено синхронизированное устройство восстановления, которое передает обработанные символы на декодер. На рис. 1.12,а показана загрузка символов 1-4, знак  $\times$  означает неизвестное состояние. На рис. 1.12,б представлены первые четыре символа, подаваемые в регистры и показана передача символов 5-8 на выход устройства чередования. На рис. 1.12,в показаны поступающие в устройство символы 9-12. Теперь устройство восстановления заполнено символами сообщения, но ещё не способно ничего передавать на декодер.

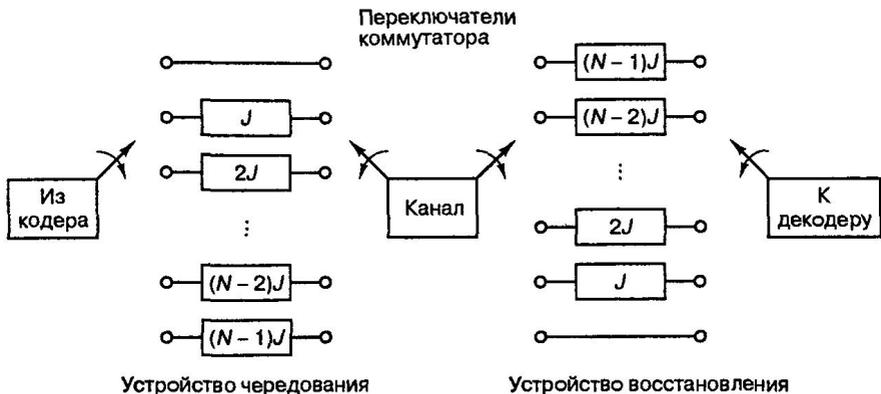


Рис. 1.11. Реализация регистра сдвига для сверточного устройства чередования/восстановления [1]

На рис. 1.12,г показаны символы 13 - 16, поступившие в устройство чередования, и символы 1 - 4, переданные на декодер. Процесс продолжается таким образом до тех пор, пока полная последовательность кодового слова не будет передана на декодер в своей исходной форме.

Рабочие характеристики свёрточного устройства чередования сходны с параметрами блочного устройства. Важнейшим преимуществом свёрточного устройства перед блочным является то, что при свёрточном чередовании прямая задержка составляет  $M(N-1)$  символов при  $M = NJ$ , а требуемые объёмы памяти –  $M(N - 1)/2$  на обоих концах канала. Очевидно, что требования к памяти и время задержки снижаются вдвое по сравнению с блочным чередованием.

Чередование не даёт никаких преимуществ в отношении многолучевого распространения при отсутствии относительного движения передатчика и приёмника. Преимущества чередования в обеспечении качества связи обнаруживаются при увеличении скорости движения. На рис. 1.13 показаны области, характеризующиеся разными функциями замирания  $\{\alpha_i\}$ . В области между точками  $d_0$  и  $d_1$  функция замирания равна  $\alpha_1$ , между точками  $d_1$  и  $d_2$  функция замирания равна  $\alpha_2$  и т.д. Пусть точки  $d_i$  расположены через равное расстояние  $\Delta d$ .

На рис. 1.14 показан автомобиль, движущийся с небольшой скоростью. Когда он перемещается на расстояние  $\Delta d$ , его передатчик успевает излучить девять символов. Допустим, что рабочий интервал устройства чередования – это три символа, так что символы  $s_1 - s_9$  появляются в произвольном порядке, показанном на рис. 1.14. Все девять символов испы-

Устройство чередования

Устройство восстановления

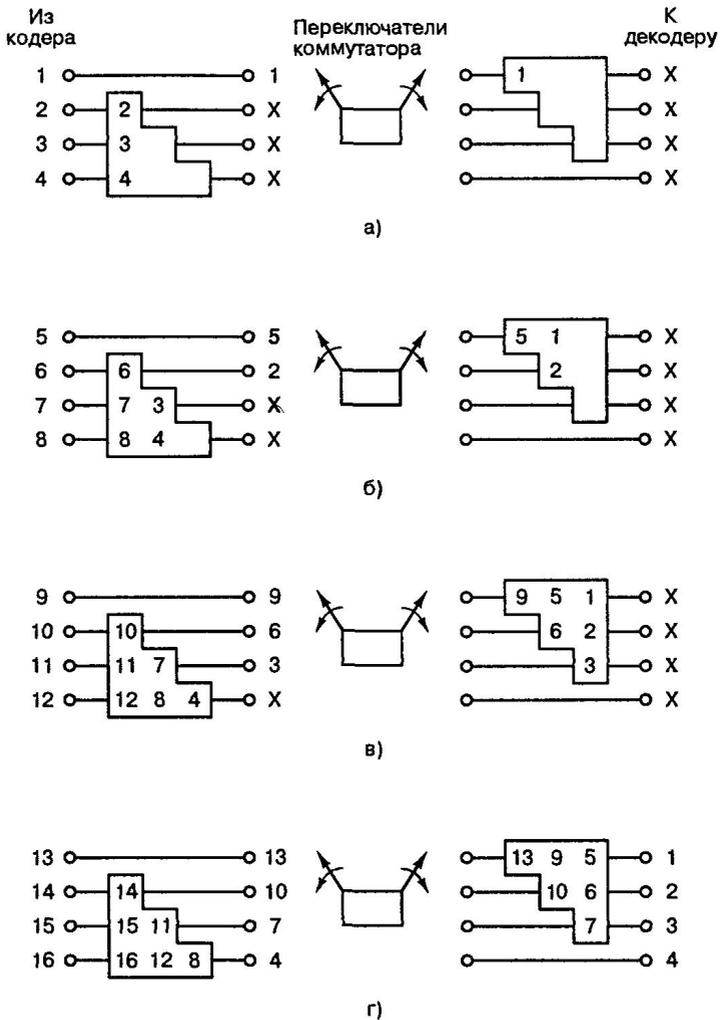


Рис. 1.12. Пример сверточного чередования/восстановления [1]

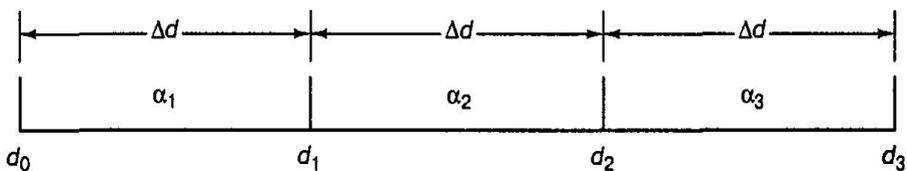


Рис. 1.13. Зависимость замираня  $\{\alpha_i\}$  от расстояния [1]

Передающий терминал перемещается из  $d_0$  в  $d_3$

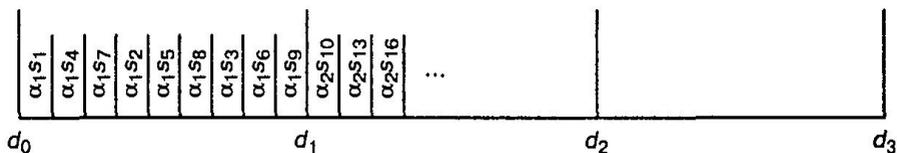


Рис. 1.14. Передача символов  $S_i$  после чередования (нескоростная машина) [1]

тывают одинаковое замирание  $\alpha_1$ , так что после восстановления исходного сигнала мы не обнаружим никакого преимущества чередования.

Рассмотрим теперь рис. 1.15, на котором автомобиль движется в три раза быстрее, чем на рис. 1.14. Когда он переместится на расстояние  $\Delta d$ , его передатчик излучит только три символа. В результате получим последовательность символов, изображенную на рис. 1.15. После восстановления исходной последовательности получим следующие пары «множитель замирания/символ»:  $\alpha_1 s_1$ ;  $\alpha_2 s_2$ ;  $\alpha_3 s_3$ ;  $\alpha_1 s_4$ ;  $\alpha_2 s_5$ ;  $\alpha_3 s_6$ ;  $\alpha_1 s_7$ ;  $\alpha_2 s_8$ ;  $\alpha_3 s_9$ . Можно видеть, что смежные символы искажаются вследствие влияния различных множителей замирания и пакетная ошибка не появляется.

На рис. 1.16 показано, что хотя с увеличением скорости мобильного устройства качество связи и ухудшается (увеличивается скорость замирания), польза от чередования при этом возрастает. На рис. 1.16 представлены результаты эксплуатационных испытаний, проведенных в системе CDMA, удовлетворяющей стандарту Interim Specification 95 (IS-95), в канале, состоящем из движущегося устройства и базовой станции.

На рис. 1.16 показана зависимость битового отношения сигнал/шум  $E_b/N_0$ , требуемого для поддержания частоты ошибок в кадрах длительностью 20 мс равной 1% от скорости передвижного устройства. Наилучшие характеристики (наименьшее требуемое отношение  $E_b/N_0$  достигаются при низких скоростях (от 0 до 20 км/ч). Это область низких скоростей, в кото-

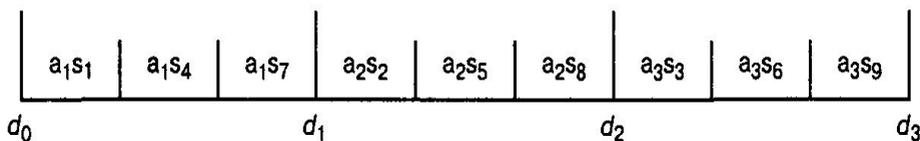


Рис. 1.15. Передача символов  $S_i$  после чередования (скоростная машина) [1]

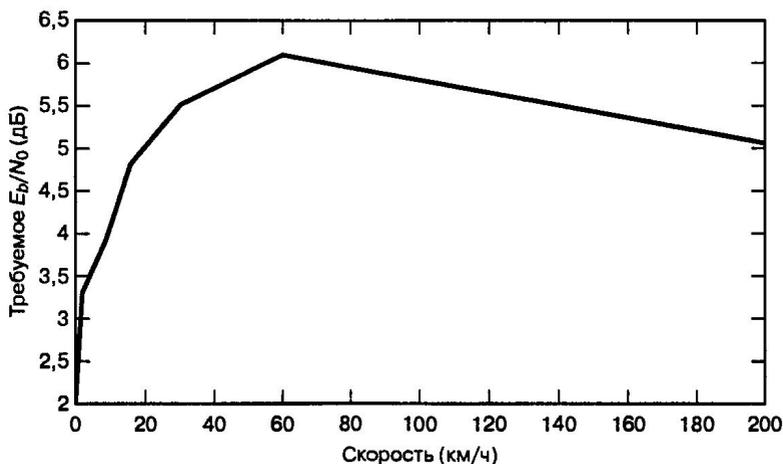


Рис. 1.16. Типичная зависимость требуемого битового отношения сигнал/шум от скорости движения. Используется релейский канал с двумя независимыми путями распространения, частота передачи 850 Мгц, частота появления ошибочных кадров 1%. [1]

рой методы регулирования мощности в системе могут наиболее эффективно компенсировать эффекты медленного замирания. При низких скоростях чередование не приносит какой-либо пользы и на графике показано сильное ухудшение характеристик как функции скорости. При скорости порядка 20-60 км/ч крутизна этого ухудшения уменьшается. Это область, в которой регулирование мощности в системе уже не позволяет полностью справиться с возрастанием скорости замирания, и в то же время использование чередования ещё не приносит достаточной пользы. На скорости 60 км/ч достоверность передачи в такой системе достигает наихудшего значения. Когда устройство движется со скоростью более 60 км/ч контроль мощности уже не позволяет как-либо бороться с замиранием, но чередование обеспечивает неизменное улучшение характеристик при увеличении скорости. Задача устройства чередования, заключающаяся в преобразовании эффектов глубокого замирания (коррелирующие во времени события) в случайные события упрощается с ростом скорости. Эта тенденция повышения достоверности передачи не может продолжаться бесконечно. В конечном счёте производительность системы достигает уровня неустраняемых ошибок. Если бы измерения, показанные на рис. 1.16, проводились при скоростях, превышающих 200 км/ч, то на графике была бы точка, в которой кривая развернулась бы круто вверх, что соответствовало бы ухуд-

шению рабочих характеристик, вызванному возрастанием доплеровского эффекта.

### Список литературы

1. Бернард Скляр. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. - 2-е изд. М., издательский дом «Вильямс», 2003
2. Теория электрической связи: учебное пособие / К.К. Васильев, В.А. Глушков, А.В. Дормидонтов, А.Г. Нестеренко; под общ. ред. К.К. Васильева. – Ульяновск: УлГТУ, 2008.
3. Недаев Л. CDMA : борьба с замираниями. Журнал «Сети», № 9, 2000 – [Электронный ресурс] - Режим доступа: <http://www.osp.ru/nets/2000/09/141359/>
4. Грегори Е. Боттомли, Дуглас А. Кейнс и др. Усовершенствованные приемники для оборудования WCDMA. – Электронный журнал «Сети и системы связи». - [Электронный ресурс] - Режим доступа: [http://www.ccc.ru/magazine/depot/06\\_11/read.html?0301.htm](http://www.ccc.ru/magazine/depot/06_11/read.html?0301.htm)

## 2. ТРОПОСФЕРНЫЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

В труднодоступных районах и для специальных целей применяются системы связи с протяженностью пролета 200-500км, функционирующие с использованием тропосферного рассеяния волн.

*Тропосфера* - нижняя часть атмосферы Земли. В тропосфере всегда есть локальные объёмные неоднородности, вызванные различными физическими процессами, происходящими в ней. Волны диапазона 0,3...5 ГГц способны рассеиваться этими неоднородностями. Механизм образования тропосферных радиоволн условно показан на рис. 2.1.

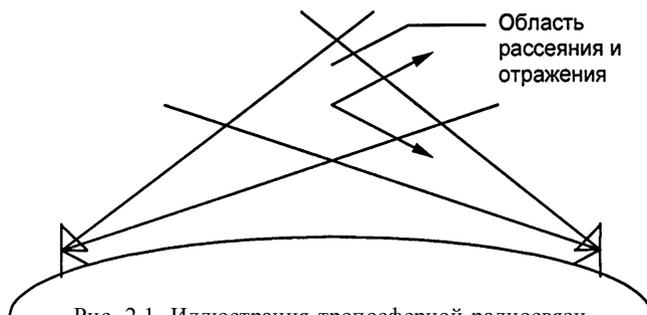


Рис. 2.1. Иллюстрация тропосферной радиосвязи

Учитывая, что неоднородности находятся на значительной высоте, трудно представить, что рассеянные ими радиоволны могут распространяться на сотни километров. Это даёт возможность разнести станции на расстояние 200...500 км друг от друга, что значительно больше расстояния прямой видимости.

Значительные расстояния между станциями, безусловно, выгодны при организации протяжённых линий, поскольку требуется меньшее число станций. Однако за счёт глубоких замираний из-за неустойчивости пространственно-временной структуры тропосферы и крайне малой мощности радиосигнала в точке приёма организация хорошего качества связи и значительного количества каналов затруднена.

В табл. 2.1 приведены параметры отечественных тропосферных радиорелейных систем передачи.

### 2.1. Особенности тропосферного распространения радиоволн

Тропосферная радиоволна распространяется между точками земной поверхности по траектории, лежащей в тропосфере. Энергия тропосферной

**Параметры отечественных тропосферных радиорелейных систем передачи**

Тип аппаратуры	Диапазон частот, ГГц	Среднее расстояние между станциями, км	Число каналов ТЧ
Горизонт-М	0,8...1	300	60
ТР-120	0,8...1	300	120
ДТР-12	0,8...1	600	12

радиоволны короче 100 см рассеивается на неоднородностях тропосферы. При этом часть энергии попадает на приёмную антенну радиорелейной станции (РРС), расположенной за пределами прямой видимости на расстоянии 250 ...350 км. Цепочка таких РРС образует тропосферную радиорелейную линию (ТРЛ). На любой РРС устанавливают антенны, приёмно-передающую аппаратуру и вспомогательные устройства (аппаратуру телеобслуживания, служебной связи, гарантированного электропитания и др.). Комплекс аппаратуры, обеспечивающий нормальную работу РРЛ (или ТРЛ), называют радиорелейной системой.

Механизм проведения дальнего распространения радиоволн на УКВ может быть обусловлен многими факторами. Наиболее часто возможно дальнейшее прохождение с рассеянием радиоволн на неоднородностях тропосферы. Регулярная дальняя связь с использованием рассеяния волн на неоднородностях тропосферы требует высокого энергетического потенциала радиостанций. В любительских условиях при ограниченных размерах антенн и мощности передатчиков регулярная дальняя связь возможна при усилении антенны 10 -16 dBd<sup>1</sup> и мощности передатчика 10 Вт на расстояниях до 300 - 500 км. Сила сигналов невелика и они имеют характерные временные замирания (фединги) Наиболее удачное время для таких тропосферных связей - время после захода солнца. При повышении энергетического потенциала станций (усиление антенн 16 - 20dBd при мощности излучения 1кВт) радиус подобных связей возрастает до 600 - 800км. В летний период на 2-х метровом диапазоне учащается возникновение положительной рефракции. Наиболее часто оно наблюдается в утренние часы, возникая в ясную погоду, после прохладной ночи, при высоком атмосферном давлении,

<sup>1</sup> dBd (русское дБд) - децибел относительно полуволнового вибратора («относительно диполя»). Характеризует коэффициент направленного действия (а также коэффициент усиления) антенны относительно коэффициента направленного действия полуволнового вибратора, размещённого в свободном пространстве.

через 20-30 мин после восхода солнца и продолжаясь, порой, до нескольких часов. Сила сигналов существенно выше (на 10 - 20dBd), чем при тропосферном рассеянии. Летом, а особенно осенью, возникает канальное тропосферное прохождение. Характерным признаками являются высокое атмосферное давление, начинающее понижаться, наличие атмосферных фронтов. Данное прохождение позволяет проводить связи на расстояния до 1000-2000 км при умеренной мощности, порядка 100 Вт, и антенне с усилением 10 - 15 dBd.

## **2.2. Методы улучшения качества тропосферной связи**

Исследования распространения волн дециметрового диапазона показали возможность увеличения расстояния между ретрансляционными станциями тропосферных линий до 800 - 1000 км. При этом объём рассеяния находится в стратосфере. Механизм распространения радиоволн на такие расстояния ещё недостаточно изучен, однако эксперименты показали, что распределение амплитуды сигнала при быстрых замираниях также подчиняется закону Рэлея, распределение сигнала при медленных замираниях подчиняется нормальному логарифмическому закону, однако дисперсия распределения уменьшается до 2 - 2,5дБ. Это означает, что диапазон медленных флуктуаций сигнала сверхдальней тропосферной связи (СТР) значительно меньше, чем на обычных линиях дальней тропосферной связи (ДТР); сезонный ход множителя ослабления также значительно меньше, чем на обычных линиях ДТР. Оказалось, что трассы, проходящие над морем, значительно лучше по условиям распространения, чем трассы такой же длины над сушей (сигнал выше на 10 - 20 дБ). Линии СТР приближаются по расстоянию между соседними участками к линиям ионосферного рассеяния, однако вследствие значительно большей широкополосности канала километр линии сверхдального тропосферного распространения обходится примерно в 10 раз дешевле, чем на линиях ионосферного рассеяния.

Расчёты для линий СТР показывают, что при надёжности связи, равной 99,95%, можно получить мощность шумов в канале, не выходящую за пределы норм (с применением компандеров, дающих 8 - 10 дБ выигрыша в средне минутной мощности шумов в телефонном канале). Дальнейшее повышение надёжности линии может быть получено использованием слежения по частоте. Линия СТР должна иметь для слежения цепь обратной связи, по которой на передающий конец подается информация о состоянии тракта. В соответствии с этой информацией, частота передатчика плавно

изменяется, оставаясь, все время на максимуме коэффициента передачи тропосферы. Приёмное устройство непрерывно подстраивается. Выигрыш от применения такой системы слежения равен 9 - 10дБ. Однако применение её затруднено необходимостью использования очень широкой полосы.

Увеличение запаздывания между компонентами многолучевого сигнала при СТР резко увеличивает мультипликативные помехи и, следовательно, кроме ухудшения энергетики приёма, вызывает увеличение переходных помех при многоканальной телефонии. При передаче дискретной информации «память» канала ограничивает скорость передачи, поскольку появляются межсимвольные искажения. Однако пропускная способность многолучевого канала падает незначительно (на 17%); более того, она может быть восстановлена оптимальными методами передачи информации. Все существующие методы борьбы с мультипликативной помехой могут быть, в принципе, разделены на следующие группы:

1. Метод накопления, при котором образуются несколько копий принимаемого сигнала, по-разному пораженного мультипликативной помехой. Эти копии комбинируются.

2. Метод адаптивного приёма, при котором производится непрерывное или периодическое измерение характеристик среды распространения. Данные этих измерений используются для оптимизации выбора сигналов на передаче путём использования информационной обратной связи и оптимальной обработки сигналов на приёме.

3. Метод использования исправляющих кодов и обратной связи после решений (postdecision feedback).

Применение того или иного метода определяется, с одной стороны, характеристиками канала связи, а с другой - передаваемой информацией и допустимыми искажениями. На многоканальных тропосферных РРЛ наибольшее распространение нашёл первый метод.

При передаче дискретной информации вместо методов разнесения, применяются методы, основанные на возможности разделения лучей в месте приёма. Следует отметить, что представление принимаемого сигнала в виде конечной суммы лучей с амплитудами  $U_i$ , фазами  $\phi_i$  и задержками  $t_i$  полностью согласуется с физической природой распространения только на коротких волнах. В канале ДТР не представляется возможным выделить один сильный луч, однако, тем не менее, представление сигнала в виде конечной суммы лучей правомочно. Если, например, полоса передаваемого сигнала  $\Delta f_c$ , то сигнал может быть представлен суперпозицией лучей с задержками друг относительно друга, равными  $1/2\Delta f_c$  (по Котельникову);

тогда число разделяемых лучей равно  $2\tau K\Delta f_c$ . Используя сигналы с широкой базой и корреляционный приём или приём на согласованный фильтр, можно разделить лучи во времени прихода. При этом запаздывание в каждом луче будет значительно меньше  $\tau K$  и, следовательно, уменьшаться искажения сигнала и мультипликативные помехи. При этом в зависимости от методов приёма возможно либо выделение одного сильнейшего луча, либо использование нескольких лучей путем когерентного приёма и суммирования всех лучей по напряжению.

Разделимость лучей связана с наличием у широкобазного сигнала весьма быстро спадающей автокорреляционной функции. Если ширина пика автокорреляционной функции специально сконструированного сигнала меньше минимального запаздывания между лучами и если каким-либо способом в точке приёма был определен наиболее сильный луч (или группа лучей), то простой автокорреляционный приемник подавит все остальные лучи, как опережающие, так и запаздывающие, в соответствии со значениями функции автокорреляции для времени, равного величине задержки этих лучей.

Выделение сильнейшего луча, а также и всех других, может быть осуществлено путём синхронизации местных сигналов каждым из лучей. После разделения лучей можно использовать всю энергию, сложив их. Основными недостатками таких систем являются значительное усложнение приёмного оборудования и расширение занимаемой полосы частот.

По методу приёма сигналов с широкой базой различают корреляционный приём с помощью многоканального коррелятора с линией задержки с отводами и приём на согласованные фильтры. В первом случае в качестве опорного широкополосного сигнала используется бинарная псевдослучайная последовательность типа М-последовательности с последующей фильтрацией. Возможно применение также других псевдослучайных последовательностей (многофазные коды Фрэнка и др.). Основные их свойства – равномерность спектра в широкой полосе, острый пик автокорреляционной функции и малый пикфактор. Переход к М-позиционному кодированию позволяет в той же полосе увеличить скорость передачи в  $\log_2 M$  раз по сравнению с бинарным кодированием. При этом аппаратура усложняется ( $v \approx M$  раз). В качестве опорных сигналов могут быть использованы разные М-последовательности, а также многочастотная и многофазная манипуляции. Для передачи аналоговой информации может быть использована относительно узкополосная частотная модуляция. При этом частотномодулированный (ЧМ) сигнал на передаче (а затем и на приёме)

перемножается с опорным псевдослучайным сигналом. Однако передача с помощью кодово-импульсной модуляции (КИМ) и дельта-модуляции считается более эффективной.

Серьезной проблемой считается синхронизация как тактовая, так и внутрибодная. Хотя сами широкополосные сигналы обладают хорошей разрешающей способностью по времени, но реализация этих свойств для разрешения многолучевости требует и соответствующей точности синхронизации. Имеются также большие трудности при конкретной реализации широкополосной линии задержки и схемы поиска при вхождении в связь.

При приёме на согласованные фильтры обычно используют внутриимпульсную линейную частотную модуляцию, например, с помощью дисперсионной ультразвуковой линии задержки. Используя линейную ЧМ с противоположным наклоном, можно передавать бинарные сигналы. На приёме согласованный фильтр предоставляет собой аналогичную передаче линию задержки.

Системы с широкобазными сигналами разрешают многолучевость на основе анализа импульсной реакции канала связи, т. е. используют эквивалентную модель канала, основанную на выборочных значениях его импульсной реакции. Однако можно использовать эквивалентную модель канала, основанную на выборочных значениях передаточной функции канала (в таком случае удобно говорить не о многолучевости, а о селективных затираниях). Формируя на передаче многочастотный сигнал, составленный из отрезков синусоид, и измеряя на приёме амплитуды и фазы этих частот, а затем, когерентно складывая их, получим оптимальную систему, производящую на приеме адаптацию или измерение и учёт реальных характеристик. Для измерения характеристик тракта распространения могут использоваться либо специальные сигналы, как, например, в системе с испытательным импульсом, либо информационные сигналы. В качестве испытательного импульса удобно использовать импульс с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ).

В целом оптимальный приёмник оценивает состояние канала и оптимизирует свои характеристики (опорные сигналы). Такую оптимизацию возможно производить не только на приёмном конце, но и на передающем, используя обратный канал. На многих линиях связи организовать такой канал несложно. Анализируя принимаемый сигнал, можно, например, просто изменять мощность передатчика в такт с федингом.

Выше уже говорилось, что при обратной связи, периодически исследуя большой диапазон частот и выбирая оптимальную частоту передачи,

можно получить значительный выигрыш. Этот выигрыш зависит от полосы, занимаемой информационным сигналом, и от точности разрешения сигнала зондирования по частоте. Такой метод эквивалентен разнесению по частоте с автовыбором, однако порядок разнесения определяется как интервалом корреляции по частоте, так и точностью разрешения или числом исследуемых частот в измерительном сигнале (следует, правда, отметить, что при автовыборе с увеличением порядка разнесения выигрыш растёт медленно, а кроме того, при увеличении полосы информационного сообщения выигрыш от работы на оптимальной частоте быстро падает). Основная трудность – обеспечить свипирование такой большой полосы частот. На участках СТР с большим запаздыванием лучей тК, вероятно, окажется достаточным исследовать канал связи в полосе частот 20 МГц. При этом возможна одновременная передача измерительного и информационного сигналов, причем для передачи информации можно использовать аналоговые методы модуляции, например, частотную, а в качестве опорного шумоподобный сигнал с равномерным спектром в полосе 20 МГц. В процессе работы на приёмном конце в результате обработки измерительного сигнала оценивается состояние канала во всем диапазоне и выбирается оптимальная частота, значение которой кодируется и передается по каналу обратной связи. В принципе, разрешающая способность измерительного сигнала может быть сделана очень большой, однако выигрыш такого метода целиком зависит от статистических свойств канала СТР.

В системах с обратным каналом связи можно менять не только частоту передатчика, но и девиацию (в случае ЧМ), число каналов, мощность передатчика или все одновременно. Основная особенность – возможность передачи аналоговой информации, в отличие от предыдущих систем, передающих только дискретную информацию.

Применение дискретизации и квантования аналоговой информации, т. е. переход к дискретной информации, даёт возможность согласовать скорость передачи информации с полосой пропускания тракта при использовании обычных узкополосных методов модуляции. Это возможно, например, путём разбиения канала с высокой скоростью на  $n$  параллельных каналов (с разнесением их по времени и частоте) со скоростью передачи, в  $n$  раз меньшей. Возможно использование и многопозиционного кодирования. Перспективно использовать многоканальную систему, где в субканалах используются многопозиционные коды. При этом аппаратура обладает большой гибкостью, так как при плохих условиях распространения легко увеличить порядок разнесённого приёма за счёт уменьшения скорости передачи.

### **2.3. Повышение частотно-энергетической эффективности тропосферных систем связи**

Тропосферные линии связи занимают особое место среди различных видов связи, применяющихся на практике. Эти линии обеспечивают передачу дискретной информации со скоростями до 2 - 8 Мбит/с на интервалах связи 100 - 500 км в диапазоне частот до 8 ГГц при общей протяжённости линий до 1000 - 2000 км. Средства связи этого типа превосходят другие в условиях организации связи в труднодоступных и малонаселённых районах, особенно расположенных в высокоширотных областях земного шара, а также при создании линий связи в чрезвычайных условиях, когда другие виды связи не эффективны.

Среди всех видов связи тропосферные линии являются одним из наиболее сложных в техническом отношении устройств. Эта сложность обусловлена характером распространения волн, который характеризуется как своими случайными параметрами, так и большими энергетическими потерями на трассе распространения. Поэтому вопросы, связанные с совершенствованием принципов построения таких систем всегда являются актуальными.

К таким вопросам относятся проблемы увеличения помехоустойчивости системы связи, которая напрямую связана с её стоимостью. В условиях напряженной энергетики любое снижение требуемой мощности излучения приводит к существенному снижению массогабаритных характеристик, а значит и стоимости станции. Увеличение помехоустойчивости должно производиться при минимизации занимаемой полосы частот. Проведем анализ эффективности различных вариантов построения тропосферных станций с учётом этих параметров: помехоустойчивости и частотной эффективности.

Традиционным способом повышения помехоустойчивости систем связи по каналам с переменными параметрами является разнесённый приём, который реализуется путём дублирования передаваемой информации по нескольким трактам передачи с независимыми замираниями уровня сигнала. Одновременно с этим большое развитие получила теория помехоустойчивого кодирования, которое является единственным средством повышения достоверности передачи информации без изменения энергетического потенциала радиолинии.

В последнее время в мировой литературе много внимания уделяется методам кодирования с хорошей частотно-энергетической эффективно-

стью, при которой заданная помехоустойчивость достигается при минимально возможной полосе частот. Построение таких кодов возможно на базе ансамбля сигналов с основанием больше 2, в частности, когда элементами кода являются многофазные сигналы. Частотно-энергетически эффективные коды получили наименование сигнально-кодовых конструкций (СКК). Большой интерес представляет собой исследование целесообразности использования СКК в каналах с переменными параметрами вместо традиционного разнесённого приёма. В системах с разнесённым приёмом с ограниченным числом параллельных каналов наиболее подходящими являются блочные СКК.

Приведём результаты исследования частотно-эффективных методов построения систем связи по трактам с переменными параметрами и, в частности, тропосферных систем связи. В число этих результатов входит методика расчёта вероятности ошибочного приёма информации в каналах с замираниями при использовании блочных многофазных сигнально-кодовых конструкций (СКК), которая позволяет проводить анализ помехоустойчивости при коррелированных и некоррелированных замираниях в символах СКК.

*Помехоустойчивость систем с СКК в канале  
с независимыми релейскими замираниями*

Исследуем помехоустойчивость систем когерентного приёма в канале с независимыми релейскими замираниями различных способов передачи информации, среди которых рассматриваются методы многократной фазовой манипуляции с использованием кода Грея, двоичные коды с фазовой манипуляцией, блочные сигнально-кодовые конструкции.

В качестве параметра частотно-энергетической эффективности возьмём зависимость отношения “сигнал/шум” -  $h_{20} = f(g)$ , необходимого для получения заданной вероятности ошибки  $p$ , где  $g = T_s/T_o = k/n$  - частотная эффективность,  $T_s$  - длительность тактового интервала СКК,  $T_o$  - длительность тактового интервала в информационной последовательности,  $k$  - число информационных символов,  $n$  - число символов кода,  $h_{20} = s^2 T_o / n^2 \sigma_{ш}$  - отношение “сигнал/шум” в полосе некодированной передачи,  $s^2$  - дисперсия сигнала,  $n^2 \sigma_{ш}$  - спектральная плотность шума.

Рассмотрим СКК, построенные на основе хэммингового расстояния 2-го порядка, которое обозначим через  $M(n_1, k)$ . Здесь  $k$  - число информационных символов,  $n$  - число элементов в СКК 2-го типа,  $n_1 = 2n$  - число элементов в исходном двоичном коде. Перечень рассматриваемых СКК приведён в табл. 13.2.

## Сигнально-кодовые конструкции, применяемые в тропосферной связи [5]

№ n/n	Наименование исходного кода	Условное обозначение кода	Длина СКК, n
1	Расширенный код Хэмминга (8,4)	M(8,4)	4
2	Код Нордстрёма-Робинсона (16,8)	M(16,8)	8
3	Код Голея (24,12)	M(24,12)	12
4	Код Рида-Малера (32,16)	M(32,16)	16

Для исследования помехоустойчивости четырёхфазных сигнально-кодовых конструкций из табл. 2.2 методом перебора на ПЭВМ были получены спектры эквивалентных кодовых слов и спектры условных вероятностей ошибки приёма одного символа  $df$ . Эти СКК обладают одинаковой частотной эффективностью  $g = 1$  такой же, как и у некодированной однократной фазовой манипуляции (ФМ2).

Зависимости вероятности ошибки от отношения “сигнал/шум”, требуемого для достижения вероятности ошибки  $p = 10^{-4}$ , для этих СКК приведены на рис. 2.2 (номер кривой соответствует порядковому номеру СКК из табл. 2.2).

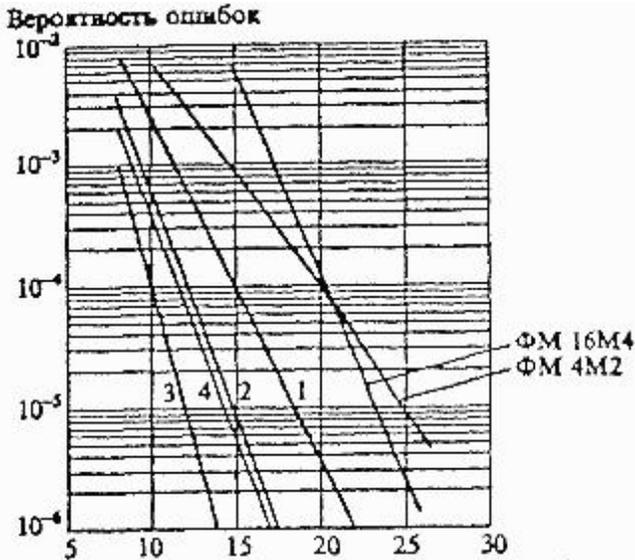


Рис. 2.2. График зависимости вероятности ошибок от отношения сигнал/шум (дБ) для кодов, номера которых указаны в таблице 2.2 [5]

Оценивая полученные данные, можно сделать следующие выводы:  
– традиционные методы передачи информации по каналу с замираниями, в которых используется только разнесённый приём (простое повторение сигналов), не являются частотно-энергетически эффективными методами;

– высокой эффективностью обладают четырёхфазные сигнально-кодовые конструкции, среди которых следует выделить четырёхэлементную СКК на основе кода Хэмминга (кривая 1), восьмиэлементную СКК на основе кода Нордстрёма-Робинсона (кривая 2) и 12-элементную СКК на основе кода Голя (кривая 3).

### *Пространственно-частотные сигнально-кодовые конструкции*

При построении систем тропосферной связи приходится учитывать тот факт, что декорреляция символов методом временного перемежения не всегда приемлема. Это связано с тем, что для передачи речевого сообщения существует ограничение на допустимую задержку сообщения, а при перемежении такая задержка принципиально присутствует и существенно зависит от длины кодового слова и числа интервалов в многоинтервальной тропосферной радиолинии.

Учитывая это обстоятельство и тот факт, что основными видами информации в тропосферных системах связи как аналоговых, так и цифровых, являются многоканальные сообщения, включающие в себя и телефонные каналы, при построении тропосферных средств связи нашли применение в основном методы декорреляции сигналов по пространственно-частотным разнесённым трактам передачи.

В реальных системах связи, например, тропосферных, число каналов разнесения обычно ограничено (2, 4, 8, 16). Наряду с простым повторением одного и того же сигнала по параллельным каналам, как это делается при разнесённом приёме, можно преобразовать входную информацию в комбинации сигналов, используя идеи совмещения модуляции и кодирования без расширения суммарной полосы частот и с выигрышем по помехоустойчивости. В случае указанных выше систем этот метод приводит к пространственно-частотным сигнально-кодовым конструкциям (ПЧСКК).

Был проведён анализ помехоустойчивости различных вариантов сигналаобразования в системе связи с ПЧСКК. Отличительной особенностью ПЧСКК по сравнению с рассмотренными СКК, является необходимость обязательного учёта повторений элементов СКК, дублированных

в ветвях разнесения, а также рассмотрение вариантов, где символы СКК коррелированы.

В табл. 2.3 приведены параметры помехоустойчивости СКК из табл. 2.2, т.е. отношение “сигнал/шум”, требуемое для достижения вероятности ошибки  $p = 10^{-4}$  при различном числе разнесений  $m$ .

Таблица 2.3

Параметры помехоустойчивости сигнально-кодовых конструкций [5]

Число разнесений, $m$	Отношение “сигнал-шум” для СКК, дБ				
	M(8,4)	M(16,8)	M(24,12)	M(32,16)	ФМ4,1 $m$
1	39,6/15,0	45,2/12,1	52/10,1	52/11,6	35,6
2	20,6/10,3	22,7/8,4	25,3/7,3	25,3/7,6	19,3
3	15,1/8,9	15,9/7,3	17,3/6,4	17,3/6,4	15,1
4	12,6/8,25	12,8/6,8	13,7/6,0	13,7/6,0	13,1
5	11,2/7,9	11,1/6,55	11,6/5,75	11,6/5,75	12,1
8	9,2/7,3	8,2/-	8,8/-	8,8/-	10,6
16	7,7/6,9	7,0/-	6,7/-	6,7/-	9,5
бесконечность	6,4/6,4	5,5/5,5	4,8/4,8	4,8/4,8	8,4

Примечание: В числителе - при коррелированных замираниях в элементах СКК; в знаменателе - при некоррелированных замираниях.

Рассмотрим два варианта образования сигналов.

В первом варианте замирания в элементах кодового слова полностью коррелированы, а сигналы разнесения некоррелированы. Блок-схема такой системы связи приведена на рис. 2.3.

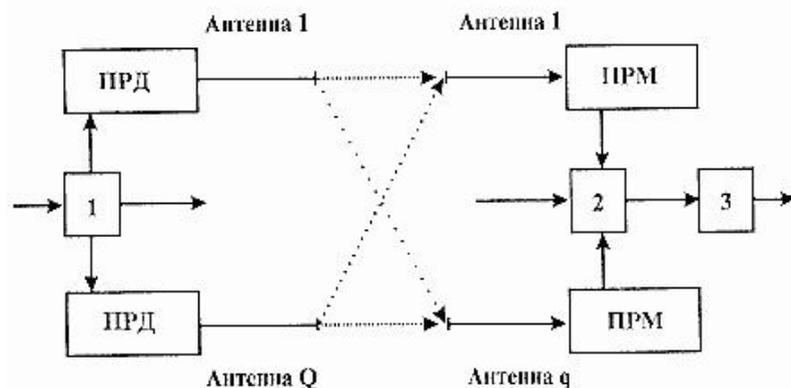


Рис. 2.3. Блок-схема первого варианта сигналообразования в системе тропосферной связи [5]

Во втором варианте сигналообразования замириания в элементах кодового слова некоррелированы и сигналы разнесения некоррелированы. Блок-схема такой системы связи приведена на рис. 2.4.

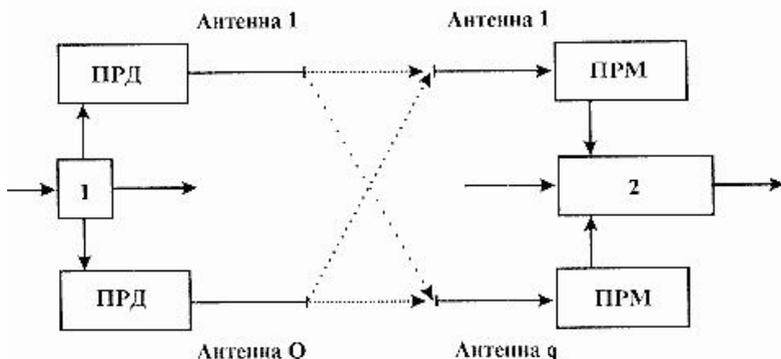


Рис. 2.4. Блок-схема второго варианта сигналообразования в системе тропосферной связи [5]

Для сравнительного рассмотрения взяты: двухантенная система связи ( $Q = 2$  антенн на передающей стороне,  $q = 2$  антенн на приёмной стороне) и четырёхантенная система связи ( $Q = 4$  антенн на передающей стороне,  $q = 4$  антенн на приёмной стороне).

Сравнительные характеристики вариантов приведены в табл. 2.4 (двухантенная система) и в табл. 2.5 (четырёхантенная система).

*Примечание.*  $M(8, 4)$ : в числителе - ПЧСКК4 (корр.), в знаменателе для ПЧСКК5 (некорр.);  $M(16, 8)$  - ПЧСКК6 (корр.)/ПЧСКК7 (некорр.);  $M(24, 12)$ -ПЧСКК8 (корр.)/ПЧСКК9 (некорр.)

В табл. 2.5 собраны данные для следующих вариантов построения двухантенной системы:

ФМ44 - четырёхфазная манипуляция (одна антенна излучает символ информации на частоте  $f_1$ , а вторая антенна дублирует его на частоте  $f_2$ ). При этом обеспечивается четырёхкратный разнесённый приём;

ФМ416 - четырёхфазная манипуляция (одна антенна повторяет один символ информации на четырёх не перекрывающихся по времени частотах, а вторая антенна повторяет его на тех же частотах следующих друг за другом так, чтобы можно было различать повторяющиеся элементы на приёмной стороне. При этом обеспечивается шестнадцатикратный разнесённый приём;

$M(8, 4)$  кор.(ПЧСКК1) - сигнально-кодовая конструкция на основе расширенного кода Хэмминга, образованная в системе по рис. 2.3.

Таблица 2.4

**Параметры сигнала для двухантенной системы связи [5]**

Параметры	Значения параметров для		
	ФМ4ч	ФМ4	СКК-М(8,4)
$k$	2	2	4/4/4
$n$	1	1	4/4/4
$m$	4	16	4/2/4
$y$	1	0,25	0,5/1/0,25
$h_{20}$	7,1	3,5	6,6/4,3/2,25

*Примечание:* Значения для М(8,4) приведены соответственно для ПЧСКК1 (корр./ПЧСКК2 (некорр.)/ПЧСКК3 (некорр.)

Таблица 2.5

**Параметры сигнала для четырехантенной системы связи [5]**

Параметры	Значения параметров для			
	ФМ4	16М(8,4)	М(16,8)	М(24,12)
$k$	2	4/4	8/8	12/12
$n$	1	4/4	8/8	12/12
$m$	16	16/16	16/8	16/4
$y$	0.5	0.25/0.25	0.25/0.5	0.25/1
$h_{20}$	-2.5	-4.3/-5.1	-5/-5.5	-5.3/-6.0

М(8,4) некор. (ПЧСКК2) - сигнально-кодовая конструкция на основе расширенного кода Хэмминга, образованная в системе по рисунку 2.4. Здесь первые два элемента СКК на передаче излучаются первой антенной на отдельных частотах без их временного перекрытия, а другие два элемента СКК - другой антенной на тех же частотах, следующих в другой последовательности для того, чтобы уметь различать все элементы на приёме;

М(8,4) некор. (ПЧСКК3) - сигнально-кодовая конструкция на основе расширенного кода Хэмминга, образованная в системе по рисунку 2.4. Здесь каждый элемент СКК на передаче излучается одной антенной на отдельной частоте без их временного перекрытия и дублируется второй антенной на тех же частотах, следующих в другой последовательности для того, чтобы уметь различать все элементы на приёме.

В табл. 2.5 приведены данные для следующих вариантов построения двухантенной системы:

ФМ4- четырехфазная манипуляция (одна антенна излучает символ информации на частоте  $f_1$ , вторая антенна дублирует его на частоте  $f_2$ ,

третья антенна дублируется на частоте  $f_3$ , а четвертая антенна - на частоте  $f_4$ ). При этом обеспечивается шестнадцатикратный разнесённый приём;

М(8,4) кор.(ПЧСКК4)-сигнально-кодовая конструкция на основе расширенного кода Хэмминга, образованная в системе по рис. 2.3;

М(8,4) некор. (ПЧСКК5) - сигнально-кодовая конструкция на основе расширенного кода Хэмминга, образованная в системе по рис. 2.4. Здесь каждый элемент СКК на передаче излучается одной антенной на отдельной частоте без их временного перекрытия и дублируется второй, третьей и четвертой антенной на тех же частотах, следующих в другой последовательности для того, чтобы различать все элементы на приём;

М(16,8) кор. (ПЧСКК6) - сигнально-кодовая конструкция на основе расширенного кода Хэмминга образованная в системе по рис. 2.3;

М(16,8) некор.(ПЧСКК7) - сигнально-кодовая конструкция на основе расширенного кода Хэмминга образованная в системе по рис. 2.4. Здесь первые четыре элемента СКК на передаче излучаются первой антенной на отдельной частоте без их временного перекрытия и дублируются второй антенной на тех же частотах, а последние четыре элемента излучаются третьей антенной на тех же частотах и дублируются четвертой антенной. На всех антеннах выбран различный порядок следующих друг за другом частот для того, чтобы в один и тот же момент времени всеми антеннами излучались различные частоты и тем самым различались все элементы на приём;

М(24,12) кор.(ПЧСКК8) - сигнально-кодовая конструкция на основе расширенного кода Хэмминга, образованная в системе по рис. 2.3;

М(24,12) некор.(ПЧСКК9) - сигнально-кодовая конструкция на основе расширенного кода Хэмминга, образованная в системе по рис. 2.4. Здесь каждый элемент СКК на передаче излучается одной антенной на отдельной частоте без их временного перекрытия и дублируется второй, третьей и четвертой антенной на тех же частотах, следующих в другой последовательности для того, чтобы различать все элементы на приём.

В табл. 2.4 и табл. 2.5 для каждого варианта приведены сравниваемые параметры: число информационных символов -  $k$ , число символов СКК -  $n$ , число пространственно-частотных разнесений -  $m$ , коэффициент частотной эффективности -  $g = k/nW$ , число частотных подканалов -  $W$ , на которых продублированы символы СКК, среднее отношение “сигнал/шум”  $h_2$  в полосе частот передаваемой информации на входе одной ветви разнесения, необходимое для достижения вероятности ошибки  $p = 10^{-4}$  одного символа информации. На основе анализа данных из табл. 2.4 и табл. 2.5

можно сделать следующие выводы. В системе, где используются две антенны без расширения полосы частот, применение четырёхэлементных СКК при независимых замираниях в элементах (ПЧСКК2) позволяет получить выигрыш в отношении “сигнал/шум” по сравнению со счетверённым разнесённым приёмом ФМ44 в 2,8 дБ. При увеличении полосы частот в 4 раза путём четырёхкратного повторения сигнального символа кратность разнесения может быть увеличена до 16 (обозначим четырёхфазную систему манипуляции с 16-кратным приёмом ФМ416). За счёт этого выигрыш в отношении “сигнал/шум” увеличится на 3,6 дБ, в то время как при использовании ПЧСКК3, построенной на основе СКК М(8,4) этот выигрыш составит 4,85 дБ.

При коррелированных символах ПЧСКК 1 даёт незначительное уменьшение требуемого отношения “сигнал/шум” до 0,5 дБ. В системе, где используются четыре антенны без расширения полосы частот, применение четырёхэлементных СКК при независимых замираниях в элементах (ПЧСКК 5) позволяют получить выигрыш в отношении “сигнал/шум” по сравнению с шестнадцатикратным разнесённым приемом ФМ416 в 2,6 дБ. При коррелированных символах ПЧСКК4 даёт уменьшение требуемого отношения “сигнал/шум” до 1,8 дБ.

При использовании ПЧСКК больших размерностей разница в помехоустойчивости между вариантами с коррелированными и некоррелированными замираниями элементов сигнала становится незначительной (не более 1 дБ). По сравнению с 16-кратным приемом ФМ416 этот выигрыш для разных вариантов колеблется в пределах от 2,5 до 3,5 дБ.

Таким образом, на основании проведённых исследований можно сделать общий вывод, что применение ПЧСКК в системах с разнесённым приёмом и, в частности, в тропосферных системах связи, позволит получить дополнительные выигрыши в помехоустойчивости без существенного увеличения полосы частот.

### Список литературы

1. Гаранин М.В., Журавлев В.И., Кунегин С.В. Системы и сети передачи информации. – М.: Радио и связь, 2001
2. Системы радиосвязи / Под ред. Н.И.Калашникова. - М.: Радио и связь, 1988
3. Немировский А.С., Данилович О.С. и др. Радиорелейные и спутниковые системы передачи.- М.: Радио и связь, 1986.

4. Немировский А.С., Рыжков Е.В. Системы связи и радиорелейные линии: учебник для электротехнических институтов связи. - М.: Связь, 1980

5. Серов В.В. «Помехоустойчивость пространственно-частотных кодовых конструкций в каналах с релейскими замираниями», «Радиотехника», №9, 1995.

6. Гусятинский И.А. и др. «Дальнее тропосферное рассеивание», М.: «Связь», М., 1968.

### 3. РАДИОРЕЛЕЙНЫЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

Радиорелейные линии (РРЛ) представляют собой цепочку приёмопередающих радиостанций (оконечных, промежуточных узловых), которые осуществляют последовательную многократную ретрансляцию (приём, преобразование, усиление и передачу) передаваемых сигналов.

В зависимости от используемого вида распространения радиоволн РРЛ можно разделить на две группы: прямой видимости и тропосферные.

РРЛ прямой видимости являются одним из основных наземных средств передачи сигналов телефонной связи, программ звукового и ТВ вещания, цифровых данных и других сообщений на большие расстояния. Ширина полосы частот сигналов многоканальной телефонии и ТВ составляет несколько десятков мегагерц, поэтому для их передачи практически могут быть использованы диапазоны только дециметровых и сантиметровых волн, общая ширина спектра которых составляет 30 ГГц. Кроме того, в этих диапазонах почти полностью отсутствуют атмосферные и промышленные помехи. Расстояние между соседними станциями (протяжённость пролёта)  $R$  зависит от рельефа местности и высоты подъёма антенн. Обычно его выбирают близким или равным расстоянию прямой видимости  $R_0$  для сферической поверхности Земли с учётом атмосферной рефракции

$$R_0 \cong 4,1(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}),$$

где  $h_1$  и  $h_2$  – высоты подвеса соответственно передающей и приёмной антенн (в метрах). В реальных условиях, в случае малопересечённой местности  $R_0 \approx 40 - 70$  км при высоте антенных мачт 60...100 м.

Комплекс приёмопередающей аппаратуры РРЛ для передачи информации на одной несущей частоте (или на двух несущих частотах при организации дуплексных связей) образует широкополосный канал, называемый стволom (радиостволom). Оборудование, предназначенное для передачи телефонных сообщений и включающее в себя кроме радиоствола модемы и аппаратуру объединения и разъединения каналов, называют телефонным стволom. Соответствующий комплекс аппаратуры для передачи полных ТВ сигналов (вместе с сигналами звукового сопровождения, а часто и звукового вещания) называют ТВ стволom. Большинство современных РРЛ являются многоствольными. При этом, кроме рабочих стволom, могут быть один или два резервных ствола, а иногда и отдельный ствол

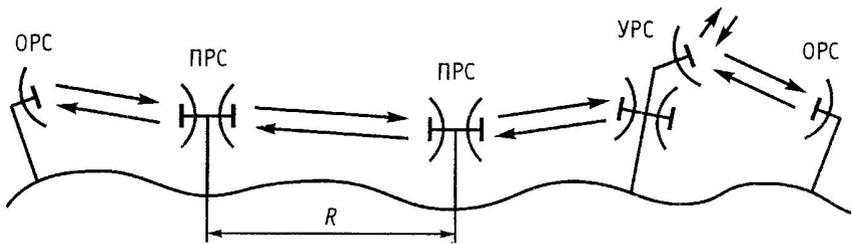


Рис. 3.1. Условное изображение РРЛ [1]

служебной связи. С увеличением числа стволов возрастает соответственно и объём оборудования (число передатчиков и приёмников) на станциях РРЛ

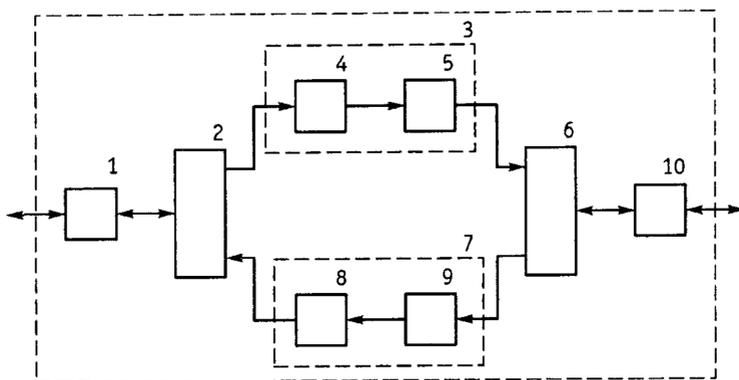
Часть РРЛ (один из возможных вариантов) условно изображена на рис. 3.1, где непосредственно отмечены радиорелейные станции трёх типов: оконечная (ОПС), промежуточная (ПРС) и узловая (УРС).

На ОПС производится преобразование сообщений, поступающих по соединительным линиям от междугородных телефонных станций (МТС), междугородных ТВ аппаратных (МТА) и междугородных вещательных аппаратных (МВА), в сигналы, передаваемые по РРЛ, а так же обратное преобразование. На ОПС начинается и заканчивается линейный тракт передачи сигналов.

С помощью УРС разветвляются и объединяются потоки информации, передаваемые по разным РРЛ, на пересечении которых и располагается УРС. К УРС относят также станции РРЛ, на которых осуществляется ввод и вывод телефонных, ТВ и других сигналов, посредством которых расположенный вблизи от УРС населенный пункт связывается с другими пунктами данной линии.

На ОПС или УРС всегда имеется технический персонал, который обслуживает не только эти станции, но и осуществляет контроль и управление с помощью специальной системы телеобслуживания ближайшими ПРС. Участок РРЛ (300... 500 км) между соседними обслуживаемыми станциями делится примерно пополам так, что одна часть ПРС входит в зону телеобслуживания одной УРС (ОПС), а другая часть ПРС обслуживается другой УРС (ОПС).

ПРС выполняют функции активных ретрансляторов без выделения передаваемых сигналов электросвязи и введения новых и, как правило, работают без постоянного обслуживающего персонала. Структурная схема ретранслятора ПРС приведена на рис. 3.2.



1, 10 – антенны; 2,6 – фидерные тракты; 3,7 – приемопередатчик; 4,9 – приемники; 5,8 – передатчики.

Рис. 3.2. Структурная схема одноствольного ретранслятора РРЛ [1]

При активной ретрансляции сигналов на ПРС используют две антенны, расположенные на одной и той же мачте. В этих условиях трудно предотвратить попадание части мощности усиленного сигнала, излучаемого передающей антенной, на вход приёмной антенны. Если не принять специальных мер, то указанная связь выхода и входа усилителя ретранслятора может привести к его самовозбуждению, при котором он перестает выполнять свои функции. Эффективным способом устранения опасности самовозбуждения является разнесение по частоте сигналов на входе и выходе ретранслятора. При этом на ретрансляторе приходится устанавливать приёмники и передатчики, работающие на разных частотах. Если на РРЛ предусматривается одновременная связь в прямом и обратном направлениях, то число приёмников и передатчиков удваивается, и такой ствол называется дуплексным (см. рис. 3.2). В этом случае каждая антенна на станциях используется как для передачи, так и для приёма высокочастотных сигналов на каждом направлении связи.

Одновременная работа нескольких радиосредств на станциях и на РРЛ в целом возможна лишь при устранении взаимовлияния между ними. С этой целью создаются частотные планы, т.е. планы распределения частот передачи, приёма и гетеродинов на РРЛ.

Исследования показали, что в предельном случае для двусторонней связи по РРЛ (дуплексный режим) можно использовать лишь две рабочие частоты  $f_1$  и  $f_2$ . Пример РРЛ с таким двухчастотным планом условно изображен на рис. 3.3,а.

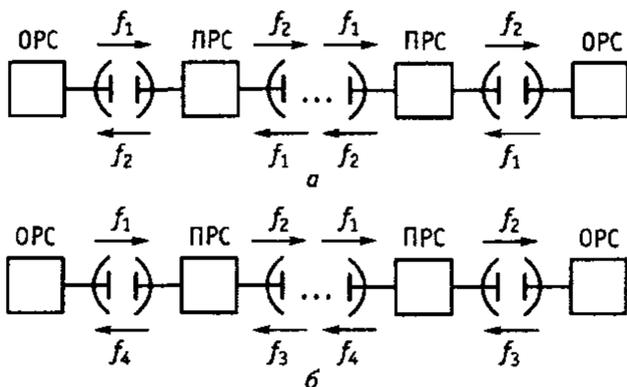


Рис. 3.3. Схемы распределения частот в РРЛ

Чем меньше на линии используется рабочих частот, тем сложнее устранить взаимовлияние сигналов, совпадающих по частоте, но предназначенных разным приёмникам. Во избежание подобных ситуаций на РРЛ стараются использовать антенны с узкой диаграммой направленности, с возможно меньшим уровнем боковых и задних лепестков; применяют для разных направлений связи волны с различным типом поляризации; располагают отдельные станции так, чтобы трасса представляла собой некоторую ломаную линию. Применение указанных мер не вызывает сложностей, если связь осуществляется в диапазоне сантиметровых волн. Реальные антенные устройства, работающие на менее высоких частотах, обладают меньшим направленным действием. Поэтому на РРЛ дециметрового диапазона приходится разносить частоты приёма на каждой станции. В этом случае для прямого и обратного направлений связи выбирают различные пары частот  $f_1, f_2$  и  $f_3, f_4$  (четырёхчастотный план) (см. рис. 3.3, б), и необходимая для системы связи полоса частот возрастет вдвое. Четырёхчастотный план не требует указанных выше мер защиты, однако он не экономичен с точки зрения использования полосы частот. Число радиостолов, которое может быть образовано в выделенном диапазоне частот, при четырёхчастотном плане вдвое меньше, чем при двухчастотном.

Для радиорелейной связи в основном используются сантиметровые волны, поэтому двухчастотный план получил наибольшее распространение.

### 3.1. Классификация радиорелейных линий

РРЛ прямой видимости можно классифицировать по различным признакам и характеристикам.

Рассмотрим классификацию РРЛ по наиболее важным из них:

1. По назначению различают: междугородные, магистральные, внутризоновые, местные РРЛ.

2. По диапазону рабочих (несущих) частот РРЛ подразделяются на линии дециметрового и сантиметрового диапазонов. В этих диапазонах в соответствии с Регламентом радиосвязи для организации РРЛ выделены полосы частот, расположенные в области 2, 4, 6, 8, 11 и 13 ГГц. В настоящее время ведётся исследование условий создания радиорелейной связи на частотах порядка 18 ГГц и выше. Переход на более высокие частоты позволил бы увеличить пропускную способность систем передачи. Однако использование столь высоких частот затруднено из-за сильного ослабления энергии радиоволн во время атмосферных осадков.

3. По способу уплотнения каналов и виду модуляции несущей можно выделить:

а) РРЛ с частотным уплотнением (разделением) каналов (ЧРК) и ЧМ гармонической несущей,

б) РРЛ с временным уплотнением (разделением) каналов (ВРК) и аналоговой модуляцией импульсов, которые затем модулируют несущую;

в) цифровые РРЛ, в которых отсчёты сообщений квантуются по уровням и кодируются.

4. По принятой в настоящее время классификации РРЛ разделяют на системы большой, средней и малой ёмкости.

К РРЛ большой ёмкости принято относить системы, позволяющие организовать в одном стволе 600 и более каналов тональной частоты (ТЧ), что соответствует пропускной способности более 100 Мбит/с. Если РРЛ позволяет организовать 60 или менее 60 каналов ТЧ, то эти системы относятся к линиям связи средней и малой ёмкости. Пропускная способность таких РРЛ равна соответственно 10 - 100 и менее 10 Мбит/с.

В нашей стране в основном используются комплексы аналоговых унифицированных радиорелейных систем («КУРС»), к особенностям которых можно отнести применение унифицированных блоков, экономичность, надёжность, возможность создания цифровых трактов. Причём аппаратура «КУРС-4», «КУРС-6» относится к РРЛ большой ёмкости, а «КУРС-2», «КУРС-8» - к аппаратуре средней ёмкости. Более новыми РРЛ большой ёмкости является аппаратура «Радуга-4», «Радуга-6». В данных системах используются полупроводниковые приборы СВЧ в усилителях мощности передатчика, транзисторные малошумящие усилители, интегральные микросхемы, малогабаритные волноводы с диэлектрическим заполнением и

микроразветвленные линии, блоки модульного исполнения.

К современным РРЛ малой и средней ёмкости относятся отечественная цифровая аппаратура «Пихта-2», «Радан», «Радан-МГ», а также аналоговая аппаратура «Ракита-8».

В современных телекоммуникационных системах РРЛ используются для создания стационарных, магистральных линий связи в несколько тысяч километров для передачи больших потоков информации. В этих случаях применяют системы большой ёмкости. Магистральные РРЛ обычно являются многоствольными.

Стационарные РРЛ средней ёмкости используются для организации зонной связи. Это линии протяженностью до 500 - 1500 км. Подобные РРЛ в большинстве случаев рассчитаны на передачу ТВ сигналов и сигналов радиовещания. Часто эти линии являются много ствольными и ответвляются от магистральных РРЛ.

РРЛ малой ёмкости применяются в местной сети связи. Кроме того, малоканальные РРЛ обеспечивают служебной связью железнодорожный транспорт, газопроводы, нефтепроводы, линии энергоснабжения.

Пропускная способность РРЛ может быть в несколько раз увеличена за счёт образования новых стволов для этого на РРЛ станциях устанавливаются дополнительные комплексы приёмопередающего оборудования, с помощью которых создаются новые высокочастотные тракты. Для сигналов разных стволов используются различные несущие частоты. Все системы многоствольной РРЛ организуются таким образом, чтобы все стволы работали независимо один от другого, были взаимозаменяемыми. Такой принцип повышает надёжность всей линии в целом.

Повышение пропускной способности РРЛ за счёт многоствольной работы не приводит к пропорциональному росту стоимости линии, так как многие её элементы (антенны, станционные сооружения, опоры для подвеса антенн, источники электроснабжения) являются общими для всех стволов.

В настоящее время в наземной распределительной телекоммуникационной сети России ведётся интенсивное строительство цифровых РРЛ с большой пропускной способностью. Особо следует отметить уже введённую в эксплуатацию цифровую РРЛ Москва - Хабаровск с пропускной способностью одного ствола 140 Мбит/с.

### 3.2. Виды модуляции, применяемые в радиорелейных системах передачи

В многоканальных РРЛ модуляция сигнала представляет собой двух-ступенчатый процесс. С помощью первой ступени формируется многоканальный сигнал.

В системах передачи с частотным уплотнением каналов (ЧРК) на первой ступени применяется однополосная модуляция. В аналоговых системах с временным уплотнением каналов (БРК) используется фазоимпульсная модуляция, а в цифровых РРЛ с ВРК - ИКМ и дельта-модуляция. В многоканальных РРЛ первая ступень модуляции осуществляется в каналообразующем и групповом оборудовании на сетевых станциях и узлах коммутации. В системах передачи сигналов телевидения полный ТВ сигнал формируется с помощью оконечного оборудования ТВ ствола на ОРС. Назначением второй ступени модуляции является образование высокочастотного радиосигнала, модулированного линейным сигналом. Вторая ступень модуляции осуществляется в оконечном оборудовании ствола.

В аналоговых системах передачи сигналов многоканальной телефонии с ЧРК и телевидения практически всегда применяется ЧМ. При ЧМ основной причиной нелинейных искажений сигналов в радиоканале является нелинейность фазочастотной характеристики (ФЧХ), в то время как при АМ и однополосной модуляции основная причина искажений - нелинейность амплитудной характеристики. Так как компенсация нелинейности ФЧХ — значительно более простая задача, чем борьба с амплитудными искажениями, то приёмопередающая аппаратура при использовании ЧМ в РРЛ оказывается более простой, чем при АМ и однополосной модуляции. Кроме того, ЧМ обладает большей помехоустойчивостью в отношении теплового шума по сравнению с АМ.

При ЧМ мгновенная частота  $f(t)$  модулированного радиосигнала  $U_{чМ}(t)$  изменяется в соответствии с модулирующим сигналом  $U(t)$ :

$$f(t) = f_0 + \Delta f_D(t) = f_0 + K_{чМ}U(t), \quad (3.1)$$

где  $f_0$  – несущая частота;  $\Delta f_D(t)$  – отклонение частоты под воздействием модулирующего сигнала (девиация частоты);  $K_{чМ}$ , Гц/В – крутизна модуляционной характеристики частотного модулятора.

Важной характеристикой ЧМ радиосигнала является ширина его спектра, определяющая необходимую полосу пропускания радиоканала. При передаче сигналов многоканальной телефонии минимальная необходимая полоса должна определяться исходя из допустимого уровня переходных помех, возникающих в результате ограничения спектра:

$$П_{\text{ЧМ}} = 2f_{\text{с}} q_{\text{ЧМ}}, \quad (3.2)$$

где  $q_{\text{ЧМ}}$  – параметр, зависящий от уровня переходных помех и индекса ЧМ.

Для примера в табл. 3.1 приведены значения необходимой полосы пропускания радиоканала при передаче сигналов многоканальной телефонии для отечественных РРЛ с различной ёмкостью.

Таблица 3.1

Значение полосы пропускания радиоканала при передаче сигналов многоканальной телефонии [2]

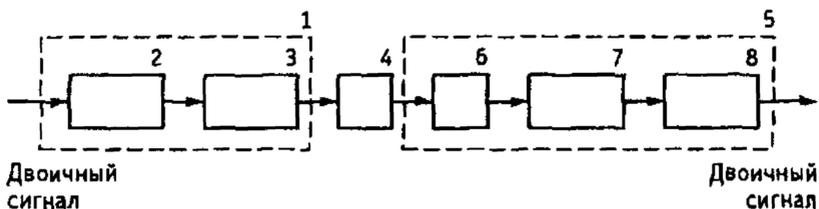
Число каналов ТЧ	12	24	60	120	240	300	360	600	720	1020	1320	1920
$П_{\text{ЧМ}}$ , МГц при $P_{\text{шм}} = 1 \text{ нВт}$	0,61	0,84	3,05	4,33	6,4	8,5	9,67	14,57	17,57	23,37	25,57	35,8
$П_{\text{ЧМ}}$ , МГц при $P_{\text{шм}} = 10 \text{ нВт}$	0,55	0,75	2,72	3,94	5,57	7,64	8,72	13,19	15,9	21,14	23,73	32,9

При расчётах, результаты которых приведены в табл. 3.1, учитывалась различная мощность переходных помех в верхнем телефонном канале РШН.

Модуляцию в цифровых РРЛ принято называть манипуляцией. В зависимости от числа уровней модулирующего сигнала различают двухуровневую (двоичную) и многоуровневую манипуляции.

Для многих видов манипуляций, применяемых в цифровых РРЛ, предполагается использование манипулирующих сигналов, отличающихся по структуре от исходного передаваемого двоичного сигнала. Формирование указанных манипулирующих сигналов осуществляется специальным кодирующим устройством – кодером модулятора (рис. 3.4).

При демодуляции радиосигналов на приёмном конце с помощью декодера демодулятора производится обратное преобразование, в резуль-



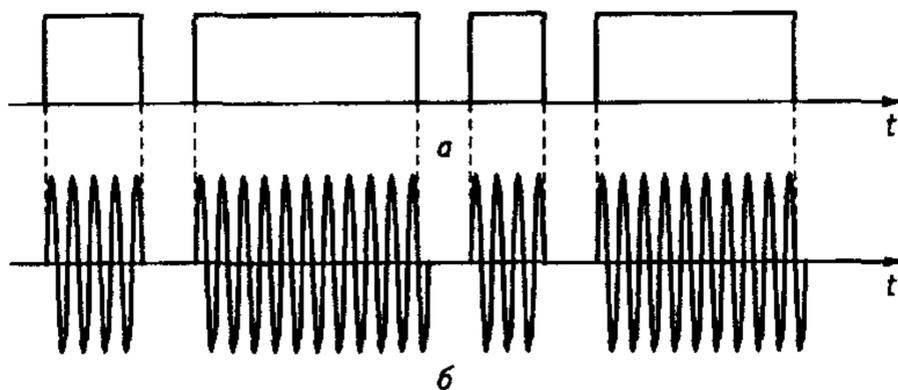
1- модулятор; 2- кодер модулятора; 3- устройство модуляции; 4 – радиоканал;  
5 – демодулятор; 6- детектор; 7- регенератор; 6- декодер демодулятора.

Рис. 3.4. Функциональная схема модема для цифровой РРЛ [1]

тате чего формируется исходный двоичный сигнал. Декодированию предшествует регистрация сигналов, в результате которой из протектированного искаженного сигнала формируется сигнал, имеющий структуру модулирующего сигнала на передающем конце. В современных цифровых РРЛ применяются амплитудная, фазовая, частотная и комбинированная амплитудно-фазовая манипуляции.

При амплитудной манипуляции модулируемым параметром радиосигнала является его амплитуда (рис. 3.5).

В настоящее время применяется лишь двоичная амплитудная манипуляция. В системах с амплитудной манипуляцией применяется некогерентное детектирование радиосигналов, обеспечивающее простоту построения аппаратуры по сравнению с когерентным детектированием. Модуляция и демодуляция сигналов в системах с двоичной амплитудной манипуляцией не требуют специального кодирования и декодирования.



а – манипулирующий сигнал; б – амплитудно-манипулируемый сигнал.

Рис. 3.5. Форма сигналов при амплитудной манипуляции

При фазовой манипуляции (ФМ) модулируемым параметром радиопульсов является фаза высокочастотного заполнения. В современных РРЛ применяются двоичная, четырехуровневая и восьми уровневая ФМ. При демодуляции фаза ФМ радиосигнала сравнивается с фазой восстановленного на приёмном конце опорного колебания (несущей). Из-за случайных искажений радиосигнала имеет место неопределенность фазы восстановленной несущей, что является причиной так называемой обратной работы, при которой двоичные посылки принимаются «в негативе». Для устранения влияния неопределенности фазы применяется разностное кодирование фазы передаваемых радиопульсов. ФМ с разностным кодированием фазы называют фазоразностной или относительной фазовой манипуляцией (ОФМ). В РРЛ с ОФМ при передаче информации кодируется не сама фаза радиосигнала, а разность фаз (фазовый сдвиг) двух соседних радиопульсов.

Применяются два способа демодуляции ОФМ радиосигналов. В первом восстанавливается несущая и когерентно детектируется ОФМ радиосигнал, затем разностно декодируются принимаемые сигналы. При таком способе демодуляции операции детектирования и декодирования разделены и выполняются последовательно. Второй способ предполагает дифференциально-когерентное детектирование ОФМ радиосигнала, при котором в качестве опорного колебания используется присутствующий радиопульс. При этом операции детектирования и декодирования совмещены.

Ширина спектра ОФМ радиосигнала зависит от скорости передачи информации и числа уровней манипуляции. Необходимая для ОФМ радиосигнала минимальная полоса пропускания

$$\Pi_{\text{офм}} = C / \log_2 M, \quad (3.3)$$

где  $C$  – частота следования передаваемых элементов исходного двоичного сигнала.

При увеличении числа уровней манипуляции полоса частот, необходимая для ОФМ радиосигнала, уменьшается. Так, при ОФМ-4 полоса частот вдвое меньше, чем при ОФМ-2, при одинаковой скорости передачи информации.

При частотной манипуляции модулирующим параметром является частота радиосигналов. В РРЛ применяются двоичная, трёхуровневая и восьмиуровневая частотные манипуляции.

Полоса частот  $\Pi_{\text{чм}}$ , необходимая для передачи частотно-манипулированного сигнала, зависит от скорости передачи информации  $C$ , числа уровней  $M$  и максимальной девиации частоты  $\Delta f_{DM}$ . При  $M = 2, 4, 8 -$

$$\Pi_{\text{чм}} = C/\log_2 M + 2 \Delta f_{DM}$$

При амплитудно-фазовой манипуляции (АФМ) предполагается амплитудная манипуляция синфазной и квадратурной составляющих сигнала. Применение многоуровневой АФМ позволяет обеспечить высокую эффективность использования полосы частот. АФМ часто называют квадратурной амплитудной манипуляцией (КАМ).

Двоичные некогерентные амплитудная и частотная манипуляции применяются в РРЛ с малой пропускной способностью, двоичная ОФМ – в РРЛ со средней пропускной способностью. Широкое применение в РРЛ с различной пропускной способностью получает ОФМ-4. Наряду с ОФМ-4 АФМ-16 должна стать основным видом манипуляции для цифровых РРЛ с высокой пропускной способностью. Для передачи цифровых сигналов в существующих аналоговых РРП широко применяются двоичная и многоуровневая частотные манипуляции с числом уровней  $M = 3, 4$  и  $8$  при использовании аналогового частотного детектора для демодуляции радиосигналов.

### 3.3. Аппаратура радиорелейных линий прямой видимости

*Приёмопередающая аппаратура радиосвязи.* Широкое использование в аппаратуре РРЛ получили гетеродинные приёмопередатчики, которые построены на основе передатчика с преобразователем частоты и супергетеродинного приёмника [3].

Передатчик радиоствола (рис. 3.6) состоит из преобразователя частоты, в который входит мощный усилитель промежуточной частоты 1 смеситель 2 и гетеродин передатчика 5, ПФ сверхвысокой частоты 3 и усилитель сигнала СВЧ 4.

Модулированный сигнал промежуточной частоты после усиления смешивается в смесителе с высокостабильным колебанием гетеродина  $f_{\Gamma}$ . На выходе смесителя в ПФ выделяется сигнал с частотой передачи  $f_{\text{ПЕР}}$ . Затем мощность этого сигнала усиливается в усилителе СВЧ до требуемого значения. В радиосистемах малой мощности (менее 1 Вт) усилитель СВЧ может не устанавливаться.

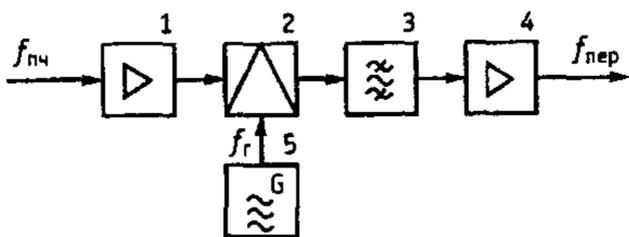


Рис. 3.6. Функциональная схема передатчика радиоствола [3]

Приёмник радиоствола (рис. 3.7) состоит из малошумящего усилителя сигнала СВЧ 1, ПФ 2, преобразователя частоты, в который входят смеситель 3 и гетеродин приёмника 5, и усилителя сигнала промежуточной частоты. Сигнал промежуточной частоты образуется смешиванием сигнала с частотой  $f_{\text{ПР}}$  с высокостабильным колебанием  $f_{\text{Г}}$ .

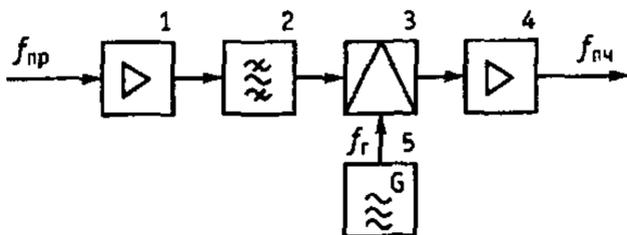


Рис. 3.7. Функциональная схема приемника радиоствола

В тракте промежуточной частоты гетеродинного приёмопередатчика осуществляются следующие основные функции: автоматическая регулировка усиления, компенсирующая изменения уровня принимаемого сигнала в среде распространения радиоволн; корректирование искажений частотных характеристик передачи, вносимых различными элементами тракта промежуточной частоты и СВЧ; амплитудное ограничение ЧМ сигнала в системах с частотным уплотнением.

*Тракты промежуточной частоты.* Тракт промежуточной частоты, входящий в состав гетеродинных ретрансляторов, используется для создания высокой избирательности приёмника при малых расстройках относительно границ полосы пропускания.

Для элементов тракта промежуточной частоты характерны следующие параметры: малая неравномерность АЧХ, группового времени запаздывания и дифференциального усиления в полосе частот точной коррекции; высокая степень согласования входов и Выходов сигнала промежу-

точной частоты в приёмопередающей аппаратуре. Структурная схема типового тракта промежуточной частоты приёмно-передатчика РРЛ приведена на рис. 3.8.

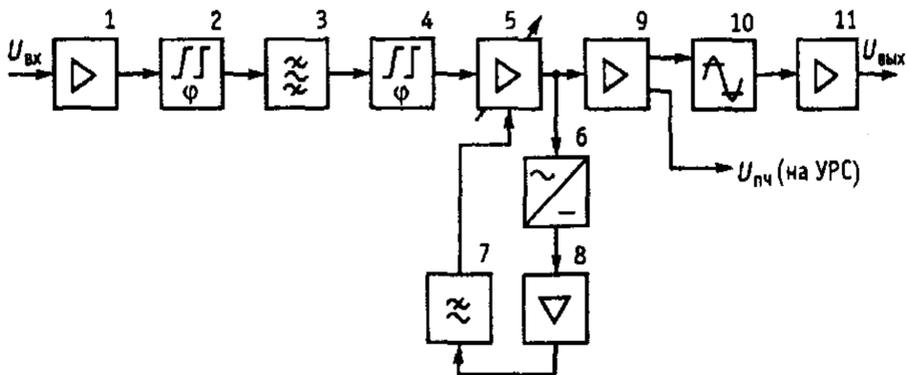


Рис. 3.8. Структурная схема типового тракта промежуточной частоты РРЛ

Модулированный сигнал промежуточной частоты от смесителя приёмника поступает на Вход предварительного усилителя 1, далее сигнал обрабатывается ПФ 3 и корректором группового времени запаздывания 2. Корректор 4 служит только для коррекции искажений группового времени запаздывания, вносимых ПФ. В главном усилителе 5 осуществляются основное усиление сигнала в приёмнике и АРУ, для чего часть сигнала с выхода усилителя 5 отводится на амплитудный детектор 6, а затем на усилитель постоянного тока 8 с ФНЧ 7. Последние устройства действуют как интегратор и формируют напряжение регулировки усиления главного усилителя. Таким образом, уровень сигнала промежуточной частоты на выходе главного усилителя поддерживается постоянным в достаточно большом диапазоне изменений уровня принимаемого сигнала (в приёмниках магистральных РРЛ достигает 46 - 50 дБ). Оконечный усилитель 9 имеет два выхода, один из которых используется для подачи сигнала на вход передатчика (ретрансляция сигнала на ПРС), второй – для выделения сигнала промежуточной частоты на УРС. Усилитель-ограничитель 10 обычно устанавливается в РРЛ с частотным уплотнением и ЧМ, он подавляет паразитную АМ. Мощный усилитель 11 обеспечивает на входе смесителя передатчика необходимый уровень сигнала промежуточной частоты.

Особенности трактов промежуточной частоты цифровых РРЛ заключаются в разных требованиях к полосам пропускания и точной коррекции

частотных характеристик тракта, а также в повышенном требовании к линейности амплитудной характеристики активных элементов этого тракта.

Нелинейные элементы тракта промежуточной частоты, такие как амплитудные ограничители приводят к дополнительной потере помехоустойчивости цифровых РРЛ с квадратурной АМ. Поэтому в приёмопередатчиках цифровых РРЛ не используются амплитудные ограничители, а для усилителей сигнала устанавливается линейный режим.

*Схема организации цифрового ствола.* Линейный цифровой сигнал (ЛЦС) формируется в цифровой системе передачи (ЦСП) и подаётся на ОРС для передачи по РРЛ.

В соответствии с рекомендациями МСЭ (Международного союза электросвязи) для канала ТЧ дискретизация по времени осуществляется через период  $T_d = 125$  мкс, и каждый временной отсчёт передаётся ИКМ – восьмиразрядным бинарным кодом ( $q = 8$ ). При этом получается, что каждому каналу ТЧ соответствует цифровой канал со скоростью передачи двоичных символов  $C = 64$  кбит/с. Первичной ЦСП служит аппаратура ИКМ-30, в которой методом ВРК объединяются 32 цифровых телефонных сигнала, из них – 30 рабочих и 2 служебных, используемых для цикловой синхронизации, управления и взаимодействия. Сигнал на выходе ЦСП типа ИКМ-30 называется первичным цифровым потоком, его скорость  $C = 2048$  кбит/с. Иерархический ряд ЦСП и типовых цифровых трактов базируется на аппаратуре ИКМ-30. Коэффициент объединения для этого ряда равен 4. Поэтому число каналов для вторичного цифрового тракта оказывается равным  $30 \times 4 = 120$  и т.д.

Функциональная схема цифрового ствола РРЛ на примере ОРС при  $M = 4$  приведена на рис. 3.9.

ЛЦС по соединительным линиям от двух ЦСП 1, 3 типа ИКМ-30 поступает на ОРС 2. В состав передающей части ЦСП входят: устройство амплитудно-импульсной модуляции (АИМ) 5, на выходе которого образуется многоканальный сигнал с АИМ; кодер 7, на выходе которого получаем двоичный цифровой сигнал; преобразователь кода 9, на выходе которого формируется ЛЦС. Приёмная часть ЦСП содержит регенератор ЛЦС 10, преобразователь кода 8, декодер 6 и амплитудно-импульсный демодулятор 4.

Выбор кода ЛЦС определяется особенностями передачи его по соединительным линиям, в качестве которых используются симметричные или коаксиальные кабели. Важным параметром ЛЦС является его спектр. Спектральная плотность однополярного двоичного цифрового сигнала в

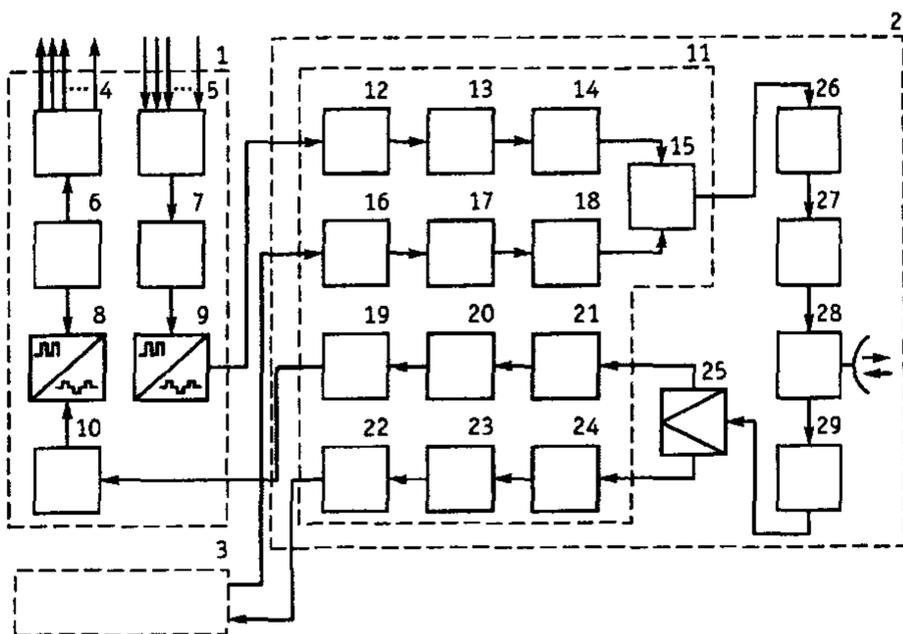


Рис. 3.9. Функциональная схема цифрового ствoла РРЛ [1]

в общем случае состоит из постоянной составляющей, непрерывной части и дискретных компонент на частотах  $f_k = kf_T$  где  $f_T$  – тактовая частота,  $i = 1, 2, 3 \dots$ . По кабельным соединительным линиям постоянная составляющая ЛЦС не передаётся. Возникают искажения ЛЦС из-за ограничения полосы в линейном тракте как со стороны нижних частот (из-за наличия переходных конденсаторов и согласующих трансформаторов), так и со стороны верхних частот (с ростом частоты увеличивается затухание кабеля). Поэтому целесообразно выбрать такой ЛЦС, который не содержит постоянной составляющей и имеет максимум спектральной плотности энергии в области средних частот. Этим требованиям отвечает спектр квазитроичного ЛЦС. Заметим, что при любом варианте квазитроичного кода ЛЦС представляет собой трёхсимвольную импульсную последовательность:  $-1, 0, +1$ . Причём «0» кодируется отсутствием импульса, «1» – поочередно импульсами положительной и отрицательной полярности.

Следовательно, преобразователи кода 8, 9 служат для согласования спектра ЛЦС с частотной характеристикой соединительных линий. Преобразователь 9 осуществляет формирование ЛЦС в квазитроичном коде из двоичного цифрового сигнала, а устройство 8 выполняет обратное преобразование.

Непосредственно ОРС содержит окончное оборудование, содержащее модулятор 26, передатчик СВЧ колебаний 27, антенно-фидерный тракт 28, приёмник СВЧ колебаний 29, демодулятор 25.

Оконечное оборудование цифрового ствола 11 является устройством сопряжения, так как оно служит для согласования ЦСП с приёмопередающим радиорелейным оборудованием. Рассмотрим назначение элементов окончного оборудования 11. Передающая часть содержит регенераторы 12, 16, преобразователи кодов 13, 17, скремблеры 14, 18 и суммирующее устройство 15. В состав приёмной части окончного оборудования входят дескремблеры 21, 24, преобразователи кода 20, 23 и регенераторы 19, 22.

Регенераторы служат для восстановления формы, длительности и амплитуды каждого из символов Г. При этом регенераторы 12, 16 используются для исправления искажений, вносимых соединительными линиями. Такое же назначение регенератора 10 в ЦСП. Регенераторы 19, 22 исправляют искажения, возникающие при передаче сигналов по РРЛ.

В устройствах 13, 17 ЛЦС преобразуется к виду, удобному для передачи по радиотракту. Чаще всего это преобразование заключается в замене линейного квазитроичного сигнала однополярным цифровым сигналом, что позволяет выделять сигнал тактовой синхронизации с помощью узкополосного ПФ. В отличие от однополярного цифрового сигнала квазитроичный ЛЦС не даёт возможности выделения сигнала тактовой синхронизации, так как в его спектре отсутствует дискретная составляющая с частотой  $f_T$ .

В некоторых случаях по цифровым РРЛ может передаваться длинная серия «0». При этом в двоичном цифровом сигнале появляются постоянная и низкочастотная составляющие, а плотность энергии на тактовой частоте уменьшается. Если такой цифровой сигнал передавать по РРЛ, то на приёме из него будет трудно выделить колебания тактовой частоты, необходимые для нормальной работы регенераторов и других устройств. В результате могут наблюдаться срывы систем тактовой синхронизации по всей РРЛ.

Передача таких цифровых сигналов по РРЛ нежелательна ещё и потому, что ухудшает условие электромагнитной совместимости. Действительно, при передаче длинной серии «0» энергия сигнала на выходе передатчика оказывается сосредоточенной в более узкой полосе, чем при передаче последовательности символов «0» и «1». Вследствие чего при работе нескольких РРЛ в общей полосе частот возрастают помехи другим станциям от этого передатчика. Поэтому двоичный цифровой сигнал до

поступления на модулятор подвергается специальному, преобразованию – скремблированию в результате которого последовательности нулей и единиц придаётся квазислучайный характер. Скремблирование выполняется путем сложения по модулю 2 входного цифрового сигнала с псевдослучайной последовательностью (сумма по модулю 2 двух одинаковых символов даёт символ 0, т.е.  $0 + 0 = 0$  и  $1 + 1 = 0$ ,  $0 + 1 = 1$ ).

Двоичные цифровые сигналы с выходов скремблеров 14, 18 поступают на сумматор 15, представляющий собой преобразователь кода, в котором каждому возможному сочетанию полярностей и импульсов входных двоичных цифровых сигналов ставится в соответствие определённый выходной уровень в зависимости от принятого кода. Сформированный таким образом многоуровневый сигнал используется для модуляции.

Разделение принятого многоуровневого сигнала на отдельные двоичные цифровые сигналы производится в демодуляторе 25. Дескремблеры 21, 24 выполняют преобразование цифрового сигнала, обратное скремблированию, т. е. восстанавливают сигналы, идентичные входным сигналам скремблера (при условии, что приём без ошибок).

На рис. 3.9 рассмотрена схема цифрового ствола РРЛ, где сначала отдельные двоичные цифровые сигналы объединяются в многоуровневый, которым осуществляется манипуляция. Наряду с этим существуют схемы, где сначала производится манипуляция двоичными цифровыми сигналами нескольких несущих промежуточных частот или СВЧ, а затем эти манипулированные сигналы объединяются. Если же число передаваемых ЛЦС велико, то могут использоваться обе ступени объединения.

### **3.4. Передача ТВ сигналов по радиорелейным линиям**

ТВ сигнал из аппаратной телецентра (с выхода линейного усилителя) по кабелю или по вспомогательной РРЛ подается на модулятор передатчик ОРС. Модулированный радиосигнал через цепочку ПРС ретранслируется к приёмной ОРС, где ТВ сигнал выделяется детектором, усиливается видеоусилителем и подаётся на РТПС. Основное усиление ретранслируемого сигнала на станциях РРЛ осуществляется на промежуточной частоте 70 или 140 МГц.

Наиболее распространён способ совместной передачи ТВ и звуковых сигналов, базирующихся на их частотном уплотнении. Как правило, совместно с ТВ сигналом предусматривается передача двух сигналов зву-

кового сопровождения, например на двух языках, и двух независимых сигналов звукового вещания. Звуковые сигналы передаются с помощью ЧМ поднесущих с девиацией частоты  $\pm 150$  кГц в диапазоне частот от 7 до 8 МГц (рис. 3.10). для телеуправления резервированием аппаратуры и контроля ПРС в групповой сигнал ТВ канала вводится пилот-сигнал на поднесущей частоте 8,5 МГц.

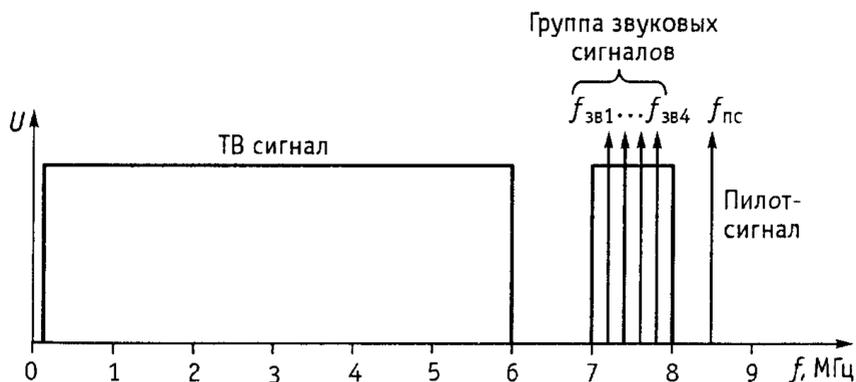


Рис. 3.10. Спектр частот сигналов в РРЛ типа «Курс» [1]

На РРЛ используется ЧМ суммарного сигнала. Спектр шума в канале связи с ЧМ имеет форму, близкую к треугольной (рис. 3.11).

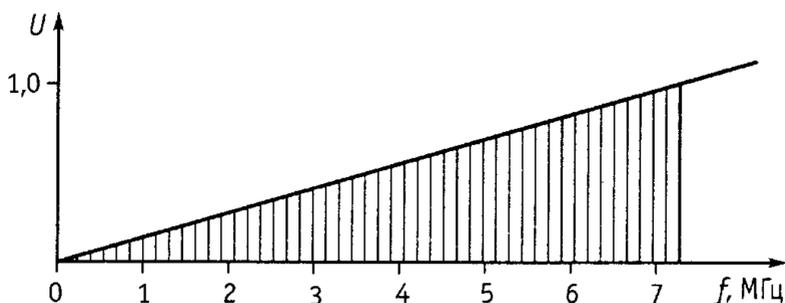


Рис. 3.11. Распределение тепловых шумов в канале связи ЧМ [1]

При этом в диапазоне частот сигналов цветности шумы достигают своего наибольшего значения и их мешающее действие на сигналы, несущие информацию о цветности, сильно возрастает. Поэтому для уменьшения влияния шумов на качество цветного изображения необходимо на передающем конце РРЛ связи увеличить размах сигналов цветности, а на приёмном – соответственно уменьшить, чтобы не ухудшать условия сов-

местимости. Естественно, что полный размах сигналов яркости и цветности при этих операциях должен оставаться неизменным. На практике ТВ сигнал, поступающий на частотный модулятор, предварительно подвергается частотным предискажениям – размах низкочастотных составляющих ТВ сигнала уменьшается, а высокочастотных – увеличивается. Необходимая форма АЧХ предискажающих и восстанавливающих цепей видеотракта представлена на рис 3.12.

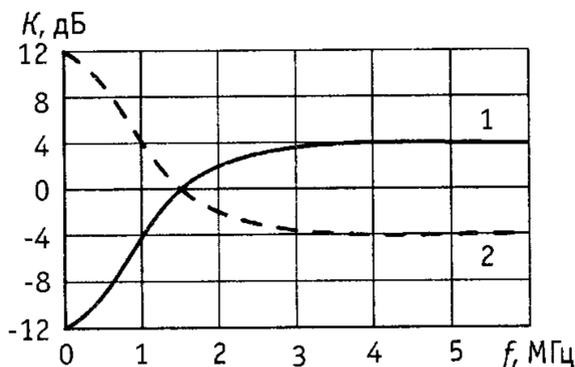


Рис. 3.12. АЧХ предкорректирующей (1) и восстанавливающей (2) цепей видеотракта РРЛ [4]

Причём кривые предискажения и восстановления проходят через нуль на частоте 1,5 МГц. Так как амплитуда высокочастотных составляющих ТВ сигнала обычно мала, то они на передающей стороне усиливаются (уравниваются с низкочастотными составляющими) на 14,5 дБ. При этом увеличивается общий размах ТВ сигнала. Чтобы размахи ТВ сигналов до коррекции и после неё были одинаковы, общее усиление уменьшается на 11,5 дБ. В результате коррекции амплитуды высокочастотных составляющих сигнала увеличиваются на 3 дБ, а низкочастотных – уменьшаются на 11,5 дБ. На приёмном конце восстанавливается исходная форма ТВ сигнала. Таким образом, на высоких частотах имеет место небольшое увеличение помехоустойчивости по отношению к флуктуационным шумам.

Меньший размах передаваемых низкочастотных составляющих значительно снижает линейные и нелинейные искажения группового сигнала и позволяет обойтись без схемы ВПС на входе частотного модулятора. Примерно на 15 - 20 % уменьшаются переходные помехи от ТВ сигнала а канале звукового сопровождения и звукового вещания. Необходимый подъём АЧХ на высоких частотах можно осуществлять как пассивными корректи-

рующими цепями, так и с помощью видео усилителей, с частотно-зависимой обратной связью.

Структурная схема передающей аппаратуры ТВ ствола РРЛ представлена на рис. 3.13. На передающей стороне ТВ сигнал с соединительной линии подаётся на ФНЧ 1 с граничной частотой 6 МГц. Затем ТВ сигнал поступает на блок 2, в котором осуществляется коррекция группового времени запаздывания ТВ сигнала и предискажения АЧХ с целью уменьшения уровня низкочастотных составляющих спектра, и на сумматор 3. Сигналы звукового сопровождения  $U_{3C}$  и звукового вещания  $U_{3B}$  уровень которых после соединительных линий устанавливается входными регуляторами 9, 17, поступают на частотные модуляторы поднесущих  $f_{01}$ ,  $f_{02}$  10, 18. Затем после ограничителей 11, 19 и ФНЧ 12, 20 поднесущие, модулированные по частоте сигналами  $U_{3C}$  и  $U_{3B}$ , подаются на сумматор 3. Сюда же поступает напряжение пилот-сигнала  $U_{пс}$  формируемое гетеродином 13. После сумматора 3 групповой сигнал усиливается усилителем 4 и поступает на групповой модулятор, осуществляющий ЧМ промежуточной частоты  $f_{гп} = 70$  МГц. При этом девиация частоты ТВ сигналом должна быть не более  $\pm 4$  МГц.

Для обеспечения высокой линейности модуляционной характеристики ЧМГ в области частот  $70 \pm 4$  МГц последний строится по схеме вычитания частот  $f_{г1}$  и  $f_{г2}$  двух ЧМГ 7 и 21, работающих на частотах  $f_{01}$  и  $f_{02}$  в диапазоне 300 - 400 МГц. В этом случае каждый из гетеродинов модулируется путём изменения ёмкости варикапов 6, 14. Модулирующий сигнал  $U(t)$  через развязывающее устройство 5 подаётся на варикапы в противофазе, поэтому частоты генераторов определяются следующими соотношениями:

$$f_{г1} = f_{01} + \Delta f_D(t) = f_{01} + k_m U(t); \quad f_{г2} = f_{02} - k_m U(t), \quad (3.4)$$

где  $\Delta f_D(t)$  – девиация частоты;  $k_m$  – постоянный коэффициент.

Корректирующие цепи 8, 22 повышают линейность модуляционных характеристик ЧМГ. На выходе смесителя 15 образуется сигнал промежуточной частоты

$$f_{гп} = f_{г1} - f_{г2} = (f_{01} - f_{02}) + 2k_m U(t) = 70 + 2k_m U(t) \quad (3.5)$$

который усиливается усилителем 16.

Демодуляция группового сигнала ТВ канала производится в устройстве, структурная схема которого представлена на рис. 3.14. Демодулятор

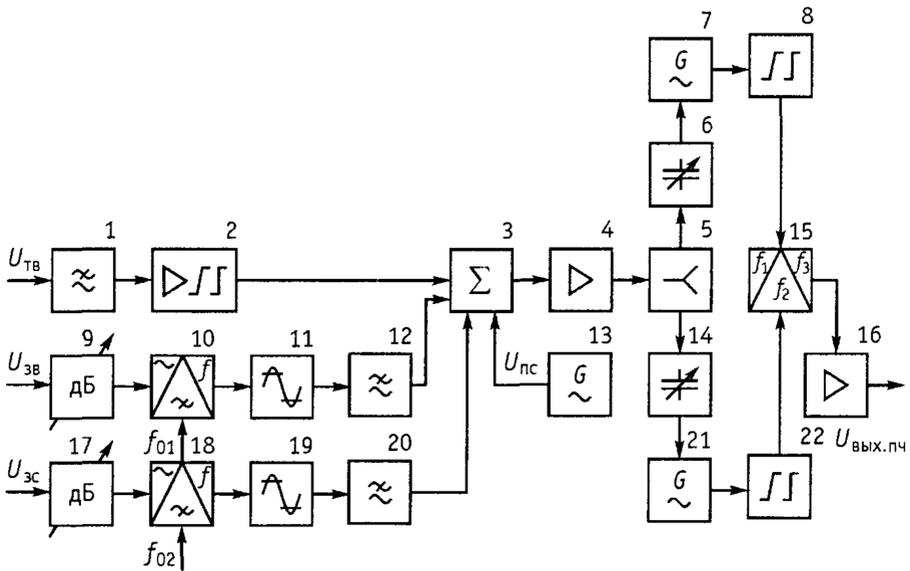


Рис. 3.13. Структурная схема передающей аппаратуры ТВ ствола РРЛ [1]

содержит усилитель промежуточной частоты 1 с полосой пропускания 1 27 МГц, усилитель – ограничитель 2, групповой частотный детектор 3, ФНЧ 4, усилитель – корректор ТВ сигнала 5, полосовые разделительные фильтры 6, 7, усилитель – ограничитель 8 и частотный детектор сигнала звукового сопровождения 9.

В данном случае полоса пропускания тракта промежуточной частоты  $\Delta F_{\text{ЧМР}}$  определена исходя из следующего соотношения:

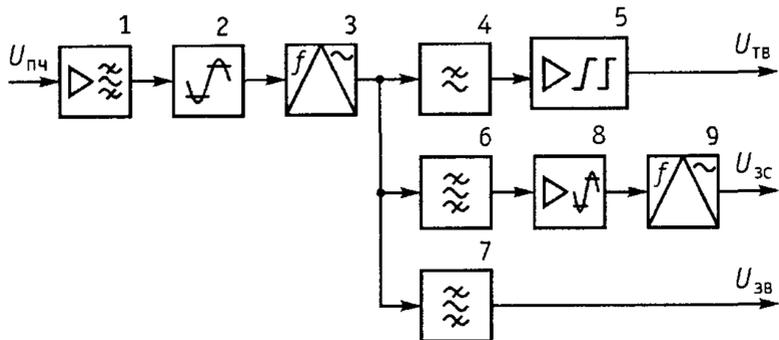


Рис. 3.14. Структурная схема демодулятора группового сигнала [1]

$$\Delta F_{\text{чМ}} \approx 1,1(2\Delta f_D + 2F_{\text{max}}) \approx 27 \text{ МГц},$$

где  $\Delta f_D$  – предельно допустимая девиация промежуточной частоты;  $F_{\text{max}} \approx 8,5 \text{ МГц}$  – максимальное значение частоты группового сигнала ТВ ствола.

ФНЧ 4 выделяет из группового сигнала ТВ сигнал, который затем усиливается и корректируется устройством 5 и подается на вход ТВ передатчика или ретранслятора. Туда же поступает и сигнал звукового сопровождения, который выделяется полосовым фильтром 6 из группового сигнала и демодулируется с помощью устройств 8, 9. Аналогичным способом осуществляется выделение сигналов звукового вещания.

Звуковые сигналы по РРЛ передаются с использованием двойной ЧМ. К достоинствам такого способа передачи следует отнести высокую помехоустойчивость звуковых сигналов и простоту схемного выполнения аппаратуры. Нелинейность амплитудной характеристики ТВ ствола РРЛ приводит к образованию высших гармоник и комбинационных составляющих спектров ТВ сигнала и частотно-модулированных звуковых поднесущих. Наиболее опасными являются комбинационные продукты от низкочастотных составляющих спектров ТВ сигнала, главным образом от гармоник кадровой частоты. Эти продукты попадают в спектр частотно-модулированных звуковых сигналов и являются причиной переходных помех из канала изображения в звуковые каналы. Значительная доля переходных помех в каналах звука образуется и от сигнала цветности, особенно при передаче сигналов, соответствующих желтым, зеленым и голубым цветам в ТВ изображении. На передачу звуковых сигналов оказывает влияние также сигнал цветовой синхронизации, расположенный в интервале КГИ и имеющий размах 540 и 500 мВ в красной и синей строках соответственно. Из-за нелинейных искажений возникают импульсные переходные помехи в звуковых каналах в моменты времени, когда передаются эти сигналы (низкочастотная помеха типа «ркот»). Использование режекторных фильтров для подавления сигналов цветовой синхронизации на 6 дБ уменьшает переходные помехи в каналах звука примерно на 6 -15 дБ в зависимости от состояния РРЛ. При этом качество цветного ТВ изображения остается неизменным.

### **3.5. Особенности тропосферных радиорелейных линий**

Принципы построения тропосферных радиорелейных линий (ТРЛ) и РРЛ прямой видимости во многом аналогичны. Вместе с тем ТРЛ харак-

теризуются рядом особенностей, связанных со спецификой передачи радиосигналов. Создание ТРЛ (в начале 50-х годов XX в.) стало возможным после того, как было открыто явление дальнего тропосферного распространения (ДТР) УКВ, при котором УКВ принимались на расстояниях, значительно превосходящих прямую видимость. Согласно современным представлениям ДТР происходит за счёт отражения и рассеяния радиоволн турбулентными и слоистыми неоднородностями. При этом поле в точке приёма создаётся в результате переизлучения только тех неоднородностей, которые находятся в пределах объёма  $Q$  образованного пересечением диаграмм направленности передающей и приёмной антенн (рис. 3.15).

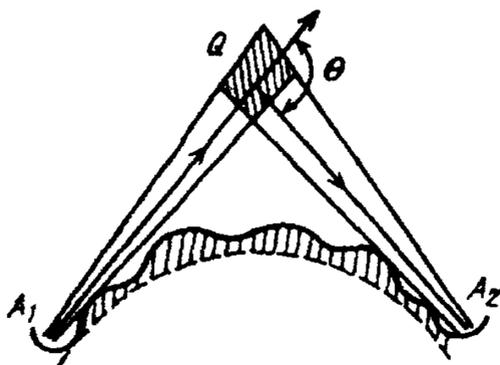


Рис. 3.15. Модель распространения УКВ на пролете ТРЛ [2]

Если использовать антенны с высокой направленностью (большим коэффициентом усиления), то объём переизлучения  $Q$  будет уменьшаться.

В результате этого рост уровня сигнала на выходе приёмной антенны  $A_2$  может отставать от роста усиления антенны. Данное явление принято называть потерей усиления антенн.

Переизлучающий объём тропосферы играет роль пассивного ретранслятора. Но по сравнению с пассивными ретрансляторами на РРЛ объём  $Q$  характеризуется значительной пространственной и временной неоднородностью. Кроме того, у него низка эффективность, так как рассеяние радиосигнала в объёме  $Q$  происходит во все стороны и лишь незначительная часть его поступает в точку приёма. Причём, как установлено, чем больше угол рассеяния  $\theta$  (см. рис. 3.15), тем меньше уровень принимаемого сигнала. Всё это в целом приводит к следующим особенностям в передаче сигналов по ТРЛ.

1. Поскольку для переизлучения можно использовать даже верхние слои тропосферы (в умеренных широтах высота тропосферы составляет

10 ... 12 км), протяжённость пролётов R на ТРЛ может превышать 1000 км (при этом антенны можно располагать непосредственно на Земле). Однако с учётом других особенностей расстояния между станциями выбирают чаще в пределах 200 ... 400 км.

2. Вследствие значительного ослабления сигналов на пролётах приходится существенно увеличивать энергетический потенциал системы. На ТРЛ применяют передатчики мощностью до 10 кВт, антенны размерами до  $30 \times 30$  м<sup>2</sup> и соответственно коэффициентом усиления до 50 ... 55 дБ, малошумящие приёмники.

3. Из-за пространственно-временной неоднородности переизлучающих объёмов тропосферы принимаемые сигналы на ТРЛ подвержены как быстрым, так и медленным замираниям. Первые обусловлены интерференцией множества радиоволн, переизлученных разными очагами рассеяния в объёме Q. Длительность быстрых замираний изменяется от сотых долей секунды до нескольких секунд. В течение 5...10 мин случайный процесс изменения уровня принимаемого сигнала приближенно можно считать стационарным. Для этого интервала времени на основе статистических данных можно определить медианное значение множителя ослабления  $V_M$  т. е. такое значение V, которое превышает (или не превышает) в течение 50 % указанного времени наблюдения. Распределение мгновенных значений множителя ослабления V при быстрых замираниях удовлетворительно аппроксимируется законом Рэлея.

Медленные замирания связаны с изменением метеорологических условий на трассе. С учётом медленных замираний процесс изменения уровня сигнала в целом является нестационарным. Математической моделью медленных замираний принято считать распределение случайных величин  $V_M$  относительно медианного значения, определенного за длительный срок, например за месяц или год. Чаще используют медианное значение  $V_{MM}$  которое рассчитывается на основе статистических данных об изменении  $V_M$  в течение одного месяца наблюдения. Результаты измерений показали, что для зимних (по условиям распространения худших) месяцев распределение подчиняется логарифмически нормальному закону.

Колебания  $V_{MM}$  в течение года связывают с сезонными замираниями (месячная медиана уровня сигнала в летние месяцы примерно на 10 дБ больше, чем зимой). для борьбы с медленными и сезонными замираниями эффективны адаптивные системы с каналом обратной связи, по которому можно управлять мощностью и (или) частотой передатчика.

Отметим, что для быстрых замираний на ТРЛ характерна простран-

ственная и частотная селективность, т. е. изменения сигналов в любой момент времени неоднородны в различных областях пространства и частот. Это указывает, что для борьбы с быстрыми замираниями целесообразно организовывать параллельные каналы передачи, отличающиеся несущими частотами (разнесение по частоте) и (или) траекториями распространения волн (разнесение в пространстве за счёт использования различных областей переизлучения и (или) нескольких взаимно удаленных приёмных антенн). При относительном частотном разnose  $\Delta f/f_0 = 2 \cdot 10^{-3} \dots 5 \cdot 10^{-3}$  или разnose антенн в перпендикулярном трассе направлении на 70... 100 длин волн замирания сигналов в отдельных каналах становятся некоррелированными, что для системы  $m$ -кратного разнесённого приёма указывает на повышение устойчивости связи по сравнению с одинарным приёмом.

4. Селективные замирания по частоте препятствуют передаче по ТРЛ широкополосных сигналов (как аналоговых, так и цифровых). Объясняется это тем, что при широком спектре передаваемых сигналов селективные замирания вызывают изменение фазовых и амплитудных соотношений спектральных компонентов, т. е. искажается спектр, а следовательно, и форма сигналов. В этих условиях, если передавать групповой телефонный сигнал, возникают переходные помехи как при использовании метода ЧРК-ЧМ, так и при импульсной (цифровой) модуляции. Селективные замирания являются следствием многолучевого распространения радиоволн. Если относительное запаздывание лучей  $\Delta t$  превосходит длительность одного цифрового сигнала, то возникает явление эхо, искажается форма сигналов. Это накладывает определенные ограничения на скорость (а следовательно, и на полосу частот) передачи цифровых сообщений.

Связанное с селективными замираниями ограничение полосы частот при передаче аналоговых и цифровых сигналов указывает на недостаточную пропускную способность ТРЛ, действительно, число ТФК в одном стволе ТРЛ пока не превышает 120. Для передачи телевидения применяют специальное оборудование, используют частоты в диапазоне 4 ... 6 ГГц, антенны с шириной диаграммы направленности не более  $0,3^\circ$ .

Тяжёлые условия передачи сигналов на ТРЛ вынуждают применять на станциях сложную дорогостоящую аппаратуру. Все станции являются обслуживаемыми. Тем не менее в ряде случаев применение ТРЛ оказывается в более чем РРЛ прямой видимости, особенно в труднодоступных малонаселенных районах земного шара (Заполярье, горные районы, области вечной мерзлоты, пустыни и др.), на трассах с большими водными преградами.

## Список литературы

1. Крук Б.И., Попантонопуло В.Н., Шувалов В.П. Телекоммуникационные системы и сети.- в 3-х томах, том 2, учеб.пособие.-М., Горячая линия – Телеком, 2005
2. Системы радиосвязи / Под ред. Н.И.Калашникова. - М.: Радио и связь, 1988
3. Немировский А.С., Данилович О.С. и др. Радиорелейные и спутниковые системы передачи.- М.: Радио и связь, 1986.
4. Сманцер А.Н., Шендерович Н.М., Стрижевский Н.З. Передача сигналов телевидения по радиорелейным линиям.- М.: Радио и связь, 1983
5. Гаранин М.В., Журавлев В.И., Кунегин С.В. Системы и сети передачи информации. – М.: Радио и связь, 2001.

## 4. СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

Запуском 4 октября 1957 г. первого искусственного спутника Земли (ИСЗ) в Советском Союзе было положено начало освоению околоземного космического пространства. Одним из важнейших практических применений ИСЗ является космическая радиосвязь между земными станциями (ЗС), осуществляемая посредством ретрансляции сигналов через один или несколько ИСЗ связного назначения.

Такая передача сигналов положена в основу спутниковых систем передачи, представляющих собой РРЛ с одной промежуточной станцией, размещенной на ИСЗ. При построении ССП используют идеи и принципы, реализуемые в РРЛ.

### 4.1. Классификация и архитектура спутниковых систем связи

Спутниковые системы передачи обладают рядом существенных особенностей, отличающих их как от РРЛ прямой видимости, так и от дальних ТРРЛ. Так, функционирование ССП возможно при наличии ряда специальных подсистем. Ввиду этого ССП выделяют в самостоятельный вид систем передачи сообщений. Собственно ССП, называемая связной системой, включает в себя ряд подсистем:

- 1) космическую, в состав которой входит ракета-носитель и стартовый комплекс, обеспечивающую вывод ИСЗ на соответствующую орбиту;
- 2) командно-измерительную, имеющую земную и бортовую (установленную на спутнике) части, предназначенную для измерения параметров орбиты спутника и передачи с Земли команд управления;
- 3) телеметрическую, передающая часть которой находится на борту ИСЗ, а приёмная на Земле, служащую для передачи данных о состоянии аппаратуры спутника, а также о прохождении команд управления.

По способу ретрансляции сигнала ССП делят на системы с пассивной и активной ретрансляцией.

Система, которая работает без бортовой аппаратуры, называется системой связи с пассивным спутником, или системой с пассивной ретрансляцией. В такой системе сигналы, посланные с Земли, отражаются поверхностью ИСЗ обратно без предварительного усиления. В качестве пассивных спутников могут использоваться как специальные отражатели различной формы (в виде сферических баллонов, объёмных многогранников и др.), так и естественный спутник Земли - Луна.

При достаточном усилении земных приёмных антенн и высокой чувствительности приёмника земной станции (ЗС) этот метод радиосвязи находит применение в системах малой пропускной способности.

Система радиосвязи при наличии бортовой аппаратуры называется системой с активной ретрансляцией сигнала, или системой с активным спутником. При этом энергоснабжение бортового ретранслятора (БР) осуществляется от солнечных батарей, находящихся на ИСЗ. Активная ретрансляция является основной в современных ССП. Примерная структурная схема дуплексной связи между двумя земными станциями (ЗС) при активной ретрансляции сигнала приведена на рис. 4.1

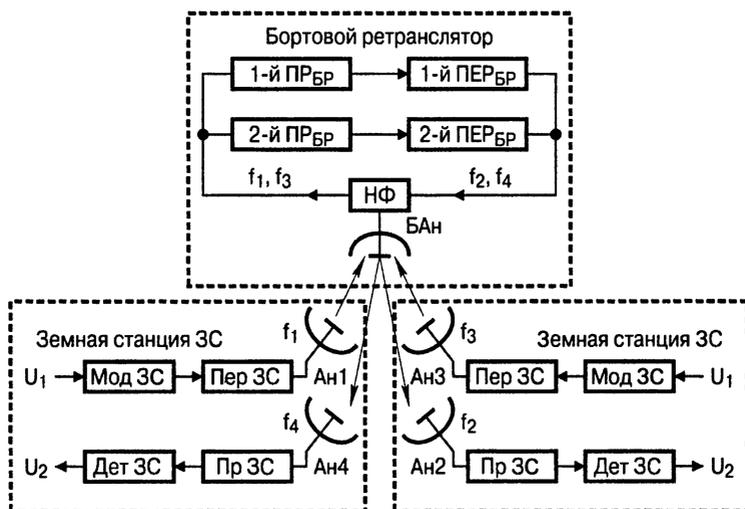


Рис. 4.1. Структурная схема радиосвязи через ИСЗ [1]

Передаваемый в одном направлении сигнал  $U_1$  подводится к модулятору земной станции (Мод ЗС), в результате чего осуществляется модуляция несущей частоты  $f_1$ . Эти колебания от передатчика земной станции (Пер ЗС) подводятся к антенне Ан1 и излучаются в направлении ИСЗ, где принимаются бортовой антенной БАН бортового ретранслятора (БР). Далее колебания с частотой  $f_1$  поступают на направляющие фильтры (НФ), усиливаются первым приёмником бортового ретранслятора (1-й ПРбр), преобразуются в частоту  $f_2$  и поступают к первому передатчику бортового ретранслятора (1-й ПЕРбр). С выхода этого передатчика колебания с частотой  $f_2$  через НФ подводятся к бортовой антенне БАН и излучаются в сторону Земли. Эти колебания принимаются антенной Ан2 и подводятся

к приёмнику земной станции (Пр ЗС) и детектору земной станции (Дет ЗС), на выходе которого выделяется сигнал  $U_1$ . Передача от противоположной ЗС сигнала  $U_2$  происходит на частоте  $f_2$  аналогичным образом, причём на бортовом ретрансляторе осуществляется преобразование колебаний с несущей частотой  $f_3$  в колебания с частотой  $f_4$ .

Земные станции соединяются с узлами коммутации сети связи, с источниками и потребителями типовых каналов и трактов, программ телевидения и звукового вещания с помощью наземных соединительных линий.

Очень распространенным и экономически выгодным является использование связных ИСЗ для организации ТВ и радиовещания. В настоящее время под спутниковым ТВ и радиовещанием понимается как передача ТВ сигналов (со звуковым сопровождением), так и радиовещательных звуковых сигналов от одного или нескольких земных передатчиков, связанных с центрами формирования ТВ и радиопрограмм, через ИСЗ на сеть земных приёмных установок и распределение этих программ с целью доведения их до абонентов (телезрителей или радиослушателей) с помощью наземных средств связи (ретрансляторов различной мощности, систем кабельного телевидения - СКТВ, средств коллективного и индивидуального приёма).

Как правило, в зоне обслуживания связным ИСЗ располагается сеть приёмных ЗС различных типов.

В зависимости от типа ЗС и назначения систем спутниковой связи различают следующие службы радиосвязи:

- фиксированная спутниковая служба (ФСС) - служба радиосвязи между ЗС, расположенными в определенных фиксированных пунктах, при использовании одного или нескольких спутников;
- подвижная спутниковая служба - между подвижными ЗС с участием одного или нескольких ИСЗ;
- радиовещательная спутниковая служба (РВСС) - служба радиосвязи, в которой сигналы спутниковых ретрансляторов предназначены для непосредственного приёма населением. При этом непосредственным считается как индивидуальный, так и коллективный приём на сравнительно простые и недорогие установки с соответствующим качеством.

## **4.2. Орбиты связных искусственных спутников Земли**

Орбиты связных искусственных спутников Земли - это траектории движения ИСЗ в пространстве. Они определяются многими факторами, основным из которых является притяжение спутника Землей.

Ряд других факторов: торможение спутника в атмосфере Земли, влияние Луны, Солнца, планет и т.д. – также оказывает влияние на орбиту спутника. Это влияние весьма мало и учитывается в виде так называемого возмущения орбиты спутника, т.е. отклонения истинной траектории от идеальной, вычисленной в предположении, что спутник движется только под действием притяжения к Земле. Поскольку Земля является телом сложной формы с неравномерным распределением массы, то вычислить идеальную траекторию сложно. В первом приближении считают, что спутник движется в поле тяготения шарообразной Земли со сферически-симметричным распределением массы. Такое поле тяготения называется центральным.

Основные параметры, характеризующие движение ИСЗ, могут быть определены с помощью законов Кеплера. Применительно к спутникам Земли законы Кеплера формулируются следующим образом:

*Первый закон Кеплера:* орбита спутника Земли лежит в неподвижной плоскости, проходящей через центр Земли, и является эллипсом, в одном из фокусов которого находится центр Земли.

*Второй закон Кеплера:* радиус-вектор спутника (отрезок прямой, соединяющий спутник, находящийся на орбите, и центр Земли) в равные промежутки времени описывает равные площади.

*Третий закон Кеплера:* отношение квадратов периодов обращения спутников равно отношению кубов больших полуосей орбит.

В системах связи могут использоваться ИСЗ, движущиеся по орбитам, которые отличаются следующими параметрами: формой (круговая или эллиптическая); высотой над поверхностью Земли  $H$  или расстоянием от центра Земли; наклоном, т.е. углом  $\phi$  между экваториальной плоскостью и плоскостью орбиты. В зависимости от выбранного угла  $\phi$  орбиты подразделяются на экваториальные ( $\phi = 0$ ), полярные ( $\phi = 90^\circ$ ) и наклонные ( $0 < \phi < 90^\circ$ ).

Эллиптические орбиты, кроме того, характеризуются апогеем и перигеем, т.е. расстояниями от Земли, соответственно, до наиболее удалённой и до ближайшей точки орбиты. Апогей и перигей орбиты являются концами большой оси эллипса, а линия, на которой они находятся, называется осью апсид. При высоте орбиты 35 800 км период обращения ИСЗ будет равен земным суткам.

Экваториальная круговая орбита с высотой 35 800 км при условии, что направление движения спутника совпадает с направлением вращения Земли относительно своей оси (с запада на восток), называется геостаци-

онарной орбитой (ГСО). Такая орбита является универсальной и единственной. Спутник, находящийся на ней, будет казаться земному наблюдателю неподвижным. Подобный ИСЗ называется геостационарным. В действительности ИСЗ, математически точно запущенный на ГСО, не остаётся неподвижным, а из-за эллиптичности Земли и по причине возмущения орбиты медленно уходит из заданной точки и совершает периодические (суточные) колебания по долготе и широте. Поэтому на ИСЗ должна быть установлена система автоматической стабилизации и удержания его в заданной точке ГСО.

Большинство современных ССП базируется на геостационарных спутниках. Однако в некоторых случаях представляет интерес сильно вытянутые эллиптические орбиты, имеющие такие параметры: угол наклонения  $\phi = 63,5^\circ$ , высота в апогее примерно 40 000 км, в перигее около 500 км. Для России с её обширной территорией за Полярным кругом такая орбита является весьма удобной. Спутник, выведенный на неё, вращается синхронно с Землей, имеет период обращения 12 ч и, совершая за сутки два полных витка, появляется над одними и теми же районами Земли в одно и то же время. Длительность сеанса связи между ЗС, находящимися на территории России, при этом составляет 8 ч. Для обеспечения круглосуточной связи приходится выводить на эллиптические орбиты, плоскости которых взаимно смещены, 3...4 спутника, образующих систему спутников

В последнее время наметилась тенденция использования связных ИСЗ, находящихся на низких орбитах (расстояние до Земли в пределах 700... 1500 км). Системы связи с использованием ИСЗ на низких орбитах благодаря значительно меньшему (практически в 50 раз) расстоянию от Земли до спутника имеют ряд преимуществ перед ССП на геостационарных спутниках. Во-первых, это меньшее запаздывание и затухание передаваемого сигнала, а во-вторых, более простой вывод ИСЗ на орбиту. Основным недостатком подобных систем является необходимость выведения на орбиту большого количества спутников для обеспечения длительной непрерывной связи. Это объясняется небольшой зоной видимости отдельного ИСЗ, что усложняет связь между абонентами, находящимися на большом расстоянии друг от друга. Например, космический комплекс «Iridium» (США) состоит из 66 космических аппаратов, размещенных на круговых орбитах с наклоном  $\phi = 86^\circ$  и высотой 780 км. Спутники размещаются в орбитальных плоскостях, в каждой одновременно находятся 11 спутников. Угловое расстояние между соседними орбитальными плоскостями составляет  $31,6^\circ$ , за исключением 1-й и 6-й плоскостей, угловой

разнос между которыми около  $22^\circ$ . Антенная система каждого ИСЗ формирует 48 узких лучей.

Взаимодействие всех ИСЗ обеспечивает глобальное покрытие Земли услугами связи. В нашей стране ведутся работы по созданию собственных низкоорбитальных спутниковых систем связи «Сигнал» и «Гонец».

Для уяснения особенностей работы низкоорбитальных спутниковых систем рассмотрим схему прохождения в ней сигналов по рис. 4.2.

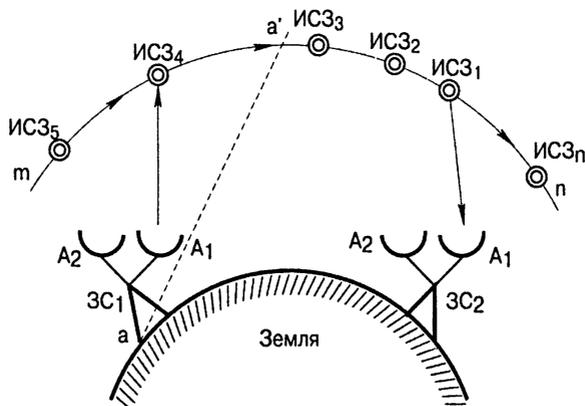


Рис. 4.2. Система связи с несколькими ИСЗ на низкой орбите [1]

В этом случае на каждой ЗС должны быть установлены две антенны ( $A_1$  и  $A_2$ ), которые могут осуществлять передачу и приём сигналов с помощью одного из спутников, находящегося в зоне взаимной связи. На рис. 4.2 показаны ИСЗ, движущиеся по часовой стрелке по одной низкой орбите, часть которой показана в виде дуги  $mn$ . Рассматриваемая система спутниковой связи работает следующим образом. Сигнал от ЗС<sub>1</sub> через антенну  $A_1$  поступает на ИСЗ<sub>4</sub> и ретранслируется через ИСЗ<sub>3</sub>, ИСЗ<sub>2</sub>, ИСЗ<sub>1</sub> к приёмной антенне  $A_1$  ЗС<sub>2</sub>. Таким образом, в этом случае для ретрансляции сигнала используются антенны  $A_1$  и сегмент орбиты, содержащий ИСЗ<sub>4</sub> и ИСЗ<sub>1</sub>. При выходе ИСЗ<sub>4</sub> из зоны, лежащей левее линии горизонта  $aa'$ , передача и приём сигнала будут вестись через антенны  $A_2$  и сегмент орбиты, содержащий ИСЗ<sub>5</sub>, ... ИСЗ<sub>2</sub> и т.д.

Поскольку каждый ИСЗ может наблюдаться с достаточно большой территории на поверхности Земли, то можно осуществить связь между несколькими ЗС через один общий связной ИСЗ. В этом случае спутник оказывается «доступным» многим ЗС, поэтому такая система называется системой спутниковой связи с многостанционным доступом. Использо-

ние ИСЗ, движущихся по орбите с малой высотой, упрощает аппаратуру ЗС, так как при этом возможно снижение усиления земных антенн, мощности передатчиков и работа с приёмниками меньшей чувствительности, чем в случае геостационарных спутников. Однако в этом случае усложняется система управления движением большого числа ИСЗ по орбите.

В стадии разработки находится система связи на основе низкоорбитальных 840 связных спутников, оснащенных сканирующими антенными системами с высоким коэффициентом усиления, покрывающих всю поверхность Земли сетью из 20 000 больших зон обслуживания, каждая из которых будет состоять из 9 малых зон. Спутники будут связаны с наземной телекоммуникационной сетью посредством высокопроизводительных ЗС. Однако и сами низкоорбитальные спутники связи сформируют независимую сеть, где каждый из них будет обмениваться данными с девятью соседями, используя высококачественные каналы межспутниковой связи. Эта иерархическая структура должна сохранить работоспособность при отказах отдельных спутников, при локальных перегрузках и выводе из строя части средств связи с наземной инфраструктурой.

### 4.3. Передача сигналов в спутниковых системах

В отличие от других систем передачи, работающих в диапазоне СВЧ, в спутниковых системах радиосигнал преодолевает значительные расстояния, что определяет ряд особенностей, к которым относят доплеровский сдвиг частоты, запаздывание сигнала, нарушение непрерывности значений запаздывания и доплеровского сдвига частоты.

Известно, что относительное перемещение источника сигнала с частотой  $f$  со скоростью  $v_p \ll c$  вызывает доплеровский сдвиг  $\Delta f_{\text{доп}} = \pm f v_p / c$ , где  $c$  – скорость распространения электромагнитных колебаний; знак «+» соответствует уменьшению расстояния между источником сигнала и приёмником сигнала, а «-» – увеличению.

При передаче модулированных колебаний частота каждой спектральной составляющей изменяется в  $1 + (v_p/c)$  раз, т.е. составляющие с более высокой частотой получают большее изменение частоты, а с более низкой частотой – меньшее. Таким образом, эффект Доплера приводит к переносу спектра сигнала на значение  $\Delta f_{\text{доп}}$  и к изменению масштаба спектра в  $1 + (v_p/c)$  раз, т.е. к его деформации.

Для геостационарных спутников доплеровский сдвиг незначителен и не учитывается. Для сильно вытянутых эллиптических орбит (орбит типа

«Молния») максимальное значение доплеровского сдвига для линии вниз в полосе 4 ГГц составляет 60 кГц; что приводит к необходимости компенсировать его, например, по заранее рассчитанной программе. Сложнее компенсировать деформации спектра. Для этого могут быть применены устройства либо с переменной управляемой задержкой группового или СВЧ сигнала, изменяемой по программе, либо управляющие частотами группового преобразования каналообразующей аппаратуры систем передачи с частотным разделением каналов.

#### **4.4. Принципы построения спутниковых систем передачи с многостанционным доступом**

Ретрансляторы, устанавливаемые на связных спутниках, как и в РРЛ прямой видимости, представляют собой многоствольные приёмопередающие устройства. Число стволов в современных спутниковых системах передачи (ССП) может достигать 24 и более. При этом, как правило, используется вся выделенная полоса частот в данном диапазоне. При передаче сигналов разных ЗС по разным стволам обычно никаких проблем не возникает. Если же передаются сигналы различных ЗС по одному стволу ретранслятора, то такое использование стволов называется многостанционным доступом (МД). Он позволяет создать сеть связи, в которой один ствол спутникового ретранслятора даёт возможность одновременно организовать как магистральные одно- и многоканальные системы передачи с центральной станцией, так и системы связи типа «каждый с каждым». В спутниковых системах в отличие от наземных многоканальных систем групповой сигнал образуется земными станциями непосредственно на входе ретранслятора, причём в диапазоне СВЧ.

Основные требования к системе МД следующие: эффективное использование мощности ретранслятора и максимальное - полосы частот ретранслятора; допустимый уровень переходных помех; гибкость системы.

Чтобы МД соответствовал этим требованиям, необходимо найти ансамбль ортогональных или близких к ортогональным сигналов.

Известны три способа формирования такого ансамбля, основанные на разделении сигналов по частоте, времени и форме. В соответствии с этими способами различают следующие виды МД: с частотным разделением сигналов (МДЧР); с разделением сигналов по времени (МДВР); с разделением сигналов по форме (МДРФ). Находят применение разновидности и комбинации этих способов.

Многостанционный доступ с частотным разделением сигналов. При МДЧР каждый сигнал ЗС имеет определенный участок общего группового СВЧ спектра частот. Все они передаются одновременно, а групповой сигнал, проходящий через ретранслятор спутника, образуется из сигналов не только отдельных каналов (например, тональной частоты), но и из групп каналов. При этом возможно использование различных видов модуляции. Спектр группового сигнала с МДЧР приведён на рис. 4.3.

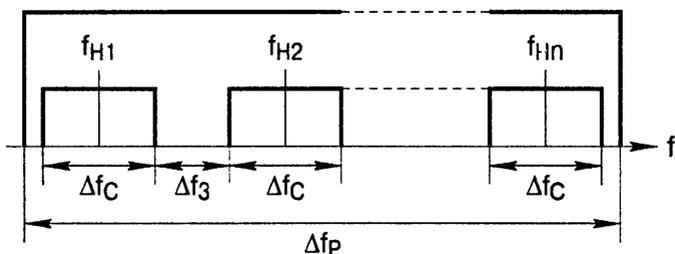


Рис. 4.3. Спектр группового сигнала с МДЧР [1]

Здесь на каждой ЗС сигнал, образованный одним или группой каналов, разнесенных по частоте, модулирует свою несущую  $f_H$ . При определённых значениях несущих на входе ретранслятора в пределах полосы ствола  $\Delta f_p$  в диапазоне СВЧ образуется групповой сигнал. Значения несущих частот и девиация частоты выбираются такими, чтобы между спектрами сигналов оставались защитные интервалы  $\Delta f_3$  для уменьшения взаимных помех между сигналами. Передача сигналов при МДЧР приводит к снижению общей выходной мощности ретранслятора, взаимному подавлению сигналов, появлению переходных помех из-за нелинейности амплитудной характеристики ретранслятора и из-за наличия в ретрансляторе элементов, преобразующих амплитудную модуляцию в фазовую.

Эффективность МДЧР существенно падает по сравнению с односигнальным режимом. Так, при передаче через ретранслятор сигналов от 10 ЗС можно пропустить только 10 каналов тональной частоты (КТЧ) на каждой несущей, т.е. всего 100 КТЧ, а при наличии 55 ЗС на каждой несущей можно передать только один КТЧ.

Достоинства МДЧР состоит в простоте аппаратуры и её совместимости с большей частью эксплуатируемой аппаратуры канального преобразования.

Разновидностью МДЧР является многостанционный доступ типа «несущая на канал», представляющей комбинацию способов передачи сигнала

лов, при котором учитывается статистика многоканального сообщения в системах с незакрепленными каналами.

Поскольку активность КТЧ составляет 25...30% времени, в течение которого он занят, то, выключая несущие колебания в паузах разговора, можно уменьшить среднестатистическую загрузку ретранслятора сигналами ЗС либо при той же загрузке увеличить число ЗС в системе. В системах с выключением несущих возможно увеличение их эффективности в 3 раза при использовании ЧМ несущих, при использовании других видов можно еще более увеличить эффективность системы МД.

Система, в которой сигнал каждого КТЧ передается на отдельной несущей, получил название несущая на канал. Эта система отличается тем, что выделение канала и установление связи между парой абонентов требует наличия служебного канала и системы управления со специально выделенной для этой цели управляющей ЗС.

Многостанционный доступ с разделением сигналов во времени. Интенсивное развитие цифровых систем передачи привело к созданию систем с МДВР. В таких системах каждой ЗС для излучения сигналов выделяется определенный, периодически повторяемый интервал времени, длительность которого определяется трафиком станции. Интервал времени, в течение которого все станции сети по одному разу излучают сигнал, называется кадром, а длительность пакета импульсов, излучаемых одной станцией, называется субкадром.

Интервалы времени излучения всех ЗС должны быть взаимно синхронизированы, чтобы не перекрывались сигналы. Для этого часть пропускной способности ствола отводится для передачи сигналов кадровой (цикловой) синхронизации.

В большинстве случаев применяется сигнал синхронизации в виде отдельного специализированного пакета - сигнал выделенной синхронизации. При этом синхросигналы всех ЗС передаются в кадре на фиксированных временных позициях отдельно от информационных пакетов. Структура и длительность кадровых синхросигналов постоянны, в то время как расположение и длительность информационных пакетов могут изменяться в соответствии с трафиком ЗС.

При МДВР ретранслятор рассчитывается на мощность, близкую к максимальной, так как в каждый момент времени через него проходит сигнал только одной ЗС и отсутствуют переходные помехи, являющиеся одной из основных причин снижения пропускной способности системы.

На рис. 4.4 показан пример кадра системы с МДВР.

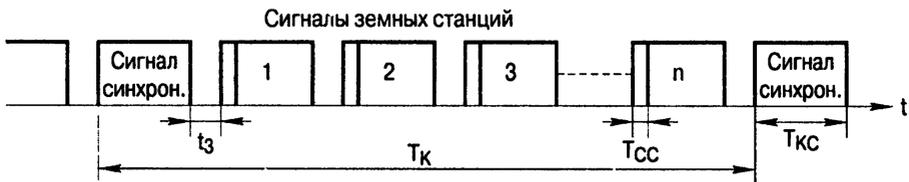


Рис. 4.4. Структура кадров системы с МДВР [1]

Из рис. 4.4 следует, что, эффективность использования полосы пропускания ствола для МДВР определяется необходимостью введения определенных защитных интервалов времени  $t_3$ , гарантирующих отсутствие перекрытия сигналов при неустойчивой работе межстанционной синхронизации, а также необходимости введения ряда дополнительных сигналов, в том числе сигналов синхронизации. В соответствии с этим эффективность системы с МДВР равна

$$\eta_{\text{МДВР}} = 1 - [T_{\text{кc}} + (n - 1) t_3 + n T_{\text{cc}}] T_{\text{к}}^{-1}, \quad (4.1)$$

где  $T_{\text{кc}}$  – длительность сигнала кадровой синхронизации;  $T_{\text{cc}}$  – длительность сигнала субкадровой синхронизации;  $T_{\text{к}}$  – длительность кадра;  $n$  – число каналов системы.

Из формулы (4.1) следует, что для повышения эффективности системы целесообразно увеличить длительность кадра, уменьшить длину и число защитных интервалов, повышать точность синхронизации. Поскольку длительность кадров для речевой связи определяется теоремой Котельникова - Найквиста и, следовательно, максимальной частотой передаваемого сигнала (так, для КТЧ обычно применяется  $T_{\text{к}} = 125$  мкс), то для увеличения  $T_{\text{к}}$  необходимо ввести буферную память, в результате чего увеличивается задержка передаваемой информации. С целью уменьшения емкости буферной памяти для передачи информации данной станции может быть предоставлено несколько субкадровых интервалов, равно расположенных в кадре. При этом неизбежны потери в пропускной способности из-за увеличения числа защитных интервалов.

Многостанционный доступ с разделением сигналов по форме. В системах с МДРФ обычно используются шумоподобные сигналы (ШПС), их называют также широкополосными, широкобазовыми или составными. В отличие от обычных сигналов, для которых база  $B = \Delta f_c T_c \approx 1$ , где  $\Delta f_c$  – ширина полосы сигнала, а  $T_c$  – его длительность, для ШПС  $B \gg 1$ .

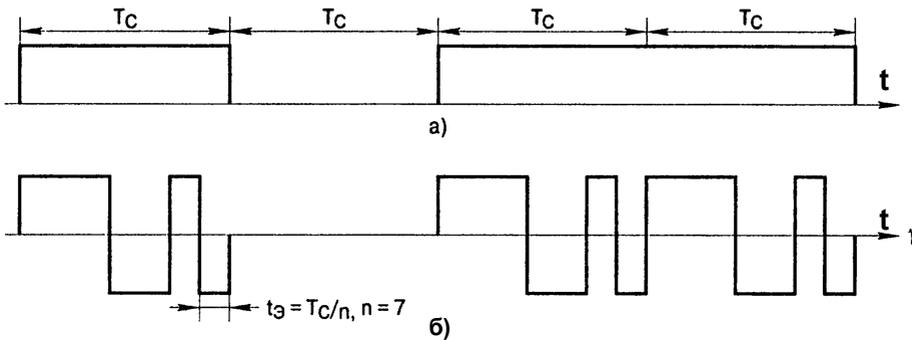


Рис. 4.5. Формирование псевдошумового сигнала

Реализацию таких сигналов рассмотрим на примере рис. 4.5.

Пусть бинарная информация передается с пассивной паузой со скоростью  $1/T_c$  бит/с. Длительность информационных символов равна  $T_c$ , а эффективная ширина спектра - примерно  $1/T_c$  (рис. 4.5,а). Заменяем теперь каждый информационный символ серией разнополярных импульсов, длительность которых  $t_{\text{э}} = T_c/n$ , а порядок чередования (структура ШПС) случаен (см. рис. 4.5,б), но точно известен на стороне приёма. Это преобразование равносильно расширению спектра в  $n$  раз и соответствующему увеличению базы сигнала.

Существуют и другие способы формирования ШПС.

При передаче по спутниковому каналу ШПС переносится в область СВЧ. Если ШПС разных каналов полностью или частично не перекрываются во времени и по частоте, то на приёме имеют дело с разделением ШПС по времени и по частоте соответственно. Если сигналы полностью или частично перекрываются и по времени и по частоте, то сигналы разделены по форме. Следовательно, сигналы разных каналов должны быть ортогональными в самом широком смысле. Этот случай и представляет наибольший интерес.

При обработке принятого ШПС необходимо учитывать чередование разнополярных импульсов, т.е. как бы «сворачивать» сигнал. При этом приёмное устройство должно быть согласовано со структурой ШПС и синхронизировано с ним. Отсюда вытекает, что ШПС, имеющий другую структуру (форму), будет воспринят данным приёмным устройством как помеха.

Качество передачи информации в такой системе определяется взаимными помехами между сигналами абонентов - шумами неортогональности, которые возрастают по мере увеличения числа одновременно работающих абонентов. Если абоненты равноправны, качество связи не

может быть улучшено повышением мощности ШПС. Это обстоятельство приводит к необходимости увеличения базы ШПС и усложнению обработки сигналов на приёмной стороне, что вызывает усложнение аппаратуры.

При установлении связи между абонентами в системе с ШПС необходимы поиск и автоподстройка по несущей частоте принимаемого сигнала, а также поиск и подстройка времени его прихода.

В спутниковых системах передачи (ССП) влияние совокупности сигналов других абонентов на приёмное устройство данного абонента проявляется как дополнительная флуктуационная помеха. В многостанционном доступе на основе ШПС число абонентов не может быть большим. Увеличение числа активных абонентов ведет к необходимости увеличения базы сигналов. Реально оно составляет несколько десятков.

Развитие систем многостанционного доступа. При установке на спутниках особенных антенн в виде так называемых фазированных решеток, допускающих быстрое изменение ориентации излучения, можно реализовать пространственный многостанционный доступ, который должен сочетаться с МДВР, возможна обработка сигналов на борту ИСЗ, под которой понимается широкий класс преобразований ретранслируемых сигналов, начиная от коммутации их вплоть до полной демодуляции и разделения. Идея многостанционного доступа с коммутацией сигналов состоит в том, что на борту ИСЗ устанавливается кроме ретрансляторов коммутирующее устройство, обеспечивающее передачу полученных с ЗС сигналов только на те станции, которым эти сигналы адресованы (в отличие от обычных ретрансляторов, которые передают сигналы на всю облучаемую поверхность Земли). В качестве примера различного вида преобразований можно указать на способ, при котором на спутниках методом МДЧР передается ряд несущих, промодулированных по фазе. Эти несущие демодулируются, объединяются во времени и модулируют несущую, передаваемую со спутника на ЗС, где она демодулируется и сигналы разделяются по времени. Можно передавать на спутник ШПС, «сворачивать» их, объединять и передавать на ЗС обычными методами. При таком преобразовании сигналов на борту спутника повышается пропускная способность из-за переноса запасов энергии на линии вверх и выигрыш её на линии вниз.

#### **4.5. Принципы построения систем спутникового телевидения - СТВ**

Создание разветвленной сети центрального телевизионного (ТВ) вещания, стало возможным только с помощью связных ИСЗ. Построение СТВ

рассмотрим на организации ТВ в системе спутниковой связи «Орбита-2», использующей ИСЗ типа «Молния» или геостационарные ИСЗ типа «Горизонт».

В системе «Орбита-2» приём на ИСЗ осуществляется в диапазоне 6 ГГц, передача в направлении Земли - в диапазоне 4 ГГц. Используется ЧМ с девиацией 15 МГц, сигнал звукового сопровождения передается на поднесущей частоте 7 МГц с девиацией частоты 150 кГц. На поднесущих частотах 7,5 и 8,2 МГц передаются сигналы звукового вещания и изображения газетных полос (ИГП). Сигналы ИГП передаются с целью обеспечения децентрализованного печатания центральных газет. Практически девиация несущей сигналом поднесущей ИГП составляет примерно 1,5 МГц. Спектр частот сигналов спутниковой системы связи типа «Орбита-2» приведен на рис. 4.6.



Рис. 4.6. Спектр частот сигналов в спутниковой системе связи «Орбита-2» [1]

Функциональная схема передающей ЗС «Орбита-2» представлена на рис. 4.7, где приняты следующие обозначения: УПС ИГП - устройство преобразования сигналов изображения газетных полос методом ЧМ поднесущей  $f_{игп}$  в соответствующую полосу частот; УСС - устройство совмещения сигналов ИГП и ЗВ; УСС ТВ и ЗС - устройство совмещения ТВ сигнала и сигнала звукового сопровождения (ЗС); МД и ПТПЧ - модулятор и передающий тракт промежуточной частоты; ПТВЧ - передающий тракт СВЧ; Анпер - передающая антенна. Назначение всех элементов очевидно и особых пояснений не требует. Только отметим, что сигнал, поступающий на частотный модулятор передающей ЗС «Орбита-2», как и на РРЛ, предварительно подвергается частотным предискажениям. Кроме линейных предискажений передаваемого сигнала на спутниковой линии связи используется ещё и нелинейная обработка ТВ сигнала. Её целью является получение дополнительного выигрыша в помехоустойчивости на 24 дБ без видимых искажений ТВ изображения.

Функциональная схема активного ретранслятора ИСЗ типа «Молния» приведена на рис. 4.8.

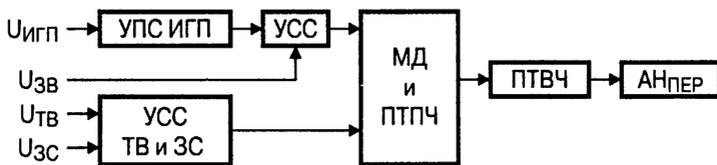


Рис. 4.7. Функциональная схема передающей земной станции [1]

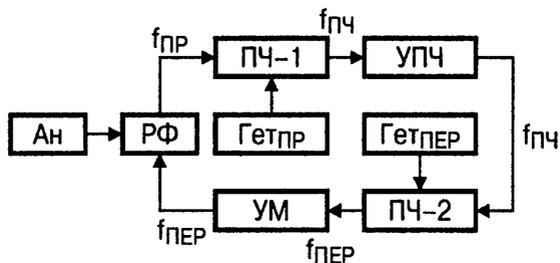


Рис. 4.8. Структурная схема активного ретранслятора ИСЗ типа «Молния» [1]

Ретранслятор работает следующим образом. Принятый антенной Ан сигнал с частотой  $f_{пр}$  поступает на разделительный фильтр РФ и далее на преобразователь частоты ПЧ-1. На второй вход ПЧ поступает сигнал от гетеродина  $Гет_{пр}$ . Затем преобразованный сигнал с частотой  $f_{пч}$  усиливается усилителем промежуточной частоты УПЧ-1 и поступает на второй преобразователь частоты ПЧ-2, работающий совместно с гетеродином передатчика  $Гет_{пер}$ . На выходе ПЧ-2 образуется радиосигнал с частотой  $f_{пер}$ . Данный сигнал усиливается по мощности усилителем УМ и через разделительный фильтр РФ и антенну Ан передается в направлении Земли.

Для слежения за ИСЗ в приёмной ЗС используются параболические антенны с диаметром зеркала 12 м, установленные на полноповоротном опорном устройстве. В целом ЗС представляет собой довольно сложное и дорогое сооружение.

К настоящему времени в России построено около 90 приёмных станций «Орбиты». Приёмная сеть системы «Орбита-2» является косвенной распределительной сетью, т.е. наземные станции принимают через ИСЗ ТВ сигнал и по наземным соединительным линиям передают на ближайшие телецентры или мощные ретрансляторы, которые доводят их до абонентов в метровом или дециметровом диапазоне волн. Эксплуатация системы «Орбита-2» показала её эффективность только в крупных населённых пунктах.

С целью повышения экономической эффективности была введена в эксплуатацию спутниковая система передачи «Экран», использующая ИСЗ, находящийся, на геостационарной орбите (ГСО). Для расширения зоны обслуживания без опасности создания помех наземным службам была введена в эксплуатацию спутниковая система «Москва». Подача ТВ сигналов на сеть земных приёмных станций осуществляется через геостационарный ИСЗ.

Создание современной многопрограммной ТВ сети невозможно на основе систем «Орбита-2», «Экран», «Москва» из-за их однонаправленности. Поэтому перспективой ТВ с помощью ИСЗ является непосредственное телевизионное вещание (НТВ) при использовании наиболее выгодного в экономическом отношении диапазона частот 11,7... 12,5 ГГц. В этой полосе частот создаются многопрограммные национальные сети СТВ. В настоящее время в России для НТВ запускается на ГСО серия связных ИСЗ типа «ГАЛС».

Находит применение многоканальная система НТВ, позволяющая по одному стандартному спутниковому ТВ каналу передавать от трёх до восьми ТВ программ.

#### *Телевизионные устройства непосредственного приёма сигналов со связных ИСЗ*

Для непосредственного приёма спутниковых ТВ сигналов стандартные телевизоры должны быть дополнительно оборудованы специальными приёмными устройствами, осуществляющими преобразование принятых радиосигналов в диапазоне 11,7...12,5 ГГц в полосу частот одного из свободных в данной местности ТВ радиоканалов I-V частотных диапазонов. Подобные приёмные устройства делятся на две группы - установки индивидуального и коллективного приёма. В состав аппаратуры непосредственного приёма спутниковых ТВ сигналов входят: антенная система, устройство дистанционного управления антенной, поляризатор, обеспечивающий выделение радиосигнала с выбранным направлением круговой поляризации, и преобразователь спутниковых радиосигналов. Обобщенная функциональная схема ТВ установки для приёма радиосигналов спутникового НТВ приведена на рис. 4.9.

Радиосигналы с различными видами круговой поляризации непосредственно принимаются параболической антенной с диаметром зеркала 0,9 м, усилением около 38,5 дБ в диапазоне 12 ГГц и шириной диаграммы направленности по уровню половинной мощности около 2°. Неотъемлемой частью

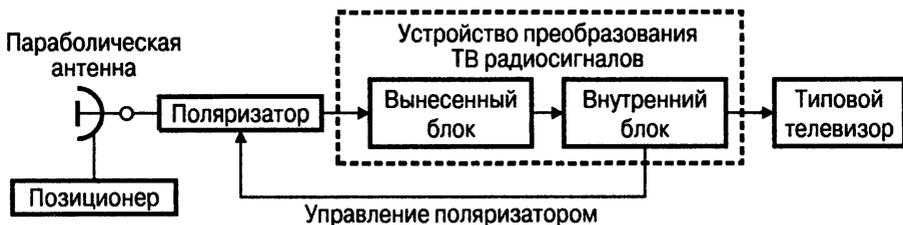


Рис. 4.9. Функциональная схема ТВ установки для приёма радиосигналов спутникового НТВ [1]

приёмной аппаратуры спутниковых сигналов является позиционер, т.е. устройство дистанционного управления антенной системой. С помощью позиционера имеется возможность перестраивать антенну на различные ИСЗ, находящиеся на разных позициях геостационарной орбиты.

Обычно антенная система устанавливается на некотором удалении (на расстоянии нескольких десятков метров) от основного оборудования приёма спутниковых ТВ сигналов. В этом случае стандартный антенный ТВ коаксиальный кабель для передачи сигналов в диапазоне 12 ГГц не годится. Уже при передаче на 1 м радиосигнал столь высокой частоты таким кабелем будет полностью рассеян, так как верхняя критическая рабочая частота коаксиального кабеля в несколько раз ниже частот радиосигналов с ИСЗ, для передачи таких высоких частот необходимы специальные волноводы. На практике за счёт применения конверторов используется метод понижения несущих частот принимаемых сигналов. Поэтому выпускаемая аппаратура непосредственного приёма ТВ сигналов в диапазоне 12 ГГц выполняется по схеме с двойным преобразованием частоты и конструктивно состоит из двух разделенных блоков (см. рис. 4.9): вынесенного (наружного) и внутреннего, образующих устройство преобразования ТВ радиосигналов. Данное техническое решение оптимально с точки зрения высокой избирательности приёмного устройства по соседнему каналу, подавления помех зеркального канала и обратного излучения гетеродина. Вынесенный блок, исполняющий роль конвертора, укрепляется непосредственно у облучателя параболической антенны. В этом случае принимаемый антенной радиосигнал по отрезку волновода проходит через поляризатор на вход конвертора. В конверторе принятые радиосигналы после первого преобразования переносятся в диапазон частот первой промежуточной частоты, усиливаются и передаются по коаксиальному кабелю на вход внутреннего блока. Для первой промежуточной частоты радиосигнала рекомендована полоса частот 0,95...1,75 ГГц, распо-

ложенная выше диапазона наземного ТВ вещания. Во внутреннем блоке осуществляется второе преобразование частоты, демодуляция принятых радиосигналов, т.е. их частотная демодуляция, а затем АМ и перенос в один из стандартных радиоканалов частотных диапазонов, соответствующих метровым или дециметровым волнам. Причём внутренний блок выделяет только один радиосигнал из всего диапазона рабочих частот приёмного оборудования шириной 800 МГц, соответствующий определенной ТВ программе. Фактически внутренний блок является спутниковым тюнером, построенным по классической схеме супергетеродинного приёмника. Выход внутреннего блока аппаратуры непосредственного приёма спутниковых радиосигналов соединяется с антенным входом обычного телевизора.

В современных приёмных установках спутниковых сигналов выбор радиосигнала с нужным направлением круговой поляризации осуществляется механическим или магнитным поляризатором дистанционно с помощью управляющих импульсов, вырабатываемых во внутреннем блоке.

### **Список литературы**

1. Основы построения телекоммуникационных систем и сетей: Учебник для ВУЗов / В.В. Крухмалев, В.Н. Гордиенко, А.Д. Моченов и др. Под ред. В.Н. Гордиенко и В.В. Крухмалева.-М.: Горячая линия – Телеком, 2004.-510 с.

2. Крук Б.И., Попантонопуло В.Н., Шувалов В.П. Телекоммуникационные системы и сети.- в 3-х томах, том 2, учеб.пособие.- М., Горячая линия – Телеком, 2005.

3. Гаранин М.В., Журавлев В.И., Кунегин С.В. Системы и сети передачи информации. – М.: Радио и связь, 2001.

## 5. СИСТЕМЫ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ

Мобильная, или подвижная, радиосвязь является одним из наиболее динамично развивающихся направлений телекоммуникаций.

Мобильная радиосвязь означает радиосвязь между подвижными объектами (ПО), один из которых или оба движутся либо занимают относительно друг друга случайное положение, при этом один из объектов может являться базовой станцией. Это определение справедливо как для радиолиний между подвижными объектами, так и между подвижными объектами и базовой станцией. Термин подвижный объект применим к наземным объектам, судам, летательным аппаратам и спутникам связи. Системы мобильной связи могут включать некоторые или все эти типы подвижных оконечных станций.

*Системы мобильной радиосвязи* разделяют на профессиональные (частные) системы подвижной связи, системы персонального вызова, системы беспроводных телефонов и системы сотовой связи общего пользования.

Профессиональные системы подвижной радиосвязи - PMR (Professional Mobile Radio) создаются и развиваются в интересах государственных организаций и учреждений, коммерческих структур, скорой помощи, милиции и т. п. Как правило, PMR имеют радиальную или радиально-зональную структуру сети, обеспечивающие соединение подвижных абонентов с абонентами телефонных сетей общего пользования - ТфОП, называют PAMR (Public Access Mobile Radio). PMR и PMAR могут использовать как симплексные, так и дуплексные каналы радиосвязи.

По способам использования частотного ресурса системы связи разделяются на следующие классы:

- системы связи с закрепленными за абонентами каналами связи;
- системы связи со свободным доступом к общему частотному ресурсу;
- системы связи с пространственно-разнесенным повторным использованием частот (сотовые системы связи).

PMR и PMAR относятся к первым двум классам систем подвижной радиосвязи. В этих системах подвижной радиосвязи эффективное использование выделенного частотного ресурса обеспечивается путём свободного доступа абонентов к общему частотному ресурсу. Такие системы PMR ещё называются транкинговыми (от англ. trunk - магистраль, шина). Под термином «транкинг» понимается метод равного доступа абонентов

к общему выделенному пучку каналов, при котором конкретный канал закрепляется для каждого сеанса связи индивидуально в зависимости от распределения нагрузки в системе. Различают транкинговые системы с последовательным сканирующим) поиском свободного канала связи и с выделенным каналом управления. Сканирующий транкинг характеризуется значительным временем установления канала связи и может быть рекомендован при небольшом количестве каналов (до 5...8). Наиболее распространенным видом транкинговых систем связи подвижной радиосвязи являются системы с выделенным каналом управления.

В настоящее время находят применение аналоговые PMR и цифровые. Первые характеризуются низкой помехоустойчивостью и постепенно заменяются цифровыми, использующими методы помехоустойчивого кодирования и перемножения, способы построения цифровых модуляторов и демодуляторов (например адаптивных дельта-кодеков), высококачественные акустические преобразователи и др.

Важнейшей характеристикой системы подвижной радиосвязи является её ёмкость, т.е. максимальное количество обслуживаемых абонентов.

Системы персонального радиовызова (СПРВ) или пейджинга (radio paging) предоставляют услугу радиосвязи, обеспечивающую одностороннюю беспроводную передачу информации в пределах обслуживаемой зоны с отображением данных на дисплее получателя. СПРВ гармонично сопрягаются с системами радиосвязи и передачи данных.

По своему назначению СПРВ можно разделить на частные (ведомственные) и общего пользования. Частные СПРВ обеспечивают передачу сообщений в локальных зонах или на ограниченной территории в интересах отдельных групп пользователей. Как правило, передача сообщений в таких СПРВ осуществляется с пультов управления диспетчерами без взаимодействия с телефонной сетью общего пользования (ТфОП).

Под системами персонального радиовызова общего пользования понимается совокупность технических средств, через которые с помощью ТфОП происходит передача в радиоканале сообщений ограниченного объема.

Основными достоинствами радиопейджинга являются: широкая зона обслуживания в масштабах страны с возможностью межнационального взаимодействия; относительно низкие тарифы и арендная плата; простота передачи сообщений и удобство пользования.

Системы беспроводных телефонов были первоначально ориентированы на резидентное использование, т.е. в условиях офисов и квартир. Позже

они стали развиваться как системы общего пользования, обеспечивающие поддержку услуг общего пользования.

Сети связи с подвижными объектами могут иметь радиальную, радиально-зонавую и сотовую структуры. Радиальные системы основаны на использовании одной центральной наземной радиостанции, имеющей значительный радиус действия (до 50.... 100 км). При радиально-зонавой структуре сети область обслуживания делится на зоны, в каждой из которых используется радиальный принцип передачи сигналов. Радиальным сетям присущ ряд недостатков, основными из которых являются ограниченность зоны обслуживания, нерациональное использование имеющегося частотного ресурса, невозможность существенного увеличения числа обслуживаемых абонентов из-за появления взаимных помех. Для передачи информации в радиальных системах выделяется диапазон частот AFS. В этом диапазоне организуются каналы с полосой пропускания AFC. Тогда число каналов N в диапазоне AFS равно  $N = AFS / AFC$ . Это число и будет определять количество абонентов, пользующихся радиосвязью.

Для преодоления ограничений на число каналов в условиях ограниченного частотного ресурса AFS была предложена сотовая идеология построения сетей радиосвязи, позволяющая использовать одни и те же частоты в нескольких ячейках (сотах), отстоящих друг от друга на расстояние, зависящее от размеров соты. Ячейки имеют форму шестиугольника и напоминают по форме пчелиные соты. Отсюда и название систем и сетей подвижной радиосвязи - сотовые.

Идея сотовой связи представлена на рис. 5.1.

Площадь, подлежащая телефонизации, покрывается сетью базовых приёмопередатчиков - базовых станций (БС). При этом чувствительность

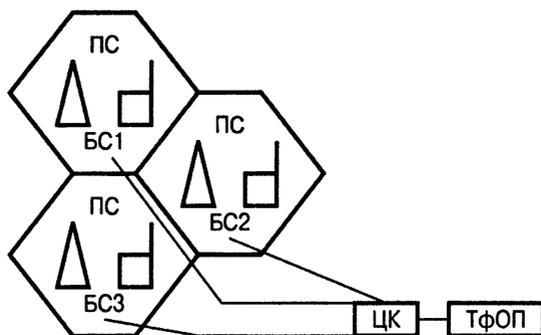


Рис. 5.1. Сотовая система связи общего пользования

и мощность базовой станции гораздо выше мобильной - подвижной станции (ПС), что позволяет сделать телефоны достаточно компактными и использовать источники питания ограниченной ёмкости. При перемещении ПС через границу зоны обслуживания БС (соты) должно обеспечиваться автоматическое (и незаметное для абонента) переключение обслуживания с одной базовой станции на другую. Переключение осуществляет центр коммутации (ЦК) подвижной сети. Центр коммутации подвижной связи имеет выход на коммутируемую телефонную сеть общего пользования (ТФОП).

### **5.1. Основы построения систем сотовой связи (на основе радиointерфейса системы CDMAone (IS-95))**

Interim Standard 95 (IS 95) определяет требования к радиотелефонным системам связи с применением сигналов расширенного спектра (метод прямой последовательности DS/SS)) для обеспечения множественного доступа. Этот стандарт был разработан корпорацией Qualcomm для работы в спектре частот, используемом аналоговыми системами связи (AMPS) в США. Системы AMPS используют полосу шириной 25 МГц для передачи сигнала от базовой станции к мобильному устройству (прямой канал) в диапазоне 869 - 894 МГц и полосу такой же ширины для обратной передачи сигнала (обратный канал) в диапазоне 824 - 849 МГц. При работе IS-95 в каждый отдельный момент времени используется система CDMA с шириной полосы 1,25 МГц, а мобильные устройства соответствуют одновременно двум стандартам (AMPS и CDMA). Согласно решению Федеральной Комиссии связи США, одному оператору может быть выделен максимальный диапазон частот, равный 12,5 МГц, как в прямом, так и в обратном канале, что соответствует 10 физическим частотным радиоканалам с полосой 1,25 МГц.

#### *Основные характеристики системы:*

Каждый канал расширяется на полосу шириной 1,25 МГц, после чего фильтруется для ограничения спектра.

Скорость передачи элементарных сигналов  $R_{ch} = 1,2288$  млн. элементарных сигналов в секунду. Номинальная скорость передачи данных, называемая режимом RS1 (Rate Set 1) равна 9,6 Кбит/с. Улучшенный скоростной режим RS2 соответствует скорости передачи данных 14,4 Кбит/с.

Модуляция данных осуществляется с помощью двоичной фазовой манипуляции (BPSK) с применением расширения сигнала методом QPSK.

При этом каждый квадратурный компонент несущей является сигналом BPSK, модулированным данными.

Используется свёрточное кодирование с декодированием по алгоритму Витерби.

Для разнесения по времени используется устройство временного уплотнения импульсных сигналов с интервалом 20 мс.

Сигналы с многолучевым распространением обрабатываются RAKE – приёмником. Для пространственного разделения используются две антенны в каждом секторе ячейки.

Для разделения по каналам применяется ортогональное кодовое уплотнение.

Регулирование мощности позволяет минимизировать энергию передаваемого сигнала, и, следовательно, уменьшить интерференцию.

Резерв фактора речевой активности учитывается использованием речеобразующего устройства (вокодера) с переменной частотой преобразования аналогового речевого сигнала в цифровой. В зависимости от активности абонента вокодер формирует потоки данных со скоростями 8,6; 4; 2; 0,8 кбит/с.

#### *Прямой канал связи (линии «вниз»)*

Требуемое качество передачи данных в системе достигается с помощью мощного канального кодирования. На первом этапе сигнал с выхода вокодера, в котором с помощью метода линейного предсказания LPC производится черновая оцифровка голосового сигнала со скоростью 8 Кбит/с, структурируется в кадры длительностью 20 мс и кодируется блоковым циклическим кодом. При этом скорости передачи данных возрастают до 9,6; 4,8; 2,4; 1,2 кбит/с. Далее сигнал проходит этап свёрточного кодирования. В прямом канале используется код с длиной кодового ограничения 9 и скоростью 1/2. Следующие три шага включают сложение по модулю 2 двоичных значений псевдослучайных кодов и ортогональных последовательностей (применяется для обеспечения конфиденциальности абонентов), распределение по каналам и определение базовой станции. В целях конфиденциальности используются псевдослучайные последовательности (ПСП) максимальной длины с 42- разрядным регистром сдвига. В системе со скоростью передачи 1 2288 млн. элементарных сигналов в секунду такой код повторяется с периодом приблизительно в 41 день. Системы стандарта IS- 95 используют идентичное оборудование для кодирования всех базовых станций и мобильных устройств. Индиви-

дуальным является только циклический сдвиг ПСП. Пользователям, которые связываются между собой, не нужно знать кодовые модификации друг друга, т.к. базовая станция проводит демодуляцию и повторную модуляцию всех обрабатываемых сигналов.

Для распределения по каналам с последующим расширением спектра используется код Уолша (Walsh cover). Код является ортогональным и генерируется с помощью матрицы Адамара. В стандарте IS-95 код Уолша характеризуется матрицей  $64 \times 64$ , где каждая строка соответствует отдельному коду. Каждая строка соответствует отдельному коду, поэтому прямой канал связи можно разбить на 64 ортогональных канала.

Следующий применяемый код называют коротким, т.к. он основан на 15-разрядном регистре сдвига. Короткий код можно представить в виде «адреса» базовой станции. Использование этого кода требует наличия двух регистров сдвига: одного в синфазном канале (I), другого – в квадратурном (Q). Каждая базовая станция для определения своего местоположения применяет особый сдвиг кодов I и Q, каждый из которых состоит из 64 элементарных сигналов (чипов). Таким образом становится возможным получить 512 уникальных адресов. Шаг сдвига ПСП однозначно определяет размер соты (или сектора), при котором мобильная станция (МС) с гарантией определяет базовую станцию (БС). При сдвиге в 64 чипа радиус соты составит порядка 15,5 км.

На рис. 5.2. Приведена упрощенная схема передачи сигнала в прямом канале CDMA.

#### *Архитектура линии «вниз»*

Логические каналы линии «вниз» включают:

- Пилотный (или контрольный) канал (pilot channel).
- Синхронизационный канал (synchronization channel).
- Канал персонального вызова (paging channel).
- Канал прямого трафика (forward traffic channel).

Стандартом IS-95 предусматривается организация одного пилотного канала, одного канала синхронизации, от одного до семи каналов вызова (в зависимости от абонентской нагрузки на БС) и от 55 до 62 каналов прямого трафика. Отображение логических каналов на физические осуществляется с помощью ортогональных функций Уолша.

В пилотном канале используется функция Уолша  $w_0$ , т.е. последовательность из одних нулей. Мощность, определённая пилотному каналу, обычно на 4 – 6 дБ превышает мощность в канале трафика. Информацион-

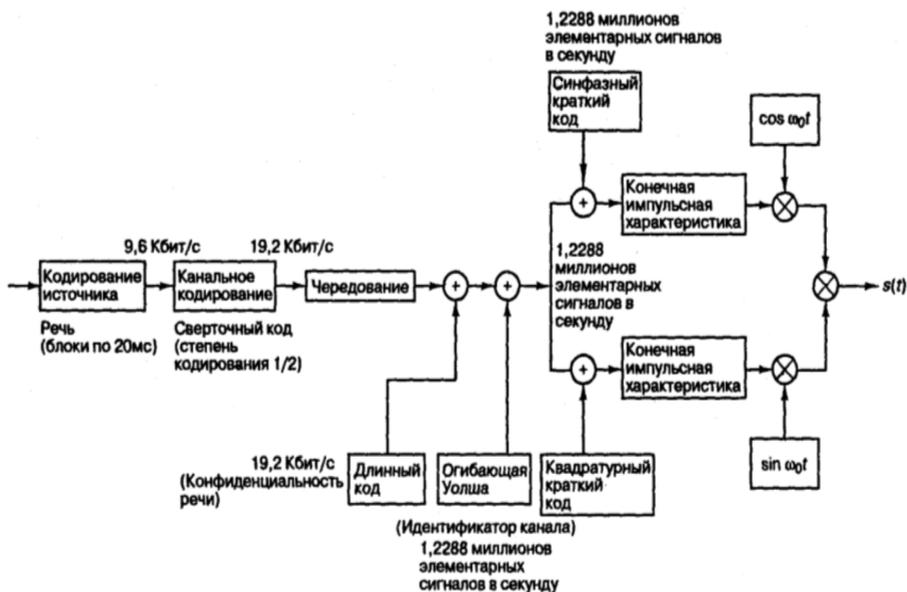


Рис. 5.2. Упрощенная схема передачи голоса в прямом канале CDMA [4]

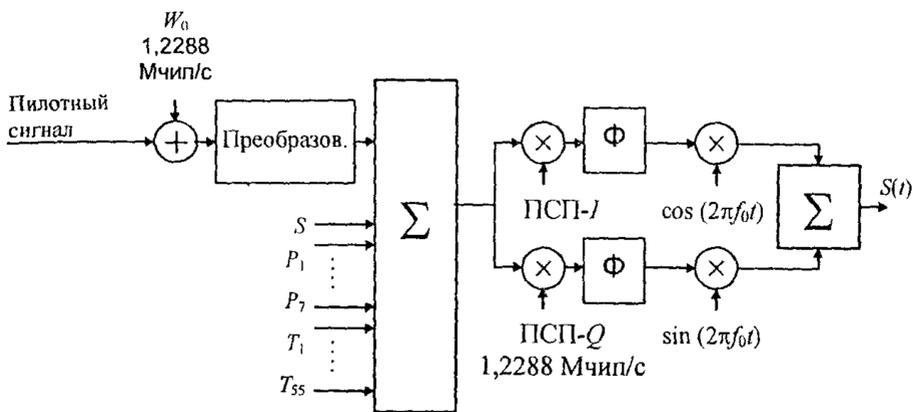


Рис. 5.3. Структурная схема пилотного канала [5]

ные данные по пилотному каналу не передаются. Как можно видеть из рис. 5.3, фактически в пилотном канале передаётся только пара ПСП-I и ПСП-Q, т.е. комплексная ПСП.

После перемножения с квадратурными ПСП сигнал в каждом из квадратурных плеч квадратурного фазоманипулированного (КФМ) модуля-

тора фильтруется для формирования приемлемого спектра и перемножается со сдвинутыми на  $90^\circ$  гармоническими колебаниями центральной частоты. Суммирование выходов квадратурных плеч даёт модулированный сигнал, в котором пилотная компонента совпадает с произведением пилот-сигнала (т.е. константы) с четырехфазно манипулированной несущей.

После вхождения в синхронизм с пилот-сигналом МС располагает информацией о фазе принимаемой несущей, временных границах чипов и периодов короткой ПСП.

Для приёма сообщений нужно знать границы кадров, точное время в системе, значение циклического сдвига ПСП данной БС, идентификаторы БС и контроллера мобильных станций (МС), значение мощности сигнала в пилотном канале, параметры длинной ПСП, скорость передачи данных в канале персонального вызова. Структуру физического канала синхронизации поясняет рис. 5.4. Данные канала синхронизации, поступающие со скоростью 1200 бит/с, подаются на вход сверточного кодера, с выхода которого снимается двоичная последовательность со скоростью 2400 бит/с, поступающая далее на устройство повторения, после которого скорость потока данных удваивается до 4800 бит/с. Информация, передаваемая по каналу, структурируется в кадры, каждый кадр совпадает с одним периодом короткой ПСП и содержит 32 бита исходных данных. После блокового перемежения поток данных подвергается прямому расширению спектра путем сложения по модулю 2 с присвоенной каналу синхронизации функцией Уолша  $w_{32}$ . Каждому биту информационного потока с выхода перемежителя (скорость 4,8 Кбит/с) сопоставляется  $1,2288 \cdot 10^6 / 4,8 \cdot 10^3 = 256$  чипов, т.е. четыре периода последовательности Уолша.

БС может передавать синхросообщение, занимающее несколько кадров подряд, вследствие чего передаваемые данные могут подвергаться определённой структурной организации, называемой капсулированием.

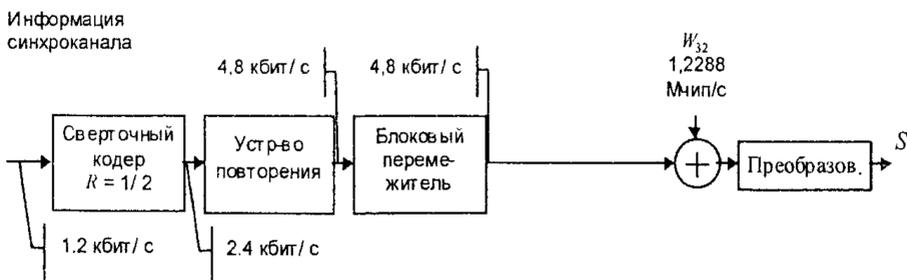


Рис. 5.4. Структурная схема канала синхронизации [5]

Канал персонального вызова предназначен для вызова МС и передачи ей системной информации. После получения БС сигнала подтверждения от МС по этому же каналу передается информация об установлении соединения и назначении канала связи. Сообщения, передаваемые по каналу вызова, могут быть четырех типов:

- Заголовок.
- Пейджинг.
- Ордер.
- Назначение каналов.

*Заголовок* содержит информацию о важнейших параметрах конфигурации системы и передается на МС в виде следующих типовых сообщений:

- Параметры системы (параметры эстафетной передачи – порог включения, порог выключения, значение таймера выключения, параметры регулировки мощности в прямом канале и т.д.)

- Параметры доступа (конфигурация канала доступа МС – число проб установления доступа, время ожидания подтверждения, интервал между попытками доступа, начальное значение мощности излучения в канале доступа, шаг приращения мощности излучения и др.)

- Граничный список – перечень циклических сдвигов ПСП соседних БС или секторов для оптимизации эстафетной передачи.

*Пейджинговое сообщение* содержит вызов, адресованный либо конкретной МС, либо группе МС.

*Сообщение типа «ордер»* охватывают широкий класс команд управления МС. Данные сообщения используются для подтверждения регистрации МС, её блокировки в состоянии сбоя и др.

Сообщения о назначении каналов указывают МС выделенный канал трафика, назначают ей другой канал персонального вызова и т.д.

Структурная схема формирования каналов персонального вызова представлена на рис. 5.5.

В отличие от канала синхронизации, скорость поступления информации в канал персонального вызова составляет 4,8 или 9,6 кбит/с. Исходный битовый поток проходит через сверточный кодер и (только при входной скорости 4,8 Кбит/с) устройство повторения, так что при любой из двух начальных скоростей скорость кодированного потока оказывается равной 19,2 Кбит/с. После блокового перемежения в пределах 20-миллисекундного кадра поток данных скремблируется децимированной длиной ПСП и подвергается расширению спектра: суммируется с функцией Уолша из набора  $w_1 \div w_7$ . Символы как длинной, так и короткой ПСП

имеют частоту следования 1,2288 Мчип/с, поэтому для скремблирования потока после перемежения из длинной ПСП выбирается каждый 64-тый символ (децимация с индексом 64). Поскольку сообщения в канале вызова могут занимать много кадров, используется капсулирование информации.

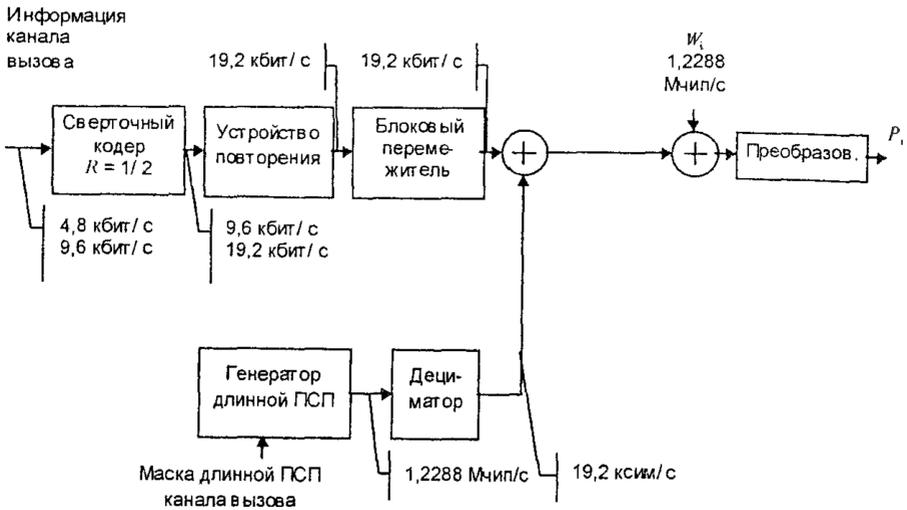


Рис. 5.5. Структурная схема канала вызова [5]

Канал прямого трафика служит для передачи речевой информации и данных, а также информации сигнализации от БС к МС. Структура канала прямого трафика показана на рис. 5.6. В канале прямого трафика присутствует устройство мультиплексирования потока информационных данных и битов регулировки мощности, а также поддержание набора четырёх различных скоростей 9,6; 4,8; 2,4; 1,2 Кбит/с, выбираемых в соответствии с текущей речевой активностью абонента. Выравнивание скоростей осуществляет устройство повторения: поток данных с максимальной скоростью проходит повторитель без изменения, а скорость потока с более низкими значениями увеличивается за счёт посимвольного повторения в 2, 4 и 8 раз соответственно. Основной целью подобного выравнивания является снижение уровня внутрисимвольных помех. Улучшение помеховой ситуации достигается снижением излучаемой мощности, пропорциональным числу повторения символов. Например, четырёхкратное повторение символа при наименьшей (1,2 кбит/с) скорости речевого сообщения позволяет в четыре раза уменьшить мощность по сравнению с максимальной (9,6 Кбит/с) входной скорости без ухудшения достоверности передачи данных.

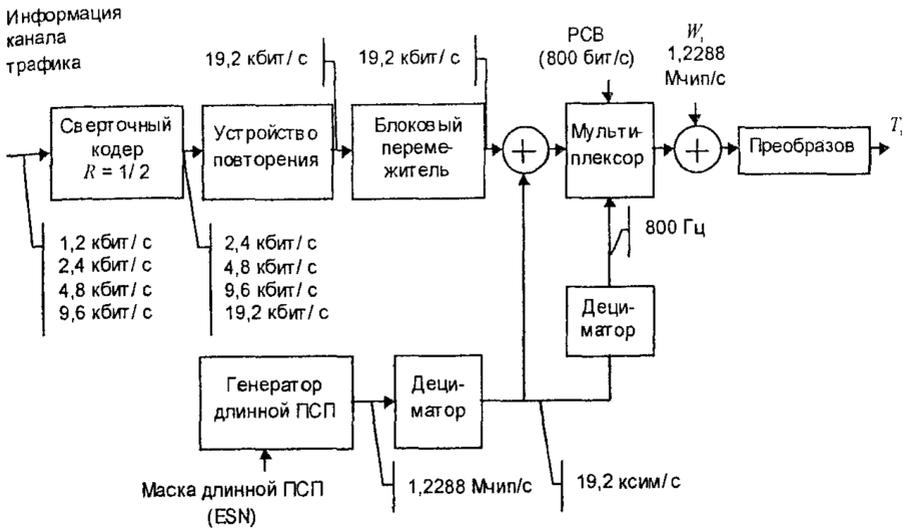


Рис. 5.6. Структурная схема канала прямого трафика [5]

После символьного повторителя блок информационных данных подвергается процедуре блокового перемежения на длительности кадра 20 мс, а затем скремблируется децимированной длинной ПСП, причём состояние генератора ПСП определяется электронным серийным номером (electronic serial number – ESN) МС в соответствии с некоторым секретным ключом.

Скремблированные данные далее мультиплексируются с командами регулировки мощности передатчика МС – определенные символы потока данных заменяются битами регулировки мощности (power control bits – РСВ). Мультиплексированный поток данных манипулирует каналную поднесущую, в качестве которой используется одна из последовательностей Уолша  $w_8 \div w_{31}$  и  $w_{33} \div w_{63}$  с чиповой скоростью 1,2288 Мчип/с, причём номер последовательности Уолша однозначно определяет номер канала прямого трафика. Помимо скоростей 9,6; 4,8; 2,4; 1,2 Кбит/с вокодер может поддерживать набор скоростей вида 14,4; 7,2; 3,6; 1,8 Кбит/с. В этом случае скорость свёрточного кода изменяется до  $\frac{3}{4}$  для поддержания прежней скорости 19,2 Кбит/с на входе блокового перемежителя.

### *Обратный канал связи*

В стандарте IS-95 не поддерживается применение обратных управляющих каналов, поскольку для каждого мобильного устройства был бы

необходим отдельный канал такого типа. Поскольку обратный канал менее устойчив по сравнению с прямым, для улучшения работы системы применяется более эффективный сверточный код со степенью кодирования 1/3. Сигналы от МС принимаются на БС некогерентно.

Упрощённая блок-схема передачи сигнала с использованием обратного канала представлена на рис. 5.7.

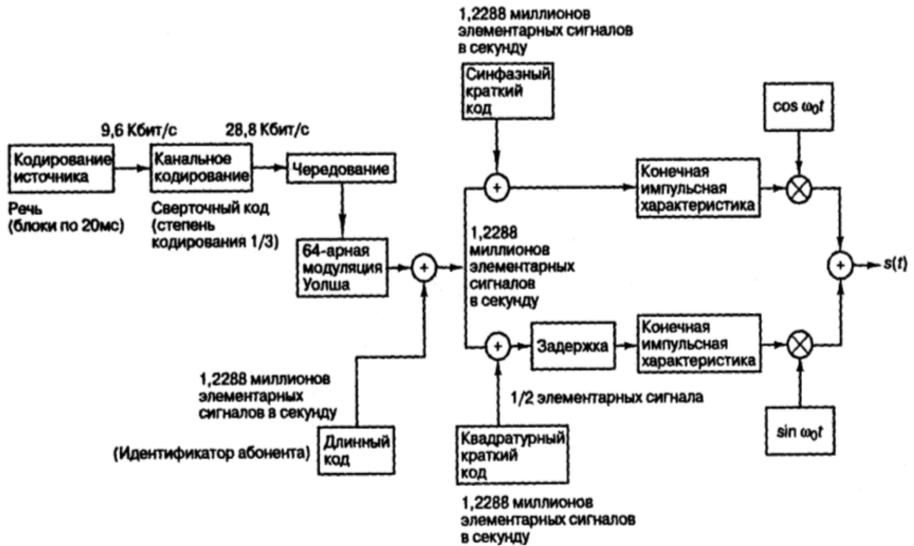


Рис. 5.7. Передача голоса с использованием обратного канала CDMA [4]

После обработки устройством временного уплотнения импульсных сигналов биты канала модулируются 64-разрядным кодом Уолша. При скорости передачи данных 9,6 Кбит/с два бита данных (после кодирования трансформируются в шесть канальных битов – кодовые символы) после разделения отображаются одним из 64 ортогональных сигналов Уолша. Скорость передачи символов Уолша равна:

$$R_w = \frac{R_c}{\log_2 M} = \frac{R(n/k)}{\log_2 M} = \frac{9600 * 3}{6} = 4800 \text{ символов Уолша/с.}$$

Каждый из 64-разрядных кодов Уолша состоит из 64 элементов, называемых элементарными сигналами Уолша. Скорость передачи элементарных сигналов Уолша составляет  $64 * 4800 = 307200$  сигналов/с. Эле-

ментарные сигналы Уолша повторяются 4 раза и окончательная скорость передачи данных составляет 1, 2288 млн. чипов/с.

Такая модуляция позволяет снизить отношение  $E_b/N_0$ , необходимое для получения заданного уровня достоверности передачи. Для распределения по каналам в обратном канале связи используется длинная ПСП. Кроме того, в обратном канале применяется модуляция OQPSK, чтобы избежать возможности изменения фазы несущей на  $180^\circ$ . Этот метод позволяет уменьшить соотношение пиковой и средней мощности усилителя передатчика, что упрощает проектирование системы. OQPSK не применяется для прямых каналов, т.к. в этом случае БС передает уплотненный сигнал 64 каналов. Вектор, характеризующий весь уплотненный сигнал, может принимать значение из множества соотношений фаза/амплитуда. Поэтому посредством сдвига синфазного и квадратурного каналов невозможно избежать переходов несущей через нуль.

#### *Архитектура линии «вверх»*

В линии «вверх» существуют два логических канала:

- Канал доступа.
- Канал обратного трафика.

Канал доступа обеспечивает соединение МС с БС, пока МС не настроилась на назначенный ей канал обратного трафика. МС произвольно выбирает номер канала из диапазона, который БС передаёт ей в сообщении о параметрах доступа. Канал доступа используется для регистрации МС в сети, передачи на БС запроса на установление соединения, ответа на команды, переданные по каналу вызова. Регистрация МС – процесс, в ходе которого МС извещает БС о своем местонахождении и передает ей некоторую служебную информацию (например, номер слота в канале персонального вызова). Эксплуатация системы сотовой связи предполагает поддержание оптимального соотношения между частотой регистраций и размером зоны поиска МС, при котором сетевой ресурс используется наиболее эффективно. МС регистрируется в сети при включении и выключении МС, по сигналу таймера, по измеренной дистанции (как только расстояние между МС и местом её последней регистрации превысит порог), по зонному принципу, при изменении контрольных параметров, по команде с БС, по умолчанию (каждый раз при успешном использовании МС канала доступа). Скорость передачи данных по каналу доступа фиксирована и составляет 4,8 Кбит/с. Процедура формирования сигнала в канале доступа представлена на рис. 5.8. Ортогональный модулятор осуществля-

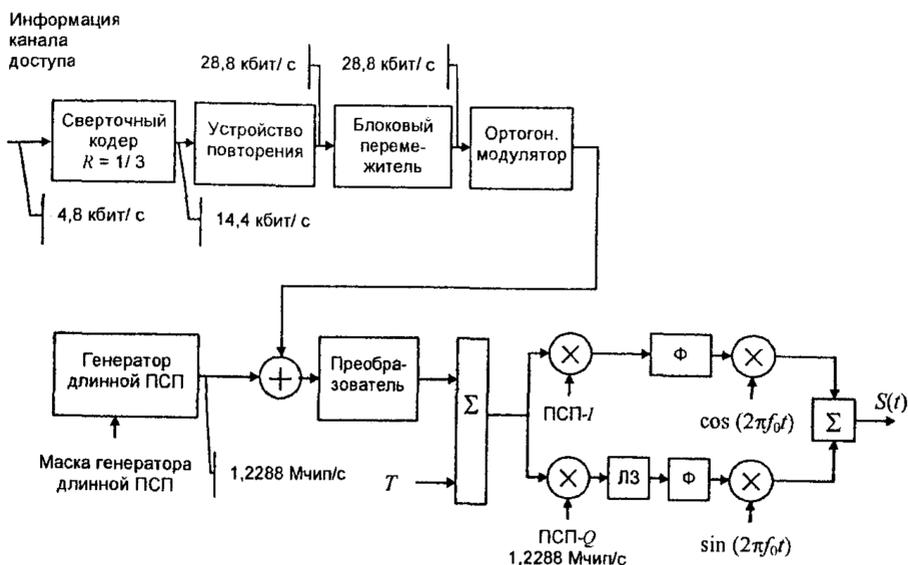


Рис. 5.8. Структурная схема канала доступа [5]

ет отображение (кодирование) групп из 6 двоичных символов на функцию Уолша. Энергетический выигрыш от использования такого кода стремится к 4,8 дБ. Замена 6 символьной группы на функцию Уолша производится по следующему правилу: десятичное значение 6-разрядного двоичного числа, соответствующего группе из 6 бит, однозначно определяет номер функции Уолша.

Например, если на вход ортогонального модулятора подается группа из 6 символов вида 010110, то ей соответствует десятичное значение 22, а, значит, эта группа заменяется модулятором на функцию Уолша  $w_{22}$ .

Сообщение канала доступа подвергается капсулированию в слоты.

Канал обратного трафика обеспечивает передачу речевой информации и данных абонента, а также управляющей информации с МС на БС, когда МС уже занимает выделенный ей физический канал. Скорость данных в канале обратного трафика может изменяться в зависимости от речевой активности абонента и составлять 9,6; 4,8; 2,4; 1,2 кбит/с. Маска генератора длинной ПСП формируется с использованием закодированного электронного серийного номера ESN МС.

Алгоритм учёта речевой активности в прямом канале, основанный на повторении символов с пропорциональным снижением передаваемой мощности, неприемлем для линии «вверх», т.к. входит в противоречие с про-

цедурой быстрой регулировки мощности. Метод уменьшения средней мощности излучения в обратном канале при снижении скорости речевого потока состоит в случайном прореживании (маскировании) избыточных символов, образованных в результате символьного повторения.

В обратном канале 20 мс кадр канала трафика разбивается на 16 групп регулировки мощности. Рандомизатор случайным образом вырезает отдельные группы регулировки, причем количество вырезаемых групп определяется скоростью работы вокодера. При передаче данных со скоростью 9,6 Кбит/с ни одна из групп не исключается, если же скорость работы вокодера составляет 1,2 Кбит/с, то из кадра вырезается 14 из 16 групп.

Структурная схема канала обратного трафика приведена на рис. 5.9. В канале обратного трафика предусматривается также поддержка скоростей 14,4; 7,2; 3,6; 1,8 Кбит/с, при этом для поддержания скорости кодированного потока скорость свёрточного кодера меняется с  $1/3$  на  $1/2$ .

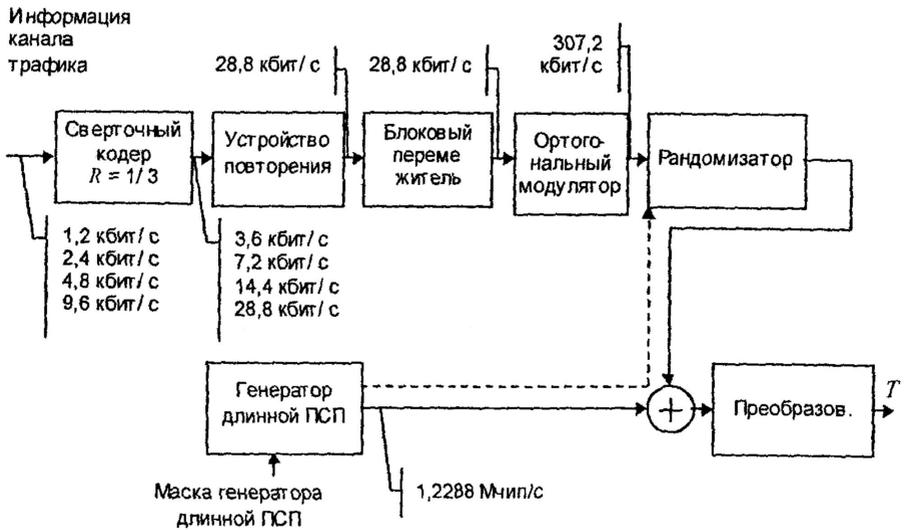


Рис. 5.9. Структурная схема канала обратного трафика [5]

В системе IS-95 мощность регулируют и в прямом, и в обратном каналах связи. Однако «полноценное» регулирование мощности в широком динамическом диапазоне осуществляется только на МС. В прямом канале энергетические соотношения между отдельными сигналами в пределах группового сообщения одной БС будут выдержаны при приёме на МС, тогда как в обратном канале при отсутствии автоматической регулировки

мощности (АРМ) сигналы пользователей, находящихся недалеко от БС будут приняты с большим уровнем мощности, чем сигналы пользователей, которые находятся около границы ячейки. Основная задача процедуры регулировки – изменить процесс передачи каждой МС так, чтобы входная мощность полученных БС сигналов, была равной (и по возможности, постоянной). Стандартом IS-95 описываются три метода регулировки мощности: управление обратным каналом, управление прямым и обратным каналами по принципу обратной связи, прямое управление каналом.

*Управление обратным каналом.* БС постоянно передаёт калибровочную постоянную, которая зависит от мощности излучения БС. МС должна подстраивать мощность своего передатчика таким образом, чтобы она была равна разности калибровочной постоянной и мощности сигнала, полученного от БС.

*Управление прямым и обратным каналом с использованием обратной связи* заключается в замещении битов кодированного сигнала битами регулировки мощности.

Стандарт IS-95 допускает три сценария эстафетной передачи (ЭП).

- Межсистемная – между сотами различных зон обслуживания – всегда жёсткая ЭП.
- Межсистемная с переключением МС в аналоговую систему связи – жёсткая ЭП.
- Внутрисистемная – в пределах одной зоны обслуживания, без изменения диапазона частот – мягкая ЭП.

Алгоритм жесткой эстафетной передачи заключается в том, что когда уровень мощности принимаемого от МС сигнала становится меньше заданного порога, обслуживающая БС инициирует ЭП, при которой МС выделяется один из свободных каналов трафика в новой соте и вызов переключается из старой соты в новую. При жесткой ЭП неизбежны перемены в связи.

В ходе мягкой ЭП одновременно используются несколько каналов связи. На основании измерения пилотных сигналов с БС, МС относят каждую БС к одной из четырех групп:

- Активные каналы – в данный момент используемые МС.
  - Каналы кандидаты – по своим параметрам близкие к активным.
- Если в ходе ЭП нужен дополнительный канал, его выбирают из списка кандидатов.
- Граничные каналы – достаточно сильные каналы, но хотя бы по одному критерию не подходящие на должность кандидатов.

· Остальные каналы.

В процессе работы МС отслеживает наиболее сильные многолучевые компоненты сигналов в пилотном канале и оценивает их мощность. Полученные оценки МС сравнивает с двумя порогами: порогом включения  $T_{add}$  и порогом исключения  $T_{drop}$ . Если результат измерения превысил  $T_{add}$ , начинается процесс эстафетной передачи. При падении уровня сигнала одного из активных пилотных каналов ниже порога, МС запускает специальный таймер. Если в течение отведенного времени уровень сигнала снова возрастет и превысит порог, таймер сбрасывают, а канал оставляют в списке активных. Если порог превышен не будет, БС принимает решение о завершении ЭП, удаляет текущий канал из списка активных, сигнализирует об этом МС и пополняет им банк свободных каналов. Эффективность мягкой ЭП зависит от правильности выбора порогов и времени срабатывания таймера. Установка низких порогов и большого времени срабатывания таймера приводит к расширению списка активных каналов и снижению частоты обновления списков. Качество связи при этом выше, т.к. в ЭП участвует больше БС, а следовательно, при приёме доступна большая кратность разнесения, но при этом возрастает нагрузка на каналы прямого трафика, повышается уровень взаимных помех в прямом канале. Установка высоких порогов и малого времени срабатывания таймера увеличивает частоту обновления списков, но сохраняет системный ресурс, поскольку меньшее количество БС участвует в эстафетной передаче. Кратность разнесения при приёме и качество связи при этом упадут, а скорость передачи системной информации между МС и БС возрастет, что опять-таки увеличит нагрузку на систему. Анализируя качество связи при мягкой ЭП в стандарте IS-95 нужно понимать, что увеличение числа задействованных БС не может обеспечить неограниченный рост качества передачи. Это происходит потому, что сколько бы БС не адресовалось к данной МС, принять текущий кадр она в состоянии только от двух «наилучших» из них, т.к. схема приёмника МС включает в себя трёхкомпонентный РАКЕ-приёмник, в котором 2 ветви приёмника обрабатывают сигналы одной БС, 1 ветвь – сигналы другой БС, после чего сигналы ветвей суммируют.

## 5.2. Транкинговые системы радиосвязи (ТСР)

Транкинговые системы радиосвязи (ТСР) являются развитием низкой полудуплексной радиосвязи и по ряду признаков могут быть соот-

несены с сотовыми системами связи. В отличие от обычных систем с постоянно закреплёнными частотными каналами в ТСП применяется динамическое распределение каналов.

Напомним, что термин «транкинг», принятый в сфере профессиональной радиосвязи, означает метод свободного доступа большого числа абонентов к ограниченному числу каналов. Поскольку в какой-либо момент времени не все абоненты активны, то необходимое число каналов значительно меньше общего числа абонентов. Примерная зависимость числа абонентов ТСП от числа радиоканалов приведена в табл. 5.1.

*Таблица 5.1*

**Примерная зависимость числа абонентов ТСП от числа радиоканалов [1]**

Число радиоканалов	6	11	21	25
Общее число абонентов	329	790	1760	2160

В отличие от обычных систем радиосвязи ТСП характеризуются следующими признаками: экономное использование выделенного диапазона частот; наличие одной или нескольких базовых радиостанций и системы управления; возможность выхода в другие сети, в частности в телефонную сеть общего пользования; увеличение зоны обслуживания путём создания многозоновой сети; передача данных и телеметрической информации; множество сервисных возможностей.

Перечисленные выше признаки характерны и для сотовых систем связи. Однако в отличие от последних ТРС в первую очередь ориентированы на задачи, связанные с оперативным управлением.

В сравнении с сотовыми системами к преимуществам ТСП, позволяющим отдать им предпочтение при организации оперативной связи, следует отнести: гибкую систему вызовов - индивидуальный, групповой, вещательный, приоритетный, аварийный и др.; гибкую систему нумерации - от коротких двух- или трёхзначных до полных городских номеров; малое время установления соединения - менее секунды против нескольких секунд в сотовых системах; возможность работы в группе; наличие (в ряде систем) режима непосредственной связи между двумя абонентскими радиостанциями без участия базовой; экономичность - по стоимости оборудования и по эксплуатационным расходам ТСП в несколько раз экономичнее сотовых систем.

*Архитектура транкинговых сетей.* Рассмотрим основные элементы архитектуры ТСП на примере типовой однозоновой ТРС с частотным разделением каналов, рис. 5.10.

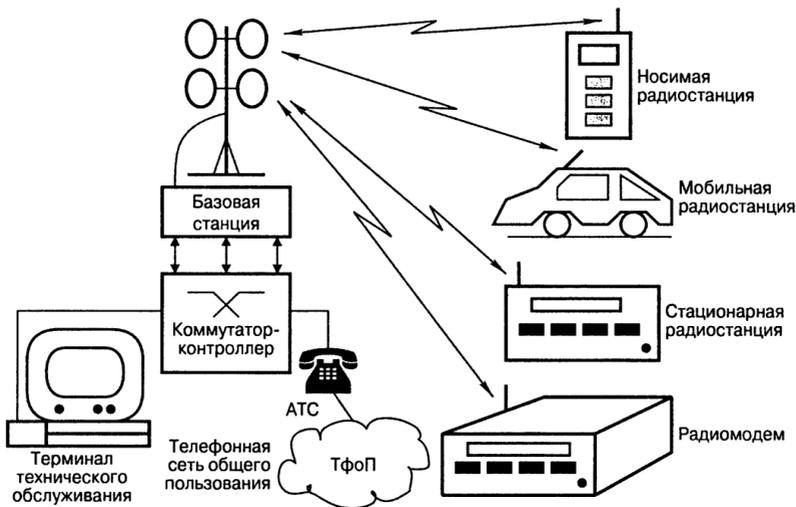


Рис. 5.10. Схема однозонавой транкинговой сети [1]

Назначение элементов схемы очевидно. Рассмотрим структуру основных составляющих схемы.

Базовая радиостанция, рис. 5.11, содержит модули приёмопередатчиков (ретрансляторов), каждый из которых настроен на одну пару частот - приёма и передачи.

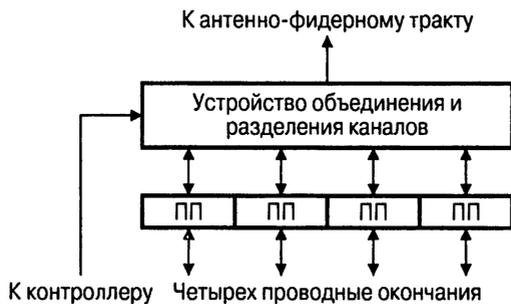


Рис. 5.11. Структурная схема базовой радиостанции TCP [1]

Таким образом, в отличие от обычной связи между двумя радиостанциями, где в полудуплексном режиме достаточно одной частоты, в транкинговой системе требуются две частоты (от одной мобильной радиостанции передача ведётся на частоте  $f_1$  на базовую станцию, а от базовой станции на другую мобильную станцию на частоте  $f_2$ ), а для работы в дуплексном режиме - четыре (передача от мобильной станции одного направления

ведётся на частоте  $f_1$  на базовую станцию и на частоте  $f_2$  от базовой станции на обильную станцию, а в обратном направлении соответственно на частотах  $f_3$  и  $f_4$ . Каждый из приёмопередатчиков имеет четырёхпроводное низкочастотное (звуковое) окончание для сопряжения с коммутатором. Радиочастотные входы/выходы приёмопередатчиков нагружены на устройство объединения/разделения каналов.

Коммутатор осуществляет соединение подвижных абонентов, а также выполняет функции сопряжения с ТФОП.

Контроллер (устройство управления) обеспечивает взаимодействие всех узлов базовой станции. Осуществляет обработку вызовов и управляет процессом установления соединений. Часто контроллер и коммутатор объединяются в одном модуле.

Интерфейс с ТФОП предназначен для сопряжения с телефонной сетью общего пользования. Обеспечивает электронный стык с окончаниями АТС и согласование протоколов сигнализацией.

*Многозонавая ТРС.* Многозонавая транкинговая сеть создается с целью увеличения зоны обслуживания. При этом территория обслуживания разбивается на зоны, как правило, шестиугольной формы (соты). На рис. 5.12 изображена структура трёхзонавой сети.

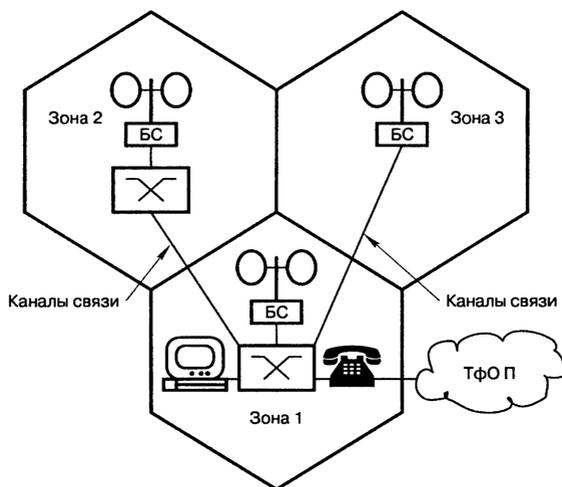


Рис. 5.12. Структура многозонавой транкинговой [1]

Управление сетью осуществляет центральный узел, содержащий центральный коммутатор-контроллер, терминал технического обслуживания и управления, а также интерфейс с ТФОП.

Коммутаторы различных зон связаны между собой каналами управления трафика. Для этой цели применяются как физические (выделенные) линии, так и стандартные аналоговые или цифровые системы передачи.

Необязательно, чтобы каждая зона имела свой собственный коммутатор. Для зон с малым числом абонентов функции коммутации могут быть возложены на центральный коммутатор, для чего между ним и базовой радиостанцией организуется необходимое число каналов. В этом случае оборудование строится по модульному принципу. Могут отдельно существовать приёмопередающее оборудование, обычно называемое базовой станцией, и коммутатор, в состав которого входит основной контроллер, наделённый функциями управления всей системой.

Непрерывно по специально выделенным каналам осуществляется обмен сигналами между контроллерами других зон. Вся информация о вызовах поступает в главный контроллер, который управляет процессом соединения. Чем удаленней друг от друга абоненты и чем в более разнородных сетях они расположены, тем сложнее функции управления сетью и тем больше обмен управляющими сигналами, необходимыми для установления соединения, его поддержки и его освобождения.

В многозоновых ТРС возникает необходимость отслеживания местоположения радиоабонентов при перемещении из зоны в зону. Процедура отслеживания местоположения абонентов называется роумингом. Специфическая особенность ТРС состоит в необходимости поддержания группового роуминга для обеспечения возможности работы в группе. В многозоновых ТРС возникает необходимость частотного планирования для исключения взаимных помех между радиостанциями соседних зон.

*Многоуровневая транкинговая сеть.* С целью более гибкого управления трафиком и экономии ресурсов системы могут быть реализованы не просто многозоновые, но также и многоуровневые ТРС. Последнее означает, что управление частью трафика возлагается на контроллеров и коммутаторы подчинённого уровня. Это разгружает ресурсы центрального коммутатора, уменьшает общее число и протяжённость речевых каналов, связывающих коммутаторы.

### **5.3 Системы персонального радиовызова**

Современный рынок услуг подвижной связи характеризуется высокими темпами развития систем персонального радиовызова (СПРВ), которые гармонично сопрягаются с системами радиосвязи и передачи данных.

В настоящее время различными фирмами США, Великобритании, Японии и других стран разработаны многочисленные типы национальных и частных СПРВ. Ключевым фактором в развитии СПРВ явилась стандартизация радиointерфейса.

В 1978 г. был впервые опубликован стандарт на код POCSAG (Post Office Code Standardization Group) и были сделаны предложения по его широкому внедрению для передачи тональных сообщений. В 1979 г. был опубликован код POCSAG для передачи цифровых и буквенно-цифровых сообщений со скоростью 512 бит/с, позже скорость была доведена до 1200 и 2400 бит/с. Код POCSAG был утвержден ИТУ-Р в 1982 г. (рекомендация 584). Сегодня код POCSAG применяется в большинстве существующих СПРВ.

Требования к функциональному развитию сетей СПРВ, увеличению скорости передачи сообщений, а также интеграции национальных сетей СПРВ в транснациональные привели к необходимости разработки в рамках ETSI общеевропейского стандарта на СПРВ, получившего название ERMES (European Radio MESSaging System). Стандарт был одобрен в 1992 г.

К основным достоинствам СПРВ стандарта ERMES относятся:

- общая сеть для всех европейских стран и общеевропейский роуминг;
  - общий радиointерфейс, обеспечивающий высокую ёмкость сети при передаче различных видов сообщений, включая текстовые, в узкой полосе частот;
  - общая спецификация на приёмники персонального радиовызова.
- Предусмотрена возможность интеграции с СПРВ стандарта POCSAG.

Новым направлением в развитии СПРВ является разработанный фирмой Motorola код FLEX и СПРВ на его основе. Основными достоинствами кода и СПРВ FLEX по отношению к СПРВ POCSAG являются: повышенная скорость передачи сообщений, большая ёмкость системы, улучшенные характеристики помехоустойчивости канала и обеспечение более экономичного режима работы пейджера. Фирмой представлены пейджеры, поддерживающие все три стандарта: POCSAG, ERMES и FLEX.

#### **5.4. Системы беспроводных телефонов**

Системы беспроводных телефонов (Cordless Telephony - СТ) общего пользования составляют значительную конкуренцию сотовым системам связи. Первоначально системы СТ были ориентированы на ограниченное

по территории использование в условиях квартир и офисов. Позже они стали развиваться как системы общего пользования.

В 1985 г. СЕРТ предложила первый стандарт СТ1 на систему беспроводных телефонов в полосе частот 900 МГц с 40 дуплексными каналами с ЧРК. Низкое качество связи и отсутствие секретности передачи речевых сообщений явилось основанием к разработке систем цифровых беспроводных телефонов. Новый стандарт, получивший обозначение СТ2, был разработан в Великобритании, обеспечивал конфиденциальность переговоров и лучшее, чем СТ1, качество приёма речевых сообщений. В стандарте СТ2 применяется диапазон частот 864...868 МГц и организация дуплексной связи с ВРК. Стандарт СТ2 был принят за основу при создании систем Telepoint, предназначенных для общего доступа абонентов через радиопорты, установленные в городе, к телефонной сети общего пользования. Протокол радиоинтерфейса СТ2 был принят ETSI и получил обозначение ETS-300131.

В 1992 г. ETSI принял стандарт ETS-300175 на общеевропейскую систему беспроводных телефонов DECT, предназначенную для передачи речевых сообщений и данных в полосе частот 1880...1900 МГц.

В США компанией Bellcore разработана система беспроводной связи общего доступа стандарта PACS для участков диапазонов частот, выделенных FCC для сетей персональной связи: 1850...1910 МГц и 1930...1990 МГц. По функциональному назначению PACS является аналогом стандарта DECT, но ориентирована на использование в рамках принятого в США распределения спектра частот и концепции развития персональной связи, отличающихся от европейских.

Система беспроводной связи, основанная на использовании портативных телефонов, получившая обозначение PHS, разработана и успешно внедряется в Японии. PHS обеспечивает двухстороннюю беспроводную связь в рамках микросотовой архитектуры сети. Радиоинтерфейс PHS основан на применении временного разделения каналов и временного дуплексного разделения режимов приёма и передачи. Рабочий диапазон частот 1895...1918 МГц.

Рассмотрим подробнее характеристики общеевропейской системы беспроводных телефонов стандарта DECT. Стандарт DECT (Digital European Cordless elecommunications) был опубликован ETSI в 1992 г., а первые коммерческие продукты, соответствующие этому стандарту, появились в 1993 г. Первоначально они представляли собой в основном средства для построения беспроводных УАТС, а также обычные домашние беспро-

водные телефонные аппараты. Позднее появились другие приложения DECT, которые начали разрабатываться ещё в процессе определения стандарта. В их состав вошли: средства систем местной радиосвязи (Radio in the Local Loop-RLL); системы, обеспечивающие беспроводный доступ к ресурсам сетей общего пользования для абонентов с ограниченной мобильностью (Cordless Terminal Mobility – СТМ); средства, позволяющие аппаратуре DECT работать с сотовыми сетями (например, GSM).

Стандарт DECT разработан в соответствии с ЭМ ВОС. Особенностью стандарта является гарантия возможности «сосуществования» систем связи на одной территории при отсутствии координации их работы и необходимости планирования частот, что требуется в обычных сотовых сетях. Стандарт DECT создавался для удовлетворения сложной системы радиосвязи - беспроводной УАТС. Среда беспроводной УАТС характеризуется высокой плотностью трафика и строгими требованиями к качеству и конфиденциальности связи. Системы DECT в качестве алгоритма преобразования речи используют АДИКМ со скоростью передачи 32 Кбит/с, что обеспечивает качество передачи речи такое же, как у стандартных стационарных телефонных сетей.

Системы стандарта DECT работают в диапазоне 1880...1900 МГц, который разбит на 10 частотных каналов. В каждом частотном канале данные передаются циклически в 24 канальных интервалах (КИ), т.е. используется принцип временного разделения каналов. В первой половине КИ осуществляется передача от базовой станции к портативным устройствам, а во второй половине - в обратном направлении, т.е. применяется организация дуплексной связи с временным разделением (TDD). Каждый из речевых каналов использует пару КИ, что означает возможность применения 120 речевых каналов (рис. 5.13).

Механизм выбора каналов, известный как непрерывный динамический выбор канала (Continuous Dynamic Channel Selection- CDCS), позволяет системам функционировать «бок о бок» при отсутствии координации их работы. Любое из портативных устройств стандарта DECT в принципе имеет доступ к любому из 120 каналов. Когда необходимо установить соединение, портативное устройство DECT выбирает канал, обеспечивающий наиболее качественную связь. После того как соединение установлено, данное устройство продолжает анализировать диапазон, и если обнаруживается канал, гарантирующий лучшее качество связи, то переключает соединение на него. Старое и новое соединение перекрываются во времени, что обеспечивает незаметное переключение.

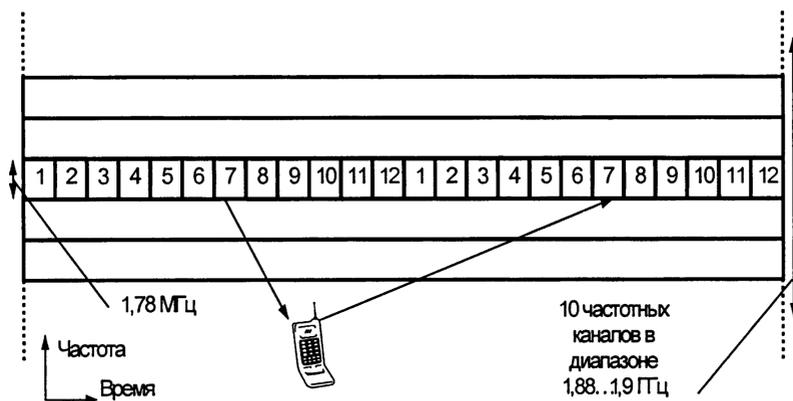


Рис. 5.13. Структура кадра системы DECT [3]

Основные способы использования стандарта DECT показаны на рис. 5.14, рис. 5.15 и рис. 5.16.

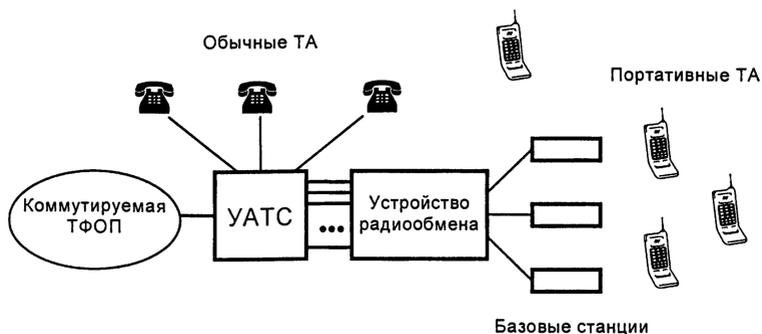


Рис. 5.14. Архитектура беспроводной УАТС стандарта DECT [3]

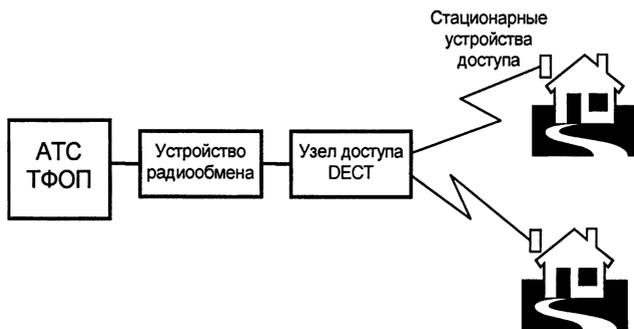


Рис. 5.15. Архитектура системы RLL стандарта DECT [3]

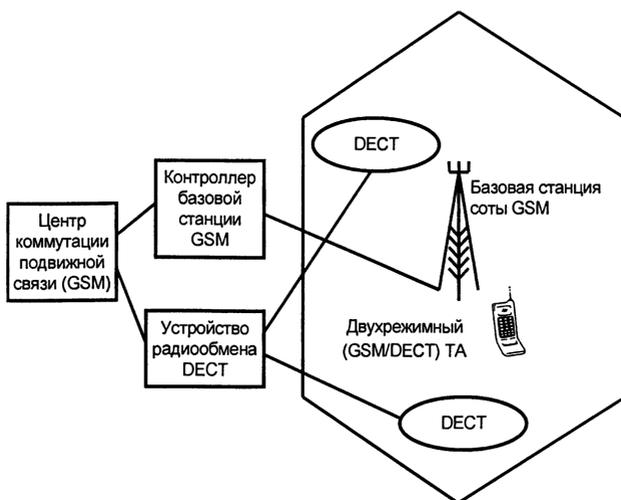


Рис. 5.16. Схема взаимодействия систем стандартов DECT и GSM: «островки» DECT расположены внутри ячеек (сот) GSM [3]

Благодаря применению CDSC в системах стандарта DECT не требуется планирование частот: решение этой проблемы перекладывается на портативное устройство связи.

Стандарт DECT предусматривает функции защиты, такие как шифрование и аутентификацию. В Европе DECT является обязательным стандартом. В США на основе DECT создаётся стандарт на средства связи, работающие в диапазоне 1850...1990 МГц, выделенных FCC для систем персональной связи (PCS).

### Список литературы

1. Основы построения телекоммуникационных систем и сетей: Учебник для ВУЗов / В.В. Крухмалев, В.Н. Гордиенко, А.Д. Моченов и др. Под ред. В.Н. Гордиенко и В.В. Крухмалева.- М.: Горячая линия – Телеком, 2004. - 510 с.
2. Крук Б.И., Попантонопуло В.Н., Шувалов В.П. Телекоммуникационные системы и сети.- в 3-х томах, том 2, учеб.пособие.- М., Горячая линия – Телеком, 2005
3. Гаранин М.В., Журавлев В.И., Кунегин С.В. Системы и сети передачи информации. – М.: Радио и связь, 2001
4. Скляр Бернанд. Цифровая связь. Теоретические основы и практи-

ческое применение, 2-е издание.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003.- 1104 с.

5. В.Ю. Бабков, М.А. Вознюк, П.А. Михайлов «Сети мобильной связи», «Передача информации в системах подвижной связи», «Системы связи с кодовым разделением каналов» - СПб, СПбГУТ, 2000

## 6. БЕСПРОВОДНЫЕ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Повсеместное распространение беспроводных сетей, развитие инфраструктуры хот-спотов, появление мобильных технологий со встроенным беспроводным решением (Intel Centrino) привело к тому, что пользователи стали обращать всё большее внимание на беспроводные решения. Такие решения рассматриваются прежде всего как средство развёртывания мобильных и стационарных беспроводных локальных сетей и средство оперативного доступа в Интернет.

Бурное развитие технологий беспроводной связи привело к тому, что пользователи, не успев привыкнуть к одному стандарту, вынуждены переходить на другой, предлагающий ещё более высокие скорости передачи. Речь идет о семействе протоколов Wi-Fi беспроводной связи IEEE 802.11, куда входят следующие протоколы: 802.11, 802.11b, 802.11b+, 802.11a, 802.11g, 802.11g+.. К этому перечню следует добавить ещё протоколы безопасности и *QoS*, такие как 802.11e, 802.11i, 802.11h и т.д.

Основные различия стандартов семейства 802.11 заключаются в способах кодирования информации и вытекающей из этого разнице в скоростях приёма/передачи.

В основе всех беспроводных протоколов семейства 802.11 лежит технология расширения спектра методом прямой последовательности. Эта технология применяется для того, чтобы иметь возможность организовать совместное использование радиодиапазона в жестких условиях, так как для безлицензионного использования в Европе и США (именно в этом спектральном диапазоне работают протоколы семейства 802.11) отводится радиодиапазон от 2400 до 2483,4 МГц и от 5725 до 5875 МГц, но при этом строго регламентируется мощность передатчиков, которая ограничивается величиной 100 мВт в Европе и 1 Вт в США .

В качестве расширяющих последовательностей в стандарте 802.11 используются коды Баркера, т.к. они обладают минимальным значением амплитуды боковых лепестков автокорреляционной функции.

В стандарте 802.11 предусмотрено использование скоростей передачи 1 Мбит/с и 2 Мбит/с при использовании 11-чиповых кодов Баркера. При информационной скорости 1 Мбит/с скорость следования чипов Баркера составляет  $11 \cdot 10^6$  чип/с, а ширина спектра такого сигнала 22 МГц. Для модуляции синусоидальной несущей используется относительная двучная фазовая модуляция, когда кодирование информации происходит за счёт сдвига фазы синусоидального сигнала по отношению к предыдущему

состоянию сигнала. Предусмотрено два возможных значения сдвига фазы – 0 ( для логического нуля) и  $\pi$  (для логической единицы). При выборе опциональной скорости 2 Мбит/с для модуляции несущей используется относительная квадратурная фазовая модуляция и сдвиг фаз может принимать четыре различных значения: 0;  $\pi/2$ ;  $\pi$ ;  $3\pi/2$ . Используя четыре дискретных состояния сигнала, отличающихся друг от друга сдвигами фаз, можно в одном дискретном состоянии закодировать последовательность двух информационных бит (дибит) и тем самым в два раза повысить информационную скорость передачи. К примеру дибиту 00 может соответствовать сдвиг фазы равный 0, дибиту 01 – сдвиг фазы, равный  $\pi/2$ , дибиту 11 – сдвиг фазы  $\pi$ , дибиту 10 – сдвиг фазы  $3\pi/2$ . При информационной скорости 2 Мбит/с скорость следования чипов Баркера остаётся прежней,  $11 \cdot 10^6$  чип/с, а следовательно, не меняется и ширина спектра передаваемого сигнала.

Для работы на скоростях выше 2 Мбит/с вместо кодов Баркера для расширения спектра используются комплементарные коды (Complementary Code Keying – ССК), которые обладают тем свойством, что сумма их автокорреляционных функций для любого циклического сдвига, отличного от нуля, всегда равна нулю. Основное отличие ССК последовательностей от кодов Баркера заключается в том, что существует не строго заданная последовательность, посредством которой можно кодировать либо логический нуль, либо логическую единицу, а целый набор последовательностей. Комбинация нескольких ССК последовательностей позволяет кодировать в одном передаваемом символе несколько информационных бит и тем самым повышать информационную скорость передачи.

В протоколе 802.11 b в качестве альтернативного метода кодирования на скоростях передачи 5,5 и 11 Мбит/с предусмотрено пакетное свёрточное кодирование. От скорости свёрточного кодирования зависит информационная скорость.

Ещё один интересный способ кодирования сигнала, используемый в протоколах беспроводной связи 802/11g и 802.11a – это ортогональное частотное разделение каналов с мультиплексированием (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – OFDM), которое применяется при высоких скоростях передачи. Распространение сигналов в открытой среде сопровождается многолучевой интерференцией, поэтому при высоких скоростях передачи применяется метод кодирования данных, который состоит в том, что поток передаваемых данных распределяется по множеству частотных подканалов и передача ведётся параллельно на всех этих подканалах.

При этом высокая скорость передачи достигается именно за счёт одновременной передачи данных по всем подканалам, а скорость передачи в отдельном подканале может быть и невысокой, что создает предпосылки для подавления межсимвольной интерференции. Подканалы имеют ортогональные несущие и защитные интервалы и в этом смысле снижают полезную (информационную) скорость передачи.

Следует чётко различать полную скорость передачи и полезную скорость передачи. Технология доступа к среде передачи данных, структура передаваемых кадров, заголовки, прибавляемые к передаваемым кадрам на различных уровнях модели OSI – всё это предполагает наличие достаточно большого объёма служебной информации. В результате скорость передачи пользовательских данных всегда оказывается ниже полной скорости передачи. Реальная скорость передачи по протоколу TCP, соответствующая скорости 11 Мбит/с в протоколе 802.11b составляет всего 5,8 Мбит/с, аналогично реальная скорость передачи по протоколу TCP, соответствующая скорости 54 Мбит/с в протоколе 802.11a и 802.11g составляет всего 24,7 Мбит/с,

## **6.1 Механизм коллективного доступа в беспроводных локальных сетях**

Реальная скорость передачи данных зависит и от структуры беспроводной сети. Так, если все клиенты сети используют один и тот же протокол, например, 802.11g, то сеть является гомогенной и скорость передачи данных в такой сети выше, чем в смешанной сети, где имеются клиенты как 802.11g, так и 802.11b. Дело в том, что клиенты 802.11b «не слышат» клиентов 802.11g которые используют OFDM-кодирование. Поэтому с целью обеспечения совместного доступа к среде передачи данных клиентов, использующих различные типы модуляции, в подобных смешанных сетях точки доступа должны обрабатывать определенный механизм защиты.

В соответствии с алгоритмом защиты RTS/CTS каждый узел сети, перед тем, как послать данные «в эфир», сначала отправляет специальное короткое сообщение, которое называется RTS (Ready-To-Send) и означает готовность этого узла к отправке данных. Такое RTS-сообщение содержит информацию о продолжительности предстоящей передачи и об адресате и доступно всем узлам в сети, если только они не скрыты от отправителя. Это позволяет другим узлам задержать передачу на время объявленной длительности сообщения. Приёмная станция, получив сигнал RTS от-

вечает посылкой сигнала CTS(Clear-To-Send), свидетельствующем о готовности станции к приёму информации. После этого передающая станция посылает пакет данных, а приёмная должна передать кадр АСК, подтверждающий безошибочный приём.

Регулирование совместного использования среды передачи данных осуществляется на уровне доступа к среде (MAC-уровень). На MAC-уровне протокола 802.11 определяются два типа коллективного доступа к среде: функция распределенной координации (Distributed Coordination Function – DCF) и функция централизованной координации (Point Coordination Function – PCF).

На первый взгляд организовать совместный доступ к среде довольно просто. Для этого необходимо лишь обеспечить, чтобы все узлы передавали данные только тогда, когда среда является свободной, но такой механизм неизбежно ведёт к возникновению коллизий, т.к. велика вероятность того, что два или более узлов одновременно, пытаясь получить доступ к среде передачи данных, решат, что среда свободна и начнут одновременную передачу. Поэтому необходим алгоритм, способный снизить вероятность возникновения коллизий и гарантировать всем узлам равноправный доступ к среде передачи данных. Одним из вариантов организации равноправного доступа является функция распределенной координации. Эта функция основана на методе коллективного доступа с обнаружением несущей и механизмом избежания коллизий (Carrier Sense Multiple Access/ Collision Avoidance – CSMA/CA). При такой организации каждый узел, прежде чем начать передачу прослушивает среду, пытаясь обнаружить несущий сигнал, и только при условии, что среда свободна, может начать передачу данных. Суть механизма избежания коллизий заключается в том, что каждый узел сети, убедившись, что среда свободна, прежде чем начать передачу, выжидает в течение определенного промежутка времени. Этот промежуток является случайным и складывается из двух составляющих: обязательного промежутка DIFS (DCF Interframe Space) и выбираемого случайным образом промежутка обратного отсчёта (Backoff time). Вероятность того, что два узла сети будут выжидать в течение одного и того же промежутка времени, чрезвычайно мала и это снижает вероятность возникновения коллизий. Для ещё большей минимизации вероятности возникновения коллизий после каждого успешного приёма кадра принимающая сторона через короткий промежуток SIFS (Short Interframe Space) подтверждает успешный приём, посылая кадр подтверждения АСК. Если в процессе передачи данных возникла коллизия, то передающая сторона не получает

кадр ACK, свидетельствующий об успешном приёме. В этом случае размер временного промежутка обратного отсчёта увеличивается.

Размер информационного кадра при обеспечении равноправного доступа всех узлов сети к среде должен выбираться оптимально, т.к. слишком большие кадры ведут к простоям узлов сети перед началом передачи, а кадры небольшого размера отражаются негативно на полезном сетевом трафике, т.к. в этом случае возрастает объём служебной информации (заголовки).

Из-за наличия естественных препятствий возможна ситуация, когда два узла сети не могут «слышать» друг друга напрямую. Такие узлы называются скрытыми. Для разрешения проблемы скрытых узлов функция DCF опционально предусматривает возможность использования алгоритма RTS/CTS. Рассмотрим ситуацию, когда сеть состоит из четырех узлов: A, B, C, D (рис. 6.1). Предположим, что узел C находится в зоне досягаемости только узла A, узел A находится в зоне досягаемости узлов C и B, узел B находится в зоне досягаемости узлов A и D, а узел D находится в зоне досягаемости только узла B. В такой сети имеются скрытые узлы: узел C скрыт от узлов B и D, а узел A скрыт от узла D. В подобной сети алгоритм RTS/CTS позволяет справиться с проблемой возникновения коллизий, которая не решается посредством способа DCF. Когда узел A пы-

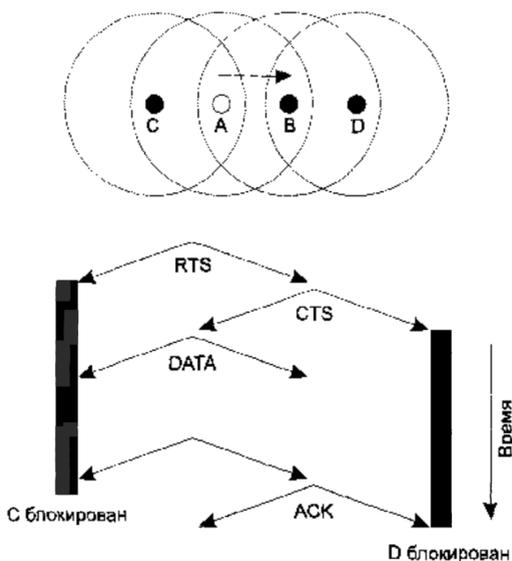


Рис. 6.1. Решение проблемы скрытых узлов в алгоритме RTS/CTS [2]

тается передать данные узлу В, он посылает сигнал RTS, который, помимо узла В, получает также и узел С, но не получает узел D. Узел С, получив данные, блокируется, то есть приостанавливает попытки передавать сигнал до момента окончания передачи между узлами А и В. Узел В в ответ на полученный сигнал RTS посылает кадр CTS, который получают узлы А и D. Узел D, получив данный сигнал, также блокируется на время передачи между узлами А и В.

У алгоритма RTS/CTS имеются свои подводные камни, которые в определённых ситуациях могут приводить к снижению эффективности использования среды передачи данных. Например, в некоторых ситуациях возможно такое явление, как распространение эффекта ложных блокировок узлов, что в конечном счёте может привести к ступору сети.

Рассмотрим сеть, приведённую на рис. 6.2.

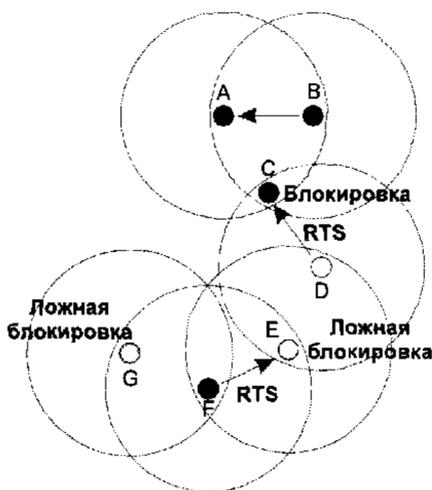


Рис. 6.2. Возникновение ложных блокировок узлов сети [2]

Пусть узел В пытается передать данные узлу А, посылая ему кадр RTS. Поскольку этот кадр получает также узел С, то он блокируется на время передачи между узлами А и В. Узел D, пытаясь передать данные узлу С, посылает кадр RTS, но поскольку узел С заблокирован, то он не получает ответа и начинает процедуру обратного отсчёта с увеличенным размером окна. В то же время кадр RTS, посланный узлом D, получает и узел E, который, ложно предполагая, что за этим последует сеанс передачи данных от узла D к узлу С, блокируется. Однако это ложная блокировка, поскольку реально между узлами D и С передачи нет. Более того,

если узел F попытается передать данные ложно заблокированному узлу E и пошлет свой кадр RTS, то он ложно заблокирует узел G.

Сети Wi-Fi могут функционировать в двух базовых режимах – сеть с инфраструктурой (Infrastructure) (рис. 6.3, рис. 6.4) и эпизодическая сеть (Ad-Hock) (рис. 6.5). В режиме инфраструктуры обязательно наличие хотя бы одной точки доступа. Все остальные узлы – сетевые интерфейсы PC - могут взаимодействовать только с точками доступа (Access Point – AP), а через них – с кабельной сетью и друг с другом. В режиме Ad-Hock нет точек доступа, все узлы равноправны, и все могут взаимодействовать непосредственно друг с другом. Но взаимодействовать с кабельной сетью они могут только через те узлы, которые имеют дополнительные сетевые интерфейсы кабельной сети. Сети Ad-Hock могут создаваться как временные (например, при проведении совещаний и т.п.).

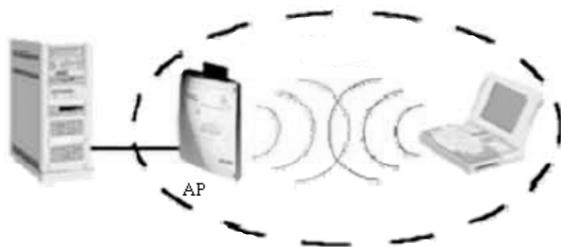


Рис. 6.3. Сеть Wi-Fi с инфраструктурой [5]

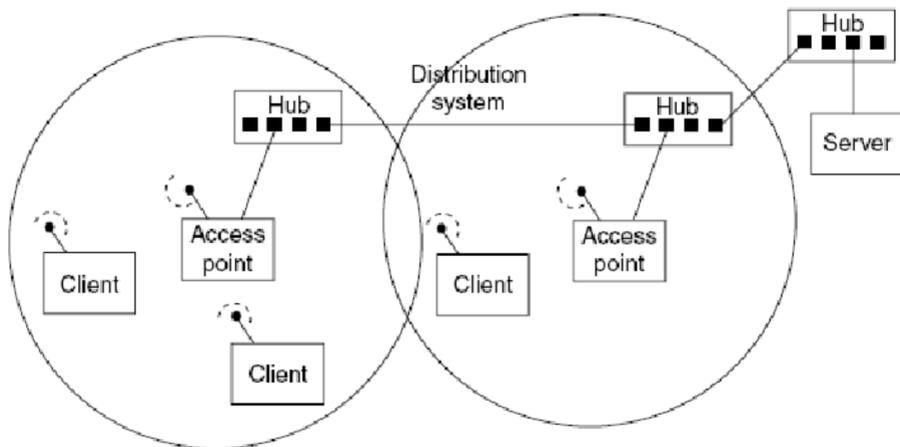


Рис. 6.4. Расширенная сеть с инфраструктурой [5]



Рис. 6.5. Сеть Wi-Fi в режиме Ad-Hock [5]

Механизм распределенной координации DCF является базовым для протоколов 802.11 и может использоваться как в беспроводных сетях, функционирующих в режиме Ad-Hock, так и в сетях, функционирующих в режиме Infrastructure. Однако для сетей, работающих в режиме Infrastructure, более естественным является несколько иной механизм регламентирования коллективного доступа, известный как функция централизованной координации (Point Coordination Function – PCF). Механизм PCF является опциональным и применяется только в сетях с точкой доступа. В этом случае точка доступа является центром координации и управляет коллективным доступом на основе алгоритма опроса или исходя из приоритетов узлов сети.

Именно невозможность осуществления приоритетного доступа ограничивает использование DCF для обеспечения качества обслуживания (Quality of Service – QoS). Для реализации QoS в протоколе 802.11e предусматривается расширение функции распределенной координации (Enhanced DCF – EDCF). Механизм EDCF подобен механизму DCF, но для того, чтобы гарантировать приоритетный доступ различного типа приложениям к среде передачи данных вводятся различные длительности промежутка ожидания и обратного отсчета.

Кроме расширенной функции координации в протоколе MAC-уровня 802.11e предусмотрен альтернативный режим гибридной функции координации (Hybrid Coordination Function – HCF). HCF является развитием механизма PCF. В случае HCF точка доступа является центром координации, управляющим коллективным доступом всех узлов сети к среде передачи данных путем опроса узлов. В течение определенного промежутка времени при этом реализуется механизм бесконкурентного доступа, когда

доступ к среде контролирует точка доступа, затем следует промежуток времени конкурентного доступа.

## **6.2. Преимущества и недостатки беспроводных локальных сетей**

Преимущества:

1. Относительная пространственная свобода (радиус действия сетей Wi-Fi от 30 до 150 м)

2. Обеспечение быстрой связи (скорость передачи данных 11 Мбит/с и более, а домашний модем в 100 раз медленнее). Скорость передачи данных лимитирована только скоростью подключения хот-спота к Интернету.

Сдерживающие факторы развития WLAN:

1. Отсутствие соглашений по роумингу (соседние хот-споты могут иметь разных провайдеров).

2. Недостаточное количество хот-спотов (т.к. они имеют малый радиус действия и не покрывают всю территорию, где есть пользователи).

3. Сложность использования (требуется специальное оборудование, необходимо знать специальные настройки).

4. Недостаточная структуризация рынка (безлицензионное использование увеличивает конкуренцию).

5. Недостаточная информационная безопасность.

Для решения этих проблем развития сетей WLAN необходима общепринятая и широко распространенная модель роуминга, которая позволит абоненту пользоваться общественными точками беспроводного доступа различных операторов, оплачивая все услуги с одного счёта.

При этом является необходимым:

1. Полная совместимость сигнализации AAA (аутентификации, авторизации и учёта) между точками доступа различных операторов.

2. Одинаковые IP-протоколы.

3. Обмен криптографической информацией между провайдерами.

4. Одинаковый формат и принцип оплаты услуг.

5. Отсутствие задержки при переключении от одного оператора к другому (организация эстафетной передачи), в противном случае может потребоваться повторная операция AAA, что для клиента является неудобным и порождает задержки связи.

Дальнейшее развитие ШПС-технологий идет по пути продвижения в сторону более высоких и менее загруженных участков спектра. Речь, пре-

жде всего, идёт о втором диапазоне ISM, занимающем полосу в 150 МГц от 5,725 до 5,875 ГГц. В этом диапазоне, в частности, работают чрезвычайно эффективные устройства американской фирмы CyLink, уже применяющиеся и в России, в частности вместо традиционных радиорелейных линий.

### **6.3. Стандарт Hiperlan**

В январе 1997 года Федеральная правительственная комиссия США по средствам связи (FCC) разрешила использовать для нелицензированных радиочастотных сетей диапазон 5 ГГц. Всего в нём выделено два участка (5,15 - 5,35 ГГц и 5,725 - 5,825 ГГц) общей полосой 300 МГц. Производители приступили к созданию компонентов беспроводных СВЧ-сетей с пропускной способностью порядка 10-20 Мб/с. Последние обеспечивают десятикратное превосходство над современными системами, способными передавать данные со скоростью 1 или 2 Мб/с. В дальнейшем диапазон 5 ГГц позволит на небольших расстояниях добиться скорости передачи, сопоставимой со 155 Мб/с ATM.

Выделенные поддиапазоны полностью совпадают с европейским стандартом HIPERLAN (High Performance Local Area Network - высокопроизводительная локальная вычислительная сеть), благодаря чему выпускаемое для HIPERLAN оборудование может использоваться на всех континентах. Необходимо рассмотреть возможность выделения этих диапазонов и в России.

Если же выделение какого-либо из указанных диапазонов проблематично, следует выделить другие (соседние) диапазоны по 100 - 150 МГц. В этом случае всё оборудование нужно будет дооборудовать конверторами частоты. Недостатки такого подхода очевидны - это, во-первых, удорожание услуг передачи данных, а во-вторых, несовместимость с мировыми стандартами.

### **6.4. Технология WiMax**

Технология WiMAX основана на стандарте IEEE 802.16, который также называют Wireless MAN. Название «WiMAX» было создано WiMAX Forum – организацией, которая была основана в июне 2001 года с целью продвижения и развития технологии WiMAX. Форум описывает WiMAX как «основанную на стандарте технологию, предоставляющую высокоско-

ростной беспроводной доступ к сети, альтернативный выделенным линиям и DSL Максимальная скорость - до 1 Гбит/сек.

Технология WiMAX предназначена для

- Соединения точек доступа Wi-Fi друг с другом и другими сегментами Интернета.
- Обеспечения беспроводного широкополосного доступа как альтернативы выделенным линиям и DSL.
- Предоставления высокоскоростных сервисов передачи данных и телекоммуникационных услуг.
- Создания точек доступа, не привязанных к географическому положению.
- Создания WiMAX систем удаленного мониторинга (monitring системы), как это имеет место в системе (SCADA)

WiMAX позволяет осуществлять доступ в Интернет на высоких скоростях, с гораздо большим покрытием, чем у Wi-Fi сетей. Это позволяет использовать технологию в качестве «магистральных каналов», продолжением которых выступают традиционные DSL- и выделенные линии, а также локальные сети. В результате подобный подход позволяет создавать масштабируемые высокоскоростные сети в рамках городов.

Операторы связи, предоставляющие каналы в аренду, зачастую сталкиваются с проблемой обеспечения «последней мили». К примеру, при подключении пользователя к Интернету через ADSL или обычный модем, «последней милей» является тот кабель, который протянут от телефонной станции до телефона абонента. Не только специалисты по связи, но и многие простые пользователи знают, что зачастую именно на этом участке происходит больше всего проблем, вызывающих прекращение связи. Беспроводное решение в данном случае может оказаться экономически выгодным и технически оправданным, и решить многие проблемы, и к тому же придать пользователю некоторую степень мобильности (в зависимости от используемого оборудования).

Сети WiMAX напоминают по принципу действия сети для сотовых телефонов. Но, естественно, есть и отличие, причём отличие - в пользу WiMAX: базовые станции WiMAX способны обеспечить качественную широкополосную связь на территории, радиус которой превышает 30 км, гарантируя при этом пропускную способность, сравнимую с пропускной способностью кабельного соединения.

В то же время, WiMAX отличается и от прочих радиотехнологий (WiFi, RadioEthernet), так как способна обеспечить стабильную работу да-

же в отсутствие прямой видимости базовой станции. Это преимущество основано на использовании отраженного сигнала, а практическая сторона дела – это стабильный высокоскоростной канал, который может работать без потери качества даже в мегаполисе, при высокой плотности застройки.

Технология WiMAX позволила, кроме того, решить проблему жителей зданий с устаревшей инфраструктурой, а также жителей мест, лишенных проводной инфраструктуры.

Различия применения WiMAX и Wi-Fi технологий заключаются в том, что Wi-Fi сети покрывают зону с небольшим радиусом и используются преимущественно в зонах с большой плотностью конечных пользователей, а для организации связи в сельской местности с низкой плотностью абонентов применяются pre-WiMAX-сети.

Pre-WiMax - это технология предоставления фиксированного беспроводного доступа в интернет. От WiMax отличается тем, что работает в зоне *прямой видимости*. В технологии WiMax радиосигнал способен огибать преграды, но чем дальше объект абонента находится от базовой станции оператора, тем скорость доступа в Интернет будет меньше, а сам канал связи неустойчив. В основе работы pre-WiMAX-оборудования лежит стандарт IEEE 802.11, однако оно не является Wi-Fi-совместимым. Этот класс оборудования, так называемый *pro-prietary*, имеет ряд отличий от оборудования Wi-Fi: измененные внутренние радиопротоколы, добавленные сервисы (MIR/CIR), возможности приоритезации, QoS, различные частотные диапазоны (4,9; 5,2; 5,3; 5,4 и 5,8 ГГц) и пр.

### *Принцип работы WiMAX*

В общем виде WiMAX сети состоят из следующих основных частей: базовых и абонентских станций, а также оборудования, связывающего базовые станции между собой, с поставщиком сервисов и с Интернетом.

Для соединения базовой станции с абонентской используется высокочастотный диапазон радиоволн от 1,5 до 11 ГГц. В идеальных условиях скорость обмена данными может достигать 70 Мбит/с, при этом не требуется обеспечения прямой видимости между базовой станцией и приёмником.

Между базовыми станциями устанавливаются соединения (прямой видимости), использующие диапазон частот от 10 до 66 ГГц, скорость обмена данными может достигать 140 Мбит/с. При этом, по крайней мере одна базовая станция подключается к сети провайдера с использованием классических проводных соединений. Однако, чем большее

число БС подключено к сетям провайдера, тем выше скорость передачи данных и надёжность сети в целом.

Структура сетей семейства стандартов IEEE 802.16 схожа с традиционными GSM сетями (базовые станции действуют на расстояниях до десятков километров, для их установки не обязательно строить вышки — допускается установка на крышах домов при соблюдении условия прямой видимости между станциями).

### *Фиксированный и мобильный варианты WiMAX*

Основное различие двух технологий состоит в том, что фиксированный WiMAX позволяет обслуживать только «статичных» абонентов, а мобильный ориентирован на работу с пользователями, передвигающимися со скоростью до 120 км/ч. Мобильность означает наличие функций роуминга и «бесшовного» переключения между базовыми станциями при передвижении абонента (как происходит в сетях сотовой связи). В частном случае мобильный WiMAX может применяться и для обслуживания фиксированных пользователей.

Разработчики стандарта искали оптимальные решения как для фиксированного, так и для мобильного применения, но совместить все требования в рамках одного стандарта не удалось. Хотя ряд базовых требований совпадает, нацеленность технологий на разные рыночные ниши привела к созданию двух отдельных версий стандарта (вернее, их можно считать двумя разными стандартами). Каждая из спецификаций WiMAX определяет свои рабочие диапазоны частот, ширину полосы пропускания, мощность излучения, методы передачи и доступа, способы кодирования и модуляции сигнала, принципы повторного использования радиочастот и прочие показатели. А потому WiMAX-системы, основанные на версиях стандарта IEEE 802.16 e и d, практически несовместимы.

### *Стандарт 802.16-2001*

В декабре 2001 года была принята первая версия нового беспроводного стандарта широкополосной связи IEEE 802.16-2001.

Первый стандарт широкополосной связи IEEE 802.16-2001 предусматривал топологию «точка-многоточие», а сама технология была ориентирована на стационарные беспроводные сети масштаба мегаполиса (Metropolitan Area Network, MAN). Таким образом, первое название стандарта было WirelessMAN (WiMAN).

Данный стандарт предусматривал применение частотного диапазона от 10 до 66 ГГц. На физическом уровне предполагалось использование

одночастотного режима (одна несущая частота; Single-Carrier, SC), поэтому в название протокола добавили SC – WirelessMAN-SC. При применении одночастотного режима SC в стандарте 802.16 могут использоваться модуляции сигнала QPSK, 16QAM или 64QAM (опционально), а ширина канала составляет 25 или 28 МГц. При этом возможна работа в режиме частотного (FDD) или временного (TDD) дуплекса. Конкретные диапазоны частот, относящиеся во всех странах к числу лицензируемых, в стандарте не оговариваются и определяются национальным законодательством.

Максимальные скорости передачи для систем SC представлены в таблице 6.1, при этом речь идёт о скорости передачи битов без учёта затрат на кодирование. С учётом кодирования и затрат на передачу служебной информации и технологических временных затрат пропускная способность составляет в среднем не более половины от указанной скорости.

В высоких диапазонах частот, к коим относится диапазон 10 - 66 ГГц, прямая видимость является необходимым условием, поскольку позволяет бороться с многолучевым эффектом, особенно при использовании каналов шириной больше 10 МГц. Как следствие, стандарт требовал наличия прямой видимости (Line of Sight, LoS) между передатчиком и приёмником, что в условиях города является существенным недостатком, поэтому устройства стандарта 802.16 так и не получили широкого распространения.

#### *Стандарт 802.16a-2003*

В январе 2003 года было принято расширение стандарта 802.16 под названием 802.16a-2003, которое дополнительно предусматривало использование частотного диапазона от 2 до 11 ГГц. Частоты ниже 11 ГГц предполагалось применять для систем, работающих вне прямой видимости.

Данный стандарт тоже был ориентирован на создание стационарных беспроводных сетей масштаба мегаполиса. Предполагалось, что он станет альтернативой традиционным решениям широкополосного доступа для последней мили – кабельным модемам, DSL и каналам T1/E1. Кроме того, сети стандарта 802.16a планировалось использовать в качестве до-

*Таблица 6.1*

**Основные характеристики технологии SC [6]**

<i>Ширина полосы канала, МГц</i>	25	28
Скорость при QPSK без кодирования, Мбит/с	40	44,8
Скорость при 16QAM без кодирования, Мбит/с	80	89,6
Скорость при 64QAM без кодирования, Мбит/с	120	134,4

полнительной технологии для подсоединения точек доступа стандарта 802.11b/g/a к Интернету.

В стандарте 802.16a предусматривается использование технологии передачи данных на одной несущей частоте (SC) в частотном диапазоне от 2 до 11 ГГц. Данная технология получила название CSa (CS версии a). В технологии CSa допускается применение модуляции BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM и опционально 256QAM.

Естественно, не весь частотный диапазон от 2 до 11 ГГц может использоваться для создания WiMAX-сетей. В нём можно выделить диапазон, требующий получения лицензии (2,5 и 3,5 ГГц), и нелицензируемый диапазон (5,2-5,8 ГГц). Лицензируемый диапазон применяется для развёртывания сетей WirelessMAN (Wireless Metropolitan Area Networks), а нелицензируемый – сетей WirelessHUMAN (Wireless High speed Unlicensed Metropolitan Area Networks).

В лицензируемом диапазоне могут использоваться следующие частотные поддиапазоны:

- 2523 - 2593, 2597 - 2667 МГц;
- 3410 - 3445, 3460 - 3495 МГц;
- 3500 - 3549, 3550 - 3599 МГц;
- 3600 - 3649, 3650 - 3699 МГц;
- 3700 - 3749, 3750 - 3799 МГц.

При этом в данных поддиапазонах ширина одного канала составляет 3,5 или 7 МГц.

В нелицензируемом диапазоне могут применяться следующие частотные поддиапазоны:

- 5270 - 5340 МГц;
- 5735 - 5835 МГц;
- 5730 - 5850 МГц.

При этом в данных поддиапазонах ширина одного канала составляет 10 или 20 МГц.

Помимо одночастотного режима работы CS, в стандарте 802.16a-2003 предусматривается использование технологии ортогонального частотного мультиплексирования (OFDM) и множественного доступа на его основе (Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA) в частотном диапазоне от 2 до 11 ГГц.

При применении технологии OFDM конкретные диапазоны используемых частот не оговариваются и определяются правилами регионального частотного регулирования.

Технология OFDM позволяет выжимать из любого канала максимальную пропускную способность, которая ограничивается критерием Шеннона. В режиме OFDM передача данных ведется параллельно на множестве ортогональных поднесущих (отдельных подканалов). Всего предусматривается использование до 256 поднесущих. В эти подканалы «закачивается» такой поток данных, какой они в состоянии передать. Причём состояние канала (помеховая обстановка) постоянно отслеживается и производится непрерывная подстройка под характеристики канала связи, что позволяет достигать теоретических пределов Шеннона по скоростям передачи данных. К примеру, в стандартах 802.11a и 802.11g, где также предусмотрено применение технологии OFDM, не производится динамической оценки состояния канала связи.

Кроме того, использование технологии OFDM позволяет одновременно принимать прямой и отраженные от препятствий сигналы либо вообще работать только на отраженных сигналах вне пределов прямой видимости базовой станции. Таким образом, в стандарт была добавлена возможность работы в условиях непрямой видимости (Non Line of Site, NLoS).

При применении технологии OFDM используется модуляция BPSK, QPSK, 16QAM и 64QAM, что в совокупности со свёрточным пунктурным кодированием позволяет получить семь различных режимов работы. Отметим также, что при использовании OFDM ширина канала может составлять 1,75; 3; 3,5; 5,5; 7 и 10 МГц, а максимальная скорость передачи достигает 37,7 Мбит/с (при ширине канала 10 МГц и применении модуляции 64QAM 3/4).

Кроме технологии OFDM, в стандарте предусматривается реализация технологии множественного доступа OFDMA.

В данном случае используется передача на 2048 поднесущих частотах, на которых одновременно может обслуживаться восемь абонентов, каждый из которых применяет 256 поднесущих.

Для построения систем на базе OFDMA предусмотрено использование лицензируемых и нелицензируемых частотных диапазонов.

Для лицензируемых частотных диапазонов ширина канала связи может составлять 1,25; 3,5; 7; 14 и 28 МГц.

При применении канала шириной 1,25 МГц частотные поддиапазоны могут быть следующими:

- 2150 - 2160 МГц;
- 2305 - 2321,25 МГц;
- 2361,25 - 2376,25 МГц;

- 2500 - 2688,75 МГц;
- 3400 - 3701,25 МГц.

При применении канала шириной 3,5; 7; 14 или 28 МГц предусматривается использование следующих частотных поддиапазонов:

- 2523 - 2593, 2597 - 2667 МГц;
- 3410 - 3445, 3460 - 3495 МГц;
- 3500 - 3599,75, 3550 - 3649,75 МГц;
- 3600 - 3699,75, 3650 - 3749,75 МГц;
- 3700 - 3799,75, 3750 - 3849,75 МГц.

Для нелицензируемых частотных диапазонов ширина канала связи может составлять 10 и 20 МГц. При этом частотные поддиапазоны могут быть следующими:

- 5270 - 5340 МГц;
- 5735 - 5835 МГц;
- 5730 - 5850 МГц.

Отметим, что в случае технологии OFDMA используется модуляция QPSK, 16QAM и 64QAM, что в совокупности со сверточным пунктурным кодированием позволяет получить шесть различных режимов работы.

Максимальная скорость передачи достигает 104,7 Мбит/с (при ширине канала 28 МГц и использовании модуляции 64QAM 3/4).

#### *Стандарт 802.16-2004*

Логическим продолжением стандарта IEEE 802.16a-2003 стал стандарт 802.16d, который предусматривал возможность реализации фиксированного доступа внутри помещений. Окончательно стандарт 802.16d был одобрен в июле 2004 года и получил название 802.16-2004. Он заменил собой все существовавшие прежде версии – 802.16, 802.16a и 802.16d.

#### *Стандарт 802.16e-2005*

В декабре 2005 года появилась новая редакция стандарта WiMAX, которая получила название IEEE 802.16e-2005. Данный стандарт предусматривал, кроме фиксированного (стационарного), мобильный доступ. Именно поэтому стандарт IEEE 802.16a-2005 иногда называют Mobile WiMAX, хотя это не совсем верно, поскольку он предусматривает не только мобильный, но и фиксированный доступ. Новый стандарт вобрал в себя стандарт IEEE 802.16-2004, а также поправки к нему, ранее предлагавшиеся в проектах IEEE 802.16e и 802.16f.

Всего в стандарте IEEE 802.16e-2005 четыре режима работы:

- Fixed WiMAX – фиксированный доступ;

- Nomadic WiMAX – сеансовый доступ;
- Portable WiMAX – доступ в режиме перемещения;
- Mobile WiMAX – мобильный доступ.

Фиксированный доступ (Fixed WiMAX) представляет собой альтернативу широкополосным проводным технологиям типа xDSL и T1. В данном режиме используется диапазон частот от 10 до 66 ГГц и требуется прямая видимость между передатчиком и приёмником сигнала. Как уже отмечалось, ширина каналов связи в указанном частотном диапазоне составляет 25 или 28 МГц, а максимальная скорость передачи может достигать 120 Мбит/с.

Сеансовый (Nomadic WiMAX) доступ добавляет к Fixed WiMAX применение сессий. Допускается свободное перемещение клиентского оборудования между сессиями. Такой режим разработан в основном для портативных устройств, таких как ноутбуки и КПК.

Для режима Portable WiMAX добавлена возможность автоматического переключения клиента от одной базовой станции WiMAX к другой без потери соединения. Однако для данного режима скорость передвижения клиентского оборудования ограничена 40 км/ч.

В режиме Mobile WiMAX, который является расширением режима Portable WiMAX, максимальная скорость перемещения клиентского оборудования составляет уже 120 км/ч.

Согласно новому стандарту максимальная скорость передачи данных для мобильного WiMAX должна составлять порядка 20 Мбит/с, при этом на каждое пользовательское устройство будет выделяться канал с пропускной способностью от 1 до 5 Мбит/с на расстоянии до 3 км от базовой станции.

Основные параметры расширений WiMAX приведены в табл. 6.2.

Нужно отметить, что у фиксированного и мобильного WiMAX много общего, но есть и различия. У них разные длина кадров (пакетов) OFDM и диапазоны частот.

Организация каналов связи в WiMAX основана на двух базовых принципах.

Во-первых, в сетях WiMAX реализован принцип разделения приоритета доступа, так называемый «Quality of Service» (уровень обслуживания – QoS). Каждый абонент получает канал связи, который закрепляется только за ним. В то же время передача пакетов информации осуществляется с определенной временной задержкой (джиттером). Благодаря такой раздельной схеме работы канал не «забывается» и сохраняется устой-

Основные параметры расширений WiMAX [7]

Стандарт	802.16	802.16a	802.16e
Утверждён	Декабрь 2001	Январь 2003	~ середина 2004
Диапазон	10 - 66 ГГц	2 - 11 ГГц	2 - 66 ГГц
Условия работы	Прямая видимость	Возможна работа на отражениях	Возможна работа на отражениях
Скорость	32 - 135 Мбит/с в 28 МГц канале	До 75 Мбит/с в 20 МГц канале	До 15 Мбит/с в 5 МГц канале
Модуляция	QPSK, 16QAM и 64QAM	OFDM 256, QPSK 16QAM, 64QAM	OFDM 256, QPSK 16QAM, 64QAM
Мобильность	Фиксированный	Фиксированный, портативный	Мобильный
Ширина канала	20, 25 и 28 МГц	Измеряемая 1.5 - 20 МГц	Измеряемая 1.5 - 20 МГц
Типичный радиус покрытия	2 - 5 км	От 7 до 10 км, макс. радиус - 50 км	2 - 5 км

чивая связь. Когда же подключенное устройство выходит из зоны действия конкретной базовой станции, его канал связи передается следующей.

Во-вторых, при организации каналов связи в WiMAX используется технология ММО-OFDM (Multiple Input – Multiple Output, множественный вход – множественный выход, Orthogonal frequency-division multiplexing – ортогональное частотное разделение каналов с мультиплексированием).

ММО-направление развивается многопланово и включает в себя разнородное семейство методов, которые можно условно классифицировать в соответствии с принципом разделения сигналов в приёмном устройстве. При этом в ММО-системах используются как уже зарекомендовавшие себя подходы к разделению сигналов, так и новые. К ним относятся, в частности, пространственно-временное, пространственно-частотное, пространственно-поляризационное кодирование, а также сверхразрешение по направлению прихода сигнала в приёмник.

Простейшая антенна ММО – это система из двух несимметричных вибраторов (монополей), ориентированных, например, под углом  $\pm 45^\circ$  относительно вертикальной оси. Такой угол поляризации ставит оба канала в равные условия, поскольку при горизонтально-вертикальной ориентации излучателей одна из поляризационных составляющих неизбежно получила бы большее затухание при распространении вдоль земной поверхности. Сигналы, излучаемые независимо каждым монополем, поляризованы вза-

имно ортогонально с достаточно высокой взаимной развязкой по кросс-поляризационной составляющей (не менее 20 дБ). Аналогичная антенна используется и на приёмной стороне. Такой подход позволяет одновременно передавать сигналы с одинаковыми несущими, модулированными различным образом. Принцип поляризационного разделения обеспечивает удвоение пропускной способности линии радиосвязи по сравнению со случаем одиночного монополя (в идеальных условиях прямой видимости при идентичной ориентации приемных и передающих антенн). Таким образом, по сути, любую систему с двойной поляризацией можно считать системой MIMO.

OFDM (англ. Orthogonal frequency-division multiplexing – ортогональное частотное разделение каналов с мультиплексированием) является цифровой схемой модуляции, которая использует большое количество близко расположенных ортогональных поднесущих. Каждая поднесущая модулируется по обычной схеме модуляции (например, квадратурная амплитудная модуляция) на низкой символьной скорости, сохраняя общую скорость передачи данных, как и у обычных схем модуляции одной несущей в той же полосе пропускания. На практике сигналы OFDM получаются путем использования БПФ (Быстрое преобразование Фурье).

В мобильном варианте WiMAX реализован режим многостанционного доступа с ортогональным частотным разделением каналов (OFDMA – Orthogonal Frequency Division Multiple Access), за счёт чего оборудование поддерживает несколько ключевых возможностей, необходимых для предоставления услуг мобильной широкополосной связи на терминалы, передвигающиеся со скоростью свыше 120 км/ч с качеством, сравнимым альтернативными решениями проводного доступа. Это, например, такие возможности, как:

- устойчивость к многолучевости и собственным помехам, благодаря ортогональности субканалов, как в линии от базовой станции к абонентской (БС – АС), так и в линии от абонентской станции к базовой (АС-БС);
- переменная ширина полосы канала от 1.25 до 20 МГц;
- временной дуплекс (TDD), который позволяет организовать асимметричный трафик и взаимозаменяемость каналов;
- гибридный автоматический запрос повтора пеердачи сомнительного пакета (H-ARQ) обеспечивает дополнительную устойчивость при быстроизменяющихся условиях на пути распространения сигнала в ситуациях с высокой скоростью движения абонента;
- частотно-селективное построение частотного плана и перестановка

групп каналов, дает мобильному WiMAX возможность оптимизировать качество связи, используя данные об относительно напряженности поля сигнала на терминалах конкретных пользователей;

- жёсткий хэнд-офф, оптимизированный для данной сети, за счёт чего уменьшается служебная информация в канале и сокращается время перехода АС от одной БС к другой, задержка перехода - менее 50 мс;

- услуга многоадресной и радиовещательной передачи (MBS) объединяет в себе возможности DVB-H, MediaFLO и 3GPP E-UTRA, в итоге получаем:

- высокие скорости передачи данных и большую область покрытия при работе в режиме одночастотной сети;

- гибкое распределение радиоресурсов;

- малое время переключения с канал на канал;

- технология интеллектуальных антенн вместе с разделением на суб-каналы и взаимозаменяемостью каналов позволяет использовать множество разнообразных антенных систем, включая, антенны с автоматическим формированием диаграммы направленности, антенны с пространственно-временным кодированием и пространственным мультиплексированием;

- многократное использование участков полосы частот регулирует помехи по совмещенному каналу при минимальном снижении эффективности использования спектра;

- тщательно подобранные размеры кадра передачи (миллисекунды) обеспечивают оптимальный компромисс между избыточностью и запаздыванием сигнала;

Полосы частот и ширина полосы канала приведены в таблице 6.3.

Для обеспечения качества обслуживания стандарт WiMAX предусматривает планирование передачи данных. Принципиальное отличие Wi-

*Таблица 6.3*

**Профили мобильного WiMAX [7]**

Ширина канала, МГц	Размер БПФ	2.3-2.4 ГГц	2.305-2.32, 2.345-2.36 ГГц	2.496-2.69 ГГц	3.3-3.4 ГГц	3.4-3.8 ГГц
1.25	128					
5.0	512	TDD	TDD	TDD	TDD	TDD
7.0	1024				TDD	TDD
8.75	1024	TDD				
10	1024	TDD	TDD	TDD	TDD	TDD
20	2048					

MAX от Wi-Fi, состоит в том, что стандарт Wi-Fi построен на конкурентном доступе к среде передачи данных, поэтому нередки коллизии, и информация пропадает. А в WiMAX доступ очень строго регламентирован.

В сетях WiMAX возможно применить несколько видов частотной модуляции и изменить ширину пропускного канала.

В сетях WiMAX возможно применить несколько видов частотной модуляции и изменить ширину пропускного канала.

При использовании MIMO в технологии WiMax ресурсы выделяются пользователям слотами, формируемыми из поднесущих и символов OFDM; при этом применяется метод расстановки поднесущих PUSC (Partial Usage of Subcarriers). Поднесущие объединяются в субканалы (рис.6.6), распределённые по всей несущей: на линии вниз 1 субканал = 24 поднесущие данных + 4 пилот-поднесущих (доля пилот-поднесущих 14,2 %); на линии вверх 1 субканал = 16 поднесущих данных + 8 пилот-поднесущих (доля пилот-поднесущих 33,3 %).

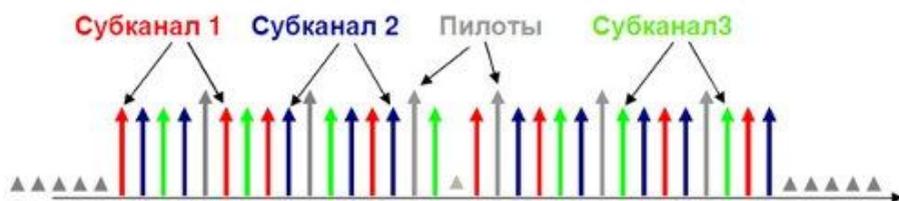


Рис. 6.6. Субканалы частотного канала WiMax [7]

Диспетчеризация ресурсов в частотной области осуществляется по принципу “frequency diversity scheduling”, поднесущие, выделяемые пользователю, распределены по всему спектру канала. Делается это для рандомизации и усреднения влияния частотно-селективных замираний на широкополосный канал.

В системе WiMAX используется процедура повторной передачи HARQ (Hybrid Automatic Repeat reQuest) (рис. 6.7, в радиоподсистеме WiMax, имеется контроллер базовых станций, время на обработку пакетов 30 мс).

Для объединения повторно переданных пакетов в WiMAX используется процедура «Chase combining». В процедуре «Chase combining» осуществляется простое повторение пакетов, а в приёмном устройстве накапливается энергия при каждой повторной передаче.

Базовая схема переиспользования частот WiMax строится на трёх частотных каналах. При трёхсекторной конфигурации в каждом из секторов



Рис. 6.7. Процедура HARQ

используется один из трёх частотных каналов (рис. 6.8). Коэффициент переиспользования частот в данном случае равен 3.

В современных системах радиодоступа можно максимально учесть условия распространения радиоволн в канале связи и адаптироваться к ним путём выбора наиболее подходящей схемы модуляции и кодирования MCS (Modulation and Coding Scheme). Квадратная амплитудная модуляция QPSK/16QAM/64QAM может комбинироваться с помехоустойчивым кодированием с различными скоростями.

В любой сотовой сети поддерживаются процедуры управления мощностью передатчиков абонентских станций для борьбы с замираниями и

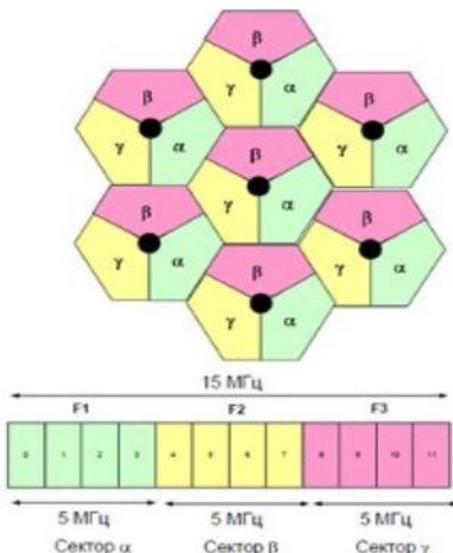


Рис. 6.8. Коэффициент переиспользования частот при организации каналов WiMAX [7]

компенсации потерь на линии. В классическом алгоритме мощность излучения пользовательских сигналов должна устанавливаться такой, чтобы уровни сигналов различных пользователей поступали на вход приёмника базовой станции с отношением сигнал/шум, равным некоторому пороговому значению. Именно такой алгоритм используется в WiMax.

Данные и характеристики использования спектра различными профилями мобильного WiMAX кратко изложены в таблице 6.4.

Таблица 6.4

**Характеристики использования спектра различными профилями мобильного WiMAX [7]**

№ полосы	Диапазон (ГГц)	Сетка частот (кГц)	Ширина полосы канала (МГц)	Размер БПФ	Дуплекс	Примечания
1	2.3-2.4	250	5	512	TDD	АС должна работать в обоих диапазонах частот
			10	1024	TDD	
			8.75	1024	TDD	
2	2.305-2.320, 2.345-2.360	250	3.5	512	TDD	
			5	512	TDD	
			10	1024	TDD	
3	2.496-2.69	250 (в Европе для полосы 3 также рекомендован шаг сетки частот 200 кГц)	5	512	TDD	АС должна работать в обоих диапазонах
			10	1024	TDD	
4	3.3-3.4	250	5	512	TDD	
			7	1024	TDD	
			10	1024	TDD	
5	3.4-3.8	250	5	512	TDD	
			7	1024	TDD	
			10	1024	TDD	
	3.4-3.6	250	5	512	TDD	
			7	1024	TDD	
			10	1024	TDD	
	3.6-3.8	250	5	512	TDD	
			7	1024	TDD	
			10	1024	TDD	

Преимущества мобильного WiMAX по пропускной способности и спектральной перед другими технологиями мобильной связи эффективности приводят к тому, что для достижения требуемой плотности информационных потоков на линии БС = АС требуется меньшее число базовых станций. Чем меньше базовых станций, тем меньше требуются инвестиции для одной и той же ёмкости сети, и тем меньше затраты на обслуживание и эксплуатацию оборудования.

Основными потребителями услуг широкополосного беспроводного доступа WiMAX в России пока остаются корпоративные клиенты, а с учётом того, что по широкополосному беспроводному локальному соединению может предоставляться великое множество дополнительных сервисов, таких как мобильное подключение к корпоративным сетям, к общественным и коммерческим информационным каналам, передача данных и телефония, процессы по ускорению развития коммерческих беспроводных сетей наверняка стимулируют и развитие беспроводных корпоративных сетей.

Однако есть большая доля вероятности, что практическое применение WiMAX в России пойдёт по пути предоставления простых, дешёвых, а самое главное – массовых услуг связи. Основными потребителями станет молодое поколение, молодые продвинутые пользователи, которым уже в ближайшее время будут предложены новые цифровые гаджеты всех мировых производителей.

Главным сдерживающим фактором развития сетей широкополосного доступа в нашей стране является тот факт, что в России полоса частот от 2 до 11 ГГц исторически зарезервирована военными ведомствами, которые со своим хозяйством, часто неиспользуемым, расстаются крайне неохотно, а оборудование WiMAX рассчитано на работу именно в этом диапазоне.

### **Список литературы**

1. Пахомов, С. Протоколы беспроводных локальных сетей / Сергей Пахомов // КомпьютерПресс. - 2004. - N 5. - С. 32-52.
2. Пахомов С. Механизмы коллективного доступа в сетях 802.11 / КомпьютерПресс. - 2004. - № 5. - С. 53-54, 56-58.
3. Пахомов, С. Широкополосный беспроводной доступ / Сергей Пахомов // КомпьютерПресс. - 2004. - N 5. - С. 60-61.
4. Прохоров, А. Мировой рынок WLAN / Александр Прохоров // КомпьютерПресс. - 2004. - N 5. - С. 8-15.

5. Развертывание общественных точек беспроводного доступа // КомпьютерПресс. - 2004. - N 5. - С. 16-20.

6. В.Вишневикий, С.Портной, И.Шахнович – Энциклопедия WiMax. Путь 4G.:М.: Техносфера, 2009.

7. В.С. Сюваткин, В.И. Есипенко, И.П. Ковалев, В.Г. Сухоробров WiMAX – технология беспроводной связи: теоретические основы, стандарты, применение.- С-Петербург, БХВ-петербург, 2005.

8. Иванов П. Сети 802.11: сказавши «а»...// Журнал «Сети», № 9, 2001.- [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://www.osp.ru/nets/2001/09/144914/#top>.

## 7. ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ

Основным направлением развития телекоммуникационных систем является широкое применение волоконно-оптических систем передачи (ВОСП), под которыми понимается совокупность активных и пассивных устройств, предназначенных для передачи сообщений на расстояния по оптическим волокнам (ОВ) с помощью оптических волн и сигналов. Другими словами, ВОСП - это совокупность оптических устройств и оптических линий передачи, обеспечивающая формирование, обработку и передачу оптических сигналов.

Физической средой распространения оптических сигналов являются волоконно-оптические или, просто, оптические кабели и создаваемые на их основе волоконно-оптические линии связи (ВОЛС). Совокупность ВОСП и ВОЛС образует волоконно-оптическую линию передачи (ВОЛП). Без широкого использования ВОЛС невозможно развитие телекоммуникационных технологий в области телефонной и телеграфной связи, кабельного телевидения и факсимильной связи, передачи данных, создания единой цифровой сети с интеграцией служб - СЦИО (Integrated Services Digital Network - ISDN), внедрения на телекоммуникационных сетях технологии асинхронного способа передачи (Asynchronous Transfer Mode - АТМ) и построения транспортных сетей на основе синхронной цифровой иерархии - СЦИ (Synchronous Digital Hierarchy - SDH).

Область применения ВОСП не ограничивается передачей любых видов сообщений практически на любые расстояния с наивысшими скоростями, а имеет более широкий спектр, от бортовых систем (самолетов, кораблей и др.) до локальных и глобальных волоконно-оптических телекоммуникационных сетей. Внедрение таких систем предопределяет развитие не только классических телекоммуникационных систем и сетей, но и радиоэлектроники, атомной энергетики, космоса, машиностроения, судостроения и т. д.

В ВОСП передача сообщений осуществляется посредством световых волн от 0,1 мкм до 1 мм. Диапазоны длин волн (или частот), в пределах которых обеспечиваются наилучшие условия распространения световых волн по оптическому волокну, называются его *окнами* прозрачности.

В настоящее время для построения ВОСП используются длины волн от 0,8 мкм до 1,65 мкм (в дальнейшем предполагается освоение и более длинных волн - 2,4 и 2,6 мкм), называемые инфракрасным излучением (просто светом) или оптическим излучением (ОИ).

Для увеличения дальности передачи за счёт наилучшего распространения световой волны были исследованы различные оптические волноводы, называемые оптическими волокнами (ОВ) или световодами, под которыми понимаются направляющие каналы для передачи оптического излучения, состоящие из сердцевины, окруженной оболочкой (оболочками). ОВ в сочетании с оптоэлектронными технологиями (генерация оптического излучения, его усиление, приём, обработка оптических сигналов и др.) дали развитие современному направлению техники, носящему название волоконной оптики - раздела оптики, рассматривающего передачу излучения по волоконным световодам - оптическим волокнам.

Нижеперечисленные достоинства ВОЛС обеспечили их быстрое и широкое применение:

1. Возможность получения ОВ с параметрами, обеспечивающими расстояние между ретрансляторами не менее 100... 150 км.

2. Производство оптических кабелей (ОК) с малыми габаритными размерами и массой при высокой информационной пропускной способности.

3. Постоянное и непрерывное снижение стоимости производства оптических кабелей и совершенствование технологии их производства.

4. Высокая защищенность от внешних электромагнитных воздействий и переходных помех.

5. Высокая скрытность связи (утечка информации): ответвление сигнала возможно только при непосредственном подсоединении к отдельному волокну.

6. Гибкость в реализации требуемой полосы пропускания: ОВ различных типов позволяют заменить электрические кабели в цифровых системах передачи всех уровней иерархии.

7. Возможность постоянного совершенствования ВОСП по мере появления новых источников оптического излучения, оптических волокон, фотоприёмников и усилителей оптического излучения с улучшенными характеристиками или при повышении требований к их характеристикам при полном сохранении совместимости с другими системами передачи.

8. Соответствующим образом спроектированные ВОЛС относительно невосприимчивы к неблагоприятным температурным условиям и влажности и могут быть использованы для подводных кабелей.

9. Надежная техника безопасности (безвредность во взрывоопасных средах, отсутствие искрения и короткого замыкания), возможность обеспечения полной электрической изоляции.

В настоящее время на многих ВОЛС общего пользования использу-

ются скорости передачи до 622 Мбит/с, но всё большее применение получают ВОСП на скорости передачи 2,5 Гбит/с и выше. По таким ВОЛС можно организовать от 7680 до 100 000 каналов тональной частоты (КТЧ) или основных цифровых каналов (ОЦК) с пропускной способностью 64 Кбит/с. В настоящее время разработаны ВОСП на скорости передачи до 40 Гбит/с. Эти возможности не являются предельными: спектральное уплотнение (СУ) и когерентный приём позволят на несколько порядков увеличить суммарную скорость передачи информации по ВОЛС. Если обратиться к третьему окну прозрачности ОВ шириной 140 мкм на длине волны 1,55 мкм, то в нём можно разместить до 630 спектральных каналов (СК) при разnose частот между ними 24 ГГц и скорости передачи 2,4 Гбит/с в каждом. Это соответствует примерно суммарной скорости 1,5 Тбит/с.

### **7.1. Классификация и архитектура волоконно-оптических систем передачи, способы организации двухсторонней связи, способы уплотнения оптических кабелей**

В состав волоконно-оптической системы передачи (ВОСП) входят следующие технические средства:

1) каналообразующее оборудование (КОО) тракта передачи, обеспечивающее формирование определенного числа типовых каналов или типовых групповых трактов со стандартной шириной полосы пропускания или скоростью передачи;

2) оборудование сопряжения (ОС) тракта, необходимое для сопряжения параметров многоканального сигнала на выходе КОО с параметрами оптического передатчика;

3) оптический передатчик (ОПер), обеспечивающий преобразование электрического сигнала в оптический сигнал, длина волны которого совпадает с одним из окон прозрачности оптического волокна; в состав ОПер входят: источник оптического излучения (ИОИ) - оптической несущей, один или несколько параметров которой модулируются электрическим многоканальным сигналом, поступающим с ОС, и согласующее устройство (СУ), необходимое для ввода оптического излучения в волокно оптического кабеля с минимально возможными потерями; как правило, источник оптического излучения и согласующее устройство образуют единый блок, называемый передающим оптическим модулем (ПОМ);

4) оптический кабель, волокна которого (ОВ) служат средой распространения оптического излучения;

5) оптический ретранслятор (ОР), обеспечивающий компенсацию затухания сигнала при его прохождении по оптическому волокну (ОВ) и коррекцию различного вида искажений; (ОР) могут быть обслуживаемыми или необслуживаемыми и устанавливаются через определенные расстояния, называемые ретрансляционными участками; в ОР может производиться обработка (усиление, коррекция, регенерация и т.д.) как электрического сигнала, который получается путём преобразования оптического сигнала и последующего преобразования скорректированного электрического сигнала в оптический, так и оптического сигнала с помощью оптических квантовых усилителей;

б) оптический приёмник (ОПр), обеспечивающий приём оптического излучения и преобразования его в электрический сигнала; ОПр включает в себя согласующее устройство (СУ), необходимое для вывода оптического излучения из ОВ с минимальными потерями, и приёмник оптического излучения (ПОИ); совокупность согласующего устройства и приёмника оптического излучения представляет приемный оптический модуль (ПРОМ);

7) оборудование сопряжения (ОС) тракта приёма, преобразующее сигнал на выходе ПРОМ в многоканальный сигнал соответствующего КОО;

8) каналобразующее оборудование (КОО) тракта приёма, осуществляющее обратные преобразования многоканального сигнала в сигналы отдельных типовых каналов и трактов.

Обобщенная структурная схема ВОСП приведена на рис. 7.1.

Для модуляции оптической несущей многоканальным электрическим сигналом можно использовать частотную (ЧМ), фазовую (ФМ), амплитуд-

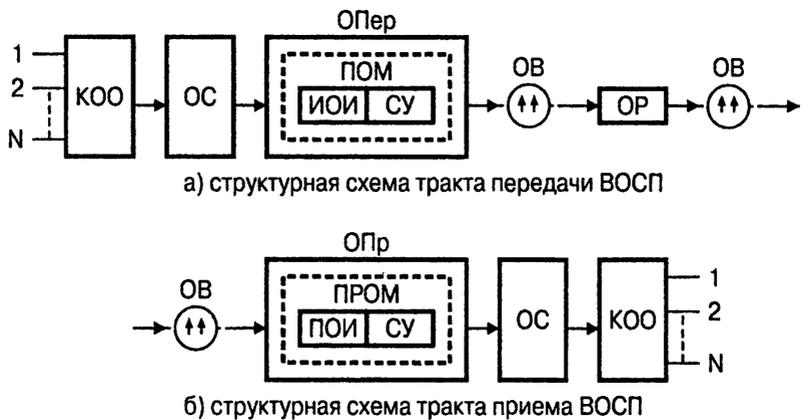


Рис. 7.1. Обобщенная структурная схема волоконно-оптической системы передачи [1]

ную (АМ), поляризационную (ПМ) модуляции, модуляцию по интенсивности (МИ) и др. При модуляции интенсивности (МИ) в соответствии с модулирующим многоканальным сигналом изменяется средняя интенсивность или мощность оптического излучения. Отметим, что МИ нашла самое широкое применение при построении волоконно-оптических систем передачи, так как приводит к относительно простым техническим решениям при реализации устройств управления (модуляции) интенсивностью излучения полупроводниковых источников и обратного преобразования оптического сигнала в электрический, т.е. демодуляции.

Существует разнообразная классификация ВОСП, но в основном применяется следующая.

1. ВОСП в зависимости от применяемого каналообразующего оборудования делятся на:

- аналоговые волоконно-оптические системы передачи (АВОСП), если каналообразующее оборудование строится на основе аналоговых методов модуляции параметров гармонической несущей частоты (амплитудная, частотная, фазовая модуляции и их комбинации) или параметров периодической последовательности импульсов (амплитудно-импульсная, широтно-импульсная, фазоимпульсная модуляции и их комбинации);

- цифровые волоконно-оптические системы передачи (ЦВОСП), если каналообразующее оборудование строится на основе импульсно-кодовой модуляции, дельта-модуляции и их разновидностей; самое широкое применение находят ЦВОСП.

2. ВОСП в зависимости от способа модуляции оптического излучения подразделяются на:

- волоконно-оптические системы передачи с модуляцией интенсивности оптического излучения и соответствующей его демодуляции, называемые иногда прямой модуляцией и широко применяемой в большинстве ЦВОСП;

- волоконно-оптические системы передачи с аналоговыми методами модуляции оптического излучения (оптической несущей): амплитудной, фазовой, частотной модуляциями и их комбинациями.

3. ВОСП в зависимости от способа приёма или демодуляции оптического сигнала подразделяются на:

- волоконно-оптические системы передачи с прямой демодуляцией или непосредственным приёмом, при котором происходит непосредственное преобразование интенсивности оптического излучения в электрический сигнал, напряжение или ток которого однозначно отражают изменение

интенсивности оптического сигнала; когерентные волоконно-оптические системы передачи, в которых применяется гетеродинное или гомодинное преобразование частоты независимо от вида модуляции (синхронная или несинхронная) оптического излучения, осуществляемое на промежуточной частоте.

При гетеродинном приёме одновременно с оптическим сигналом частоты  $f_c$  на фотодетектор подаётся достаточно мощное оптическое излучение местного гетеродина с частотой  $f_T$ , на выходе фотодетектора выделяется промежуточная частота  $f_{пром} = f_c - f_T$ , на которой и осуществляются дальнейшие преобразования оптического сигнала в электрический. При гомодинном методе приёма частоты колебаний принимаемого оптического излучения и местного гетеродина должны быть одинаковыми ( $f_c = f_T$ ), а фазы синхронизированы.

4. По способу организации двусторонней связи ВОСП подразделяются на:

а) двухволоконную однополосную однокабельную, при которой передача и приём оптических сигналов ведутся по двум оптическим волокнам (ОВ) и осуществляются на одной длине волны  $\lambda$ . Каждое ОВ является эквивалентом двухпроводной физической цепи и, так как взаимные влияния между оптическими волокнами кабеля отсутствуют, то тракты передачи и приёма различных систем организуются по одному кабелю, т.е. такие ВОСП являются однокабельными однополосными.

Принцип построения двухволоконной однокабельной однополосной ВОСП показан на рис. 7.2, где приняты обозначения: КОО – каналообразующее оборудование; ОС – оборудование сопряжения; ОПер – оптический передатчик; ОВ – оптическое волокно; Опр – оптический приёмник; достоинством такой ВОСП является использование однотипного оборудования трактов передачи и приёма оконечных и промежуточных станций, а недостатком - весьма низкий коэффициент использования пропускной способности ОВ;

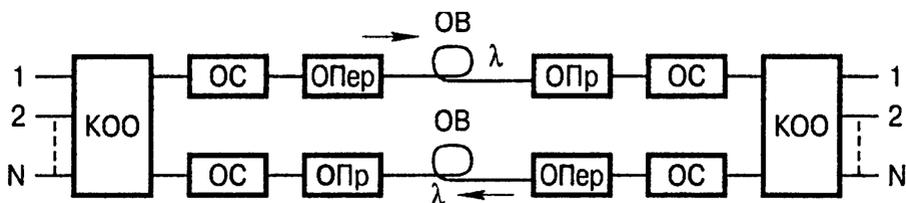


Рис. 7.2. Принцип построения двухволоконной однополосной однокабельной ВОСП [1]

б) одноволоконную однополосную однокабельную (рис. 7.3), особенностью которой является использование одного оптического волокна для передачи сигналов в двух направлениях на одной и той же длине волны; на рис. 7.3 к ранее принятым обозначениям добавились следующие: ОРУ – оптическое развязывающее устройство, осуществляющее поляризацию световых волн или разделение типов направляемой волны оптического излучения;

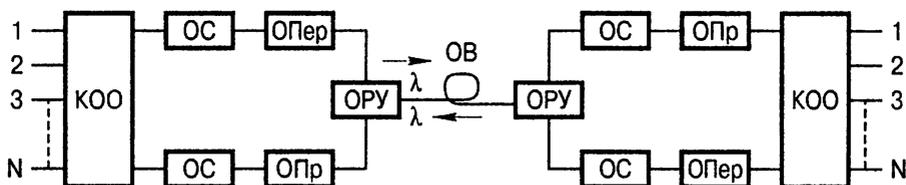


Рис. 7.3. Принцип построения одноволоконной однополосной однокабельной ВОСП [1]

в) одноволоконную двухполосную однокабельную, при которой передача в одном направлении ведётся на длине волны оптического излучения  $\lambda_1$  а в другом –  $\lambda_2$ ; разделение направлений передачи осуществляется с помощью направляющих оптических фильтров (ОФ), настроенных на соответствующие длины волн оптического излучения; обобщенная схема такого способа организации двусторонней связи приведена на рис. 7.4, здесь ОФ<sub>1,2</sub> – направляющие оптические фильтры, выделяющие соответствующие длины волн;

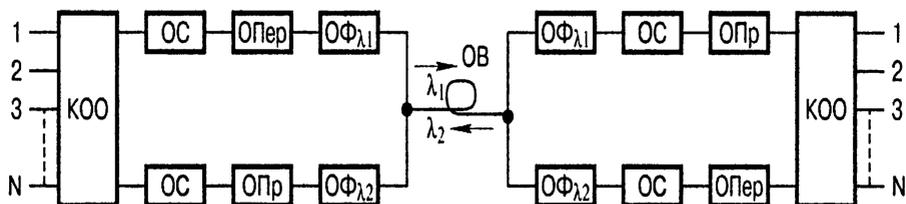


Рис. 7.4. Принцип построения одноволоконной двухполосной однокабельной ВОСП [1]

5. По назначению и дальности передачи ВОСП подразделяются на:

а) магистральные ВОСП, предназначенных для передачи сообщений на тысячи километров и соединяющих между собой центры республик, краев, областей, крупные промышленные и научные центры и др.;

б) зональные ВОСП, предназначенные для организации связи в административных пределах республик, краев, областей и протяженностью до 600 км;

в) ВОСП для местных сетей, предназначенные для организации межстанционных соединительных линий на городских и сельских телефонных сетях;

г) ВОСП для распределения информации, обеспечивающие связь между вычислительными машинами, организацию локальных компьютерных сетей и сетей кабельного телевидения.

6. По методам уплотнения оптического волокна, в основе которых лежит процесс мультиплексирования, т.е. одновременной передачи нескольких потоков светового излучения по одному волокну, ВОСП подразделяются на:

а) ВОСП со спектральным уплотнением или мультиплексированием с разделением длин волн (wavelength - division multiplexing, WDM), при котором по одному ОВ одновременно передаётся несколько спектрально разнесённых оптических несущих, каждая из которых модулируется многоканальный сигнал, сформированным соответствующим каналообразующим оборудованием. Возможность построения таких систем основывается на сравнительно слабой зависимости коэффициента затухания ОВ в пределах соответствующего окна прозрачности от частоты (или длины волны) оптической несущей. Поэтому, применяя метод частотного разделения, по одному ОВ можно организовать несколько широкополосных оптических каналов, увеличив тем самым результирующую скорость передачи информации. Структурная схема ВОСП со спектральным разделением оптических каналов показана на рис. 7.5, где к уже принятым обозначениям добавляются новые: ОФМС – оборудование формирования многоканаль-

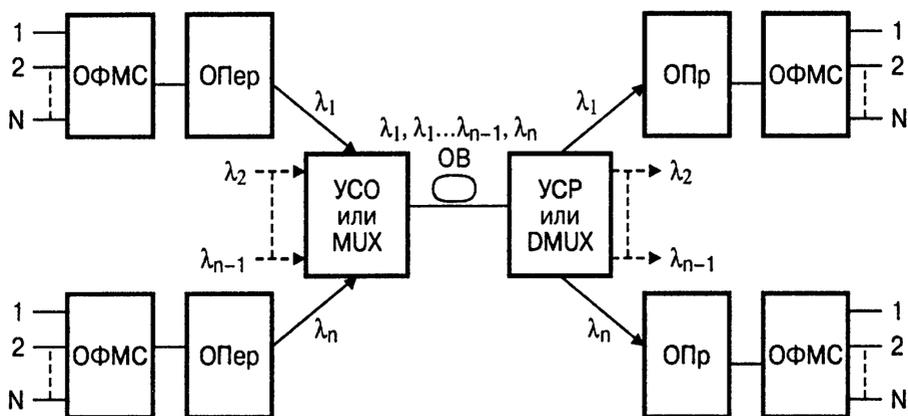


Рис. 7.5. структурная схема ВОСП со спектральным разделением [1]

ного сигнала, представляющего совокупность каналообразующего оборудования (КОО) и оборудования сопряжения (ОС), предназначенного для формирования электрического сигнала, параметры которого согласованы с оптическим передатчиком (ОПер) и оптическим приёмником (ОПр); УСО (или MUX - мультиплексор WDM) - устройство спектрального объединения, осуществляющее ввод различных оптических несущих в одно оптическое волокно (ОВ); УРС (или DMUX - демультиплексор WDM) – устройство спектрального разделения, где оптические несущие разделяются в пространстве и поступают на оптические приёмники.

На передающей станции имеется  $n$  систем передачи (однотипных или разнотипных), сигналы которых подаются на  $l$  оптических передатчиков, излучающих различные оптические несущие  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{n-1}, \lambda_n$ . С помощью УСО осуществляется ввод различных несущих в ОВ. На приёмной стороне в УРС оптические несущие разделяются и подаются на оптические приёмники и далее на ОФМС. Таким образом, по одному ОВ организуется  $n$  спектрально разделённых оптических каналов, т.е. пропускная способность ОВ увеличивается в  $n$  раз по сравнению с традиционным построением оптических систем передачи. Кроме того, этот метод позволяет обеспечить развитие сетей связи без проведения дополнительных строительных работ, а также создавать разветвленные сети любой структуры с пассивными элементами спектрального уплотнения в местах разделения или выделения световых потоков. При этом расширяются возможности передачи различных сигналов (телефонии, телевидения, телеметрии, передачи данных и др.) с различными скоростями или шириной полосы частот и типами модуляции - цифровой и аналоговой. Все это обеспечивает создание экономичных многофункциональных телекоммуникационных систем и сетей. Для объединения и разделения оптических несущих могут использоваться различные оптические спектральные устройства: мультиплексоры, демультиплексоры, работа которых основана на явлениях физической оптики: дисперсия, дифракция и интерференция. В основе структуры мультиплексоров и демультиплексоров может быть оптическая призма, многослойный диэлектрик, дифракционная решетка и др.

б) ВОПС с частотным или гетеродинным уплотнением. В системах передачи с частотным мультиплексированием исходным многоканальным сигналам различных источников в линейных трактах отводятся определённые полосы частот. В этом случае для получения группового линейного оптического сигнала требуются близко расположенные стабильные оптические несущие. Однако нестабильность частоты оптического излучения,

особенно при высокоскоростной модуляции, приводит к тому, что расстояние по спектру между рабочими длинами волн соседних каналов во много раз превышает полосу информационного сигнала. Поэтому для получения близко расположенных спектральных каналов в ВОСП используются различные несущие не от разных источников, а от одного, но достаточно стабильного, с помощью соответствующего сдвига оптической несущей. Уплотнение, использующее такой принцип формирования оптических несущих, называется частотным или гетеродинным уплотнением. Структурная схема, поясняющая принцип формирования группового оптического сигнала, приведена на рис. 7. 6.

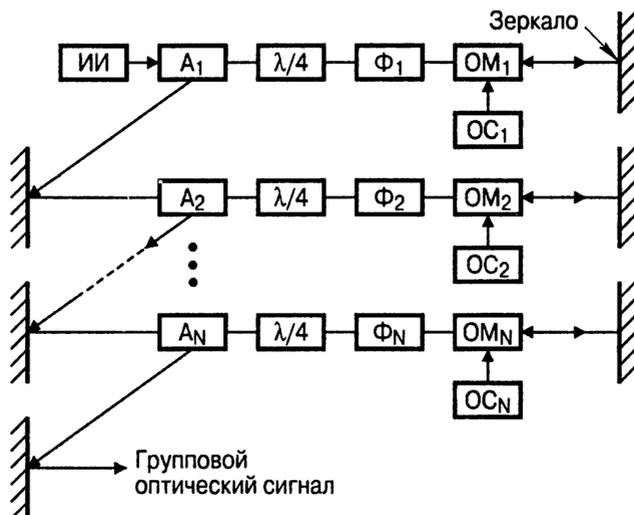


Рис. 7.6. Схема образования оптического группового сигнала при частотном (гетеродинном) уплотнении [1]

Оптическое излучение с выхода источника оптического излучения (ИИ), содержащего ряд несущих  $f_1, f_2, \dots, f_N$ , поступает на анализатор  $A_1$ , представляющий собой спектральную призму Глана-Тейлора, а затем, пройдя четвертьволновую призму  $\lambda/4$  - на фильтр первого канала  $\Phi_1$ . Это фильтр пропускает оптическую несущую первого канала  $f_1$  к оптическому модулятору  $OM_1$ , где она и модулируется информационным оптическим сигналом  $OC_1$ . Оптическое излучение с частотами  $f_2, \dots, f_N$  (т.е., кроме  $f_1$ ) отражается фильтром и возвращается к анализатору  $A_1$ . По пути оно вторично проходит через четвертьволновую призму и попадает на анализатор  $A_2$ . Оптическая несущая первого канала, промодулированная в  $OM_1$  инфор-

мационным сигналом, отражаясь от зеркала также возвращается к анализатору  $A_1$ . Плоскость поляризации оптического сигнала, дважды прошедшего четвертьволновую призму, поворачивается на  $\lambda/2$  по отношению к плоскости поляризации исходного колебания, в связи с чем световой пучок отклоняется в призме и выходит из неё. Далее общий сигнала поступает на анализатор  $A_2$  и процесс повторяется, с той лишь разницей, что модулируется оптическое излучение с частотой  $f_2$ . Таким образом, формируется оптический групповой сигнал, поступающий в оптическое волокно кабеля.

Принимаемый групповой оптический сигнал, содержащий ряд промодулированных оптических несущих, поступает на анализатор  $A_1$  (рис. 7.7), а затем после прохождения через четвертьволновую призму и фильтр первого канала - на оптический смеситель (ОСМ).

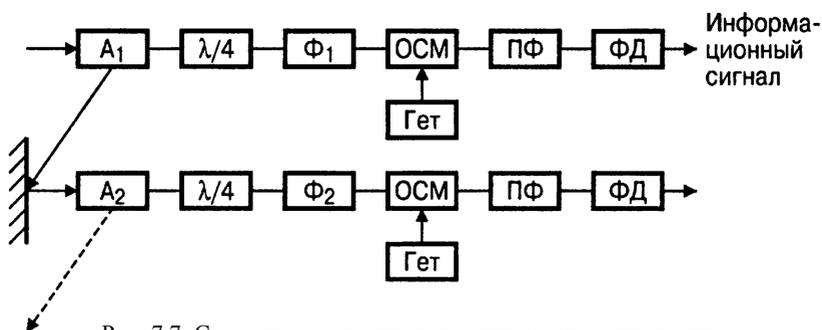


Рис. 7.7. Схема приема группового оптического сигнала при частотном (гетеродинном) уплотнении [1]

Фильтр  $\Phi_1$  пропускает только оптический сигнал с несущей частотой  $f_1$ , сигнал с другими частотами отражается и поступает на  $A_2$ . Оптическая промодулированная несущая частота  $f_1$  перемножается в ОСМ с частотой местного гетеродина (Гет), затем промежуточная частота  $f_{\text{пром}}$  выделяется полосовым фильтром (ПФ) и поступает на фотодетектор (ФД), на выходе которого формируется электрический информационный сигнал. Таким образом, приём осуществляется гетеродинным способом. Аналогично происходит детектирование сигнала во всех остальных каналах.

Достоинство метода частотного (гетеродинного) уплотнения заключается в том, что длина регенерационного участка регенерации за счёт гетеродинного приёма возрастает до 200 км и значительно повышается коэффициент использования пропускной способности ОВ. Недостатками данного метода является то, что требуется оптический тракт приёма и пере-

дачи с сохранением поляризации, а также ряд дополнительных устройств: сдвигателей частоты, оптических вентилях, контроллеров поляризации, оптических усилителей, систем автоподстройки частоты и т.п., что значительно усложняет и увеличивает стоимость ВОСП.

в) ЦВОСП с временным уплотнением (с временным мультиплексированием), при котором несколько информационных или компонентных потоков объединяются в один, и для передачи каждого компонентного потока по одному ОВ отводится свой временной интервал. Объединение может быть осуществлено на уровне электрических сигналов и на уровне оптических сигналов. Временное мультиплексирование на уровне электрических сигналов приведено на рис. 7.8, где приняты следующие обозначения:  $1 \dots N$  – источники компонентных информационных потоков, представляющих многоканальные электрические сигналы; MUX – временной мультиплексор, который, создавая групповой электрический сигнал, последовательно подключает компонентные многоканальные электрические сигналы к общему оптическому передатчику (ОПер) на определённый временной интервал; ОВ – оптическое волокно; ОПр – оптический приёмник, преобразующий оптический сигнал в групповой электрический, содержащий  $N$  компонентных многоканальных электрических сигналов; DMUX – временной демультиплексор, распределяет принятые компонентные многоканальные электрические сигналы по соответствующим приёмникам  $1 \dots N$ . Мультиплексор и демультиплексор должны работать синхронно.

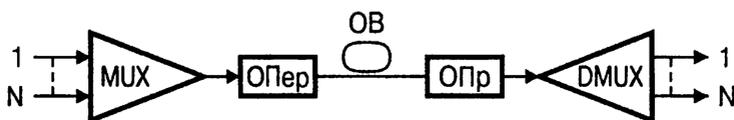


Рис. 7.8 Временное мультиплексирование на уровне электрических сигналов [1]

Отметим, что компонентные информационные потоки могут быть сформированы как на основе систем передачи с частотным разделением каналов, так и на основе систем передачи на основе импульсных и цифровых методов модуляции.

Схема с временным мультиплексированием (уплотнением) на уровне оптических сигналов приведена на рис. 7.9, где приняты следующие обозначения: Опер $_{1 \dots N}$  – оптические передатчики  $1 \dots N$  компонентных информационных потоков (многоканальных электрических сигналов аналоговых или цифровых, преобразованных в оптические сигналы); OMUX –

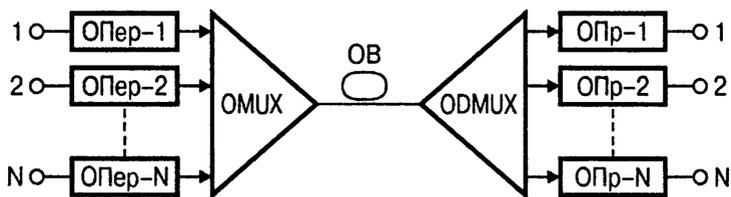


Рис. 7.9. Временное мультиплексирование на уровне оптических сигналов [1]

оптический мультиплексор, осуществляющий задержку оптического сигнала от каждого ОПер на величину  $\Delta\tau$ ,  $2\Delta\tau$ ,  $N\Delta\tau$  (здесь  $N$  – число компонентных информационных потоков или многоканальных оптических сигналов), объединяющий  $N$  многоканальных оптических сигналов в групповой оптический поток и направляющий его в оптическое волокно (ОВ); ODMUX – оптический демультиплексор, осуществляющий на приеме обратные преобразования.

При временном мультиплексировании как на уровне электрических сигналов, так и на уровне оптических, требуется передача коротких (наносекундных) световых импульсов. Однако передача субнаносекундных импульсов предъявляет чрезвычайно высокие, близкие к предельным, требования к быстродействию оптоэлектронных компонентов оптических передатчиков и приёмников ВОСП. Кроме того, скорость передачи или широкополосность оптических трактов ограничивается дисперсионными свойствами ОВ. Основными достоинствами временного мультиплексирования являются увеличение коэффициента использования пропускной способности ОВ (уже достигнуты скорости передачи до 16 и выше Гбит/с) и возможность создания полностью оптической сети связи.

## 7.2. Оптический линейный тракт: передатчики, приёмники, источники излучения, модуляторы, усилители оптического излучения

Оптический передатчик ВОСП реализуется в форме единого передающего оптического модуля (ПОМ) – электронно-оптического преобразователя, осуществляющего преобразование электрических сигналов в оптические сигналы.

Обобщенная структурная схема передающего оптоэлектронного модуля (ПОМ) приведена на рис. 7.10, где приняты следующие обозначения: ФМС – формирователь модулирующего сигнала, осуществляющий прео-

бразование сигнала, поступающего с выхода оборудования сопряжения к виду, обеспечивающему оптимальный режим работы оптического модулятора или источника оптического излучения; МОИ – модулятор оптического излучения; здесь осуществляется модуляция одного из параметров оптического излучения (интенсивности, частоты, фазы, поляризации и др.); ИОИ – источник оптического излучения; ОР – оптический разветвитель, обеспечивающий отвод оптического сигнала на СРРИОИ – стабилизатор режима работы источника оптического излучения; ЛОС – линейный оптический сигнал (модулированное оптическое излучение, передаваемое по оптическому кабелю); СВД – схема встроенной диагностики, предназначенная для контроля работоспособности ПОМ; СУ и ОС – согласующее устройство и оптический соединитель, обеспечивающие ввод оптического сигнала в оптический кабель; ОВ – оптическое волокно.

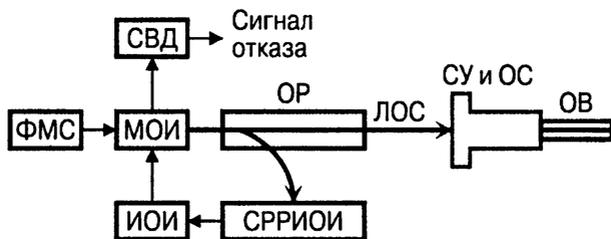


Рис. 7.10. Обобщенная структурная схема оптического передатчика [1]

Основным блоком, определяющим качество функционирования ПОМ, является источник оптического излучения.

К источникам оптического излучения предъявляются следующие требования:

- длина волны оптического излучения должна совпадать с одним из окон прозрачности оптического волокна;
- достаточно большая мощность выходного излучения и эффективность его ввода в оптическое волокно;
- возможность модуляции оптического излучения различными способами;
- достаточно большой срок службы;
- минимальное потребление электрической энергии или высокая эффективность;
- минимальные габариты и вес;
- простота технологии производства, обеспечивающая невысокую стоимость и высокую воспроизводимость параметров и характеристик.

Наиболее полно этим требованиям удовлетворяют источники оптического излучения на основе светоизлучающих диодов (СИД) и полупроводниковых лазерных диодов (ЛД).

Основными параметрами источника оптического излучения являются:

1) длина волны оптического излучения  $\lambda_0$ , мкм, соответствующая одному из минимумов спектральной характеристики затухания оптического волокна;

2) ширина спектра оптического излучения  $\Delta\lambda$ , нм;

3) мощность оптического излучения  $W$ , мВт или абсолютный уровень мощности оптического излучения  $p$ , дБм;

4) ток возбуждения источника оптического излучения  $I_0$ , мА, под которым понимается минимальное значение тока, обеспечивающее устойчивое световое излучение;

5) эффективность излучения, т.е. коэффициент полезного действия (КПД) источника оптического излучения, под которым понимается отношение вида

$$\eta = \frac{W_0}{W_{ном}} * 100\%, \quad (7.1)$$

где  $W_0$  – мощность оптического излучения;  $W_{ном}$  – мощность, потребляемая источником оптического излучения от внешнего источника электрической энергии;

6) время нарастания импульса оптического излучения  $t_{нар}$ , за которое его амплитуда возрастает от 0,1 до 0,9 своего номинального значения;

7) максимальная скорость передачи информации  $C$ , Мбит/с или частота модуляции  $F_{мод}$ , МГц;

8) шумы источников оптического излучения.

Основными характеристиками источников оптического излучения являются:

1) ватт-амперная характеристика  $W_0 = f(I_B)$ , описывающая зависимость мощности оптического излучения  $W_0$  от тока возбуждения  $I_B$  (или тока инжекции -  $I_{и}$ ); примерные ватт-амперные характеристики СИД и ЛД приведены на рис. 7.11.

2) спектральная характеристика излучения при различных величинах тока возбуждения (инжекции), показывающая зависимость относительной мощности оптического излучения  $W/W_0$  от длины волны оптического излучения, т.е.  $W/W_0 = f(\lambda, I_B)$  здесь  $W_0$  – мощность оптического излучения

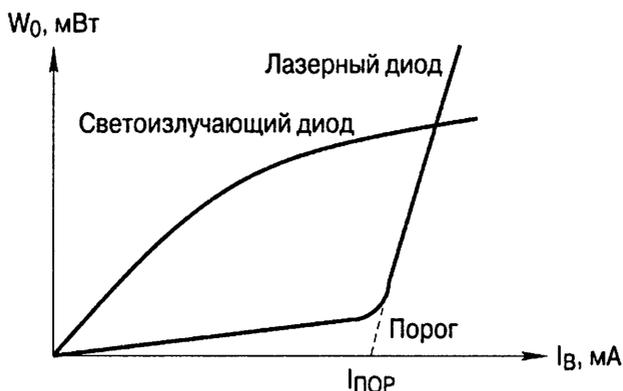


Рис. 7.11. Ватт-амперная характеристика источника оптического излучения

на номинальной длине волны  $\lambda_0$  и  $W$  – на текущей длине волны в пределах соответствующего окна прозрачности оптического волокна; типичная спектральная характеристика источников оптического излучения приведена на рис. 7.12.

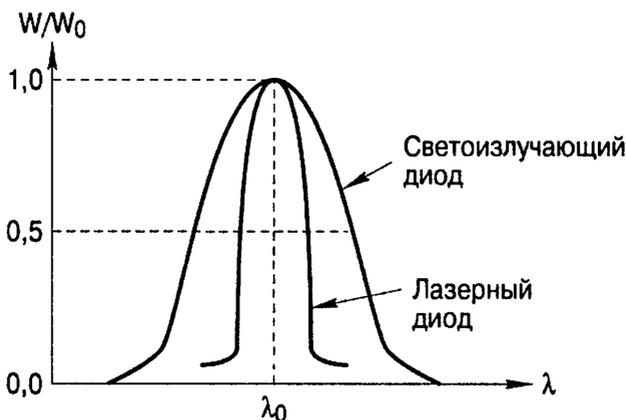


Рис. 7.12. Типичная спектральная характеристика источника оптического излучения

3) диаграмма направленности, представляющая пространственную характеристику излучения. После выхода света из источника начинается расширение светового пучка, и только малая его часть в действительности попадает в оптическое волокно. Чем уже диаграмма направленности, тем большая часть света может попасть в волокно. Хорошие источники излучения должны иметь малые диаметры выходных пучков света и малую апертуру (NA). Диаметр выходного пучка определяет величину поперечного сече-

ния пучка излучения, а апертура NA - диапазон углов, в которых происходит излучение света. Если диаметр выходного пучка или его апертура превышают соответствующие параметры волокна, в которое вводится излучение, часть излучения не попадает в волокно. На рис. 7.13 представлены типичные диаграммы направленности для светоизлучающих и лазерных диодов.

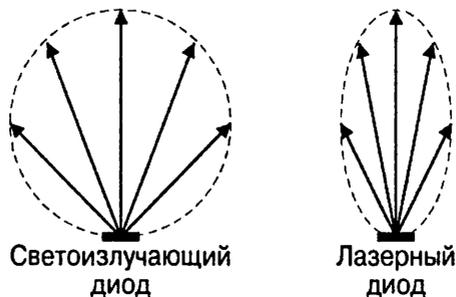


Рис. 7.13. Диаграмма направленности источников оптического излучения

Диаграмма направленности лазерного диода ближе к эллиптической форме, а светоизлучающего диода - к сферической. Когда выходной диаметр источника  $d_{\text{и}}$  не соответствует диаметру сердцевины волокна  $d_{\text{в}}$ , то потери излучения, связанные с рассогласованием данных параметров  $A_{\text{д}}$  могут быть определены из следующего выражения:

$$A_{\text{д}} = 20 \lg(d_{\text{и}}/d_{\text{в}}). \quad (7.2)$$

Потери отсутствуют, когда диаметр сердцевины волокна превосходит диаметр источника излучения и если апертура волокна больше апертуры источника излучения.

Обобщённая структурная схема оптического приёмника, реализуемого в виде единого приёмного оптоэлектронного модуля (ПРОМ), представлена на рис. 7.14, где приняты следующие обозначения: ОК – оптический кабель; ОС - оптический соединитель; ФД – фотодиод или фотодетектор; ПМШУ - предварительный малошумящий усилитель; МУ с АРУ – мощный усилитель с автоматической регулировкой усиления; ФК – фильтр-корректор.

Оптический сигнал с выхода оптического кабеля (ОК) через оптический соединитель (ОС) поступает на фотодетектор (ФД), где происходит его преобразование в электрический сигнал. На выходе ФД электрический

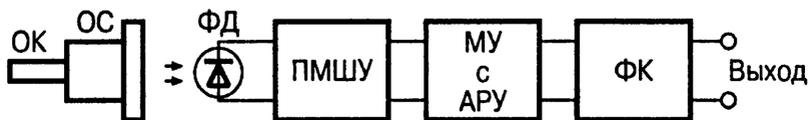


Рис. 7.14. Обобщенная структурная схема оптического приёмника [1]

сигнал весьма мал и сопровождается различного вида шумами. Для его усиления без существенной потери в шумозащищенности используется предварительный малошумящий усилитель (ПМШУ). Усиленный электрический сигнал далее усиливается мощным усилителем с автоматической регулировкой усиления (МУ с АРУ) и затем с помощью фильтра-корректора (ФК) осуществляется отфильтровывание помех и коррекция формы электрического сигнала, который и подается на оборудование сопряжения тракта приёма ВОСП.

Базовым элементом оптического приёмника ВОСП является фотодетектор - оптоэлектронный прибор, преобразующий оптический сигнал в электрический сигнал соответствующей формы. Фотодетектор реализуется на основе полупроводниковых фотодиодов (ФД) с р-п обратномощёнными переходами, работающих на принципах внутреннего фотоэффекта. В технике ВОСП широкое применение находят два типа фотодиодов: р-і-п и лавинный ФД.

Чувствительность оптического приёмника тем выше, чем больше квантовый выход  $\eta_{\phi}$ , т.е. чем больше доля светового потока, поглощаемая в активной зоне фотодиода.

Токовая чувствительность  $S$ , определяемая отношением среднего значения фототока к среднему значению оптической мощности, зависит от длины волны падающего излучения  $\lambda$ , так как связана с квантовым выходом оптического приёмника соотношением:

$$\eta_{\phi} = 1,24 S/\lambda. \quad (7.3)$$

Характер этой зависимости определяется спектральной характеристикой квантового выхода, которая обычно имеет вид плавной кривой с более или менее выраженным максимумом и определяется материалом полупроводника (рис. 7.15).

В настоящее время р-і-п-фотодиоды являются довольно распространенным типом фотодетектора. Это объясняется простотой их изготовления, достаточно высокой временной и температурной стабильностью и от-

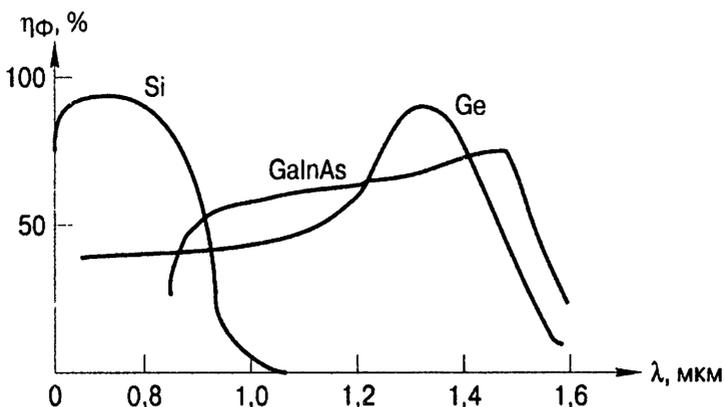


Рис. 7.15. Спектральная характеристика квантовой эффективности различных полупроводниковых материалов для изготовления фотодиодов

носителем широкой полосы рабочих частот, они обладают хорошей линейностью в широком динамическом диапазоне (от нескольких пиковатт до нескольких милливольт), обеспечивают детектирование оптических сигналов, модулируемых частотами гигагерцового диапазона.

Для изготовления таких ФД обычно используют кремний (Si), германий (Ge), арсенид галлия (GaAs), соединения вида InAs, InGaAs, AlGaSb и InGaAsP. Кремниевые ФД считаются идеальными для применения в ВОСП, работающих на длине волны от 0,6 до 1 мкм с максимальной чувствительностью около 0,9 мкм и квантовой эффективностью до 0,9. Для длин волн 1 мкм и выше (вплоть до 1,8 мкм) часто используют ФД на основе Ge. При использовании соединения вида  $Al_x Ga_{1-x} AsSb$  получены ФД для работы на длинах волн от 0,9 до 1,3 мкм с квантовой эффективностью не хуже 0,8.

В фотодиодах p-i-n - типа каждый поглощенный фотон в идеале приводит к образованию одной пары «электрон-дырка», которая приводит к генерации тока во внешней цепи. Квантовую эффективность ФД можно повысить путём использования лавинного усиления (умножения), реализуемого в структуре, называемой лавинным фотодиодом (ЛФД), где один фотон порождает  $M$  электронов.

Фотодиоды обычно характеризуются следующими основными параметрами:

- токовой чувствительностью  $S$ , квантовой эффективностью  $\eta_{\phi}$ , предельной частотой, т.е частотой гармонической модуляции падающего на

ФД модулированного по интенсивности излучения, при которой чувствительность ФД уменьшается до 0,707 чувствительности при немодулированном излучении; отметим, что предельная частота численно равна ширине полосы пропускания фотодиода  $\Delta F_{\phi}$ .

· быстродействием, под которым понимается время нарастания  $\tau_n$  или время спада  $\tau_c$  фототока  $I_{\phi}(t)$  при воздействии на ФД импульса оптического излучения  $W(t)$  достаточно большой длительности (рис. 7.16).

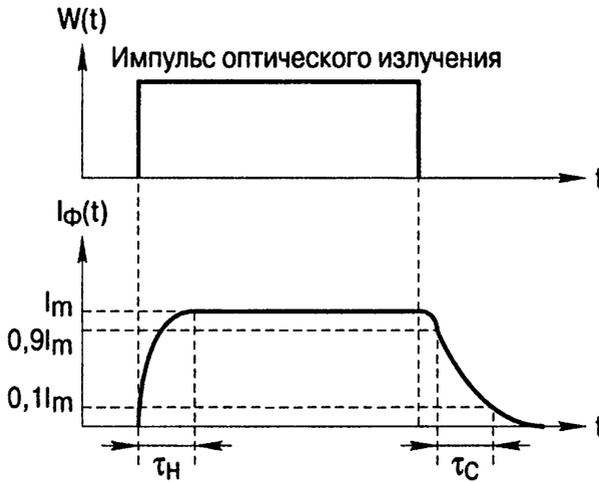


Рис.7.16. К определению быстродействия фотодиода [1]

Для ЛФД увеличение коэффициента усиления сопровождается уменьшением быстродействия. Поэтому параметром, характеризующим быстродействие ЛФД является его добротность, под которой понимается произведение коэффициента умножения (усиления) M на ширину полосы пропускания  $\Delta F_{\phi}$ , численно равной предельной частоте.

Одним из основных параметров приёмников оптического излучения является его чувствительность, под которой понимается минимальная обнаруживаемая - детектируемая мощность (МДМ) оптического сигнала, обеспечивающая заданные значения отношения сигнал-шум или вероятности ошибки.

Существуют разные способы модуляции параметров оптического излучения.

Первый из них - это прямая или непосредственная модуляция, при которой модуляция излучения лазерного диода (ЛД) или светоизлучающего диода (СИД) достигается изменением тока накачки или тока смещения

(рис. 7.17, а). Эти изменения управляют инжекцией электронов через р-п переход и в широких пределах меняют интенсивность выходного оптического излучения. Ограничение частоты модуляции связано с постоянными времени генерации и рекомбинации свободных носителей, а также ёмкостями в цепях возбуждения. Непосредственная модуляция, помимо изменения интенсивности излучения, оказывает динамическое влияние на спектр излучения, изменяя длину волны и амплитуды отдельных мод резонаторов для ЛД, причём, чем меньше количество излучаемых мод, тем существеннее это влияние. Поэтому возникла необходимость использования внешних модуляторов.

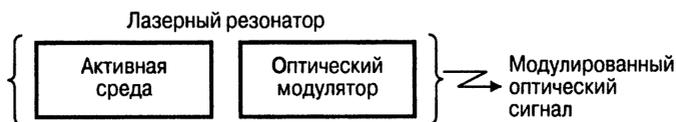
Второй способ - модуляция излучения немодулированного источника света. Это внешняя модуляция (рис. 7.17,б). Для внешней модуляции необходимо, чтобы управляющий сигнал воздействовал на оптическое излучение. Для этой цели необходим оптический модулятор.



а) прямая или непосредственная модуляция



б) внешняя модуляция



в) внутренняя модуляция

Рис. 7.17. Модуляция оптического излучения [1]

Третий способ - внутренняя модуляция, при которой преобразование излучения происходит в процессе его формирования непосредственно в ис-

точнике оптического излучения с помощью соответствующего оптического модулятора, помещаемого внутрь лазерного резонатора, например, Фабри-Перо, и изменяющего его добротность. Иногда такой вид модуляции оптического излучения называется автомодуляцией.

В оптических системах передачи используются два метода приёма модулированного оптического сигнала:

1) прямая или непосредственная демодуляция модулированного по интенсивности оптического излучения

2) когерентный приём оптических сигналов, при котором применяется гетеродинный или гомодинный способы преобразования частот. При когерентном приёме возможны синхронная и несинхронная демодуляция по промежуточной частоте сигналов с различными видами модуляции.

Устройства, реализующие модуляцию оптической несущей, называются оптическими модуляторами. Принципы действия оптических модуляторов реализуются на основе физических эффектов, протекающих при распространении светового потока в различных средах, как правило, в кристаллах соответствующей структуры. Так как приём оптического излучения, модулированного по частоте, фазе или поляризации, сопряжён с техническими трудностями, то на практике все эти виды модуляции оптической несущей преобразуют в амплитудную модуляцию (или модуляцию по интенсивности) либо непосредственно в модуляторе, либо с помощью специальных устройств, помещаемых перед оптическим модулятором.

Оптический амплитудный модулятор представляет собой устройство, в котором происходит взаимодействие оптического излучения (света) с кристаллом, свойства которого изменяются под воздействием управляющего или модулирующего сигнала: электрического, магнитного поля или внешнего давления. Самое широкое применение в оптических системах передачи нашли электрооптические модуляторы, принцип действия которых основан на электрооптическом эффекте в кристаллах, показатель преломления которых изменяется под воздействием приложенного электрического поля (эффекты Поггеля, Керра, Фарадея).

#### *Обобщенная структурная схема оптического линейного тракта*

Оптический сигнал при прохождении по оптическому кабелю (ОК), как и при передаче электрических сигналов по металлическим кабелям, испытывает затухание, обусловленное собственными потерями из-за поглощения светового излучения и его рассеяния в материале оптического волокна (ОВ). Спектральная зависимость этих потерь обуславливает ам-

плитудно-частотные (просто частотные) искажения сигналов и, следовательно, изменения их формы.

Дисперсионные явления в ОВ приводят к рассеянию во времени спектральных или модовых составляющих сигнала, т.е. к различному времени их распространения. Дисперсия ОВ (различие групповых скоростей различных составляющих оптического излучения) приводит к изменению формы и длительности оптических импульсных сигналов, т.е. к их уширению. Эти искажения аналогичны фазо- частотным (фазовым) искажениям и при определенных значениях могут вызвать межсимвольные или интерференционные помехи при передаче импульсных сигналов.

Таким образом, прохождение оптических сигналов по ОВ сопровождается линейными искажениями: частотными и фазовыми. Кроме того, при прохождении по ОВ происходят затухания и отражения оптических сигналов в разъёмных и неразъёмных соединителях строительных длин ОК и компонентов ВОСП.

Совокупность технических устройств, предназначенных для передачи оптического излучения определенной длины волны и обеспечивающих компенсацию затухания светового потока, коррекцию искажений сигналов, минимально допустимую защищенность или вероятность ошибки, называется оптическим линейным трактом - ОПТ. Обобщенная структурная схема ОПТ приведена на рис. 7.18.

На рис. 7.18 приняты следующие обозначения:

ОП-А (Б) – оконечный пункт (оконечная станция ВОСП, включающий в себя весь комплекс оборудования каналообразования, сопряжения и формирования оптического линейного сигнала ОЛС); ООЛТ-0 – оборудование ОЛТ оконечного пункта, где происходит формирование ОЛС, параметры которого максимально согласованы с параметрами передачи оптического волокна (ОВ), а также ввод его в ОВ с минимально возможными потерями и искажениями; УССЛК – устройство стыка (согласования) станционного (объектового) оптического кабеля (ОК) с линейным; ТК – устройства телеконтроля, обеспечивающие контроль состояния оборудования ОЛТ и отображение информации о наличии неисправностей или предотказного состояния, поступающей от датчиков состояния контролируемых параметров; ТМ – устройства телемеханики; СС – устройства служебной связи различного типа и назначения (участковой, постанционной, магистральной); УДПпер – устройства передачи дистанционного питания необслуживаемых ретрансляционных пунктов (НРТП), если их электропитание осуществляется по металлическим жилам оптического кабеля; УВК-0 –

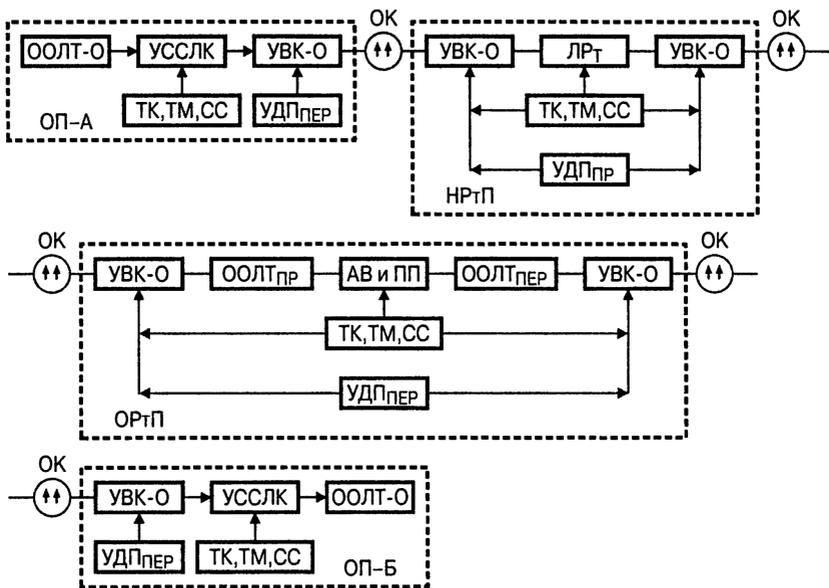


Рис. 7.18. Обобщенная структурная схема оптического линейного тракта [1]

устройство ввода линейного ОК в оконечный, обслуживаемый и необслуживаемый ретрансляционные пункты; ЛР<sub>Т</sub> – линейный ретранслятор, осуществляющий компенсацию затухания ОК, разъёмных и неразъёмных соединений, устройств ввода-вывода оптического излучения, коррекцию формы оптических и электрических сигналов, восстановление необходимых временных и спектральных соотношений в исходных сигналах; ретранслятор может быть реализован как оптический усилитель или как регенератор электрического сигнала; УДП<sub>ПР</sub> – устройство приёма и распределения дистанционного питания НР<sub>тП</sub>; ООЛТ<sub>ПР</sub> (пер) – приёмное и передающее оборудование ОЛТ обслуживаемого ретрансляционного пункта (ОртП); АВ и ПП – аппаратура выделения или переприёма групп каналов в ОртП (возможно и в НР<sub>тП</sub>) или ОП.

Основным элементом ОР<sub>тП</sub> и НР<sub>тП</sub> является линейный ретранслятор, обеспечивающий передачу оптического сигнала практически на любые расстояния с заданными показателями качества. От ЛР<sub>Т</sub> зависят основные технико-экономические показатели ОЛТ и ВОСП в целом. Структура ОЛТ и соответствующих ему ЛР<sub>Т</sub> определяется выбранными способами передачи оптического и электрического сигнала (аналоговый, импульсный, цифровой и др.), видом модуляции (МИ, АМ, ЧМ, ФМ и др)

и приема (непосредственное детектирование, когерентный прием и др.). В настоящее время на телекоммуникационных сетях наибольшее распространение получили ВОСП с простой и надежной прямой модуляцией интенсивности излучения аналоговыми или цифровыми электрическими сигналами и прямое детектирование промодулированного по интенсивности оптического излучения с помощью р-і-п или лавинных фотодиодов.

Оптические линейные тракты, как и ВОСП, подразделяются на цифровые и аналоговые. Цифровым оптическим линейным трактом (ЦОЛТ) называется тракт, по которому передается световой поток, интенсивность которого модулируется (управляется) цифровым электрическим сигналом, сформированным с помощью импульсно-кодовой (ИКМ) или дельта-модуляции (ДМ).

Аналоговым оптическим линейным трактом (АОЛТ) называется тракт, по которому передаётся световой поток, интенсивность которого модулируется аналоговым электрическим сигналом, сформированным с помощью аналоговых АМ, ЧМ и ФМ или АИМ, ШИМ и ФИМ.

Такая классификация весьма условна и не охватывает перспективных методов модуляции параметров оптического излучения модуляторами на основе электро- и акустических явлений в соответствующих материалах.

Поскольку в настоящее время самое широкое распространение получили цифровые волоконно-оптические системы передачи с непосредственной модуляцией оптического излучения и прямым детектированием, в дальнейшем будем пользоваться привычной терминологией цифровых систем передачи (ЦСП): регенератор (вместо ретранслятор), регенерационный участок (вместо ретрансляционный), обслуживаемый (ОРП) или необслуживаемый (НРП) регенерационный (вместо ретрансляционный) пункт.

Обобщенная структурная схема линейного цифрового регенератора приведена на рис. 7.19, где приняты такие обозначения:

ОИ – оптическое излучение, поступающее из оптического кабеля; ПРОМ – приёмный оптический модуль, преобразующий оптическое излучение в электрический сигнал, скорректированный и усиленный; УО – усилитель-ограничитель, срезающий пиковые значения элетрического сигнала, а, следовательно, и аддитивные помехи; ПУ – пороговое устройство; РУ – решающее устройство; ВТЧ – выделитель тактовой частоты; ФУ – формирующее устройство импульсов заданной амплитуды, длительности и формы; ПОМ – передающий оптический модуль, преобразующий электрический сигнал в оптическое излучение.

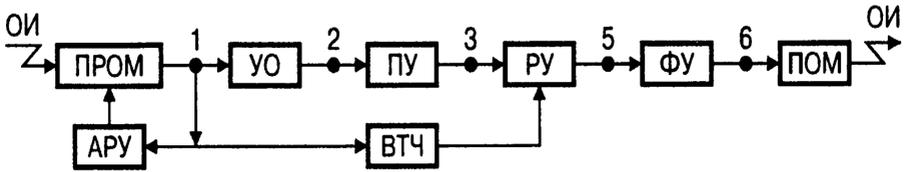


Рис. 7.19. Обобщенная структурная схема линейного цифрового регенератора [1]

С выхода ПРОМ электрический сигнал совместно с аддитивной помехой поступает на УО. В УО происходит усиление этого сигнала и ограничение его амплитуды значением  $U_{\text{пор}}$ . Если входной сигнала больше порогового, то на выходе УО сигнал появится, если входной сигнал меньше  $U_{\text{пор}}$ , то сигнал на выходе УО не появится, и, следовательно, происходит подавление части помех.

С выхода УО сигнал, освобожденный от аддитивных помех, поступает на вход ПУ. Сигнал на выходе ВТЧ представляет периодическую последовательность импульсов, следующих с тактовой частотой  $f_T = 1/T$ , где  $T$  – период следования импульсов.

Если на один из входов ПУ подаётся информационная последовательность с выхода ПУ, а на другой - тактовая последовательность импульсов, то в случае их совпадения на выходе ПУ появляются импульсы определенной амплитуды и длительности, необходимые для запуска ФУ.

В ФУ происходит полная регенерация формы импульсов, которая затем поступает на вход ПОМ, где и осуществляется модуляция оптического излучения или преобразование электрического сигнала в оптический соответствующей длины волны и интенсивности. Необходимо отметить, что периодическая последовательность импульсов на выходе ВТЧ обязательно фазуется с откорректированными импульсами на выходе ПУ с целью уменьшения так называемых фазовых дрожаний (флуктуации), обусловленных погрешностями работы ВТЧ.

Пороговое устройство и усилитель-ограничитель являются основными элементами регенератора, обеспечивающими его помехоустойчивость, и требуют точной установки порогового напряжения и стабильного усиления.

Изменение порогового напряжения в любую сторону снижает помехоустойчивость регенератора, так как приводит к нарушению оптимального соотношения между максимальным значением откорректированного импульса на входе УО и пороговым напряжением ПУ. Для поддержания постоянства такого оптимального соотношения в регенераторе применяется

ся автоматическая регулировка усиления (АРУ), где в качестве управляющего сигнала используется пиковое значение импульсов на выходе УО.

### *Оптические усилители*

В отличие от регенератора, рассмотренного выше, оптический усилитель не осуществляет оптоэлектронного преобразования, а сразу производит усиление оптического сигнала. Оптические усилители в равной степени усиливают как входной сигнал, так и шум. Кроме того, они вносят собственные шумы в выходной оптический сигнал. Оптические усилители, аналогично лазерам, используют принцип индуцированного излучения. Существует пять типов оптических усилителей ( Усилители Фабри-Перо, усилители на волокне, использующие бриллюэновское расстояние, усилители на волокне, использующие рамановское расстояние, полупроводниковые лазерные усилители, усилители на примесном волокне).

### **Список литературы**

1. Основы построения телекоммуникационных систем и сетей: Учебник для ВУЗов / В.В. Крухмалев, В.Н. Гордиенко, А.Д. Моченов и др. Под ред. В.Н. Гордиенко и В.В. Крухмалева. – М.: Горячая линия-Телеком, 2004. - 510 с.
2. Крук Б.И., Попантонопуло В.Н., Шувалов В.П. Телекоммуникационные системы и сети.- в 3-х томах, том 2, учеб.пособие.– М., Горячая линия – Телеком, 2005
3. Гаранин М.В., Журавлев В.И., Кунегин С.В. Системы и сети передачи информации. – М.: Радио и связь, 2001

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В стратегии развития информационного общества в Российской Федерации, принятой Министерством информатизации и связи в 2005 г. [1], приведены контрольные значения показателей развития на период до 2015 года (таблица 8.1).

Таблица 8.1

### Контрольные значения показателей развития информационного общества в Российской Федерации на период до 2015 года

Наименование показателя	Значение показателя
Место Российской Федерации в международных рейтингах в области развития <i>информационного общества</i>	В числе двадцати ведущих стран мира
Рост объёма инвестиций в использование информационных и телекоммуникационных технологий в национальной экономике	По сравнению с 2007 годом не менее чем в 2,5 раза
Уровень использования <i>линий широкополосного доступа</i> на 100 человек населения за счет всех технологий	К 2010 году - 15 линий; 2015 году - 35 линий
Наличие персональных компьютеров, в том числе подключенных к Internet	Не менее чем в 75% домашних хозяйств

Важно отметить, что среди других показателей развития информационного общества используется показатель (международный рейтинг), значение которого определяется не министерством, а международным сообществом.

В [1] приведены также основные индикаторы связи и информатизации за 2005-2010 гг. и показатели развития рынка информационно-коммуникационных технологий (ИКТ) в 2005-2010 гг.

Анализируя эти данные можно отметить, что ещё низки такие показатели как телефонная плотность (особенно на сельских телефонных сетях), уровень цифровизации местных сетей связи общего пользования (ССОП), количество постоянных пользователей Internet, доля оптического кабеля на первичной сети.

На сегодняшний день только 26% оборудования, используемого на сетях местной телефонной связи в Российской Федерации, соответствует мировому уровню. За период до 2015 года предусматривается модернизировать около трёх четвертей номерной ёмкости существующих сетей связи общего пользования, что составляет свыше 20 млн. номеров. Кроме

модернизации морально и физически устаревшей техники, планируется увеличение общего количества телефонов в стране на 16,5 млн. номеров. Таким образом, за период до 2015 года с целью модернизации и расширения местных телефонных сетей необходима закупка примерно 36 млн. номерной ёмкости, что в ценовом выражении может составить до 7,9 млрд. долларов США. Годовая потребность в стоимостном выражении составит свыше 1 млрд. долларов США в 2015 году.

Крайне острыми продолжают оставаться проблемы сельской связи и проблемы связи на труднодоступных территориях. Причины существующих проблем в нашей стране объясняются, прежде всего, высокой себестоимостью этих услуг связи и крайне низкой покупательной способностью населения.

В настоящее время около 50 тысяч населенных пунктов не имеют телефонной связи. Телефонная плотность на селе составляет примерно 14 телефонов на 100 жителей. В рассматриваемый период необходимо ввести номерную ёмкость телефонной сети 2700 - 2800 тысяч номеров, из которых 600 тысяч номеров идут на замену выводимого из эксплуатации оборудования.

Существующая система правового регулирования рынка телекоммуникационных услуг имеет ряд серьезных недостатков. К их числу следует отнести:

- ограничение рыночного потенциала традиционных операторов связи и создание неравных условий на рынке для традиционных и новых операторов;
- отсутствие эффективных механизмов, регулирующих деятельность по оказанию услуг присоединения;
- отсутствие последовательности в реализации принципов тарифного регулирования, установленных государством;
- отсутствие гарантий и механизма реализации права граждан Российской Федерации на доступ к сети связи общего пользования (ССОП) независимо от их местонахождения и уровня доходов;
- недостаточная защита национальных интересов при решении вопросов участия иностранных инвесторов в развитии национальной телекоммуникационной инфраструктуры.

Сегмент рынка услуг мобильной связи полностью либерализован и переживает период динамичного роста. Количество абонентов увеличивается не менее чем на 25% ежегодно. Потенциал роста рынка мобильной связи оценивается как высокий. В этом сегменте рынка развернулась

наиболее острая конкурентная борьба компаний-операторов, при этом первая пятерка компаний обслуживает 3/4 всех абонентов.

Ежегодный прирост пользователей Интернет составляет 15-16 процентов. Сегмент рынка оборудования для развития сети передачи данных, телематических услуг и Интернет является потенциально наиболее динамично растущим.

В настоящее время при построении мультисервисных сетей используются технологии IP/ATM, IP/MPLS, IP/GigabitEthernet. Основное преимущество технологии IP/MPLS перед IP/ATM в долгосрочной перспективе состоит в более высокой степени масштабирования (*scalability, extensibility*) – *расширяемости, возможности функционального наращивания системы путём добавления новых элементов или замены устаревших на более совершенные, без изменения архитектуры*. Таким свойством должна обладать, прежде всего, транспортная сеть. Предпочтительная область применения технологии IP/MPLS - ядро транспортной сети.

Масштабируемость означает также экономичную поддержку большого количества пользовательских потоков. Экономичность подразумевает возможность передачи через магистраль многочисленных потоков без слежения за каждым из них, а совокупно за множеством (путём агрегирования). Агрегирование потоков реализуется как в технологии ATM, так и MPLS: в ATM - это агрегирование отдельных виртуальных соединений (VCC) в общий виртуальный путь VPC, а в MPLS - агрегирование разных пользовательских потоков в общий класс доставки (Forwarding Equivalence Class, FEC) и передача их по общему пути (Label Switching Path, LSP).

При этом механизмы агрегирования в технологии MPLS более гибки и поддаются автоматизации. Если коммутатор ATM пользуется только таблицей коммутации второго уровня с идентификаторами виртуального канала (VCI) и тракта (VPI), то маршрутизатор MPLS, коммутирующий с помощью меток (Label Switched Router, LSR), имеет доступ к информации того же второго уровня, третьего (IP-адрес), четвёртого (порты TCP/UDP), а часто – и прикладного. Поэтому администратор может не конфигурировать отображение соединений виртуальных каналов (VCC) на соединения виртуальных трактов (VPC) вручную, а написать несколько правил агрегирования с учётом разных признаков трафика, в том числе и высокоуровневого, и предоставить дальнейшую работу LSR. Ещё одним отличительным свойством MPLS, повышающим её масштабируемость, является неограниченное число уровней иерархии меток и, соответст-

венно, агрегирования путей - вместо двух уровней (VPC/VCC) в технологии ATM [2].

Технологии ATM и MPLS выполняют в современных транспортных сетях одни и те же функции: создание виртуальных соединений на звеньевом уровне. Создание виртуальных соединений обеспечивает:

- дифференцированное обслуживание различных типов пользовательских потоков данных (поддержка соглашения об уровне качества услуг доставки информации – Service Level Agreement, SLA);
- оптимальное использование ресурсов на основе рационального выбора маршрутов следования потоков данных через сеть (с помощью методов управления трафиком – Traffic Engineering, TE).

В технологии ATM имеется несколько ограничителей, из-за которых её масштабируемость не может выходить за определенные рамки. Самым принципиальным ограничителем является фиксированный и очень небольшой размер ячейки – 53 байта, 48 из которых переносят пользовательские данные. Малый размер ячейки был выбран с целью создания предсказуемых условий переноса через магистральную сеть чувствительной к задержкам голосовой информации со скоростью 155 Мбит/с (скорость 155 Мбит/с была наиболее распространенной в сетях ATM в начале 90-х годов 20-го века). За прошедшие 15 лет масштабы скоростей транспортных сетей изменились, в настоящее время технологии доставки информации работают уже со скоростью 10 Гбит/с (10GigabitEthernet, 10GE) и более.

Затраты вычислительной мощности любого пакетного коммуникационного устройства, независимо от поддерживаемой им технологии, пропорциональны количеству обрабатываемых пакетов (кадров, ячеек), а не их размеру. Поэтому производительность коммутатора ATM должна быть примерно в 100 раз больше, чем производительность маршрутизатора IP, работающего с пакетами размером 4500 - 5500 октетов. При этом разница задержки при доставке на физическом уровне вследствие различий размера ячеек и пакетов не превышает наносекундных величин и не ощущается пользователями сети.

Преимущество ATM - тонкая и разнообразная поддержка дифференцированного обслуживания потоков разных типов, которая всегда рассматривалась как наиболее сильная сторона ATM. Действительно, разработчики технологии всесторонне проанализировали все типы существующих потоков данных, разделили их на классы, для каждого создали отдельную службу (CBR, rtVBR, nrtVBR, ABR и UBR), призванную на-

илучшим образом поддерживать доставку соответствующего вида информации.

При этом узлы сети АТМ обеспечивают контроль параметров качества доставки информации по способу “из конца в конец” для *каждого отдельного виртуального соединения*, обеспечивая высокую степень гранулированности соглашений пользователя с администрацией сети (Service Level Agreement, SLA).

Неспособность сети с технологией MPLS поддерживать качество доставки информации подобным образом очень многие считают её слабостью и главной причиной сохранения технологии АТМ в магистральных сетях. Безусловно, проблемы с поддержкой качества доставки информации в сетях с технологией IP/MPLS существуют, но дело не в том, что MPLS не может поддерживать качество доставки информации пользователя на таком же уровне, что и АТМ. Сегодня ещё отсутствует стандарт ITU-T и других международных органов, устанавливающий для MPLS способы поддержки качества доставки информации в соответствии с особой ролью этой технологии, предназначенной для ядра сети, а не для её периферии.

Нужно отметить, что поддержка качества доставки информации вообще не встроена жестко в MPLS (если не считать зарезервированных 3 бит поля Exp в заголовке, которые используются для переноса признака приоритетности кадра). Подобное упрощение сделано сознательно, чтобы предоставить изготовителям и сетевым интеграторам свободу действий и возможность применять те из имеющихся механизмов поддержки качества доставки информации, которые наилучшим образом отвечают потребностям операторов сетей связи. Сегодня таким рекомендуемым механизмом является *дифференцированное обслуживание (DiffServ)*, он разработан для сетей IP и *ориентирован на работу с несколькими агрегированными классами сетевого трафика*, а не с отдельными пользовательскими соединениями, как в АТМ. Именно такая технология подходит для работы в ядре (core) транспортной сети.

В начале 21-го века наметилась тенденция применения связки технологий IP/MPLS в магистральной сети. При этом за технологией АТМ остаются сети доступа, где применение её вполне уместно. Большинство операторов связи экономически развитых стран мира поддерживают такое решение, считая сочетание “АТМ в сети доступа” и “IP/MPLS в ядре транспортной сети” рациональным и стратегически верным. Технология АТМ обладает преимуществами в случае использования приложений,

которым нужна гарантированная полоса пропускания, например, для приложений реального времени.

В России технология ATM не применяется в сети доступа из-за высокой стоимости программно-аппаратных средств.

Вопрос о том, должен ли в ядре сеть следующего поколения использовать режим с коммутацией каналов или с коммутацией пакетов, в наше время решён почти однозначно. В ядре сети будет использоваться режим с коммутацией пакетов. Причинами такого выбора являются:

- во-первых, интенсивность трафика данных, который по своей природе является пакетным, будет большей, чем трафика телефонии;
- во-вторых, сети с коммутацией каналов неэффективно используют имеющиеся ресурсы, занимая канал связи на все время с момента установления соединения и до его полного разъединения (даже в том случае, когда пользователь не передает информацию).

Более того, это будет сеть с коммутацией пакетов, основанная на стеке протоколов TCP/IP. Успех стека TCP/IP объясняется его способностью согласования почти с любой из базовых коммуникационных технологий (PPP, Ethernet, Token Ring, Frame Relay, ATM, IP/MPLS, SDH).

Наличие на рынке огромного количества программ и приложений, использующих протоколы TCP/IP, также способствует предпочтению TCP/IP другим сетевым протоколам. Наконец, использование TCP/IP в Internet, самой быстро развивающейся компьютерной сети нашего времени, позволяет предположить с большой степенью уверенности, что сеть следующего поколения будет использовать стек TCP/IP.

За долгие годы использования в корпоративных и частных сетях технология Ethernet по экономическим показателям превзошла практически все остальные технологии широкополосного доступа. Стандарт 10 Gigabit Ethernet (10GE), ориентированный для использования в сетях общего пользования, позволяет повысить экономичность сетей. Сегодня стоимость оборудования, использующего связку IP/Ethernet, составляет примерно десятую часть стоимости оборудования IP/ATM или IP/SDH. В 10GE применяется та же технология, что и в GE, Fast Ethernet, сохранены протокол многостанционного доступа с контролем несущей и обнаружением конфликтов (CSMA/CD) и формат кадра, но в качестве среды передачи используется ВОЛС. Эта технология доставки информации используется при построении магистралей корпоративных мультисервисных сетей и транспортных сетей NGN. Преимущество 10GE по сравнению с ATM состоит в том, что объёмы IP-пакетов и кадров Ethernet соизмеримы, по-

этому не требуется преобразование пакетов в кадры (ячейки АТМ) и обратное преобразование при доставке информации в транспортной сети.

В сетях следующего поколения делается попытка полностью отделить функции создания и управления предоставлением услуг и приложений от функций управления вызовом и ресурсами коммутации, а также попытка создания стандартизированных интерфейсов между уровнями, выполняющими эти функции [3-7]. Таким образом, у сетевых операторов должна появиться возможность развития этих уровней независимо друг от друга, а у фирм, разрабатывающих программное обеспечение и имеющих высокопрофессиональный штат программистов - значительно пополнить рынок услугами и приложениями, которые могут быть востребованы пользователями сети следующего поколения .

В свою очередь, *конкуренция*, которая возникнет на рынке предоставления услуг, призвана способствовать *снижению цен*, уменьшению срока ввода новых и повышению разнообразия предлагаемых услуг.

Средства обработки вызова и контроля будут сконцентрированы в одном месте, а средства коммутации и транспорта могут быть распределены по всей территории сети. Более того, увеличение объёма ресурсов тех объектов, которые реализуют эти две функции, будет обеспечиваться независимо друг от друга.

Современный этап развития мировой цивилизации характеризуется переходом от *индустриального к информационному обществу*. Такой переход предполагает наличие новых форм социальной и экономической деятельности, базирующихся на массовом использовании информационных и телекоммуникационных технологий.

Технологической основой информационного общества является *Глобальная Информационная Инфраструктура (Global Information Infrastructure, GII)* [2,3], которая должна обеспечить возможность доступа к информационным ресурсам каждого жителя планеты без дискриминации. *Информационную инфраструктуру составляет совокупность баз данных, средств обработки информации, взаимодействующих сетей связи и терминалов пользователя.*

Доступ к информационным ресурсам *GII* реализуется посредством услуг связи нового типа, получивших название услуг Информационного общества или *инфокоммуникационных услуг*. *Инфокоммуникационной услугой* называется услуга электросвязи, предполагающая *автоматизированную обработку, хранение или предоставление информации по запросу* с использованием средств вычислительной техники, как на вхо-

дящем, так и на исходящем конце соединения [3].

Наблюдаемые в настоящее время высокие темпы роста объемов предоставления инфокоммуникационных услуг позволяют прогнозировать их преобладание на сетях связи в ближайшем будущем.

На сегодняшний день развитие инфокоммуникационных услуг осуществляется, в основном, в рамках Internet, доступ к услугам которой обеспечивается через традиционные сети связи. В то же время, в ряде случаев услуги Internet, ввиду ограниченных возможностей её транспортной инфраструктуры, не отвечают современным требованиям, предъявляемым к услугам информационного общества. В связи с этим, развитие инфокоммуникационных услуг требует решения задач эффективного управления информационными ресурсами с одновременным расширением функциональности сетей связи. В свою очередь, это стимулирует процесс интеграции Internet и традиционных сетей связи.

Бизнес-модель, определяющая участников процесса предоставления инфокоммуникационных услуг и их взаимоотношение, также отличается от модели традиционных услуг электросвязи, в которой было представлено всего лишь три основных участника: оператор, абонент и пользователь. Новая деловая модель предполагает наличие *поставщика услуг*, который предоставляет инфокоммуникационные услуги абонентам и пользователям. При этом сам поставщик является потребителем услуг переноса, предоставляемых оператором сети связи. На рынке могут также присутствовать дополнительные виды поставщиков услуг: поставщики информации, брокеры, ретейлеры и так далее.

К инфокоммуникационным услугам предъявляются требования [4]:

- *мобильности*;
- *возможности гибкого и быстрого создания новых услуг*;
- *гарантии качества*.

Большое влияние на требования, предъявляемые к инфокоммуникационным услугам, оказывает *процесс конвергенции*, приводящий к тому, что эти услуги становятся доступными пользователям вне зависимости от способов доступа.

Принимая во внимание особенности инфокоммуникационных услуг, могут быть определены следующие требования к перспективным сетям связи:

- “*мультисервисность*”, термин выражает свойство независимости технологий предоставления услуг от транспортных технологий;
- “*широкополосность*”, термин выражает возможность гибкого и ди-

намического изменения скорости передачи информации в широком диапазоне в зависимости от текущих потребностей пользователя;

- “*мультимедийность*”, термин выражает способность сети передавать многокомпонентную информацию (речь, данные, видео, аудио) с необходимой *синхронизацией этих компонент в реальном времени* и использованием сложных конфигураций соединений;

- “*интеллектуальность*”, термин выражает возможность управления услугой, вызовом и соединением со стороны пользователя или поставщика услуг;

- “*инвариантность доступа*”, термин выражает возможность организации доступа к услугам независимо от используемой технологии;

- “*многооператорность*”, термин выражает возможность участия нескольких операторов в процессе предоставления услуги и разделение их ответственности в соответствии с их областью деятельности.

Существующие сети связи общего пользования с коммутацией каналов и коммутацией пакетов (СПД) в настоящее время не отвечают перечисленным выше требованиям. Ограниченные возможности традиционных сетей являются сдерживающим фактором на пути внедрения новых инфокоммуникационных услуг. С другой стороны, наращивание объёмов предоставляемых инфокоммуникационных услуг может негативно сказаться на качестве обслуживания базовых служб существующих сетей связи.

Всё это вынуждает учитывать наличие инфокоммуникационных услуг при планировании способов развития традиционных сетей связи в направлении создания мультисервисных сетей.

Стандарты глобальной информационной инфраструктуры должны обеспечить возможность взаимодействия и взаимосвязи (как с ориентацией на соединение (Connection-oriented, CO), так и без ориентации на соединение – Connectionless Oriented, CL) между большим разнообразием приложений и различных платформ (как на основе программных средств, так и аппаратных).

Телекоммуникационные сети (PSTN, DSN, ISDN, MN, IN, CN, OSN), использующие разные технологии (SC, PS, ATM, MPLS, SDH, WDM и др.), в настоящее время обеспечивают передачу данных и речи с высоким качеством и взаимодействуют друг с другом.

Сети с протоколами TCP/IP создают платформу, которая позволяет пользователям, связанным с различными сетевыми инфраструктурами, иметь общий набор приложений и обмениваться потоками данных, ка-

чество доставки которых не гарантируется. Стек протоколов TCP/IP совершенствуется (например, IPv6) с целью поддержки приложений голоса, видео, мультимедиа повышенного качества.

Наметившиеся тенденции конвергенции сетевых технологий таковы:

- технологии с коммутацией пакетов (ранее не ориентированные на установление соединений - Connectionless operation), например, использующие протокол IP, совершенствуются с целью повышения качества доставки информации (Guaranteed bearer services), благодаря предварительному установлению виртуальных соединений (Connection-oriented);

- узлы сетей с коммутацией каналов (PSTN и ISDN) будут обмениваться информацией через транспортные сети нового поколения с КП (IP/MPLS), что приведёт к понижению качества доставки информации (Unguaranteed bearer service), чувствительной к задержке, джиттеру (jitter) и потерям пакетов;

- сети с технологией ATM, обеспечивающие доставку информации любых приложений с высоким качеством (Guaranteed bearer service), предоставляют услуги доставки как с ориентацией на соединение, так и без ориентации на соединение (например, LANE ATM).

Глобальная информационная инфраструктура претендует на создание такой телекоммуникационной инфраструктуры, которая смогла бы объединить в себе все возможные виды информации (речь, данные, мультимедиа) и удовлетворяла бы требованиям каждого из них к качеству обслуживания (Quality of Service, QoS). Глобальная информационная архитектура объединяет ресурсы (рис. 1.7):

- инфраструктурные;
- сетевые (network resources);
- обработки и хранения информации (processing and storage resources);
- телекоммуникационного ПО (middleware resources).

В конвергентной ГИ различие между *услугами* и *приложениями* важно потому, что оно соответствует двум различным коммерческим схемам (бизнес схемам). Это отличие отражает также тот факт, что операторы телекоммуникационных сетей традиционно предлагали *услуги*, в то время как информационные технологии (ИТ) традиционно предлагали *приложения*. Под термином “конвергентная ГИ” понимают информационную инфраструктуру, в которой интегрируются различные типы трафика на единой технологической платформе и предоставляются разнообразные услуги и приложения.

Типичными приложениями, используемыми ГИ, являются:

- дистанционное обучение/электронные библиотеки;
- телемедицина;
- распределенная обработка информации;
- электронная торговля;
- электронная публикация;
- игры.

В ГИ заложено три основных принципа, следование которым позволит строить сети следующего поколения:

- сеть с пакетной коммутацией для всех видов трафика;
- единая коммуникационная и транспортная сеть для различных сетей доступа;
- сеть с распределенной архитектурой, где каждый уровень независим от других.

Объём информации, передаваемой через информационно-телекоммуникационную инфраструктуру мира, удваивается каждые 2 - 3 года. Появляются и успешно развиваются новые отрасли информационной индустрии, существенно возрастают информационная составляющая экономической активности субъектов рынка и влияние информационных технологий на научно-технический, интеллектуальный потенциал и здоровье нации. Начало XXI в., рассматриваемое как эра информационного общества, требующего для своего эффективного развития создания глобальной информационно-телекоммуникационной инфраструктуры, темпы развития которой должны быть опережающими по отношению к темпам развития экономики в целом. При этом создание российской информационно-телекоммуникационной инфраструктуры следует рассматривать как важнейший фактор подъема национальной экономики, роста деловой и интеллектуальной активности общества, укрепления авторитета страны в международном сообществе.

### **Список литературы**

1. <http://minsvyaz.ru/ru/directions/stat/stat/>.
2. [http://www.do.sibsutis.ru/magistr/courses\\_work/ssp\\_work/lec1.htm](http://www.do.sibsutis.ru/magistr/courses_work/ssp_work/lec1.htm).
3. Концептуальные положения по построению мультисервисных сетей на ВСС России. – Документ Министерства РФ по связи и информатизации. 2001 г.
4. Васильев А.Б., Соловьев С.П., Кучерявый А.Е. Системно-сетевые

решения по внедрению технологии NGN на российских сетях связи/ Электросвязь. 2005. - № 3.

5. Пинчук А.В., Соколов Н.А. Прагматическая концепция перехода к NGN/ Электросвязь. 2006. - № 6.

6. Кучерявый А.Е., Цуприков А.Л. Сети связи следующего поколения. – М.: ФГУП ЦНИИС. 2006. 278 с.

7. Филимонов А.Ю. Построение мультисервисных сетей Ethernet. – С.-Петербург, БХВ-Петербург. 2007. 277 с.

8. Крук Б.И., Попантопуло В.Н., Шувалов В.П. Телекоммуникационные системы и сети.- в 3-х томах, учеб.пособие.-М., Горячая линия – Телеком, 2004.

## СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ .....	3
1. СИСТЕМЫ СВЯЗИ ВЧ ДИАПАЗОНА .....	5
1.1. Замирания сигнала .....	5
1.2. Методы борьбы с ухудшением качества сигнала ВЧ диапазона .....	13
1.3. Чередование (interleaving) .....	17
2. ТРОПОСФЕРНЫЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ .....	28
2.1. Особенности тропосферного распространения радиоволн .....	28
2.2. Методы улучшения качества тропосферной связи .....	30
2.3. Повышение частотно-энергетической эффективности тропосферных систем связи .....	35
3. РАДИОРЕЛЕЙНЫЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ .....	45
3.1. Классификация радиорелейных линий .....	48
3.2. Виды модуляции, применяемые в радиорелейных системах передачи .....	51
3.3. Аппаратура радиорелейных линий прямой видимости .....	55
3.4. Передача ТВ сигналов по радиорелейным линиям .....	61
3.5. Особенности тропосферных радиорелейных линий .....	66
4. СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ .....	71
4.1. Классификация и архитектура спутниковых систем связи .....	71
4.2. Орбиты связных искусственных спутников Земли .....	73
4.3. Передача сигналов в спутниковых системах .....	77
4.4. Принципы построения спутниковых систем передачи с многостанционным доступом .....	78
4.5. Принципы построения систем спутникового телевещания - СТВ .....	83
5. СИСТЕМЫ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ .....	89
5.1. Основы построения систем сотовой связи (на основе радиоинтерфейса системы CDMAone (IS-95)) .....	92
5.2. Транкинговые системы радиосвязи (ТСР) .....	105
5.3. Системы персонального радиовызова .....	109
5.4. Системы беспроводных телефонов .....	110
6. БЕСПРОВОДНЫЕ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ .....	116
6.1. Механизм коллективного доступа в беспроводных локальных сетях .....	118

6.2. Преимущества и недостатки беспроводных локальных сетей .....	124
6.3. Стандарт Hiperlan .....	125
6.4. Технология WiMax .....	125
7. ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ .....	142
7.1. Классификация и архитектура волоконно-оптических систем передачи, способы организации двухсторонней связи, способы уплотнения оптических кабелей .....	144
7.2. Оптический линейный тракт: передатчики, приемники, источники излучения, модуляторы, усилители оптического излучения .....	154
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	169

## CONTENTS

Introduction .....	3
1. System of RF range .....	5
1.1. Signal fading .....	5
1.2. Methods of struggle with the deterioration of the quality of the signal HF range .....	13
1.3. The alternation (interleaving) .....	17
2. Tropospheric communication systems .....	28
2.1. Especially tropospheric propagation .....	28
2.2. Methods of improving the quality of tropospheric communication ...	30
2.3. Increase the frequency of the energy efficiency of tropospheric communication systems .....	35
3. Radio relay communication systems .....	45
3.1. Classification of radio relay lines .....	48
3.2. Types of modulation used in microwave transmission systems .....	51
3.3. The equipment of radio-relay line of sight .....	55
3.4. Transmission of TV signals in radio-relay lines .....	61
3.5. Especially tropospheric radio relay lines .....	66
4. Satellite communications systems .....	71
4.1. Classification and architecture of satellite communication systems .....	71
4.2. Orbit communication satellites .....	73
4.3. The transmission of signals to the satellite systems .....	77
4.4. Principles of construction of satellite communication systems with multistational access .....	78
4.5. Principles of construction of systems of satellite television-PTS .....	83
5. Mobile Radiocommunication systems .....	89
5.1. Bases of construction of systems of cellular communication (on the basis of the radio interface system CDMAone (is-95)) .....	92
5.2. Trunking Radiocommunication systems (TDS) .....	105
5.3. The system of personal radio paging .....	109
5.4. The system of wireless phones .....	110
6. Wireless networks of data transmission .....	116
6.1. Mechanism of collective access to a wireless local area networks .....	118
6.2. The advantages and disadvantages of a wireless local area networks .....	124

6.3. Hiperlan Standard.....	125
6.4. Technology Of WiMax .....	125
7. Fiber-optical systems of transfer .....	142
7.1. Classification and architecture of fiber-optic transmission systems, methods of organization of two-way communication, methods of sealing optical cables .....	144
7.2. Optical linear path: transmitters, receivers, sources of adiation, modulators, amplifiers optical radiation .....	154
Conclusion .....	169

НАУЧНОЕ ИЗДАНИЕ

Елена Анатольевна Чернецова

СИСТЕМЫ И СЕТИ  
ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Часть 3  
Системы цифровой связи

Монография

*Редактор: О.С. Крайнова*  
*Компьютерная верстка: К.П. Ерёмин*

ЛР № 020309 от 30.12.96

---

Подписано в печать 27.04.15. Формат 60×90 1/8. Гарнитура “Таймс”.  
Печать цифровая. Усл. печ. л. 11,6. Тираж 200 экз. Заказ № 407.  
РГГМУ, 195196, Санкт-Петербург, Малоохтинский пр. 98.  
Отпечатано в ЦОП РГГМУ

---

Книгу можно приобрести в издательстве и книжном киоске РГГМУ  
по адресу: 195196, Санкт-Петербург, Малоохтинский пр., 98.