

УЧЕБНИК

ДЛЯ ВЫСШЕЙ
УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ

СПЕЦИАЛЬНОСТЬ



МНОГО- КАНАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ

В "РАДИО И СВЯЗЬ"

А.С.

МНОГОКАНАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ

Под редакцией Н. Н. БАЕВОЙ
и В. Н. ГОРДИЕНКО

*Допущено Министерством связи РФ
в качестве учебника для студентов вузов связи,
обучающихся по специальностям 200900 и 201000*



МОСКВА "РАДИО И СВЯЗЬ" 1997

УДК 621.3.052
ББК 32.88
М 73

Авторы: Н. Н. Баева, В. Н. Гордиенко, С. А. Курицын, А. Ю. Персиянов,
М. С. Тверецкий, Г. Л. Хазанов, М. К. Цыбулин

Рецензенты: В. И. Иванов, В. В. Крухмалев

Многоканальные системы передачи: Учебник для вузов/
М73 Н. Н. Баева, В. Н. Гордиенко, С. А. Курицын и др.; Под
ред. Н. Н. Баевой и В. Н. Гордиенко. – М.: Радио и связь,
1996. – с.: ил.

ISBN 5-256-01292-4.

Рассматриваются основные принципы построения аналоговых и цифровых систем передачи. Излагаются вопросы формирования и передачи многоканальных сигналов, реализации основных функциональных узлов аппаратуры систем передачи, проектирования и эксплуатации оборудования и линий передачи.

Для студентов вузов связи, обучающихся по специальностям "Многоканальные телекоммуникационные системы".

ББК 32.88

Учебное издание

Баева Наталья Николаевна, Гордиенко Владимир Николаевич, Курицын Сергей Александрович, Персиянов Александр Юрьевич, Тверецкий Михаил Серафимович, Хазанов Григорий Львович, Цыбулин Михаил Кронидович

Многоканальные системы передачи

Учебник

Редакторы Е. В. Комарова, В. Н. Вяльцев
Художественный и технический редактор С. Ф. Романова
Корректор

ИБ 2708

ЛР № 010164 от 29.01.97

Сдано в набор 97 г. Подписано в печать 97 г. Формат 60×881/16. Бумага офсетная. Гарнитура "Таймс". Печать офсетная. Усл. печ. л. Усл. кр.-отт. Уч. изд. л. Тираж экз. Изд. № 23812 Зак. № 1771. С-

Издательство "Радио и связь". 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

АООТ "Политех-4"
129110, Москва, Б. Переяславская, д. 46

ISBN 5-256-01292-4

© Баева Н. Н., Гордиенко В. Н.,
Курицын С. А. и др., 1997.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящий учебник написан в соответствии с программой по курсу "Многоканальные системы передачи", который является профилирующим для студентов, обучающихся по специальности 201000 "Многоканальные телекоммуникационные системы". Кроме того, учебник может быть полезен студентам специальностей 200900 "Сети связи и системы коммуникации" и 071700 "Физика и техника оптической связи".

При написании учебника авторы учитывали, что этому курсу предшествует изучение ряда общетехнических и специальных дисциплин, в которых излагались вопросы теории линейных и нелинейных электрических цепей, теории электрической связи, электронных приборов, импульсной и вычислительной техники и др.

Учебник охватывает широкий круг вопросов, относящихся к системам передачи с частотным и временным разделением каналов. В первую очередь это вопросы построения аналоговых и цифровых систем, методов формирования и передачи многоканальных сигналов, реализации основных функциональных узлов аппаратуры систем передачи, проектирования и эксплуатации оборудования и линий передачи.

В авторский коллектив учебника вошли преподаватели Московского технического университета связи и информатики (МТУСИ), Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций (С.-П.ГУТ) и Сибирской государственной академии телекоммуникаций и информатики (СибГАТИ). Введение, § 1.1, 1.2, 6.1 написаны М. К. Цыбулиным; § 1.5, гл. 2 и 5, § 6.3, 6.4 – Н. Н. Боевой; гл. 3 и 4, § 13.1 и 13.2 – Г. Л. Хазановым; § 1.4 и гл. 7 – 10 – С. А. Курицыным и А. Ю. Персияновым; § 1.3, 6.2, 6.4, гл. 11 и 12 – М. С. Тверецким; § 7.5, 13.3, 13.4 и гл. 14 – В. Н. Гордиенко.

Авторы выражают признательность проф. В. И. Иванову и В. В. Крухмалеву за рецензирование рукописи и ценные замечания, способствовавшие улучшению содержания учебника.

ВВЕДЕНИЕ

В соответствии с изменениями условий жизни, развитием культуры и техники средства общения между людьми (средства связи) непрерывно совершенствуются. В настоящий момент средства связи стали неотъемлемой частью производственного процесса и нашего быта. Современные системы связи должны не только гарантировать быструю обработку и высокую надежность передачи информации, но и обеспечивать выполнение этих функций наиболее экономическим способом.

Любая информация передается по каналам связи, в состав которых входят: передатчик, линия связи и приемник. *Линией связи* называется среда распространения электромагнитных волн, используемая для передачи сигналов от передатчика к приемнику. Такой средой могут быть воздушная, кабельная, радиорелейная линии связи, волноводы, световоды и т. д. Совокупность источника сообщений, передатчика, линии связи, приемника и получателя сообщений образует *систему связи*. Из всех элементов системы наибольший процент стоимости приходится на линии связи. Поэтому встает проблема разработки таких систем и методов, которые позволяют одновременно передавать по одной физической цепи (например, паре кабеля) большое число независимых сообщений, т.е. использовать линию многократно. Такие системы передачи называются *многоканальными телекоммуникационными*. Связь, осуществляемую с помощью этих систем, принято называть *многоканальной*.

Основными задачами, которые решаются при создании многоканальной связи, являются увеличение дальности связи и числа каналов и обеспечение высокого качества передачи информации.

В истории развития средств связи можно выделить несколько этапов.

Первый этап характеризуется появлением электрической связи — созданием первого электромагнитного телеграфа, изобретенного в начале 30-х годов XIX века русским ученым П. Л. Шиллингом. Задача увеличения дальности связи была успешно решена русским академиком Б. С. Якоби, предложившим в 1858 г. телеграфную трансляцию. В том же году было положено начало

повышению эффективности использования линейных сооружений: русский инженер З. Я. Слонимский изобрел дуплексное телеграфирование.

Первый вклад в технику многоканальной связи был сделан Г. И. Морозовым в 1869 г., предложившим способ одновременного телеграфирования по общей цепи с помощью токов различных частот.

Началом развития телефонной связи считается 1876 г., когда американец А. Белл предложил применять для передачи речи на расстояние электромагнитный прибор, названный *телефоном*. В 1878 г. была разработана схема телефонного аппарата с угольным микрофоном. Тогда же Т. Эдисон предложил использовать в передающей части схемы трансформатор, что обеспечивало двустороннюю передачу и большую дальность.

В 1880 г. Г. Г. Игнатъев создал схему одновременной передачи сигналов телеграфирования и телефонирования, основанную на частотном разделении каналов с помощью простейших электрических фильтров. В это же время Пиккар и Каило предложили схемы для одновременной передачи телеграфных и телефонных сигналов на основе пространственного разделения каналов (принцип уравновешенного моста). Таким образом были созданы предпосылки для построения многоканальных систем передачи (МСП).

Второй этап развития многоканальной связи фактически начинается с разработки дуплексных усилителей. В 1915 г. инженер, капитан русской армии В. И. Коваленков продемонстрировал макет ламповых телефонных трансляторов на Всероссийском съезде инженеров-электриков. Предложенная им идея усилителя двустороннего действия с дифференциальной системой до настоящего времени остается основой построения дуплексных усилителей каналов тональной частоты. Первый телефонный транслятор системы Коваленкова был установлен в Бологом в 1922 г. и обеспечил уверенную связь Петрограда с Москвой. Впоследствии были организованы телефонные магистрали большой протяженности (Москва – Тбилиси, Москва – Магнитогорск и др.), т. е. на втором этапе теоретически была решена проблема увеличения дальности связи.

Третий этап фактически решал проблему многоканальности. В конце 20-х годов был практически реализован полосовой фильтр, с помощью которого осуществлялось выделение одной боковой полосы частот при формировании амплитудно-модулированного сигнала. Это позволило уже к 1930 г. разработать и выпустить первую отечественную трехканальную систему передачи. В 1940 г. была сдана в опытную эксплуатацию первая в СССР 12-канальная система передачи по воздушным линиям из

цветных металлов. В эти же годы началась разработка кабельных линий связи, были созданы симметричные и коаксиальные кабели, пригодные для использования в широком диапазоне частот.

Особенно интенсивно техника многоканальной связи стала развиваться в послевоенные годы. Было налажено производство симметричного кабеля, разработана аппаратура К-12, а затем 24- и 60-канальные системы К-24-2 и К-60. В последующие годы появились системы К-120, К-300, К-1920, К-3600, К-2700, К-5400 и К-10800, предназначенные для передачи информации по коаксиальным кабелям. Все более широкое применение стали получать радиорелейные линии большой емкости. Наряду с аналоговыми системами передачи (АСП) стали бурно развиваться цифровые системы передачи (ЦСП), за которыми открывается более широкая перспектива использования. В России отечественные ЦСП (ИКМ-30, ИКМ-120, ИКМ-480, ИКМ-1920 и др.) постепенно вытесняют аналоговые.

Наиболее перспективными признаются волоконно-оптические системы передачи (ВОСП). По сравнению с системами, работающими по электрическому кабелю, ВОСП обладают рядом преимуществ, основными из которых являются: широкая полоса пропускания, позволяющая организовывать требуемое число каналов по одному волоконно-оптическому тракту; возможность предоставления абоненту наряду с телефонной связью других видов услуг (телевидение, телефакс, широкополосное радиовещание, различные телематические и справочные службы, реклама, местная связь и др.); высокая защищенность от электромагнитных помех; малое километрическое затухание и, следовательно, возможность увеличения длины регенерационного участка; значительная экономия цветных металлов и потенциально низкая стоимость оптического кабеля. В настоящее время на городских телефонных сетях активно внедряются ВОСП ИКМ-120-4/5, ИКМ-480-5, на магистральных и зонавых – "Сопка-2", "Сопка-3", "Сопка-4", "Сопка-5" и др.

На базе нового отечественного и зарубежного оборудования в перспективе (к 2010 г.) должна быть построена Телекоммуникационная сеть России (ТСР) общего пользования, в которую войдут сети Министерства связи и других ведомств, а также частные сети. Телекоммуникационная сеть России будет оснащена цифровыми автоматическими коммуникационными станциями, цифровыми и оптическими системами передачи, волоконно-оптическими кабелями связи, спутниковыми и радиорелейными системами связи. На сети будет действовать 58 – 85 млн терминалов (аналоговых, цифровых и многофункциональных телефонных аппаратов). Телефонная плотность достигнет уровня 35 – 51 терминалов на 100 жителей, т. е. достигнет современного уровня

крупных промышленно развитых стран. Поскольку ТСР будет развиваться в течение 15 лет, предусмотрено оснащение ее новыми техническими средствами связи.

Телекоммуникационная связь России как информационная транспортная среда позволит создать:

интеллектуальную сеть России (ИСР), которая предоставит абонентам расширенный набор услуг в заданное время в заданном месте, в том числе службы с оплатой вызываемым абонентом (служба "800" и аналогичные ей). Эта сеть будет наиболее массовой и предоставит услуги всем абонентам ТСР;

Российскую сеть передачи данных (РСПД), которая позволит производственным, банковским и коммерческим структурам вести обмен данными как с отечественными, так и с зарубежными организациями;

цифровую сеть связи с интеграцией служб (ЦСИС), предоставляющую комплексные услуги ограниченному кругу абонентов (2...6 % от числа абонентов ТСР). Абонент сможет одновременно использовать такие терминалы, как многофункциональный телефон, факсимильный аппарат, телекс, видеотекс и др.;

сотовые мобильные и персональные сети связи (СМПС), которые предоставляют услуги связи абоненту, находящемуся в движении (в автомобиле, поезде, самолете). Портативные терминалы массой 300...500 г позволят абоненту получать услуги связи в любом месте. Число таких абонентов достигнет уровня 1 % к 2000 г. и 10...20 % к 2010 г. от числа абонентов ТСР;

широкополосные цифровые сети с интеграцией услуг (Ш-ЦСИС) со скоростью обмена информацией свыше 140 Мбит/с.

Создание ТСР потребует от научно-исследовательских и проектных организаций связи проработки комплекса системных и сетевых вопросов, а от промышленных НИИ, НПО и ПО – разработки базовых технических средств систем и сетей связи, которые должны быть конкурентоспособными с зарубежными образцами.

ГЛАВА 1. ОСНОВЫ ПОСТРОЕНИЯ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

1.1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Связь – это процесс передачи некоторых сообщений от источника к получателю. *Сообщением* называют совокупность сведений о состоянии какого-либо материального объекта. Источник и получатель сообщений разделены некоторой средой, в которой источник образует возмущения, отображающие сообщение и воспринимаемые получателем. Физическая реальность, изменения которой в пространстве и во времени отображают передаваемое сообщение, называется *сигналом* (например, при разговоре в качестве сигнала выступает изменяющееся в пространстве и во времени воздушное давление). Для передачи различного рода сообщений широко используются *электрические сигналы* – электромагнитные колебания, изменения параметров которых отображают передаваемые сообщения. Электрические сигналы имеют ряд существенных преимуществ перед сигналами другой физической природы – они могут передаваться на весьма большие расстояния, их форму можно преобразовывать сравнительно простыми техническими средствами, скорость их распространения близка к скорости света.

Передача сообщений с помощью электрических сигналов называется *электросвязью*. В зависимости от передаваемых сообщений существуют различные виды электросвязи – телефонная, телеграфная, передачи данных и др. Комплекс технических средств, обеспечивающих передачу сигналов электросвязи, называется *системой электросвязи*.

В пункте передачи такой системы сигналы неэлектрической природы, порождаемые источником сообщений, преобразуются в электрические сигналы, а в пункте приема происходит обратное преобразование электрических сигналов в сигналы, воспринимаемые получателем. При этих преобразованиях для правильного восстановления сообщения обязательно должно соблюдаться взаимно-однозначное соответствие между каждым из возможных сообщений и электрическим сигналом, переносящим это сооб-

щение. Устройство, формирующее на передаче электрические сигналы, называется *первичным преобразователем передачи*, а сигнал на его выходе — *первичным сигналом*. Соответствующее устройство на приеме называется *первичным преобразователем приема*. Например, при передаче речевых сообщений первичным преобразователем передачи является микрофон, а первичным преобразователем приема — телефон. Первичные преобразователи передачи и приема называются также *оконечными аппаратами* или *оконечными устройствами*.

Канал передачи — это совокупность технических средств и среды распространения, обеспечивающая передачу электромагнитных сигналов, ограниченных по мощности в определенной области частот, или с определенной скоростью. *Система передачи* — это совокупность технических средств, обеспечивающая формирование каналов передачи.

В состав системы передачи кроме аппаратуры, осуществляющей преобразование и усиление сигналов, входят устройства электропитания, телеуправления и телесигнализации, а также среда распространения, т. е. *линии передачи* — проводные или радиолнии. *Проводными* называются линии, в которых электромагнитные сигналы распространяются в пространстве вдоль непрерывной направляющей среды. К проводным относятся воздушные и кабельные линии (электрические и световодные), волноводы и т. п. В *радиолниях* сообщения передаются посредством радиоволн в открытом пространстве. В наземных радиорелейных линиях используются дециметровые и более короткие радиоволны, а ретрансляция сигналов производится с помощью наземных приемопередающих станций. В системах космической связи ретрансляционные станции устанавливаются на искусственных спутниках Земли. Для связи с подвижными объектами все большее распространение получают сотовые сети и системы связи.

Наиболее дорогостоящей и громоздкой частью систем электросвязи являются линии передачи. Применительно к проводным линиям вводится понятие *цепи связи*, представляющей собой совокупность проводов, по которым передается один электрический сигнал. При использовании радиолний аналогичным понятием является *ствол*. В системе электрической связи применяются преимущественно двух- и четырехпроводные цепи. В большинстве случаев, исходя из экономических и технических соображений, возникает необходимость одновременной и независимой передачи по одной цепи (одному стволу) большого числа сообщений, т. е. необходимость организации большого числа независимых каналов.

Системой N-канальной связи называется совокупность технических средств, обеспечивающих одновременную и независимую

передачу сообщений от N источников к N получателям по одной цепи связи. К передатчику N -канальной системы связи подводятся первичные сигналы от N источников сообщений. Эти сигналы подвергаются специальной обработке и объединяются в общий групповой сигнал, поступающий на вход цепи связи. В приемной части системы из группового сигнала выделяются индивидуальные сигналы отдельных каналов, соответствующие передаваемым сообщениям и поступающие к N получателям. Такие системы передачи часто называются *многоканальными*.

Современные СП представляют собой комплекс разнообразных и весьма сложных взаимодействующих между собой электротехнических и радиоэлектронных устройств, предназначенных для формирования, передачи и приема электромагнитных сигналов, переносящих сообщения любого вида. В процессе передачи по линии связи сигналы теряют свою энергию (затухают), искажаются вследствие несовершенства (неидеальности характеристик) технических устройств, а кроме того, на них накладываются различные помехи. Поэтому СП должны быть построены так, чтобы, несмотря на искажения и помехи, сообщения восстанавливались с заданной точностью. Помимо высокого качества передачи информации СП должны обеспечивать необходимую надежность связи при ее организации на большие расстояния. Например, при организации международной связи протяженность международного участка может достигать нескольких десятков тысяч километров. Важнейшей задачей техники многоканальной связи является также достижение высокой экономической эффективности, которую можно, например, оценить стоимостью организации и эксплуатации 1 км канала связи.

Таким образом, основная задача техники многоканальной связи сводится к созданию СП, обеспечивающих требуемое число каналов, качество, надежность, эффективность и дальность связи.

1.2. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СЕТИ СВЯЗИ

Для удовлетворения потребностей всех отраслей народного хозяйства и населения в передаче различных сообщений между любыми пунктами страны создается *единая автоматизированная взаимоувязанная сеть связи* (ВСС) России, которая по мере разработки и внедрения новых средств связи непрерывно развивается и совершенствуется. Эта сеть организационно и технически объединяет все средства электрической связи по проводным, радиорелейным, спутниковым и другим линиям передачи. Все соединения на сети связи, контроль за их состоянием, выбор путей для передачи сообщений, т. е. все операции по управлению сетью,

должны быть автоматизированы. Единые жесткие нормы на параметры каналов и трактов обеспечивают высокое качество и надежность связи, а также возможность выхода на международную сеть связи. Таким образом, ВСС представляет собой весьма сложный комплекс технических средств электрической связи, образующий первичную сеть типовых каналов передачи и типовых групповых трактов.

Первичная сеть состоит из совокупности сетевых узлов, сетевых станций и линий передачи, образующих сеть типовых каналов и трактов, которые создаются аппаратурой многоканальных СП. Первичная сеть охватывает территорию всей страны и имеет трехступенчатую структуру, объединяя магистральную, внутризоновые и местные первичные сети.

Магистральная первичная сеть располагается на территории всей страны и соединяет между собой типовые каналы и групповые тракты разных внутризоновых первичных сетей в единую автоматически коммутируемую сеть.

Каждая *внутризоновая первичная сеть* располагается на территории одной зоны. Территория зоны, как правило, совпадает с административными границами области, края или республики. Каждая внутризоновая первичная сеть обеспечивает соединение между собой типовых каналов и групповых трактов разных местных сетей этой зоны.

Каждая *местная первичная сеть* создается на территории города или сельского района и называется соответственно *городской* (ГТС) или *сельской* (СТС).

Совокупность внутризоновой и местных первичных сетей на территории, совпадающей с зоной нумерации, образует *зональную первичную сеть*.

Основу комплекса технических средств первичной сети, как уже отмечалось, составляют сетевые узлы, сетевые станции и линии передачи. Сетевые узлы и станции наряду с выполнением общих функций по организации типовых групповых трактов и каналов и их предоставлению соответствующим вторичным сетям имеют некоторые отличительные особенности.

Сетевые узлы обычно размещаются на пересечении нескольких линий передачи, поэтому в них можно осуществить транзит и переключение трактов и каналов передачи, принадлежащих различным линиям передачи, в процессе управления первичной сетью. В зависимости от типа первичной сети, к которой принадлежит данный сетевой узел, ему присваивается название магистральное, внутризоновое, местное. В соответствии со структурой первичной сети все магистральные сетевые узлы обозначаются как узлы первого класса, внутризоновые — как узлы второго класса, местные — как узлы третьего класса. Кроме того, внутри

каждого класса сетевых узлов существует их разделение по назначению. Например, на магистральной первичной сети создаются территориальные сетевые узлы (ТСУ-1), сетевые узлы переключения (СУП-1) и сетевые узлы выделения (СУВ-1).

Сетевые станции в отличие от сетевых узлов являются оконечными точками соответствующих первичных сетей. На магистральной первичной сети создаются магистральные сетевые станции (МСС), на внутризональных первичных сетях – внутризональные сетевые станции (ВСС) и на местных первичных сетях – сетевые станции местные (ССМ). Они могут размещаться совместно с сетевыми узлами либо в удалении от них с организацией соединительных линий.

Наиболее крупным сетевым узлом является ТСУ-1, который располагается на пересечении нескольких достаточно мощных кабельных и радиорелейных линий. В ТСУ-1 все линии передачи, как правило, заканчиваются оконечной аппаратурой СП. В отличие от ТСУ-1 СУП-1 организуется на пересечении линий передачи меньшей мощности. В СУП-1 отдельные линии передачи могут заканчиваться оконечной аппаратурой СП, а для других линий могут быть организованы обслуживаемые усилительные пункты. Через СУВ-1 обычно проходит одна линия передачи и организуется выделение сетевых трактов или каналов передачи с целью предоставления их вторичным сетям и потребителям.

На базе каналов и групповых трактов первичной сети организуются *вторичные сети*, каждая из которых представляет собой совокупность коммутационных станций, узлов коммутации, оконечных абонентских устройств и каналов вторичной сети. В зависимости от вида электросвязи вторичные сети носят названия: телефонной, телеграфной, сети передачи данных, звукового вещания, телевизионного вещания и т. п. На базе этих вторичных сетей организуются общегосударственные системы связи, например общегосударственная система телефонной связи. Каналу электросвязи вторичной сети присваивается название в зависимости от вида сообщения, например телефонный канал связи, телеграфный канал связи, канал передачи данных и т. д. Кроме того, в зависимости от вида вторичной сети, к которой принадлежит канал, его называют междугородным, зональным или местным.

Формирование канала электросвязи ВСС осуществляется с помощью коммутационных станций и узлов коммутации вторичной сети, на которых выполняются операции, обеспечивающие соединение отдельных каналов вторичной сети ВСС. На междугородных телефонных сетях используются узлы автоматической коммутации первого и второго классов (УАК-1 и УАК-2) и автоматические междугородные телефонные станции (АМТС). На зо-

новых телефонных сетях используются зональные телефонные узлы (ЗТУ), центральные станции (ЦС), узловое станции (УС), оконечные станции (ОС), узлы и станции ГТС и СТС.

Узлы и станции вторичных сетей размещаются совместно (в одном населенном пункте либо в общем здании) с соответствующими узлами и станциями первичных сетей, которые им предоставляют необходимое число сетевых трактов и каналов передачи.

Более подробную информацию о построении сети связи и систем коммутации студенты получают в соответствующих курсах. В данном случае важно понять, что системы передачи являются основным связующим звеном на сети связи.

1.3. СИГНАЛЫ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ И МЕТОДЫ ИХ ОПИСАНИЯ

Уровни передачи

Электросвязь предназначена для передачи сообщений посредством электрических сигналов. В общем случае сообщением является совокупность сведений о состоянии какого-либо материального объекта, поэтому в пункте передачи посредством оконечного (абонентского) аппарата должен быть сформирован электрический сигнал, называемый *первичным* и соответствующий данному сообщению. В пункте приема абонентский аппарат осуществляет обратный процесс – в соответствии с принятым первичным сигналом формирует сообщение. Так, при передаче сигналов звукового вещания сообщением является изменение звукового давления, оконечным аппаратом передачи – микрофон, а приема – громкоговоритель.

Электрические сигналы количественно можно характеризовать мощностью, напряжением и (или) током. Однако в технике электросвязи принято пользоваться логарифмическими характеристиками (*уровнями передачи*), что позволяет существенно упростить многие расчеты. Уровни передачи, вычисленные посредством десятичных логарифмов, называются *децибелами* (дБ), а посредством натуральных – *неперами* (Нп). В настоящее время принято пользоваться децибелами.

Уровни передачи по мощности, напряжению и току определяются соответственно по формулам

$$p_m = 10 \lg (P_x/P_0), p_u = 20 \lg (U_x/U_0), p_i = 20 \lg (I_x/I_0),$$

где P_x , U_x , I_x – величины мощности, напряжения и тока в рассматриваемой точке x ; P_0 , U_0 , I_0 – величины, принятые за исходные. Если известны значения сопротивлений Z_x и Z_0 , на кото-

рых выделяются мощности P_x и P_0 , то на основании известного соотношения $P = U^2/|Z| = I^2|Z|$ между уровнями передачи по мощности, напряжению и току могут быть найдены зависимости:

$$p_m = 10 \lg \frac{U_x^2}{|Z_x|} \frac{|Z_0|}{U_0^2} = p_n + 10 \lg \frac{|Z_0|}{|Z_x|},$$

$$p_m = 10 \lg \frac{I_x^2 |Z_x|}{I_0^2 |Z_0|} = p_r - 10 \lg \frac{|Z_0|}{|Z_x|},$$

$$p_n = p_r - 20 \lg \frac{|Z_0|}{|Z_x|}.$$

Очевидно, что при $|Z_x| = |Z_0|$ уровни $p_m = p_n = p_r$.

Если за исходные величины мощности, напряжения и тока приняты соответственно $P_0 = 1 \text{ мВт}$ (мВ·А), $U_0 = 0,7746 \text{ В}$ и $I_0 = 1,291 \text{ мА}$, то вычисленные уровни называют *абсолютными* и обозначают дБм, дБн и дБт. Заметим, что указанные значения U_0 и I_0 получены в предположении, что $P_0 = 1 \text{ мВ} \cdot \text{А}$ выделяется на сопротивлении $|Z_0| = 600 \text{ Ом}$.

При подаче на вход исправного и отрегулированного тракта синусоидального сигнала с абсолютным уровнем и частотой, рекомендованными для измерения этого тракта, в точках тракта устанавливаются абсолютные уровни, которые называются *измерительными*. Измерительные уровни содержатся в техническом паспорте тракта и удобны при проверке и настройке последнего.

Иногда в качестве исходных величин принимают значения P_n , U_n , I_n , установленные в начале тракта или в точке, принятой условно за начало. Тогда вычисленные уровни

$$p_{m0} = 10 \lg (P_x/P_n), p_{n0} = 20 \lg (U_x/U_n), p_{t0} = 20 \lg (I_x/I_n).$$

называют *относительными* и обозначают дБом, дБон и дБот соответственно. Эти уровни широко используют при измерениях передаточных характеристик трактов, поскольку их значения оказываются численно равными усилению по мощности, напряжению или току участка тракта от начала до данной точки. Очевидно, что отрицательные значения уровней при этом будут соответствовать не усилению, а затуханию данного участка.

При нормировании величин сигналов и помех в каналах и трактах используется понятие точки нулевого относительного уровня по мощности (ТНОУ). Абсолютный уровень p_{m0} , определенный в ТНОУ, обозначается как дБмО. Для перехода от уровня сигнала p_{m0} к уровню по мощности p_m в данной точке тракта

пользуются соотношением $P_M = P_{M0} + P_{M \text{ изм}}$, где $P_{M \text{ изм}}$ — измерительный уровень по мощности в данной точке тракта.

Параметры и характеристики сигналов

Сигналы связи во времени меняют свои мгновенные значения, причем эти изменения могут быть предсказаны лишь с некоторой (меньше единицы) вероятностью. Таким образом, сигналы связи являются случайными процессами и их описание, естественно, должно осуществляться посредством методов, аналогичных методам описания случайных процессов.

В общем случае сигналы связи соответствуют неэргодическому и нестационарному случайному процессу, что весьма усложняет методы их описания. Поэтому принято *моделировать* реальные сигналы эргодическим и стационарным (в широком смысле) случайным процессом, полученным в результате двойного усреднения — вначале по множеству реализаций определяются числовые характеристики для достаточно большого числа моментов времени, а затем эти характеристики усредняются по времени. Полученная таким образом модель отображает некоторый "среднестатистический" сигнал, параметры которого и используются при практических расчетах. При этом очевидно, что в расчетах неизбежно возникают ошибки, которые преодолеваются некоторым завышением требований к рассчитываемым устройствам с помощью машинных и натуральных экспериментов и т. д.

Следует отметить, что постоянно проводятся работы по накоплению статистических материалов с целью совершенствования моделей сигналов. Параметры моделей приводятся в рекомендациях Международного консультативного комитета по телефонии и телеграфии (МККТТ).

Рассмотрим основные параметры сигналов как числовые характеристики моделированного случайного процесса $u(t)$. При этом усреднение будем производить во времени на интервале от $-T/2$ до $T/2$, принимая усредненное значение как предел при T , стремящемся к бесконечности. Заметим, что это справедливо лишь для модели сигналов, поскольку реализации сигналов конечны, т. е. заданы на некотором интервале времени от t_1 до t_2 . Измерения также выполняются в конечных временных интервалах, что приводит к возникновению погрешности, которая оказывается тем больше, чем меньше интервал измерений. С учетом сказанного средние параметры сигналов нормируются по-разному на интервалах 1 с, 1 мин, 1 ч.

Электрический параметр — *постоянная составляющая* — это среднее значение случайного процесса:

$$U_{\text{ср}} = \overline{u(t)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u(t) dt.$$

Постоянная составляющая во времени неизменна, но ее величина случайна. Для многих сигналов связи постоянная составляющая равна нулю.

Электрический параметр — *переменная составляющая* — это центрированный случайный процесс:

$$u_{\text{ср}}(t) = u(t) - u(t).$$

Средняя мощность — это мощность переменной составляющей (постоянная составляющая при этом не учитывается, так как не несет информации):

$$P_{\text{ср}} = \overline{u_{\text{ср}}^2(t)} / 1 \text{ Ом} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u_{\text{ср}}^2(t) dt.$$

Средняя мощность совпадает с дисперсией случайного процесса — мерой его разброса около среднего значения. Положительное значение $u_{\text{эф}} = \sqrt{P_{\text{ср}} \cdot 1 \text{ Ом}}$ называют *эффективным* или *действующим напряжением* сигнала.

Максимальная мощность P_{max} — это мощность синусоидального сигнала с амплитудой $U_{\text{м}}$, которая превышаетя мгновенными значениями переменной составляющей сигнала $u_{\text{ср}}(t)$ с определенной, достаточно малой вероятностью ε . Для различных видов сигналов ε принимают равной 10^{-2} , 10^{-3} , а иногда и 10^{-5} .

Минимальная мощность P_{min} чаще всего принимается равной допустимой среднеквадратической ошибке при приеме сигналов данного вида, которая устанавливается экспериментально. В свою очередь, среднеквадратическая ошибка обычно равна средней мощности допустимой флуктуационной помехи: $P_{\text{min}} = P_{\text{пср}}$.

Иногда минимальная мощность сигнала принимается равной мощности синусоидального сигнала с амплитудой $U_{\text{мин}}$, которая превышаетя мгновенными значениями переменной составляющей $u_{\text{ср}}(t)$ с определенной, достаточно большой вероятностью $(1 - \varepsilon)$. Обычно принимают $(1 - \varepsilon) = 0,98$.

Возможно использование логарифмических отношений вышеназванных величин: $10 \lg (P_{\text{max}} / P_{\text{ср}}) = Q_{\text{с}}$ — пик-фактор сигнала; $10 \lg (P_{\text{max}} / P_{\text{min}}) = D_{\text{с}}$ — динамический диапазон сигнала; $10 \lg (P_{\text{ср}} / P_{\text{пср}}) = A_{\text{пс}}$ — помехозащищенность сигнала. Две последние величины используются и для характеристик трактов передачи сигналов. При этом $D_{\text{т}} = 10 \lg (P_{\text{им}} / P_{\text{пср}})$, где $P_{\text{им}}$ — неискаженная мощность на выходе тракта, $A_{\text{зт}} = 10 \lg (P_{\text{изм}} / P_{\text{пср}})$, где

$P_{\text{изм}}$ – мощность измерительного сигнала на выходе. Тогда при передаче сигналов должны выполняться следующие неравенства: $D_{\text{т}} \geq D_{\text{с}}$; $A_{\text{эт}} > A_{\text{пзс}}$; $P_{\text{ср}} < P_{\text{изм}}$.

Для оценки скорости изменения сигнала используют функцию автокорреляции

$$R(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u_-(t) u_-(t+\tau) dt = u_-(t) u_-(t+\tau).$$

Очевидно, что при $\tau = 0$ $R(0) = P_{\text{ср}}$. Величина $r(\tau) = R(\tau)/R(0)$ называется *коэффициентом автокорреляции*. Собственно мерой скорости изменения сигнала является *интервал корреляции* τ_0 – время, через которое утрачивается статистическая зависимость между $u_-(t)$ и $u_-(t+\tau)$:

$$\tau_0 = (2 \int_0^{\infty} R(\tau) d\tau) / R(0).$$

Посредством косинус-преобразования Фурье можно получить *спектральную плотность* процесса $G(f)$ по функции автокорреляции:

$$G(f) = 4 \int_0^{\infty} R(\tau) \cos 2\pi f \tau dt$$

или обратно:

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} G(f) \cos 2\pi f \tau df,$$

где $G(f)$ – спектральная плотность, или мощность процесса, определенная в бесконечно малой полосе df вблизи частоты f . В

конечной полосе частот средняя мощность $P_{f_1, f_2} = \int_{f_1}^{f_2} G(f) df$.

Эффективная ширина энергетического спектра сигнала

$$F_3 = (\int_0^{\infty} G(f) df) / G_{\text{max}}(f) = P_{\text{ср}} / G_{\text{max}}(f),$$

где $G_{\text{max}}(f)$ – максимальное значение спектральной плотности.

Очевидно, что $F_3 = 1/2 \tau_0$.

Эффективную ширину энергетического спектра сигнала не следует смешивать с *эффективно передаваемой полосой частот* сигнала, которая устанавливается экспериментально исходя из необходимо высокого качества передачи.

Потенциальный информационный объем цифрового сигнала $V_{\text{ис max}}$ может быть найден по формуле Шеннона для определения объема сигнала

$$V_{\text{ис}} = -F_{\text{т}} \sum_{i=1}^l p_i \log_2 p_i$$

где F_T — тактовая частота, т. е. число передаваемых отсчетов сигнала в секунду, l — число разрешенных значений отсчетов (разрешенных уровней); p_i — вероятность появления отсчета с уровнем i , если положить, что все уровни отсчетов равновероятны, т. е. $p_j = p_i = 1/l$. Тогда $V_{\text{ис max}} = F_T \log_2 l$.

Аналоговый сигнал согласно теореме Котельникова может быть представлен последовательностью дискретных отсчетов, следующих с частотой $F_{\text{д}} = 2F_{\text{в}}$, причем $F_{\text{в}}$ — верхняя частота эффективно передаваемого спектра сигнала. Число уровней сигнала, которые можно различить на приеме, может быть найдено как $l = \sqrt{1 + P_{\text{ср}}/P_{\text{п ср}}} = \sqrt{1 + 10^{0,1A}}_{\text{дБ}}$. Тогда $V_{\text{ис max}} = F_{\text{в}} \log_2 (1 + 10^{0,1A}_{\text{дБ}})$.

Первичные сигналы электросвязи

В настоящее время системы электросвязи могут передавать следующие первичные сигналы: телефонирования, звукового вещания, телеграфирования и передачи данных, факсимильные, телевизионного вещания. Рассмотрим основные параметры и характеристики этих сигналов.

Примечание. Сигналы телефонирования (ТФ) состоят из комбинации передаваемых в разные отрезки времени речевых сигналов и сигналов управления и взаимодействия (СУВ) коммутационных устройств. Последние можно рассматривать как разновидность сигналов передачи данных, поэтому при описании сигналов ТФ ограничимся параметрами и характеристиками речевых сигналов. Сигналы телевизионного вещания (ТВ) состоят из сигналов передачи подвижных изображений и звукового сопровождения. Последние передаются по отдельным каналам и ничем не отличаются от сигналов звукового вещания (ЗВ), которые будут рассмотрены самостоятельно. Поэтому можно считать, что сигналы ТВ являются сигналами передачи подвижных изображений.

Сигналы телефонирования представляют собой последовательности *речевых импульсов*, отделенных друг от друга паузами. Речевые импульсы соответствуют звукам речи, произносимым слитно, и весьма разнообразны по форме и амплитуде. Длительности отдельных импульсов также отличаются друг от друга, но обычно они близки к 100...150 мс. Паузы между импульсами изменяются в значительно большем диапазоне: от нескольких миллисекунд (межслововые паузы) до нескольких минут или даже десятков минут (паузы при выслушивании ответа собеседника).

Частотный спектр речевого сигнала очень широк, однако экспериментально было установлено, что для передачи с достаточно высоким качеством (удовлетворительной натуральностью и разборчивостью слогов 90 % и фраз 99 %) можно ограничиться полосой частот 0,3...3,4 кГц. Назовем $u_{\text{тф}}$ *эффективным (среднеквадратическим)* напряжением сигнала $u(t)$. Тогда можно записать

$$u_{\text{тф}} = \sqrt{P_{\text{тф}} \cdot 1 \text{ Ом}} = \sqrt{\frac{1}{T_{\text{н}}} \int_0^{T_{\text{н}}} u^2(t) dt},$$

где $P_{\text{тф}}$ — мощность сигнала, усредненная за время наблюдения T_n .

Отношение $y_{\text{тф}} = 10 \lg (P_{\text{тф}} / P_{\text{изм}})$ дБм0 называется *динамическим уровнем (волюмом)* ТФ сигнала. В этом выражении $P_{\text{изм}}$ — мощность измерительного сигнала в точке тракта, где проводится исследование. Согласно рекомендациям МККТТ волюмы измеряются специальным прибором (волюмометром), обеспечивающим квадратичный закон суммирования колебаний различных частот и имеющим логарифмическую шкалу (в децибелах) и постоянную времени (время интегрирования) $T_n = 200$ мс. Статистическими исследованиями установлено, что разброс волюмов подчиняется гауссовому закону распределения со средним значением $y_{\text{тф ср}} = -12,7$ дБм0 и среднеквадратическим отклонением $\sigma_y = 4,3$ дБ. На основании указанных данных можно определить среднюю мощность ТФ сигнала $P_{\text{тф ср}}$. Для этого необходимо перейти от среднего логарифма ($y_{\text{тф ср}}$) к логарифму среднего $p_{\text{тф ср}}$ — уровню, соответствующему средней мощности: $p_{\text{тф ср}} = y_{\text{тф ср}} + 0,115 \sigma_y^2 = -10,57$ дБм0. Тогда $P_{\text{тф ср}} = 1 \cdot 10^{0,1(-10,57)} = 88$ мкВт0 — средняя мощность ТФ сигнала без учета пауз в ТНОУ.

Влияние пауз учитывается посредством коэффициента активности K_a источника сигнала, равного отношению времени, в течение которого уровень сигнала на его выходе превышает установленное пороговое значение (обычно — 40 дБм0), к общему времени разговора. Для ТФ сигналов $K_a = 0,25$. Тогда средняя мощность ТФ сигнала с учетом пауз $P_{\text{тф ср п}} \approx K_a P_{\text{тф ср}} + 10 = 32$ мкВт0 (—15 дБм0), где второе слагаемое правой части, равное 10 мкВт0, вводится согласно рекомендациям МККТТ как поправка на повышенную мощность сигналов, сопровождающих ТФ разговор (служебные пререговоры персонала и СУВ, передаваемые по тому же каналу). Установлено также, что $P_{\text{тф max}} = 2220$ мкВт0 ($p_{\text{тф max}} = +3,5$ дБм0) при $\varepsilon = 10^{-3}$. При определении величины флуктуационной помехи, действующей на входе оконечного аппарата, ее приводят к эффективно воздействующей на органы слуха "взвешенной помехе". Суть "взвешивания" заключается в том, что на входе измерительного прибора устанавливается амплитудный корректор, частотная характеристика передачи которого повторяет среднестатистическую характеристику чувствительности системы "телефонный аппарат — слух". Очевидно, что взвешенное значение помехи будет меньше невзвешенного из-за меньшей чувствительности указанной системы на краях частотного диапазона, а значит, и большего затухания корректора на этих же частотах. Снижение действующего напряжения равномерно распределенной по спектру помехи определяется *псофометрическим коэффициентом* $K_{\text{пс}}$, равным 1,33 для полосы частот

0,3...3,4 кГц. Средняя мощность этой же помехи будет снижена в $1,33^2 = 1,77$ раза, а уровень — на $20 \lg 1,33 = 2,48$ дБ. В размерности взвешенных (псофометрических) величин вводится буква "п", например дБм0п, пВт0п и т. д.

Экспериментально установлено, что качество приема ТФ сигнала еще достаточно при средней мощности помехи 178000 пВт0 или 100000 пВт0п. При определении пик-фактора и помехозащищенности сигнала используют среднюю мощность сигнала без учета пауз: $Q_{\text{тф}} = 10 \lg (2220 \cdot 10^{-6} / 88 \cdot 10^{-6}) \approx 14$ дБ и $A_{\text{з,тф}} = 10 \lg (88 \cdot 10^{-6} / 178000 \cdot 10^{-12}) \approx 27$ дБ. Динамический диапазон ТФ сигнала $D_{\text{тф}} = 10 \lg (2220 \cdot 10^{-6} / 178000 \cdot 10^{-12}) \approx 41$ дБ. При оценке потенциального информационного объема необходимо учитывать коэффициент активности источника сигнала. Тогда $V_{\text{тф max}} = K_a F_v \log_2 (1 + 10^{0,1A_{\text{из тф}}}) = 0,25 \cdot 3400 \cdot 3,32 \lg (1 + 10^{0,1 \cdot 27}) = 7,6$ кбит/с. Здесь множитель $3,32 = 1/\lg 2$ — модуль перехода от двоичного логарифма к десятичному; F_v — верхняя эффективно передаваемая частота канала ТЧ, кГц.

Сигналы звукового вещания (ЗВ) по своему характеру близки к речевым телефонным сигналам, поэтому их отличия от последних носят количественный характер. Частотный спектр сигналов ЗВ ограничивают без заметного снижения качества передачи до 0,03...15 кГц для каналов высшего класса и до 0,05...10 кГц для каналов первого класса. Сигналы ЗВ по сравнению с телефонными имеют значительно меньше пауз, а энергия отдельных импульсов, особенно музыкальных, существенно превышает энергию речевых импульсов сигналов ТФ. Поэтому средняя мощность сигналов ЗВ намного больше средней мощности ТФ сигналов. Нормируются среднесекундная, среднeminутная и среднечасовая мощности $P_{\text{зв ср}}$, равные соответственно 4500, 2230 и 923 мкВт0. Максимальная мощность определяется при вероятности превышения $\epsilon = 0,02$ и составляет 8000 мкВт0. Минимальная мощность рассчитывается при вероятности превышения $(1 - \epsilon) = 0,98$. Ее значения различны для тех или иных видов сигналов и дают следующие значения динамического диапазона $D_{\text{зв}}$ сигналов ЗВ, дБ:

Речь диктора	до 35
Художественное чтение	до 50
Музыкальные и хоровые ансамбли	до 55
Симфонический оркестр	до 65

Взвешенная флуктуационная помеха на входе оконечного аппарата ЗВ не должна превышать 16000 пВт0п. Поскольку спектр помехи в каналах ЗВ шире, псофометрический коэффициент для них оказывается больше. Так, для канала первого класса

он равен 2, т. е. мощность невзвешенной помехи может достигать $16000 \cdot 2^2 = 64000$ пВт0, следовательно, помехозащищенность сигналов ЗВ должна быть не хуже $A_{\text{пз зв}} = 10 \lg (923 \cdot 10^{-6} / 64000 \cdot 10^{-12}) \approx 42$ дБ. Таким образом, потенциальная информационная емкость сигнала ЗВ первого класса может достигать $V_{\text{зв max}} = 10000 \cdot 3,32 \lg (1 + 10^{0,1 \cdot 42}) \approx 140$ кбит/с.

Сигналы телефонирования и передачи данных (ТП) чаще всего представляют последовательности униполярных или биполярных импульсов постоянной амплитуды, при этом положительный импульс обычно соответствует передаваемому знаку "1", а пропуск импульса или отрицательный – знаку "0". Частота следования "1" и "0" называется *тактовой частотой* F_T . Численно F_T соответствует скорости передачи информации (В) в бодах (Бод), а в данном случае (два разрешенных значения "1" и "0") – и скорости передачи в битах в секунду (бит/с).

Условно различают низкоскоростную (до 200 Бод), среднескоростную (300...1200 Бод) и высокоскоростную (свыше 1200 Бод) передачу данных. Поскольку каждый передаваемый импульс занимает полностью тактовый интервал, его длительность находится в пределах до 5 мс при низкоскоростной, от 3,3 до 0,8 мс при среднескоростной и менее 0,8 мс при высокоскоростной передачах.

Из курса теории электросвязи известно, что спектральная плотность случайного сигнала такого вида максимальна на нулевой частоте и имеет первый минимум на частоте F_T . Если спектр сигнала ограничивать ФНЧ, близким к идеальному, то уверенный прием сигнала возможен при частоте среза фильтра, равной или более $0,5F_T$, т. е. можно считать, что эти сигналы занимают полосу частот $0 \dots 0,5F_T$. Однако в реальных условиях верхнюю частоту спектра сигнала ТП принимают равной F_T или даже $1,2F_T$. Это обусловлено тем, что при некоторых видах передачи информация заложена и в изменении длительности импульса (допускаются ограниченные краевые искажения принимаемых импульсов), а также мешающим воздействием помех.

При передаче сигналов ТП допустимая вероятность ошибки равна около 10^{-5} . Это позволяет принять значение необходимой помехозащищенности, определяемой как отношение амплитуды импульса к действующему значению флуктуационной помехи, равным $A_{\text{з.тп}} = 12$ дБ. Методы подобных расчетов подробно рассмотрены ниже в разделе цифровых систем передачи.

Факсимильные сигналы (сигналы передачи неподвижных изображений) получаются в результате преобразования светового потока, отражаемого элементами изображения, в электрические сигналы. Падающий световой поток перемещается по изображе-

нию в определенной последовательности (например, по принципу строчной развертки). В такой же последовательности в приемном устройстве перемещается элемент, воздействующий в соответствии с принимаемыми сигналами на носитель записи и окрашивающий соответственно его участки. Так, на передаче световое пятно можно перемещать по передаваемому рисунку, а отраженный поток воспринимать фотоэлементом, на выходе которого будет получаться электрический сигнал. На приеме этот сигнал возбуждает светодиод. Перемещая сфокусированный в световоде световой поток синфазно с потоком на передаче по фоточувствительной бумаге, получаем фотокопию передаваемого изображения.

При передаче *штриховых изображений* (состоящих из черных и белых элементов, например газетной полосы) факсимильный сигнал (ФС) состоит из униполярных импульсов различной длительности, но одинаковой амплитуды. Принимается, что полоса частот такого сигнала находится в пределах $0 \dots F_p$, причем F_p — частота рисунка — связана с длительностью самого короткого импульса $\tau_{\text{и}}$ соотношением $F_p = 1/2 \tau_{\text{и}}$. В свою очередь, $\tau_{\text{и}}$ определяется диаметром светового пятна d_c и скоростью развертки V_p (скорость перемещения светового пятна по рисунку): $\tau_{\text{и}} = d_c / V_p$. При передаче документов выбирают $d_c = 0,15$ мм и $V_p \leq 440$ мм/с, тогда $\tau_{\text{и}} = 0,34$ мс, а $F_p \approx 1500$ Гц. При передаче газетных полос $d_c < 0,06$ мм, а $V_p \leq 30$ м/с. Частота рисунка при этом достигает 250 кГц.

Помехозащищенность сигналов ФС $A_{\text{пз фс}}$ (отношение амплитуды сигнала к действующему напряжению флуктуационной помехи) принимается равной 35 дБ. При передаче штриховых изображений потенциальная информационная емкость сигналов ФС $V_{\text{фсн max}} = 2F_p \log_2 2 = 2F_p$ бит/с.

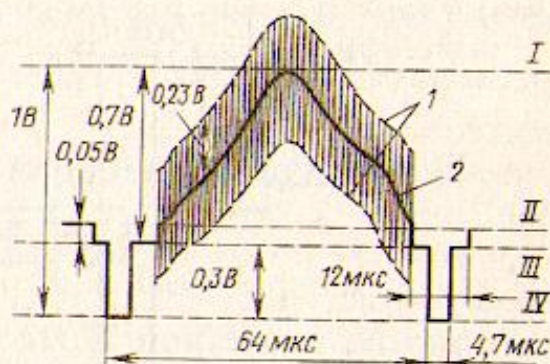
При передаче *полутонных изображений* в копиях должны различаться 16 градаций яркости, при этом динамический диапазон сигнала $D_{\text{фсп}} = 20 \lg ((16 + 1)/1) = 24,6$ дБ.

Оценим пик-фактор $Q_{\text{фсп}}$, если число градаций яркости $l = 16$. Будем считать, что все напряжения сигнала u_i , соответствующие i -м градациям яркости, имеют одинаковую вероятность появления $p = 1/l$. Соответствующее i -й градации напряжение $u_i = iU_m/l$, где U_m — амплитудное значение сигнала. В свою очередь значение среднеквадратического напряжения сигнала

$$u_{\text{ср}}^2 = \sum_{i=1}^l u_i^2 p_i = \sum_{i=1}^l \frac{i^2 U_m^2}{l^2} \frac{1}{l} = \frac{U_m^2}{l^3} \sum_{i=1}^l i^2.$$

Рис. 1.1. Осциллограмма одной строки полного ТВ сигнала:

I – уровень белого, II – уровень черного, III – уровень гашения, IV – уровень синхроимпульсов; 1 – сигнал цветности; 2 – сигнал яркости



Известно, что $\sum_{i=1}^l i^2 = l(l+1)(1+2l)/6$. Тогда

$$u_{\text{ср}}^2 = (U_{\text{м}}^2/l^2)(1+l)(1+2l)/6.$$

Поскольку можно считать, что $Q = 10 \lg (U_{\text{м}}^2/u_{\text{ср}}^2)$, то $Q_{\text{фсп}} = 10 \lg ((6l^2/(1+l)(1+2l)))$. При $l = 16$ $Q_{\text{фсп}} = 4,4$ дБ.

Заметим, что увеличение числа градаций яркости мало влияет на рост пик-фактора. Несложно показать, что при $l \rightarrow \infty$, пик-фактор $Q_{\text{фсп}}$ стремится к $10 \lg 3 = 4,8$ дБ.

Необходимая помехозащищенность полутоновых сигналов, как и штриховых, $A_{\text{зфс}} = 35$ дБ. При этом потенциальная информационная емкость полутоновых сигналов $V_{\text{фсп max}} = 2F_{\text{р}} \log_2 l = 2F_{\text{р}} \log_2 16 = 8F_{\text{р}}$ бит/с, т. е. в 4 раза больше, чем штриховых.

Сигналы телевизионного вещания (ТВ) состоят из суммы сигналов яркости (изображения), аналогичных полутоновым сигналам ФС, сигналов цветности и так называемой "синхросмеси" – комбинации импульсов синхронизации строк и полукадров и импульсов гашения обратного хода луча. Частота рисунка $F_{\text{р}}$ сигналов яркости может быть подсчитана исходя из того, что число элементов изображения в кадре равно $(4/3)m^2$, где $m = 625$ – число строк в кадре принятой системы ЦТ СЕКАМ, а $4/3$ – отношение размеров кадра по горизонтали и вертикали. Учитывая, что в секунду передается 25 кадров (50 полукадров, состоящих поочередно из четных и нечетных строк изображения), имеем $F_{\text{р}} = (4/3)m^2 25/2 = 6,5$ МГц. Однако практически вся энергия сигналов яркости сосредоточена в диапазоне 0...1,5 МГц.

Защищенность сигналов яркости от флуктуационной помехи должна быть не хуже 48 дБ. Поскольку высокие частоты сигнала соответствуют мелким деталям изображения, МККТТ рекомендует при оценке помехи пользоваться взвешивающим фильтром с падающей амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ). Уровень психофотометрической помехи ниже уровня помехи с равномерным спектральным распределением на 9 дБ ($K_{\text{пс}} = 2,82$), т. е. $A_{\text{зп}} = 57$ дБ.

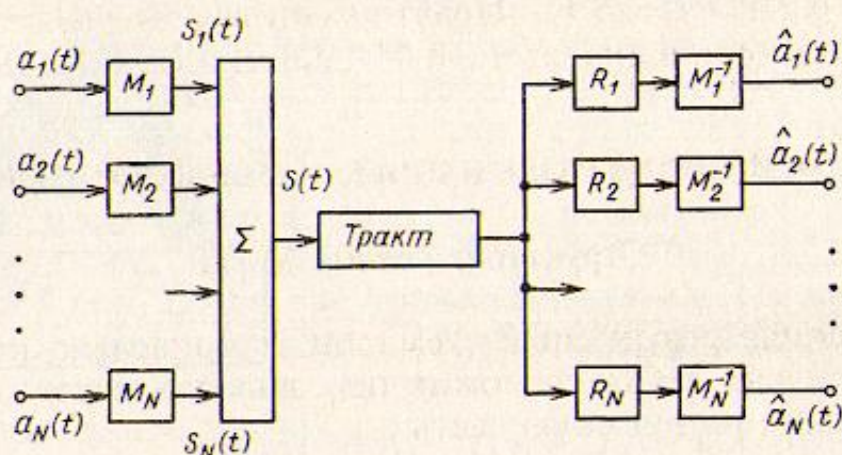


Рис. 1.2. Обобщенная структурная схема МСП

Число градаций яркости составляет 100, откуда $D_{ТВ} = 40$ дБ. Пик-фактор сигнала, как было показано при рассмотрении полутонового ФС сигнала, не превысит 4,8 дБ, а потенциальный информационный объем $V_{ТВ\ max} = 2 \cdot 6,5 \cdot 10^6 \cdot 3,32 \lg 100 = 86$ Мбит/с.

Сигналы цветности в этой системе представляют собой две поднесущие (4406,25 и 4250,00 кГц), промодулированные по частоте двумя чередующимися от строки к строке цветоразностными сигналами. Амплитуда поднесущих составляет 23% от размаха сигнала яркости. Частотный спектр сигналов цветности совмещается с верхней частью спектра сигнала яркости. Складываясь с сигналами яркости, сигналы цветности вызывают периодическое изменение яркости свечения экрана, что, однако, из-за инерционности зрения не влияет на восприятие изображения.

Нулевое напряжение сигнала яркости соответствует уровню черного, а максимальное — уровню белого. Импульсы синхронизации в этом случае передают отрицательным напряжением ("чернее черного"), чтобы они не воспроизводились на приемном экране. Принято, что размах полного ТВ сигнала на выходе телецентра составляет 1 В на нагрузке 75 Ом.

На рис. 1.1 приведена осциллограмма одной строки полного ТВ сигнала, там же указаны соотношения между отдельными составляющими и длительности строки, импульса гашения и строчного синхроимпульса. Полукадры, состоящие примерно из 310 строк, отделяют друг от друга 25 чистыми строками (передаются только строчные синхроимпульсы и импульсы гашения). В этот промежуток через три строки после окончания полукадра вводится полукадровый синхроимпульс длительностью в три строки. При этом передача строчных синхроимпульсов и импульсов гашения не прекращается.

Спектр сигналов синхросмеси линейчатый с частотами $mf_{пк}$, $nf_{ст} \pm mf_{пк}$, где n и m — целые числа; $f_{пк}$ — частота следования полукадровых импульсов, равная 50 Гц; $f_{ст}$ — частота следования

строчных, равная 15625 Гц. Практически вся энергия этих сигналов сосредоточена в диапазоне 0,05...300 кГц ($n \approx m < 18$).

1.4. ПРИНЦИПЫ РАЗДЕЛЕНИЯ КАНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

Структурная схема МСП

Обобщенная структурная схема МСП приведена на рис. 1.2. В общем случае МСП содержит передающую часть, групповой тракт передачи и приемную часть.

На вход передающей части поступают первичные электрические сигналы, адекватно отражающие соответствующие им сообщения. В качестве первичных могут использоваться сигналы: телефонные, звукового вещания, телеграфные и факсимильные, передачи данных, телевидения и др. От вида первичного сигнала зависят его средняя мощность и требуемая полоса частот. Ширина спектра первичных сигналов может быть как конечной, так и бесконечной.

В передающем устройстве первичные сигналы $a_1(t), \dots, a_N(t)$, объединенные в однотипные группы, преобразуются в каналные сигналы $S_i(t) = M_i[a_i(t)]$ с помощью операторов преобразования M_1, \dots, M_N . Преобразование первичных сигналов в каналные может быть линейным или нелинейным. Для *линейного преобразования* справедливо

$$\begin{aligned} M[\alpha_1 a_1(t) + \alpha_2 a_2(t) + \dots + \alpha_N a_N(t)] &= \\ &= \alpha_1 M[a_1(t)] + \alpha_2 M[a_2(t)] + \dots + \alpha_N M[a_N(t)]. \end{aligned}$$

При невыполнении этого условия преобразование будет нелинейным.

В процессе преобразования первичных сигналов в каналные необходимо каждый сигнал наделить отличительными признаками, что позволило бы на приемной стороне разделить групповой сигнал на каналные. Групповой сигнал $S(t)$ образуется путем суммирования каналных сигналов, т. е.

$$S(t) = \sum_{n=1}^N S_n(t) = \sum_{n=1}^N M_n[a_n(t)].$$

Возможны и другие методы формирования группового сигнала, не отвечающие свойству аддитивности.

Как групповой, так и каналные сигналы в процессе преобразований и при прохождении по направляющей среде (линии связи, стволу) претерпевают линейные и нелинейные искажения. Поэтому на выходе направляющей среды вместо $S(t)$ наблюдает-

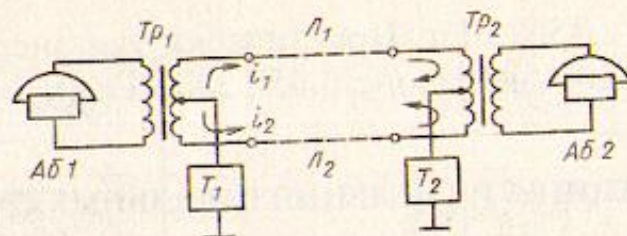


Рис. 1.3. К понятию искусственной несимметричной цепи

ся сигнал $\hat{S}(t)$, называемый *оценкой* переданного сигнала, отличающийся от $S(t)$.

На приемной стороне необходимо из оценки переданного группового сигнала вначале выделить индивидуальные каналные сигналы. Поскольку принимаемый сигнал $\hat{S}(t)$ отличается от переданного $S(t)$, то выделенные на приеме каналные сигналы отличаются от переданных, т. е. вместо совокупности переданных сигналов $\{S_n(t)\}$ на приеме имеется лишь совокупность оценок этих сигналов $\{\hat{S}(t)\}$.

Разделение группового сигнала на индивидуальные каналные осуществляется с помощью операторов разделения R_n , т. е. процедура разделения сводится к операции

$$\hat{S}_n(t) = R_n \{ \hat{S}(t) \}, \quad n = \overline{1, N}.$$

Операторы разделения R_n могут быть линейными и нелинейными. В соответствии с этим МСП называется *системой с линейным разделением сигналов*, если разделяющие операторы R_n линейны, в противном случае система передачи называется *нелинейной*.

На следующем этапе необходимо из оценок индивидуальных каналных сигналов выделить первичные сигналы, которые отличаются от переданных. Процесс преобразования каналных сигналов в первичные сводится к тому, что к каждому принятому каналному сигналу применяется оператор, обратный M_n , т. е.

$$M_n^{-1} \{ M_n [\hat{a}_n(t)] \} = \hat{a}_n(t).$$

Методы организации многоканальной передачи сообщений можно разделить на простейшие, или *мостовые*, когда первичные сигналы передаются без какого-либо преобразования в исходном диапазоне частот, и методы, основанные на дополнительном преобразовании первичных сигналов в каналные с наделением их отличительными признаками.

Простейшие методы разделения сигналов

Простейшие методы организации многоканальной передачи сообщений основаны на применении двухпроводных линий

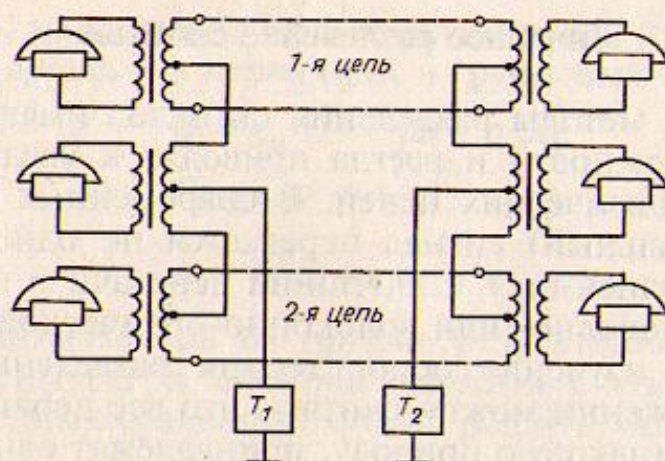


Рис. 1.4. К понятию построения искусственной симметричной цепи

связи с симметрирующими трансформаторами. Так, с помощью одной двухпроводной симметричной линии связи можно организовать одну несимметричную линию связи, называемую искусственной или фантомной цепью (рис. 1.3). Несимметричная искусственная цепь была впервые предложена Пикаром для одновременной передачи телефонного и телеграфного сигналов.

Телефонная связь между абонентами $Аб_1$ и $Аб_2$ осуществляется по двухпроводной физической цепи. Абоненты к цепи подключены через дифференциальные трансформаторы Tr_1 и Tr_2 . К средним точкам линейных обмоток трансформаторов подключены телеграфные аппараты T_1 и T_2 , работающие по несимметричной искусственной цепи, одним проводом которой является земля. Ток i от телеграфного аппарата разветвляется: по проводу L_1 протекает ток i_1 , а по проводу L_2 — ток i_2 . При одинаковом сопротивлении этих проводов и симметрии их относительно земли $i_1 = i_2$ и создаваемые этими токами магнитные потоки в трансформаторах Tr_1 и Tr_2 компенсируют друг друга. Следовательно, влияние телеграфного сигнала на телефонный отсутствует.

В настоящее время такой метод передачи используется только для организации дистанционного питания с обслуживаемых усилительных пунктов (ОУП) на необслуживаемые усилительные пункты (НУП), а также для передачи сигналов телеконтроля.

При наличии двух одинаковых двухпроводных цепей можно получить дополнительную искусственную двухпроводную цепь для организации телефонной связи и одну несимметричную искусственную цепь для передачи телеграфного сигнала (рис. 1.4).

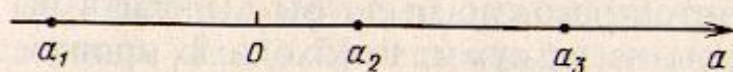


Рис. 1.5. Пространство одномерных сигналов

Линейное разделение сигналов

Простейшие методы разделения сигналов имеют очень ограниченные возможности и всегда приводят к увеличению числа используемых физических цепей. В современных МСП групповой (многоканальный) сигнал передается по одной какой-либо среде распространения, т. е. по линии передачи — проводной, радиолинии, воловодно- или волоконно-оптической.

В процессе изучения основ теории разделения сигналов в первом приближении можно считать, что все первичные сигналы $a_n(t)$ имеют одинаковую природу, принадлежат одному пространству сигналов и обладают одинаковой шириной спектра f_{max} . Поэтому на основании теоремы Котельникова каждый из первичных сигналов $a_n(t)$ полностью описывается отсчетами мгновенных значений $a_n(i\Delta t)$, следующими через интервалы дискретизации $\Delta t \leq 1/f_{max}$. Следовательно, в конкретные моменты $i\Delta t$ отсчеты первичных сигналов проектируются в виде точек $a_n(i\Delta t)$ на ось напряжений или токов (рис. 1.5).

В курсе МП, в части теории линейного разделения, ставится задача выделения из группового сигнала $\hat{S}(i\Delta t)$ всех первичных сигналов $\{\hat{a}_n(i\Delta t)\}$, $n = 1, N$.

Предположим, что на передающей стороне групповой сигнал формируется из совокупности первичных сигналов $\{a_n(i\Delta t)\}$ путем их суммирования с определенными весовыми коэффициентами e_n , т. е.

$$S(i\Delta t) = e_1 a_1(i\Delta t) + \dots + e_N a_N(i\Delta t). \quad (1.1)$$

В каждый момент времени $i\Delta t$ конкретные значения $S(i\Delta t)$ передаются каким-либо образом из пункта передачи в приемный пункт. При отсутствии влияния помех и искажений в процессе передачи группового сигнала $S(i\Delta t)$ в пункте приема он будет точно соответствовать переданному. Теперь, получив на приеме групповой сигнал и зная закон его формирования, а также полные сведения о коэффициентах e_n , нужно найти $\hat{a}_1(i\Delta t), \dots, \hat{a}_N(i\Delta t)$, т. е. по существу ставится задача решения одного линейного уравнения с N неизвестными. Вместе с тем хорошо известно, что одно линейное уравнение с N неизвестными имеет бесчисленное множество решений, т. е. задача поставлена некорректно. Для того чтобы можно было бы выделить на приеме первичные сигналы из их сумм, необходимо произвести по крайней мере N измерений группового сигнала, т. е. получим N линейных уравнений.

Положим, например, $N = 3$ и опустим для простоты аргумент дискретного времени в первичных и групповых сигналах. Тогда

$$\begin{aligned} S_1 &= e_{11}a_1 + e_{12}a_2 + e_{13}a_3, \\ S_2 &= e_{21}a_1 + e_{22}a_2 + e_{23}a_3, \\ S_3 &= e_{31}a_1 + e_{32}a_2 + e_{33}a_3. \end{aligned} \quad (1.2)$$

При наличии теперь на приеме результатов трех измерений группового сигнала и априори известных коэффициентов e_{nk} систему линейных уравнений можно решить, например, методом Крамера, т. е.

$$a_1 = \Delta_1 / \Delta, \quad a_2 = \Delta_2 / \Delta, \quad a_3 = \Delta_3 / \Delta,$$

где $\Delta, \Delta_1, \Delta_2, \Delta_3$ — соответственно главный и вспомогательные определители.

Система линейных уравнений (1.2) обладает единственным решением, если главный определитель $\Delta \neq 0$. В противном случае система будет либо несовместной, либо неоднозначной, т. е. иметь бесчисленное множество решений.

Условие $\Delta \neq 0$ означает, что линейные уравнения системы (1.2) независимы, т. е. ни одно уравнение этой системы не может быть получено путем линейной комбинации других уравнений.


Условие линейного разделения сигналов

Условие линейной независимости уравнений системы (1.2), определяющее возможность линейного разделения группового сигнала на индивидуальные, означает, что столбцы матрицы E , соответствующей определителю Δ , линейно независимы. Это же относится и к строкам.

Условие линейной независимости столбцов соблюдается только тогда, когда тождество

$$\alpha_1 \begin{bmatrix} e_{11} \\ e_{21} \\ e_{31} \end{bmatrix} + \alpha_2 \begin{bmatrix} e_{12} \\ e_{22} \\ e_{32} \end{bmatrix} + \alpha_3 \begin{bmatrix} e_{13} \\ e_{23} \\ e_{33} \end{bmatrix} \equiv \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (1.3)$$

что имеет место лишь при условии $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = 0$. Если тождество выполняется хотя бы при одном $\alpha_n \neq 0$, то система линейных уравнений (1.2) будет линейно зависимой, а следовательно, из группового сигнала $\{S_1, S_2, S_3\}$ нельзя выделить первичные сигналы a_1, a_2, a_3 .

В курсе линейной алгебры  ностолбцовые матрицы принято

называть *векторами*. Поэтому тождество (1.3) целесообразно переписать в виде

$$\alpha_1 \vec{e}_1 + \alpha_2 \vec{e}_2 + \alpha_3 \vec{e}_3 = \vec{0}, \quad (1.4)$$

где $\vec{e}_1 = \begin{bmatrix} e_{11} \\ e_{21} \\ e_{31} \end{bmatrix}$; $\vec{e}_2 = \begin{bmatrix} e_{12} \\ e_{22} \\ e_{32} \end{bmatrix}$; $\vec{e}_3 = \begin{bmatrix} e_{13} \\ e_{23} \\ e_{33} \end{bmatrix}$ — векторы.

При выявлении связи между \vec{e}_1 , \vec{e}_2 , \vec{e}_3 следует составить определитель Грама:

$$G = \begin{bmatrix} \gamma_{11} & \gamma_{12} & \gamma_{13} \\ \gamma_{21} & \gamma_{22} & \gamma_{23} \\ \gamma_{31} & \gamma_{32} & \gamma_{33} \end{bmatrix},$$

где $\gamma_{nk} = \sum_{e=1}^N \vec{e}_{en}^T \vec{e}_{ek} = \vec{e}_n^T \vec{e}_k$ — скалярное произведение векторов \vec{e}_n и \vec{e}_k ; T означает знак транспонирования матрицы.

Напомним, что транспонирование матрицы означает поворот ее относительно главной диагонали, а транспонирование вектора-столбца переводит в его вектор-строку. Например, если

$$\vec{e}_1 = \begin{bmatrix} e_{11} \\ e_{21} \\ e_{31} \end{bmatrix},$$

то $\vec{e}_1^T = [e_{11} e_{21} e_{31}]$.

Если определитель Грама положителен, то векторы $\vec{e}_1, \vec{e}_2, \vec{e}_3$ линейно независимы. Если же $G = 0$, то векторы будут линейно зависимы.

Пример. Пусть будут заданы два вектора:

$$\vec{e}_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad \vec{e}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}.$$

Следует определить, какие это векторы: линейно зависимые или же независимые. Это можно сделать с помощью как соотношения (1.4), так и определителя Грама.

На основании соотношения (1.4) имеем

$$\alpha_1 \vec{e}_1 + \alpha_2 \vec{e}_2 = \alpha_1 \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} + \alpha_2 \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

или

$$\alpha_1 \cdot 1 + \alpha_2 \cdot 0 = 0,$$

$$\alpha_1 \cdot 1 + \alpha_2 \cdot 1 = 0.$$

Из первого уравнения находим, что $\alpha_1 = 0$, а после подстановки α_1 во второе уравнение устанавливаем, что $\alpha_2 = 0$. Следовательно, векторы \vec{e}_1 и \vec{e}_2 линейно независимы.

Если же воспользоваться определителем Грама, то после вычисления коэффициентов γ_{nk} получим

$$G = \begin{bmatrix} \vec{e}_1^T \vec{e}_1 & \vec{e}_1^T \vec{e}_2 \\ \vec{e}_2^T \vec{e}_1 & \vec{e}_2^T \vec{e}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} = 1 > 0.$$

Таким образом, снова приходим к выводу, что векторы \vec{e}_1 , \vec{e}_2 линейно независимы.

Теперь возьмем в качестве второго варианта векторы

$$\vec{e}_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \end{bmatrix}; \quad \vec{e}_2 = \begin{bmatrix} 2 \\ 4 \end{bmatrix}.$$

Сразу же видим, что $\vec{e}_2 = 2\vec{e}_1$, т. е. \vec{e}_2 пропорционален \vec{e}_1 . Воспользовавшись соотношением (1.4) или определителем Грама, убеждаемся в линейной зависимости этих векторов.

Максимальное число линейно разделимых сигналов в N -мерном линейном пространстве

Напомним, что размерность линейного векторного пространства определяется числом координат используемых векторов. Пусть заданы N линейно независимых векторов в N -мерном линейном пространстве. Тогда на основании (1.4) для этих векторов справедливо соотношение

$$\alpha_1 \vec{e}_1 + \dots + \alpha_N \vec{e}_N \equiv 0. \quad (1.5)$$

Возьмем еще один вектор \vec{e}_{N+1} в том же N -мерном пространстве. Добавив его в уравнение (1.5), получим

$$\alpha_1 \vec{e}_1 + \dots + \alpha_N \vec{e}_N + \vec{e}_{N+1} \equiv 0.$$

Это уравнение перепишем в виде

$$E\vec{\alpha} + \vec{e}_{N+1} = 0,$$

где $E = [\vec{e}_1, \dots, \vec{e}_N]$ — матрица, составленная из линейно независимых векторов, $\vec{\alpha} = [\alpha_1, \dots, \alpha_N]^T$ — вектор коэффициентов α_n .

Из этого уравнения находим, что $\vec{e}_{N+1} = -E\vec{\alpha}$ или

$$\vec{\alpha} = -E^{-1}\vec{e}_{N+1}.$$

Матрица E неособенная, поскольку ее столбцы линейно независимы. Тогда если только \vec{e}_{N+1} не нулевой вектор, то и $\vec{\alpha}$ также не нулевой вектор. Поэтому вектор \vec{e}_{N+1} является линейной комбинацией векторов $\vec{e}_1, \dots, \vec{e}_N$. Следовательно, в N -мерном пространстве может быть лишь N линейно разделимых сигналов.

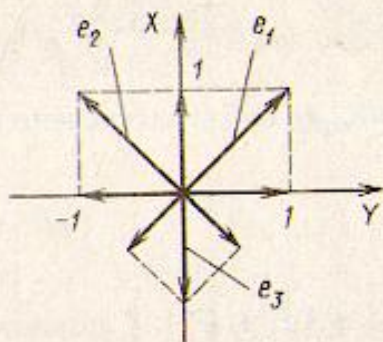


Рис. 1.6 К определению максимального числа линейно-независимых сигналов

Пр и м е р. Пусть будут заданы два вектора

$$\vec{e}_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}; \vec{e}_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}.$$

Возьмем третий вектор, например

$$\vec{e}_3 = \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Составим уравнение

$$\vec{e}_3 = \alpha_1 \vec{e}_1 + \alpha_2 \vec{e}_2.$$

Решая это уравнение относительно α_1 , α_2 , определяем, что $\alpha_1 = \alpha_2 = 0,5$. Таким образом, \vec{e}_3 линейно связан с \vec{e}_1 и \vec{e}_2 .

Поскольку векторы \vec{e}_1, \vec{e}_2 представлены в двумерном пространстве, т. е. на плоскости, то этот пример может быть легко решен геометрически. На рис. 1.6 показаны векторы \vec{e}_1 и \vec{e}_2 ; вектор \vec{e}_3 определяется геометрической суммой векторов \vec{e}_1 и \vec{e}_2 .

Формирование группового сигнала

С учетом введенных ранее обозначений перепишем систему линейных уравнений (1.2) в следующем виде:

$$\begin{aligned} \vec{S} &= a_1 \vec{e}_1 + a_2 \vec{e}_2 + a_3 \vec{e}_3 = \\ &= \vec{S}_1 + \vec{S}_2 + \vec{S}_3 = \sum_{n=1}^{N=3} \vec{S}_n, \end{aligned} \quad (1.6)$$

где $\vec{S} = [S_1, S_2, S_3]^T$ — вектор группового сигнала.

Соотношение (1.6) является алгоритмом формирования группового сигнала. Векторы $\vec{e}_1, \vec{e}_2, \vec{e}_3$ принято называть *переносчиками*, а векторы $\vec{S}_1, \vec{S}_2, \vec{S}_3$ — *канальными сигналами*.

Уравнение (1.6) можно представить в более компактной форме

$$\vec{S} = \mathbf{E}\vec{A}, \quad (1.7)$$

где $\vec{A} = [a_1, \dots, a_N]^T$ — вектор первичных сигналов, матрица была определена ранее.

Очевидным решением данного уравнения относительно \vec{A} является

$$\mathbf{E}^{-1}S = \mathbf{E}^{-1}\mathbf{E}\vec{A} = \vec{A} \quad (1.8)$$

Это уравнение правомерно тогда, и только тогда, когда матрица \mathbf{E} неособенная, т. е. ее определитель не равен нулю, а это имеет место, когда переносчики \vec{e}_n линейно независимы.

Таким образом, вновь убеждаемся, что линейная независимость переносчиков является необходимым и достаточным условием делимости группового сигнала.

Ортогональные переносчики. Разделение ортогональных сигналов

Как следует из (1.8), разделение группового сигнала на приеме сопряжено с обращением матрицы \mathbf{E} . При большой размерности этой матрицы, т. е. при большом N , операция обращения чрезвычайно трудоемка. Решение задачи существенно облегчается, если матрица ортогональна. Ортогональные матрицы обладают свойством $\mathbf{E}^{-1} = \mathbf{E}^T$.

Если матрица \mathbf{E} ортогональна, то должно выполняться условие

$$\begin{aligned} \mathbf{E}^{-1}\mathbf{E} = \mathbf{E}^T\mathbf{E} &= \begin{bmatrix} \vec{e}_1^T \\ \vec{e}_2^T \\ \vec{e}_3^T \end{bmatrix} [\vec{e}_1 \ \vec{e}_2 \ \vec{e}_3] = \\ &= \begin{bmatrix} \vec{e}_1^T \vec{e}_1 & \vec{e}_1^T \vec{e}_2 & \vec{e}_1^T \vec{e}_3 \\ \vec{e}_2^T \vec{e}_1 & \vec{e}_2^T \vec{e}_2 & \vec{e}_2^T \vec{e}_3 \\ \vec{e}_3^T \vec{e}_1 & \vec{e}_3^T \vec{e}_2 & \vec{e}_3^T \vec{e}_3 \end{bmatrix} = \mathbf{I}. \end{aligned}$$

где \mathbf{I} — единичная матрица; $\vec{e}_n^T \vec{e}_k$ — скалярное произведение векторов \vec{e}_n и \vec{e}_k соответственно.

Теперь видно, что для выполнения условия $\mathbf{E}^T\mathbf{E} = \mathbf{I}$ необходимо одновременное выполнение следующих условий:

$$e_n^T e_k = \begin{cases} 1, \forall n = k, \\ 0, \forall n \neq k. \end{cases}$$

Из курса математики известно, что векторы, обладающие указанными свойствами, называются *ортонормированными*, т. е. ортогональными с единичной нормой (длиной) вектора $\sqrt{\vec{e}_n^T \vec{e}_n} = 1, \forall n$. Свойство ортонормированности векторов-переносчиков обеспечивает разбиение векторного уравнения $\mathbf{E}^T\vec{S} = \vec{A}$ на N не связанных скалярных уравнений:

$$\vec{e}_1^T \vec{S} = a_1,$$

$$\vdots$$

$$\vec{e}_N^T \vec{S} = a_N$$

или $\vec{e}_n^T \vec{S} = a_n, n = \overline{1, N}$.

Таким образом, при применении ортогональных переносчиков операция разделения группового сигнала на приеме сводится к вычислению N скалярных произведений.

Пример. Пусть групповой сигнал будет сформирован из суммы ортогональных канальных сигналов $\vec{S} = a_1 \vec{e}_1 + a_2 \vec{e}_2 + a_3 \vec{e}_3$.

Если требуется выделить на приеме первичный сигнал a_2 , то это сводится к операции

$$\vec{e}_2^T \vec{S} = a_1 \vec{e}_2^T \vec{e}_1 + a_2 \vec{e}_2^T \vec{e}_2 + a_3 \vec{e}_2^T \vec{e}_3 = a_2.$$

Разделение линейно независимых сигналов

Если переносчики не обладают свойством ортогональности, то разделение группового сигнала может быть выполнено не только согласно алгоритму (1.8), связанному с обращением матрицы \mathbf{E} . На приемной стороне формируется совокупность линейно независимых векторов $\{b_n\}$, взаимно ортогональных к совокупности переносчиков $\{e_n\}$.

При формировании векторов b_n нужно руководствоваться алгоритмом

$$b_1 = c_{11} e_1 + \dots + c_{1N} e_N,$$

$$\vdots$$

$$b_N = c_{N1} e_1 + \dots + c_{NN} e_N,$$

где коэффициент c_{nk} определяется из N^2 линейных уравнений

$$b_n^T e_k = \begin{cases} 1, & \forall n = k, \\ 0, & \forall n \neq k, n, k = \overline{1, N}. \end{cases}$$

Пример. Пусть будут заданы два линейно независимых переносчика

$$\vec{e}_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad \vec{e}_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Сформируем с помощью этих переносчиков групповой сигнал $\vec{S} = a_1 e_1 + a_2 e_2$.

Для разделения этого группового сигнала на приеме образуем векторы \vec{b}_1 и \vec{b}_2 , взаимно ортогональные к \vec{e}_1 и \vec{e}_2 :

$$\begin{aligned}\vec{b}_1 &= c_{11} \vec{e}_1 + c_{12} \vec{e}_2; \\ \vec{b}_2 &= c_{21} \vec{e}_1 + c_{22} \vec{e}_2.\end{aligned}$$

Вычислив коэффициенты c_{nk} из уравнений

$$\vec{b}_1^T \vec{e}_1 = 1; \quad \vec{b}_1^T \vec{e}_2 = 0; \quad \vec{b}_2^T \vec{e}_1 = 0; \quad \vec{b}_2^T \vec{e}_2 = 0,$$

получим

$$\vec{b}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad \vec{b}_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}.$$

Теперь выделение первичных сигналов a_1 и a_2 из \vec{S} сводится к операциям $\vec{b}_1^T \vec{S} = a_1$ и $\vec{b}_2^T \vec{S} = a_2$ соответственно.

Разделение сигналов с конечной энергией

Введенные ранее понятия линейной независимости и ортогональности (ортонормированности) в полной мере справедливы и для непрерывных во времени переносчиков $e_n(t)$, обладающих конечной энергией, т. е.

$$\int_{-\infty}^{\infty} e_n^2(t) dt < \infty, \quad n = \overline{1, N}.$$

Для таких переносчиков условие линейной независимости имеет место, когда тождество $\alpha_1 e_1(t) + \dots + \alpha_N e_N(t) \equiv 0$ правомерно только при условии $\alpha_1 = \dots = \alpha_N = 0$.

Ортогональными (ортонормированными на интервале $0 \dots \Delta t$) являются переносчики, для которых скалярные произведения удовлетворяют условиям

$$\int_{i\Delta t}^{(i+1)\Delta t} e_n(t) e_k(t) dt = \begin{cases} 1, & \forall n = k, \\ 0, & \forall n \neq k. \end{cases}$$

Такие переносчики, называемые иногда *базисными функциями*, широко применяются при организации многоканальной передачи дискретных сообщений. Алгоритм формирования группового сигнала на передаче с помощью таких переносчиков определяется аналогично (1.6), т. е.

$$\begin{aligned}S(t) &= a_1 e_1(t) + \dots + a_N e_N(t) = \\ &= \sum_{n=1}^N a_n e_n(t) = \vec{A}^T \vec{E}(t),\end{aligned} \tag{1.9}$$

где $\vec{E}(t) = [e_1(t), \dots, e_n(t)]^T$ — вектор переносчиков; $\vec{A} = [a_1, \dots, a_N]^T$ — вектор первичных сигналов.

Процедура выделения первичных сигналов на приеме здесь также определяется путем вычисления скалярных произведений, т. е.

$$A = \int_{i\Delta t}^{(i+1)\Delta t} S(t) E(t) dt. \quad (1.10)$$

Поскольку переносчики по предположению ортогональны на интервале $i\Delta t \dots (i+1)\Delta t$, то векторный алгоритм разделения (1.10) разбивается на N независимых скалярных алгоритмов:

$$a_k = \int_{i\Delta t}^{(i+1)\Delta t} e_k(t) S(t) dt, \quad k = \overline{1, N}.$$

Свойством ортогональности обладает множество функций, например отрезки тригонометрических функций кратных аргументов, полиномы Чебышева, Лаггера, Эрмита, Лежандра, Уолша, Харра и др.

На рис. 1.7 приведена структурная схема МСП дискретных сигналов $a_n(i\Delta t)$ с ортогональными базисными функциями $e_n(t)$.

Разделение сигналов с конечной мощностью

Рассмотренные до сих пор методы организации многоканальной передачи применимы к передаче дискретных во времени первичных сигналов или же отсчетов непрерывных сигналов. Вместе с тем идея использования для многоканальной передачи линейно независимых или ортогональных переносчиков может

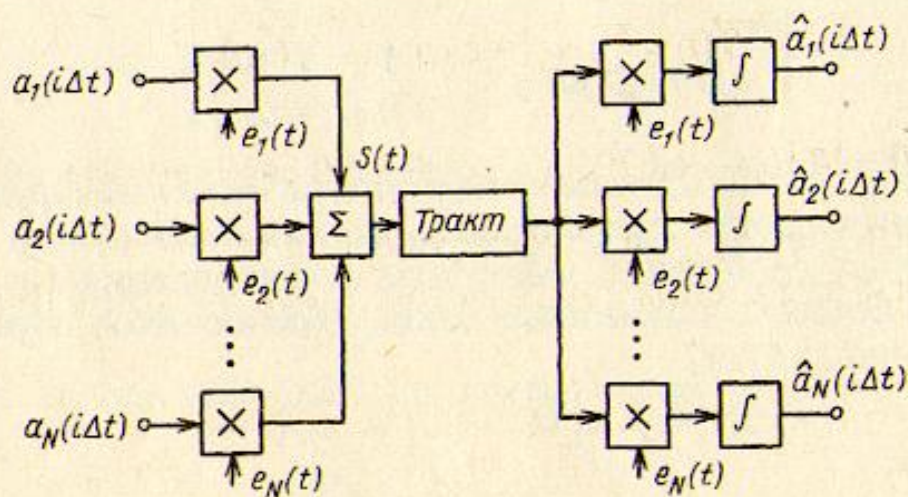


Рис. 1.7. Структурная схема системы передачи с ортогональными переносчиками

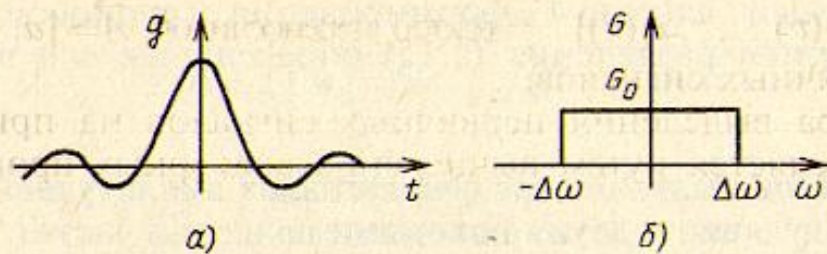


Рис. 1.8. К понятию весовой функции

использоваться и для передачи непрерывных во времени первичных сигналов с ограниченным спектром. Однако здесь следует употреблять функции-переносчики ортогональные или хотя бы линейно независимые на бесконечном промежутке времени. Указанные свойства обеспечиваются за счет введения понятия ортогональности базисных функций с определенным весом $g(\tau)$, т. е.

$$\int_{-\infty}^{\infty} g(\tau) e_n(\tau) e_k(\tau) d\tau = \begin{cases} \text{const}, & \forall n = k, \\ 0, & \forall n \neq k. \end{cases}$$

Для тригонометрических функций кратных аргументов $\sin n\omega_0\tau$, $\cos n\omega_0\tau$, а также для периодических последовательностей импульсов в качестве весовой функции следует применять импульсную характеристику ФНЧ. Например, импульсной характеристике вида (рис. 1.8, а)

$$g(\tau) = G \cdot 2f \frac{\sin \Delta\omega\tau}{\Delta\omega\tau}$$

соответствует передаточная функция идеального ФНЧ (рис. 1.8, б)

$$g(\tau) \Leftrightarrow G(\omega) = \begin{cases} G_0, & \forall 0 < |\omega| < \Delta\omega, \\ 0, & \forall |\omega| > \Delta\omega. \end{cases}$$

Формирование группового сигнала при передаче непрерывных во времени первичных сигналов осуществляется согласно правилу

$$\vec{S}(t) = \sum_{n=1}^N a_n(t) e_n(t) = \vec{A}^T \vec{E}(t), \quad (1.11)$$

где $\vec{A}^T(t) = [a_1(t), \dots, a_N(t)]^T$ — вектор первичных сигналов;

$\vec{E}^T(t) = [e_1(t), \dots, e_N(t)]^T$ — вектор переносчиков.

Алгоритм разделения группового сигнала в этом случае имеет вид

$$A(t) = \int_{-\infty}^{\infty} E(\tau) S(\tau) g(t - \tau) d\tau \quad (1.12)$$

или $a_k(t) = \int_{-\infty}^{\infty} e_k(\tau) S(\tau) g(t - \tau) d\tau, \quad k = \overline{1, N}.$

Приведенный алгоритм формирования группового сигнала (1.11) и алгоритм разделения (1.12) справедливы для всех типов МСП.

Многоканальная передача сигналов амплитудной модуляции с двумя боковыми полосами частот

Предположим, что все первичные сигналы $a_n(t)$ имеют ограниченную ширину $\Delta\omega$ спектра $A_n(\omega)$. Тогда формирование группового сигнала амплитудной модуляции (АМ) с передачей двух боковых полос (ДБП) осуществляется в соответствии с (1.11), т. е.

$$S(t)_{\text{ДБП}} = \sum_{n=1}^N a_n(t) e_n(t) = \sum_{n=1}^N a_n(t) \cos n\omega_0 t, \quad (1.13)$$

где $\omega_0 = 2\Delta\omega$.

Поскольку операции умножения функций $a_n(t)$ во временной области и $e_n(t)$ в частотной области соответствует свертка спектров сомножителей, то

$$S(t)_{\text{ДБП}} \Leftrightarrow S(\omega)_{\text{ДБП}} = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N [A_n(\omega - n\omega_0) + A_n(\omega + n\omega_0)].$$

На рис. 1.9 приведены спектральные диаграммы первичных и группового сигналов, соответствующие передаче ДБП.

Разделение группового сигнала $S(t)_{\text{ДБП}}$ на приеме необходимо делать согласно алгоритму

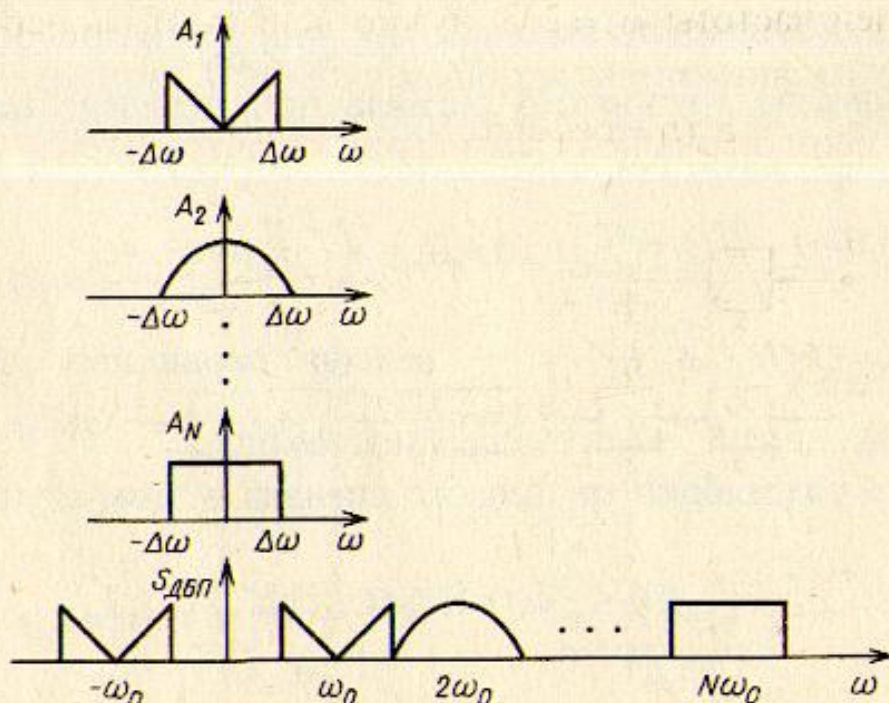


Рис. 1.9. Формирование спектра группового сигнала системы передачи с ДБП

$$\begin{aligned} \hat{a}_k(t) &= 2 \int_{-\infty}^{\infty} e_k(\tau) S(\tau)_{\text{ДБП}} g(t - \tau) d\tau = \\ &= \sum_{n=1}^N \int_{-\infty}^{\infty} g(t - \tau) a_n(\tau) [\cos(n - k)\omega_0\tau + \\ &\quad + \cos(n + k)\omega_0\tau] d\tau. \end{aligned} \quad (1.14)$$

Из (1.14) видно, что все N интегралов определяют отклики ФНЧ с граничной частотой полосы пропускания $\Delta\omega$ на АМ колебания. Спектры всех колебаний в сумме, кроме слагаемого с $n = k$, расположены за полосой пропускания ФНЧ. Поэтому $N - 1$ колебаний не проходят на выход ФНЧ, т. е. $N - 1$ интегралов в (1.14) равны нулю. Единственный ненулевой интеграл определяет реакцию ФНЧ на $a_k(t)$.

Очевидно, что при $G = 1$

$$\int_{-\infty}^{\infty} g(t - \tau) a_k(\tau) d\tau = \hat{a}_k(t) = a_k(t).$$

Структурная схема МСП с ДБП, соответствующая приведенным алгоритмам, представлена на рис. 1.10.

Многоканальная передача сигналов с разделением по фазе

При фазовом разделении сигналов (ФРС) для каждого номинала несущей частоты $\omega_0 = 2\Delta\omega$ нужно использовать переносчики вида

$$e_{cn}(t) = \cos n\omega_0 t, \quad e_{sn}(t) = \sin n\omega_0 t.$$

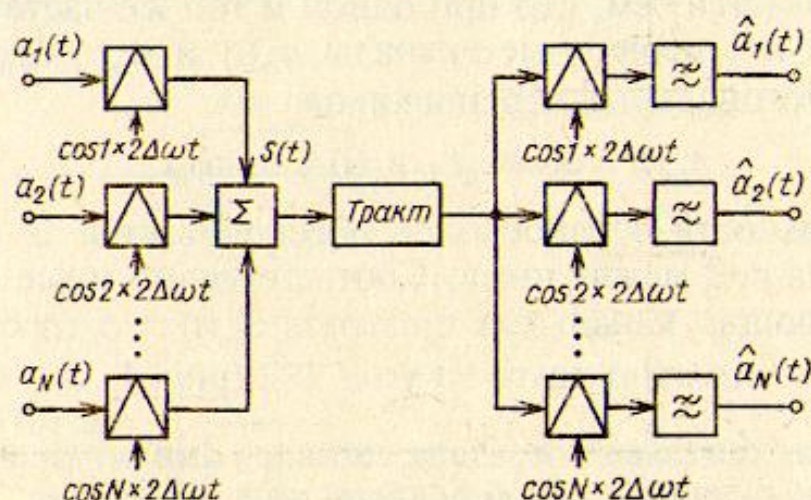


Рис. 1.10. Структурная схема системы передачи ДБП

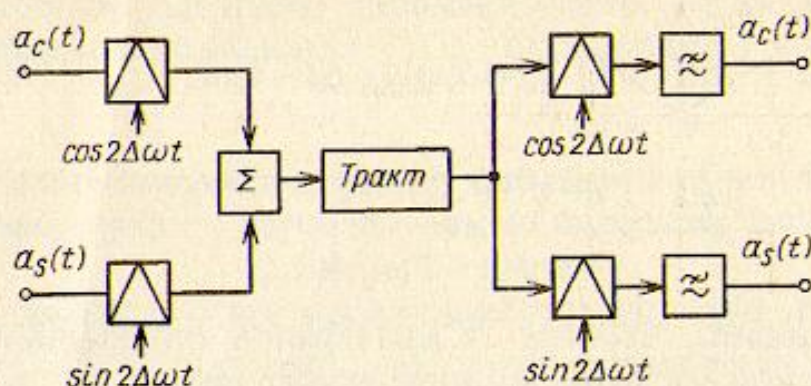


Рис. 1.11. Структурная схема системы передачи с ФРК

Тогда групповой двухканальный сигнал для n -й несущей частоты можно представить так:

$$S(t)_{\text{фpc}} = a_{cn}(t)\cos n\omega_0 t + a_{sn}(t)\sin n\omega_0 t. \quad (1.15)$$

Разделение двухканального сигнала на приеме необходимо и здесь осуществлять путем вычисления скалярного произведения группового сигнала и векторов-переносчиков, т. е. согласно алгоритму

$$\hat{a}_{ck}(t) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} e_{ck}(\tau) S(\tau)_{\text{фpc}} g(t - \tau) d\tau,$$

$$\hat{a}_{sk}(t) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} e_{sk}(\tau) S(\tau)_{\text{фpc}} g(t - \tau) d\tau.$$

Структурная схема МСП, реализующая метод ФРК для одной несущей, приведена на рис. 1.11.

Следует обратить внимание, что при ФРК на каждой несущей частоте $n\omega_0$ обеспечивает передача двух независимых первичных сигналов $a_{cn}(t)$ и $a_{sn}(t)$ в полосе частот $2\Delta\omega$. Следовательно, при одинаковом числе каналов (N – четном) МСП с ФРК требует в сравнении МСП с ЧРК ДБП в 2 раза меньшую полосу частот. Это обеспечивается тем, что при одной и той же частоте несущего колебания $n\omega_0$ первичные сигналы $a_{cn}(t)$ и $a_{sn}(t)$ передаются с помощью ортогональных переносчиков

$$e_{cn}(t) = \cos n\omega_0 t, \quad e_{sn}(t) = \sin n\omega_0 t.$$

Ортогональность переносчиков обеспечивается за счет фазового сдвига на $\pi/2$ между ними. Соответственно и все спектральные составляющие канальных сигналов $S_{cn}(t)$, $S_{sn}(t)$ будут сдвинуты друг относительно друга на угол $\pi/2$ (рис. 1.12).

Многоканальная передача сигналов амплитудной модуляции с одной боковой полосой частот

Свойство четной симметрии спектра сигнала АМ относительно частоты несущего колебания говорит о том, что в обеих боко-

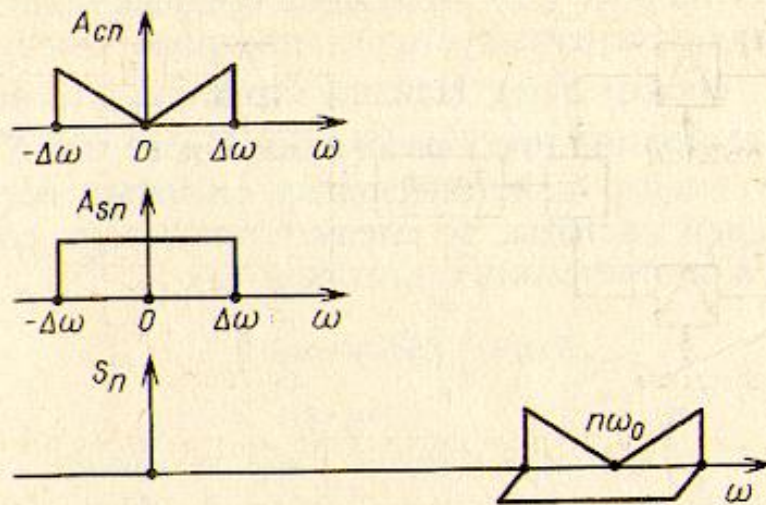


Рис. 1.12. Формирование спектра системы с передачи с ФРК

вых полосах частот содержится одинаковое количество информации о передаваемом сообщении. Поэтому достаточно передавать АМ сигнал только с одной боковой полосой (ОБП) частот. При этом ширина полосы частот группового сигнала будет в 2 раза меньше, чем при АМ ДБП.

Рассмотрим механизм формирования сигнала АМ ОБП (рис. 1.13), представив его спектр в виде суммы двух спектров $S(\omega)$ и $S^*(\omega)$:

$$S(\omega)_{\text{АМ ОБП}} = S(\omega) + S^*(\omega).$$

Если первичному сигналу $a(t)$ соответствует спектр $A(\omega)$, то АМ колебанию $S(t)$ с двумя боковыми полосами частот соответствует спектр

$$a(t)\cos\omega_0 t = S(t) \Leftrightarrow S(\omega) = \frac{1}{2}[A(\omega - \omega_0) + A(\omega + \omega_0)].$$

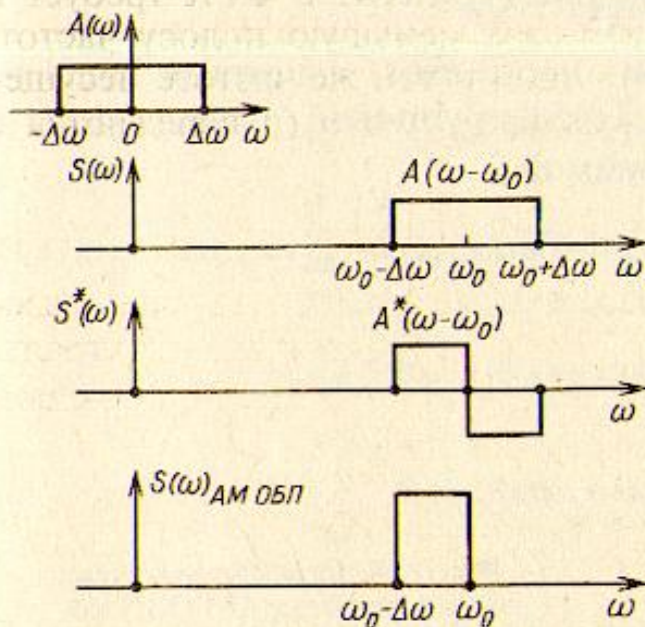


Рис. 1.13. Формирование спектра сигнала АМ ОБП колебания

Как следует из рис. 1.13, ненужная боковая полоса частот АМ ОБП колебания компенсируется с помощью сигнала, которому соответствует спектр $S^*(\omega)$. Найдем структуру компенсирующего сигнала $S^*(t)$, выполнив преобразования Фурье над $S^*(\omega)$.

Поскольку спектр действительных сигналов всегда является четной функцией частоты, то следует применять cos-преобразование Фурье, в соответствии с которым

$$S^*(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S^*(\omega) \cos \omega t dt = \tag{1.16}$$

$$= \frac{1}{\pi} \int_{\omega_0 - \Delta\omega}^{\omega_0} A(\omega - \omega_0) \cos \omega t d\omega - \frac{1}{\pi} \int_{\omega_0}^{\omega_0 + \Delta\omega} A(\omega - \omega_0) \cos \omega t d\omega.$$

Сделав замену переменной интегрирования в (1.16) и обозначив $\Omega = \omega - \omega_0$, после несложных преобразований приходим к результату

$$S^*(t) = -\frac{1}{2\pi} \int_{-\Delta\omega}^{\Delta\omega} A(\Omega) \cos(\Omega t - \pi/2) d_{\Omega} \sin \omega_0 t = \dot{a}^*(t) \sin \omega_0 t,$$

где $\dot{a}^*(t)$ — первичный сигнал, преобразованный по Гильберту. Следовательно,

$$S(t)_{\text{АМ ОБП}} = a(t) \cos \omega_0 t - \dot{a}^*(t) \sin \omega_0 t.$$

Таким образом, АМ колебание с ОБП частот состоит из двух АМ колебаний с ДБП. При этом вся информация о передаваемом сообщении содержится в первом АМ колебании, в то время как второе слагаемое выполняет роль компенсирующего сигнала для подавления ненужной боковой полосы частот.

Структурная схема формирователя АМ ОБП колебания приведена на рис. 1.14.

Поскольку ширина спектра АМ ОБП колебания равна $\Delta\omega$, то и разность между соседними несущими частотами должна (может) быть равной $\omega_0 = \Delta\omega$. Тогда групповой сигнал МСП с ЧРК ОБП будет определяться суммой

$$S(t)_{\text{ЧРК ОБП}} = \sum_{n=1}^N [a_n(t) e_n(t) + \dot{a}_n^*(t) \dot{e}_n^*(t)] = \sum_{n=1}^N [a_n(t) \cos n \omega_0 t + \dot{a}_n^*(t) \sin n \omega_0 t]. \tag{1.17}$$

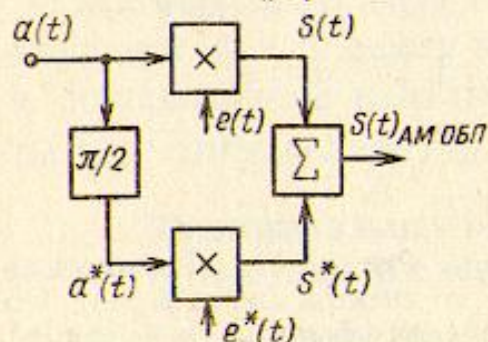


Рис. 1.14. Структурная схема формирователя АМ ОБП колебания

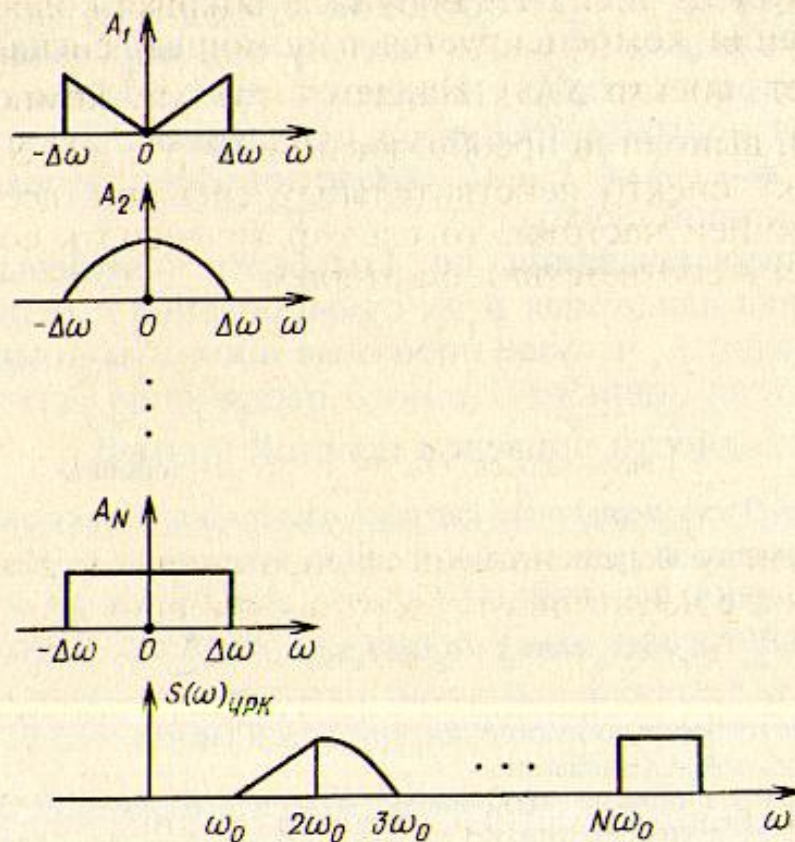


Рис. 1.15. Формирование спектра группового сигнала системы передачи с ОБП

Спектральные диаграммы, поясняющие процесс формирования группового сигнала МСП с ЧРК ОБП, приведены на рис. 1.15.

Процесс разделения группового сигнала при ЧРК ОБП сводится к вычислению двух скалярных произведений с последующим суммированием их результатов, т. е.

$$\begin{aligned}
 \hat{a}_k(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} e_k(\tau) S(\tau)_{\text{ЧРК ОБП}} g(t-\tau) d\tau - \\
 &- \left[\int_{-\infty}^{\infty} e_k^*(\tau) S(\tau)_{\text{ЧРК ОБП}} g(t-\tau) d\tau \right]^* = \\
 &= \sum_{n=1}^N \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ a_n(\tau) [\cos(k+n)\omega_0\tau + \cos(k-n)\omega_0\tau] + \right. \\
 &+ \left. \left\{ a_n^*(\tau) [\sin(k+n)\omega_0\tau + \sin(k-n)\omega_0\tau] \right\} g(t-\tau) d\tau - \right. \\
 &- \left. \left[\sum_{n=1}^N \int_{-\infty}^{\infty} a_n(\tau) [\sin(k+n)\omega_0\tau + \sin(k-n)\omega_0\tau] \right] + \right. \\
 &+ \left. \left[\left\{ a_n^*(\tau) [\cos(k-n)\omega_0\tau - \cos(k+n)\omega_0\tau] g(t-\tau) d\tau \right\} \right]^* \right\}. \quad (1.18)
 \end{aligned}$$

Все слагаемые, соответствующие суммарным частотам первой суммы, будут равны нулю, поскольку они определяют АМ колебания, спектры которых находятся вне полосы пропускания ФНЧ. Из разностных продуктов ненулевыми будут только слагаемые с $n = k$, $n = k + 1$. Аналогичные ненулевые продукты будут и для второй суммы.

После преобразования по Гильберту ненулевых продуктов второй группы слагаемых и их суммирования с первыми слагаемыми оказывается, что все побочные продукты компенсируются, а остается лишь оценка полезного первичного сигнала $\hat{a}_k(t)$. Для большей наглядности приведем простой пример.

Пример. Пусть первичные сигналы составляют совокупность $\{a_n \cos \Omega_n t\}$, $n = 1, 3$. Тогда групповой трехканальный сигнал будет определяться суммой

$$S(t) = \sum_{n=1}^3 [a_n \cos \Omega_n t \cos \omega_n t + a_n \sin \Omega_n t \sin \omega_n t] = 2 \sum_{n=1}^3 a_n \cos(\omega_n - \Omega_n)t.$$

Как следует из этого соотношения, групповой сигнал состоит только из нижних боковых полос АМ колебаний.

Теперь пусть на приеме необходимо выделить первичный сигнал с $k = 2$. Скалярное произведение группового сигнала $S(t)$ с $e_2(t) = \cos \omega_2 t$ дает

$$\int_{-\infty}^{\infty} \cos \omega_2 \tau S(\tau) g(t - \tau) d\tau = a_2 \cos \Omega_2 t + a_3 [(\omega_3 - \omega_2) - \Omega_3] t = r(t).$$

После вычисления скалярного произведения группового сигнала $S(t)$ с $e_2^*(t)$ и последующего преобразования результатов по Гильберту получаем

$$\left[\int_{-\infty}^{\infty} \sin \omega_2 \tau S(\tau) g(t - \tau) d\tau \right]^* = -a_2 \cos \Omega_2 t + a_3 \cos [(\omega_3 - \omega_2) - \Omega_3] t = r^*(t).$$

Объединяя $r(t)$ с $r^*(t)$, с учетом знака находим, что

$$r(t) + r^*(t) = a_2 \cos \Omega_2 t.$$

На практике в большинстве случаев одна боковая полоса частот АМ колебания выделяется с помощью полосового фильтра (ПФ).

На рис. 1.16 приведена структурная схема МСП с ЧРК ОБП, соответствующая алгоритмам (1.17), (1.18). На этой структурной схеме выделение одной боковой полосы частот осуществляется с помощью ПФ.

Метод временного разделения каналов

Основой построения метода временного разделения каналов (ВРК) является теорема Котельникова, в соответствии с которой

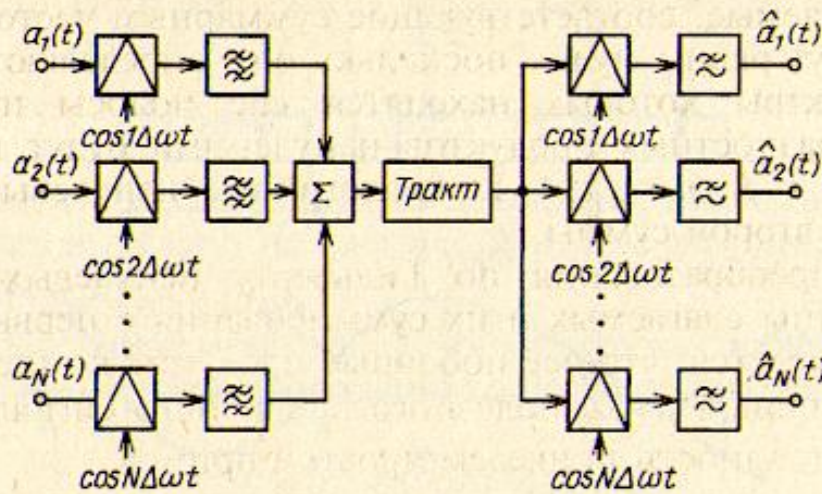


Рис. 1.16. Структурная схема системы передачи с ОБП

непрерывный на интервале $\{-\infty, \infty\}$ первичный сигнал $a(t)$ с граничной частотой спектра f_{max} может быть представлен в форме ряда так называемых отсчетных базисных функций $g(t)$, или

$$a(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a(i\Delta t) g(t - i\Delta t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a(i\Delta t) \frac{\sin 2\pi f_{max}(t - i\Delta t)}{2\pi f_{max}(t - i\Delta t)}, \quad (1.19)$$

где $a(i\Delta t)$ — отсчеты непрерывного сигнала $a(t)$, взятые в моменты времени $i\Delta t$; $\Delta t \leq 1/2f_{max}$ — интервал дискретизации непрерывного сигнала $a(t)$.

Базисные функции $g_i(t)$, $g_j(t)$ ортогональны на бесконечно большом интервале времени, т. е. для них справедливо

$$\int_{-\infty}^{\infty} g_i(t)g_j(t)dt \begin{cases} = 1/2f_{max}, & \forall i=j, \\ = 0, & \forall i \neq j. \end{cases}$$

Как следует из (1.19), все сведения о передаваемом первичном сигнале $a(t)$ содержатся только в отсчетах $a(i\Delta t)$, а базисные функции $g_i(t)$ для всех i одинаковы по форме и отличаются друг от друга сдвигом во времени. Поэтому вместо непрерывного сигнала $a(t)$ можно передавать лишь последовательность отсчетов

$$a_0(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a(i\Delta t)\delta(t - i\Delta t), \quad (1.20)$$

где $\delta(t)$ — дельта-функция, а базисные функции $g_i(t)$ восстанавливать на приеме.

Из сравнения (1.19) и (1.20) легко заметить, что (1.19) является результатом свертки во времени последовательности отсчетов $a_0(t)$ с одной базисной функцией $g(t) = (\sin 2\pi f_{max}t)/(2\pi f_{max}t)$, являющейся импульсной характеристикой идеального ФНЧ с полосой пропускания $0 \dots f_{max}$.

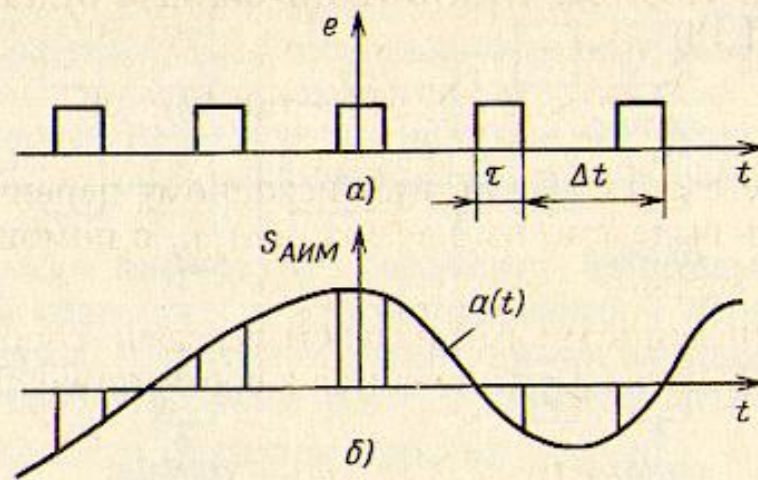


Рис. 1.17. Формирование АИМ сигналов

Поскольку сформировать последовательность отсчетов практически невозможно, то обычно первичный сигнал $a(t)$ умножают на периодическую последовательность прямоугольных импульсов конечной длительности (рис. 1.17). В этом случае импульсную последовательность следует считать переносчиком или импульсной несущей, а сам модулированный сигнал $S(t) = a(t)e(t)$ тогда следует называть сигналом *амплитудно-импульсной модуляции* (АИМ).

Импульсную несущую $e(t)$ можно представить в виде ряда Фурье:

$$e(t) = \sum_{l=0}^{\infty} \alpha_l \cos l \omega_0 t = \sum_{l=0}^{\infty} \frac{\sin l \pi \tau / \Delta t}{l \pi \tau / \Delta t},$$

где $\omega_0 = 2\pi/\Delta t$ — круговая частота дискретизации; τ — длительность импульсов; α_l — коэффициенты ряда Фурье.

С учетом этого АИМ сигнал принимает вид

$$S(t)_{\text{АИМ}} = \sum_{l=0}^{\infty} \alpha_l a(t) \cos l \omega_0 t.$$

В последнем соотношении каждое из слагаемых определяет АМ колебание с ДБП частот около каждой гармоники импульс-

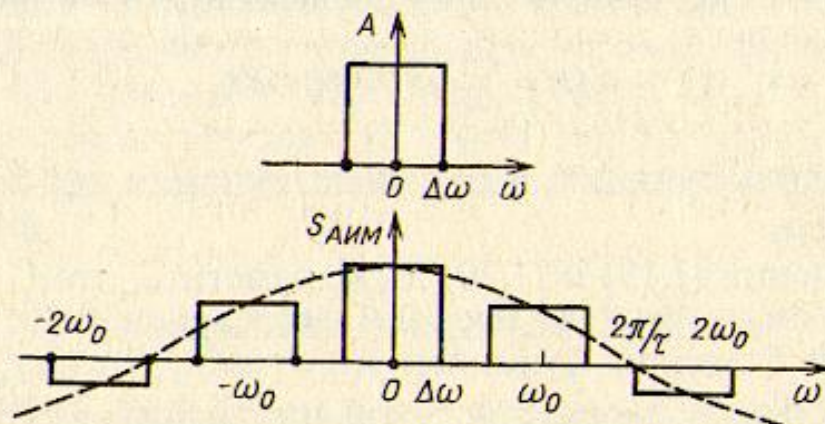


Рис. 1.18. Спектр АИМ сигналов

ной несущей. Поэтому спектр АИМ сигнала будет определяться в виде (рис. 1.18)

$$S(\omega)_{\text{АИМ}} = \frac{1}{2} \sum_{l=0}^{\infty} \alpha_l [A(\omega - l\omega_0) + A(\omega + l\omega_0)].$$

Слагаемое с $l=0$ соответствует исходному первичному сигналу и может быть выделено из спектра $S(\omega)_{\text{АИМ}}$ с помощью ФНЧ при условии, что $\omega_0 \geq 2\Delta\omega$.

При организации многоканальной передачи сообщений каждому первичному сигналу $a_n(t)$ ставится в соответствие переносчик

$$e_n(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} e_0(t - l\Delta t - n\Delta t/N),$$

где $e_0(t)$ — единичный импульс в импульсной несущей.

Тогда групповой сигнал МСП с ВРК и АИМ будет определяться в виде

$$S(t)_{\text{ВРК АИМ}} = \sum_{n=1}^N a_n(t) e_n(t),$$

а алгоритм разделения аналогичен ранее рассмотренным алгоритмам, т. е.

$$\begin{aligned} \hat{a}_k(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} e_k(\tau) S(\tau)_{\text{ВРК АИМ}} g(t - \tau) d\tau = \\ &= \sum_{n=1}^N \int_{-\infty}^{\infty} a_n(\tau) e_n(\tau) e_k(\tau) g(t - \tau) d\tau. \end{aligned} \quad (1.21)$$

В (1.21) все интегралы (кроме случая, когда $n=k$) равны нулю, поскольку переносчики $e_n(\tau)$, $e_k(\tau)$ ортогональны с весом $g(t+\tau)$ на бесконечном интервале времени. Единственный ненулевой интеграл определяет отклик ФНЧ на входной сигнал $S_k(t)_{\text{АИМ}}$, который равен $\hat{a}_k(t)$.

Сигналы АИМ применяются во всех МСП с ВРК, в частности в ЦСП с ИКМ.

На рис. 1.19 приведены временные диаграммы переносчиков разных каналов, с помощью которых осуществляется процесс формирования группового сигнала ВРК АИМ. Структурная схема МСП с ВРК АИМ представлена на рис. 1.20.

Сопоставление рассмотренных алгоритмов показывает, что все существующие МСП с ЧРК ДБП, ФРК, ЧРК ОБП и ВРК АИМ строятся согласно одному общему правилу. На передаче в процессе формирования группового сигнала осуществляется сложение первичных сигналов $a_n(t)$, умноженных на базисные функции — переносчики $e_n(t)$. Разделение группового сигнала на приеме выполняется путем вычисления скалярного произведения

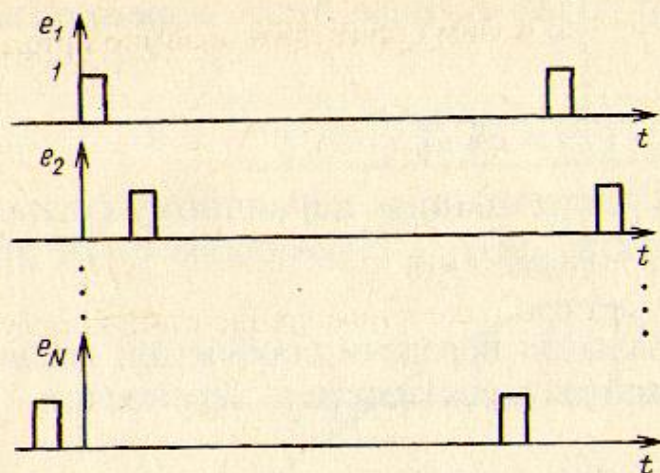


Рис. 1.19. Ортогональные переносчики системы передачи с ВРК АИМ

группового сигнала $S(t)$ и $e_k(t)$ с весовой функцией $g(t)$, являющейся импульсной характеристикой ФНЧ.

Сравнение ортогональных и линейно независимых сигналов

Применение ортогональных переносчиков для организации многоканальной передачи сообщений, с одной стороны, существенно упрощает процедуру разделения группового сигнала на приеме, а с другой стороны, обеспечивает большую в сравнении с линейно независимыми переносчиками помехозащищенность сигнала на приеме. Покажем это на примере.

П р и м е р. Предположим, что необходимо передать два независимых сигнала $a_c(t)$ и $a_s(t)$ методом ФРК. Тогда групповой сигнал $S(t)$ примет вид

$$S(t) = a_c(t) e_c(t) + a_s(t) e_s(t) = a_c(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_c) + a_s(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_s),$$

где $e_c(t)$, $e_s(t)$ — линейно независимые переносчики; φ_c и φ_s — фазовые сдвиги соответственно сигналов $a_c(t)$ и $a_s(t)$. Для выделения из $S(t)$ исходных первичных

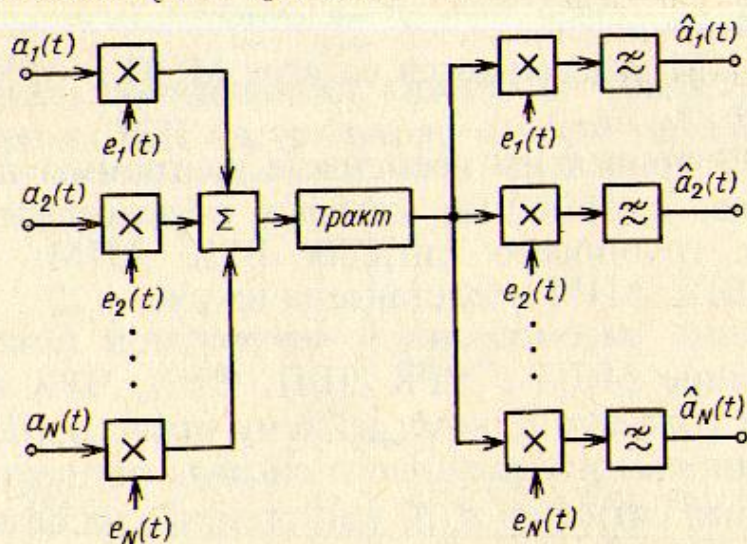


Рис. 1.20. Структурная схема системы передачи с ВРК АИМ

сигналов $a_c(t)$, $a_s(t)$ на приемной стороне необходимо применить взаимно ортогональные базисные функции

$$b_c(t) = \sin(\omega_0 t + \varphi_s + \pi/2) = \cos(\omega_0 t + \varphi_s),$$

$$b_s(t) = \cos(\omega_0 t + \varphi_c + \pi/2) = \sin(\omega_0 t + \varphi_c).$$

Здесь $b_c(t)$ ортогонален $e_s(t)$, а $b_s(t)$ ортогонален $e_c(t)$.

Применив к групповому сигналу операторы разделения, соответственно получим

$$\hat{a}_c(t) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} b_c(\tau) S(\tau) g(t-\tau) d\tau = a_c(t) \cos(\varphi_c - \varphi_s),$$

$$\hat{a}_s(t) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} b_s(\tau) S(\tau) g(t-\tau) d\tau = a_s(t) \cos(\varphi_c - \varphi_s).$$

Из приведенных соотношений следует, что оценки переданных первичных сигналов будут максимальны, когда $\varphi_c - \varphi_s = 0$, т. е. когда переносчики $e_c(t)$, $e_s(t)$ взаимно ортогональны.

Групповой сигнал $S(t)$, сформированный на передаче даже с применением ортогональных переносчиков $e_c(t) = \cos \omega_0 t$ и $e_s(t) = \sin \omega_0 t$, проходя по направляющей среде, подвергается воздействию различных искажений, например может возникнуть фазовый сдвиг φ каждого из несущих колебаний канальных сигналов $S_c(t)$ и $S_s(t)$. В результате этого принимаемый сигнал будет иметь вид

$$S(t)_{\text{пр}} = a_c(t) \cos(\omega_0 t + \varphi) + a_s(t) \sin(\omega_0 t + \varphi).$$

Если на приемной стороне при разделении применяются базисные функции $e_c(t)$, $e_s(t)$, то оценки переданных первичных сигналов соответственно будут в виде

$$\hat{a}_c(t) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} e_c(\tau) S(\tau) g(t-\tau) d\tau = a_c(t) \cos \varphi - a_s(t) \sin \varphi,$$

$$\hat{a}_s(t) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} e_s(\tau) S(\tau) g(t-\tau) d\tau = a_s(t) \cos \varphi + a_c(t) \sin \varphi.$$

Из этих соотношений видно, что отсутствие ортогональности между первичными сигналами и базисными функциями на приеме уменьшает мощность выделенных первичных сигналов на $\cos^2 \varphi_n$. Кроме того, появляются переходные влияния между каналами, т. е. на выходе синфазного канала помимо основного сигнала $a_c(t) \cos \varphi$ появляется сигнал $a_s(t) \sin \varphi$. Аналогичное явление имеет место и в квадратурном канале.

1.5. ПОСТРОЕНИЕ КАНАЛОВ ДВУСТОРОННЕГО ДЕЙСТВИЯ

Канал тональной частоты

Каналы двустороннего действия прежде всего необходимы для возможности осуществления телефонных переговоров, так как абоненты должны иметь возможность перебить собеседника для того, чтобы переспросить его, подать реплику и т. д. Поскольку для

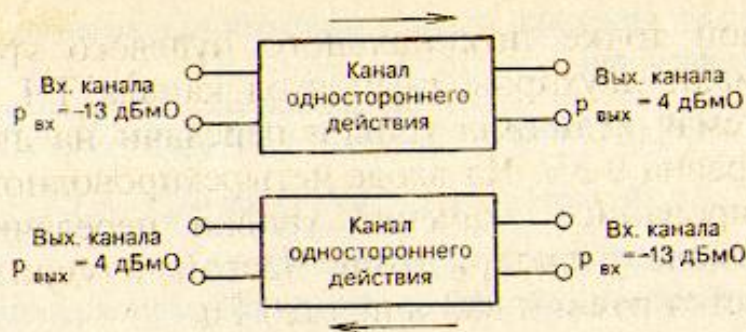


Рис. 1.21. Структурная схема канала двустороннего действия с четырехпроводным окончанием

передачи телефонных сигналов используются каналы тональной частоты (ТЧ), то они должны быть двусторонними.

Все каналы МСП, в том числе и ТЧ, содержат усилительные устройства, которые усиливают сигналы только в одном направлении передачи. Поэтому для создания канала двустороннего действия надо использовать два встречных канала одностороннего действия (рис. 1.21). Организованный таким способом канал является *четырёхпроводным*. Окончание этого канала называют *четырёхпроводным окончанием канала ТЧ*.

Поскольку в абонентских трактах телефонные сигналы передаются в обоих направлениях по одной и той же двухпроводной цепи, то в местах ее подключения к двустороннему четырехпроводному каналу ТЧ необходимо использовать развязывающие устройства (РУ). Такое окончание канала ТЧ (рис. 1.22) называют *двухпроводным*. Затухания развязывающих устройств в направлениях 4-3 и 3-4 должно быть бесконечно большим, так как только в этом случае будет достигнута взаимонезависимость разных направлений передачи, т. е. сигнал с выхода одного одностороннего канала не будет поступать на вход другого.

Для обеспечения нормальной работы канала двустороннего действия необходимо нормировать величины мощностей и напряжений или соответствующих им уровней в разных точках этого канала. Все нормированные величины для удобства отно-

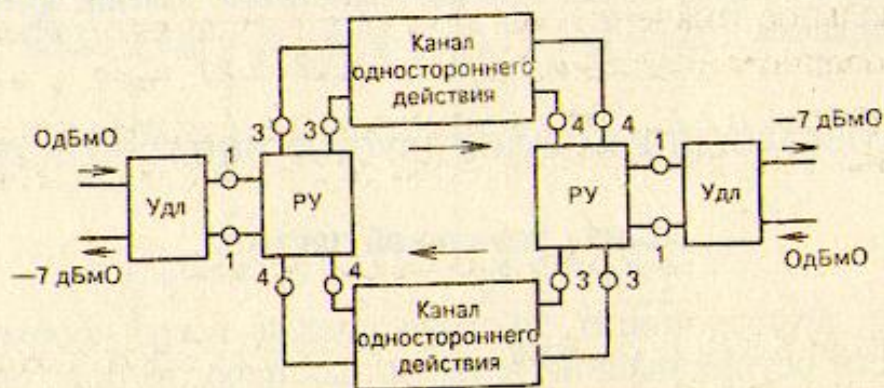


Рис. 1.22. Структурная схема канала двустороннего действия с двухпроводным окончанием

сят к условной точке номинального нулевого уровня. За эту точку принимают двухпроводный вход канала ТЧ. Таким образом, нормируемая величина уровня передачи на двухпроводном входе канала равна 0 дБ. На входе четырехпроводного окончания канала нормированное значение уровня передачи равно -13 дБм0, а на выходе — плюс 4 дБм0. Частота измерительного сигнала принимается равной 800 или 1020 Гц.

Уровень передачи на выходе двухпроводного окончания канала определяется его остаточным затуханием.

Остаточным затуханием канала называется его рабочее затухание, определяемое как разность между суммой всех затуханий и суммой всех усиления в канале на заданной частоте, т. е. $a_{\text{ост}} = \Sigma a - \Sigma S$. Имея в виду равенство входного и выходного сопротивлений канала, остаточное затухание можно определить как разность уровней передачи на входе и выходе канала, т. е. $a_{\text{ост}} = p_{\text{вх}} - p_{\text{вых}}$. Так как $p_{\text{вх}} = 0$, то $a_{\text{ост}} = -p_{\text{вых}}$.

Как будет показано, остаточное затухание канала ТЧ при двухпроводном его окончании должно быть больше нуля, что определяется условиями устойчивости канала, допустимыми искажениями от токов ОС и мешающим действием токов электрического эха. С учетом изложенного номинальная величина остаточного затухания на частоте 1020 Гц в канале ТЧ с двухпроводным окончанием должна быть равна 7 дБ. Эту величину остаточного затухания обеспечивают удлинители (Удл) с затуханием $a_{\text{удл}} = a_{\text{ост}}/2 = 3,5$ дБ, включенные на входе и выходе канала ТЧ (см. рис. 1.22). Кроме того, эти удлинители, называемые *транзитными*, облегчают условия балансировки развязывающего устройства (дифференциальной системы) и позволяют при двухпроводном транзитном соединении нескольких каналов ТЧ сохранить остаточное затухание равным номинальной величине, так как в пункте осуществления транзитного соединения указанные удлинители выключаются (см. § 5.3).

Номинальное значение остаточного затухания канала ТЧ при четырехпроводном окончании $a_{\text{ост}} = -13 - 4 = -17$ дБ, т. е. имеет место усиление, равное 17 дБ. Это допустимо, так как при таком окончании (см. рис. 1.21) канал ТЧ не является замкнутой системой.

Дифференциальная система

В качестве развязывающих устройств при организации канала двустороннего действия используются дифференциальные системы (дифсистемы), в основу построения которых положен принцип уравновешенного моста.

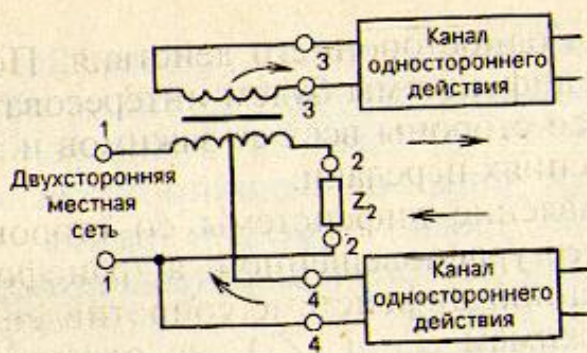


Рис. 1.23. Организация двухпроводного окончания с помощью дифсистемы

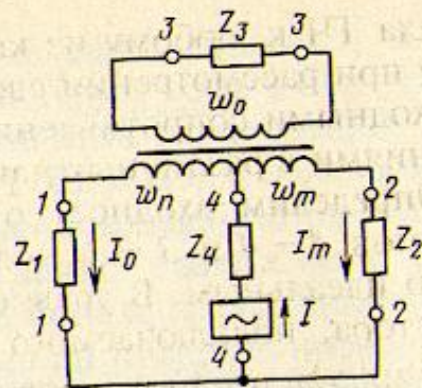


Рис. 1.24. Передача энергии от зажимов 4-4

Дифсистемы могут быть выполнены с использованием либо трансформаторов, либо резисторов. В МСП наибольшее распространение получили дифсистемы на трансформаторах (рис. 1.23).

Поскольку дифсистема является мостом, то встречные направления передачи двустороннего канала включаются в диагонали этого моста (зажимы 3-3 и 4-4 дифсистемы). К одному из плеч моста (зажимы 1-1) подключается двухпроводный абонентский тракт, а к другому (зажимы 2-2) — балансное сопротивление, величина которого должна быть такой, чтобы мост был уравновешен, и тогда встречные направления передачи будут взаимно независимыми.

Определим балансное сопротивление Z_2 , при котором дифсистема будет уравновешена. Для этого подключим генератор с внутренним сопротивлением Z_4 к зажимам 4-4 дифсистемы (рис. 1.24). Для упрощения рассуждений примем, что активное сопротивление обмоток трансформатора равно нулю, индуктивность его обмоток очень велика, рассеяние отсутствует.

Так как дифсистема построена по принципу моста, то она будет уравновешена, если отсутствует передача энергии между зажимами 3-3 и 4-4. Как видно из рис. 1.24, для этого необходимо, чтобы $I_n w_n = I_m w_m$. Отсюда $I_n / I_m = w_m / w_n = 1 / \sigma$, где $\sigma = w_n / w_m$ — коэффициент асимметрии. В уравновешенной дифсистеме $I_n / I_m = Z_n / Z_1$. Поэтому условие баланса дифсистемы имеет следующий вид:

$$Z_2 = Z_1 / \sigma.$$

При $\sigma = 1$ дифсистема называется *равноплечей* или *симметричной*, при $\sigma \neq 1$ — *неравноплечей* или *несимметричной*.

Дифсистема должна включаться в канал согласованно и обеспечивать большое затухание между развязываемыми направлениями и малое затухание в основных направлениях передачи. При организации канала двустороннего действия такими направлениями являются направления от двухпроводного окончания

канала ТЧ к любому из каналов одностороннего действия. Поэтому при рассмотрении свойств дифсистемы будем интересоваться входными сопротивлениями со стороны всех ее зажимов и затуханиями в различных направлениях передачи.

Определим входное сопротивление дифсистемы со стороны зажимов 4-4 и 3-3, полагая ее уравновешенной, а трансформатор идеальным. В уравновешенной дифсистеме сопротивление резистора, подключаемого к зажимам 3-3 (Z_3), не оказывает влияния на входное сопротивление со стороны зажимов 4-4. Следовательно, входное сопротивление дифсистемы со стороны зажимов 4-4

$$Z_{вх4} = Z_1 Z_2 / (Z_1 + Z_2) = Z_1 / (1 + Z_1 / Z_2) = Z_1 / (1 + \sigma).$$

Таким образом, для согласованного включения дифсистемы необходимо, чтобы подключаемое к зажимам 4-4 сопротивление $Z_4 = Z_1 / (1 + \sigma)$.

Для определения рабочего затухания дифсистемы в направлениях 4-1, 4-2 и 4-3 подключим к зажимам 4-4 генератор с внутренним сопротивлением Z_4 (см. рис. 1.24). Будем иметь в виду, что постоянная передачи пассивного четырехполюсника одинаковая как для прямого, так и обратного направления передачи.

Затухание между зажимами 4-4 и 1-1 или 1-1 и 4-4, выраженное в децибелах, определяется как

$$a_{4-1} = a_{1-4} = 10 \lg \frac{P_4}{P_1},$$

где P_4 и P_1 — мощности, выделяющиеся на резисторах Z_4 и Z_1 соответственно.

Согласно обозначениям, принятым на рис. 1.24, можно написать, что для уравновешенной дифсистемы

$$I_n / I_m = I_n / (I - I_n) = (I - I_m) / I_m = Z_2 / Z_1 = 1 / \sigma,$$

откуда $I_n = I / (1 + \sigma)$ и $I_m = I \sigma / (1 + \sigma)$. Следовательно, затухание

$$a_{4-1} = a_{1-4} = 10 \lg (I^2 Z_4 / I_n^2 Z_1) = 10 \lg \frac{I^2 Z_1 (1 + \sigma)^2}{(1 + \sigma) I^2 Z_1} = 10 \lg (1 + \sigma). \quad (1.22)$$

Затухание между зажимами 4-4 и 2-2 или 2-2 и 4-4

$$a_{4-2} = a_{2-4} = 10 \lg P_4 / P_2 = 10 \lg (I^2 Z_4 / I_m^2 Z_2) = \quad (1.23)$$

$$= 10 \lg [I^2 Z_1 (1 + \sigma)^2 \sigma / (1 + \sigma) I^2 \sigma^2 Z_1] = 10 \lg [(1 + \sigma) / \sigma].$$

Затухания между зажимами 4-4 и 3-3 или 3-3 и 4-4

$$a_{4-3} = a_{3-4} = 10 \lg (P_4/P_3) = \infty, \quad (1.24)$$

так как эти зажимы находятся в разных диагоналях уравновешенного моста и, следовательно, при подключении генератора к 4-4 ток через резистор Z_3 не протекает.

Определим входное сопротивление уравновешенной дифференциальной системы со стороны зажимов 3-3 и рабочие затухания в направлении от этих зажимов к зажимам 1-1 и 2-2, для чего воспользуемся рис. 1.25. Так как в уравновешенной дифсистеме $a_{3-4} = \infty$, то сопротивление резистора, подключаемого к 4-4, не влияет на значение входного сопротивления со стороны зажимов 3-3, поэтому из схемы он исключен. Следовательно,

$$Z_{\text{вх}3} = \frac{Z_1 + Z_2}{(m+n)^2} = \frac{Z_1 + Z_1/\sigma}{n^2(1+1/\sigma)^2} = \frac{Z_1}{n^2(1+1/\sigma)},$$

где $m = w_m/w_0$; $n = w_n/w_0$ — коэффициенты трансформации дифференциального трансформатора.

Итак, для согласованного включения дифсистемы сопротивление, подключаемое к зажимам 3-3, должно быть $Z_3 = Z_1/n^2(1+1/\sigma)$. Полагая, что дифсистема нагружена на согласованные сопротивления и трансформатор не имеет потерь, мощность, выделяемая на резисторе Z_3 , равна сумме мощностей, выделяемых на резисторах Z_1 и Z_2 (см. рис. 1.25). Тогда

$$\begin{aligned} a_{1-3} = a_{3-1} &= 10 \lg (P_3/P_1) = 10 \lg [(P_1 + P_2)/P_1] = \\ &= 10 \lg [I^2(Z_1 + Z_2)/I^2 Z_1] = \\ &= 10 \lg (1 + 1/\sigma) = 10 \lg [(1 + \sigma)/\sigma]; \end{aligned} \quad (1.25)$$

$$\begin{aligned} a_{3-2} = a_{2-3} &= 10 \lg (P_3/P_2) = \\ &= 10 \lg [(Z_1 + Z_2)/Z_2] = 10 \lg (1 + \sigma). \end{aligned} \quad (1.26)$$

Докажем, что затухание в направлении от зажимов 1-1 к зажимам 2-2 и обратно равно бесконечности. Для доказательства

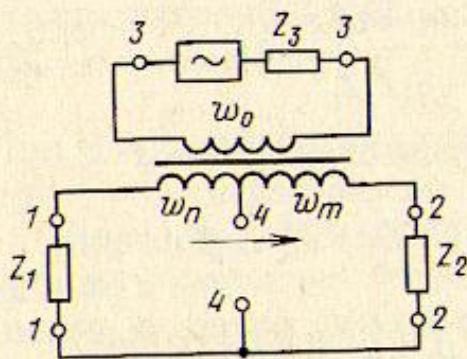


Рис. 1.25. Передача энергии от зажимов 3-3

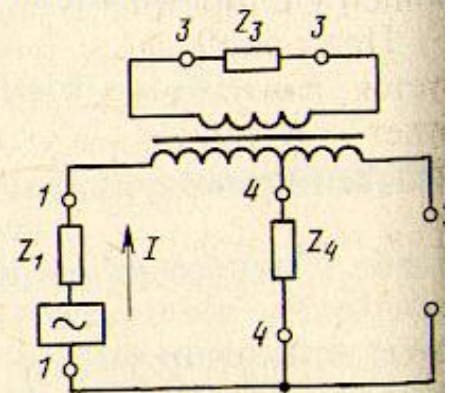


Рис. 1.26. Передача энергии от зажимов 1-1

определим затухания в направлении от 1-1 к 3-3 и 4-4 при отключенном резисторе Z_2 , т. е. холостом ходе на зажимах 2-2 дифсистемы (рис. 1.26). Затухание $a_{1-4} = 10 \lg (P_1/P_4)$, где $P_1 = I^2 Z_1$, а $P_4 = I^2 Z_4$, так как зажимы 2-2 разомкнуты. Отсюда

$$a_{1-4} = 10 \lg [I^2 Z_1 (1 + \sigma) / I^2 Z_4] = 10 \lg (1 + \sigma). \quad (1.27)$$

Затухание $a_{1-3} = 10 \lg (P_1/P_3)$, где P_3 — мощность, выделяющаяся на резисторе Z_3 . Отсюда

$$\begin{aligned} a_{1-3} &= 10 \lg [I^2 Z_1 / (nI)^2 Z_3] = 10 \lg [Z_1 n^2 (1 + 1/\sigma) / n^2 Z_3] = \\ &= 10 \lg (1 + 1/\sigma) = 10 \lg [(1 + \sigma)/\sigma]. \end{aligned} \quad (1.28)$$

Как видно из полученных выражений, отключение резистора Z_2 никакого влияния на значения a_{1-4} и a_{1-3} не оказывает (ср. выражения (1.22), (1.25) и (1.27), (1.28)). Это возможно лишь в том случае, когда $a_{1-2} = a_{2-1} = \infty$, что и требовалось доказать.

Принимая это во внимание, входное сопротивление дифсистемы со стороны зажимов 1-1

$$\begin{aligned} Z_{вх1} &= Z_w + Z_4 = Z_3 n^2 + Z_1 / (1 + \sigma) = \\ &= Z_1 n^2 \sigma / b^2 (1 + \sigma) + Z_1 / (1 + \sigma) = Z_1. \end{aligned}$$

Таким образом, для согласованного включения дифсистемы зажимы 1-1 должны быть нагружены на сопротивление Z_1 . Аналогично можно показать, что $Z_{вх2} = Z_1 / \sigma$.

Необходимо отметить, что дифсистемы применяются в СП не только при организации двухпроводного окончания канала ТЧ, но и при параллельном подключении фильтров, подаче в тракт передачи контрольных и измерительных частот, подключении приборов тонального вызова и т. д. Очень широко дифсистемы используются в линейных усилителях МСП для реализации общей ОС мостового типа (см. § 6.1).

При организации двухпроводного окончания канала ТЧ используется равноплечая (симметричная) дифсистема ($\sigma = 1$), которая будет сбалансирована и согласованно нагружена, если $Z_1 = Z_2$, $Z_3 = Z_1 / 2n^2$ и $Z_4 = Z_1 / 2$. В разные направления передачи она будет вносить затухания: $a_{1-4} = a_{1-3} = a_{2-4} = a_{2-3} = 3$ дБ, $a_{1-2} = \infty$, $a_{4-3} = \infty$. В действительности затухания a_{1-4} , a_{1-3} , a_{2-4} и a_{2-3} будут несколько выше из-за наличия потерь в трансформаторе. На практике условие равновесия дифсистемы можно выполнить лишь приближенно, т. е. $Z_2 \approx Z_1 / \sigma$. В силу этого ее затухание в направ-

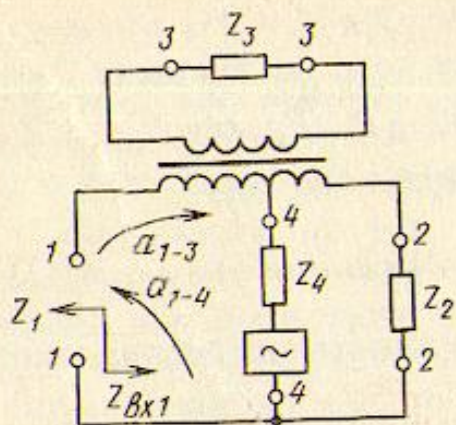


Рис. 1.27. К определению затухания a_{4-3} неуравновешенной дифсистемы

лениях от зажимов 4-4 и 3-3 и обратно становится конечным. Для определения данного затухания воспользуемся рис. 1.27.

Генератор с внутренним сопротивлением Z_4 подключен к зажимам 4-4. Так как при отсутствии баланса дифсистемы $Z_{вх1} = \sigma Z_2 \neq Z_1$, то часть энергии, поступившая с зажимов 4-4 к зажимам 1-1, отразится и, претерпев затухание a_{1-3} , поступит на Z_3 . Таким образом,

$$a_{4-3} = a_{4-1} + a_{отр} + a_{1-3},$$

где $a_{отр} = 20 \lg |(Z_1 + Z_{вх1}) / (Z_1 - Z_{вх1})|$ — затухание отражения. С учетом выражений (1.22) и (1.25)

$$a_{4-3} = 10 \lg (1 + \sigma) + 20 \lg |(Z_1 + Z_{вх1}) / (Z_1 - Z_{вх1})| + 10 \lg [(1 + \sigma) / \sigma].$$

После несложных преобразований находим

$$a_{4-3} = 10 \lg [(1 + \sigma)^2 / \sigma] + 20 \lg |(Z_1 + \sigma Z_2) / (Z_1 - \sigma Z_2)|.$$

Величина $A_e = 20 \lg |(Z_1 + \sigma Z_2) / (Z_1 - \sigma Z_2)|$ называется *балансным затуханием*. Для равноплечей дифсистемы $A_e = 20 \lg |(Z_1 + Z_2) / (Z_1 - Z_2)|$ и $a_{3-4} = A_e + 6$ дБ.

Выражение для подсчета a_{4-3} является приближенным, так как при его выводе учитывалась несогласованность только на зажимах 1-1. В действительности несогласованность имеет место на всех зажимах дифференциальной системы. Однако, если $Z_1 \approx \sigma Z_2$, погрешность незначительна.

Устойчивость двусторонних каналов

При организации двусторонних каналов неизбежно возникают замкнутые электрические системы. Их появление обусловлено использованием развязывающих устройств — дифференциальных систем и направляющих фильтров (см. § 2.4), имеющих конечную величину затухания между встречными направлениями передачи.

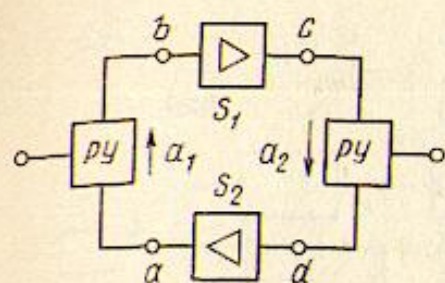


Рис. 1.28. Обобщенная замкнутая система

Обобщенная схема этих замкнутых систем приведена на рис. 1.28. Здесь S_1 и S_2 — усиление усилительных элементов, a_1 и a_2 — переходное затухание развязывающего устройства (РУ) между двумя направлениями передачи. Из-за конечного значения переходного затухания РУ в этой системе одно направление передачи влияет на другое, вследствие чего возникает петля обратной связи $a - b - c - d - a$. Наличие токов ОС может привести к самовозбуждению системы, и передача информации станет невозможной.

Определим условия устойчивой работы этой замкнутой системы, воспользовавшись критерием Найквиста. Согласно последнему система самовозбудится, если одновременно будут выполнены два условия: условие амплитуд $\Sigma S \geq \Sigma a$, т. е. сумма усиления больше или равна сумме затуханий по петле ОС, и условие фаз $\Sigma \varphi = 2\pi n$, где $n = 0, 1, 2, \dots$

Если в рассматриваемых замкнутых системах контролировать фазовые соотношения сложно (в частности, в каналах ТЧ), то полагают, что условие фаз выполняется хотя бы на одной какой-нибудь частоте эффективно передаваемой полосы частот. Следовательно, для обеспечения требуемой безусловной устойчивости замкнутой системы необходимо, чтобы $\Sigma a > \Sigma S$. Отсюда рассматриваемая замкнутая система (см. рис. 1.28) будет устойчива, если $(a_1 + a_2) > (S_1 + S_2)$.

Величина, показывающая, на сколько сумма затуханий больше суммы усиления, называется *запасом устойчивости* замкнутой системы или затуханием по петле ОС:

$$X = (a_1 + a_2) - (S_1 + S_2).$$

Величина, показывающая, на сколько можно увеличить усиление усилителей, прежде чем система самовозбудится (при выполнении условия фаз), называется *устойчивостью* и определяется по формуле

$$\sigma = (a_1 + a_2) / 2 - (S_1 + S_2) / 2 = X / 2.$$

Если в замкнутой системе в качестве развязывающих устройств используются дифсистемы (рис. 1.29), то запас устойчивости

$$X = (a_{3-4} + a_{4-3}) - (S_{y31} + S_{y32}).$$

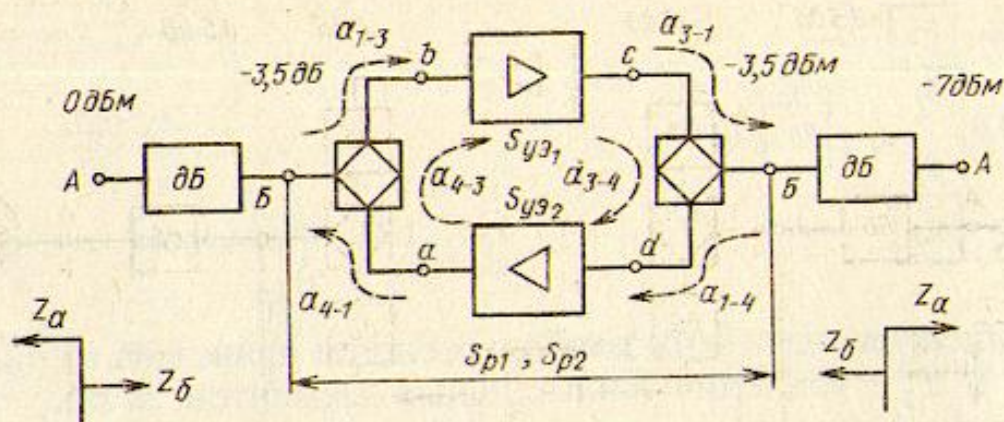


Рис. 1.29. К определению устойчивости канала двустороннего действия

При использовании равноплечей дифсистемы $a_{3-4} = A_{e1} + 6$ дБ и $a_{4-3} = A_{e2} + 6$ дБ, где A_{e1} и A_{e2} — балансные затухания дифсистем. Из рис. 1.29 видно, что рабочие усиления $S_{p1} = S_{yз1} - a_{1-3} - a_{3-1} = S_{yз1} - 6$ дБ и $S_{p2} = S_{yз2} - a_{1-4} - a_{4-1} = S_{yз2} - 6$ дБ. Отсюда $S_{yз1} = S_{p1} + 6$ дБ и $S_{yз2} = S_{p2} + 6$ дБ. С учетом этих выражений запас устойчивости замкнутой системы, где в качестве развязывающих устройств применяются равноплечие дифсистемы,

$$X = (A_{e1} + A_{e2}) - (S_{p1} + S_{p2}).$$

Имея в виду полученные выше выражения, перейдем к определению запаса устойчивости двусторонних каналов.

В настоящее время каналы ГЧ организуются в основном по четырехпроводной однополосной или двухпроводной двухполосной системе (см. § 2.4). Токи паразитной ОС в каналах, организованных по четырехпроводной однополосной системе, возникают главным образом вследствие недостаточно полной балансировки конечных дифсистем. Токами паразитной ОС за счет переходных влияний можно пренебречь, так как переходное затухание между кабельными цепями велико и значительно превышает усиление. В каналах, организованных по двухполосной двухпроводной системе, токи ОС также возникают только за счет неполной балансировки дифсистем. Токами ОС, возникающими в промежуточных усилительных пунктах, можно пренебречь, поскольку затухания направляющих фильтров в полосе задержания значительно превышают сумму усиления обоих направлений передачи. Таким образом, можно считать, что в канале двустороннего действия паразитная ОС возникает только из-за неполной балансировки дифсистем на конечных станциях. Обобщенная структурная схема для определения запаса устойчивости представлена на рис. 1.28.

Как отмечалось выше, при организации двустороннего канала

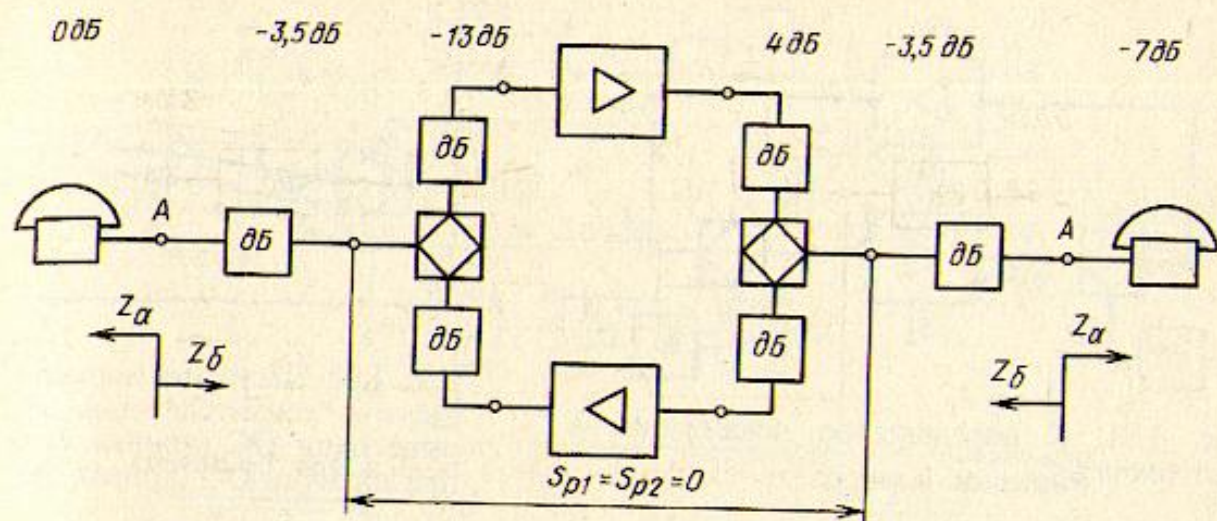


Рис. 1.30. Телефонный канал

а ТЧ в качестве РУ используется симметричная дифсистема, поэтому запас устойчивости этого канала $X = (A_{e1} + A_{e2}) - (S_{p1} + S_{p2})$. Из рис. 1.29 видим, что $S_{p1} = S_{p2} = a_{\text{ост}} - 2a_{\text{удл}} = 0$. Следовательно, запас устойчивости канала двустороннего действия равен сумме балансных затуханий: $X = A_{e1} + A_{e2}$. Если положить, что $A_{e1} = A_{e2} = A_e$, то $X = 2A_e$.

Балансное затухание A_e определяется затуханием отраженных токов. В рассматриваемом случае они будут возникать в точке двухпроводного окончания канала (точка А на рис. 1.29). Ток ОС сначала поступит в точку В схемы, пройдет через транзитный удлинитель с затуханием $a_{\text{ост}}/2$, отразится в точке А с затуханием отражения A_{ea} и через транзитный удлинитель возвратится в точку В, опять претерпев затухание $a_{\text{ост}}/2$. Следовательно, $A_e = 2a_{\text{удл}} + A_{ea} = a_{\text{ост}} + A_{ea}$. Здесь $A_{ea} = 20 \lg |(Z_a + Z_b) / (Z_a - Z_b)|$, где Z_a — входное сопротивление цепи, подключаемой ко входу канала (к точке А); Z_b — входное сопротивление канала. Самые неблагоприятные условия работы двустороннего канала с точки зрения его устойчивости будут в режиме холостого хода. В этом случае $A_{ea} = 0$ и запас устойчивости канала $X = 2a_{\text{ост}}$. Так как $a_{\text{ост}} = 7$ дБ, то канал, безусловно, устойчив. Устойчивость телефонного канала (рис. 1.30) будет выше на величину затухания отражения, которая на практике равна или больше 5 дБ. Поэтому минимальный запас устойчивости телефонного канала равен 24 дБ, а устойчивость $\sigma = X/2 = 12$ дБ.

Следует отметить, что запас устойчивости канала двустороннего действия не зависит от затухания транзитного удлинителя, так как увеличение его затухания требует увеличения на ту же величину усиления. В противном случае изменится остаточное затухание канала.

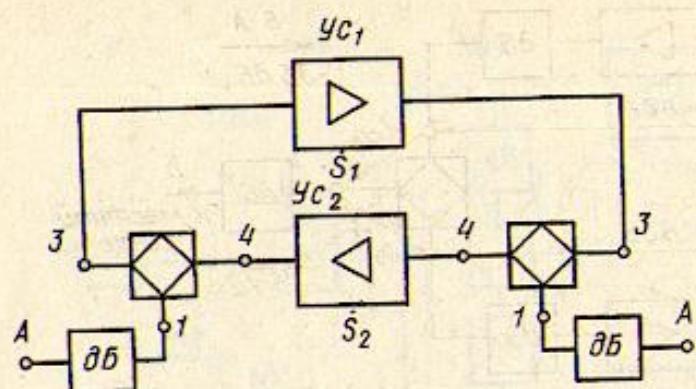


Рис. 1.31. К определению искажений за счет токов ОС

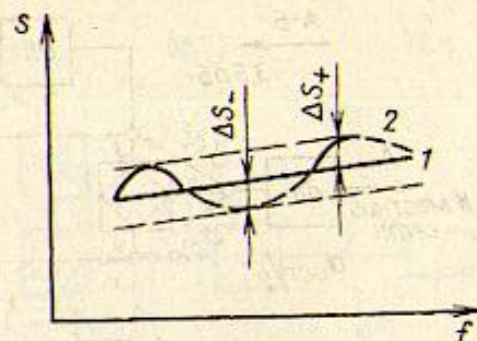


Рис. 1.32. Частотная характеристика усилителя при обрыве цепи ОС (кривая 1) и при наличии ОС (кривая 2)

В канале двустороннего действия, несмотря на выполнение условия его устойчивой работы, всегда присутствуют токи паразитной ОС из-за недостаточной балансировки дифсистем. Указанные токи оказывают влияние на усиление усилителей. Рассмотрим это влияние на усиление одного из направлений передачи (например, S_1). С этой целью схему канала двустороннего действия представим в виде, изображенном на рис. 1.31. Из рисунка видно, что усилитель $УС_1$ можно рассматривать как усилитель с ОС. Из теории усилителей известно, что ОС изменяет коэффициент передачи усилителя в \dot{F} раз и, следовательно,

$$\dot{K}_{loc} = \dot{K}_1 / \dot{F}, \quad (1.29)$$

где \dot{K}_1 — коэффициент передачи усилителя без ОС; $\dot{F} = (1 - \dot{T})$ — глубина ОС. Для рассматриваемой замкнутой системы (см. рис. 1.31) петлевое усиление

$$\dot{T} = 10^{0,05(S_1 + S_2 - a_{3-4} - a_{4-3})} e^{j\varphi},$$

где S_1 и S_2 — усиления усилителей, дБ; a_{3-4} и a_{4-3} — затухания дифсистем с выхода одного усилительного направления на вход другого, дБ; φ — суммарный фазовый сдвиг по петле ОС. Подставив T в (1.29) и произведя необходимые преобразования, получим

$$20 \lg \dot{K}_1 - 20 \lg \dot{K}_{loc} = 20 \lg [1 - 10^{0,05(S_1 + S_2 - a_{4-3} - a_{3-4})} e^{j\varphi}].$$

Это выражение определяет изменение коэффициента передачи усилителя из-за наличия токов паразитной обратной связи, а изменение усиления усилителя

$$\begin{aligned} \Delta S &= S_1 - S_{loc} = 20 \lg |1 - 10^{-0,05(a_{3-4} + a_{4-3} - S_1 - S_2)} e^{j\varphi}| = \\ &= 20 \lg |1 - 10^{-0,05X} e^{j\varphi}|, \end{aligned} \quad (1.30)$$

где $X = (a_{4-3} + a_{3-4} - S_1 - S_2)$ — запас устойчивости канала двустороннего действия.

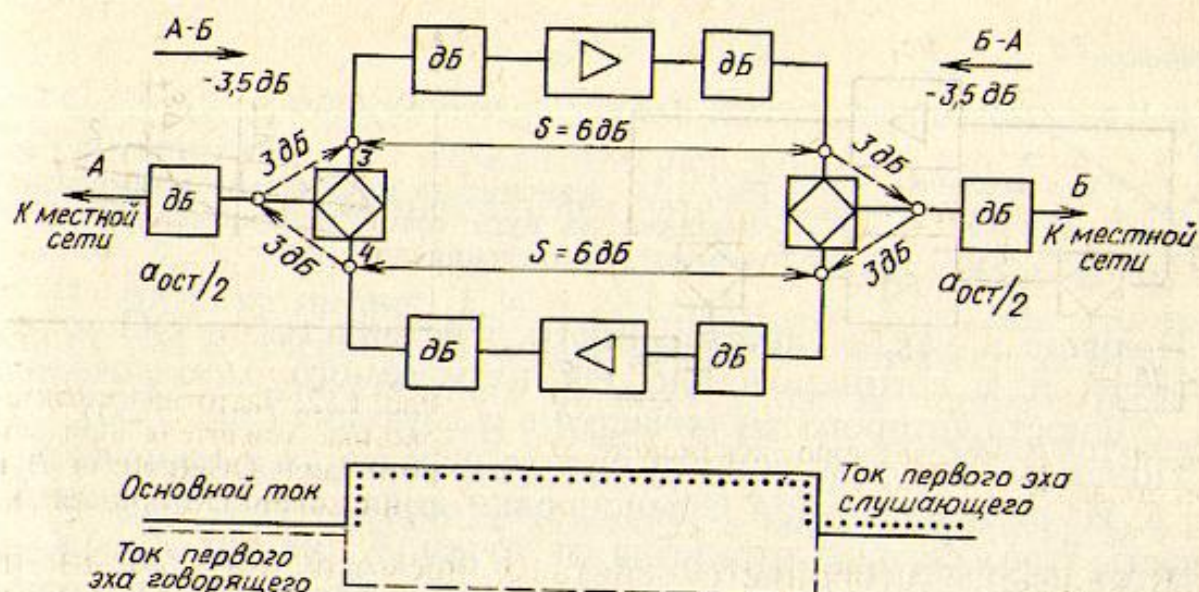


Рис. 1.33. Механизм возникновения электрического эха

Если воспользоваться выражением (1.30) и построить зависимость усиления усилителя от частоты, то из-за наличия паразитной ОС эта характеристика будет иметь волнообразный характер по сравнению с аналогичной характеристикой при разомкнутой петле ОС (рис. 1.32). Такой характер зависимости объясняется тем, что при различных частотах X и φ могут быть различными и в зависимости от значения φ ОС может быть либо положительной, либо отрицательной, т. е. уменьшать или увеличивать усиление усилителя. Таким образом, наличие токов паразитной ОС в каналах двустороннего действия приводит к специфическим амплитудно-частотным искажениям, которые называются *искажениями от ОС*. Корректировать такие искажения почти невозможно.

Так как в канале двустороннего действия фазовые соотношения носят случайный характер, учесть которые в практических условиях крайне затруднительно, то для оценки искажений от ОС обычно определяют лишь наибольшие возможные значения изменения усиления для заданного запаса устойчивости X . Эти значения имеют место при $\varphi = (2n+1)\pi$ и $\varphi = 2n\pi$. Если $\varphi = (2n+1)\pi$, то $e^{j\varphi} = -1$ и усиление уменьшится на $\Delta S_- = 20 \lg(1 + 10^{-0,05X})$ дБ. Если $\varphi = 2n\pi$, то $e^{j\varphi} = 1$ и приращение усиления составит $\Delta S_+ = 20 \lg(1 - 10^{-0,05X})$ дБ.

Как видно из этих выражений, влияние токов положительной ОС больше влияния токов отрицательной ОС. Однако при больших значениях запаса устойчивости эти влияния одинаковы.

Имея в виду, что в канале двустороннего действия $X \geq 24$ дБ, искажения от ОС $\Delta S_- \approx \Delta S_+ = 0,6$ дБ. Искажения такой величины практически не оказывают влияния на качество передачи телефонной информации.

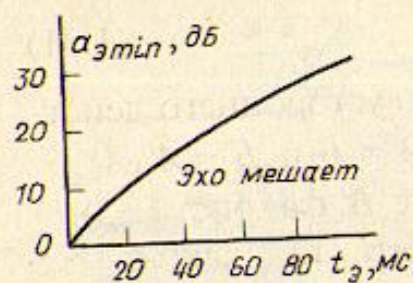


Рис. 1.34. Зависимость минимально необходимого затухания на пути токов электрического эха от времени прохождения сигнала

Наличие в канале двустороннего действия токов ОС может привести и к возникновению так называемого *электрического эха*, сущность которого заключается в следующие (рис. 1.33).

Положим, что разговорный сигнал передается в направлении $A - B$. Из-за неидеальной балансировки дифсистемы на станции B часть этого сигнала отразится от точки B , так как $Z_a \neq Z_b$, и поступит обратно к говорящему абоненту со сдвигом во времени, равным удвоенному времени прохождения сигнала между станциями A и B . Говорящий абонент услышит свою речь, но сдвинутой во времени, т. е. в виде эха. Это эхо называется первым эхом говорящего. На станции A из-за неидеальной балансировки дифсистемы ток эха отразится от точки A , снова попадет в направление передачи $A - B$ и достигнет аппарата слушающего абонента. Это эхо называется первым эхом слушающего. Затем возникнет "второе эхо говорящего", "второе эхо слушающего", и так далее до полного затухания процесса.

Основное мешающее действие оказывает первое эхо говорящего, которое испытывает наименьшее затухание и является наиболее сильным. Оно приводит к нарушению взаимопонимания между ведущими переговоры, так как токи эха воспринимаются говорящим абонентом как ответ служащего абонента. Слушающий абонент воспринимает эхо как повторение говорящим, поэтому оно не отвлекает его внимания и не воспринимается как смена информации. Однако значительное эхо слушающего приводит к уменьшению внятности.

Мешающее действие токов электрического эха тем больше, чем меньше затухание и больше абсолютное время прохождения этих токов. На рис. 1.34 приведена экспериментально установленная зависимость минимально необходимой величины затухания на пути токов электрического эха от абсолютного времени прохождения сигнала в канале. Эта зависимость учитывает влияние только первого эха говорящего, как оказывающего наибольшее мешающее действие. Токи эха не будут оказывать мешающего действия, если при определенном времени прохождения сигнала затухание на пути этих токов в канале будет больше или равно величине затухания, найденного из графика на рис. 1.34.

Имея в виду процесс образования токов электрического эха, затухание на пути этих токов по отношению к говорящему абоненту

$$a_{\text{э}} = a_{\text{ост1}} + a_{\text{ост2}} + A_{\text{ea}}, \quad (1.31)$$

где $a_{\text{ост1}}$ и $a_{\text{ост2}}$ — остаточные затухания канала двустороннего действия соответственно в направлениях передачи $A - B$ и $B - A$; A_{ea} — затухание несогласованности (отражения в точке B , см. рис. 1.33).

Если $a_{\text{ост1}} = a_{\text{ост2}} = a_{\text{ном}} = 7$ дБ, то $a_{\text{э}} \geq 19$ дБ, так как $A_{\text{ea}} \geq 5$ дБ. Из графика на рис. 1.34 определяем, что с токами электрического эха в телефонном канале можно не считаться, если абсолютное время прохождения сигнала в одном направлении не превышает 30 мс. Если оно больше 30 мс, то необходимо увеличивать затухание на пути токов электрического эха.

Увеличить это затухание можно, как видно из (1.31), за счет увеличения либо A_{ea} , либо $a_{\text{ост}}$ канала в направлении, по которому в данный момент не передаются информационные сигналы (обратное направление передачи). Остаточное затухание обратного направления передачи желательно увеличивать только для сигналов эха и оставлять постоянным для передачи информационного сигнала слушающего абонента. Увеличивать остаточное затухание канала для информационного сигнала говорящего абонента (прямое направление передачи) нельзя, так как это приведет к значительному ухудшению качества связи.

Существуют три метода борьбы с мешающим действием токов электрического эха, позволяющие воздействовать на A_{ea} или $a_{\text{ост}}$ обратного направления передачи:

- метод самобалансирующейся дифференциальной системы;
- компенсационный метод;
- метод заграждения.

При использовании *самобалансирующейся дифференциальной системы* возрастание затухания на пути токов электрического эха достигается увеличением затухания несогласованности A_{ea} . С этой целью статический балансный контур дифсистемы заменяют динамическим. Структура динамического контура определяется входным сопротивлением тракта, подключаемого к каналу, и требуемой величиной затухания несогласованности. Сигналы эха не будут оказывать мешающего действия, если $A_{\text{ea}} \geq 50$ дБ. Подбираются динамические балансные контура с помощью устройств автоматической регулировки, которая необходима, так как входное сопротивление абонентского тракта меняется не только от соединения к соединению, но и в одном соединении из-за изменения сопротивления телефонного аппарата.

В настоящее время применение автоматически настраиваемых дифсистем экономически невыгодно из-за сложности технической реализации и большого потребного их числа на сети связи, поскольку свыше 90% каналов используется под передачу речевой информации.

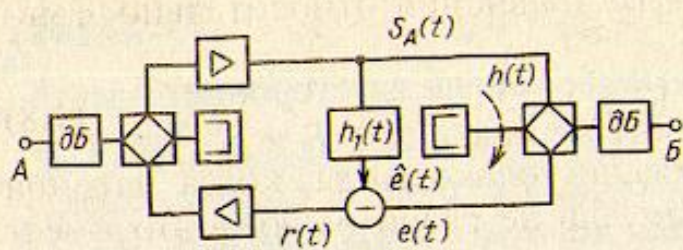


Рис. 1.35. Структурная схема эхокомпенсатора

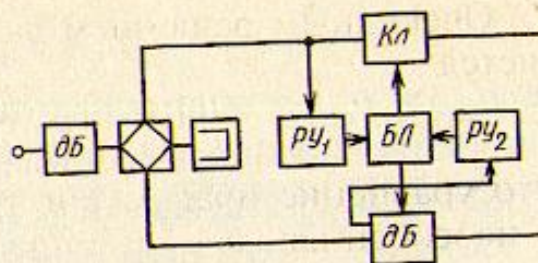


Рис. 1.36. Структурная схема эхо-заградителя

При эхокомпенсационном методе возрастание затухания на пути потоков электрического эха происходит за счет увеличения остаточного затухания обратного направления передачи только для эхосигналов. Для информационного сигнала слушающего абонента остаточное затухание остается при этом неизменным. Достигается это эхокомпенсатором, принцип действия которого заключается в следующем (рис. 1.35). Из информационного сигнала $S_A(t)$, поступающего в тракт приема, путем соответствующего преобразования формируется сигнал $\hat{e}(t)$, подобный эхосигналу $e(t)$. Затем производится вычитание из эхосигнала $e(t)$ сформированного подобно ему сигнала $\hat{e}(t)$. Остаток эхосигнала $r(t) = e(t) - \hat{e}(t)$ характеризует степень подавления токов электрического эха.

Применение метода компенсации осложняется тем, что требует решения довольно трудоемкой задачи: создания сигнала $\hat{e}(t)$, подобного сигналу эха $e(t)$. Для получения из $S_A(t)$ сигнала $e(t)$ необходимо сигнал $S_A(t)$ пропустить через четырехполюсник, передаточная функция которого $h_1(t)$ соответствовала бы передаточной функции дифсистемы в направлении от тракта приема к тракту передачи $h(t)$ с учетом линейных искажений, которые претерпевает сигнал, возвращаемый в виде эха.

Наиболее широкое распространение у нас в стране для уменьшения влияния токов электрического эха получил метод эхозаградителя, который осуществляется с помощью эхозаградителей. При включении их в канал они вносят в направление передачи, по которому в рассматриваемый момент разговорный сигнал не передается, затухание не менее 50 дБ. Введение этого затухания увеличивает остаточное затухание в данном направлении не только для токов эха, но и для информационных сигналов. В результате ведение разговора одновременно в двух направлениях становится невозможным.

Для устранения указанного недостатка в современных эхозаградительных устройствах предусмотрен режим встречного разговора, так называемый режим перебой. Он устанавливается в том случае, когда в направлении передачи появляется сигнал, отлич-

ный по своей структуре от сигнала, присутствующего в тракте приема, или когда в направлении передачи сигнал есть, а в направлении приема его нет. В этом режиме вносимое ранее в тракт передачи слушающего абонента затухание устраняется, одновременно в тракт приема может быть введено небольшое затухание для уменьшения токов эха и облегчения условия перебоя.

Эхозаградители включаются в низкочастотную четырехпроводную часть телефонного канала на оконечных станциях и содержат (рис. 1.36) распознающее устройство (РУ), ключевое устройство (Кл), блок логики (БЛ) и удлинитель.

Распознающее устройство определяет соотношение уровней сигналов в трактах передачи и приема и выдает соответствующие команды в БЛ. Кроме того, оно обеспечивает защиту от режима ложного перебоя, который может наступить при наличии помех в направлениях приема и передачи.

Блок логики анализирует полученные от РУ сигналы и вырабатывает сигналы управления ключами в трактах передачи и приема, которые вносят в эти тракты соответствующие затухания.

Удлинитель с затуханием, равным 6 дБ, усиливает отличительные признаки сигналов, присутствующих в момент встречного разговора в обоих направлениях. Однако при включении эхозаградителей несколько ухудшается качество связи, так как из-за конечного времени его срабатывания наблюдается срезание части начальных слогов и даже слов. Кроме того, из-за наличия в телефонном канале собственных шумов создать эхозаградитель с большой чувствительностью не удастся, т. е. если уровень разговорного сигнала ниже порога срабатывания схемы, эхозаградитель не работает.

Абсолютная величина группового времени прохождения сигнала в телефонном канале оказывает влияние и на интервал времени между репликами собеседников. Значительная величина этого времени может привести к потере чувства контакта между абонентами. Экспериментально установлено, что влияние времени прохождения незаметно, если оно не превышает 250 мс. Это значение и принято в качестве международной нормы. При современном устройстве линейных трактов оно может быть превышено только при связи через искусственные спутники Земли (ИСЗ), причем абоненты предупреждаются о том, что реплики собеседников будут задерживаться. В настоящее время принято, что при связи через ИСЗ абсолютное время прохождения сигнала не должно превышать 400 мс.

Абсолютная величина группового времени прохождения не оказывает мешающего действия на передачу сигналов тонального телеграфа, факсимильных, вещания, телевидения и передачи данных, поскольку эти сигналы передаются в одном направлении.