

РАДИОСВЯЗЬ

САНКТ-ПЕТЕРБУРГ
1949

М. В. АМАЛИЦКИЙ, Ш. И. ГИРШГОРН,
М. Н. КАЛАНТАРОВ и К. А. ЩУЦКОЙ

РАДИОСВЯЗЬ

*Допущено Отделом учебных заведений Министерства связи СССР
в качестве учебного пособия для техникумов связи*



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО ЛИТЕРАТУРЫ
ПО ВОПРОСАМ СВЯЗИ И РАДИО
Москва 1949

ПРЕДИСЛОВИЕ

Радио — одно из величайших достижений человеческой мысли — изобретено в нашей стране.

Время, отделяющее нас от момента изобретения радио (1895 г.), характерно непрерывным развитием последнего.

Особенно большое развитие и распространение получило радио у нас в Советском Союзе благодаря неустанным заботам большевистской партии и советского правительства. Радио в СССР является не только средством связи, но и могучим орудием коммунистического воспитания трудящихся и организации их на решение задач, стоящих перед первым в мире социалистическим государством. Наряду с этим радио проникает во многие области науки и техники, в частности, методы радиотехники широко используются в современной проводной связи.

Современная электрическая связь осуществляется как с помощью радиоустройств, так и средствами проводной связи, и очень часто в самом тесном их сочетании. Совместное использование радио и проводной связи невозможно без знания техники радио и проводной связи. Усвоение основ радиосвязи даст возможность специалистам проводной связи правильно решать вопросы всего комплекса связи. Кроме того, знакомство с радиотехникой облегчает изучение проводной связи (дальняя многоканальная связь).

Данное учебное пособие предназначено для учащихся проводных отделений техникумов связи и имеет задачей помочь им в ознакомлении с основами техники радиосвязи.

В основу книги положен курс, читанный авторами в Московском политехникуме связи им. Подбельского. Главы „Введение“ и „Электрические колебания в цепях с сосредото-

ными постоянными“ (кроме § 11) написаны М. В. Амалицким, следующие три главы: „Антенны“, „Распространение радиоволн“ и „Радиопередаточные устройства“ — М. Н. Калантаровым, § 11 гл. 2 и гл. 6 „Радиоприёмные устройства“ написал К. А. Щуцкой и последние две главы „Широковещание“ и „Телевидение“ — Ш. И. Гиршгорн.

Книга может быть полезна также среднему звену эксплуатационных работников проводной связи.

Все замечания и отзывы по книге следует направлять в Отдел учебных заведений Министерства связи или в Связьиздат (Москва, центр, ул. Кирова, 40).

ГЛАВА I

ВВЕДЕНИЕ

§ 1. Краткие сведения из истории развития радиотехники

Оставляя в стороне такие способы связи на относительно больших расстояниях, как передача сигналов при помощи звуковых и зрительных сигналов, следует признать, что первым средством, дававшим возможность весьма удовлетворительно передавать сигналы на дальние расстояния, явилась телеграфная связь по проводам. Эта связь появилась в XIX веке. Следующим шагом в развитии связи на дальние расстояния явилось изобретение телефона.

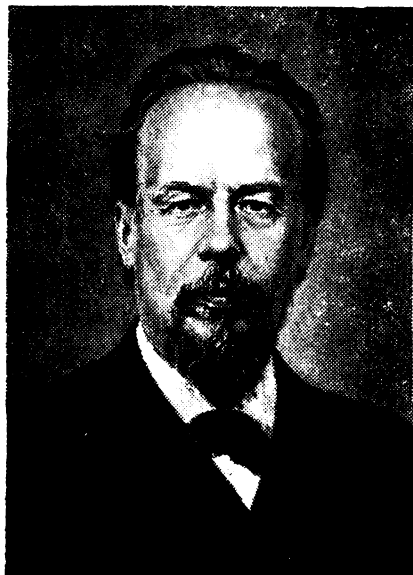
Под влиянием развития и роста производительных сил, вызвавших необходимость улучшения качества и увеличения дальности связи, техника телеграфной и телефонной связи сделала за XIX век большие успехи. Было построено очень большое количество линий связи и разработана высококачественная аппаратура. Проводная связь стала самым распространённым средством связи, но дальнейшее развитие её, главным образом, дальней связи, замедлилось по ряду причин (о которых будет сказано в конце настоящей главы).

Только после изобретения и внедрения радио проводная связь вновь сильно шагнула вперёд. Методы радиосвязи находят очень широкое применение в современной технике проводной связи и создают мощный толчок для дальнейшего её развития.

Изобретение радио принадлежит известному русскому учёному Александру Степановичу Попову. Датой начала существования радио является 7 мая 1895 г., день, когда на заседании физического отделения Русского физико-химического общества А. С. Попов продемонстрировал свой „грозоотметчик“, являвшийся по существу первой в мире приёмной радиоустановкой с антенной.

Принцип работы грозоотметчика поясняется схемой, изображённой на рис. 2. Провод *A*, поднятый над землёй (антенна), нижним концом соединяется с землёй *Z* через так называемый кохерер *K*, который представляет собой стеклян-

ную трубку с впаянными в неё двумя электродами, между которыми насыпаны мелкие металлические опилки. В обычном состоянии кохерер имеет большое сопротивление. Напряжение



Александр Степанович Попов

батареи B , питающей цепь кохерера, выбирается таким, чтобы ток был недостаточен для притягивания якоря $Я$ и замыкания контакта a . Ток в антенне, появляющийся в ней в результате воздействия электромагнитных волн (например, вызванных грозowymi разрядами), как бы спекает опилки кохерера и этим уменьшает его сопротивление. Ток в цепи вспомогательного реле P_1 увеличивается, якорь $Я$ притягивается и замыкает контакт a . Цепь электромагнита второго реле P_2 оказывается замкнутой, якорь, являющийся молоточком M звонка G , притягивается и звонок фиксирует прохождение тока в кохерере. Ввиду того, что после окончания воздействия электромагнитных волн кохерер

из-за спекания металлических опилок теряет чувствительность, А. С. Попов применил конструкцию, в которой молоточек M , ударяя по кохереру, встряхивал опилки и этим восстанавливал чувствительность последнего. В дальнейшем вместо звонка включался телеграфный аппарат и грозоотметчик стал радиотелеграфным приёмником.

Эта работа А. С. Попова явилась завершением теоретических изысканий и экспериментальных исследований в области электромагнитных колебаний и началом развития радиотехники вообще и радиотелеграфной связи, в частности.

Основными исследователями электромагнитных колебаний, предшествовавшими А. С. Попову, были: Д. Максвелл, Г. Герц и П. Н. Лебедев.

Максвелл (1864 г.) высказал и обосновал теоретически предположение о существовании электромагнитных волн, рас-

пущенных им в 1868 г. в статье «On Matter and Electricity». Максвелл предположил, что электромагнитные волны распространяются с конечной скоростью, равной скорости света. Герц в 1887 г. экспериментально обнаружил существование электромагнитных волн, порождая их с помощью искрового разряда в цепи колеблющегося контура. Лебедев в 1895 г. обнаружил существование электромагнитных волн, порождая их с помощью искрового разряда в цепи колеблющегося контура.

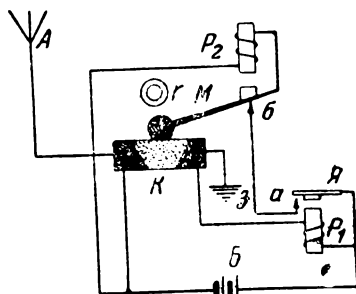


Рис. 2. Схема „грозоотметчика“ А. С. Попова

пространяющихся в пространстве со скоростью света. Учение Максвелла об электромагнитной природе света глубоко изменило и расширило понимание физических явлений. Согласно его теории свет является частным случаем проявления электромагнитных сил; спектр световых волн есть один из диапазонов электромагнитного спектра, к которому принадлежат также и радиоволны.

В экспериментальных работах Герц (1887 г.) в качестве возбудителя колебаний использовал так называемый диполь D , питаемый, как показано на рис. 3а, от индуктора $Ин$. Когда ключ K замкнут, прерыватель $П$ попеременно замыкает и размыкает цепь первичной обмотки индуктора, в которую включена батарея B . При этом на зажимах вторичной обмотки, имеющей значительно большее число витков, чем первичная, возникает высокое напряжение. Зажимы вторичной обмотки

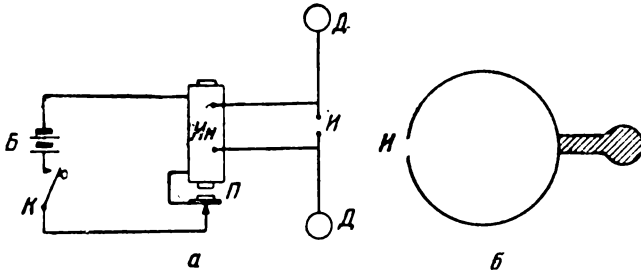


Рис. 3. Схема опытов Г. Герца

соединены с искровым промежутком $И$ диполя D . Последний, обладая ёмкостью, накапливает энергию, количественно определяемую величиной его ёмкости и пробивным напряжением искрового промежутка. После пробоя искрового промежутка и образования искры, замыкающей цепь диполя, в последнем происходят быстрые электрические колебания. Для обнаружения этих колебаний Герц применил прибор, названный им «резонатором» и представляющий собой металлическое кольцо с искровым промежутком в несколько десятых долей $мм$ (рис. 3б). Работа возбудителя обнаруживалась по маленькой искре, проскакивавшей в искровом промежутке $И$ резонатора (рис. 3б). Герц экспериментировал на волнах $66 см$ и более длинных.

П. Н. Лебедев создал миниатюрную аппаратуру, с которой осуществил свои классические опыты на миллиметровых волнах ($\lambda = 6 мм$). В его установке (рис. 4а) возбудителем был вибратор B , сделанный из двух платиновых цилиндров длиной $1,3 мм$ каждый. Вибратор заряжался от индуктора $Ин$ через искры, которые перескакивали с проволок D_1 и D_2 на платиновые цилиндры (впаянные в стеклянные трубки A_1 и A_2). Конденсатор C и большое сопротивление R препятствовали раз-

ряду индуктора через вибратор. Приёмник П. Н. Лебедева представлял собой (рис. 4б) систему из двух вибраторов (длинной по 3 мм каждый), к двум концам которых, обращённым друг к другу, были припаяны концы очень маленького по размерам термоэлемента T , не показанного на рисунке. Этот термоэлемент замыкался на гальванометр Γ (1 деление = $6 \cdot 10^{-9}$ а) через вибраторы и припаянные к ним проволоки, укреплённые в эбонитовой пластинке E . Отклонения гальванометра зависели от степени нагревания термопары, вызываемого частичным разрядом через термоэлемент вибраторов, возбуждённых волнами, излученными вибратором передатчика.

Опыты Г. Герца и П. Н. Лебедева подтвердили правильность теории Д. Максвелла об одинаковой природе световых и электромагнитных лучей.

А. С. Попов одним из первых принял попылиризовать опыты с электромагнитными волнами и искать пути их практического применения. Он первый открыл эти пути и уже 7 мая 1895 г. публично демонстрировал первый в мире радиоприёмник, скромно названный им „грозоотметчиком“, потому что его приёмник принимал электромагнитные волны, создаваемые грозовыми разрядами. В этом же году, производя опыты с передатчиком, он

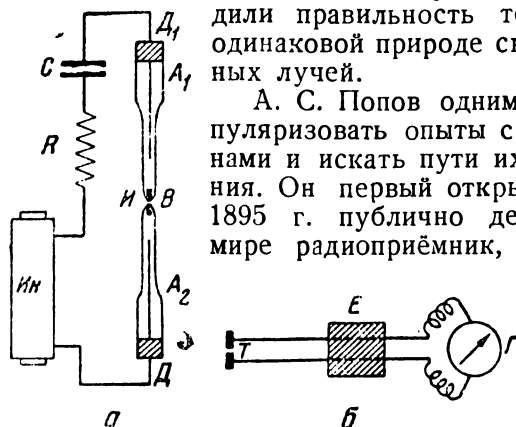


Рис. 4. Схема опытов П. Н. Лебедева

с передатчиком, он достиг передачи сигналов на расстояние 60 м. В начале 1897 г. была осуществлена связь на расстоянии 640 м. В 1899 г., вскоре после того, как П. Н. Рыбкин — ближайший сотрудник А. С. Попова — открыл возможность приёма телеграфных сигналов на слух (на телефонные трубки), осуществляется связь на расстоянии 50 км. Наконец, в начале 1900 г. А. С. Попов создал линию радиосвязи Гогланд—Котка. Создание этой линии было вызвано необходимостью организовать связь между островом Гогланд, около которого сел на камни броненосец „Адмирал Апраксин“, и портом Котка. За время работы этой линии радиосвязи было послано 440 телеграмм, из которых самая длинная имела 108 слов. Эта была первая в мире линия радиосвязи.

В рамках настоящей книги подробно отметить заслуги А. С. Попова в деле изобретения и развития радиотелеграфии не представляется возможным, так как они исключительно велики. А. С. Попов создал комбинацию приборов для приёма радиосигналов и применил антенну. Учитывая ничтожную мощность принимаемых сигналов, Попов ввёл в свои приборы

реле, которые под влиянием сигналов воздействовали на местный источник энергии (батарею), приводивший, в свою очередь, в действие пишущий аппарат, т. е. по существу применил усиление. С первых же шагов Попов обратил внимание на огромное значение явления резонанса в радиотехнике, добиваясь наилучшей настройки приёмных и передающих антенн, разрабатывая первые измерительные приборы. Короче говоря, А. С. Попов сделал всё то, что нужно было радиотелеграфии, чтобы превратиться из теоретической проблемы в технически выполненную задачу.

Несмотря на исключительно большие заслуги А. С. Попова перед наукой, перед народом, условия царского режима, в которых пришлось ему работать, сильно сказались на развитии радио. Бюрократизм и косность царского правительства тормозили работы А. С. Попова. Несмотря на постоянные и настойчивые напоминания изобретателя, подготовка технических кадров не производилась. Не создавалось и отечественное производство радиотехнической аппаратуры. Тем не менее в труднейших условиях работы в дореволюционные годы А. С. Попов добивался каждый год всё больших успехов в развитии радиотехники и увеличении дальности радиосвязи.

Нельзя сказать, что никто в царской России не понимал роли радио и не оценивал значения изобретения А. С. Попова. Прогрессивные деятели русской науки и техники, как например адмирал С. О. Макаров, прекрасно понимали огромное значение изобретения учёного-патриота и старались оказывать ему помощь, но судьбы страны и творимых в ней дел решали тогда не они и не представители народа.

В заключение нашего краткого исторического обзора изобретения и развития радио коснёмся основных этапов развития доламповой радиотехники.

До 1904 г. радиотехника была искровой, причём колебания возбуждались непосредственно в антенне. Наличие искрового промежутка в антенне делало колебания сильно затухающими. Искровые передатчики давали возможность посылать серии затухающих колебаний большей или меньшей продолжительности, т. е. передавать только точки и тире.

В 1904 г. стали применять так называемый промежуточный контур, который возбуждал колебания в связанном с ним вторичном контуре — антенне, как показано на рис. 5. Промежуточный контур получал питание от индуктора *Ин*. Конденсатор *С* заряжался до потенциала, равного пробивному

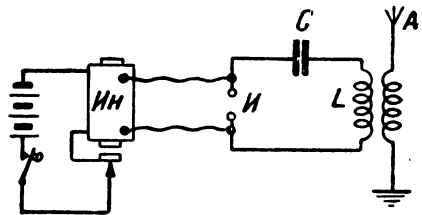


Рис. 5. Схема искрового передатчика с промежуточным контуром

напряжению искрового промежутка I , и после пробоя (образования искры) в контуре LC происходили электрические колебания. Возможность включить в контур ёмкость C , значительно большую по сравнению с ёмкостью антенны A , позволило увеличить мощность колебаний. Перенесение же искрового промежутка из антенны в контур привело к уменьшению затухания колебаний в антенне, что увеличивало остроту настройки приёмника на динный передатчик.

Так как осуществить радиотелефонную работу с помощью затухающих колебаний невозможно, то стали изыскивать способы получения незатухающих колебаний высокой частоты. Впервые они (вернее, слабо затухающие колебания) были получены с помощью электрической дуги. Схема дугового генератора напоминала схему рис. 5. В ней вместо искрового промежутка была включена дуга, которая питалась от источника постоянного тока. Ионизированный промежуток дуги является меняющимся сопротивлением и поэтому дуга позволяет периодически подводить в колебательный контур энергию от источника постоянного тока и этим обеспечивает получение слабо затухающих колебаний.

Позже, используя принцип работы обычных машин переменного тока, были сконструированы машины высокой частоты, дававшие незатухающие колебания. Одной из первых таких конструкций явился генератор переменного тока высокой частоты В. П. Вологодина.

Дуговые генераторы и машины высокой частоты давали возможность получать незатухающие колебания на очень длинных волнах и применялись для радиотелеграфной работы. Радиотелефонная работа по ряду причин технического характера почти не была осуществлена.

До 1917 г. радиосвязь осуществлялась только телеграфом, но к этому времени уже была подготовлена база для радиотелефонной работы. В 1904 г. была изобретена двухэлектродная, а в 1907 г. — трёхэлектродная электронная лампа, что позволило создать ламповые усилители, ламповые генераторы и другие радиотехнические устройства.

Только благодаря изобретению двухэлектродной и трёхэлектродной электронной ламп и дальнейшему развитию ламповой радиотехники (ламповых усилителей, генераторов и т. д.) радиотехника сильно шагнула вперёд. Затухающие колебания совсем перестали применяться. Радиотехника перешла на работу незатухающими колебаниями.

§ 2. Радио в Советском Союзе

После смерти изобретателя радио дело, начатое А. С. Поповым, оказалось почти полностью в иностранных руках. Аген- тура иностранных фирм даже пыталась оспаривать бесспорный приоритет А. С. Попова в изобретении радио.

Только после Великой Октябрьской социалистической революции началось бурное развитие отечественной радиотехники.

История развития радио в Советском Союзе целиком связана с именами В. И. Ленина и И. В. Сталина.

В. И. Ленин гениально оценил значение радио. Он видел в нём не только непревзойдённый вид связи, но и важнейшее средство политического и культурного воспитания масс, назвав его „митингом с миллионной аудиторией“, „газетой без бумаги и расстояний“. По указанию В. И. Ленина была организована Нижегородская радиолaborатория, сыгравшая большую роль в развитии отечественной радиотехники. В 1919 г. эта лаборатория создала первые советские электронные лампы, а в 1920 г. ею был построен первый радиовещательный передатчик. В этом же году Нижегородская радиолaborатория получила от Владимира Ильича задание построить центральную радиотелефонную станцию с радиусом действия в 2000 км.

За успешным завершением строительства первой радиотелефонной станции последовало новое постановление, подписанное В. И. Лениным 27 января 1921 г., в котором говорилось: „Поручить Народному Комиссариату Почт и Телеграфов оборудовать в Москве и наиболее важных пунктах Республики радиоустановки для взаимной телефонной связи“....

В 1922 г. была построена Нижегородской лабораторией самая мощная тогда в мире 12-киловаттная радиовещательная станция в Москве. Вскоре началось строительство радиостанций в серийном порядке. В 1924 г. был опубликован закон о частных приёмных радиостанциях, который положил начало массовому радиолюбительству и широкому развитию радиоприёмной сети.

О значении, которое товарищ Сталин придаёт радио, как оперативнейшему средству связи и могущественному средству культурно-политического воспитания народных масс, говорят письма на имя Владимира Ильича, высказывания и вся последующая сталинская политика индустриализации нашей страны, создавшая мощную радиопромышленность как базу дальнейшего строительства приёмных и передающих радиостанций, телевизионной и измерительной аппаратуры.

Радиостроительство стало важной частью сталинских пятилеток. Так уже за 4 года первой сталинской пятилетки мощность магистральных коротковолновых радиопередатчиков увеличилась в 2,8 раза, а количество внутриобластных радиосвязей за это же время выросло в 22 раза. Количество ежедневно передаваемых по радио телеграмм выросло за 4 года почти в 4 раза. С 1933 г. Советский Союз занимает первое место в мире по мощности передающих радиостанций.

В настоящее время радиосвязь оставила далеко позади достижения первых сталинских пятилеток. Сейчас всё больше и больше внедряются установки частотной манипуляции и модуляции, работа на одной боковой полосе, расширяется диапазон частот в сторону укорочения волн и т. д.

Радиовещание в Советском Союзе развивается как по линии создания передающих радиостанций и развития сети приёмников индивидуального пользования, так и по линии строительства радиотрансляционных узлов. Радиовещание ведётся на многих языках народов СССР и на иностранных языках. По радио идут передачи выступлений руководителей партии и правительства, общественных и научных деятелей, представителей промышленного и сельскохозяйственного труда. По радио передаются лекции, оперы, концерты и т. д. Радио способствует сближению грани между городом и деревней, между физическим и умственным трудом.

Широко применяется радио для внутриобластной и внутрирайонной связи. На колхозных и совхозных полях СССР работает большое количество коротковолновых приёмно-передающих радиостанций. На социалистических полях новой деревни радиостанции стали надёжным средством оперативной работы.

Кроме радиосвязи, радиовещания и телевидения, радиотехника нашла и другие исключительно обширные области применения.

В период сталинских пятилеток была создана мощная научно-исследовательская база, обеспечивающая непрерывное развитие и совершенствование радиосредств. Многие мировые достижения в области радио принадлежат советским людям.

С заслуженной гордостью следует отметить мировое значение работ русских учёных радиотехников и радиофизиков.

В развитии радиотехники и создании школы советских радиоспециалистов крупнейшую роль сыграл академик М. В. Шулейкин. Он в своей работе об использовании генераторов высокой частоты для радиотелефонирования, опубликованной в 1916 г. в журнале „Известия по минному делу“, впервые в мировой литературе дал уравнение для модулированного тока и доказал математически существование боковых полос частот при модуляции. Им создана теория излучения поверхностным лучом и на 8 лет раньше иностранных учёных даны формулы для расчёта радиопередачи вдоль земной поверхности; он разработал основы теории преломления радиоволн в ионосфере; им создана теория антенн (особенно длинноволновых) и даны основные формулы для их инженерного расчёта. М. В. Шулейкин является основателем радиоспециальности в советских вузах.

Для развития радиотехники очень много сделал член-корреспондент Академии наук СССР М. А. Бонч-Бруевич, оставивший ценное научное наследство почти в каждой из областей

радиотехники. Он создал и руководил известной Нижегородской радиолaborаторией, позднее переведённой в Ленинград. В этой же лаборатории, кроме М. А. Бонч-Бруевича, работавшего над созданием электронных ламп и радиотелефонных передатчиков, успешно провели ряд важных теоретических исследований учёные физики-радиоспециалисты В. К. Лебединский и Д. А. Рожанский.

Много ценных работ дал первый лауреат золотой медали имени А. С. Попова член-корреспондент Академии наук СССР В. П. Вологдин. Он создал машины высокой частоты, создал теорию и разработал основы конструкции высоковольтных выпрямителей на ртутных лампах, разработал теорию и практику применения печей высокой частоты для плавки и заковки металлов.

Прогресс техники ультракоротких волн тесно связан с именем академика Б. А. Введенского, лауреата золотой медали имени А. С. Попова. Он детально исследовал распространение ультракоротких волн на относительно малых расстояниях, дал формулу для расчёта напряжённости поля в этих условиях, значительно опередив иностранных учёных, и создал ряд монографий по распространению радиоволн. В настоящее время Б. А. Введенский руководит многими работами в Академии наук СССР.

Важнейшие работы в области физики колебаний, в частности, радиокосебаний, принадлежат академикам Л. И. Мандельштаму и Н. Д. Папалекси. Очень важная новая область радиофизики — нелинейная теория колебаний — разработана Л. И. Мандельштамом и его школой, что, в частности, привело к возможности создания новых электрических приборов, к новому методу измерения расстояний с помощью радио.

Мы отметили только учёных — основателей советской радиотехники, не коснувшись многочисленных учёных, инженеров, техников, конструкторов, благодаря работе которых радиотехника развилась и продолжает быстро расти вместе с другими областями нашего социалистического народного хозяйства.

Всеми своими успехами советская радиотехника обязана тому огромному вниманию, которое уделяют советскому радио партия, правительство и лично товарищ Сталин.

§ 3. Принципы современной радиосвязи

Современная радиосвязь включает в себя радиотелеграфию, радиотелефонию, фототелеграфию и телевидение. Мы разберём сначала принципы радиотелефонии, а потом остановимся на остальных видах радиосвязи.

Задачей радиотелефонии является передача речи и музыки. Впервые для этого применили метод телефонной передачи по проводам, а затем по радио. Как известно, принцип телефонной связи по проводам основан на исполь-

зовании постоянного по направлению тока, величина которого изменяется по закону кривой, характеризующей передаваемые звуковые колебания. На рис. 6а изображена простейшая схема, позволяющая осуществить телефонную связь по проводам. Колебания частиц воздуха, вызванные каким-либо источником колебаний звуковой частоты, вызывают механические колебания мембраны микрофона M . В соответствии с колебаниями мембраны микрофона изменяется электрическое

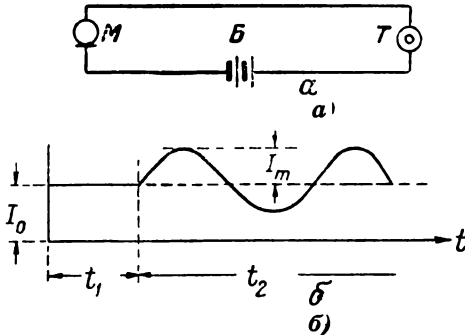


Рис. 6. Простейшая схема для осуществления телефонной связи по проводам и кривая тока в цепи батарея—микрофон—линия—телефон

сопротивление микрофона, что, в свою очередь, вызывает изменения величины тока в такт с колебаниями частиц воздуха. Изменения тока вызывают механические колебания мембраны телефона T , которые, в свою очередь, вызывают колебания частиц воздуха, происходящие по тому же закону, по которому воздушные колебания звуковой частоты воздействовали на микрофон. Этот процесс показан графически на рис. 6б для случая, когда на микрофон воздействуют колебания одной частоты. В течение промежутка времени t_1 микрофон бездействует и в цепи протекает постоянный по величине и по направлению ток I_0 ; в течение промежутка времени t_2 микрофон возбуждён и в цепи протекает пульсирующий ток, изменяющийся в такт с воздушными колебаниями, воздействующими на микрофон. Этот ток протекает через телефон T , включённый последовательно с микрофоном M и батареей B , в результате чего телефон воспроизводит звуковые колебания соответственно кривой рис. 6б; при этом предполагается, что ни микрофон, ни телефон не вносят искажений. Обозначая постоянную слагающую этого тока через I_0 , а амплитуду переменной слагающей через I_m , отношением $\frac{I_m}{I_0}$ можно харак-

теризовать использование постоянного тока. Это отношение, называемое коэффициентом модуляции, обозначается буквой m и часто выражается в процентах. Величина коэффициента модуляции может изменяться от нуля до 100%.

Идея радиотелефонной связи основана на использовании тока высокой частоты, у которого амплитуда, частота или фаза изменяется в соответствии с кривой, характеризующей передаваемые колебания тока звуковой частоты. При этом частота этих изменений должна быть много меньше частоты управ-

ляемых колебаний. Остановимся на случае управления амплитудой тока высокой частоты, т.е. на так называемом методе амплитудной модуляции, который становится понятным из рассмотрения рис. 7. На этом рисунке изображены колебания тока высокой частоты при отсутствии модуляции и при наличии модуляции. В течение промежутка времени t_1 колебания тока высокой частоты происходят с неизменной амплитудой (микрофон не работает). В течение промежутка времени t_2 (микрофон работает) колебания тока высокой частоты происходят с амплитудой, изменяющейся по закону кривой, отображающей передаваемые звуковые колебания.

В современной радиотехнике, как это описано ниже, амплитудная модуляция осуществляется с помощью специальных модуляторных устройств, воздействующих на амплитуду тока высокой частоты. Принцип работы этих модуляторных устройств по существу сводится к изменению потенциала на аноде или сетке генераторной лампы в такт с колебаниями тока звуковой частоты, воздействующими на микрофон.

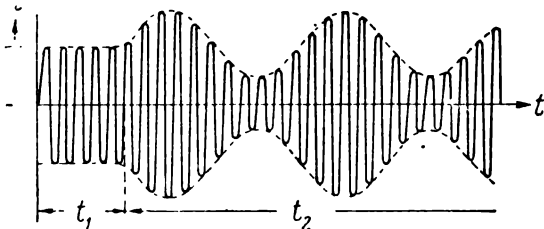


Рис. 7. Кривая колебаний тока высокой частоты, модулированных по амплитуде

В соответствии с этим и амплитуда тока высокой частоты в колебательном контуре и антенне изменяется по закону колебаний звуковой частоты, воздействующих на микрофон.

Чтобы воспроизвести на месте приёма звуковые колебания, необходимо полученные на месте приёма высокочастотные колебания с меняющейся амплитудой преобразовать так, чтобы выявить закон, по которому происходят изменения амплитуды этих колебаний. Это, как показано графически на рис. 8, осуществляется следующим образом: 1) приёмная антенна

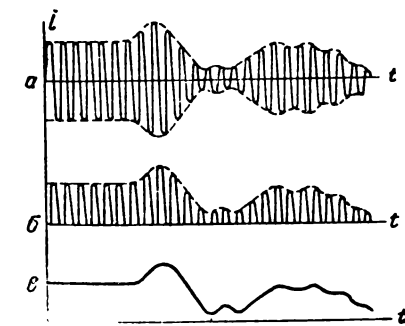


Рис. 8. Воспроизведение в месте приёма звуковых колебаний: а) принятые модулированные колебания, б) модулированные колебания после детектирования, в) кривая тока в телефоне

принимает модулированные колебания (рис. 8а), 2) модулированные колебания детектируются (т.е. выпрямляются) (рис. 8б), 3) детектированные токи пропускаются через телефон, мемб-

рана которого притягивается электромагнитом с силой, пропорциональной величине импульсов тока. Так как величина импульсов изменяется по закону низкой частоты, с помощью которой осуществлялась модуляция на месте передачи, то телефон и воспроизводит эти колебания низкой частоты (кривая рис. 8*в*). Детектирование и модуляция представляют собой те взаимно обратные электрические процессы, которые необходимы для передачи звуковых колебаний с помощью колебаний высокой частоты.

Если принятые модулированные колебания очень слабы, то на месте приёма до детектирования производится усиление по высокой частоте. Если это необходимо, то усиление можно производить и после детектора уже по низкой частоте.

Таким образом, скелетная схема современной радиотелефонной связи может быть представлена рис. 9.

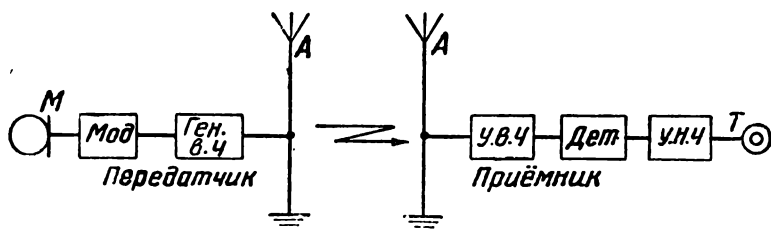


Рис. 9. Скелетная схема радиотелефонной связи

Звуковые волны — колебания низкой частоты, — воздействуя на микрофон *М*, управляют с помощью модуляторного устройства амплитудой колебаний высокой частоты, создаваемых генератором высокой частоты. Модулированные колебания высокой частоты поступают в антенну *А*, излучаются последней в пространство; распространяясь в пространстве, они достигают места приёма, наводят эдс в приёмной антенне, усиливаются усилителем высокой частоты (в случае слабых сигналов), детектируются, усиливаются, если нужно, ещё раз по низкой частоте и, наконец, подаются в электроакустическое устройство, воспроизводящее звуковые колебания, например, в телефон.

Рассмотрев принципы радиотелефонии, остановимся на других видах радиосвязи.

Радиотелеграфия осуществляется посылкой ряда отдельных серий незатухающих колебаний тока высокой частоты. На рис. 10*а* изображены три такие серии колебаний. Посылка отдельных серий незатухающих колебаний легко осуществляется прерыванием колебаний генератора высокой частоты с помощью телеграфного ключа. Ввиду того, что колебания высокой частоты не могут непосредственно воздействовать на телефон или

телеграфный аппарат на месте приёма, их детектируют¹⁾, преобразуя этим самым в постоянный по направлению ток. На рис. 10б показаны детектированные токи, а на рис. 10в импульсы постоянного тока, служащие для воздействия на телеграфный аппарат. Таким образом, для осуществления радиотелеграфной связи необходимо: 1) создать незатухающие колебания высокой частоты, 2) управлять амплитудой тока колебаний высокой частоты, прерывая их, что по существу является одним из видов модуляции, характеризующимся тем, что амплитуда тока высокой частоты изменяется от некоторой постоянной величины до нулевой и обратно, 3) излучать эти модулированные колебания, 4) принимать их, усиливать (если принятые колебания слабы), детектировать и, наконец, 5) воспроизводить телеграфные знаки. Таким образом, радиотелеграфия построена так же, как и радиотелефония, на модулированных колебаниях.

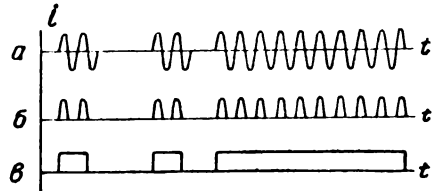


Рис. 10. Радиотелеграфные сигналы: а) три серии незатухающих колебаний, б) детектированные токи, в) импульсы тока, воздействующие на телеграфный аппарат

Принцип передачи и приёма как неподвижных, так и движущихся изображений (чем занимаются соответственно фото-телеграфия и телевидение) заключается в том, что передаваемое изображение разделяется в определённой последовательности на большое число малых элементов, освещённость каждого из которых можно считать равномерной. С помощью фотоэлементов световые импульсы от каждого элемента разложения преобразуются в импульсы электрического тока, которые используются подобно звуковым колебаниям в радиотелефонии для управления амплитудой колебаний высокой частоты, т.е. для модуляции. Далее, модулированные колебания излучаются, распространяются от передатчика до приёмника, принимаются, усиливаются и детектируются, благодаря чему получают импульсы тока, аналогичные импульсам тока, даваемым фотоэлементом на месте передачи. Затем импульсы тока преобразуются в импульсы света, что можно осуществить, например, при помощи газосветных ламп. Таким образом, воспроизводятся те элементы, на которые было разложено передаваемое изображение. При этом на месте приёма элементы должны быть собраны в той же последовательности, в какой на них было разложено изображение на месте передачи. Таким образом, и

¹⁾ Процесс детектирования заключается в выпрямлении токов высокой частоты; подробно вопрос детектирования рассмотрен в гл. Приёмные устройства.

этот вид радиосвязи пользуется модулированными колебаниями.

Подводя итоги всему рассмотренному в настоящем параграфе, заключаем, что работа радиотелеграфом, радиотелефоном, а также передача—приём изображений осуществляется с помощью модулированных колебаний, причём принципиально не важно, что в первом случае модуляция осуществляется ключом, во втором—с помощью микрофона, а в третьем—с помощью фотоэлемента.

Скелетная схема радиотелефонной связи, изображённая на рис. 9, станет скелетной схемой радиотелеграфии, если в схеме передатчика микрофон и модулятор заменить телеграфным ключом. Если же в схеме передатчика микрофон заменить устройством, преобразующим импульсы света от элементов разложения передаваемого изображения в импульсы тока, служащие для модуляции, а в схеме приёмника телефон заменить устройством, преобразующим импульсы тока в импульсы света и составляющим из них изображение, то схема рис. 9 станет скелетной схемой передачи—приёма изображений. Таким образом, схема рис. 9 может рассматриваться как скелетная схема всякого вида радиосвязи.

Из сказанного выше ясна огромная роль модуляции для осуществления любого из видов радиосвязи. Поэтому прежде всего обратимся к анализу модулированных колебаний.

§ 4. Анализ амплитудной модуляции

Как и в предыдущем параграфе, рассмотрим сначала случай радиотелефонии, причём для простоты предположим, что на микрофон воздействуют звуковые колебания только одной частоты. Тогда I_m —амплитуда тока модулированных колебаний высокой частоты, как это следует непосредственно из рис. 11а, может быть определена по формуле

$$I_m = I_{m0} + I_m \cos \Omega t,$$

где I_{m0} —амплитуда тока колебаний высокой частоты при отсутствии модуляции или среднее значение амплитуд тока модулированных колебаний,

I_m —наибольшее изменение амплитуды тока колебаний высокой частоты,

Ω —угловая частота звуковых колебаний.

Вынося за скобку I_{m0} , получим

$$I_m = I_{m0} (1 + m \cos \Omega t), \quad (1)$$

где

$$m = \frac{I_m}{I_{m0}} \quad (2)$$

и называется коэффициентом модуляции.

Коэффициент модуляции учитывает степень изменения амплитуды тока высокой частоты относительно амплитуды этих колебаний при отсутствии модуляции или, как принято говорить, глубину модуляции.

Максимальное значение амплитуды тока модулированных колебаний будет равно $I_{m \text{ макс}} = I_{m0}(1 + m)$, а минимальное равно $I_{m \text{ мин}} = I_{m0}(1 - m)$. Первое получается при $\cos \Omega t = +1$, а второе — при $\cos \Omega t = -1$. Если амплитуда тока модулированных колебаний определяется равенством (1), то мгновенное значение тока модулированных колебаний высокой частоты можно определить по формуле

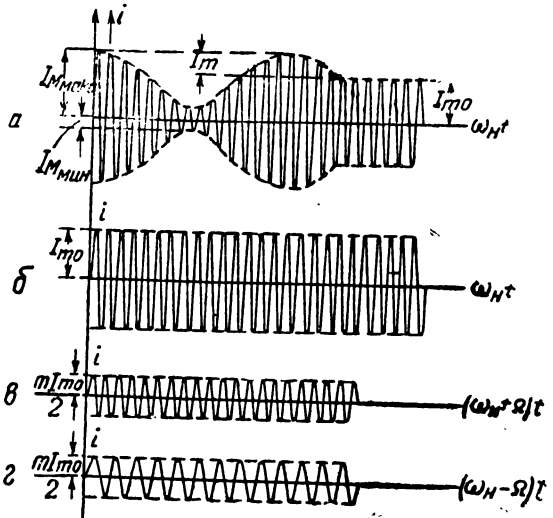


Рис. 11. Колебания, модулированные по амплитуде: а) кривая колебаний, модулированных по амплитуде одной звуковой частотой; б) колебания несущей частоты, в) и г) колебания боковых частот

$$i = I_m \sin \omega_n t = I_{m0} (1 + m \cos \Omega t) \sin \omega_n t, \quad (3)$$

где ω_n — угловая частота тока высокой частоты.

Для того, чтобы уяснить себе, что представляют собой модулированные колебания, преобразуем выражение (3), воспользовавшись тригонометрическим соотношением:

$$\sin \alpha \cdot \cos \beta = \frac{1}{2} \sin (\alpha + \beta) + \frac{1}{2} \sin (\alpha - \beta). \quad (4)$$

Полагая $\alpha = \omega_n t$, $\beta = \Omega t$ и подставляя последнее равенство в ф-лу (3), получаем

$$i = I_{m0} \sin \omega_n t + \frac{m I_{m0}}{2} \sin (\omega_n + \Omega) t + \frac{m I_{m0}}{2} \sin (\omega_n - \Omega) t. \quad (5)$$

Таким образом, колебания тока высокой частоты ω_n ; модулированные током звуковой частоты Ω , можно рассматривать

как сумму трёх простых синусоидальных колебаний: 1) колебаний с частотой ω_n и с амплитудой I_{m0} (рис. 11б); 2) колебаний с частотой $(\omega_n + \Omega)$ и с амплитудой $\frac{mI_{m0}}{2}$ (рис. 11в); в) колебаний с частотой $(\omega_n - \Omega)$ и с амплитудой $\frac{mI_{m0}}{2}$ (рис. 11г). Первое колебание имеет ту же частоту и амплитуду, что и при отсутствии модуляции. Частота первого колебания называется „несущей частотой“. Второе и третье колебания имеют

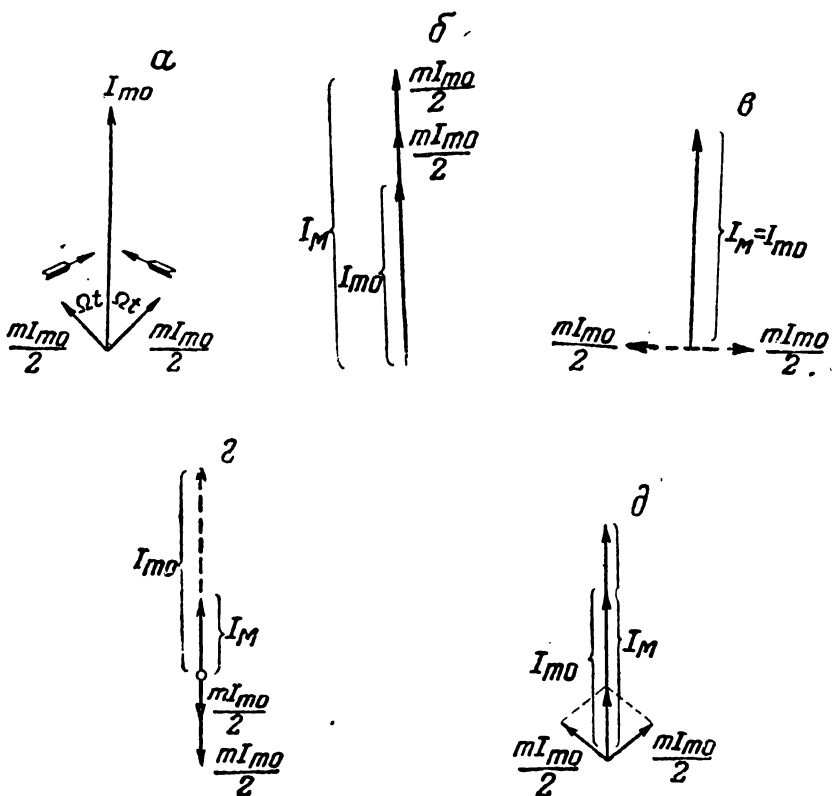


Рис. 12. Векторные диаграммы модулированного тока для разных моментов времени

частоты, отличающиеся от несущей на число герц, равное частоте модуляции. Частоты второго и третьего колебаний называются „боковыми частотами“. При отсутствии модуляции имеют место только колебания несущей частоты. Во время модуляции дополнительно появляются колебания боковых частот, отличающиеся от неё на частоту модуляции Ω .

Модулированные колебания высокой частоты можно представить в виде векторной диаграммы рис. 12а. Изобразим

ток несущей частоты вектором I_{m0} и будем считать его условно неподвижным; токи боковых частот изобразятся векторами $\frac{mI_{m0}}{2}$, вращающимися относительно вектора I_{m0} с угловыми скоростями $+\Omega$ и $-\Omega$ (частота ω_n исключена из рассмотрения, поскольку мы приняли вектор I_{m0} условно неподвижным). Сумма этих трёх векторов даёт вектор, пульсирующий по величине, условно неподвижный, но фактически вращающийся с угловой частотой ω_n . Этот вектор будет изображать собой амплитуду тока модулированных колебаний. Рис. 12б относится к моменту времени, когда все три вектора совпадают по направлению и дают наибольшее значение амплитуды тока; на рис. 12в изображён случай, когда векторы токов боковых частот направлены противоположно друг другу и суммарный ток равен амплитуде тока высокой частоты при отсутствии модуляции; на рис. 12г — случай, когда амплитуда модулированного тока получается наименьшей и, наконец, на рис. 12д — общий случай сложения векторов, когда векторы токов боковых частот находятся под произвольными (одинаковыми) углами к вектору тока несущей частоты.

Таким образом, исходя из ур-ния (3), модулированные колебания можно изображать в виде вектора, изменяющего свою величину по закону низкой частоты Ω и вращающегося с угловой частотой ω_n ; или же, исходя из ур-ния (5), модулированные колебания можно рассматривать как сумму трёх колебаний, изображаемых тремя векторами, неизменными по величине и вращающимися с тремя различными угловыми частотами ω_n , $(\omega_n + \Omega)$ и $(\omega_n - \Omega)$.

Нами рассмотрен самый простой случай, когда модуляция осуществляется с помощью одной звуковой частоты. В практике радиотелефонии модуляция обычно производится речью или музыкой, т. е. целым спектром звуковых частот $\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_k$, из которых каждое колебание имеет свою амплитуду. Мгновенное значение тока высокой частоты, модулированного токами звуковых частот $\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_k$, напишется так:

$$i = I_{m0}(1 + m_1 \cos \Omega_1 t + m_2 \cos \Omega_2 t + \dots + m_k \cos \Omega_k t) \sin \omega_n t, \quad (6)$$

где m_1, m_2, \dots, m_k — коэффициенты модуляции на частотах $\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_k$, т. е.

$$m_1 = \frac{I_{m1}}{I_{m0}}, \quad m_2 = \frac{I_{m2}}{I_{m0}}, \quad \dots, \quad m_k = \frac{I_{mk}}{I_{m0}}.$$

Здесь $I_{m1}, I_{m2}, \dots, I_{mk}$ — максимальные изменения амплитуды тока высокой частоты, получающиеся соответственно при частотах модуляции $\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_k$.

Раскрывая скобки последнего выражения и преобразуя все члены правой части, начиная со второго, согласно ф-лам (4) и (5) получим:

$$i = I_{m0} \sin \omega_n t + \frac{I_{m0}}{2} \sum_{n=1}^{\kappa} m_n \sin(\omega_n + \Omega_n) t + \frac{I_{m0}}{2} \sum_{n=1}^{\kappa} m_n \sin(\omega_n - \Omega_n) t. \quad (7)$$

Таким образом, ток высокой частоты, модулированный спектром колебаний низких частот, можно рассматривать как сумму целого ряда простых синусоидальных колебаний высокой частоты, а именно: колебаний несущей частоты ω_n и колебаний боковых частот, соответствующих частотам модуляции от некоторой минимальной $\Omega_{мин}$ до максимальной $\Omega_{макс}$. Боковые частоты расположены симметрично относительно несущей частоты и образуют две так называемые боковые полосы частот. Верхняя боковая полоса занимает интервал частот от $(\omega_n + \Omega_{мин})$ до $(\omega_n + \Omega_{макс})$; нижняя боковая полоса занимает интервал, заключающийся между частотами $(\omega_n - \Omega_{мин})$ и $(\omega_n - \Omega_{макс})$. Переходя от угловых частот к циклическим, будем иметь колебания несущей f_n и две боковые полосы частот, заключающиеся в интервалах: верхняя от $(f_n + F_{мин})$ до $(f_n + F_{макс})$ и нижняя от $(f_n - F_{мин})$ до $(f_n - F_{макс})$, где f_n — несущая частота, $F_{мин}$ — наименьшая, а $F_{макс}$ — наибольшая частоты модуляции.

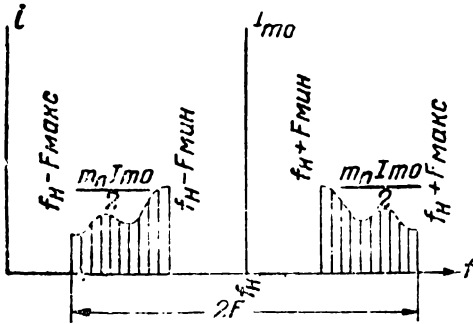


Рис. 13. Спектр частот модулированных колебаний

Амплитуда колебаний несущей частоты, аналогично случаю колебаний, модулированных одной звуковой частотой, равна амплитуде колебаний высокой частоты при отсутствии модуляции, а амплитуды колебаний боковых частот будут равны: $\frac{m_1 I_{m0}}{2}, \frac{m_2 I_{m0}}{2}, \dots, \frac{m_{\kappa} I_{m0}}{2}$,

где $m_1, m_2, \dots, m_{\kappa}$ — коэффициенты модуляции при соответствующих мо-

дулирующих частотах, а I_{m0} — амплитуда тока несущей частоты.

Рис. 13 изображает частотный состав модулированных колебаний, состоящий из указанных выше несущей частоты и двух боковых полос частот с соответствующими амплитудами.

Спектр частот, заключающийся между двумя крайними боковыми частотами $(f_n + F_{\text{макс}})$ и $(f_n - F_{\text{макс}})$ и, следовательно, равный их разности, т. е. $2F_{\text{макс}}$, называется шириной канала. В дальнейшем для простоты будем обозначать ширину канала через $2F$.

Пример 1. Найти количество радиовещательных станций, могущих одновременно работать в диапазоне волн от $\lambda_2 = 10$ м до $\lambda_1 = 25$ м, если ширину канала каждой станции положить равной $2F = 9 \cdot 10^3$ гц.

Решение. Частота, соответствующая длине волны $\lambda_2 = 10$ м

$$f_2 = \frac{c}{\lambda_2} = \frac{3 \cdot 10^8}{10} = 30 \cdot 10^6 \text{ гц};$$

частота, соответствующая длине волны $\lambda_1 = 25$ м

$$f_1 = \frac{c}{\lambda_1} = \frac{3 \cdot 10^8}{25} = 12 \cdot 10^6 \text{ гц},$$

Количество радиовещательных станций, которые могут одновременно работать в диапазоне волн от $\lambda_2 = 10$ м до $\lambda_1 = 25$ м

$$\frac{f_2 - f_1}{2F} = \frac{30 \cdot 10^6 - 12 \cdot 10^6}{9 \cdot 10^3} = 2000.$$

Пример 2. Колебания высокой частоты $f_n = 2 \cdot 10^6$ гц модулированы по амплитуде колебаниями звуковой частоты $F = 3 \cdot 10^3$ гц. Чему равны боковые частоты, а также амплитуды токов боковых частот, если до модуляции амплитуда тока колебаний высокой частоты $I_{m0} = 20$ а; коэффициент модуляции $m = 40\%$.

Решение. Верхняя боковая частота

$$f_n + F = 2 \cdot 10^6 + 3 \cdot 10^3 = 2,003 \cdot 10^6 \text{ гц}.$$

Нижняя боковая частота

$$f_n - F = 2 \cdot 10^6 - 3 \cdot 10^3 = 1,997 \cdot 10^6 \text{ гц}.$$

Амплитуда тока боковых частот

$$\frac{m I_{m0}}{2} = \frac{0,4 \cdot 20}{2} = 4 \text{ а}.$$

§ 5. Понятие о частотной модуляции

Колебания высокой частоты характеризуются тремя параметрами: амплитудой, фазой и частотой. В зависимости от того, какой из этих параметров изменяется в соответствии с законом колебаний низкой частоты, модуляцию называют амплитудной, фазовой или частотной. При этом частота изменений любого из этих параметров должна быть много меньше несущей частоты.

Рассмотренные выше колебания, модулированные по амплитуде, применяются очень широко до настоящего времени при работе на длинных, средних и коротких волнах. В последнее время получили большое распространение при работе на ультракоротких волнах колебания, модулированные по частоте. Как показывает само название, при частотной модуляции должно происходить изменение (или, как говорят, „качание“) частоты высокочастотных колебаний в соответствии с законом, характеризующим передаваемые колебания низкой частоты. При частотной модуляции изменяется мгновенное значение несущей частоты, амплитуда же колебаний, как

это показано на рис. 14б, остаётся неизменной; на рис. 14а изображена кривая тока несущей частоты до модуляции. Выражение, определяющее мгновенное значение тока колебаний, модулированных по частоте одной низкой частотой, имеет следующий вид:

$$i = I_{m0} \sin(\omega_n t + M_f \sin \Omega t), \quad (8)$$

где I_{m0} — амплитуда тока колебаний высокой частоты до и во время модуляции,

ω_n — угловая несущая частота,

Ω — угловая низкая модулирующая частота,

$M_f = \frac{\Delta f_n}{F}$ — коэффициент частотного отклонения, где

Δf_n — амплитуда частотного отклонения (амплитуда отклонения частоты от несущей),

F — модулирующая частота.

Исследование частотно-модулированных колебаний, которое мы опускаем из-за сложности математического анализа, приводит к следующим основным выводам.

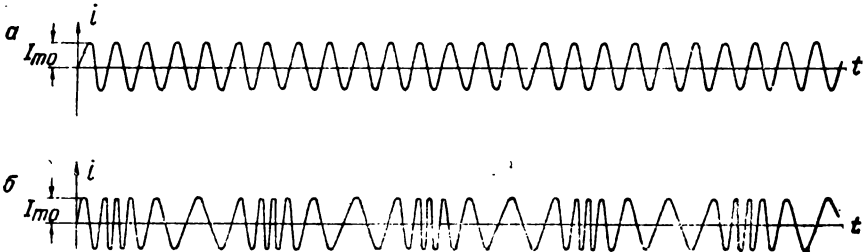


Рис. 14. Кривая тока высокой частоты: а) до модуляции, б) при модуляции по частоте

Колебания высокой частоты, модулированные по частоте, представляют собой спектр частот, содержащий несущую и боковые частоты, подобно тому, как это имеет место при амплитудной модуляции, но между этими спектрами имеются существенные различия.

В случае амплитудной модуляции: 1) количество частот спектра равно удвоенному числу модулирующих частот (каждая модулирующая частота порождает две боковые частоты) плюс несущая частота; 2) амплитуда тока несущей частоты остаётся такой же, какой она была до модуляции, и она всегда больше любой из амплитуд боковых частот своего спектра.

В случае частотной модуляции: 1) количество частот спектра очень велико даже в том случае, если модуляция осуществляется лишь одной звуковой частотой. Из этих частот спектра одна является несущей, а остальные парные боковые частоты расположены симметрично относительно несущей частоты; 2) амплитуда тока несущей частоты не равна амплитуде до модуляции; она изменяется при изменении частоты и силы модулирующего сигнала и может быть меньше амплитуды тока боковых частот; 3) при увеличении числа модулирующих частот число пар боковых частот сильно возрастает, но амплитуды их на высших боковых частотах сильно уменьшаются.

Теоретически полоса частот колебаний, модулированных по частоте, получается бесконечно широкой, но, учитывая, что амплитуды высших боковых частот очень малы по сравнению с амплитудой колебаний до модуляции, можно считать, что практически почти вся мощность модулированных колебаний приходится на некоторую определённую полосу частот. Поэтому за реальную ширину канала частотно-модулированных колебаний принято считать интервал частот, заключаю-

щихся между теми двумя боковыми частотами, амплитуда которых составляет некоторую небольшую долю амплитуды немодулированного несущего колебания. Ширина этого канала, примерно, равна двойной амплитуде отклонения частоты от несущей ($2\Delta f_n$), но не меньше двойной максимальной модулирующей частоты ($2F_{\text{макс}}$).

Необходимо отметить, что ширина канала при частотной модуляции получается значительно большей, чем при амплитудной модуляции; этим объясняется, почему частотная модуляция применяется только в диапазоне ультракоротких волн.

Частотная модуляция имеет преимущества по сравнению с амплитудной модуляцией.

Во-первых, ввиду неизменности амплитуды мощность, излучаемая передатчиком с частотной модуляцией не изменяется во время модуляции и равна мощности, излучаемой при отсутствии модуляции; в случае амплитудной модуляции излучаемая мощность изменяется в соответствии с изменением амплитуды колебаний, достигая при $m = 1$ (100% модуляции) пикового значения, которое больше мощности, излучаемой передатчиком в отсутствии модуляции, в четыре раза (при увеличении амплитуды тока в 2 раза мощность увеличивается в 4 раза). Так как при одинаковой допустимой максимальной мощности передатчик с частотной модуляцией будет излучать мощность в четыре раза большую, чем передатчик с амплитудной модуляцией при отсутствии модуляции, то применение частотной модуляции позволяет увеличить напряжённость поля в месте приёма, что приведёт к увеличению дальности радиосвязи.

Во-вторых, замена амплитудной модуляции частотной обеспечивает заметное ослабление влияния помех при приёме, если напряжённость поля помех меньше полезной напряжённости поля (если напряжённость поля помех соизмерима с напряжённостью полезного поля, частотная модуляция не даёт преимуществ по сравнению с амплитудной модуляцией).

Из всего сказанного выше следует, что для осуществления любого вида радиосвязи необходимо пользоваться модулированными колебаниями, которые во всех случаях могут быть представлены в виде полосы частот, ширина которой определяется характером передачи и способом модуляции.

Кроме этого, необходимо отметить следующее.

Во-первых, приёмная антенна настраивается (правда, не всегда) в резонанс с несущей частотой передатчика, подлежащего приёму. (Длина волны, соответствующая несущей частоте, и объявляется перед началом работы радиовещательной передающей станции). Широко также применяется настройка в резонанс с несущей частотой различных колебательных цепей, входящих в качестве основных частей в радиопередающие и радиоприёмные устройства.

Во-вторых, для неискажённого воспроизведения передачи выполнение условия настройки в резонанс с несущей частотой ряда колебательных цепей приёмного устройства необходимо, но недостаточно. Необходимо, кроме несущей частоты, одновременно воспроизвести в месте приёма все боковые частоты, сохранив при этом соотношения между амплитудами и фазами всех частот принимаемого спектра такими, какими они были при передаче.

В-третьих, ввиду того, что для каждого радиопередающего устройства должна отводиться не одна частота, а определённая полоса частот, количество радиостанций, могущих работать одновременно, ограничено. Например, в диапазоне волн от $\lambda = 200$ м до $\lambda = 2000$ м число одновременно работающих радиовещательных станций (если отвести для каждой из них полосу частот $2F = 9000$ гц) может быть только 150. Дело в том, что спектр частот, используемый одной радиостанцией, как принято говорить, не должен перекрывать спектра частот соседней радиостанции. Это становится ясным из рассмотрения рис. 15. На рис. 15а показано расположение спектров частот, соответствующих одновременной работе трёх радиостанций. При приёме одного из них частоты других спектров приняты не будут, так как в этом случае спектры не перекрывают один другой. Поэтому искажений,

вызываемых наличием частот, отсутствовавших при передаче, не будет. На рис. 15б показано расположение спектров частот, соответствующих одновременной работе трёх радиостанций для случая, когда верхняя боковая полоса частот первой радиостанции частично заходит на нижнюю боковую полосу частот второй радиостанции. В этом случае при приёме первой или второй радиостанций, помимо спектра частот, соответствующего одной из этих радиостанций, будет принят ряд других частот, отсутствовавших на месте передачи этой радиостанции. Приём первой или второй радиостанций, очевидно, будет искажён.

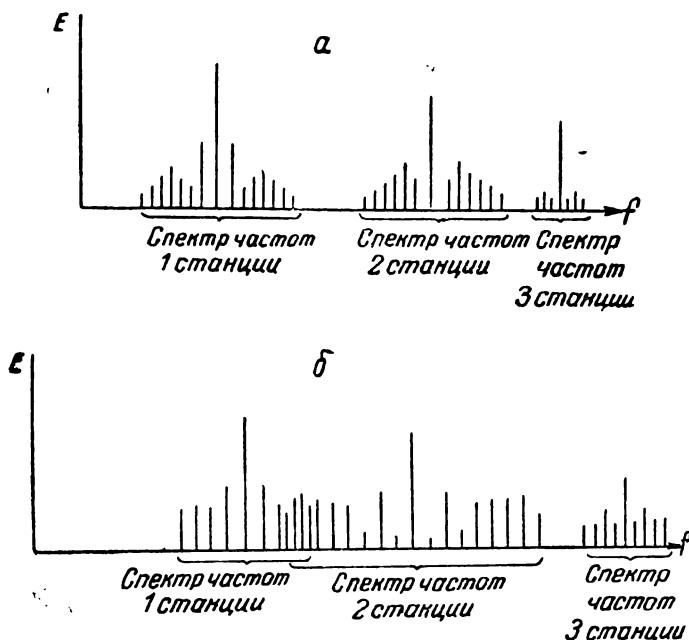


Рис. 15. Расположение спектров частот трёх одновременно работающих радиостанций: а) искажений при приёме нет; б) при приёме первой и второй станций искажения есть

В заключение отметим, что диапазон частот, используемый для целей радиосвязи и радиовещания, занимает частоты, примерно, от $f = 10^4$ гц до $f = 3 \cdot 10^8$ гц.

§ 6. Области применения радиотехники

Кроме радиовещания, радиосвязи и телевидения, радиотехника очень широко применяется в самых различных областях науки и техники.

Радиотехника применяется в измерительной технике, автоматике, электроакустике, радиолокации и в других отраслях техники. Токи высокой частоты нашли применение в промышленности, например, для сушки дерева, закалки стали и других целей. Внедрение техники токов высокой частоты в промышленность существенно изменяет технологические процессы, улучшая

качество продукции и удешевляя стоимость её. Техника высокой частоты нашла применение в медицине (для лечебных целей), в пищевой промышленности (для стерилизации консервов, быстрого обезвоживания продуктов) и т. д.

Наконец, необходимо отметить исключительно широкое использование радиотехнических методов и радиотехнической аппаратуры в технике проводной связи, особенно дальней связи.

Техника дальней связи начала развиваться с 1876 г., т. е. задолго до изобретения радио. Увеличения дальности связи стремились добиться уменьшением постоянной затухания линии (для чего стальные провода заменяли медными), увеличением диаметра проводов линии, применением более совершенных изоляторов и т. д. Но несмотря на такие меры темпы развития техники дальней связи не были высокими. Только внедрение методов радиосвязи вызвало бурный рост техники дальней связи. Применение метода передачи сигналов с помощью модулированных колебаний высокой частоты решило, в частности, одну из основных задач дальней проводной связи — экономичное использование проводов. При работе модулированными колебаниями на разных несущих частотах оказывается возможной одновременная передача по одной линии ряда разговоров.

Система проводной связи с помощью модулированных колебаний, получившая название „многоканальной системы“, развивалась очень быстро. Если в середине 20-х годов применялась „трёхканальная система“ многократного телефонирования по воздушной линии, работавшая в полосе частот 6—30 *кГц*, то к концу 30-х годов была уже разработана „двенадцатиканальная система“ для воздушных линий, использующая полосу частот 36—144 *кГц* (передача разговорных сигналов в одном направлении происходит в полосе частот 36—84 *кГц*, в другом направлении — в полосе 92—144 *кГц*).

Применение в качестве линий передачи коаксиальных кабелей, позволяющих осуществлять передачу спектра частот до 3000 *кГц*, может обеспечить одновременную передачу до 720 телефонных разговоров по одной и той же линии.

Техника проводной связи, особенно дальней связи, достигла высокого технического уровня и продолжает быстро расти благодаря внедрению методов радиосвязи и широкому использованию радиотехнической аппаратуры (электровакuumных приборов, промежуточных усилителей, ламповых генераторов и т. д.).

Техника проводной связи и техника радиосвязи в настоящее время становятся настолько похожими, что начинает стираться грань между ними. Рост радиотехники обеспечивает дальнейшее развитие техники проводной связи. Поэтому тех-

никам-проводникам необходимо изучить принципы работы основных радиотехнических устройств.

Современные радиотехнические устройства представляют собой сложные системы; в основном они состоят из электронных ламп, изучаемых в курсе „Электровакуумные приборы“, и электрических, в большинстве случаев колебательных цепей.

Так как основой большинства радиотехнических устройств являются различные колебательные цепи, то прежде чем изучать радиотехнические устройства в целом, как например, передатчики и приёмники, перейдём к рассмотрению вопроса об электрических колебаниях в цепях с сосредоточенными постоянными.

Г Л А В А 2

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ КОЛЕБАНИЯ В ЦЕПЯХ С СОСРЕДОТОЧЕННЫМИ ПОСТОЯННЫМИ

§ 1. Свободные электрические колебания в одиночном контуре

Свободными электрическими колебаниями в контуре, образованном индуктивностью L , ёмкостью C и активным сопротивлением r , называется колебательный процесс, происходящий в нём после того, как в этот контур введено некоторое количество энергии и он предоставлен самому себе.

Подать в контур порцию энергии можно, например, собрав схему, показанную на рис. 16. При положении переключателя Π на контакте 1 конденсатор C зарядится до разности потенциалов U_m , равной напряжению батареи B . Затем при переводе переключателя в положение 2 конденсатор станет разряжаться через индуктивность L . Благодаря действию эдс самоиндукции разряд конденсатора будет происходить в течение некоторого промежутка времени, а не мгновенно. Ток разряда конденсатора будет расти до тех пор, пока не израсходуется запасённая в конденсаторе энергия, которая, как известно из электротехники, равна

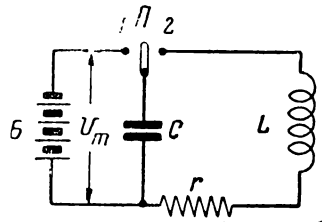


Рис. 16. Схема для возбуждения собственных колебаний в одиночном контуре

$$W_c = \frac{CU_m^2}{2}. \quad (9)$$

Ток в контуре достигнет наибольшего значения I_m в тот момент, когда напряжение на конденсаторе станет равным нулю. Если положить активное сопротивление r контура равным нулю, т. е. рассматривать идеальный контур, то вся энергия электрического поля конденсатора C преобразуется после его разряда в энергию магнитного поля катушки L , равную

$$W_L = \frac{LI_m^2}{2}. \quad (10)$$

Когда ток разряда конденсатора перестанет возрастать и, следовательно, поддерживать магнитное поле катушки, последнее начнёт исчезать. Уменьшающееся магнитное поле, благодаря эдс самоиндукции, будет поддерживать ток того же направления, но величина его уменьшается по мере расхода энергии магнитного поля катушки. Этот ток снова заряжает конденсатор, только знаки зарядов на его обкладках противоположны по сравнению с первоначальными. В тот момент, когда ток, заряжающий конденсатор, станет равным нулю, вся энергия магнитного поля катушки перейдёт в энергию электрического поля конденсатора, и напряжение на нём достигнет первоначального значения (если $r=0$). Далее начнётся снова разряд конденсатора, только направление тока разряда будет противоположно по сравнению с током первоначального разряда. Опять произойдёт разряд конденсатора, т. е. переход электрической энергии в магнитную, и т. д.

Колебательный процесс в идеальном контуре будет происходить с неизменной амплитудой бесконечно долго. Этот процесс электрических колебаний можно пояснить, пользуясь в качестве аналогии колебаниями идеального маятника, т. е. маятника без потерь. На рис. 17 характерные состояния контура сопоставляются с соответствующими положениями колеблющегося маятника. Положение *a* соответствует заряду конденсатора до потенциала U_m , когда он обладает потенциальной энергией $\frac{CU^2_m}{2}$; маятник, отклонённый на некоторый угол φ от своего положения равновесия, также обладает определённым количеством потенциальной энергии. Подобно тому, как маятник не может оставаться в таком положении и под действием силы тяжести начнёт двигаться к положению равновесия, так и заряды на обкладках конденсатора не могут остаться неподвижными и начнут двигаться, т. е. создадут в контуре ток. На рис. 17б показано положение маятника, проходящего через положение равновесия, когда он, имея наибольшую скорость v , обладает только кинетической энергией. Этому соответствует такое состояние в контуре, когда вся энергия в нём будет кинетической, сосредоточенной в магнитном поле катушки. Ток в контуре в этом случае наибольший, аналогично наибольшей скорости движения маятника. Рис. 17в показывает положение маятника, когда он снова обладает только потенциальной энергией, но находится в другом крайнем положении. Соответственно этому контур обладает только потенциальной энергией, запасённой в конденсаторе, но заряды на его обкладках противоположны по знаку первоначальным зарядам. Состояние *г* аналогично состоянию *б*, только направление движения маятника и направление тока противоположны в этих случаях. Далее такой колебательный процесс периодически повторяется.

Промежуток времени, нужный для перехода от состояния *a* через состояния *b*, *в*, *г*, опять к состоянию *a*, т. е. для совершения одного полного колебания, называется периодом колебания и обозначается *T*. Очевидно, что для перехода от состояния *a* к *б* или от *б* к *в* и т. д. затрачивается четверть периода.

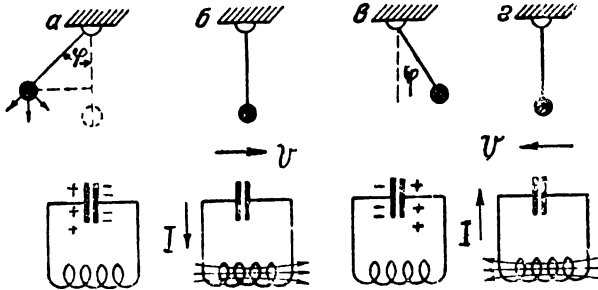


Рис. 17. Сопоставление характерных электрических состояний в контуре с соответствующими положениями колеблющегося маятника

Подобно тому, как процесс колебаний маятника графически изображается синусоидой, изменение u_c —напряжения на обкладках конденсатора и i —тока в контуре изображается синусоидами, сдвинутыми одна относительно другой на 90° , как показано на рис. 18. Неизменность амплитуды напряжения на конденсаторе и тока в контуре обуславливается отсутствием потерь в нём.

Формулу для определения f_0 —частоты свободных электрических колебаний в идеальном контуре, т. е. числа полных колебаний, происходящих в нём за секунду, — нетрудно получить, приравняв выражения (9) и (10),

$$\frac{CU_m^2}{2} = \frac{LI_m^2}{2} \quad (11)$$

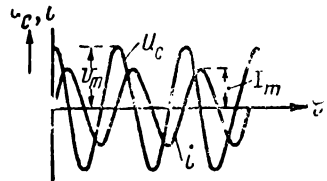


Рис. 18. Кривые изменения напряжения на обкладках конденсатора и тока в идеальном контуре

Принимая во внимание, что в контуре происходят гармонические колебания с частотой f_0 , а следовательно, амплитуда тока равна $I_m = U_m \omega_0 C$, можем привести наше равенство к виду $CU_m^2 = LU_m^2 \omega_0^2 C^2$, откуда

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{2H} C \phi}} \text{ и } f_{02H} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{2H} C \phi}} \quad (12)$$

Выражение для определения периода—величины, обратной частоте, очевидно, имеет вид

$$T_{сек} = 2\pi\sqrt{L_{2н}C_{\phi}}. \quad (13)$$

Из ф-л (12) и (13) следует, что частота и период свободных колебаний в контуре без потерь определяются только индуктивностью L и ёмкостью C контура.

Длиной волны λ называется путь, проходимый волной за промежуток времени, равный периоду T , т. е. $\lambda = v \cdot T = \frac{v}{f}$, где v —скорость распространения электромагнитных волн (примерно равная скорости света).

Хотя сам замкнутый контур практически волн не излучает, приведённые выражения для определения λ (через T и f) представляют интерес, так как ими часто пользуются в расчётах.

Формула для определения амплитуды тока свободных колебаний в контуре вытекает непосредственно из выражения (11)

$$I_m = U_m \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{U_m}{\rho}, \quad (14)$$

где $\rho = \sqrt{\frac{L_{2н}}{C_{\phi}}}$ носит название волнового сопротивления (или характеристики) контура.

При выводе ф-л (12) и (14) мы полагали, что $r=0$. Практически во всяком контуре происходит рассеивание энергии, обусловленное потерями на выделение тепла в проводках, потерями в диэлектрике конденсатора и катушки и рядом других потерь. Все эти потери обычно учитывают некоторым активным сопротивлением r , соединённым последовательно с элементами контура L и C (рис. 16). Это сопротивление r равно активному сопротивлению самих проводов плюс активное сопротивление, учитывающее все другие потери в контуре.

Свободные электрические колебания в реальном контуре ($r \neq 0$) так же, как и в идеальном контуре, представляют собой периодический процесс преобразования энергии электрического поля конденсатора в энергию магнитного поля катушки и обратно, но энергия в контуре будет непрерывно уменьшаться из-за наличия потерь в нём. Поэтому будет уменьшаться также амплитуда напряжения на обкладках конденсатора и амплитуда тока в контуре.

Как показывает математический анализ, подтверждаемый экспериментом, периодический процесс свободных электрических колебаний в реальном контуре может происходить только при выполнении условия $r < 2\sqrt{\frac{L}{C}}$. В этом случае убы-

вание амплитуды напряжения и тока со временем происходит по закону, выражаемому экспоненциальной функцией $e^{-\delta t}$, где $\delta = \frac{r}{2L}$ представляет собой так называемый коэффициент затухания.

Частота свободных колебаний в реальном контуре зависит не только от величины L и C , но также от активного сопротивления r . В большинстве случаев для контуров, применяемых на практике, справедливо неравенство $\frac{1}{LC} \gg \frac{r^2}{4L^2}$; при выполнении этого условия

частота свободных колебаний в реальном контуре может с достаточной для практических целей точностью определяться по ф-ле (12). В этом случае мгновенные значения напряжения на обкладках конденсатора и тока в контуре определяются приблизительно выражениями

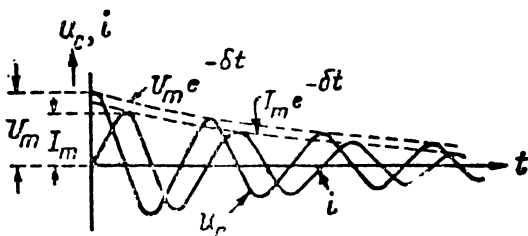


Рис. 19. Кривые изменения напряжения на обкладках конденсатора и тока в реальном контуре

$$u_c = U_m e^{-\delta t} \cos \omega_0 t \text{ и } i = I_m e^{-\delta t} \sin \omega_0 t, \quad (15)$$

где I_m определяется по ф-ле (14), а ω_0 —по ф-ле (12). Графически изменения со временем напряжения u_c и тока i в реальном контуре показаны на рис. 19.

§ 2. Логарифмический декремент затухания

Так как амплитуда тока свободных колебаний в реальном контуре непрерывно убывает (затухает) по закону $e^{-\delta t}$, их называют также затухающими колебаниями. Степень затухания колебаний принято характеризовать параметром ϑ —так называемым логарифмическим декрементом затухания. Он представляет собой натуральный логарифм отношения двух амплитуд тока (или напряжения), разделённых промежутком времени, равным периоду. Если, как показано на рис. 20, I_{m_t} —амплитуда тока в момент времени t , а $I_{m_{(t+T)}}$ —амплитуда тока по прошествии периода T , то

$$\vartheta = \ln \frac{I_{m_t}}{I_{m_{(t+T)}}} = \ln \frac{I_m e^{-\delta t}}{I_m e^{-\delta(t+T)}} = \delta T.$$

Подставляя в последнее равенство $\delta = \frac{r}{2L}$ и $T = 2\pi\sqrt{LC}$,

получим следующую формулу для определения δ через элементы контура

$$\delta = \pi r_{\text{ом}} \sqrt{\frac{C\phi}{L_{\text{зн}}}} = \frac{\pi r}{\rho}. \quad (16)$$

Из последнего выражения следует, что логарифмический декремент затухания уменьшается с уменьшением r , и что он зависит также от соотношения между L и C . Для большинства

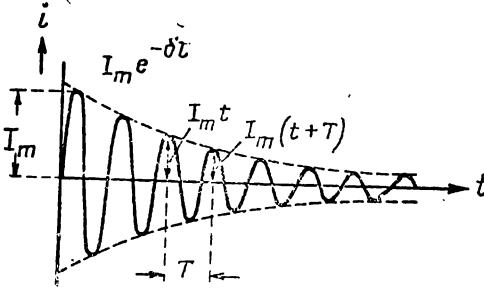


Рис. 20. Кривая тока свободных колебаний в реальном контуре

встречающихся на практике контуров δ много меньше единицы.

Для контуров, обладающих малыми потерями, δ имеет простой физический смысл.

Нетрудно показать, что δ показывает относительное уменьшение амплитуд, разделённых интервалом времени T . Например, если $\delta=0,01$, то каждая последующая через период амплитуда тока (или напряжения) меньше предыдущей на 1%.

Теоретически, как следует из ф-л (15), амплитуда тока (и напряжения) станет равной нулю через бесконечно большое время ($t=\infty$). Практически колебательный процесс считается оконченным, когда амплитуда тока уменьшается до некоторой доли от начальной, например, до 1% от I_m (до $0,01 \cdot I_m$).

Колебательный процесс в реальном контуре может быть незатухающим, если подавать в него для компенсации потерь энергию от постороннего источника переменного тока, работающего с неизменной амплитудой. В этом случае амплитуда тока в контуре будет неизменной.

Незатухающие колебания в реальном контуре, получаемые при питании его от постороннего источника переменного тока, носят название вынужденных колебаний. Для осуществления современной радиосвязи широко используются незатухающие колебания, поэтому перейдём к рассмотрению вынужденных колебаний.

Пример 3. Одиночный замкнутый колебательный контур составлен из элементов: $C = 5,4 \cdot 10^{-10} \text{ ф}$, $L = 1,3 \cdot 10^{-4} \text{ гн}$, $r = 4 \text{ ом}$. Определить частоту свободных колебаний f_0 , их период T и логарифмический декремент затухания δ . Затем найти начальную амплитуду тока в контуре I_m , если, зарядив конденсатор C до напряжения $U_m = 181 \text{ в}$, предоставить контур самому себе.

Решение. Частота свободных колебаний

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{6,28\sqrt{1,3 \cdot 10^{-4} \cdot 5,4 \cdot 10^{-10}}} \approx 6 \cdot 10^6 \text{ гц.}$$

Период свободных колебаний

$$T = \frac{1}{f_0} = \frac{1}{6 \cdot 10^5} \approx 1,67 \cdot 10^{-6} \text{ сек.}$$

Логарифмический декремент затухания

$$\vartheta = \pi r \sqrt{\frac{C}{L}} = 3,14 \cdot 4 \sqrt{\frac{5,4 \cdot 10^{-10}}{1,3 \cdot 10^{-4}}} \approx 2,6 \cdot 10^{-2}.$$

Начальная амплитуда тока

$$I_m = U_m \sqrt{\frac{C}{L}} = 181 \sqrt{\frac{5,4 \cdot 10^{-10}}{1,3 \cdot 10^{-4}}} \approx 370 \cdot 10^{-3} \text{ а} = 370 \text{ ма.}$$

§ 3. Вынужденные колебания в последовательном контуре

Питание контура генератором переменного тока можно осуществить двумя способами: включением генератора последовательно с элементами контура (рис. 21) и параллельно с ними (рис. 27). Каждый из этих способов включения имеет свои особенности. Остановимся сначала на первом способе питания контура.

Если в цепи, состоящей из индуктивности L , ёмкости C и активного сопротивления r , действует переменная эдс $\epsilon = E_m \sin \omega t$, где E_m — амплитуда эдс, а ω — угловая частота источника переменного тока, то, как известно из электротехники, мгновенное значение тока в цепи равно

$$i = I_m \sin(\omega t - \varphi), \quad (17)$$

где I_m — амплитуда тока, определяемая выражением (законом Ома)

$$I_m = \frac{E_m}{Z} = \frac{E_m}{\sqrt{r^2 + x^2}} = \frac{E_m}{\sqrt{r^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}, \quad (18)$$

а φ — угол сдвига фаз между током и напряжением определяется по формуле

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{x}{r} = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{r}. \quad (19)$$

Как следует из выражения (18), если в цепи, показанной на рис. 21, эдс изменяется синусоидально, то ток в ней будет изменяться также по закону синуса, но со сдвигом фазы относительно напряжения на угол φ , определяемый фллой (19).

Характер изменения со временем мгновенных значений напряжения на индуктивном, ёмкостном и активном сопротивлениях контура (u_L , u_C , u_r), а также тока (i), показан на рис. 22. Напряжение на активном сопротивлении совпадает по фазе с

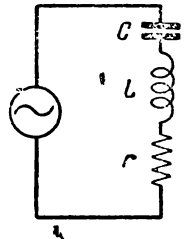


Рис. 21. Последовательный контур

током, напряжение на индуктивности опережает ток на 90° , а напряжение на ёмкости отстаёт от тока на 90° . В моменты, когда напряжения на индуктивности и ёмкости (всегда противоположные по знаку) достигают максимальных значений, ток принимает нулевое значение. В этот же момент напряжение на активном сопротивлении равно нулю.

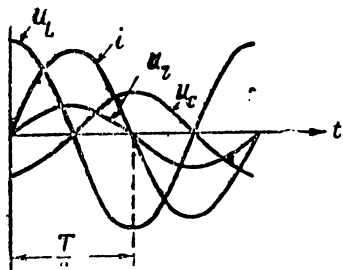


Рис. 22. Кривые изменения напряжений на отдельных элементах и тока в последовательном контуре

величина которого определяется по ф-ле (18), отложен вертикально. U_L — вектор напряжения на индуктивности (численно равный $I\omega L$), как опережающий вектор тока на 90° , отложен влево, а U_C — вектор напряжения на ёмкости (численно равный $I\frac{1}{\omega C}$),

как отстающий от вектора I на 90° , отложен вправо. Вектор U_r — напряжения на активном сопротивлении (численно равный $I \cdot r$) совпадает с вектором тока. Вектор напряжения источника E , равный геометрической сумме векторов U_L , U_C и U_r ,

повернут относительно вектора тока на некоторый угол φ , определяемый по ф-ле (19).

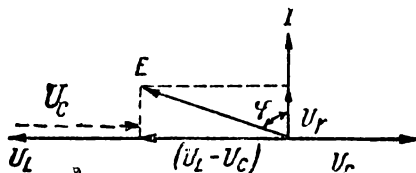


Рис. 23. Векторная диаграмма последовательного контура

§ 4. Резонанс напряжений

При неизменных значениях L , C , r и E ток в контуре принимает наибольшее возможное значение $I_p = \frac{E}{r}$, когда угловая частота генератора равна $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, или, что то же, когда частота генератора равна

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (20)$$

Действительно, реактивное сопротивление контура в этом случае равно нулю

$$x = \omega_p L - \frac{1}{\omega_p C} = 0,$$

так как реактивное индуктивное сопротивление $\omega_p L$ компенсируется противоположным ему по знаку и численно равным реактивным ёмкостным сопротивлением $\frac{1}{\omega_p C}$.

В этом случае Z — полное сопротивление контура принимает наименьшее возможное значение r ($Z = r$), а угол сдвига фаз φ между током и напряжением, приложенным к контуру, обращается в нуль. Этот случай называется резонансом.

Напряжения на индуктивном и ёмкостном сопротивлениях

$$U_{Lp} = I_p \omega_p L \text{ и } U_{Cp} = I_p \frac{1}{\omega_p C}, \quad (21)$$

равные между собой по абсолютной величине, могут быть при резонансе много больше напряжения генератора. Поэтому случай резонанса в последовательном контуре называется резонансом напряжений.

Векторная диаграмма последовательного контура для случая резонанса изображена на рис. 24. Векторы U_{Lp} и U_{Cp} , как равные и противоположно направленные, взаимно компенсируются. Вектор напряжения источника, численно равный вектору напряжения на активном сопротивлении, совпадает по направлению с вектором тока ($\varphi = 0$).

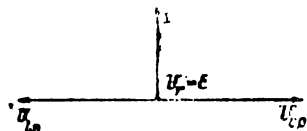


Рис. 24. Векторная диаграмма последовательного контура для случая резонанса

Необходимо отметить, что резонансная частота f_p (ф-ла 20) определяется по той же формуле, которая была получена для частоты свободных колебаний в контуре (ф-ла 12). Следует, однако, указать, что резонансная частота последовательного контура не зависит от его активного сопротивления, тогда как частота свободных колебаний в контуре зависит не только от L и C , но и от r . Не нужно забывать, что ф-ла (12) была получена в предположении, что $r = 0$. Если принять во внимание r , то ф-ла (12) несправедлива. Правда, для обычно встречающихся в радиотехнической практике контуров r настолько мало, что ф-ла (12) даёт величину f_0 , мало отличающуюся от истинной, поэтому ею и пользуются в расчётах, считая одинаковой частоту свободных колебаний в контуре и резонансную частоту контура.

Кроме параметра ϑ , для характеристики свойств колебательного контура широко применяется параметр Q , называемый

добротностью контура. Он показывает, во сколько раз напряжение на индуктивности и ёмкости в момент резонанса больше (или меньше) напряжения источника

$$Q = \frac{U_{Lp}}{E} = \frac{U_{Cp}}{E}. \quad (22)$$

Принимая во внимание ф-лы (21) и равенства: $E = I_p r$, $\omega L = \frac{1}{\omega_p C} = \sqrt{\frac{L}{C}} = \rho$, выражение для Q можно переписать так

$$Q = \frac{\rho}{r}. \quad (23)$$

Таким образом, добротность контура равна отношению индуктивного или ёмкостного сопротивления последовательного контура в момент резонанса к его активному сопротивлению. Нетрудно установить связь между Q и δ ; если воспользоваться ур-нием (16), то получим $Q = \frac{\pi}{\delta}$.

В качестве параметра контура применяют ещё так называемое „затухание“ d , которое является величиной обратной добротности ($d = \frac{1}{Q}$).

§ 5. Резонансные кривые. Полоса пропускания контура

Резонансной кривой называется кривая $I = F(t)$, изображающая зависимость амплитуды (или эффективного значения) тока в контуре от частоты питающего его генератора при неизменных L , C , r и E . Такие резонансные кривые для трёх значений r показаны на рис. 25. Они рассчитываются по ф-ле (18), которая по существу является уравнением резонансной кривой. Из рассмотрения этих кривых видно, что резонансная кривая тем „острее“, чем меньше r (при данных L и C), т. е. чем меньше δ контура.

При питании контура модулированными колебаниями он будет находиться под воздействием эдс спектра частот, соответствующего этим модулированным колебаниям. Чтобы через контур проходил весь спектр частот без искажений, форма резонансной кривой должна была бы иметь прямоугольную форму, как показано пунктиром на рис. 26 ($f_1 a b f_2$). В действительности форма резонансной кривой имеет вид кривой, показанной жирной линией. Поэтому соотношение между амплитудами токов в контуре изменится относительно соотношения между амплитудами эдс тех же частот, приложенных к контуру.

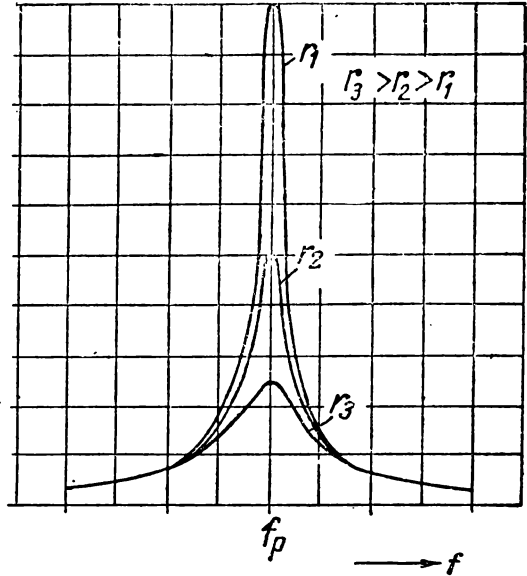
Степень относительного уменьшения токов на боковых частотах зависит от „остроты“ резонансной кривой. Искажения тем

меньше, чем резонансная кривая более „пологая“. Искажения тем больше, чем она уже. Практически допускают ослабление тока на крайних боковых (граничных) частотах $f_2 = f_p + F$ и $f_1 = f_p - F$ в $\sqrt{2}$ раз относительно тока на несущей частоте. Это оправдывается тем, что согласно законам физиологической акустики уменьшение тока в телефоне примерно на 30% (в $\sqrt{2}$ раз) почти не ощущается ухом человека.

Спектр частот, заключённый в интервале частот $f_2 - f_1 = 2F$, называется „полосой пропускания“ контура.

При воздействии на контур модулированной эдс его „полоса пропускания“ должна быть равна „ширине канала“ этих модулированных колебаний, т. е. должна быть

Рис. 25. Резонансные кривые последовательного контура для трёх значений r



равна $2F$, где F — максимальная модулирующая частота.

Установим зависимость между полосой пропускания контура и параметром, определяющим форму резонансной кривой, например ϑ или d . В соответствии с поставленным выше условием, ток на частоте f_1 (рис. 26) должен быть равен

$$I_1 = \frac{E}{\sqrt{r^2 + \left(\omega_1 L - \frac{1}{\omega_1 C}\right)^2}} = \frac{I_p}{\sqrt{2}} = \frac{E}{r\sqrt{2}};$$

Рис. 26. Определение полосы пропускания последовательного контура по его резонансной кривой

отсюда следует, что $\sqrt{r^2 + \left(\omega_1 L - \frac{1}{\omega_1 C}\right)^2} = r\sqrt{2}$ или $\left(\omega_1 L - \frac{1}{\omega_1 C}\right)^2 = r^2$.

Наконец, извлекая из обеих частей последнего уравнения корень, получаем

$$\omega_1 L - \frac{1}{\omega_1 C} = -r.$$

Знак минус берём потому, что при $f_1 < f_p$ значение $\omega_1 L < \frac{1}{\omega_1 C}$.

Рассуждая аналогично, получим, что при частоте $f_2 > f_p$ (когда $\omega_2 L > \frac{1}{\omega_2 C}$)

$$\omega_2 L - \frac{1}{\omega_2 C} = +r.$$

Последние два равенства нетрудно привести к виду:

$$\omega_1^2 LC + r\omega_1 C = 1 \quad \text{и} \quad \omega_2^2 LC - r\omega_2 C = 1.$$

Приравняв левые части полученных выражений, сократив их на C и произведя перегруппировку членов, получим:

$$L(\omega_2^2 - \omega_1^2) = r(\omega_2 + \omega_1) \quad \text{и} \quad L(\omega_2 - \omega_1) = r;$$

отсюда, разделив на $2\pi L$, имеем

$$f_2 - f_1 = \frac{r}{\pi 2L}.$$

Наконец, так как $f_2 - f_1 = 2F$ и $\frac{r}{\pi 2L} = \frac{\delta}{\pi} = \frac{\delta}{\pi} f_p = df_p$, получаем формулу для определения полосы пропускания последовательного контура

$$2F = \frac{\delta}{\pi} f_p = df_p = \frac{f_p}{Q}. \quad (23)$$

Пример 4. Дан контур примера 3. Генератор, включённый последовательно с элементами контура, питает его на резонансной частоте и имеет амплитуду напряжения $E_m = 100$ мв. Определить резонансную частоту контура f_p , амплитуду тока в контуре на резонансной частоте I_p , добротность контура Q , амплитудные значения напряжения на индуктивности и ёмкости в момент резонанса, а также полосу пропускания контура $2F$.

Решение. Резонансная частота контура $f_p = f_0 = 6 \cdot 10^3$ гц.
Амплитуда тока в контуре

$$I_{mp} = \frac{E_m}{r} = \frac{100}{4} = 25 \text{ ма.}$$

Добротность контура

$$Q = \frac{\pi}{\delta} = \frac{3,14}{2,6 \cdot 10^{-2}} \approx 120.$$

Амплитудные значения напряжения на индуктивности и ёмкости

$$U_{mLp} = U_{mCp} = E_m \cdot Q = 100 \cdot 120 = 12\,000 \text{ мв.}$$

Полоса пропускания контура

$$2F = df_p = \frac{f_p}{Q} = \frac{6 \cdot 10^5}{120} = 5000 \text{ гц.}$$

§ 6. Вынужденные колебания в параллельном контуре

Рассмотрим случай получения в контуре незатухающих колебаний при питании его генератором, включённым параллельно контуру. Для упрощения вычислений возьмём простейший параллельный контур, так называемый контур I вида, показанный на рис. 27а.

Эквивалентное сопротивление его Z_{α} между точками а и в определяется из равенства

$$\frac{1}{Z_{\alpha}} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2},$$

откуда $Z_{\alpha} = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2}$, (24)

где $Z_1 = r_1 + i\omega L$ и $Z_2 = r_2 - i \frac{1}{\omega C}$ — сопротивления левой и правой ветвей контура. Подставляя их в ф-лу (24), получим

$$Z_{\alpha} = \frac{(r_1 + i\omega L)(r_2 - i \frac{1}{\omega C})}{(r_1 + r_2) + i(\omega L - \frac{1}{\omega C})}. \quad (25)$$

Учитывая, что знаменатель представляет собой полное сопротивление нашего контура при последовательном обходе его

$$Z = r + i\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right),$$

где $r = r_1 + r_2$ и, пренебрегая в числителе величинами r_1 и r_2 по сравнению с реактивными сопротивлениями ветвей (так

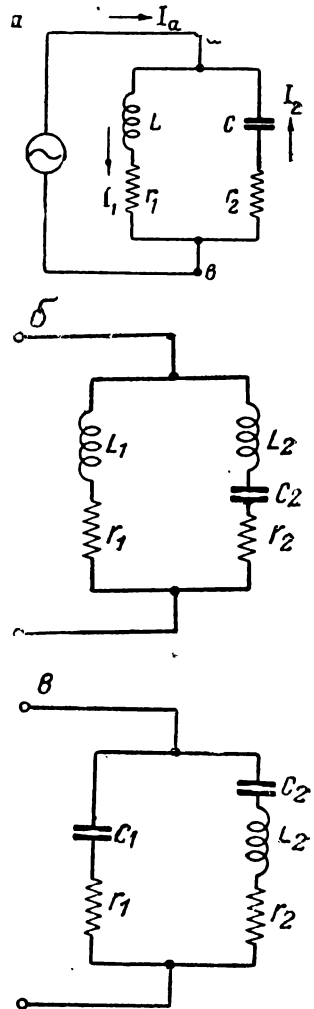


Рис. 27. Варианты схем параллельного контура: а) контур I вида, б) контур II вида, в) контур III вида

как в большинстве случаев радиотехнической практики $\omega L \gg r_1$ и $\frac{1}{\omega C} \gg r_2$), можем привести ф-лу (25) к следующему виду:

$$Z_{\alpha} \approx \frac{L}{ZC}. \quad (26)$$

Ток I_{α} в цепи, питающей контур, очевидно равен

$$I_{\alpha} = \frac{E}{Z_{\alpha}}. \quad (27)$$

Токи I_1 и I_2 в левой и правой ветвях контура определяются выражениями:

$$I_1 = \frac{E}{Z_1} \quad \text{и} \quad I_2 = \frac{E}{Z_2}. \quad (28)$$

Особенности параллельного и последовательного питания контура становятся понятными из сравнения векторной диаграммы последовательного контура (рис. 23) с векторной диаграммой параллельного контура (рис. 28). Порядок построения последней таков: откладываем вертикально вектор E напряжения генератора; определяем величину вектора тока в левой ветви $I_1 = \frac{E}{Z_1}$ (где

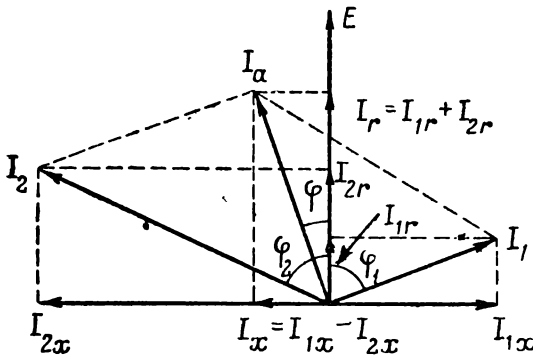


Рис. 28. Векторная диаграмма параллельного контура

$Z_1 = \sqrt{r_1^2 + \omega^2 L^2}$), а также φ_1 — угол сдвига фаз между током I_1 и E (по формуле $\operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{\omega L}{r_1}$). Так как левая ветвь со-

держит индуктивное сопротивление, то ток в левой ветви отстаёт от напряжения источника на угол φ_1 ; поэтому вектор I_1 откладываем вправо под углом φ_1 к вектору E . Аналогично $I_2 = \frac{E}{Z_2}$ (где $Z_2 = \sqrt{r^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}}$) и $\operatorname{tg} \varphi_2 = -\frac{1}{r\omega C}$.

Найдя I_2 и φ_2 , откладываем вектор тока во второй ветви I_2 влево от E (так как вторая ветвь содержит ёмкостное сопротивление). Раскладываем токи в ветвях на активные слагающие $I_{1r} = I_1 \cos \varphi_1$; $I_{2r} = I_2 \cos \varphi_2$ и реактивные слагающие $I_{1x} = I_1 \sin \varphi_1$; $I_{2x} = I_2 \sin \varphi_2$. Затем, сложив векторы $I_r = I_{1r} + I_{2r}$ и $I_x = I_{1x} - I_{2x}$, получаем вектор тока I_{α} в питающей цепи. Величина этого вектора даёт амплитуду тока в питающей цепи, а получающийся при построении угол φ определяет сдвиг фаз между током в питающей цепи и напряжением на зажимах контура.

В то время как в случае последовательного контура напряжение на контуре равно геометрической сумме напряжений на отдельных элементах его, в случае параллельного контура ток в цепи, питающей контур, равен геометрической сумме токов в ветвях контура.

§ 7. Резонанс токов

При резонансной частоте f_p , когда выполняется условие $\omega_p L - \frac{1}{\omega_p C} = 0$, полное сопротивление контура при последовательном обходе его принимает наименьшее возможное значение, равное r . Так как в ф-ле (26) при $Z = r$ знаменатель принимает наименьшее значение, то эквивалентное сопротивление параллельного контура при частоте f_p будет наибольшим и равным

$$R_{\text{эл}} = \frac{L}{rC}. \quad (29)$$

Обозначение $R_{\text{эл}}$ принято потому, что эквивалентное сопротивление контура при резонансной частоте получается активным (индекс I указывает на контур I вида).

Если положить $Z_{\text{э}} = R_{\text{эл}}$, то ток в питающей цепи в случае резонанса (см. ф-лу 27) будет равен

$$I_a = \frac{E}{R_{\text{эл}}}. \quad (30)$$

Отметим, что I_a совпадает по фазе с E , так как эквивалентное сопротивление контура носит активный характер. Токи в ветвях контура равны $I_1 = \frac{E}{Z_1}$ и $I_2 = \frac{E}{Z_2}$, где $Z_1 = \sqrt{r_1^2 + \omega_p^2 L^2}$ и $Z_2 = \sqrt{r_2^2 + \frac{1}{\omega_p^2 C^2}}$. Обычно $r_1 \ll \omega_p L$ и $r_2 \ll \frac{1}{\omega_p C}$, поэтому можно считать $Z_1 \approx \omega_p L$ и $Z_2 \approx \frac{1}{\omega_p C}$. В таком случае для определения приближённого значения величины токов в ветвях справедливы формулы

$$I_1 = \frac{E}{\omega_p L} \quad \text{и} \quad I_2 = \frac{E}{\frac{1}{\omega_p C}}. \quad (31)$$

Вследствие того, что в случае резонанса $\omega_p L = \frac{1}{\omega_p C}$ ¹⁾

¹⁾ Необходимо отметить, что резонансная частота параллельного контура зависит не только от L и C , но и от активного сопротивления ветвей контура. Однако, в большинстве случаев практики мы имеем дело с контурами, для которых точное условие резонанса приводит к формуле, дающей результат, почти не отличающийся от значения, получаемого по приближённой формуле $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, поэтому вполне допустимо для расчёта резонансной частоты параллельного контура пользоваться приближённой формулой.

токи в ветвях контура по абсолютной величине почти равны между собой.

Векторная диаграмма параллельного контура принимает для случая резонанса вид, изображённый на рис. 29. Реактивные составляющие токов в ветвях $I_{1x} = I_1 \sin \varphi_1$ и $I_{2x} = I_2 \sin \varphi_2$, численно равные друг другу, взаимно компенсируются по отношению к питающей цепи. Активные составляющие токов в

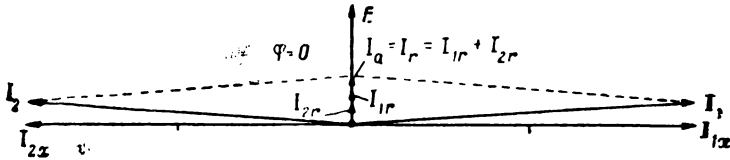


Рис. 29. Векторная диаграмма параллельного контура для случая резонанса

ветвях $I_{1r} = I_1 \cos \varphi_1$ и $I_{2r} = I_2 \cos \varphi_2$ в сумме дают ток I_a в питающей цепи (совпадающий по фазе с E). Токи I_1 и I_2 точно не равны друг другу, но, принимая во внимание, что I_{1r} и I_{2r} много меньше I_{1x} и I_{2x} , можно в практических расчётах принимать $I_1 \approx I_{1x}$ и $I_2 \approx I_{2x}$ (см. ф-лы 31). Почти равные по абсолютной величине токи I_1 и I_2 удобно обозначить через I_k , подчеркнув тем самым, что это ток в колебательном контуре, и пользоваться для расчёта величины тока в контуре приближённой формулой

$$I_k = \frac{E}{x_g}, \quad (32)$$

где x_g — величина реактивного сопротивления одной из ветвей контура ($\omega_p L$ или $\frac{1}{\omega_p C}$).

Так как в случае резонанса ток в контуре обычно значительно превышает ток в питающей цепи, то резонанс в параллельном контуре принято называть резонансом токов.

Физическая сущность явления резонанса токов заключается в следующем.

Если бы не было генератора, то при сообщении контуру некоторого количества энергии в нём имели бы место затухающие колебания. Для того, чтобы эти колебания стали незатухающими, надо от генератора подводить энергию, которая восполняла бы потери в контуре.

Если бы потери в контуре отсутствовали ($r = 0$), то для поддержания колебаний в контуре не надо было бы подводить энергию от генератора, т. е. в этом случае ток I_a был бы равен нулю. Как следует из ф-лы (29), при $r = 0$ эквивалент-

ное сопротивление контура обращается в бесконечность, ток I_a действительно равен нулю.

Однако, всякий реальный контур обладает потерями. Поэтому получение в нём незатухающих колебаний возможно только, если ток I_a не будет равен нулю. При этом чем больше потери в контуре (чем больше r), тем больше должен быть ток I_a . Иными словами, чем больше ϑ контура или чем меньше Q контура, тем больше должен быть ток I_a . К этому же выводу приводит и математический анализ. Действительно, разделив равенство (32) на (30), получаем $\frac{I_k}{I_a} = \frac{R_{\alpha I}}{x_s}$; воспользовавшись соотношением $R_{\alpha I} = \frac{L}{rC}$ и $x_s = \omega_p L$, нетрудно показать, что

$$\frac{I_k}{I_a} = \frac{\pi}{\vartheta} = Q, \quad (33)$$

т. е. ток в параллельном контуре I вида в случае резонанса во столько раз больше тока питающей цепи, во сколько раз напряжение на индуктивном или ёмкостном сопротивлении этого же контура больше напряжения источника при последовательном соединении его с элементами контура.

При отклонении частоты генератора от резонансной полное сопротивление Z контура при последовательном его обходе будет больше r . Поэтому величина эквивалентного сопротивления параллельного контура Z_{α} в соответствии с ф-лой (26) будет меньше $R_{\alpha I}$. При частоте $f < f_p$ реактивная составляющая эквивалентного сопротивления параллельного контура будет носить индуктивный характер, так как сопротивление индуктивной ветви уменьшается по сравнению с $\omega_p L$, а сопротивление ёмкостной ветви увеличивается. Характер же сопротивления цепи, образованной параллельно соединёнными сопротивлениями, определяется меньшим из них. Если частота $f > f_p$, то реактивная составляющая эквивалент-

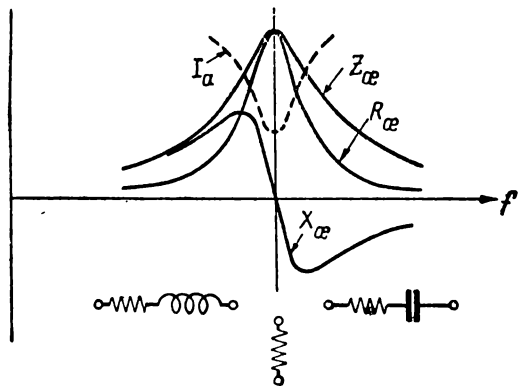


Рис. 30. Кривые изменения: R_{α} — активной составляющей, X_{α} — реактивной составляющей, Z_{α} — эквивалентного полного сопротивления параллельного контура в функции частоты

ного сопротивления параллельного контура носит ёмкостной характер.

Не останавливаясь на вычислениях, приводим на рис. 30 кривые изменения величины эквивалентного полного сопротивления контура Z_{α} , его активной R_{α} и реактивной X_{α} составляющих в зависимости от изменения частоты генератора. На этом же рисунке приведены кривая $I_a = F(f)$, изображающая зависимость величины тока в питающей цепи от частоты. При резонансной частоте Z_{α} максимально, а I_a минимален.

§ 8. Контурь II и III видов

Нами рассмотрен простейший случай параллельного контура, а именно контур I вида (рис. 27а), характеризующийся тем, что вся индуктивность контура находится в одной его ветви, а ёмкость — в другой. На практике часто находят применение более сложные контуры, показанные на рис. 27б и в.

Если индуктивность имеется в каждой из ветвей контура, а ёмкость только в одной, то такой контур называется контуром II вида (рис. 27б). Контур, в каждой из ветвей которого имеется ёмкость, а индуктивность находится только в одной из ветвей, называется контуром III вида (рис. 27в). Процесс электрических колебаний в контурах II и III вида происходит принципиально так же, как и в контуре I вида.

Выражение (30), определяющее величину тока в питающей цепи, остаётся справедливым для контуров II и III вида, если вместо $R_{\alpha I}$, определяемого по ф-ле (29), подставить соответственно одно из равенств

$$R_{\alpha II} = R_{\alpha I} \left(\frac{L_1}{L} \right)^2; \quad R_{\alpha III} = R_{\alpha I} \left(\frac{C}{C_1} \right)^2,$$

где $R_{\alpha II}$ и $R_{\alpha III}$ — эквивалентные сопротивления контуров II и III вида при резонансе, L_1 — индуктивность той ветви параллельного контура II вида, в которой отсутствует ёмкость; L — полная индуктивность контура II вида, получающаяся при последовательном его обходе: $L = L_1 + L_2$; C_1 — ёмкость той ветви параллельного контура III вида, в которой отсутствует индуктивность, C — полная ёмкость контура III вида, получающаяся при последовательном его обходе: $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$.

Возможность изменять величину сопротивления параллельного контура путём соответствующего распределения его элементов по ветвям широко используется на практике. Например, в ламповом генераторе параллельный контур часто используется как нагрузочное сопротивление, включаемое в анодной цепи электронной лампы. Для обеспечения требуемого режима работы

генератора, получения определённого КПД или выделения заданной мощности в контуре должно быть выдержано определённое соотношение между внутренним сопротивлением лампы и эквивалентным сопротивлением параллельного контура. При лампе с заданным внутренним сопротивлением это можно обеспечить изменением величины эквивалентного сопротивления параллельного контура.

Выражение (32), определяющее величину тока в контуре при резонансе, остаётся справедливым и для контуров II и III видов. При этом так же, как и в случае контура I вида, x_g — величина реактивного сопротивления одной из его ветвей, например, для контура II вида $x_g = \omega_p L_1$ или $x_g = \omega_p L_2 - \frac{1}{\omega_p C_2}$.

§ 9. Мощность, выделяемая в параллельном контуре

Мощность, выделяемая в параллельном контуре в момент резонанса, может быть определена, исходя из тока I_k в контуре:

$$P = I_k^2 r,$$

где r — полное активное сопротивление контура, получаемое при последовательном обходе его.

Эта мощность может быть также определена, исходя из тока I_a в питающей цепи

$$P = I_a^2 R_\alpha,$$

где R_α — эквивалентное сопротивление контура при резонансе.

Очевидно, что в обоих выражениях для определения мощности должны быть взяты эффективные значения токов I_k и I_a .

Пример 5. Дан параллельный контур I вида (рис. 27а); левая ветвь его имеет $L = 1,3 \cdot 10^{-4}$ гн и $r_1 = 3$ ом, а правая ветвь $C = 5,4 \cdot 10^{-10}$ ф и $r_2 = 1$ ом (контур примера 3). Генератор питает контур на резонансной частоте и имеет эффективное напряжение $E = 60$ в. Определить сопротивление параллельного контура $R_{\alpha I}$, ток в питающей цепи I_a и ток в контуре I_k , а также мощность, выделяемую в контуре.

Решение. Сопротивление параллельного контура

$$R_{\alpha I} = \frac{L}{rC} = \frac{1,3 \cdot 10^{-4}}{(3+1) 5,4 \cdot 10^{-10}} \approx 6 \cdot 10^4 \text{ ом.}$$

Эффективное значение тока в цепи, питающей контур

$$I_a = \frac{E}{R_{\alpha I}} = \frac{60}{6 \cdot 10^4} = 10^{-3} \text{ а} = 1 \text{ ма.}$$

Эффективное значение тока в контуре

$$I_k = I_a Q = 10^{-3} \cdot 120 = 120 \cdot 10^{-3} \text{ а} = 120 \text{ ма.}$$

Мощность, выделяемая в контуре,

$$P = I_k^2 \cdot r = (120 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 4 \approx 6 \cdot 10^{-2} \text{ вт.}$$

§ 10. Вынужденные колебания в связанных контурах

В предыдущих параграфах нами были рассмотрены электрические колебания в одиночном контуре.

В современной радиотехнике находят широкое применение не только одиночные контуры, но и так называемые связанные контуры, т. е. такие системы (чаще всего состоящие из двух контуров), у которых какой-либо элемент является общим для обоих контуров. Взаимное влияние контуров друг на друга происходит через этот общий для них элемент, который называется элементом связи.

Основными видами связи являются магнитная и ёмкостная. В случае магнитной связи (рис. 31а) элементом связи является взаимная индуктивность M ; связь осуществляется через посредство магнитного потока, общего для катушек L_1 и L_2 . В случае ёмкостной связи (рис. 31б) элементом связи является конденсатор C_0 ; связь

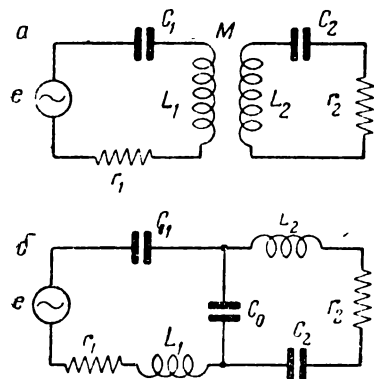


Рис. 31. Схемы связанных контуров: а) случай магнитной связи, б) случай ёмкостной связи

осуществляется через посредство электрического поля, общего для обоих конденсаторов.

а) Коэффициент связи

Степень взаимного влияния двух контуров друг на друга количественно учитывается так называемым коэффициентом связи k , определяемым соотношением

$$k = \frac{x_m}{\sqrt{x_I x_{II}}}, \quad (34)$$

где x_m — сопротивление элемента связи, x_I и x_{II} — сопротивления первого и второго контуров, одноимённые с сопротивлением элемента связи.

Для схемы магнитной связи, показанной на рис. 31а, $x_m = \omega M$, $x_I = \omega L_1$, $x_{II} = \omega L_2$; поэтому, как следует из ф-лы (34),

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}. \quad (35)$$

Для показанной на рис. 31б схемы ёмкостной связи $x_m = \frac{1}{\omega C_0}$, $x_I = \frac{1}{\omega C_I}$, где $C_I = \frac{C_1 C_0}{C_1 + C_0}$ и $x_{II} = \frac{1}{\omega C_{II}}$, где $C_{II} = \frac{C_2 C_0}{C_2 + C_0}$.

Подставляя эти значения x_m , x_I и x_{II} в ф-лу (34), нетрудно получить

$$k = \sqrt{\frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_0)(C_2 + C_0)}}. \quad (36)$$

Величина коэффициента связи может принимать значения от 0 до 1 и выражается часто в процентах. В связанных контурах, применяемых в радиотехнических устройствах, k обычно много меньше единицы.

б) Сопротивления, вносимые вторым контуром в первый

Если в первом контуре включить генератор, дающий синусоидальную эдс e (рис. 31а), то в нём появляется ток i_1 . Этот ток создаёт на зажимах катушки L_2 эдс взаимной индукции. Эта эдс создаст во втором контуре ток i_2 , который, в свою очередь, наведёт эдс взаимной индукции в первом контуре. Таким образом, не только ток первого контура вызывает появление тока во втором контуре, но и обратно, электрические колебания во втором контуре изменяют режим работы первого контура. Чтобы выяснить, в чём сказывается влияние второго контура на первый, а также, чтобы иметь возможность производить расчёты интересующих нас величин (например, токов в контурах), произведём замену двух связанных контуров (рис. 31) одним контуром, эквивалентным им в электрическом отношении. Для упрощения вычислений рассмотрим процесс установившихся колебаний, когда в соответствии с известным из электротехники методом контурных токов имеем право написать

$$E = I_1 Z_1 + I_2 i x_m, \quad (37)$$

$$0 = I_2 Z_2 + I_1 i x_m, \quad (38)$$

где E — напряжение генератора, включённого в первом контуре;

I_1 и I_2 — токи в первом и втором контурах;

$Z_1 = r_1 + i x_1$ и $Z_2 = r_2 + i x_2$ — полные сопротивления первого и второго контуров;

$i x_m$ — сопротивление элемента связи (которое считаем чисто реактивным).

Для схем, приведённых на рис. 31, величины x_1 , x_2 и x_m соответственно равны: а) $x_1 = \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}$, $x_2 = \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}$, $x_m = \omega M$; б) $x_1 = \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_I}$, где $C_I = \frac{C_1 C_0}{C_1 + C_0}$, $x_2 = \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_{II}}$,

$$\text{где } C_{II} = \frac{C_2 C_0}{C_2 + C_0}, \quad x_m = -\frac{1}{\omega C_0}.$$

Из выражения (38) следует, что

$$I_2 = -i I_1 \frac{x_m}{Z_2}. \quad (39)$$

Равенство (37) после подстановки в него полученного значения для I_2 принимает вид

$$E = I_1 Z_1 + I_1 \frac{x_m^2}{Z_2} = I_1 \left(Z_1 + \frac{x_m^2}{Z_2} \right);$$

откуда

$$I_1 = \frac{E}{Z_1 + \frac{x_m^2}{Z_2}}. \quad (40)$$

Знаменатель последнего равенства обозначим через $Z_{1\alpha}$ и произведём с ним следующие преобразования

$$Z_{1\alpha} = Z_1 + \frac{x_m^2}{Z_2} = r_1 + ix_1 + \frac{x_m^2}{r_2 + ix_2}.$$

Умножая числитель и знаменатель дроби правой части равенства на величину, сопряжённую знаменателю, и принимая во внимание, что $r_2^2 + x_2^2 = Z_2^2$, получим

$$Z_{1\alpha} = \left(r_1 + \frac{x_m^2}{Z_2^2} r_2 \right) + i \left(x_1 - \frac{x_m^2}{Z_2^2} x_2 \right). \quad (41)$$

В таком случае ф-ла (40) может быть переписана так

$$I_1 = \frac{E}{Z_{1\alpha}} = \frac{E}{\left(r_1 + \frac{x_m^2}{Z_2^2} r_2 \right) + i \left(x_1 - \frac{x_m^2}{Z_2^2} x_2 \right)}. \quad (42)$$

Абсолютное значение тока в первом контуре, очевидно, равно

$$I_1 = \frac{E}{Z_{1\alpha}} = \frac{E}{\sqrt{\left(r_1 + \frac{x_m^2}{Z_2^2} r_2 \right)^2 + \left(x_1 - \frac{x_m^2}{Z_2^2} x_2 \right)^2}}. \quad (43)$$

Из сравнения последнего выражения с равенством (18) следует, что два связанных контура (рис. 31) могут быть заменены эквивалентным им в электрическом отношении одним последовательным контуром (рис. 32), имеющим активное сопротивление

$$r_{1\alpha} = r_1 + \frac{x_m^2}{Z_2^2} r_2 \quad (44)$$

и реактивное сопротивление

$$x_{1\alpha} = x_1 - \frac{x_m^2}{Z_2^2} x_2. \quad (45)$$

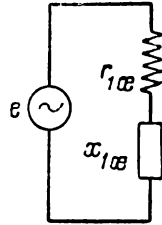


Рис. 32. Схема последовательного контура, эквивалентного двум связанным контурам

Рассмотрение выражений (44) и (45) позволяет сделать заключение, что воздействие второго контура на первый вызывает как бы увеличение его активного сопротивления r_1 на величину

$$\Delta r = \frac{x_m^2}{Z_2^2} r_2, \quad (46)$$

и изменение его реактивного сопротивления x_1 на величину

$$\Delta x = \frac{x_m^2}{Z_2^2} x_2. \quad (47)$$

Величина Δr называется вносимым активным сопротивлением из второго контура в первый, величина Δx — вносимым реактивным сопротивлением из второго контура в первый.

В то время, как это следует из ф-лы (46), вносимое активное сопротивление Δr может быть только положительным, вносимое реактивное сопротивление Δx в зависимости от знака x_2 может быть и положительным и отрицательным.

Изменяя степень связи (x_m) или настройку второго контура (x_2), мы будем изменять Δr и Δx , а следовательно, и величину тока I_1 , определяемую ф-лой (43), а также $\varphi_{1\alpha}$ — угол сдвига фаз между I_1 и E , определяемый из выражения

$$\operatorname{tg} \varphi_{1\alpha} = \frac{x_{1\alpha}}{r_{1\alpha}}. \quad (48)$$

в) Случай резонанса. Частоты связи

Так как с точки зрения колебательного процесса в первом контуре два связанных контура приведены к эквивалентному последовательному контуру, то определение интересующих

нас величин, относящихся к первому контуру, можно производить, исходя из анализа работы последовательного контура. В частности, легко рассмотреть случай резонанса, который наступает в контуре, когда $\varphi_{1\alpha}$ — угол сдвига фаз между I_1 и E равен нулю. Как следует из ф-лы (48), в этом случае $x_{1\alpha} = 0$ (так как $r_{1\alpha}$ не может быть равно бесконечности) или $x_1 - \frac{x_m^2}{Z_2^2} x_2 = 0$. Если положить $Z_2^2 \approx x_2^2$, то последнее равенство, являющееся условием резонанса первого контура при учёте влияния на него второго, примет вид

$$x_1 x_2 - x_m^2 \approx 0. \quad (49)$$

Рассмотрим схему магнитной связи (рис. 31а) и для упрощения вычислений возьмём случай, когда каждый из контуров в отдельности настроен на одну и ту же частоту f_p . Подставляя выражения для x_1 , x_2 и x_m в равенство (49), получим:

$$\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) - \omega^2 M^2 = 0$$

или

$$(\omega^2 L_1 C_1 - 1) (\omega^2 L_2 C_2 - 1) - \omega^4 M^2 C_1 C_2 = 0.$$

Так как по условию $L_1 C_1 = L_2 C_2 = \frac{1}{\omega_p^2}$ и, следовательно, $C_1 = \frac{1}{\omega_p^2 L_1}$ и $C_2 = \frac{1}{\omega_p^2 L_2}$, то полученное выше выражение можно привести к виду

$$\left(\frac{\omega^2}{\omega_p^2} - 1 \right)^2 - \frac{\omega^4 M^2}{\omega_p^4 L_1 L_2} = 0 \text{ или } (\omega^2 - \omega_p^2)^2 = \omega^4 \frac{M^2}{L_1 L_2}.$$

Извлекая корень из обеих частей последнего уравнения и принимая во внимание ф-лу (35), получим:

$$\omega^2 - \omega_p^2 = \pm \omega^2 k \text{ или } f^2 - f_p^2 = \pm f^2 k,$$

откуда

$$f^2 = \frac{f_p^2}{1 \pm k}.$$

Наконец, извлекая корень из обеих частей последнего равенства и беря перед корнем только знак плюс, так как частота может быть только действительным положительным числом (отрицательная частота не имеет физического смысла), получаем два значения частоты:

$$f' = \frac{f_p}{\sqrt{1-k}} \text{ и } f'' = \frac{f_p}{\sqrt{1+k}}, \quad (50)$$

при которых наша система настраивается в резонанс. Эти резонансные частоты f' и f'' принято называть „частотами связи“. Если рассчитать по ф-ле (43) или снять экспериментально кривую зависимости тока I_1 первого контура от частоты, то она при достаточной связи будет иметь вид, изображённый на рис. 33. Из этой кривой видно что ток I_1 принимает наибольшее значение на каждой из частот связи f' и f'' .

г) Получение наибольшего тока во втором контуре

Так как величина тока второго контура определяет количество энергии, передаваемой во второй контур из первого, то исследование условий, при выполнении которых ток во втором контуре получается наибольшим, имеет большое практическое значение.

Найдём условия, при выполнении которых ток во втором контуре будет наибольшим.

Если в выражение для определения абсолютного значения тока во втором контуре

$$I_2 = I_1 \frac{x_m}{Z_2}, \tag{51}$$

которое вытекает из ф-лы (39), подставить значение I_1 , определяемое ф-лой (43), то получим

$$I_2 = \frac{x_m E}{Z_2 \sqrt{\left(r_1 + \frac{x_m^2}{Z_2^2} r_2\right)^2 + \left(x_1 - \frac{x_m^2}{Z_2^2} x_2\right)^2}}. \tag{52}$$

Из выражения (52) следует, что величину тока во втором контуре I_2 можно менять изменением реактивного сопротивления (или, как говорят, настройки) первого контура (x_1), реактивного сопротивления (или настройки) второго контура (x_2) и сопротивления связи (x_m). Рассмотрим влияние каждого из этих способов настройки на величину тока I_2 .

Если, оставляя неизменной степень связи между контурами и настройку x_2 второго контура, изменять настройку x_1 первого контура (например, изменением ёмкости C_1), то можно добиться некоторого наибольшего значения тока I_2 , который обозначим через $I_{2,м1}$. Действительно, как следует из ф-лы (52), при неизменной величине числителя ток I_2 будет наи-

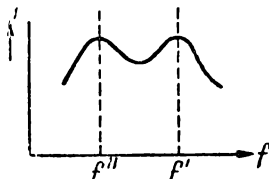


Рис. 33. Резонансная кривая тока первого контура, связанного со вторым контуром

большим тогда, когда величина знаменателя примет наименьшее значение. Последнее будет иметь место при выполнении условия

$$\left(x_1 - \frac{x_m^2}{Z_2^2} x_2\right) = 0,$$

или

$$\frac{x_1}{x_2} = \frac{x_m^2}{Z_2^2}. \quad (53)$$

В этом так называемом случае первого частного резонанса величина тока во втором контуре будет равна

$$I_{2,м1} = \frac{x_m E}{Z_2 \left(r_1 + \frac{x_m^2}{Z_2^2} r_2\right)}. \quad (54)$$

Вторым способом получения некоторого наибольшего значения тока I_2 является изменение настройки x_2 второго контура при неизменной степени связи и неизменной настройке x_1 первого контура. Можно доказать, что условием получения этого так называемого второго частного резонанса является равенство

$$\frac{x_2}{x_1} = \frac{x_m^2}{Z_1^2}, \quad (55)$$

а наибольшая величина тока $I_{2,м2}$ во втором контуре в этом случае определяется по формуле

$$I_{2,м2} = \frac{x_m E}{Z_1 \left(r_2 + \frac{x_m^2}{Z_1^2} r_1\right)}. \quad (56)$$

Токи $I_{2,м1}$ и $I_{2,м2}$ не являются наибольшими возможными значениями тока, которые вообще можно получить во втором контуре. Как следует из выражений (54) и (56), в первом случае мы имеем возможность изменять величину тока во втором контуре изменением x_2 и x_m , а во втором изменением x_1 и x_m .

Возьмём, например, случай первого частного резонанса и будем дополнительно менять настройку второго контура, оставляя неизменной степень связи. Так как числитель ф-лы (54) неизменен, то величина тока $I_{2,м1}$ будет наибольшей, когда знаменатель примет наименьшее значение. Чтобы найти минимум знаменателя, берём производную от него по Z_2 (если меняется x_2 , то, следовательно, меняется и Z_2) и приравняем

её нулю; в результате получим $r_1 - \frac{x_m^2}{Z_2^2} r_2 = 0$; откуда следует

$$\frac{r_1}{r_2} = \frac{x_m^2}{Z_2^2}. \quad (57)$$

При выполнении одновременно последнего соотношения и соотношения (53), т. е. при выполнении условий

$$\frac{r_1}{r_2} = \frac{x_1}{x_2} = \frac{x_m^2}{Z_2^2}. \quad (58)$$

величина тока во втором контуре принимает значение

$$I_{2,м.м} = \frac{E}{2\sqrt{r_1 r_2}}. \quad (59)$$

Если исходить из второго частного резонанса, т. е. взять выражение (56) и изменять дополнительно настройку первого контура (x_1) при неизменной степени связи, то рассуждениями, аналогичными только-что приведённым, нетрудно показать, что наибольшее значение тока I_2 получается так же, как и в предыдущем случае, равным $I_{2,м.м}$, определяемым по ф-ле (59), а условиями его получения является выполнение соотношений

$$\frac{r_2}{r_1} = \frac{x_2}{x_1} = \frac{x_m^2}{Z_1^2}. \quad (60)$$

Если исходить из случаев первого или второго частных резонансов и с целью получения наибольшего тока I_2 изменять дополнительно степень связи между контурами, оставляя неизменной настройку одного из контуров, то придём к тому же наибольшему значению тока во втором контуре $I_{2,м.м}$ и к тем же условиям (58) и (60), при выполнении которых он может быть получен.

Общее заключение: наибольший возможный ток во втором контуре, так называемый ток максимум-максимум ($I_{2,м.м}$), можно получить настройкой одного из контуров с одновременным подбором степени связи между контурами или одновременной настройкой обоих контуров при неизменной степени связи между ними. Обобщённые условия получения тока $I_{2,м.м}$, так называемые условия полного резонанса, получаемые объединением равенств (58) и (60), будут иметь вид:

$$\frac{r_1}{r_2} = \frac{x_1}{x_2} = \frac{x_m^2}{Z_2^2} = \frac{Z_1^2}{x_m^2}. \quad (61)$$

Для получения режима полного резонанса необходимо удовлетворить любым двум равенствам, образуемым условиями (61).

Ни при каких условиях работы связанных контуров ток во втором контуре не может быть больше тока $I_{2,м.м.}$, определяемого по ф-ле (59).

Выражение для определения величины тока в первом контуре при работе связанных контуров в режиме полного резонанса получим, определяя I_1 из равенства (51): $I_1 = I_2 \frac{Z_2}{x_m}$ и подставляя вместо I_2 ток $I_{2,м.м.}$ из ф-лы (59) и величину $\frac{Z_2}{x_m}$ из ф-лы (57)

$$I_1 = \frac{E}{2\sqrt{r_1 r_2}} \sqrt{\frac{r_2}{r_1}} = \frac{E}{2r_1}. \quad (62)$$

д) Резонансные кривые тока второго контура при различной степени связи между контурами

Из равенства $Z_2^2 = r_2^2 + x_2^2$ следует, что $x_2^2 = Z_2^2 - r_2^2$.

Подставляя в последнее выражение $Z_2^2 = x_m^2 \frac{r_2}{r_1}$ [одно из условий полного резонанса (61)] и извлекая из обеих частей этого выражения корень, получаем

$$x_2 = \pm r_2 \sqrt{\frac{x_m^2}{r_1 r_2} - 1}. \quad (63)$$

Рассматривая это выражение, заключаем, что получение тока $I_{2,м.м.}$ возможно при двух значениях настройки второго контура $+x_2$ и $-x_2$, или, что то же, при двух частотах. Отсюда следует, что резонансная кривая $I_2 = F_2(f)$ имеет две „пики“; она по форме аналогична резонансной кривой $I_1 = F_1(f)$, приведённой на рис. 33. Но эта „двуликость“ резонансной кривой будет иметь место только в том случае, если степень связи между контурами будет больше некоторой так называемой критической степени связи. В самом деле, как следует из равенства (63), x_2 , которое может быть только действительным числом, будет иметь два значения только при выполнении неравенства $\frac{x_m^2}{r_1 r_2} > 1$. Если же $\frac{x_m^2}{r_1 r_2} < 1$, то x_2 получается мнимым, что не имеет физического смысла; это означает, что условия полного резонанса не выполняются и получение $I_{2,м.м.}$ невозможно.

Если $\frac{x_m^2}{r_1 r_2} = 1$ или

$$x_m = \sqrt{r_1 r_2}, \quad (64)$$

то, как следует из условий (61) полного резонанса, при $x_2 = 0$ настройка x_1 также равна нулю, т. е. оба контура настроены на одну и ту же частоту; сопротивление x_2 имеет только одно значение: $x_2 = 0$, в этом случае получение $I_{2,мм}$ возможно и притом только на одной частоте.

Условие (64), характеризующее степень так называемой критической связи, при которой возможно получение $I_{2,мм}$ только на одной частоте, удобней написать в форме, определяющей коэффициент критической связи.

Если взять схему магнитной связи (рис. 31а), подставить в ф-лу (64) значение $x_m = \omega_p M$ и поделить обе части полученного равенства на $\sqrt{\omega_p^2 L_1 L_2}$, то получим

$$\frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = \sqrt{\frac{r_1}{\omega_p L_1} \cdot \frac{r_2}{\omega_p L_2}}. \tag{65}$$

Принимая во внимание, что $\frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = k$, $\frac{r_1}{\omega_p L_1} = d_1$ и $\frac{r_2}{\omega_p L_2} = d_2$, из выражения (65) получаем формулу для определения коэффициента критической связи

$$k_{кр} = \sqrt{d_1 d_2}, \tag{67}$$

где d_1 и d_2 — затухания первого и второго контуров, взятых отдельно.

Итак, при коэффициенте связи $k > k_{кр}$ получение $I_{2,мм}$ возможно и притом на двух частотах. При $k < k_{кр}$ получение $I_{2,мм}$ невозможно. При $k = k_{кр}$ возможно получение $I_{2,мм}$ на одной частоте.

Подробное исследование уравнения резонансной кривой (52) приводит к тем же выводам, причём форма резонансных кривых, соответствующих рассмотренным выше трём случаям, имеет вид, показанный на рис. 34. При $k > k_{кр}$ резонансная кривая имеет две „пики“, соответствующие току $I_{2,мм}$, причём это значение наибольшего возможного тока во втором контуре получается именно на частотах связи f' и f'' , определяемых

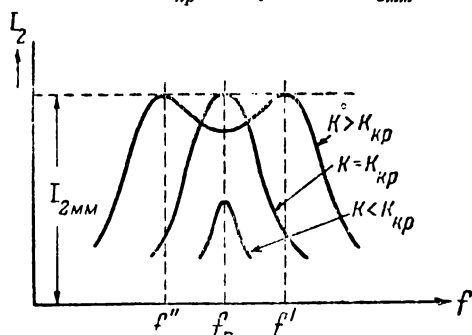


Рис. 34. Резонансные кривые тока второго контура при разной степени связи между контурами

соответствующие току $I_{2,мм}$, причём это значение наибольшего возможного тока во втором контуре получается именно на частотах связи f' и f'' , определяемых

ф-лами (50). Чем больше k , тем дальше „пики“ резонансной кривой отстоят друг от друга и тем более глубокий „провал“ резонансной кривой.

Следует отметить, что, если сообщить системе связанных контуров порцию энергии, например, зарядив конденсатор первого контура, и предоставить систему самой себе, то в каждом из контуров будут происходить свободные колебания на двух частотах связи f' и f'' . Частоты этих свободных колебаний x связанных контуров являются в случае вынужденных колебаний резонансными частотами, при которых получается ток $I_{2,м.м.}$. Разница заключается в том, что в случае свободных колебаний существуют колебания одновременно на двух частотах f' и f'' (что приводит к биениям), а в случае вынужденных колебаний в каждом из контуров и, в частности, во втором контуре, будет иметь место ток только той частоты, на которой производится питание нашей системы.

При $k \leq k_{кр}$ резонансная кривая $I_2 = F_2(f)$ имеет форму, подобную резонансной кривой одиночного последовательного контура. С уменьшением k уменьшается величина тока I_2 , а резонансная кривая становится уже.

Необходимо отметить, что при $k \leq k_{кр}$ имеет место только одна резонансная частота f_p (f' и f'' сливаются с f_p при $k = k_{кр}$), поэтому приближённые ф-лы (50) справедливы только при $k > k_{кр}$.

Из рассмотрения резонансных кривых рис. 34 можно также заключить, что изменением степени связи между контурами можно регулировать ширину резонансной кривой, а следовательно, и полосу пропускания связанных контуров, что и находит широкое применение в радиотехнических устройствах.

е) Баланс мощностей в связанных системах

Мощность P_1 , расходуемая в первом контуре, мощность P_2 , выделяемая во втором контуре, и полная мощность $P_{1\alpha}$, отдаваемая генератором, включённым в первый контур соответственно равны:

$$P_1 = \frac{I_{m1}^2 r_1}{2}, \quad P_2 = \frac{I_{m2}^2 r_2}{2}, \quad P_{1\alpha} = \frac{I_{m1}^2 r_{1\alpha}}{2}.$$

Отдача энергии из первого контура во второй (кпд) равна отношению полезной мощности P_2 к полной мощности $P_{1\alpha}$

$$\eta = \frac{P_2}{P_{1\alpha}}.$$

При работе в режиме полного резонанса $\Delta r = r_1$, $r_{1\alpha} = 2r_1$, поэтому $P_2 = P_1$, $P_{1\alpha} = 2P_1$ и $\eta = 50\%$ (при этом во втором

контуре выделяется наибольшая мощность). Если $\Delta r > r_1$ отдача $\eta > 50\%$, но мощность P_2 при этом падает.

ж) Резонансный волномер

При помощи теории связанных контуров можно решать ряд практически важных задач: например, произвести анализ работы трансформатора, рассчитать влияние, оказываемое на контур активным сопротивлением, шунтирующим конденсатор контура, и др. В качестве простейшего примера применения связанных контуров познакомимся с принципом работы так называемого резонансного волномера.

Одиночный колебательный контур $L_B C_B$ (рис. 35), если его проградуировать по частоте и снабдить индикатором, может служить прибором для определения частоты колебаний генератора; в этом случае этот контур называется резонансным волномером.

Методика измерения частоты f колебаний генератора очень проста. Контур волномера связывают с колебательным контуром, в котором происходят колебания с исследуемой частотой. Изменяя ёмкость конденсатора C_B волномера, настраивают его в резонанс с частотой исследуемых колебаний. Резонансная настройка волномера определяется по наибольшему отклонению стрелки гальванометра G .

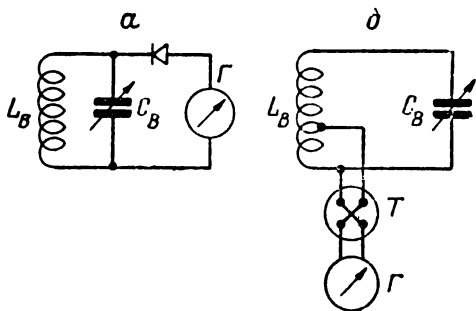


Рис. 35. Схемы резонансных волномеров: а) индикатором является гальванометр постоянного тока с детектором, б) индикатором является гальванометр постоянного тока с термопарой

Работая с резонансным волномером, необходимо помнить, что контур волномера, связанный с контуром генератора, частота которого измеряется, вносит в последний сопротивления Δr и Δx и этим изменяет его параметры. Для того, чтобы эти вносимые сопротивления не отражались заметно на режиме колебаний генератора, следует производить измерение частоты при слабой связи генератора с волномером.

Пример 6. Даны связанные цепи с магнитной связью (рис. 31а). Известно: $L_1 = 3 \cdot 10^{-4}$ гн, $C_1 = 10^{-9}$ ф, $r_1 = 2,5$ ом, $L_2 = 4 \cdot 10^{-4}$ гн, $C_2 = 1,5 \cdot 10^{-9}$ ф, $r_2 = 15$ ом, $M = 0,485 \cdot 10^{-4}$ гн; угловая частота генератора, включённого в первом контуре, $\omega = 1,2 \cdot 10^6 \frac{\text{рад}}{\text{сек}}$. Определить величину коэффициента связи k и активное и реактивное сопротивления, вносимые вторым контуром в первый.

Решение. Коэффициент связи

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = \frac{0,485 \cdot 10^{-4}}{3 \cdot 10^{-4} \cdot 4 \cdot 10^{-4}} = 0,14 = 14\%.$$

Реактивное сопротивление второго контура

$$x_2 = \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} = 1,2 \cdot 10^6 \cdot 4 \cdot 10^{-4} - \frac{1}{1,2 \cdot 10^6 \cdot 1,5 \cdot 10^{-9}} = 480 - 556 = -76 \text{ ом}.$$

Квадрат модуля полного сопротивления второго контура

$$Z_2^2 = r_2^2 + x_2^2 = (15)^2 + (-76)^2 \approx 6 \cdot 10^3 \text{ ом}.$$

Активное сопротивление, вносимое вторым контуром в первый,

$$\Delta r = \frac{x_m^2}{Z_2^2} r_2 = \frac{(1,2 \cdot 10^6 \cdot 0,485 \cdot 10^{-4})^2}{6 \cdot 10^3} \cdot 15 \approx 8,4 \text{ ом}.$$

Реактивное сопротивление, вносимое вторым контуром в первый,

$$\Delta x = \frac{x_m^2}{Z_2^2} x_2 = \frac{(\omega M)^2}{Z_2^2} x_2 = \frac{(1,2 \cdot 10^6 \cdot 0,485 \cdot 10^{-4})^2}{6 \cdot 10^3} \cdot (-76) \approx -42,5 \text{ ом}.$$

Пример 7. Даны связанные цепи с магнитной связью (рис. 31а). Неизменными параметрами контуров являются:

$$L_1 = 3 \cdot 10^{-4} \text{ гн}, \quad r_1 = 2,5 \text{ ом}, \quad L_2 = 4 \cdot 10^{-4} \text{ гн},$$

$$C_2 = 1,5 \cdot 10^{-9} \text{ ф}, \quad r_2 = 15 \text{ ом},$$

Включённый в первом контуре генератор с угловой частотой $\omega = 12 \cdot 10^6 \frac{\text{рад}}{\text{сек}}$ питает систему и имеет напряжение $E = 300 \text{ мв}$.

Необходимо обеспечить работу связанных контуров в режиме полного резонанса (на заданной частоте) настройкой первого контура и изменением степени связи между контурами (найти C_1 и k). Затем определить получаемые в этом случае токи во втором и в первом контурах ($I_{2, \text{м.м}}$ и I_1), а также коэффициент полезного действия (η).

Решение. Реактивное сопротивление второго контура

$$x_2 = \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} = -76 \text{ ом (из примера № 6)}.$$

Квадрат модуля полного сопротивления второго контура

$$Z_2^2 = \sqrt{r_2^2 + x_2^2} = 6 \cdot 10^3 \text{ ом (из примера № 6)}.$$

Величина реактивного сопротивления первого контура, при которой обеспечивается режим полного резонанса

$$x_1 = \frac{r_1}{r_2} x_2 = \frac{2,5}{15} \cdot (-76) \approx -12,67 \text{ ом}.$$

Величина ёмкости C_1 , при которой наступает полный резонанс, определяется, исходя из выражения $x_1 = \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}$

$$C_1 = \frac{1}{\omega(\omega L_1 - x_1)} = \frac{1}{1,2 \cdot 10^6 (1,2 \cdot 10^6 \cdot 3 \cdot 10^{-4} + 12,67)} \approx 2,24 \cdot 10^{-9} \text{ ф.}$$

Величина сопротивления связи, при которой наступит полный резонанс,

$$x_m = \sqrt{\frac{Z_1^2 r_1}{Z_2^2 r_2}} = \sqrt{6 \cdot 10^3 \frac{2,5}{15}} = 31,7 \text{ ом.}$$

Соответствующие полученному значению x_m коэффициент взаимной индуктивности между катушками L_1 и L_2 и коэффициент связи равны

$$M = \frac{x_m}{\omega} = \frac{31,7}{1,2 \cdot 10^6} \approx 0,26 \cdot 10^{-4} \text{ гн}$$

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = \frac{0,2 \cdot 6 \cdot 10^{-4}}{\sqrt{3 \cdot 10^{-4} \cdot 4 \cdot 10^{-4}}} = 0,075 = 7,5\%.$$

Ток во втором контуре

$$I_{2\text{мк}} = \frac{E}{2\sqrt{r_1 r_2}} = \frac{300}{2\sqrt{2,5 \cdot 15}} = 24,5 \text{ ма.}$$

Ток в первом контуре

$$I_1 = \frac{E}{2r_1} = \frac{300}{2 \cdot 2,5} = 60 \text{ ма.}$$

Коэффициент полезного действия при работе в режиме полного резонанса равен 50%.

Пример 8. Даны связанные цепи с магнитной связью (рис. 31а). Известно $L_1 = 3 \cdot 10^{-4}$ гн, $r_1 = 2,5$ ом, $L_2 = 4 \cdot 10^{-4}$ гн, $r_2 = 15$ ом; угловая частота генератора $\omega = 1,2 \cdot 10^6 \frac{\text{рад}}{\text{сек}}$. Найти величину коэффициента критической связи $k_{кр}$ и значения C_1 и C_2 , которые обеспечивают получение режима полного резонанса при критической связи.

Решение. Коэффициент критической связи

$$k_{кр} = \sqrt{d_1 d_2} = \sqrt{\frac{r_1}{\omega_p L_1} \cdot \frac{r_2}{\omega_p L_2}} =$$

$$= \sqrt{\frac{2,5}{1,2 \cdot 10^6 \cdot 3 \cdot 10^{-4}} \cdot \frac{15}{1,2 \cdot 10^6 \cdot 4 \cdot 10^{-4}}} \approx 1,5 \cdot 10^{-2} = 1,5\%.$$

Величины ёмкостей C_1 и C_2 , при которых обеспечивается получение режима полного резонанса при критической связи:

$$C_1 = \frac{1}{\omega_p^2 L_1} = \frac{1}{(1,2 \cdot 10^6)^2 \cdot 3 \cdot 10^{-4}} = 2,3 \cdot 10^{-9} \text{ ф,}$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega_p^2 L_2} = \frac{1}{(1,2 \cdot 10^6)^2 \cdot 4 \cdot 10^{-4}} = 1,74 \cdot 10^{-9} \text{ ф.}$$

§ 11. Элементы колебательного контура

Колебательный контур является неотъемлемой частью радиоприёмных и радиопередающих устройств. Он состоит из следующих трёх элементов: 1) индуктивности, 2) ёмкости и 3) активного сопротивления. Впрочем активное сопротивление в качестве самостоятельного элемента в состав контура не входит. Оно образуется из сопротивлений потерь, имеющих место в индуктивности и ёмкости контура.

Качество контура определяется его добротностью $Q = \frac{\omega L}{r}$ или затуханием $d = \frac{1}{Q} = \frac{r}{\omega L}$.

Добротность современных контуров в зависимости от диапазона частот, на котором работает контур, лежит в пределах от 20 до 250.

Ознакомление с элементами контура начнём с конденсатора.

Во всяком конденсаторе имеет место рассеяние мощности, выделяющейся в виде тепла. Эта потеря мощности в конденсаторе в основном вызывается гистерезисными явлениями в диэлектрике, током утечки между пластинами конденсатора и т. п. Теряемая в конденсаторе мощность может быть учтена эквивалентным активным сопротивлением, которое можно называть сопротивлением потерь конденсатора и которое включается либо последовательно, либо параллельно ёмкости конденсатора. На рис. 36а сопротивление потерь R включено параллельно ёмкости C .

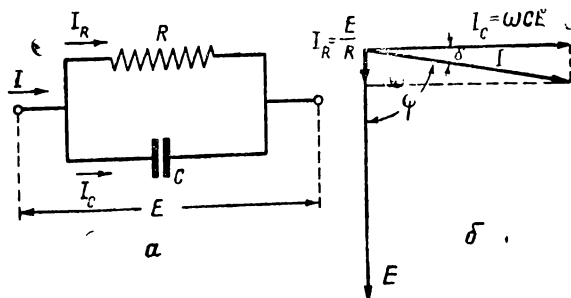


Рис. 36. Эквивалентная схема конденсатора с потерями и векторная диаграмма для этой схемы

Из рис. 36а следует, что, если построить для схемы, на нём изображённой, векторную диаграмму (рис. 36б), то напряжение E на конденсаторе и ток I , поступающий в конденсатор, окажутся сдвинутыми относительно друг друга не на 90° , а на угол φ , меньший 90° . Угол δ , дополняющий угол φ до 90° , называется углом потерь конденсатора.

На рис. 36б вектор $I_R = \frac{E}{R}$ представляет собой ток, проходящий через сопротивление R ; вектор $I_C = \omega CE$ — ток, проходящий через ёмкость C ; вектор I — общий ток, поступающий в конденсатор, а E — напряжение на нём.

Из рис. 36б следует:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{E}{R} : \omega CE = \frac{1}{R\omega C}.$$

При малых значениях угла δ можно считать

$$\delta \approx \operatorname{tg} \delta = \frac{1}{R\omega C}.$$

Качество всякого конденсатора определяется его углом потерь.

У идеального конденсатора, т.е. у конденсатора без потерь, ток и напряжение сдвинуты на 90° и, следовательно, угол потерь равен нулю. Чем меньше угол потерь, тем лучше конденсатор. Угол потерь зависит от материала диэлектрика и от качества изоляционных втулок и прокладок.

Вторым параметром, характеризующим конденсатор, является температурный коэффициент ёмкости. Под температурным коэффициентом α ёмкости понимают отношение изменения ёмкости ΔC , получающееся при изменении окружающей температуры на 1°C , к величине ёмкости C , т.е.

$$\alpha = \frac{\Delta C}{C}.$$

Для изменения частоты колебательного контура необходимо изменять либо величину индуктивности, либо величину ёмкости.

В контурах, работающих с переменной настройкой, обычно применяются конденсаторы переменной ёмкости с воздушным диэлектриком. Такие конденсаторы обладают очень малыми потерями.

В контурах с фиксированной настройкой в ступенях усилителей промежуточной частоты применяют конденсаторы с диэлектриком из слюды или высокочастотной керамики.

Для настройки в резонанс контуров, находящихся в разных ступенях приёмных устройств, применяются подстроечные конденсаторы с диэлектриком из воздуха, слюды или высокочастотной керамики.

Переменные конденсаторы делятся на две группы:

- 1) конденсаторы для приёмных устройств.
- 2) конденсаторы для передающих устройств.

К конденсаторам первой группы предъявляются следующие основные требования: а) возможно меньшие габариты, б) наи-

меньший угол потерь, в) возможно малая величина температурного коэффициента ёмкости, г) возможно большая механическая прочность.

К конденсаторам второй группы предъявляются следующие основные требования: а) способность выдерживать высокое рабочее напряжение и большой ток, б) наименьший угол потерь, в) возможно малая величина температурного коэффициента ёмкости, г) возможно большая механическая прочность.

Переменные конденсаторы для радиовещательных приёмников имеют минимальную ёмкость от 10 до 15 *мкмкф* и максимальную до 500 *мкмкф*.

Полупеременные конденсаторы имеют минимальную ёмкость порядка 3—5 *мкмкф* и максимальную 15—30 *мкмкф*.

Если контур образован из постоянной индуктивности и переменной ёмкости, то отношение максимальной частоты (или длины волны) к минимальной частоте (или длине волны), на которые можно настроить данный контур, называется коэффициентом перекрытия диапазона.

Этот коэффициент зависит от начальной (минимальной) ёмкости, максимальной ёмкости переменного конденсатора и от ёмкости схемы и определяется следующим выражением

$$k_{\partial} = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{\min}} = \sqrt{\frac{C_{\max} + C_{cx}}{C_{\min} + C_{cx}}},$$

где C_{\max} — максимальная ёмкость переменного конденсатора, C_{\min} — минимальная ёмкость переменного конденсатора, C_{cx} — ёмкость схемы, которая обычно бывает порядка 20—50 *мкмкф*.

В радиовещательных приёмниках коэффициент перекрытия диапазона бывает не больше 3—3,3.

Поясним сказанное примером.

Допустим, что конденсатор переменной ёмкости имеет $C_{\min} = 11$ *мкмкф* и $C_{\max} = 500$ *мкмкф* и определим коэффициент перекрытия диапазона контура, в который будет включён такой конденсатор, полагая, что ёмкость схемы $C_{cx} = 40$ *мкмкф*.

$$k_{\partial} = \sqrt{\frac{C_{\max} + C_{cx}}{C_{\min} + C_{cx}}} = \sqrt{\frac{500 + 40}{11 + 40}} = 3,26.$$

Увеличение максимальной ёмкости переменного конденсатора даёт увеличение k_{∂} , но зато сильно уменьшает Q контура, так как $Q = \frac{\omega L}{r} = \frac{1}{\omega Cr}$. Это большей частью оказывается невыгодным.

Конденсаторы переменной ёмкости делятся на следующие типы:

1) прямоёмкостные, 2) прямоугольные, 3) прямочастотные, 4) логарифмические.

На рис. 37 приведены формы пластин различных типов конденсаторов, а на рис. 38 — графики изменения их ёмкости от угла поворота подвижной системы.

Прямоёмкостные конденсаторы (рис. 37 фиг. IV) имеют полукруглую форму пластин и прямолинейную зависимость ёмкости от угла поворота ротора. Если из такого конденсатора и катушки индуктивности образовать контур, то при изменении ёмкости конденсатора будем получать неравномерное изменение частоты в зависимости от угла поворота ротора, так как изменение частоты обратно пропорционально \sqrt{C} . Это практически неудобно. Прямочастотный конденсатор (рис. 37 фиг. I) характеризуется тем, что частота контура, в который входит такой конденсатор, изменяется прямолинейно в зависимости от угла поворота ротора этого конденсатора. Для того, чтобы получить такую зависимость, необходимо, чтобы ёмкость прямочастотного конденсатора изменялась обратно пропорционально квадрату угла поворота ротора конденсатора.

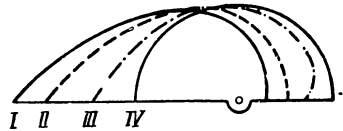


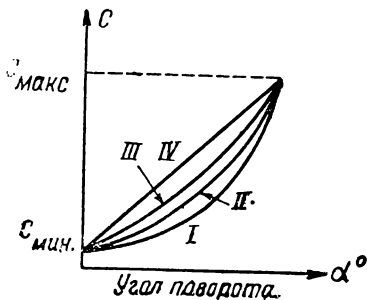
Рис. 37. Форма пластин переменных конденсаторов различных типов

Прямоволновый конденсатор (рис. 37 фиг. III) характеризуется тем, что ёмкость его изменяется пропорционально квадрату угла поворота ротора конденсатора. В таком случае длина волны контура, в который будет включён такой конденсатор, будет изменяться пропорционально углу поворота ротора этого конденсатора.

Логарифмический конденсатор (рис. 37 фиг. II) имеет кривую изменения ёмкости среднюю между кривыми изменениями ёмкости прямочастотного и прямоволнового конденсаторов.

Этот конденсатор характеризуется тем, что процентное изменение ёмкости, приходящееся на 1 деление его шкалы,

Рис. 38. Графики зависимости ёмкости различных типов конденсаторов от угла поворота подвижной системы



остаётся одинаковым в любом месте шкалы. Это значительно облегчает установку конденсаторов нескольких контуров на одной оси, так как, если контуры подогнаны к одинаковой частоте в одной точке шкалы, то они достаточно удовлетворительно сохраняют одинаковость настройки и в дальнейшем при одновременном вращении роторов конденсаторов. Поэтому такие конденсаторы широко используются в приёмных устройствах.

Переходим к ознакомлению с катушками индуктивности.

Наиболее широко применяются следующие типы намоток контурных катушек:

1) однослойная сплошная, 2) однослойная с шагом, 3) „Универсаль“ (сотовая намотка производится зигзагообразно), 4) спиральная.

На рис. 39 приведены перечисленные типы намоток.

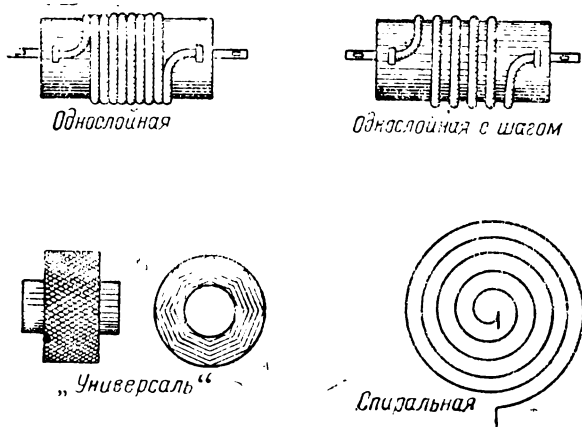


Рис. 39. Типы намоток катушек

Катушка индуктивности характеризуется тем, что, помимо индуктивности, она обладает активным сопротивлением, на котором происходит выделение мощности в виде тепла, и собственной ёмкостью. Активное сопротивление катушки прежде всего обусловлено сопротивлением провода, из которого выполнена катушка; это сопротивление по мере повышения частоты возрастает из-за влияния так называемого „поверхностного эффекта“, заключающегося в том, что с повышением частоты ток как бы оттесняется к поверхности провода. С целью уменьшения влияния поверхностного эффекта применяют медные посеребрённые полые трубы или ленты для катушек передатчиков, а для катушек приёмников применяют многожильный провод с изолированными друг от друга жилами. Однако, применение такого провода на средних, коротких и ультракоротких волнах не даёт выигрыша.

Активное сопротивление катушки обуславливается также потерями, создаваемыми вихревыми токами, возбуждаемыми полем катушки в окружающих металлических предметах (например, в экране катушки), диэлектрическими потерями в каркасе катушки и в изоляции провода, из которого намотана катушка. Применение для каркаса материала с малыми диэлектрическими потерями заметно уменьшает активное сопротивление катушки и повышает её качество.

Каркасы современных катушек изготавливаются из пресшпана, пропитанного специальными лаками, специальных пластмасс и высокочастотной керамики.

Собственная ёмкость катушки обусловлена тем, что витки катушки, разделённые изоляцией, находятся под различными потенциалами. Результирующая ёмкость всех междувитковых ёмкостей образует собственную ёмкость катушки.

Наименьшей собственной ёмкостью обладают катушки, имеющие однослойную намотку с шагом.

Собственную ёмкость однослойной катушки можно определить по приближённой формуле

$$C \approx 0,568 \frac{r}{c},$$

где C — ёмкость в мкккф ,
 r — радиус катушки в см .

Среди многослойных катушек наименьшую ёмкость имеет катушка с намоткой „Универсаль“. Это объясняется тем, что намотка такой катушки производится зигзагообразно, в результате чего витки отдельных слоёв лежат далеко друг от друга.

Контурные катушки делятся на две группы:

- 1) катушки для приёмных устройств,
- 2) катушки для передающих устройств.

К первой группе катушек предъявляются следующие основные требования:

- 1) возможно меньшие габариты,
- 2) наименьшая величина собственной ёмкости,
- 3) заданная величина добротности Q , где $Q = \frac{\omega L}{r}$ (r — сопротивление потерь в катушке).

Ко второй группе катушек предъявляются следующие основные требования:

- 1) способность выдерживать высокое рабочее напряжение и большой ток,
- 2) наименьшая величина собственной ёмкости,
- 3) заданная величина добротности Q .

В целях уменьшения габаритов катушек приёмных устройств и повышения их качества за последние годы стали применять катушки со специальными сердечниками, характеризующимися большим значением магнитной проницаемости μ . Применение таких сердечников даёт возможность получить требуемую индуктивность с меньшим числом витков, что, в свою очередь, приводит к тому, что полученная, таким образом, катушка будет обладать меньшей величиной сопротивления потерь r и большей добротностью Q .

Указанные сердечники для катушек бывают двух типов:

- 1) из карбонильного железа, 2) из альсифера.

Сердечник из карбонильного железа состоит из мельчайших частиц чистого железа, изолированных друг от друга. Альсиферовые сердечники состоят из изолированных друг от друга мельчайших частиц сплава из алюминия, кремния и железа.

В последнее время получили большое распространение ферровариометры.

Ферровариометр состоит из катушки и большого альсиферового сердечника. Меняя положение сердечника в катушке, можно в широких пределах изменять индуктивность катушки (примерно в 9 раз). Это означает, что, составив контур из постоянной ёмкости и ферровариометра, можно изменять настройку этого контура перемещением сердечника ферровариометра. Получающийся при этом коэффициент перекрытия диапазона будет равен, примерно, 3. Настройка при помощи ферровариометра имеет некоторые преимущества перед настройкой при помощи переменного конденсатора.

Для устранения паразитных связей катушки часто экранируют медными или алюминиевыми экранами-стаканами.

В экране, находящемся в магнитном поле катушки, появляются вихревые токи. Эти токи создают магнитное поле, направление которого противоположно направлению магнитного поля катушки, что приводит к уничтожению магнитного поля катушки снаружи экрана.

Для лучшей экранировки необходимо, чтобы экран оказывал вихревым токам наименьшее сопротивление и чтобы он был замкнут. Обычно толщина экрана берётся от 0,2 до 1,0 мм. Экран увеличивает активное сопротивление катушки, вследствие чего уменьшается добротность катушки.

В случае однослойных катушек диаметр экрана обычно выбирают, исходя из соотношения:

$$\frac{\text{диаметр экрана}}{\text{диаметр катушки}} = 1,6 \div 2.$$

В заключение в табл. 1 приведены средние данные контуров радиовещательных приёмников.

Таблица 1

Диапазоны Q, d и L	Длинные волны	Средние волны	Короткие волны
	420 ÷ 150 кгц 715 ÷ 2000 м	1500 ÷ 520 кгц 200 ÷ 578 м	20 ÷ 5,8 мгц 15 ÷ 51,8 м
Q	20 ÷ 40	60 ÷ 70	100 ÷ 150
d	0,05 ÷ 0,025	0,0166 ÷ 0,0143	0,01 ÷ 0,0066
$L(\text{мкГн})$ при $C_{\text{макс}} = 500 \text{ мк.мкФ}$	2000	180	1,4

ГЛАВА 3

АНТЕННЫ

§ 1. Процесс излучения радиоволн

Как мы видели, в скелетной схеме радиосвязи (рис. 9) излучающим и принимающим радиоволны устройством является антенна.

Прежде чем переходить к вопросу о передающих и приёмных антеннах, ознакомимся с сущностью процесса излучения радиоволн.

Пространство, в котором действуют электромагнитные силы, называется электромагнитным полем. Электромагнитные силы являются совокупностью электрических и магнитных сил, а электромагнитное поле — совокупностью электрического и магнитного полей.

Электрическое поле мы имеем вокруг всякого электрически заряженного тела, а магнитное поле — вокруг всякого движущегося электрического заряда. Однако, электромагнитное поле возникает только в том случае, если электрическое или магнитное поле переменны: переменное электрическое поле вызывает образование переменного магнитного поля, и наоборот, переменное магнитное поле вызывает образование в том же пространстве переменного электрического поля.

Электрическое поле точечного заряда представляет собой радиально расходящиеся электрические силовые линии, изображающие направления, по которым проявляется действие электрических сил. Такое расположение силовых линий вызвано их взаимным отталкиванием при одновременном стремлении предельно укоротиться.

Если мы каким-либо способом вызовем колебательное движение заряда, образовавшего электрическое силовое поле, то перемещение заряда повлечёт за собой также перемещение электрического поля, иначе говоря, линии действия электрических сил изменят своё положение в пространстве.

Так как силовые линии всё время находятся в натянутом состоянии, то процесс перемещения вызовет изменение натяжения силовой линии во время самого перемещения. По окончании перемещения натяжение силовой линии приобретёт первоначальное значение, причём электрическая силовая линия зай-

мёт новое положение в пространстве. При колебательном движении заряда натяжение силовых линий меняется непрерывно в течение всего времени движения и тем сильнее, чем больше максимальное отклонение заряда от положения равновесия.

Как видно из рис. 40а, наибольшее изменение натяжения испытывают электрические силовые линии, направление которых перпендикулярно траектории движения заряда.

Силовые линии, составляющие острый угол с траекторией движения заряда, можно разложить на два взаимно перпендикулярных направления: одно — параллельное и другое — перпендикулярное траектории движения заряда.

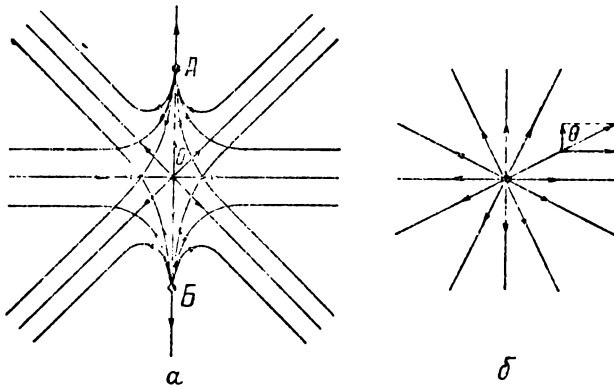


Рис. 40. Поле одиночного свободно колеблющегося заряда

Как видно из рис. 40б, составляющая действия силы, перпендикулярная траектории движения заряда, пропорциональна $\sin \theta$, где θ — угол между силовой линией и направлением движения заряда. Эта составляющая будет испытывать такое же большое изменение натяжения при колебательном движении заряда, как и параллельная ей силовая линия.

Изменение натяжения силовой линии, вызывающее её искривление, с течением времени будут распространяться всё дальше и дальше вдоль силовой линии подобно тому, как распространяются вдоль водяной поверхности волны, возникшие от брошенного в воду камня. Величина изменения натяжения силовой линии оценивается по степени её искривления. Если колебательное движение заряда гармоническое, то электрическая силовая линия, перпендикулярная траектории движения заряда, примет вид синусоиды.

Разлагая вектор напряжённости электрического поля E на составляющие, направленные параллельно и перпендикулярно начальному направлению силовой линии, получим векторы E_{\parallel} и E_{\perp} .

Вектор E_r совпадает по направлению со статической силовой линией, вектор же E_m появился в результате её искривления, т. е. в результате колебательного движения заряда и изменения натяжения электрической силовой линии. Рис. 41 показывает, что с увеличением частоты колебаний составляющий вектор E_m также увеличивается.

Всё сказанное относительно электрического поля в равной мере относится и к магнитному полю. При всяком движении заряда в окружающем пространстве образуется магнитное поле. Если движение заряда будет колебательным, то магнитное поле будет переменным, его силовые линии будут испытывать такие же изменения натяжения, как и силовые линии электрического поля.

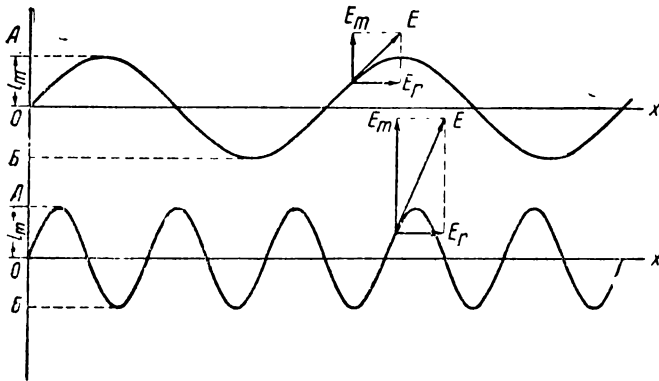


Рис. 41. Зависимость напряжённости поля от частоты

Эти предварительные выводы позволяют сформулировать требования, которые должны быть предъявлены к конструкции антенн вообще и передающих антенн в частности.

Вектор E_m будет тем больше, чем больше частота f колебаний заряда и чем больше амплитуда колебаний заряда вокруг точки покоя $l_m = AO = OB$ (рис. 41). Полный размах колебаний заряда будет равен $AB = 2l_m$.

Для передающих антенн имеет также решающее значение величина колеблющегося заряда $Q_m = \frac{I_m}{\omega}$, так как излучаемая энергия будет тем больше, чем больше заряд Q .

§ 2. Антенна — открытый колебательный контур

Итак, антенна прежде всего должна представлять собой электрическую цепь, в которой должно быть возможно колебательное движение заряда (т. е. электрический ток) высокой частоты. На этом основании можно было бы предложить в качестве антенны колебательный контур, настроенный на

заданную частоту колебаний; однако, обычные контуры, состоящие из сосредоточенных индуктивности и ёмкости, не пригодны для использования в качестве антенн, так как движение электрического заряда происходит в них на малых расстояниях и длина пути тока в замкнутых контурах мала.

Отсюда вытекает мысль о применении в качестве антенны настроенных на заданную частоту электрических цепей с распределёнными параметрами, т. е. отрезков длинных линий.

Переход от колебательного контура с сосредоточенными постоянными к отрезку длиной линии с распределёнными постоянными осуществляется „развёртыванием“ колебательного контура.

В самом деле, в целях увеличения длины пути тока вытянем катушку индуктивности контура в прямой провод и раздвинем пластины конденсатора контура. Это повлечёт за собой уменьшение индуктивности и ёмкости контура и, следовательно, изменение его частоты. В целях сохранения настройки контура на заданную частоту удлиним провода и заменим пластины конденсатора также проводами. В результате получим вместо колебательного контура длинную линию (рис. 42 а, б, в).

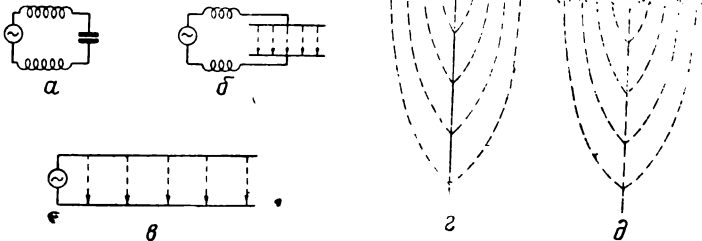


Рис. 42. Превращение замкнутого колебательного контура в открытый

После „развёртывания“ колебательного контура генератор оказывается включённым в линию.

Выпрямим полученную двухпроводную линию, как показано на рис. 42г. Если теперь заземлим один полюс генератора (рис. 42д), т. е. используем землю как „обратный“ провод, то электрическая цепь, которую можно настроить на заданную частоту, образуется из индуктивности, распределённой вдоль провода, и из ёмкости этого провода (также распределённой) относительно земли.

Частоту собственных колебаний такой цепи можно определить, пользуясь тем же приёмом, как и для контура с сосредоточенными постоянными.

Зарядим вертикальный, изолированный от земли провод от источника постоянного тока, другой полюс которого заземлён (рис. 43). Провод зарядится по отношению к земле до напряжения, равного напряжению источника постоянного тока.

Если теперь заряженный провод отключить от источника тока и заземлить, то заряд, сообщённый проводу, начнёт стекать на землю, постепенно исчезая. Движение зарядов вдоль провода вызовет образование вокруг провода магнитного поля, и исчезновение зарядов в проводе должно повлечь за собой исчезновение магнитного поля. Но при этом исчезающие силовые линии магнитного поля будут пересекать наш провод, в результате чего в проводе наводится электродвижущая сила, заряжающая заземлённый провод до напряжения, почти равного, но противоположного по знаку начальному. Затем вновь начнётся процесс разряда провода и т. д. Этот процесс периодически повторяется с постепенно уменьшающимися амплитудами напряжения, заряда и тока. Уменьшение амплитуды колебаний в проводе вызывается тем, что в процессе колебаний происходит постепенное рассеяние энергии, сообщённой проводу, на активном сопротивлении провода. Мы приходим к заключению, что процесс разряда заряжённого вертикального провода при заземлении его имеет характер свободных затухающих колебаний, подобных тем, какие мы наблюдали в замкнутом контуре с сосредоточенными постоянными.

Вертикальный заземлённый провод по существу представляет собой длинную линию, разомкнутую на конце. Из курса „Теория связи“ известно, что в линии, разомкнутой на конце, в результате сложения падающей и отражённой волн устанавливаются стоячие волны тока и напряжения.

Как известно, при стоячих волнах амплитуды напряжения и тока вдоль линии меняются от нуля до некоторого максимума; при этом в тех точках, где амплитуда напряжения равна нулю, амплитуда тока максимальна и, наоборот, в точках с максимальной амплитудой напряжения амплитуда тока равна нулю. Между соседними максимумом и минимумом амплитуд напряжения (или тока) в линии расстояние равно одной четверти волны колебаний, распространяющихся вдоль линии. Иначе говоря, расстояние вдоль линии между соседними нулевой амплитудой тока и нулевой амплитудой напряжения равно одной четверти волны колебаний.

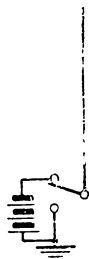


Рис. 43. Возбуждение собственных колебаний в вертикальном проводе

В случае вертикального заземлённого провода, в котором происходят свободные электромагнитные колебания, нижняя точка провода имеет потенциал, равный потенциалу земли, принимаемому за нуль. В самой верхней точке вертикального провода ток будет равен нулю, так как линия на конце разомкнута (рис. 44).

На основании сказанного выше между самой верхней и заземлённой точками провода должна уложиться одна четверть длины волны тока (напряжения), возникшего при разряде заземлённого вертикального провода.

Эта длина волны будет в четыре раза больше длины провода и называется собственной длиной волны вертикального заземлённого провода

$$\lambda_0 = 4l_m. \quad (67)$$

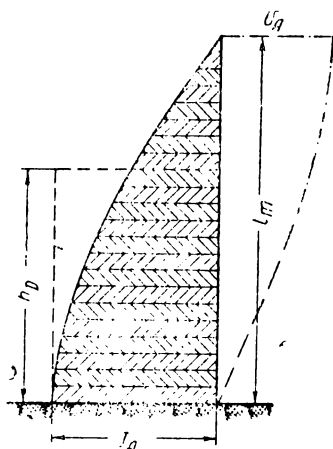


Рис. 44. Распределение тока и напряжения вдоль вертикального заземлённого провода

Как указывалось выше, ток разряда будет затухающим из-за потерь энергии в активном сопротивлении провода. Для обеспечения постоянства и максимального значения амплитуды колебаний напряжения (тока) в проводе в его цепь включается генератор незатухающих колебаний, частота которого должна совпадать с частотой собственных колебаний в проводе, т. е. генератор и заземлённый вертикальный провод — антенна должны быть настроены в резонанс.

§ 3. Управление длиной волны антенны

Условия эксплуатации часто требуют обеспечения возможности работы одного и того же передатчика на разных длинах волн при одной и той же антенне.

Это требование, в свою очередь, приводит к необходимости настройки антенны каждый раз в резонанс с новой волной генератора.

Если длина вертикального провода задана, то тем самым задана и собственная длина волны его. Таким образом, антенна может оказаться настроенной в резонанс с генератором только на одной волне. Настройка антенны в резонанс с генератором на других волнах путём изменения высоты антенны практически исключена.

Поэтому настройку антенны на волны, отличающиеся от её собственной длины волны, осуществляют путём последова-

тельного включения в антенну добавочных реактивных элементов.

Если последовательно включить в антенну индуктивность, то она, складываясь с индуктивностью провода самой антенны, увеличивает общую индуктивность цепи и тем самым антенна оказывается настроенной на более длинную волну (рис. 45а).

Индуктивность катушки, которую надо включить в антенную цепь для настройки её на волну более длинную, чем собственная волна антенны, можно рассчитать по формуле

$$L_{y\partial} = 7,31 \cdot 10^{-2} \lambda \lg \left(\frac{l_m}{r} \right) \operatorname{ctg}(\alpha l_m), \quad (68)$$

где $L_{y\partial}$ — индуктивность в *мкГн*, включаемая в антенну,

λ — длина волны генератора в *м*,

l_m — длина провода в *м*,

r — радиус провода в *м*,

$\alpha = \frac{360^\circ}{\lambda}$ — постоянная сдвига фазы напряжения (или тока) в градусах на метр.

Если в антенну последовательно включить ёмкость, то она, складываясь с ёмкостью антенного провода относительно земли, уменьшает общую ёмкость антенной цепи и тем самым эта цепь оказывается настроенной на более короткую волну (рис. 45б).

Ёмкость конденсатора, требуемая для настройки антенной цепи на волну более короткую, чем собственная волна антенны, рассчитывается по формуле

$$C_{yк} = 3,84 \frac{\lambda \operatorname{ctg}(\alpha l_m - 90^\circ)}{\lg \frac{l_m}{r}}, \quad (69)$$

где $C_{yк}$ — ёмкость в *мкМкФ*, включаемая в антенну; остальные обозначения те же, что и в ф-ле (68).

Пример 1. Вертикальную антенну из провода радиусом $r = 3,9$ *мм*, длиной $l_m = 200$ *м* настроить на волну $\lambda = 900$ *м*.

1) Собственная длина волны провода $\lambda_0 = 4l_m = 4 \cdot 200 = 800$ *м*.

Так как собственная длина волны антенны меньше заданной ($\lambda_0 = 800$ *м* < $\lambda = 900$ *м*), то для настройки на заданную волну в основании антенны следует включить индуктивность.

2) Расчёт индуктивности удлинительной катушки.

Постоянная сдвига фазы:

$$\alpha = \frac{360^\circ}{\lambda} = \frac{360^\circ}{900} = 0,4^\circ/\text{м}.$$

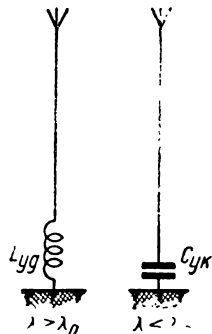


Рис. 45. Настройка антенны

Индуктивность удлинительной катушки:

$$L_{уд} = 7,31 \cdot 10^{-2} \lambda \lg \left(\frac{l_m}{r} \right) \operatorname{ctg} (\alpha l_m) = 7,31 \cdot 10^{-2} \cdot 900,$$

$$\lg \left(\frac{200}{3,9 \cdot 10^{-3}} \right) \operatorname{ctg} (0,4^\circ \cdot 200) = 66,2 \text{ мкГн.}$$

Пример 2. Антенну предыдущего примера настроить на волну $\lambda = 720 \text{ м}$. В данном случае $\lambda_0 = 800 \text{ м} > \lambda = 720 \text{ м}$, поэтому для настройки антенны в её основание следует включить ёмкость.

Расчёт ёмкости укорачивающего конденсатора:

1) Постоянная сдвига фазы

$$\alpha = \frac{360^\circ}{\lambda} = \frac{360^\circ}{720} = 0,5^\circ/\text{м}.$$

2) Ёмкость укорачивающего конденсатора

$$C_{ук} = 3,84 \frac{\lambda \operatorname{ctg}(\alpha l_m - 90^\circ)}{\lg \left(\frac{l_m}{r} \right)} =$$

$$= 3,84 \frac{720 \operatorname{ctg}(0,5^\circ \cdot 200 - 90^\circ)}{\lg \left(\frac{200}{3,9 \cdot 10^{-3}} \right)} = 2740 \text{ мкМкФ.}$$

§ 4. Мощность излучения антенны

Мощность излучения свободно колеблющегося заряда можно вычислить по количеству энергии поля электромагнитной волны, проходящей через сферу, в центре которой находится колеблющийся заряд, за 1 секунду.

Мощность излучения будет

$$P_\Sigma = 20(\alpha l_m I)^2,$$

где P_Σ — мощность излучения в вт ,

α — постоянная сдвига фазы в радианах на метр,

I — ток в a , образованный колеблющимся зарядом.

Так как мощность в общем случае выражается равенством $P = I^2 R$, то можно рассматривать коэффициент при квадрате тока, имеющий размерность сопротивления, как „сопротивление излучения“

$$R_\Sigma = \frac{P_\Sigma}{I^2} = 20(\alpha l_m)^2 \text{ ом.}$$

Если колеблющийся заряд поместить вблизи от поверхности земли, которую в первом приближении можно принять за идеальный проводник, то мощность излучения увеличится в два раза.

Энергия поля электромагнитной волны одного и того же заряда остаётся неизменной, где бы его ни поместили, но

внутри проводника электромагнитное поле не распространяется. Поэтому энергия поля электромагнитной волны заряда, помещённого вблизи от поверхности земли, будет проходить уже через полусферу, а не через сферу.

Так как количество энергии поля не изменилось, а поверхность, через которую проходит это количество энергии, уменьшилось в два раза, то мощность и сопротивление излучения удвоятся, т. е. в этом случае

$$P_{\Sigma} = 40(I\alpha l_m)^2 \quad \text{и} \quad R_{\Sigma} = 40(\alpha l_m)^2.$$

§ 5. Действующая высота антенны

Мощность излучения вертикального заземлённого провода нельзя определить по приведённым формулам, так как сила тока вдоль провода меняется от точки к точке.

Мы уже отмечали, что в вертикальном заземлённом проводе вследствие сложения падающей и отражённой волн тока устанавливается стоячая волна тока; при этом на верхнем конце провода амплитуда тока равна нулю, а у заземлённой точки амплитуда тока максимальна. Мощность же излучения была нами определена для колеблющегося заряда, величина которого оставалась в процессе колебаний постоянной, следовательно, и сила переменного конвекционного тока заряда оставалась постоянной.

Для расчёта мощности и сопротивления излучения вертикального провода разобьём его на большое число малых отрезков, вдоль которых ток можно считать постоянным. Тогда общая мощность излучения будет являться суммой мощностей излучения всех этих малых отрезков.

Мощность излучения одного отрезка

$$\Delta P_{\Sigma} = 40[I_{\Delta} \alpha(\Delta l)]^2,$$

где Δl — длина отрезка,

I_{Δ} — ток в этом отрезке.

Мощность излучения вертикального заземлённого провода будет равна

$$P_{\Sigma} = \Sigma \Delta P_{\Sigma} = \Sigma 40[I_{\Delta} \alpha(\Delta l)]^2 = 40\alpha^2 \Sigma [I_{\Delta}(\Delta l)]^2.$$

В дифференциальной форме будем иметь

$$P_{\Sigma} = \int_0^{l_m} dP_{\Sigma} = \int_0^{l_m} 40(I_{\Delta} \alpha dl)^2 = 40\alpha^2 \int_0^{l_m} [I_{\Delta} dl]^2.$$

Интеграл $\int_0^{l_m} I_{\Delta} dl$ называется моментом тока и равен площади фигуры, изображающей распределение тока вдоль вертикального заземлённого провода.

Если известен момент тока, то нетрудно рассчитать мощность излучения.

Для упрощения расчёта мощности излучения вертикального провода можно заменить площадь фигуры, выражающей распределение тока вдоль вертикального заземлённого провода, равновеликим прямоугольником, основание которого равно основанию фигуры, т. е. току у заземлённой точки провода.

Приравнивание основания равновеликого прямоугольника току в основании провода вертикальной антенны весьма целесообразно, так как именно в этой точке и производится практическое измерение тока в антенне.

Высота равновеликого прямоугольника будет, само собой разумеется, меньше длины провода; эта высота называется действующей высотой антенны.

Для вертикального заземлённого провода при колебаниях на собственной длине волны действующая высота равна

$$h_D = \frac{2l_m}{\pi} \approx 0,64l_m = 0,16\lambda.$$

Используя значение действующей высоты, можно выразить момент тока вертикального заземлённого провода через площадь равновеликого прямоугольника:

$$\int_0^{l_m} I_l dl = I_A h_D,$$

где I_A — ток в основании антенны в a ,

h_D — действующая высота антенны в m .

Тогда мощность и сопротивление излучения вертикального заземлённого провода рассчитываются по формулам:

$$P_{\Sigma} = 40\alpha^2 I_A^2 h_D^2 \text{ вт}; \quad R_{\Sigma} = 40\alpha^2 h_D^2 \text{ ом}.$$

Подставляя значение $\alpha = \frac{2\pi}{\lambda}$, получим, что сопротивление излучения

$$R_{\Sigma} = 160 \left(\frac{\pi h_D}{\lambda} \right)^2 \text{ ом}. \quad (70)$$

Учитывая, что $\pi^2 = 9,87 \approx 10$, и что $1600 = 40^2$, имеем

$$R_{\Sigma} \approx \left(\frac{40h_D}{\lambda} \right)^2 \text{ ом}. \quad (71)$$

В случае колебаний на собственной длине волны сопротивление излучения вертикального заземлённого провода

$$R_{\Sigma} = 40 \text{ ом}.$$

Напряжённость электрического поля на расстоянии d от антенны при условии, что земля, как уже указывалось, при-

нимается за идеальный проводник, зависит от мощности излучения.

В направлении, перпендикулярном к заземлённому вибратору, напряжённость поля

$$E = \frac{300\sqrt{P_{\Sigma}}}{d}, \quad (72)$$

где E — напряжённость поля в $мв/м$,

P_{Σ} — мощность излучения в $квт$,

d — расстояние от антенны до точки пространства, в которой определяется напряжённость поля, в $км$.

Пример 3. Рассчитать напряжённость поля на расстоянии $d=100 км$ от антенны, работающей на собственной длине волны, при токе в основании антенны $I_A=25 а$.

1) Сопротивление излучения при работе на собственной длине волны будет $R_{\Sigma} = 40 ом$.

2) Мощность излучения $P_{\Sigma} = I_A^2 R_{\Sigma} = 25^2 \cdot 40 = 25\,000 вт = 25 квт$.

3) Напряжённость поля $E = \frac{300\sqrt{P_{\Sigma}}}{d} = \frac{300\sqrt{25}}{100} = 15 мв/м$.

Чем больше мощность излучения, тем больше напряжённость поля; мощность же излучения при неизменном токе в основании антенны растёт пропорционально сопротивлению излучения, которое увеличивается с ростом действующей высоты антенны.

Таким образом, увеличение действующей высоты антенны влечёт за собой возрастание напряжённости поля при одной и той же волне и токе в основании антенны.

Действующая высота антенны будет тем больше, чем равномернее распределение тока вдоль вертикального провода антенны. Для достижения этого необходимо добиться увеличения тока в верхней точке вертикальной части антенны.

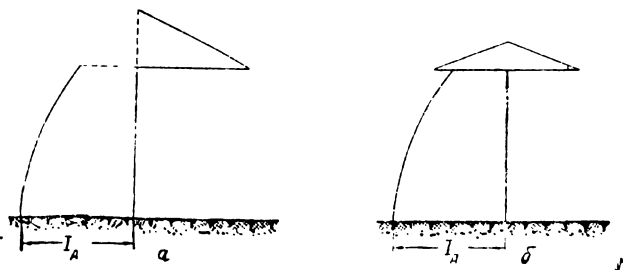


Рис. 46. Распределение тока вдоль Г- и Т-образной антенн

Это можно осуществить, присоединив к вертикальному проводу горизонтальный провод (рис. 46а). В этом случае ток у верхнего конца вертикальной части антенны будет больше нуля, его распределение вдоль провода будет более равномерным, и действующая высота антенны увеличится.

Основной излучающей частью в этих антеннах является попережнему вертикальный провод или, как его называют, снижение. Горизонтальная же часть провода, называемая „крышей“, служит в основном для увеличения действующей высоты антенны.

Снижение прикрепляется к крыше либо с одного конца её, либо в середине.

В первом случае антенна называется Г-образной (рис. 46а), во втором—Т-образной (рис. 46б).

При равных длинах крыши и снижения и при работе на одинаковой волне Г-образная антенна имеет большую действующую высоту; однако, Т-образная антенна конструктивно более удобна. Кроме того, Т-образная антенна обеспечивает более равномерное излучение во все стороны, так как крыша расположена симметрично относительно снижения.

Действующая высота антенны с крышей составляет, примерно, 75—80% высоты снижения.

§ 6. Заземление

Антенна из одного вертикального провода и антенна с крышей являются только частью всей антенной цепи; второй частью является земля.

Мы принимаем землю за идеальный проводник, но, как будет выяснено дальше, земля является полупроводником, в котором теряется некоторая, иногда значительная часть излучаемой мощности. Для уменьшения мощности потерь в земле необходимо повысить её проводимость, что достигается устройством заземления.

Заземлением служит металлический лист или труба, зарываемые на уровне грунтовых вод и присоединяемые к нижнему концу провода снижения. Грунтовые воды, содержащие большое количество растворённых солей, служат хорошим проводником.

Вместо заземления иногда применяют воздушный противовес, представляющий собой сеть проводов, подвешенных над землёй под антенной и присоединяемых вместо заземления к нижнему концу снижения. Воздушный противовес обеспечивает меньшие потери по сравнению с заземлением, но он приводит к уменьшению действующей высоты антенны. Воздушный противовес выгоден при очень сухой почве и глубоко залегании грунтовых вод.

Промежуточным устройством между заземлением и воздушным противовесом является заземлённый противовес, представляющий собой сеть проводов, зарытых в землю под антенной на небольшой глубине. Потери мощности излучения в заземлённом противовесе больше, чем в воздушном, но действующая высота антенны остаётся такой же, как и в случае заземления.

§ 7. Полуволновой вибратор

Антенные цепи, в которых применяется заземление или противовес, называются несимметричными.

Можно, однако, обойтись и без заземления.

При развёртывании колебательного контура генератор оказался включённым в середину однопроводной линии (рис. 42 з), одна половина которой была в дальнейшем заменена заземлением. Если не производить эту замену, мы получим антенну из прямого провода, собственная длина волны которого будет в два раза больше всей его длины.

Действительно, если генератор настроен в резонанс с антенной, то от генератора до одного из концов провода, как было выяснено на примере вертикального заземлённого провода, укладывается одна четверть волны, следовательно, до другого конца уложится ещё одна четверть волны, а всего вдоль провода уложится две четверти или половина длины волны.

Такая антенна называется полуволновым вибратором.

Максимальная напряжённость поля такого вибратора получается в направлении, перпендикулярном проводу; в направлении провода напряжённость поля оказывается равной нулю.

Как уже отмечалось, в процессе излучения радиоволн свободно колеблющимся зарядом наибольшее изменение натяжения испытывают электрические силовые линии, перпендикулярные траектории движения заряда; параллельные им составляющие силовых линий, образующих острый угол θ с траекторией движения заряда, пропорциональные $\sin \theta$, также будут испытывать наибольшее изменение натяжения.

Как следует из рис. 40б, эти составляющие уменьшаются с уменьшением угла θ .

Уменьшение этих составляющих силовых линий, образующих острый угол с траекторией движения заряда, влечёт за собой соответствующее уменьшение напряжённости поля в направлении данной линии, а именно

$$E = E_m \sin \theta,$$

где E — напряжённость поля в направлении, образующем угол θ с проводом полуволнового вибратора,

E_m — максимальная напряжённость поля в направлении, перпендикулярном проводу полуволнового вибратора.

Величину напряжённости поля в разных направлениях удобно выражать в полярных координатах, располагая антенну в полюсе и выражая величину напряжённости поля в данном направлении длиной радиуса-вектора. Так же, как напряжённость поля, длина радиуса-вектора будет зависеть от угла θ .

Кривая, по которой скользит конец радиуса-вектора, образует диаграмму направленности антенны.

Диаграмма направленности антенны наглядно показывает направление максимального излучения энергии и относительную величину напряжённости поля по другим направлениям. Располагая диаграммой направленности, нетрудно определить напряжённость поля в любом направлении; для этого нужно измерить длину радиуса-вектора в данном направлении и умножить его на масштаб, выбранный при построении диаграммы направленности.

Для полуволнового вибратора диаграмма направленности в плоскости, проходящей через провод вибратора, выражается двумя соприкасающимися кривыми, близкими к окружности (рис. 47а). В плоскости, перпендикулярной проводу, диаграмма направленности представляется окружностью с вибратором в её центре (рис. 47б).

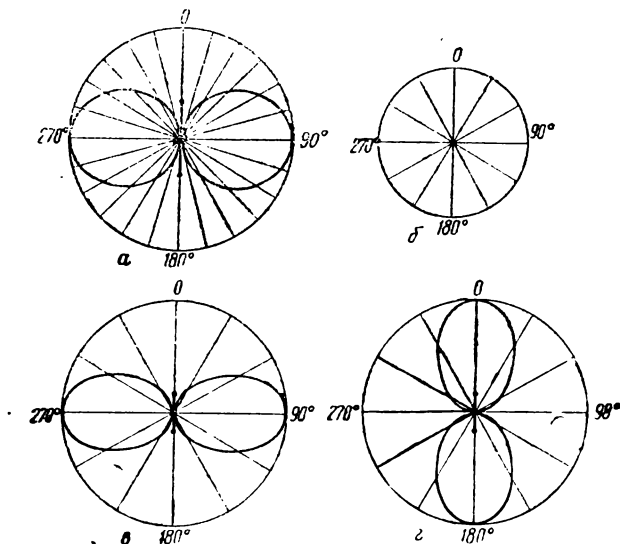


Рис. 47. Диаграммы направленности полуволновых вибраторов

Для усиления направленного действия антенны в плоскости, перпендикулярной проводу вибратора, применяют параллельное расположение нескольких вибраторов.

Два полуволновых вибратора при совпадающих по фазе токах дают максимальную напряжённость поля по оси симметрии, проходящей между этими (рис. 47в) вибраторами. При токах, сдвинутых по фазе на 180° в вибраторах, расположенных на расстоянии половины длины волны друг от друга, максимальная напряжённость поля создаётся вдоль линии расположения вибратора (рис. 47г).

Чем больше вибраторов располагается в один ряд, тем острее получается диаграмма направленности.

Такие сложные антенны, состоящие из нескольких полуволновых вибраторов, расположенных в один ряд, обеспечивают острую направленность излучения по одному направлению в обе стороны от антенны.

§ 8. Рефлектор

Одностороннюю направленность можно получить, применяя две совершенно одинаковые системы вибраторов (каждая из которых расположена в одной плоскости), при условии, что токи в вибраторах каждой системы совпадают по фазе, а токи в вибраторах одной системы *A* отстают по фазе на 90° от токов в вибраторах другой системы *P*. Расстояние между плоскостями систем вибраторов должно быть равно $0,25 \lambda$ (рис. 48).

Мгновенное значение напряжённости поля в произвольной точке *M* пространства будет равно

$$e_M = e_{AM} + e_{PM},$$

где $e_{AM} = E \sin(\omega t - \alpha x)$ — напряжённость поля, создаваемая системой вибраторов *A*;

$e_{PM} = E \sin(\omega t + 90^\circ - \alpha x - 0,25 \alpha \lambda) = E \sin(\omega t - \alpha x)$ — напряжённость поля, создаваемая системой вибраторов *P*;

αx — отставание по фазе падающей волны напряжённости поля на расстоянии x ;

$0,25 \alpha \lambda = 90^\circ$ — отставание по фазе на расстоянии $0,25 \lambda$.

Так как расстояние от вибраторов *P* до точки *M* на четверть волны больше, чем расстояние от вибраторов *A* до *M* и так как ток в вибраторах *P* опережает по фазе ток в вибраторах *A* на 90° , то напряжённости поля, создаваемые вибраторами *P* и *A* в точке *M*, будут совпадать по фазе. В результате этого напряжённость поля в точке *M* будет равна

$$e_M = 2e_{AM} = 2e_{PM}.$$

Если рассмотреть точку *N*, расположенную противоположно точке *M*, то расстояние от вибраторов *P* до точки *N* на четверть волны меньше, чем расстояние от вибраторов *A* до этой точки. Принимая во внимание, что ток в вибраторах *P* опережает ток в вибраторах *A* на 90° , придём к выводу, что в точке *N* волна, возбуждаемая вибраторами *P*, будет опережать волну, возбуждаемую вибраторами *A*, на 180° ; это озна-

*

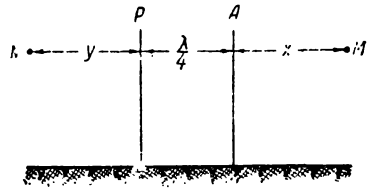


Рис. 48. Антенна с рефлектором

чает, что мгновенные значения напряжённости полей e_{AN} и e_{PN} в точке N окажутся в противофазе и в сумме дадут 0.

Действительно, в точке N напряжённость поля от системы вибраторов A

$$\begin{aligned} e_{AN} &= E \sin(\omega t - 90^\circ - \alpha y - 0,25 \alpha \lambda) = E \sin(\omega t - 180^\circ - \alpha y) \\ &= -E \sin(\omega t - \alpha y), \end{aligned}$$

напряжённость поля от системы вибраторов P

$$e_{PN} = E \sin(\omega t - \alpha y).$$

Общая напряжённость поля в точке N

$$e_N = e_{AN} + e_{PN} = 0.$$

Таким образом, излучение энергии будет иметь место только в направлении от P к A . Систему вибраторов P называют рефлектором, систему вибраторов A называют собственно антенной.

В обратную сторону от антенны к рефлектору излучения не будет.

Рефлектор называется активным, если имеет самостоятельное питание от генератора, и пассивным, если токи в его вибраторах наводятся полем самой антенны.

Вследствие того, что активный и пассивный рефлекторы дают почти одинаковый эффект направленного действия, а пассивный рефлектор проще в настройке, он применяется гораздо чаще, чем активный.

§ 9. Работа приёмной антенны. Теорема обратимости

При распространении электромагнитной волны во все стороны от передающей антенны силовые линии магнитного поля пересекают провод встречающейся на пути их распространения антенны, а силовые линии электрического поля проходят вдоль этого провода.

Магнитные и электрические силовые линии наводят в проводе приёмной антенны электродвижущую силу, тем большую, чем длиннее провод; однако, эдс, наведённая в отдельных элементах этого провода, различна по величине: ближе к основанию провода наведённая эдс меньше, в верхнем конце провода больше. Таким образом, в проводе приёмной антенны устанавливается такое же распределение эдс, как и в проводе передающей антенны.

Общую суммарную эдс, наведённую в приёмной антенне, можно определить, умножив напряжённость электрического поля на действующую высоту антенны, которая вычисляется так же, как и для передающей антенны

$$E = E h_D. \quad (73)$$

Ток в приёмной антенне определится по закону Ома

$$I = \frac{E}{Z_A},$$

где Z_A — полное сопротивление приёмной антенны, включающее в себя и сопротивление излучения.

Справедливость расчёта действующей высоты приёмной антенны по формулам, полученным для передающей антенны, объясняется обратимостью антенной цепи и возможностью как приёма на передающую антенну, так и излучения с помощью приёмной антенны.

Если мы имеем две антенны, то, независимо от того, которая из них будет использована как передающая, ток в приёмной антенне определится действующими высотами h_{D_1} и h_{D_2} , полными сопротивлениями Z_1 и Z_2 антенн и эдс генератора в передающей антенне E (рис. 49).

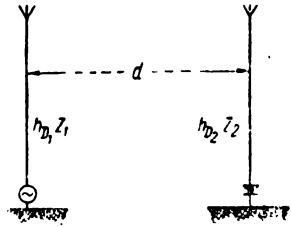


Рис. 49. К теореме обратимости

Если первая антенна будет передающей, то ток в ней будет

$$I_1 = \frac{E_1}{Z_1},$$

а мощность излучения

$$P_{\Sigma} = 40 \alpha^2 h_{D_1}^2 I_1^2 \text{ вт.}$$

Напряжённость поля около второй антенны, находящейся на расстоянии d от первой, будет равна

$$E = \frac{300 \sqrt{P_{\Sigma}} \cdot 10^{-3}}{d} = \frac{300 \sqrt{40 \alpha^2 h_{D_1}^2 I_1^2 \cdot 10^{-3}}}{d} = \frac{60 \alpha}{d} h_{D_1} I_1. \quad (74)$$

Эдс, наведённая в приёмной антенне,

$$E_2 = E h_{D_2} = \frac{60 \alpha}{d} h_{D_1} h_{D_2} I_1 = \frac{60 \alpha}{d} h_{D_1} h_{D_2} \frac{E_1}{Z_1},$$

Ток в приёмной антенне

$$I_2 = \frac{E_2}{Z_2} = \frac{60 \alpha h_{D_1} h_{D_2} E_1}{d Z_1 Z_2}.$$

Из полученного выражения нетрудно заключить, что ток в приёмной антенне останется тот же, если в качестве передающей будет использована вторая антенна, а в качестве приёмной первая.

Отличие приёмных антенн от передающих состоит в том, что основное требование, предъявляемое к приёмным антеннам, заключается в увеличении действующей высоты антенны; передающие же антенны, кроме большой действующей высоты, должны также обладать весьма значительной общей ёмкостью.

Дело в том, что мощность сигнала, наводящего эдс в приёмной антенне, исчезающе мала по сравнению с мощностью излучения передающей антенны. Изоляция приёмной антенны должна быть высококачественной в отношении возможности утечки тока высокой частоты, но самое напряжение высокой частоты в ней весьма незначительно. Поэтому в приёмных антеннах главное внимание обращается на увеличение действующей высоты, так как пропорционально с нею увеличивается наведённая эдс (ф-ла 73).

Иное дело в передающей антенне: такая антенна должна иметь не только значительную действующую высоту, увеличивающую напряжённость поля (ф-ла 74), и высококачественную изоляцию, но она должна выдерживать и большие напряжения, в особенности в случае мощного генератора.

Учитывая, что при одном и том же запасе энергии в конденсаторе напряжение на его пластинах тем меньше, чем больше его ёмкость, приходится обращать особое внимание на увеличение ёмкости передающей антенны (что осуществляется путём развития размеров горизонтальной части) и на облегчение условий изоляции по напряжению.

Таким образом, всякая передающая антенна может быть использована как приёмная; использование же приёмной антенны в качестве передающей ограничивается только условиями изоляции.

Маломощные приёмо-передающие радиостанции, как правило, работают на одной и той же антенне и на передачу и на приём.

§ 10. Типы антенн

В диапазоне длинных волн наиболее часто употребляются антенны с горизонтальной частью — Г- и Т-образной формы. Отличие приёмных и маломощных передающих антенн от мощных передающих заключается, главным образом, в конструкции горизонтальной части: для первых она выполняется из одного, максимум из двух проводов, а для вторых горизонтальная часть и снижение выполняются из нескольких проводов, которые располагаются либо в одной плоскости, либо по цилиндрической поверхности.

В диапазоне коротких волн применяются настроенные и диапазонные антенны. Настроенные антенны практически могут быть использованы в очень узком диапазоне волн. Наибо-

лее распространённым представителем этого типа антенн является система из полуволновых вибраторов. Чем жёстче требование к антенне в отношении направленности, тем сложнее должна быть применённая антенна. В сложных антеннах полуволновые вибраторы соединены между собой двухпроводной симметричной линией, образуя секции. Вибраторы в секции располагаются горизонтально в несколько этажей (1, 2, 4, 6). Число секций в антенне делают 1, 2, 4, 8, 16.

Рефлектор такой антенны выполняется аналогично антенне.

Диапазонные антенны используются в широком диапазоне волн. Одним из распространённых типов диапазонных антенн является ромбическая антенна (рис. 50).

Каждый малый отрезок Δl провода ромбической антенны можно разложить на две взаимно перпендикулярные составляющие $\Delta \phi$ и Δv (рис. 50).

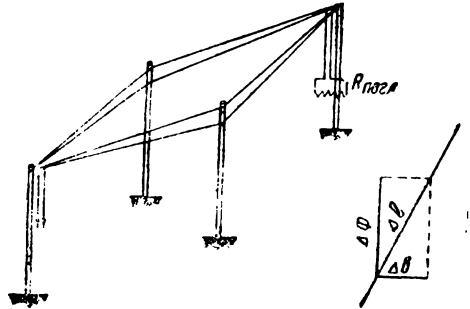


Рис. 50. Ромбическая антенна

Составляющую $\Delta \phi$, имеющую направление вдоль длинной диагонали ромба, можно рассматривать как отрезок фидера, который составил бы из суммы всех составляющих $\Delta \phi$, составляющая же Δv выполняет как бы роль вибратора.

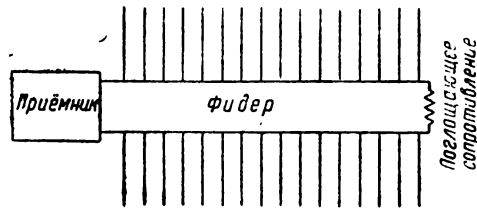


Рис. 51. Схема антенны бегущей волны

Ромбические антенны применяются как приёмные, так и передающие. Передающие ромбические антенны отличаются от приёмных конструкцией поглощающего сопротивления $R_{погл}$, которое у первых рассчитывается на поглощение большой мощности и выполняется обычно в виде двухпроводной линии из проводов с большим удельным сопротивлением, например, из стали. Поглощающее сопротивление делается равным волновому сопротивлению ромбической антенны.

Как раньше указывалось, передающая ромбическая антенна может быть использована для приёма сигналов и, наоборот, приёмная антенна может быть использована в качестве передающей. При этом поглощающее сопротивление должно быть рассчитано на поглощение остаточной, неизлучённой энергии.

Другим типом диапазонных антенн является так называемая антенна бегущей волны, состоящая из двухпроводной собирательной линии, к которой через равные промежутки присоединены симметричные вибраторы (рис. 51). Направленное действие такой антенны обеспечивается включением в конце собирательной линии (фидера) активного сопротивления, равного волновому сопротивлению фидера и называемого поглощающим. Благодаря этому сопротивлению, на входе приёмника наводится эдс только от сигналов, поступающих с дальнего конца фидера. Энергия сигналов, поступающих со стороны ближайшего к приёмнику конца фидера, целиком теряется в поглощающем сопротивлении.

Вдоль фидера устанавливаются только падающие волны тока, называемые бегущими, от которых и антенна получила название антенны бегущей волны.

Антенна бегущей волны в настоящее время применяется пока только как приёмная.

ГЛАВА I

РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

§ 1. Поверхностные и пространственные радиоволны

Радиоволны излучаются антенной в окружающее пространство по направлениям, определяемым её диаграммой направленности. Направление радиоволны называется лучом.

Принимая излучающую антенну (в простейшем случае не направленную) за точку по сравнению с расстояниями, на которые распространяются радиоволны, получаем лучи радиоволн, расходящиеся из этой точки, как радиусы из центра шара. Поскольку антенна расположена на земле или вблизи от поверхности земли, направленные в землю лучи будут отражаться, если принять её за идеальный проводник. Однако, земля отнюдь не идеальный проводник, а только полупроводник, так что часть энергии электромагнитного поля будет поглощаться землёй.

Энергия электромагнитного поля радиоволн, распространяющихся вдоль поверхности земли и даже под углом в один-полтора градуса к горизонту, будет также частично поглощаться землёй.

Радиоволны, распространяющиеся вдоль поверхности земли, называются земными или поверхностными. Радиоволны, распространяющиеся в направлениях, образующих с горизонтом угол более полутора градуса, называются пространственными или отражёнными.

Своё название отражённые волны получили благодаря их отражению в высоких ионизированных слоях атмосферы, называемых ионосферой.

§ 2. Строение атмосферы

Атмосфера, окружающая земной шар, делится на тропосферу и на стратосферу. Толщина тропосферы не превышает 17 км над экватором и в два раза меньше над полюсами. Для тропосферы характерны понижение давления газов и темпе-

ратуры по мере подъёма над поверхностью земли. Несмотря на малую толщину тропосферы в ней сосредоточено до 75% всей массы газов, образующих земную атмосферу. По мере удаления от земли температура в тропосфере понижается до -80°C , что объясняется уменьшением теплового влияния земли.

Стратосфера, что означает в переводе „слоистая“ атмосфера, получила своё название от ошибочной гипотезы, предполагавшей, что газы во всей толще стратосферы распределены слоями пропорционально удельным весам газов. В настоящее время установлено, что до высоты порядка 100 км состав стратосферы почти однороден с составом тропосферы; по мере углубления в стратосферу температура начинает повышаться вследствие усиливающегося влияния солнечного тепла, а давление, резко уменьшавшееся до высоты 10 км, далее падает медленнее. На высоте 200 км давление доходит до 10^{-4} мм ртутного столба.

Столь сильное падение давления газов способствует их устойчивой ионизации ультрафиолетовыми лучами солнца и звёзд, космическими лучами и электронными потоками солнца. Низкое давление увеличивает расстояние между отдельными молекулами газов, поэтому столкновения ионов и электронов, вызывающие рекомбинацию, происходят в меньшем количестве, чем распад атомов на ионы.

Сильнейшими факторами ионизации являются ультрафиолетовые лучи и электронные потоки солнца.

Электронные потоки солнца представляют собою эмиссию электронов, однако, они непостоянны, так как солнце, как и земля, окружено газовой оболочкой, не пропускающей эти потоки. Только в тех случаях, когда в этой оболочке появляются разрывы, наблюдаемые нами в виде солнечных пятен, электронные потоки через эти разрывы устремляются к земле и проникают в толщу земной атмосферы до высоты 60 км над землёй.

Изложенное убеждает нас в том, что ионизация газов стратосферы, в основном зависящая от деятельности солнца, происходит непрерывно, но непостоянна по силе: днём ионизация сильнее, чем ночью, летом сильнее, чем зимой. Для характеристики состояния ионизации обычно рассматривают два крайних случая: максимальную ионизацию летним днём и минимальную ионизацию зимней ночью.

Область атмосферы, в которой наблюдается ионизация, называется ионосферой.

По степени ионизации, определяемой количеством электронов в куб. см ионосферы и обозначаемой N , в ионосфере различают несколько слоёв, обозначаемых F , F_1 и F_2 .

Строение ионосферы характеризуется следующей таблицей:

Слой	Высота, км	Сезон и время суток	Степень ионизации
E	100	зимняя ночь	10^4
		летний день	10^5
F_1	200	летний день	$(2-4,5)10^5$
F_2	230	день	$(6-20)10^5$
	300	ночь	$(1,5-2,5)10^5$

§ 3. Влияние ионосферы на распространение радиоволн

Радиоволна свободно распространяется в атмосфере, которая при отсутствии ионизации представляет собой почти идеальный диэлектрик. При проникновении в ионосферу радиоволна приводит ионизированные частицы в колебательное движение, а так как движение заряженных частиц представляет собой электрический ток, то ионосфера представляет собой для радиоволн полупроводник.

Проводящие свойства ионосферы будут проявляться тем сильнее, чем больше степень ионизации. При колебательном движении ионов и электронов возникает новое электромагнитное поле той же частоты, что и радиоволна, которое будет распространяться от ионосферы к земной поверхности. Это явление с полным основанием можно рассматривать как отражение радиоволны от ионосферы, рассматриваемой как металлическая поверхность.

Следует отметить, что амплитуда отражённой от ионосферы волны будет меньше, чем у основной радиоволны, падающей на ионосферу, так как часть энергии электромагнитного поля расходуется на перемещение ионов и электронов и переходит в тепло. В этом отношении имеет место полное совпадение свойств ионосферы с проводящей средой.

При отражении радиоволн действуют те же законы, что и при отражении света, т. е. лучи падающий, отражённый и перпендикуляр к плоскости отражения в точке падения луча лежат в одной плоскости и угол падения равен углу отражения.

Отражённая радиоволна, дойдя до земной поверхности, представляющей собой проводник, может снова отразиться, опять дойти до ионосферы, ещё раз отразиться и так далее.

Однако, при каждом отражении теряется часть энергии, амплитуда напряжённости электромагнитного поля радиоволны быстро уменьшается и радиоволна затухает.

Процесс отражения радиоволны зависит, как уже указывалось, от степени ионизации, от длины волны колебаний и от

угла падения радиоволны на слой ионосферы. Чем больше длина волны, тем ярче проявляются проводящие свойства ионосферы.

При увеличении частоты колебаний радиоволны, проводящие свойства ионосферы, ослабляются, усиливаются диэлектрические свойства, радиоволна глубже проникает в ионосферу и может даже совсем не отразиться, не вернуться на землю.

Связь между длиной волны λ , углом θ_0 падения её на ионосферу и степенью ионизации N , необходимыми для отклонения луча к земле, определяется соотношением

$$\lambda = \frac{33,42 \cdot 10^3 \cos \theta_0}{\sqrt{N}}, \quad (75)$$

где λ — длина волны в м,
 N — степень ионизации в эл/см³.

Из ф-лы (75) следует, что при неизменной степени ионизации N чем больше угол θ_0 падения луча на ионосферу, тем более короткая волна может отразиться от ионосферы (рис. 52а).

При одном и том же угле падения θ_0 чем меньше длина волны λ , тем большая степень ионизации N требуется для отражения этой волны от ионосферы (рис. 52б). Если степень ионизации N достаточна для того, чтобы при вертикальном падении данной волны на ионосферу ($\theta_0=0$) происходило отражение, то все волны более длинные, чем волна, отражаемая

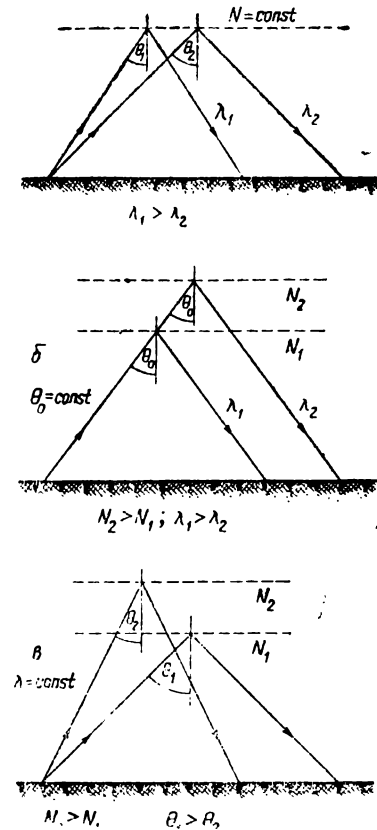


Рис. 52. Зависимость отражения пространственной волны от её длины, угла падения на ионосферу и степени ионизации

при $\theta=0$, также будут отражаться, так как для их отклонения к земле требуется меньшая степень ионизации, т. е. они будут отражены в более низких слоях ионосферы. Более короткие радиоволны потребуют для своего отражения большей степени ионизации, т. е. их отражение возможно или при углах падения, больших нуля, или в более высоких слоях ионосферы. Частота, соответствующая волне, отражаемой при вер-

тикальном падении на ионосферу при данной степени ионизации последней, называется критической.

Одна и та же радиоволна будет отражаться от ионосферы под тем меньшим углом θ_0 , чем больше степень ионизации (рис. 52в).

Для каждой длины волны существует наименьший критический угол падения луча, при котором эта волна сможет ещё отразиться.

Принимая во внимание, что степень ионизации для слоя E минимальна зимой ночью, когда она равна $N=10^4$ эл/см³, найдём самую короткую длину радиоволны, которая отразится от ионосферы при вертикальном падении ($\theta_0 = 0$) в любое время года и суток

$$\lambda = \frac{33,42 \cdot 10^3}{\sqrt{N}} = \frac{33,42 \cdot 10^3}{\sqrt{10^4}} = 334,2 \text{ м.}$$

Соответствующая ей критическая частота будет $f_{кр} = 898$ кГц.

Все более длинные волны будут отражаться от ионосферы при любых углах падения и в любое время суток и года.

§ 4. Распространение длинных и средних радиоволн

Ознакомившись с общими условиями распространения радиоволн, рассмотрим особенности распространения каждого диапазона волн в отдельности.

Длинные волны, к которым относятся волны длиннее 3000 м, распространяются в основном земным лучом вдоль поверхности земли. Отражение их возможно на высотах, более низких, нежели слой E; поглощение их энергии в ионосфере весьма значительно.

Напряжённость поля земного луча можно рассчитать по ф-ле (72) с поправкой на проводимость земли, а именно:

$$E_D = ES, \tag{76}$$

где

$$S \approx \frac{2+0,3\rho}{2+\rho+0,6\rho^2}, \tag{77}$$

а

$$\rho = \frac{\pi d}{6 \cdot 10^{15} \lambda^2}. \tag{78}$$

Здесь ρ —так называемое „числовое расстояние“, d —расстояние в км, λ —длина волны в км, σ —проводимость почвы в абсолютных электромагнитных единицах (CGSM):

для морской воды	$\sigma = 10^{-11}$
для ровных местностей	$\sigma = 10^{-12}$
для глинистой почвы	$\sigma = 10^{-13}$
для гор и лесов	$\sigma = 10^{-14}$
для городов	$\sigma = 0,75 \cdot 10^{-15}$

При длинных радиоволнах значения ρ малы; если ρ менее 2, то коэффициент S можно выразить приближённой формулой

$$S \approx 1 - 0,35 \rho.$$

Из этой формулы следует, что чем меньше ρ , тем больше S . Величина ρ уменьшается с увеличением длины волны (см. ф-лу 78). Следовательно, с увеличением длины волны S увеличивается.

Пример 1. Рассчитать напряжённость поля земного луча для волны длиной $\lambda = 3000$ м при распространении над лесом на расстояние $d = 100$ км и мощности излучения $P_{\Sigma} = 16$ квт:

1) напряжённость поля без учёта поглощения энергии в земле:

$$E = \frac{300\sqrt{P_{\Sigma}}}{d} = \frac{300\sqrt{16}}{100} = 12 \text{ мв/м},$$

2) „числовое расстояние“

$$\rho = \frac{\pi d}{6 \cdot 10^{15} \cdot \lambda^2} = \frac{\pi \cdot 100}{6 \cdot 10^{15} \cdot 10^{-14} \cdot 3^2} = 0,58,$$

3) поправка на поглощение энергии в земле. Так как $\rho = 0,58 < 2$, то по приближённой формуле

$$S = 1 - 0,35 \rho = 1 - 0,35 \cdot 0,58 = 0,796,$$

4) напряжённость поля земного луча

$$E_{\text{Д}} = ES = 12 \cdot 0,796 = 9,6 \text{ мв/м}.$$

Напряжённость поля отражённого луча длинных радиоволн количественно весьма мала, и его влияние сказывается лишь в улучшении условий приёма зимой и в ночные часы; в это время степень ионизации уменьшается из-за отсутствия её основной причины—солнечных лучей, а вместе с ослаблением ионизации уменьшается и поглощение энергии электромагнитного поля в ионосфере.

Помехи приёму длинных радиоволн создают в основном разряды атмосферного электричества, также более значительные летом, почему и выгодно применение длинных радиоволн для связи в зимние ночи.

Преимуществом длинных радиоволн является их способность огибать встречающиеся на пути распространения препятствия, соизмеримые с длиной волны; к таким препятствиям до некоторой степени можно отнести кривизну земного шара.

При распространении средних радиоволн, к которым относятся волны длиной от 200 до 3000 м, роль отражённого луча оказывается уже более значительной.

Хотя днём пространственные волны средней длины почти также сильно поглощаются ионосферой, как и длинные, одна-

ко, ночью при уменьшении поглощения пространственные волны распространяются на весьма значительные расстояния за счёт однократного отражения от слоя E . Последующие — второе, третье и так далее отражения вызывают уже сильное затухание амплитуды напряжённости поля.

В то же время вследствие поглощения их энергии в почве земные лучи средних волн распространяются на значительно более короткие расстояния, чем длинных волн.

В результате днём дальность распространения больше для длинных волн, а ночью средних.

Кроме атмосферных помех, при приёме средних волн наблюдаются „избирательное замирание“, „ближнее замирание“ и „перекрёстная“ модуляция, иначе называемая горьковским эффектом.

Избирательное замирание обусловлено различным поглощением энергии колебаний несущей и боковых частот: при прочих равных условиях энергия более медленных колебаний нижней боковой частоты ($f_p - F$) будет поглощаться больше, чем энергия несущей частоты f_p , а для этой последней, в свою очередь поглощение энергии будет сильнее, чем для верхней боковой частоты ($f_p + F$), как для самой высокой.

Таким образом, избирательное замирание, в разной степени уменьшающее амплитуды колебаний нижней боковой, несущей и верхней боковой частот (затухание тем сильнее, чем меньше частота), искажает принимаемый сигнал.

Ближнее замирание наблюдается на сравнительно небольших расстояниях от передающей радиостанции и обусловлено интерференцией земного луча с отражённым. Так как длины путей обоих лучей разные, то и фазы колебаний в точке их встречи будут разными, а при сдвиге по фазе на 180° сложение колебаний уменьшит их суммарную амплитуду.

Само собой разумеется, что ближнее замирание может наблюдаться лишь на таких расстояниях от передающей радиостанции, на которых амплитуды колебаний земной и отражённой радиоволн, оказываются соизмеримыми: на более близких расстояниях амплитуда земной волны оказывается во много раз большей, а на более далёких отражённая волна будет гораздо сильнее.

Эффект перекрёстной модуляции был обнаружен в г. Горьком и потому получил название горьковского эффекта. Он заключается в воздействии волн мощной радиостанции на волны других радиостанций, даже сильно отличающиеся по длине от длины волны мощной радиостанции.

Горьковский эффект объясняется отражением на одной высоте и в одной области ионосферы радиоволн маломощной радиостанции вместе с радиоволнами мощной радиостанции.

Мощное поле последних влияет на поглощение энергии в ионосфере и маломощные радиоволны как бы отражаются от

зеркала, меняющего свои свойства в такт с изменением напряжённости поля радиоволн мощной радиостанции.

Напряжённость поля для средних радиоволн можно рассчитать (не выделяя отдельно земной и отражённый лучи) по формуле

$$E_c = E e^{-x}, \quad (79)$$

в которой E рассчитывается по ф-ле (72), а показатель степени x зависит от характера земной поверхности, над которой происходит распространение радиоволны.

Для морской поверхности

$$x = \frac{0,0014 d}{\lambda^{0,6}},$$

для суши, по данным НИИС Министерства связи СССР,

$$x = \frac{0,003d}{\sqrt[3]{\lambda}},$$

где d —расстояние в км,

λ —длина радиоволны в м.

Пример 2. Рассчитать напряжённость поля радиоволны длиной $\lambda = 1730$ м при распространении над сушей на расстояние $d = 1000$ км и мощности излучения $P_{\Sigma} = 36$ квт:

1) напряжённость поля без учёта поглощения энергии

$$E = \frac{300 \sqrt{P_{\Sigma}}}{d} = \frac{300 \sqrt{36}}{1000} = 1,8 \text{ мв/м},$$

2) поправка на поглощение энергии

$$x = \frac{0,003d}{\sqrt[3]{\lambda}} = \frac{0,003 \cdot 1000}{\sqrt[3]{1730}} = 0,25; \quad e^{-x} = e^{-0,25} = 0,778,$$

3) напряжённость поля радиоволны

$$E_c = E e^{-x} = 1,8 \cdot 0,778 = 1,4 \text{ мв м}.$$

§ 5. Распространение промежуточных и коротких радиоволн

Промежуточные радиоволны, занимающие диапазон от 50 до 200 м, по характеру своего распространения приближаются, как следует из самого названия, к коротковолновой части диапазона средних и к длинноволновой части диапазона коротких радиоволн.

Земной луч промежуточных радиоволн распространяется на небольшие расстояния из-за больших потерь энергии этих волн в земной поверхности.

Вследствие увеличившейся частоты волны этого диапазона не могут отражаться от слоя E ионосферы. Промежуточные радиоволны всегда отражаются от слоёв F_1 и F_2 ионосферы, однако, прохождение сквозь слой E от земли к слоям F и обратно вызывает столь сильное поглощение энергии электромагнитного поля этих волн, что амплитуды отражённых промежуточных радиоволн можно считать равными нулю.

Диапазон коротких радиоволн, простирающийся от 10 до 50 м, в свою очередь, делится на два поддиапазона: от 10 до 30 м, называемый дневным, и от 30 до 50 м, называемый ночным.

В общих чертах распространение коротких радиоволн происходит следующим образом. Земной луч этих волн весьма короток; даже на волне $\lambda = 50$ м при самых благоприятных условиях распространения над морской поверхностью амплитуда земной волны уменьшается в 10 раз уже на расстоянии порядка 300 км.

Но затухание амплитуды земного луча можно считать более чем компенсированным распространением отражённых радиоволн. Вследствие высокой частоты волн этого диапазона поглощение их энергии при двукратном прохождении сквозь слой E ионосферы незначительно; поэтому напряжённость поля отражённых коротких радиоволн получается весьма значительной даже на очень больших расстояниях от передающей радиостанции.

С другой стороны, повышение частоты колебаний создаёт осложнения при отражении коротких радиоволн от слоя F ионосферы, из-за которых, собственно, весь диапазон был разделён на поддиапазоны дневной и ночной.

Более короткие радиоволны дневного поддиапазона отражаются слоем F_2 ионосферы только днём, при самой высокой степени ионизации. В ночные часы ослабление ионизации нарушает условие отражения и возврата дневных коротких радиоволн, в результате чего эти волны проходят через всю толщу ионосферы, не отражаясь, и уходят далее в межпланетное пространство.

Наоборот, короткие радиоволны ночного поддиапазона отражаются от слоя F_2 ионосферы только ночью, при ослаблении степени ионизации. Днём повышенная ионизация увеличивает поглощение энергии электромагнитного поля ночных коротких радиоволн совершенно так же, как промежуточных радиоволн.

Для всего диапазона коротких радиоволн характерно наличие так называемой зоны молчания, начинающейся на сравнительно недалёком расстоянии от передающей радиостанции. Образование зоны молчания объясняется следующим: для каждой короткой радиоволны существует предельный (критический) угол возвышения пространственного луча над гори-

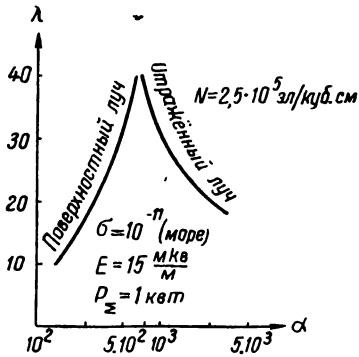
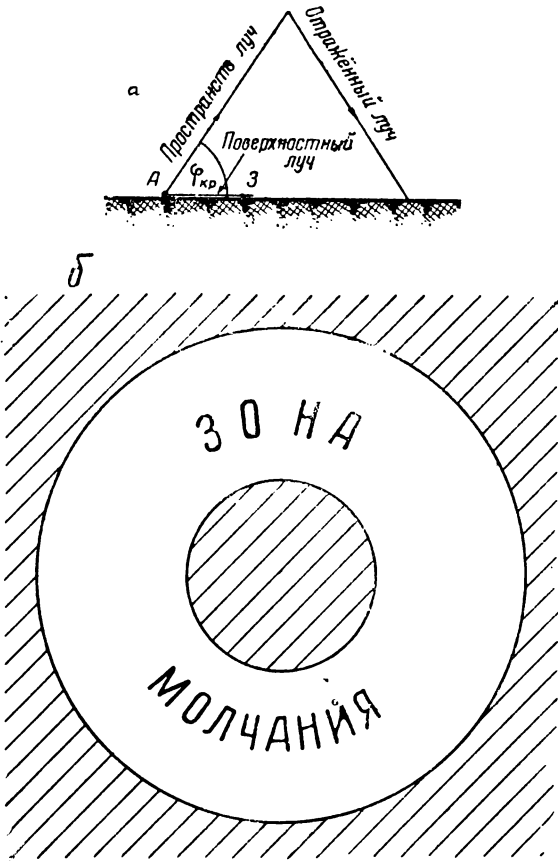


Рис. 53. Зона молчания

зонтом, при котором ещё соблюдается условие отражения при данной степени ионизации (ф-ла 75).

Принимая земную поверхность и поверхность отражающего слоя ионосферы за плоскости, можно в первом приближении считать этот угол возвышения дополнительным к углу падения луча радиоволны на отражающий слой.

Чем больше угол возвышения, тем ближе к передающей радиостанции точка возврата на землю отражённого луча. Самое близкое расстояние от передающей радиостанции до точки возврата мы имеем при критическом угле возвышения луча над горизонтом. На более близкое к передающей радиостанции расстояние отражённые лучи уже не попадают, так как дальнейшее увеличение угла возвышения, связанное с уменьшением угла падения θ_0 луча на отражающий слой, нарушает условие отражения.

Всё пространство вокруг передающей радиостанции до окрестности, которая является геометрическим местом ближайших точек возврата отражённых лучей, может быть перекрыто только электромагнитным полем земного луча, но, как уже говорилось, длина последнего для коротких радиоволн весьма невелика (рис. 53а).

Зона молчания образует концентрическое кольцо вокруг передающей радиостанции, внутренний радиус которого равен длине земного луча, а наружный — расстоянию до ближайшей точки возврата (рис. 53б).

Ширина зоны молчания тем больше, чем короче длина радиоволны, так как критический угол возвышения над горизонтом и длина земного луча уменьшаются вместе с длиной радиоволны (рис. 53в).

Хотя связь на коротких радиоволнах поддерживается за счёт их отражения в ионосфере, однако, крайняя изменчивость последней не позволяет выразить достаточно простой формулой напряжённость поля в зависимости от состояния ионосферы и длины радиоволны.

Такая изменчивость состояния ионосферы приводит к тому, что от одной и той же радиостанции в точку приёма одновременно попадают, как правило, радиоволны, прошедшие разные пути в пространстве, отражённые в ионосфере на различной высоте и испытавшие разное число отражений.

Вследствие разности длин пути амплитуды и фазы колебаний этих радиоволн в точке приёма будут различными; в результате этого между проходящими радиоволнами возникает интерференция, приводящая к изменению их суммарной амплитуды, которая может доходить до нуля. Это явление называется интерференционным замиранием и создаёт основные, иногда весьма тяжёлые, помехи связи. Борьба с интерференционным замиранием ведётся с помощью сложных устройств автоматической регулировки громкости в приёмниках, а также

с помощью одновременного сдвоенного и строенного приёма на несколько антенн, разнесённых друг от друга на несколько длин волн.

В случае большой разницы в длине пути отдельных лучей одна из волн может настолько запоздать, что приём данного сигнала будет уже закончен, и запоздавшая волна вызовет вторичный, обычно более слабый, сигнал. Это явление называется радиоэхом. Радиоэхо может быть ближним, когда повторный сигнал приходит в точку приёма вскоре после основного сигнала (рис. 54а и б). Но повторный сигнал может попасть на приёмную радиостанцию, обойдя предварительно в каком-либо направлении весь земной шар. Такое радиоэхо называется кругосветным и в зависимости от направления может быть прямым или обратным кругосветным (рис. 54в).

Борьба с радиоэхом ведётся при помощи передающих и приёмных антенн с односторонней направленностью.

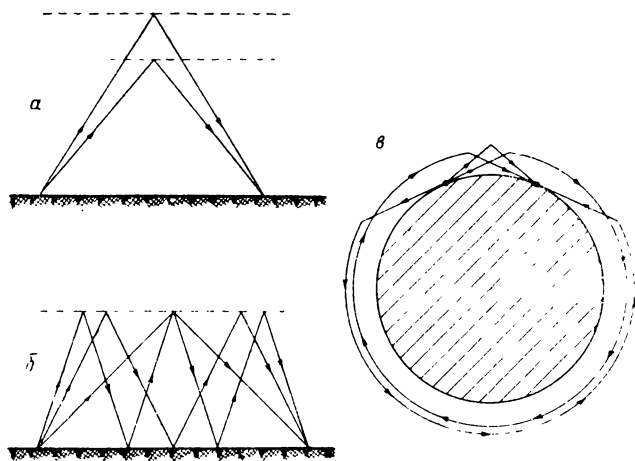


Рис. 54. Замирания и радиоэхо

Кроме интерференционного замирания и радиоэхо, большие помехи связи на коротких волнах создаются всякого рода магнитными возмущениями в атмосфере, обычно связанными с колебаниями солнечной активности. Особенно часты такие возмущения в полярных областях.

В отдельных случаях магнитные бури могут полностью прекратить прохождение коротких радиоволн.

§ 6. Распространение ультракоротких радиоволн

Полностью свободен от влияния ионосферы диапазон ультракоротких радиоволн, не отражающихся в ионосфере и полностью проходящих через неё вследствие чрезвычайно высокой частоты колебаний этих волн.

Этот диапазон охватывает радиоволны длиной от 0,1 м до 10 м. Вследствие того, что связь лучами, отражёнными от ионосферы, в диапазоне ультракоротких радиоволн невозможна, приходится ограничиваться лишь связью земным лучом, который из-за большой частоты и чрезвычайно больших потерь энергии в почве также оказывается очень коротким.

Расстояние, на котором возможна связь ультракороткими волнами, принято считать равным „расстоянию прямой видимости“.

Расстояние прямой видимости сильно зависит от высоты приёмной и передающей антенн. Оно равно

$$d_y = 4(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}), \quad (80)$$

где d_y — расстояние прямой видимости в км,

h_1 и h_2 — высоты приёмной и передающей антенн в м.

Зная расстояние прямой видимости d_y , можно рассчитать напряжённость поля ультракоротких радиоволн по формуле академика Б. А. Введенского

$$E_y = E_4\pi \frac{h_1 h_2}{d_y \lambda}, \quad (81)$$

в которой E находится по ф-ле (72); остальные обозначения те же, что и в ф-ле (80), d_y и λ в м.

Пример 3. Рассчитать напряжённость поля радиоволны длиной $\lambda = 8$ м на расстоянии прямой видимости при высотах: приёмной антенны $h_1 = 25$ м, передающей антенны $h_2 = 36$ м и при мощности излучения $P_\Sigma = 2,56$ квт:

1) расстояние прямой видимости

$$d_y = 4(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) = 4(\sqrt{25} + \sqrt{36}) = 44 \text{ км},$$

2) напряжённость поля без учёта поглощения энергии

$$E = \frac{300\sqrt{P_\Sigma}}{d_y} = \frac{300\sqrt{2,56}}{44} = 10,9 \text{ мв/м},$$

3) напряжённость поля радиоволны

$$E_y = E_4\pi \frac{h_1 h_2}{d_y \lambda} = 10,9 \cdot 4 \cdot 3,14 \frac{25 \cdot 36}{44 \cdot 10^3 \cdot 8} = 0,35 \text{ мв/м}.$$

При необходимости перекрытия очень больших расстояний ультракороткими радиоволнами требуется устройство ретрансляционных пунктов.

Ввиду отсутствия помех в диапазоне ультракоротких радиоволн как со стороны атмосферных разрядов, так и от изме-

нений состояния ионосферы, такие линии связи на большие расстояния с промежуточными ретрансляционными пунктами работают очень надёжно и без искажений.

§ 7. Применение радиоволн разных диапазонов

Радиоволны рассмотренных диапазонов распространяются различным образом и потому применяются для разных видов связи.

Длинные радиоволны, обеспечивающие уверенный приём на больших расстояниях, но охватывающие небольшой интервал высоких частот, используются в настоящее время для дальней радиотелеграфной связи, для передачи метеорологических сводок и сигналов точного времени.

Средние радиоволны в основном используются для радиовещания и частично для морской радиосвязи, а также для радиомаяков. Волна 600 м оставлена неиспользованной; на этой волне передаются сигналы бедствия SOS.

Промежуточные радиоволны, обеспечивающие связь только на небольших расстояниях, применяются для радиотелеграфной и радиотелефонной связи внутри областей и районов.

Наиболее полно используются в настоящее время короткие радиоволны. Их диапазон охватывает очень большой интервал частот в 24 000 кгц — от 6000 до 30 000 кгц. Это обстоятельство позволяет осуществлять на коротких радиоволнах все виды радиосвязи и радиовещания. Только для телевизионного вещания и для частотно-модулированных сигналов в диапазоне коротких радиоволн начинает ощущаться „теснота“.

Для всех остальных видов радиосвязи, особенно для дальней, удобнее применять короткие радиоволны и только для внутрирайонной и внутриобластной радиосвязи их применение невозможно: длина линий связи в этих случаях обычно лежит в пределах зоны молчания.

Диапазон ультракоротких радиоволн только осваивается для радиосвязи. Это единственный диапазон, в котором возможно осуществление высококачественного телевидения и радиовещания с использованием частотной модуляции. Основное неудобство телевидения и радиовещания с частотной модуляцией заключается в чрезвычайно широком спектре частот, занимаемом каждым каналом. Только в диапазоне ультракоротких радиоволн, занимающем интервал частот ещё более широкий, чем диапазон коротких радиоволн, — $297 \cdot 10^4$ кгц (от $3 \cdot 10^4$ до $300 \cdot 10^4$ кгц), это неудобство совершенно не замечается.

Для телевидения и для частотно-модулированного вещания используются более длинные радиоволны — диапазона от 1 м до 10 м, остальная же часть ультракоротковолнового диапазона нашла себе обширное применение в радиолокации (опре-

деление места и расстояния до интересующего нас объекта) и в дальней многоканальной связи при помощи ретрансляционных пунктов.

Для обеспечения уверенного приёма сигналов напряжённость поля радиоволны любого диапазона должна быть, во-первых, достаточной для работы приёмного устройства и, во-вторых, должна быть больше напряжённости поля помех.

Нормы напряжённости поля сигнала

(в микровольтах на метр)

Диапазон волн Род работы		Ультракороткие	Короткие	Средние	Длинные
		Радиотелеграфия	Слуховой приём	7	5
	Быстродействующая	50	15	—	150
Радиотелефония		150	15	150	800
Радиовещание	Село	—	100	1000	—
	Город	—	200	4000	—

Отношение напряжённостей полей сигнала и помехи, обеспечивающие уверенный приём

Род работы	Отношение Сигнал Помеха	
Радиотелеграфия	Слуховой приём	2:1
	Быстродействующая	5:1
	Буквопечатающая	25:1
Фотосвязь	5:1	
Радиотелефония	30:1	
Радиовещание	100:1	

ГЛАВА 5

РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

§ 1. Генераторы высокой частоты

Радиопередающие устройства состоят из следующих элементов (рис. 55): генератора высокой частоты, модулятора с микрофоном или манипулятора с ключом, источников питания всех этих элементов, антенны.

В настоящем разделе мы будем рассматривать только генератор высокой частоты и модулятор.

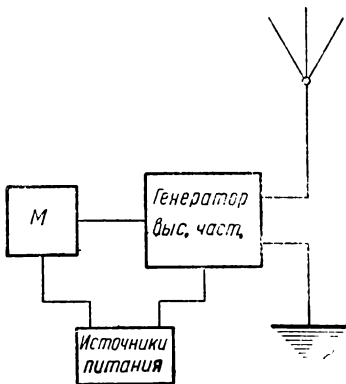


Рис. 55. Скелетная схема радиопередатчика

Как следует из ф-лы (72), напряжённость поля радиоволны пропорциональна квадратному корню из излученной мощности, которая, в конечном счёте, зависит от мощности генератора высокой частоты. Поэтому при расчёте генератора высокой частоты основное внимание уделяется повышению его мощности.

Электромагнитные колебания, возбуждаемые генератором, должны быть не только достаточно мощными, но и весьма стабильными по частоте. Отклонения частоты этих колебаний

от установленной нормы не должны превышать 0,01% для радиопередатчиков магистральных связей, 0,005% для коротковолновых радиовещательных передатчиков и 20 гц для длинноволновых и средневолновых радиопередатчиков.

Такие жёсткие нормы в отношении постоянства частоты колебаний определяют основные принципы построения схемы радиопередатчика.

Исторически первым радиопередатчиком, применённым Поповым, явился искровой генератор, вырабатывавший токи высокой частоты с затухающей во времени амплитудой.

Затухание амплитуды колебаний не позволяло использовать этот передатчик для радиотелефонной связи.

Предложенные затем дуговой и машинный генераторы токов высокой частоты также оказались неудовлетворительными; первый не позволял осуществить достаточно глубокое изменение амплитуд токов высокой частоты, а второй неудовлетворительно сохранял постоянство частоты, которая в то же время оказалась сравнительно невысокой, так как зависела от числа оборотов якоря машины.

Изобретённый в 1913 г. ламповый генератор токов высокой частоты оказался свободным от всех недостатков генераторов других типов и по мере развития вакуумной техники и создания всё более мощных и совершенных электронных ламп вытеснил все остальные типы генераторов высокой частоты.

Всякий ламповый генератор состоит из трёх основных элементов: генераторной лампы с тремя и более электродами, параллельного колебательного контура, включённого в анодную цепь лампы, и источников постоянного тока.

Колебания высокой частоты, возникающие в колебательном контуре при свободном разряде конденсатора на катушку индуктивности, затухают по амплитуде вследствие расхода их энергии на активном сопротивлении колебательного контура. Во избежание затухания этих колебаний необходимо в каждый период колебания добавлять в контур энергию, расходуемую в течение периода на активном сопротивлении контура.

Электронная лампа является тем реле, которое даёт возможность периодически пополнять убыль энергии в колебательном контуре и тем самым сохранять амплитуду колебаний неизменной.

§ 2. Принцип работы лампового генератора

Ламповый генератор даёт возможность получать колебания в чрезвычайно широком диапазоне волн, от длинных до ультракоротких.

Периодическое пополнение энергии в колебательном контуре электронной лампы производит за счёт источника постоянного тока, включённого в её анодную цепь. Таким образом, ламповый генератор можно рассматривать как преобразователь энергии постоянного тока в энергию тока высокой частоты.

С помощью электронной лампы можно получить преобразование энергии постоянного тока в энергию колебаний переменного тока в контуре, если на управляющую сетку лампы подавать переменное напряжение той же частоты, на которую настроен колебательный контур.

Ламповые генераторы можно разбить на две группы: ламповые генераторы с самовозбуждением и ламповый генератор с независимым возбуждением.

В генераторе с самовозбуждением переменное напряжение, подаваемое на управляющую сетку, возбуждается колебаниями, возникающими в контуре самого генератора. Пример схемы генератора с самовозбуждением изображён на рис. 56.

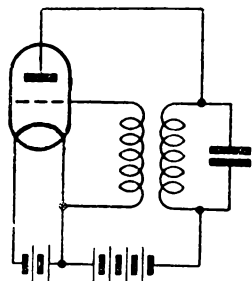


Рис. 56. Схема генератора с самовозбуждением

В генераторе с независимым возбуждением переменное напряжение на управляющую сетку лампы подаётся от другого лампового генератора, менее мощного (рис. 57). Этот менее мощный ламповый генератор называется возбудителем даже в том случае, если он в свою очередь является генератором с независимым возбуждением и возбуждается от ещё менее мощного лампового генератора.

Разумеется, цепь ламповых генераторов с независимым возбуждением должна начинаться с лампового генератора с самовозбуждением, мощность которого берётся весьма малой. Благодаря усилительным свойствам ламп мощность каждой последующей ступени будет возрастать. Такое построение лампового генератора даёт возможность получить не только нужную мощность колебаний, но и обеспечить достаточную стабильность частоты этих колебаний. В этом случае в маломощном генераторе с самовозбуждением можно применить ряд мер, содействующих стабильности частоты его колебаний. Так как все последующие ступени являются усилителями колебаний исходного генератора с самовозбуждением, то при надлежащем их расчёте можно добиться того, что эти ступени не будут оказывать влияния на частоту генератора с самовозбуждением. В таком случае в радиопередатчике в целом будут получаться колебания стабильной частоты.

В силу изложенного все современные радиопередатчики строятся многоступенными.

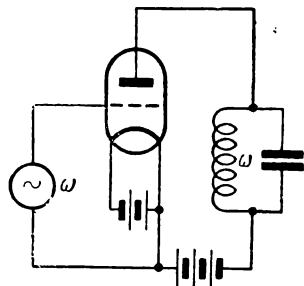


Рис. 57. Схема генератора с независимым возбуждением

§ 3. Блок-схема радиопередатчика

Из сказанного выше следует, что блок-схема радиопередатчика (рис. 58) должна состоять из цепи ламповых генераторов тока высокой частоты, в которой первый генератор является маломощным генератором с самовозбуждением. Он определяет частоту колебаний тока во всех остальных генера-

торах с независимым возбуждением и потому называется задающим генератором („задаёт“ частоту колебаний).

Частота возникающих в задающем генераторе колебаний определяется в первом приближении собственной частотой колебаний контура этого генератора, т. е.

$$\omega \approx \omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Одной из причин, вызывающих изменение частоты колебаний генератора с самовозбуждением, является влияние, оказываемое на него последующими генераторами с независимым возбуждением.

Это влияние прежде всего выражается в том, что сеточная цепь второй ступени будет отсасывать мощность из колебательного контура задающего генератора. Это будет означать, что из цепи сетки второй ступени в колебательный контур задающего генератора будет вноситься активное сопротивление. В таком случае полное активное сопротивление $R_{кз}$ колебательного контура задающего генератора будет складываться из собственного активного сопротивления R_k , определяемого потерями в контуре, и из активного сопротивления ΔR , вносимого в контур из сеточной цепи второй ступени, т. е.

$$R_{кз} = R_k + \Delta R.$$

Более подробный анализ показывает, что частота колебаний генератора с самовозбуждением зависит не только от ёмкости и индуктивности контура этого генератора, но также и от активного сопротивления. В таком случае всякое изменение величины $R_{кз}$, обусловливаемое, например, изменением составляющей ΔR , вызовет отклонение частоты самовозбуждения. Для устранения влияния ΔR на частоту самовозбуждения режим второй (после задающего генератора) ступени выбирается таким, чтобы в цепь сетки этого генератора не отсасывалась мощность из колебательного контура задающего генератора. Для выполнения этого условия необходимо, чтобы лампа второй ступени работала без сеточных токов; тогда вносимое сопротивление ΔR будет равно нулю, потому что сопротивление сеточной цепи будет во всё время периода колебаний оставаться бесконечно большим.

Если режим лампы второй ступени выбран так, что лампа работает без сеточных токов, то такая ступень называется буферной. Влияние последующих ступеней, а также и антенны на частоту самовозбуждения может быть ещё вызвано тем, что в случае работы всех ступеней и антенны радиопередатчика на одной и той же частоте, колебательный контур задающего генератора оказывается сильно связанным с электромагнитным полем последующих ступеней и антенны; в этом

случае неизбежна расстройка колебательного контура задающего генератора за счёт реактивных сопротивлений, вносимых в него последующими ступенями и антенной. Устранение этой связи возможно только при работе последующих ступеней и антенны на частотах, отличных от частоты самовозбуждения. С этой целью колебательный контур третьей ступени настраивается на частоту второй (а иногда и третьей) гармоники переменного напряжения в управляющей сетке лампы этой ступени. Колебания тока в контуре будут происходить с частотой вдвое (или втрое) более высокой, чем частота подводимого к сетке этой ступени напряжения. Такой ламповый генератор с независимым возбуждением будет называться удвоителем (или утроителем) или в общем случае множителем частоты. Полученные, таким образом, колебания удвоенной (или утроенной) частоты можно усилить, а затем ещё раз удвоить (или утроить) и т. д. Антенна будет настроена в резонанс с колебательным контуром последней ступени. В результате этого задающий генератор и последующие ступени, а также антенна будут работать на разных частотах, что устранил реактивное воздействие этих ступеней и антенны на задающий генератор.

Умножение частоты в одной ступени более чем в три раза невыгодно, так как мощность в колебательном контуре множителя сильно уменьшается, если частота умножается более чем в три раза. Поэтому при необходимости умножения частоты, например, в четыре раза следует ставить два удвоителя частоты.

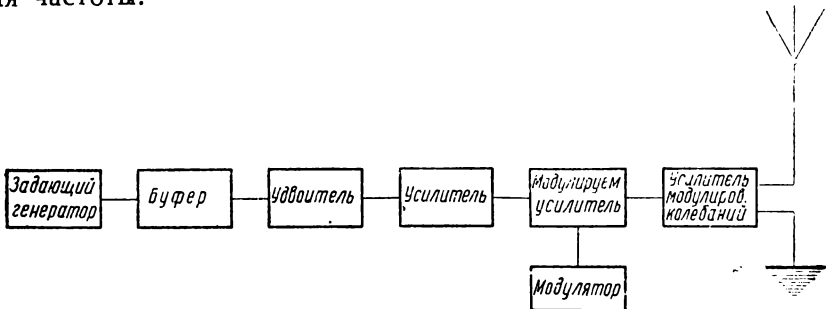


Рис. 58. Блок-схема радиопередатчика

Как указывалось выше и как видно из блок-схемы передатчика, изображённой на рис. 58, после удвоителя следуют усилители мощности колебаний тока высокой частоты, из которых самыми важными будут модулируемый усилитель, в случае телефонного и вещательного радиопередатчиков, и манипулируемый — в случае телеграфного радиопередатчика: в этих усилительных ступенях производится модуляция, т. е.

управление колебаниями тока высокой частоты, осуществляемое с помощью микрофона или телеграфного ключа.

Ступень, в которой осуществлено управление колебаниями тока высокой частоты, служит возбудителем последующих усилителей мощности модулированных колебаний.

С колебательным контуром последней усилительной ступени связывается антенна. В частном случае модулируемый усилитель, при достаточной мощности на его выходе, может оказаться последней ступенью в блок-схеме передатчика.

Модуляция осуществляется устройством, связываемым с модулируемым усилителем и называемым модулятором.

Модулятор обычно представляет собой ламповый усилитель низких, звуковых частот.

§ 4. Схемы питания ламповых генераторов

Каждая из ступеней радиопередатчика, кроме первой, может быть собрана по схеме рис. 57. В этой схеме основные её элементы—лампа, колебательный контур и источник питания анодной цепи—соединены последовательно, и поэтому она называется схемой последовательного питания.

Недостатком схемы последовательного питания является наличие высокого анодного напряжения на колебательном контуре, что выдвигает необходимость тщательной изоляции контура и создаёт эксплуатационные неудобства. Кроме того, переменная составляющая анодного тока проходит через источник питания, представляющий для неё некоторое сопротивление. Хотя это сопротивление и очень мало по сравнению с эквивалентным сопротивлением колебательного контура, всё же на нём расходуется часть энергии переменного тока. Переменную составляющую анодного тока можно не пропустить в источник питания, если увеличить сопротивление цепи источника питания для этой составляющей, создав ей одновременно обходный путь.

Увеличение сопротивления цепи питания может быть достигнуто включением последовательно с источником питания большой индуктивности (дресселя), которая для постоянной составляющей анодного тока представляет весьма малое сопротивление.

Обходной путь для переменной составляющей анодного тока создаётся шунтированием источника питания и дресселя конденсатором большой ёмкости.

В окончательном виде схема последовательного питания представлена на рис. 59. Однако, и в этой схеме колебательный контур остаётся под высоким анодным напряжением.

Этот коренной недостаток схемы последовательного питания устраняется при переходе к схеме параллельного питания, характеризующейся тем, что основные элементы схемы—

лампа, колебательный контур и источник питания анодной цепи—соединяются параллельно (рис. 60).

Как видно из рис. 60, в этой схеме в качестве обязательных дополнительных элементов входят блокирующий дроссель $L_{др}$ между источником питания и лампой и разделительный конденсатор C_p между колебательным контуром и лампой.

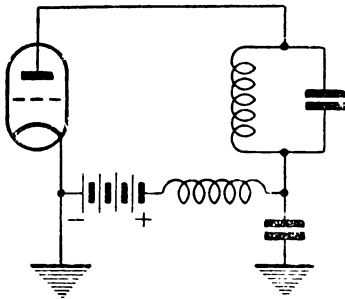


Рис. 59. Схема последовательного питания анода

Разделительный конденсатор и блокирующий дроссель в схеме параллельного питания должны быть выбраны так, чтобы сопротивление разделительного конденсатора было возможно меньше, а сопротивление блокирующего дросселя возможно больше эквивалентного сопротивления настроенного в резонанс колебательного контура.

Основным недостатком схемы параллельного питания является шунтирующее действие, оказываемое дросселем на колебательный контур. Это шунтирующее действие дросселя тем меньше, чем больше его индуктивность; однако, с увеличением индуктивности возрастает его собственная ёмкость, вследствие чего уменьшается полное сопротивление дросселя.

Аналогичные схемы последовательного и параллельного питания могут быть осуществлены и в сеточной цепи лампы (рис. 61 и 62), которая всегда содержит три обязательных элемента; источники постоянного и переменного напряжений и промежутки сетка—катод лампы. Преимущество и недостатки этих схем таковы же, что и у соответствующих схем питания анода, но так как постоянное напряжение смещения много

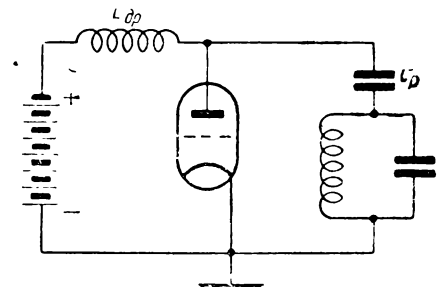


Рис. 60. Схема параллельного питания анода

меньше анодного напряжения, то преимущества схемы параллельного питания оказываются несущественными.

Источниками питания анодной цепи служат динамомашины (при относительно низких анодных напряжениях) и ионные выпрямители (при высоких анодных напряжениях). Источниками напряжения смещения в сеточной цепи, кроме динамомашины и выпрямителя, обычно применяемых в мощных передатчиках, могут также служить батареи гальванических элементов и аккумуляторов.

Если в цепи сетки возникает ток, то этот ток будет протекать в направлении, показанном на рис. 61 стрелкой, и источник сеточного смещения заряжается этим сеточным током. Это обстоятельство отрицательно сказывается на работе аккумуляторных батарей в качестве источников напряжения смещения, так как непрерывный подзаряд аккумулятора приводит к непостоянству его напряжения и выкипанию электролита. Батареи гальванических элементов удобнее ввиду постоянства их эдс.

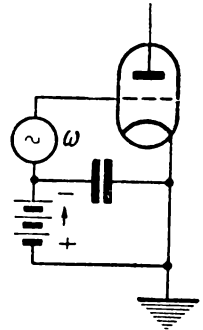


Рис. 61. Схема последовательного питания сетки

Работа лампового генератора с сеточным током позволяет получить напряжение смещения за счёт падения напряжения постоянной составляющей этого тока на специальном сопротивлении R , включённом в цепь сетки. Такой способ получения напряжения смещения называется автоматическим смещением (рис. 63).

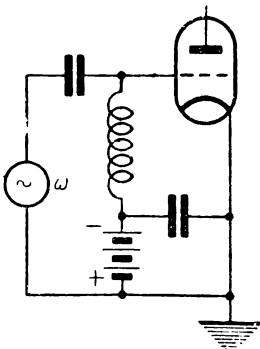


Рис. 62. Схема параллельного питания сетки

При автоматическом смещении получается автоматическое регулирование режима. Увеличение сеточного тока вызывает увеличение падения напряжения на сопротивлении R , т. е. увеличение отрицательного смещения на сетке; вследствие этого величина сеточного тока немедленно уменьшается до нормального значения.

Автоматическое смещение за счёт сеточного тока может быть только отрицательным. Его крупным недостатком является то обстоятельство, что при возникновении вторичной эмиссии электронов из сетки сеточный ток меняет своё направление, и автоматическое смещение получает обратный знак, на сетку подаётся положительное напряжение, очень энергично растущее.

Опасность этого явления заключается в том, что вместе с положительным смещением растут анодный ток и рас-

сеивание мощности на аноде, угрожающие целости лампы.

Для борьбы с явлением вторичной эмиссии С. А. Зусмановский предложил включать диод параллельно входу генераторной лампы. Ток этого диода всегда должен быть больше тока вторичной эмиссии.

Автоматическое смещение можно получить также за счёт

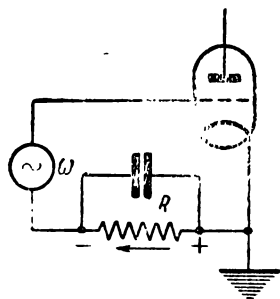


Рис. 63. Схема автоматического смещения при помощи сеточного тока

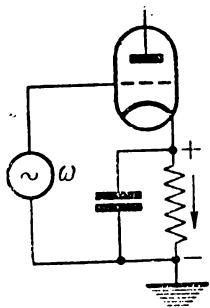


Рис. 64. Схема автоматического смещения при помощи анодного и сеточного токов

падения напряжения, создаваемого на сопротивлении суммарным током анода и сетки (рис. 64). Этот способ автоматического смещения имеет тот недостаток, что в случае его использования для нескольких ступеней, имеющих общий источник анодного напряжения, изменение анодного тока одной из ступеней отразится на режиме всех ступеней.

Независимо от схемы питания и способа получения напряжения питания все источники постоянных напряжений в ламповом генераторе должны быть зашунтированы ёмкостями, чтобы для переменных составляющих анодных и сеточных токов были созданы обходные пути.

§ 5. Режим работы лампового генератора

Для постоянного анодного тока сопротивление колебательного контура почти равно нулю, поскольку оно образуется только из активного сопротивления катушки индуктивности.

При подаче на сетку переменного напряжения высокой частоты анодный ток начинает пульсировать в такт с этим напряжением; это означает, что в анодном токе появляется составляющая переменного тока высокой частоты (рис. 65).

Как известно из гл. 2, эквивалентное сопротивление колебательного контура для тока той частоты, на которую он настроен, будет весьма значительным, а по характеру своему — активным.

Поэтому колебательный контур настраивается на частоту переменного напряжения, подаваемого на сетку, т. е. на частоту переменной составляющей анодного тока. Переменная составляющая анодного тока выделит в настроенном колебательном контуре максимально возможную мощность.

Мощность, выделяемая в колебательном контуре, тем больше, чем больше анодное напряжение, ток насыщения, коэффициент усиления и крутизна характеристики генераторной лампы.

Увеличение анодного напряжения повышает амплитуду переменной составляющей анодного тока. Увеличение тока насыщения обеспечивает возможность возрастания амплитуды переменной составляющей тока генератора. Как видно будет из дальнейшего, коэффициент усиления лампы влияет на величину эдс генератора, эквивалентного лампе, а крутизна характеристики генераторной лампы непосредственно определяет амплитуду переменной составляющей анодного тока.

Поэтому генераторные лампы работают при высоких анодных напряжениях от 750 до 15000 в при токах насыщения до десятков ампер.

Коэффициент усиления мощных генераторных ламп не менее 40; он доходит до 200—250 у некоторых триодов и до 500—1000 у генераторных пентодов; крутизна характеристики изменяется от 1—2 ма до десятков миллиампер на вольт.

Кроме анодного напряжения, ток насыщения, коэффициента усиления и крутизны характеристики, большое значение имеет мощность допустимых потерь на аноде. Если мощность потерь на аноде превысит допустимую, анод лампы перегреется и лампа выйдет из строя.

В процессе колебаний будет изменяться напряжение не только на колебательном контуре, но и на аноде лампы. При этом изменения напряжения на аноде лампы и на колебательном контуре происходят так, что в любой момент времени напряжение на контуре и напряжение на аноде дают в сумме напряжение источника анодного питания.

В результате анодное напряжение e_a на генераторной лампе будет изменяться вместе с переменным напряжением на управляющей сетке, но, как видно из графика рис. 65, окажется сдвинутым по фазе на 180° относительно последнего.

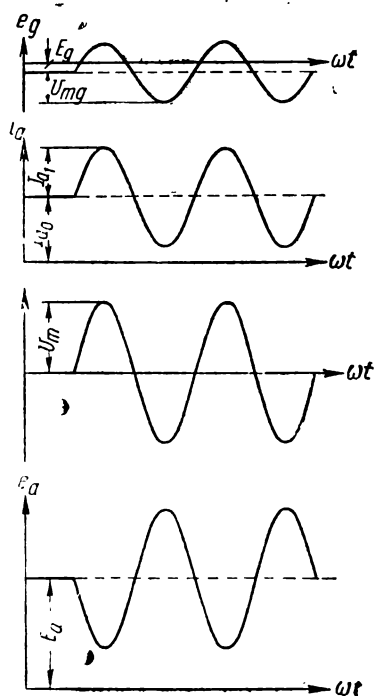


Рис. 65. Диаграммы напряжения на сетке, анодного тока, напряжения на контуре и напряжения на аноде при колебаниях 1-го рода

В моменты, когда мгновенное значение напряжения на управляющей сетке будет максимальным, мгновенное значение анодного напряжения минимально и наоборот.

Переменное напряжение на управляющей сетке с амплитудой U_{mg} влияет на анодный ток так же, как если бы было приложено на аноде с увеличенной в μ раз амплитудой. Поэтому работу лампового генератора по переменной составляющей анодного тока можно анализировать, пользуясь эквивалентным генератором, имеющим амплитуду эдс μU_{mg} и внутреннее сопротивление R_i и работающим на активное сопротивление R_α , равное эквивалентному сопротивлению колебательного контура, настроенного в резонансе с частотой переменного напряжения на сетке (рис. 66).

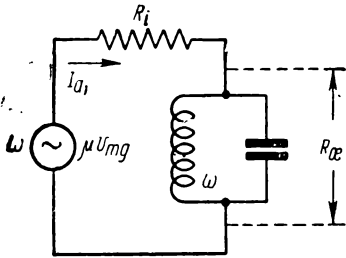


Рис. 66. Эквивалентная схема лампового генератора

Из схемы эквивалентного генератора (рис. 66) следует, что амплитуда переменной составляющей анодного тока

$$I_{a1} = \frac{\mu U_{mg}}{R_i + R_\alpha}, \quad (82)$$

амплитуда переменного напряжения на колебательном контуре

$$U_{m.} = I_{a1} R_\alpha, \quad (83)$$

мощность, выделяемая в колебательном контуре,

$$P_{\sim} = \frac{I_{a1} U_{m.}}{2}. \quad (84)$$

От источников анодного питания к лампе подводится мощность постоянного тока

$$P_a^* = E_a I_{a0}, \quad (85)$$

где E_a — постоянное анодное напряжение,

I_{a0} — постоянная составляющая анодного тока.

Потери мощности P_a , выделяемые в виде тепла на [анод лампы, определяются из разности между подведённой мощностью P и мощностью P_{\sim} , выделенной в контуре,

$$P_a = P - P_{\sim}. \quad (86)$$

Коэффициент полезного действия генератора

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P}. \quad (87)$$

Из рис. 65 видно, что амплитуда переменной составляющей анодного тока меньше постоянной составляющей анодного тока и амплитуда переменного напряжения на аноде меньше постоянного анодного напряжения

$$I_a < I_{a0} \text{ и } U_m < E_a.$$

Следовательно, коэффициент полезного действия

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P} = \frac{I_{a1} U_m}{2} : E_a I_{a0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{a1}}{I_{a0}} \cdot \frac{U_m}{E_a} < 0,5. \quad (88)$$

Из этого выражения ясно, что мощность в колебательном контуре составит менее 50% всей подведённой к лампе мощности. Потери мощности на аноде, определяемые по ф-ле (86), очевидно, составят более 50% подведённой мощности, т. е. будут больше мощности P_{\sim} , выделяемой в колебательном контуре. Таким образом, при выборе лампы для генератора на заданную мощность следует руководствоваться мощностью допустимых потерь на аноде P_{aD} , которая должна быть больше заданной мощности P_{\sim}

$$P_{aD} > P_{\sim}.$$

Рассмотренный режим лампового генератора, характеризующийся тем, что $I_{a1} < I_{a0}$, а их сумма меньше тока насыщения I_s ,

$$I_a + I_{a0} < I_s$$

называется режимом колебаний первого рода.

Пример 1. Рассчитать мощность и кпд генератора на лампе ГК-3000 при сопротивлении нагрузки $R_{\text{н}} = 60\,000$ ом и амплитуде переменного напряжения на сетке $U_{mg} = 75$ в в предельном режиме колебаний первого рода.

Данные лампы ГК-3000: $E_a = 10\,000$ в, $I_s = 1,6$ а, $P_{aD} = 1000$ вт, $\mu = 200$, $R_i = 40\,000$ ом.

1) Амплитуда переменной составляющей анодного тока

$$I_{a1} = \frac{\mu U_{mg}}{R_i + R_{\text{н}}} = \frac{200 \cdot 75}{40\,000 + 60\,000} = 0,15 \text{ а.}$$

2) Амплитуда переменного напряжения на аноде

$$U_m = I_{a1} \cdot R_{\text{н}} = 0,15 \cdot 60\,000 = 9000 \text{ в.}$$

3) Мощность в колебательном контуре

$$P_{\sim} = \frac{I_{a1} U_m}{2} = \frac{0,15 \cdot 9000}{2} = 675 \text{ вт.}$$

4) В предельном режиме колебаний первого рода постоянная составляющая анодного тока равна амплитуде его переменной составляющей.

Постоянная составляющая анодного тока

$$I_{a0} = I_{a1} = 0,15 \text{ а.}$$

5) Мощность постоянного тока, подводимая к лампе от источника питания,

$$P = EI_{a0} = 10\,000 \cdot 0,15 = 1500 \text{ вт.}$$

6) Потери мощности на аноде лампы

$$P_a = P - P_{\sim} = 1500 - 675 = 825 \text{ вт.}$$

Режим допустимый, так как потери мощности оказались меньше допустимых

$$P_a = 825 \text{ вт} < P_{aD} = 1000 \text{ вт.}$$

7) Коэффициент полезного действия

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P} = \frac{675}{1500} = 0,45.$$

8) Максимальное значение импульса анодного тока, равное сумме постоянной составляющей и амплитуды переменной составляющей, меньше тока насыщения лампы

$$I_{a0} + I_{a1} = 0,15 + 0,15 = 0,3 \text{ а} < I_s = 1,6 \text{ а,}$$

следовательно, имеем режим колебаний первого рода.

Достоинство режима колебаний первого рода — полное совпадение форм кривых изменений анодного тока и напряжения на управляющей сетке — не является преимуществом при работе лампового генератора. Крупнейшим недостатком колебаний первого рода является малый коэффициент полезного действия.

Как уже отмечалось, в качестве нагрузочного сопротивления лампового генератора используется колебательный контур, настроенный в резонанс с частотой переменного напряжения на сетке; эквивалентное сопротивление этого контура будет чисто активным и наибольшим только для первой гармоники переменной составляющей анодного тока. Если в этой составляющей анодного тока вследствие искажения формы его кривой появятся высшие гармоники, то колебательный контур будет представлять для них ёмкостное сопротивление тем меньшее, чем выше номер гармоники.

Увеличения коэффициента полезного действия лампового генератора можно добиться, если удастся уменьшить постоянную составляющую анодного тока по сравнению с амплитудой первой гармоники этого тока. Это достигается путём увеличения напряжения отрицательного смещения или увеличения амплитуды переменного напряжения на управляющей сетке (рис. 67).

В обоих случаях непрерывное в течение всего периода прохождение анодного тока через лампу прекращается; ток проходит через лампу периодически повторяющимися отдельными импульсами. Рассматривая эти периодические импульсы анодного тока, как несинусоидальный ток, легко выделить из них постоянную составляющую и первую гармонику анодного тока.

Такой режим работы лампы генератора называется режимом колебаний второго рода.

Интересно отметить, что если в режиме колебаний первого рода амплитуда переменной составляющей I_{a1} в предельном случае равна постоянной составляющей анодного тока I_{a0} , то в режиме колебаний второго рода $I_{a1} > I_{a0}$: амплитуда первой гармоники превышает постоянную составляющую анодного тока.

Максимальное относительное значение первой гармоники получается при импульсах анодного тока продолжительностью в две трети периода. В этом случае амплитуда первой гармоники составляет 54%, а постоянная составляющая только 41% наибольшего мгновенного значения импульса анодного тока, 5% составляют амплитуды высших гармоник.

Если импульсы анодного тока проходят через лампу только в течение половины периода, то амплитуда первой гармоники составляет 50%, постоянная составляющая — 32% и амплитуды высших гармоник — 18% от наибольшего мгновенного значения импульса анодного тока.

Сравнивая отношение амплитуды первой гармоники I_{a1} к постоянной составляющей I_{a0} анодного тока при различной продолжительности импульса анодного тока, можно сделать заключение, что с уменьшением продолжительности импульса анодного тока это отношение возрастает; вместе с ним будет увеличиваться и коэффициент полезного действия, так как согласно ф-ле (88) коэффициент полезного действия пропорционален отношению $\frac{I_{a1}}{I_{a0}}$.

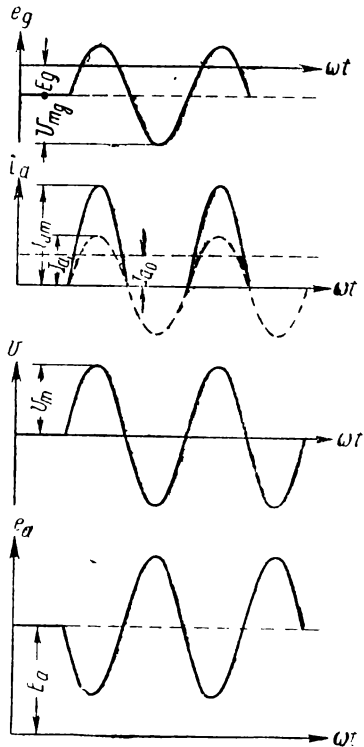


Рис. 67. Диаграммы напряжения на сетке, анодного тока, напряжения на контуре и напряжения на аноде при колебаниях 2-го рода

Действительно для предельного случая режима колебаний первого рода имеем $\frac{I_{a1}}{I_{a0}} = 1$.

В то же время при продолжительности импульса анодного тока, равной двумя третям периода,

$$\frac{I_{a1}}{I_{a0}} = \frac{0,54}{0,41} = 1,316 \approx 1,32,$$

а при продолжительности импульса анодного тока, равной половине периода,

$$\frac{I_{a1}}{I_{a0}} = \frac{0,5}{0,32} \approx 1,57.$$

В среднем можно считать, что коэффициент полезного действия лампового генератора в режиме колебаний второго рода составляет около двух третей, так что только одна треть подведённой к лампе мощности теряется в виде тепла на аноде. Следовательно, мощность, развиваемая лампой в колебательном контуре, примерно, в два раза больше мощности потерь; откуда

$$P \approx 2P_{aD} \quad (89)$$

Одновременно с увеличением коэффициента полезного действия в режиме колебаний второго рода увеличивается абсолютная величина мощности, развиваемая в колебательном контуре, если наибольшее мгновенное значение импульса анодного тока остаётся таким же, как и при колебаниях первого рода.

Ориентировочная величина мощности, которую может развить в колебательном контуре генераторная лампа, определяется из следующего выражения

$$P_{\sim} = (0,2 \div 0,25) E_a I_s. \quad (90)$$

Окончательное решение вопроса о величине мощности, которую сможет развить в колебательном контуре генераторная лампа, можно получить, только сравнивая данные, полученные по условиям (89) и (90).

Однако, при всех условиях и коэффициент полезного действия и развиваемая в колебательном контуре мощность для одной и той же лампы в режиме колебаний второго рода всегда больше, чем в режиме колебаний первого рода; поэтому ламповые генераторы, как правило, работают в режиме колебаний второго рода.

Пример 2. Определить мощность, отдаваемую лампой ГД-200 в режиме колебаний второго рода. Данные лампы ГД-200:

$$E_a = 3000 \text{ в}, \quad I_s = 0,3 \text{ а}, \quad P_{aD} = 150 \text{ вт}.$$

Из условия (89) имеем

$$P_{\sim} \approx 2P_{aD} = 2 \cdot 150 = 300 \text{ вт.}$$

В то же время по условию (90)

$$P_{\sim} = (0,2 \div 0,25)E_a I_s = (0,2 \div 0,25)3000 \cdot 0,3 = 180 \div 225 \text{ вт.}$$

Окончательно сравнивая результаты, приходим к выводу, что лампа ГД-200 может развить в колебательном контуре мощность до 225 вт.

§ 6. Параллельное включение ламп. Двухтактная схема

При невозможности подобрать лампу под ту мощность, которую требуется развить в колебательном контуре, применяют параллельное соединение двух или трёх однотипных ламп (рис. 68). Параллельно включённые лампы можно рассматривать как одну эквивалентную с соответственно возросшими током насыщения, мощностью допустимых потерь на аноде и крутизной характеристики; внутреннее же сопротивление эквивалентной лампы соответственно уменьшается. Включать параллельно более трёх ламп нельзя, так как у эквивалентной лампы сильно увеличиваются междуэлек-

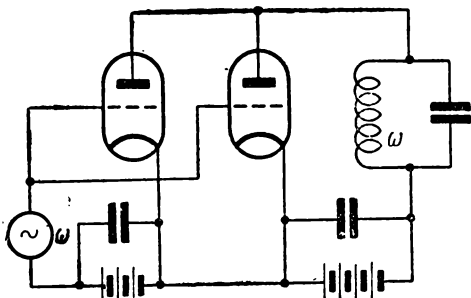


Рис. 68. Параллельное соединение ламп

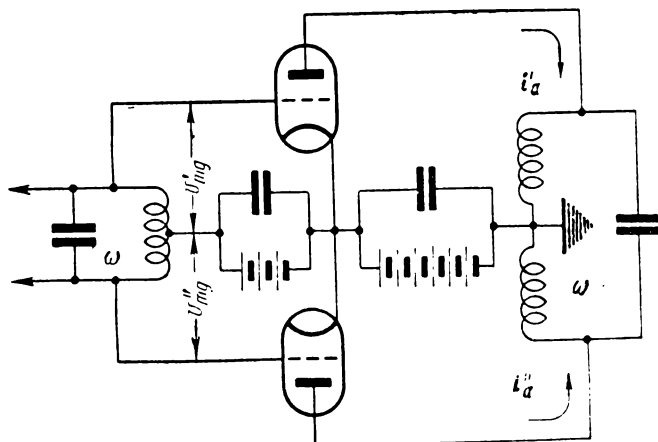


Рис. 69. Двухтактная схема лампового генератора

тродные ёмкости, из которых особенно опасно увеличение междуэлектродной ёмкости анод—управляющая сетка.

Лучшие результаты даёт так называемая двухтактная схема (рис. 69). Основная особенность этой схемы заключается в том, что переменные напряжения на управляющих сетках ламп, включённых в плечи схемы, сдвинуты по фазе на 180° .

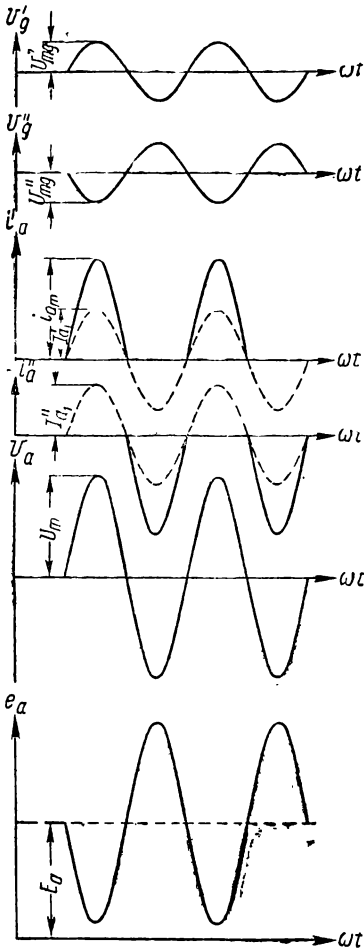


Рис. 70. Диаграмма напряжений в двухтактной схеме

Очевидно, что первые гармоники анодных токов ламп разных плеч тоже будут сдвинуты по фазе на 180° , но этот сдвиг компенсируется в колебательном контуре, через который первые гармоники анодных токов проходят, как показывают стрелки, в противоположных направлениях, т. е. со сдвигом ещё на 180° .

Таким образом, для первых гармоник анодных токов отдельных плеч схемы общий сдвиг по фазе оказывается равным 360° , иначе говоря, они совпадают по фазе.

Схема называется двухтактной, так как импульсы анодного тока проходят через плечи схемы по очереди.

Работа двухтактной схемы поясняется рис. 70.

Двухтактная схема характеризуется следующими особенностями: магнитные поля постоянных составляющих анодных токов отдельных плеч схемы, проходящих через катушку индуктивности по тем же указанным стрелкам (рис. 69) направлениям, взаимно компенсируются. Чётные гармоники анодного тока также взаимно компенсируются и не обнаруживаются в колебательном контуре, нечётные же наоборот усиливаются.

Однако, при длительности импульса анодного тока, равной половине периода, можно совершенно уничтожить все высшие нечётные гармоники и тогда в колебательном контуре происходят колебания только с частотой первой гармоники.

Свойство двухтактной схемы компенсировать высшие чётные гармоники весьма ценно в тех случаях, когда нужно получить по возможности чистое синусоидальное напряжение на

колебательном контуре; эта схема применяется как с одной, так и с большим числом ламп в каждом плече.

§ 7. Самовозбуждение ламповых генераторов

В зависимости от вида связи сеточной цепи генератора с его анодной цепью различают следующие четыре схемы генераторов с самовозбуждением: с трансформаторной связью (рис. 71), автотрансформаторной связью (рис. 72), с ёмкостной связью (рис. 73) и внешней ёмкостной связью (рис. 74).

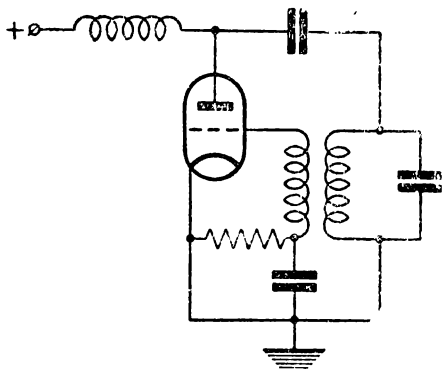


Рис. 71. Схема генератора с самовозбуждением с трансформаторной связью

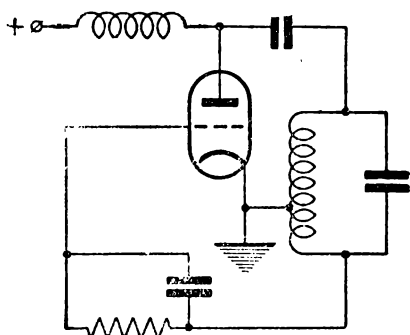


Рис. 72. Схема генератора с самовозбуждением с автотрансформаторной связью

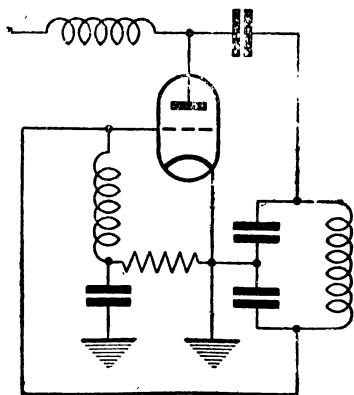


Рис. 73. Схема генератора с самовозбуждением с ёмкостной связью

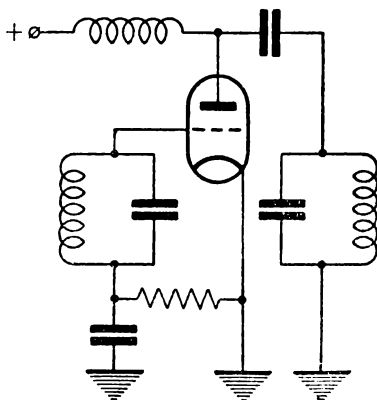


Рис. 74. Схема генератора с самовозбуждением с внешней ёмкостной связью

Самый процесс самовозбуждения нетрудно уяснить из рассмотрения схемы с трансформаторной связью. Предположим, что цепи сетки и анода лампы не связаны. Тогда в момент

включения анодного напряжения в колебательном контуре возникнут затухающие колебания, которые спустя некоторое недолгое время, необходимое для установления анодного тока, прекратятся, так как энергия, сообщённая контуру, израсходуется на активном сопротивлении последнего. Однако, вследствие индуктивной связи между цепями сетки и анода возникшие в анодном контуре колебания возбуждают переменное напряжение на сетке. Переменное напряжение на управляющей сетке, в свою очередь, вызовет изменения анодного тока, которые при соответствующем включении катушки обратной связи будут сообщать контуру дополнительную энергию, компенсирующую потери энергии в контуре, в результате чего колебания в последнем станут незатухающими. Процесс протекает одинаково во всех схемах независимо от вида связи. Разница получается лишь в способе обеспечения сдвига фазы на 180° между переменными напряжениями на аноде и на управляющей сетке, обязательного для работы всякого лампового генератора.

В схеме с трансформаторной связью этот сдвиг обеспечивается соответствующим присоединением концов сеточной катушки к зажимам сетка — катод лампы. В схеме с автотрансформаторной связью сдвиг сеточного и анодного напряжений на 180° обеспечивается присоединением анода и управляющей сетки к противоположным концам колебательного контура и присоединением катода к промежуточной точке катушки индуктивности (рис. 72). В схеме с ёмкостной связью так же, как и в схеме с автотрансформаторной связью, лампа присоединяется к колебательному контуру в трёх точках: анод и управляющая сетка — к противоположным концам, а катод — к точке соединения конденсаторов в ёмкостной ветви контура (рис. 73).

В соответствии со способом присоединения лампы к колебательному контуру в трёх точках две последние схемы (с автотрансформаторной и ёмкостной связью) называются трёхточечными.

В схеме самовозбуждения с внешней ёмкостной связью (рис. 74) сопротивлением связи между цепями сетки и анода служит междуэлектродная ёмкость анод — сетка самой лампы. При возникновении колебаний в анодном контуре эти колебания воздействуют через ёмкость анод — сетка на контур сетки. Полученное на сетке переменное напряжение, в свою очередь, влияет на анодный ток и на колебания в анодном контуре так же, как и в рассмотренных выше схемах самовозбуждения.

Во всех схемах, изображённых на рис. 71, 72, 73, 74, применена параллельная схема питания; однако, без затруднений можно осуществить и последовательное питание любой схемы. Смещение во всех описанных схемах применено автомати-

ческое, как это обычно и имеет место на практике. При автоматическом смещении в начальный момент напряжение на управляющей сетке равно нулю; в дальнейшем, по мере нарастания тока в контуре и увеличения сеточного тока напряжение смещения увеличивается и устанавливается одновременно с установлением всего режима генератора.

§ 8. Нейтрализация ламповых генераторов

Самовозбуждение лампового генератора за счёт связи между анодной и сеточной цепями через междуэлектродную ёмкость анод — сетка может иметь место и в генераторе с независимым возбуждением. Если из анодной цепи в сеточную через ёмкость анод — сетка переходит достаточное для обеспечения самовозбуждения количество энергии и при этом наведённая на управляющей сетке переменная эдс окажется в противофазе с переменным напряжением на аноде, то генератор с независимым возбуждением может превратиться в генератор с самовозбуждением и притом на частоте, отличной от частоты возбудителя. Через эту же самую ёмкость анод — сетка возможен также переход энергии, подводимой от возбудителя к сеточной цепи непосредственно в цепь анода. Такой переход энергии невыгоден, так как увеличивает мощность, которую нужно подводить от возбудителя к цепи сетки генератора с независимым возбуждением.

Для борьбы с влиянием междуэлектродной ёмкости анод — сетка в ламповых генераторах применяют тетроды и пентоды, у которых эта ёмкость сильно уменьшена. В случае необходимости применения триодов схемы генераторов с независимым возбуждением усложняются дополнительными цепями, нейтрализующими влияние междуэлектродной ёмкости анод — сетка и называемыми схемами нейтрализации.

Принцип нейтрализации заключается в компенсации переменного напряжения, создающегося на междуэлектродной ёмкости анод — сетка. Компенсирующее напряжение может быть получено из анодной или из сеточной цепи и соответствующие схемы называются схемами анодной или сеточной нейтрализации.

В схеме сеточной нейтрализации (рис. 75) компенсирующее напряжение снимается с ёмкостного потенциометра в сеточ-

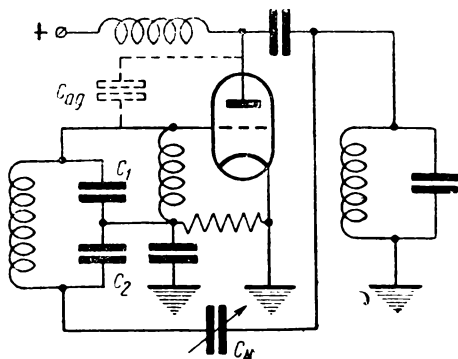


Рис. 75. Схемы сеточной нейтрализации

ной цепи и подаётся на анод лампы в противофазе с напряжением на ёмкости анод—сетка. Величина компенсирующего напряжения регулируется специальным переменным конденсатором C_N , который называется нейтродинным. Ёмкостный потенциометр,

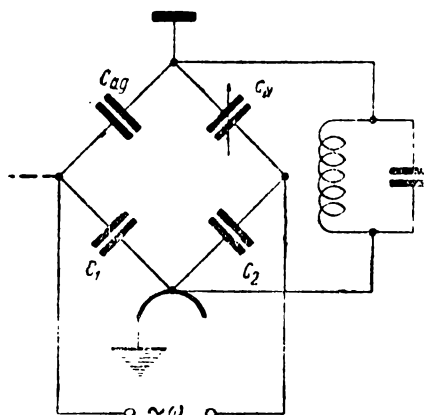


Рис. 76. Эквивалентная схема сеточной нейтрализации

нейтродинный конденсатор и междуэлектродная ёмкость анод—сетка образуют ёмкостный мост, изображённый на рис. 76, в одну диагональ которого включено напряжение возбудителя, а в другую—колебательный контур анодной цепи. При равновесии моста напряжение возбудителя не вызывает напряжения на колебательном контуре; таким образом, влияние междуэлектродной ёмкости анод—сетка окажется нейтрализованным.

Схема сеточной нейтрализации имеет серьёзный недостаток: сетка оказывается изолированной от катода по постоянному току. Для обеспечения гальванической проводимости между сеткой и катодом конденсатор C_1 (рис. 75) необходимо шунтировать сопротивлением или индуктивностью. Этот шунтирующий элемент усложняет схему моста. Замена ёмкостного потенциометра индуктивным может привести к самовозбуждению генератора.

В схеме анодной нейтрализации (рис. 77) компенсирующее напряжение снимается с ёмкостного потенциометра, входящего в колебательный контур, и подаётся на управляющую сетку лампы в противофазе с напряжением, действующим на ёмкости анод—сетка. Величина компенсирующего напряжения также регулируется нейтродинным конденсатором C_N , образующим вместе с указанным потенциометром и междуэлектродной ёмкостью анод—сетка ёмкостный мост (рис. 78). При равновесии моста напряжение на управляющей сетке, включённое в одну его диагональ, не создаёт напряжения на колебатель-

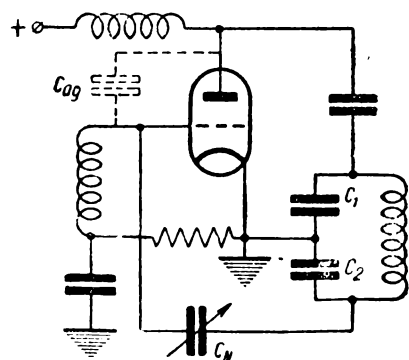


Рис. 77. Схема анодной нейтрализации

ном контуре, индуктивность которого включена в другую диагональ моста.

Недостатком схемы анодной нейтрализации является необходимость параллельного питания и применения в анодной цепи колебательного контура третьего вида, несколько менее удобного при перестройке, чем контуры первого и второго вида.

Наиболее полно устраняется влияние междуэлектродной ёмкости анод — сетка в двухтактной схеме генератора (рис. 79), в которой мост нейтрализации образуется двумя нейтринными конденсаторами C_{N1} и C_{N2} и междуэлектродными ёмкостями анод — сетка ламп, включёнными в плечи схемы.

Методика нейтрализации генератора состоит из трёх операций. Во-первых, выключаются все напряжения, подаваемые на

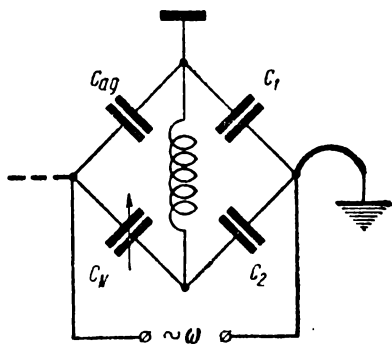


Рис. 78. Эквивалентная схема анодной нейтрализации

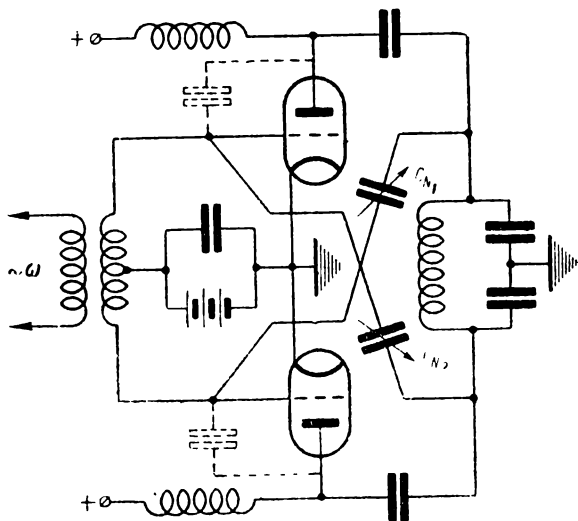


Рис. 79. Двухтактная схема генератора с независимым возбуждением с нейтрализацией

генераторную лампу, кроме переменного напряжения на управляющей сетке; регулируя величину C_N , добиваются минимума тока в анодном колебательном контуре и напряжения на нём.

Индикатором этого минимума может служить неоновая лампа или лампа от карманного фонаря, присоединённая к витку, индуктивно связанному с контуром. Вторая операция заключается в том, чтобы выяснить, нет ли прохождения энергии из анодной цепи в сеточную, которое может вызвать самовозбуждение генератора. Эта проверка производится следующим образом: выключается только переменное напряжение на сетке и включаются все остальные напряжения. Отсутствие тока и напряжения в анодном колебательном контуре свидетельствует о том, что самовозбуждения нет. Обе эти операции производятся при напряжении смещения, равном нулю.

В заключение производится проверка полностью включённого генератора в процессе настройки: в момент настройки контура генератора в резонанс с напряжением, подаваемым на сетку, должны совпасть минимальное показание миллиамперметра в анодной цепи с максимальными показаниями миллиамперметра в сеточной цепи и амперметра в колебательном контуре.

§ 9. Стабилизация частоты генератора с самовозбуждением

Переходим к рассмотрению основных особенностей работы отдельных ступеней передатчика.

К первой ступени радиопередатчика—задающему генератору предъявляется одно основное требование: строгое постоянство частоты его колебаний. Нормы допустимых отклонений частоты указаны в начале этой главы. Ранее указывалось, что последующие ступени с независимым возбуждением влияют на отклонения частоты генератора с самовозбуждением вследствие воздействия, оказываемого ими на электрический режим задающего генератора и на параметры его колебательного контура; приводились также меры борьбы с этими влияниями: применение буферного режима и умножение частоты в последующих ступенях. Однако, эти влияния последующих ступеней лишь косвенным путём вызывают отклонения частоты генератора с самовозбуждением.

Существует ряд факторов, влияющих на частоту самовозбуждения задающего генератора путём непосредственного воздействия на величину индуктивности и ёмкости, образующих его колебательный контур. К таким факторам следует отнести изменение окружающей температуры, внешние ёмкостные влияния, механические сотрясения. Во избежание температурных влияний, изменяющих геометрические размеры катушки индуктивности и конденсатора колебательного контура, задающий генератор целиком помещается в термостат. В термостате автоматически поддерживается постоянная температура, более высокая, чем та, до которой может разогреться в про-

цессе работы задающий генератор; для устранения внешних ёмкостных влияний стенки термостата делаются металлическими. Влияние механических сотрясений, особенно в передвижных радиостанциях, устраняется жёстким монтажом и амортизирующими прокладками.

Питание задающего генератора производится обычно от отдельных аккумуляторов большой ёмкости, не связанных с остальными ступенями радиопередатчика. Тем не менее все эти меры оказываются недостаточными для обеспечения тех высоких норм, которые предъявляются в настоящее время к постоянству частоты задающего генератора. Такие требования могут быть удовлетворены лишь путём стабилизации частоты задающего генератора с помощью кварцевых пластинок.

Кварц представляет собой окись кремния и весьма часто встречается в природе в виде песка, агата, горного хрусталя и пр. Кварц прекрасный диэлектрик с очень малым углом потерь.

Для целей стабилизации частоты применяется только особый вид кварца, обладающий пьезоэлектрическими свойствами. На рис. 80 изображена часть кристалла кварца, из которого вырезаются пластинки. Как видно из рисунка, одна пластинка вырезается так, что её большие поверхности оказываются перпендикулярными двум противоположным граням кристалла; другая пластинка вырезается так, что её большие поверхности параллельны одной из граней кристалла.

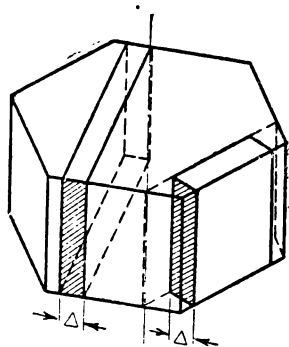


Рис. 80. Виды срезов кварца

Если вырезанную, как указано, кварцевую пластинку подвергать механической деформации (например, сжимать), то на больших поверхностях пластинки появятся равные, но разноимённые электрические заряды. Если пластинку растягивать, то знаки зарядов на больших поверхностях пластинки изменятся на противоположные. Появление электрических зарядов на поверхностях кварцевой пластинки при её механической деформации называется прямым пьезоэлектрическим эффектом. Наряду с прямым имеет место обратный пьезоэлектрический эффект, заключающийся в том, что при помещении кварцевой пластинки в электрическое поле она деформируется механически.

Если пьезокварцевая пластинка помещена в переменное электрическое поле, то её механические деформации будут тоже переменными, т. е. пластинка начнёт совершать механические колебания. Амплитуда этих колебаний зависит от

соотношения между частотой переменного электрического поля, приложенного к пластинке, и собственной частотой пьезокварцевой пластины. По мере сближения этих частот амплитуда механических колебаний пластинки растёт. Поведение пластинки пьезокварца по отношению к внешнему электрическому полю напоминает поведение колебательного контура.

Вследствие очень большой механической упругости колебания пьезокварцевой пластинки происходят с чрезвычайно малым затуханием.

Всё это, вместе взятое, позволяет включать пластинки из пьезокварца в цепь генератора с самовозбуждением и рассматривать их в схемах, как колебательные контуры с очень высокой добротностью, которая может достигать до десятков тысяч.

При таких значениях добротности резонансная кривая колебательного контура становится весьма острой, и его реактивное сопротивление на частотах, близких к собственной частоте контура, меняется очень сильно.

Существует два вида схем включения пьезокварцевой пластинки в генератор с самовозбуждением для стабилизации его частоты: „схема затягивания“ и „осцилляторная схема“.

В схеме затягивания (рис. 81) пьезокварцевая пластинка сильно связана с колебательным контуром.

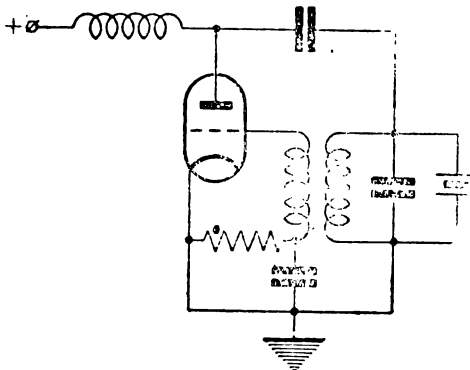


Рис. 81. Генератор с кварцевой стабилизирующей по схеме затягивания

Так как пьезокварцевая пластинка эквивалентна колебательному контуру с высокой добротностью, то в анодной цепи генератора получаем систему двух сильно связанных между собой колебательных контуров.

При сильной связи колебательных контуров частота самовозбуждения будет ближе к собственной частоте того из контуров, у которого затухание меньше. Таким образом, в схеме, изображённой на рис. 81, частота колебаний в основном будет определяться кварцевой пластинкой.

Недостатком схемы затягивания является возможность самовозбуждения и без пьезокварцевой пластинки, что сводит на-нет стабильность колебаний генератора.

Схема затягивания имеет ещё тот крупный недостаток, что кварц находится под высоким напряжением анодной цепи. Мощность колебаний, подводимых в этой схеме к пьезокварцевой пластинке, оказывается весьма значительной, и во избежание разрушения пластинки приходится ограничивать мощность генератора с самовозбуждением.

Осцилляторные схемы стабилизации частоты (рис. 82 и 83) характеризуются тем, что при отсутствии пьезокварцевой пластинки самовозбуждение их невозможно.

В схеме рис. 82 самовозбуждение происходит аналогично тому, как это имеет место по схеме с внешней ёмкостной связью (рис. 74). Недостатком этой осцилляторной схемы является необходимость включения параллельно пьезокварцу активного сопротивления, обеспечивающего возможность утечки электронов с сетки на катод. Это сопротивление шунтирует пьезокварцевую пластинку и уменьшает её добротность. В случае, если ёмкость между сеткой и анодом недостаточна для самовозбуждения, её увеличивают, под-

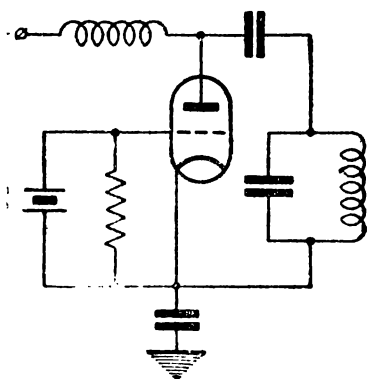


Рис. 82. Осцилляторная схема кварцевого генератора с кварцем в цепи сетки

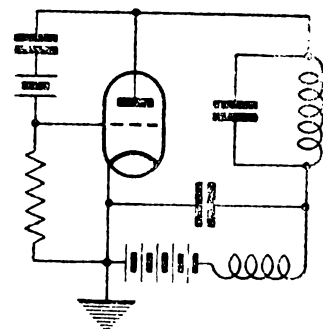


Рис. 83. Осцилляторная схема кварцевого генератора с кварцем между сеткой и анодом

ключая параллельно сетке и аноду дополнительный конденсатор. Преимуществом этой схемы является то обстоятельство, что вследствие включения кварцевой пластинки в сеточную цепь генераторной лампы к пластинке подводится малая мощность.

В схеме рис. 83 стабилизирующее действие пьезокварцевой пластины повышается из-за отсутствия параллельно включённого сопротивления.

Недостаток этой схемы таков же, как у схемы затягивания, а именно: пластинка пьезокварца работает под высоким

переменным напряжением, равным сумме напряжений на аноде и на сетке. Так же, как и схема затягивания, осцилляторная схема с включением пьезокварцевой пластинки между сеткой и анодом может применяться только в маломощных генераторах.

Стабилизация частоты колебаний генераторов с самовозбуждением при помощи пьезокварца возможна в весьма широком диапазоне волн от 40 до 6000 м или от 7,5 мгц до 50 кгц. Собственные частоты пьезокварцевых пластинок зависят от способа вырезывания их из кристалла и от их размеров. Длина волны и частота собственных колебаний пьезокварцевой пластинки ориентировочно определяются зависимостями:

$$\lambda_{кв} = (105 \div 156) \Delta, \quad f_{кв} = \frac{1,92 \div 2,86}{\Delta}, \quad (91)$$

$\lambda_{кв}$ — длина волны собственных колебаний пьезокварцевой пластинки в метрах,

$f_{кв}$ — частота в мегагерцах,

Δ — толщина пьезокварцевой пластинки в миллиметрах.

Как уже указывалось при описании назначения каждой ступени радиопередатчика, после задающего генератора энергия колебаний высокой частоты подводится к буферной ступени, работающей без сеточных токов, а затем к умножителю частоты. Эти ступени радиопередатчика также способствуют устойчивости частоты самовозбуждения.

К особенностям работы умножителя частоты следует отнести необходимость работы в режиме колебаний второго рода, так как в режиме колебаний первого рода переменная составляющая анодного тока состоит только из первой гармоники и не содержит высших гармоник. При удвоении частоты лучшим является режим, при котором длительность импульса анодного тока равна одной трети периода.

§ 10. Управление колебаниями высокой частоты. Радиотелеграфия

Управление колебаниями высокой частоты по телеграфному коду или радиотелеграфирование производится только в цепях постоянного тока, замыкаемых и размыкаемых с помощью телеграфного ключа или реле.

Телеграфный ключ используется в цепях низкого напряжения, а реле — в цепях высокого напряжения.

Манипуляцию телеграфным ключом или реле можно производить только в генераторах с независимым возбуждением. В генераторе с самовозбуждением включение и выключение постоянных напряжений будет вызывать большие изменения частоты самовозбуждения.

Схема манипуляции телеграфным ключом в сеточной цепи лампового генератора приведена на рис. 84. При замыкании ключа напряжение смещения подаётся на управляющую сетку автоматически от сопротивления R_c . При размыкании ключа напряжение смещения увеличивается до полного напряжения сеточной батареи и запирает лампу. Сопротивление r предохраняет батарею от короткого замыкания.

Манипуляцию ключом можно производить и в анодной цепи генераторной лампы (рис. 85). При отключении анодного напряжения ток через генераторную лампу полностью прекращается.

Однако, эта схема (рис. 85) применима только в маломощных генераторах при анодном напряжении не выше 200 в.

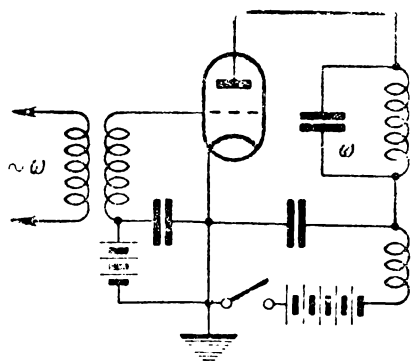


Рис. 85. Схема манипуляции разрывом цепи анода

анодного тока лампового генератора.

При размыкании ключа напряжение отрицательного смещения на управляющей сетке манипуляторной лампы уменьшается, так как в этом случае оно определяется только падением напряжения, вызываемым сеточным током манипуляторной лампы на сопротивлении R_c . В результате этого анодный ток

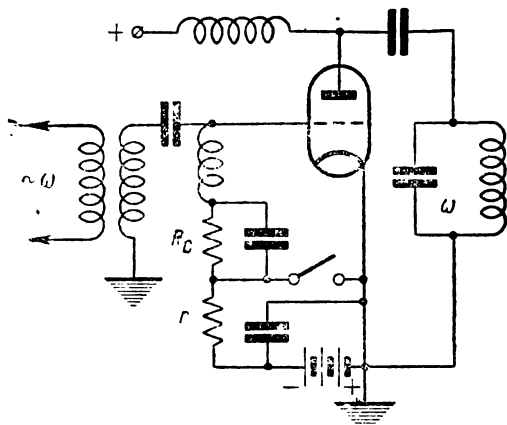


Рис. 84. Схема манипуляции изменением сеточного смещения

В генераторах с высоким анодным напряжением манипуляция в анодной цепи производится при помощи электронного реле — специальной манипуляторной лампы (рис. 86). При замыкании ключа в сеточной цепи манипуляторной лампы на её управляющую сетку подаётся большое напряжение смещения, запирающее лампу.

При зпертой манипуляторной лампе падение напряжения на сопротивлении R в анодной цепи создётся только постоянной составляющей

через манипуляторную лампу увеличивается, вследствие чего увеличивается и падение напряжения на сопротивлении R . Увеличение падения напряжения на сопротивлении R уменьшает анодное напряжение генераторной лампы и прекращает ток в колебательном контуре.

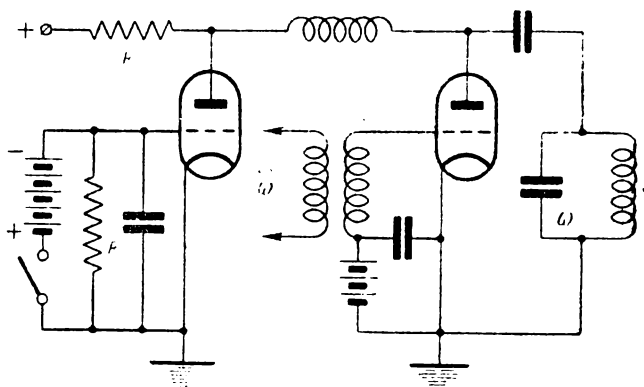


Рис. 86. Схема манипуляции изменением анодного напряжения генераторной лампы,

§ 11. Амплитудная модуляция генераторов высокой частоты

Управление колебаниями высокой частоты путём воздействия на них колебаниями звуковой частоты называется модуляцией.

Воздушные волны, возбуждаемые источником звука, превращаются с помощью микрофона в колебания электрического тока, который, проходя по первичной обмотке микрофонного трансформатора, наводит во вторичной обмотке переменное напряжение звуковой частоты.

При помощи этого переменного напряжения и производится модуляция колебаний высокой частоты. Переменное напряжение низкой частоты называется модулирующим.

Если под воздействием модулирующего напряжения изменяется амплитуда колебания высокой частоты, то мы имеем амплитудную модуляцию, если же модулирующее напряжение изменяет частоту колебания, то получаем частотную модуляцию. В простейшем случае можно считать модулирующее напряжение синусоидальным и выразить его обычной формулой

$$u_2 = U_m \sin \Omega t.$$

При амплитудной модуляции амплитуда первой гармоники анодного тока изменяется от максимального значения $I_{a \text{ макс}} =$

$I = I_{a10} (1 + m)$ до минимального значения $I_{a1\text{мин}} = I_{a10} (1 - m)$, где I_{a10} — амплитуда первой гармоники анодного тока в отсутствие модуляции, m — коэффициент глубины модуляции. Соответственно будет изменяться и мощность, выделяемая в колебательном контуре, сопротивление которого в процессе модуляции полагаем постоянным.

При максимальной амплитуде первой гармоники анодного тока в колебательном контуре выделится максимальная мощность, при минимальной амплитуде — минимальная мощность:

$$P_{\sim\text{макс}} = \frac{I_{a1\text{макс}}^2 R_{\alpha}}{2} = \frac{I_{a10}^2 (1 + m)^2 R_{\alpha}}{2} = P_{\sim 0} (1 + m)^2,$$

где $P_{\sim 0} = \frac{I_{a10}^2 \cdot R_{\alpha}}{2}$

$$P_{\sim\text{мин}} = \frac{I_{a1\text{мин}}^2 R_{\alpha}}{2} = \frac{I_{a10}^2 (1 - m)^2 R_{\alpha}}{2} = P_{\sim 0} (1 - m)^2.$$

При $m = 1$ $P_{\sim\text{макс}} = 4P_{\sim 0}$; $P_{\sim\text{мин}} = 0$.

В целях сохранения большого постоянства частоты колебаний амплитудная модуляция производится в какой-либо усилительной ступени передатчика, т.е. в генераторе с независимым возбуждением.

Колебания в контуре лампового генератора получают модулированными, если мощность, подводимая к колебательному контуру будет изменяться. При этом необходимо поставить генератор в режим колебаний второго рода.

Изменить мощность постоянного тока, подводимую к ламповому генератору, можно путём изменения анодного или сеточного напряжения. Соответственно тому, какое из этих напряжений подвергается изменению, различают сеточную и анодную модуляцию.

При сеточной модуляции модулирующее напряжение включается в цепь сетки последовательно с постоянным напряжением смещения (рис. 87). В результате этого можно считать,

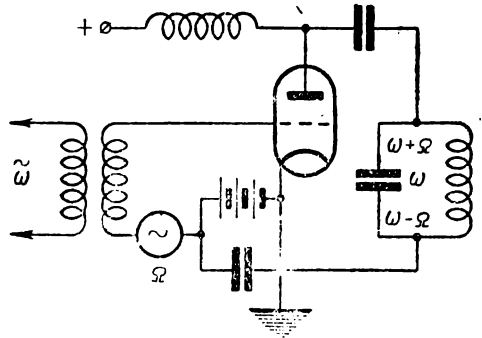


Рис. 87. Принципиальная схема сеточной модуляции

что напряжение смещения E_g в процессе модуляции изменяется по низкой частоте, т.е.

$$E_g = E_{g0} + U_{m\Omega} \sin \Omega t,$$

где E_{g0} — постоянное напряжение смещения без модуляции, $U_{m\Omega}$ — амплитуда модулирующего напряжения, Ω — частота модулирующего напряжения.

Максимальная амплитуда первой гармоники анодного тока получается при напряжении смещения

$$E_{g \text{ макс}} = E_{g0} + U_{m\Omega}.$$

Минимальная амплитуда первой гармоники соответствует напряжению смещения

$$E_{g \text{ мин}} = E_{g0} - U_{m\Omega}.$$

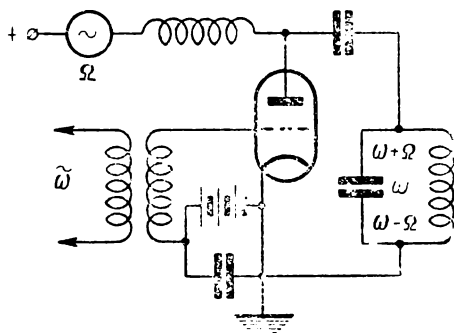


Рис. 88. Принципиальная схема анодной модуляции

При анодной модуляции модулирующее напряжение $U_{m\Omega} \sin \Omega t$ включается в анодную цепь последовательно с постоянным анодным напряжением (рис. 88). В процессе модуляции будет изменяться результирующее напряжение E_a на аноде генераторной лампы

$$E_a = E_{a0} + U_{m\Omega} \sin \Omega t,$$

где E_{a0} — постоянное анодное напряжение без модуляции.

Максимальная амплитуда первой гармоники анодного тока достигается при максимальном анодном напряжении

$$E_{a \text{ макс}} = E_{a0} + U_{m\Omega}.$$

Минимальная амплитуда первой гармоники анодного тока получается при минимальном анодном напряжении

$$E_{a \text{ мин}} = E_{a0} - U_{m\Omega}.$$

Пропорционально модулируемому напряжению изменяется также и постоянная составляющая анодного тока I_{a0} , а вместе с ней изменяется и подведённая к генератору мощность $P = E_a I_{a0}$. При сеточной модуляции подведённая мощность

меняется пропорционально модулируемому напряжению смещения, а при анодной модуляции — пропорционально квадрату модулируемого анодного напряжения: при анодной модуляции подведённая мощность $P = E_a I_{a0}$ меняется пропорционально модулируемому напряжению E_a и, кроме того, как указывалось выше, пропорционально I_{a0} , которая сама меняется пропорционально E_a .

Таким образом, в случае сеточной модуляции $P \equiv E_g$, а в случае анодной — $P \equiv E_a^2$.

Так как колебательная мощность меняется пропорционально квадрату модулируемого напряжения, то ясно, что её отношение к подведённой мощности при сеточной модуляции будет уменьшаться, а при анодной модуляции будет оставаться постоянным.

При сеточной модуляции коэффициент полезного действия меняется в зависимости от коэффициента модуляции.

При анодной модуляции кпд не зависит от коэффициента глубины модуляции, что является большим преимуществом анодной модуляции.

Кроме сохранения в процессе модуляции высокого кпд, абсолютная величина максимальной мощности, отдаваемой генераторной лампой при анодной модуляции, также больше, чем при сеточной, а именно превышает последнюю в $(1 + m)$ раз.

Это объясняется тем, что при анодной модуляции в максимальном режиме анодное напряжение будет почти в два раза больше, чем в режиме несущей частоты (см. таблицу).

Отдаваемая мощность	Модуляция	
	анодная	сеточная
Максимальный режим $P_{\sim \text{макс}} = P_{\sim 0}(1 + m)^2$	$0,2 E_{a0} (1 + m) I_s$	$0,2 E_{a0} I_s$
Режим несущей частоты $P_{\sim 0}$	$\frac{0,2 E_{a0} I_s}{1 + m}$	$\frac{0,2 E_{a0} I_s}{(1 + m)^2}$

Большая мощность, отдаваемая генераторной лампой, и более высокий и постоянный кпд, характеризующие анодную модуляцию, привели к тому, что в настоящее время в подавляющем большинстве мощных радиопередатчиков с амплитудной модуляцией применяется анодная модуляция.

К недостаткам анодной модуляции следует отнести необходимость располагать мощным модулятором-усилителем пере-

менного напряжения низкой частоты. При сеточной модуляции мощность модулятора может быть значительно меньше.

Следует отметить, что амплитудная модуляция неосуществима в генераторе, работающем в режиме колебаний первого рода. В режиме колебаний первого рода изменения постоянных напряжений смещения и на аноде влияют только на величину постоянной составляющей анодного тока и на потери мощности на аноде.

Сеточная модуляция производится обычно в одном из промежуточных ступеней радиопередатчика; в последующих ступенях передатчика производится усиление модулированных колебаний.

Анодная модуляция производится в последней, самой мощной ступени радиопередатчика. Дело в том, что при усилении модулированных колебаний КПД оказывается зависящим от коэффициента модуляции. Поэтому осуществление анодной модуляции в какой-либо промежуточной ступени радиопередатчика нецелесообразно, так как при дальнейшем усилении

модулированных колебаний КПД радиопередатчика всё равно уменьшится, и главное преимущество анодной модуляции не будет использовано.

§ 12. Схемы сеточной модуляции

Самая простая схема сеточной модуляции получается, если в схеме рис. 87 вместо генератора переменной ЭДС низкой частоты включить вторичную обмотку трансформатора, по первичной обмотке которого проходит анодный ток лампы модулятора - усилителя низкой частоты (рис. 89).

Как указывалось выше, воздушные колебания звуковой частоты

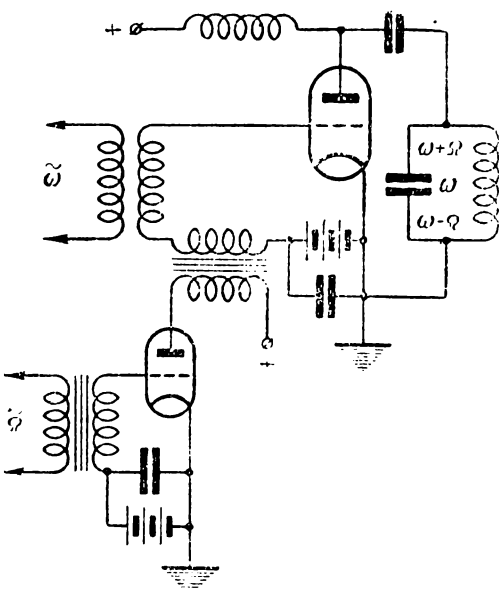


Рис. 89. Схема сеточной модуляции с предварительным усилением колебаний звуковой частоты

преобразуются в электрические колебания с помощью микрофона. Проходя по первичной обмотке микрофонного трансформатора, электрический ток низкой частоты наводит переменное напряжение во вторичной обмотке этого транс-

ционный трансформатор и дроссель заменены двумя активными сопротивлениями R_a и R_g и конденсатором C_g .

Модулирующее напряжение создаётся на сопротивлении R_g ; однако, проходящий по этому сопротивлению сеточный ток генераторной лампы вызывает изменение коэффициента модуляции. Действительно,

уменьшение в процессе модуляции отрицательного напряжения смещения увеличивает силу сеточного тока генераторной лампы. Этот ток увеличивает падение напряжения на сопротивлении R_g , которое подётся минусом обратно на управляющую сетку генераторной лампы и тем самым изменяет уменьшение отрицательного смещения.

Для устранения этого явления сопротивление R_g шунтируется дросселем низкой частоты.

Схема Минца вначале получила большое распространение на вещательных радиопередатчиках СССР. Существуют и другие схемы сеточной модуляции (Оганова и др.), но в связи с широким

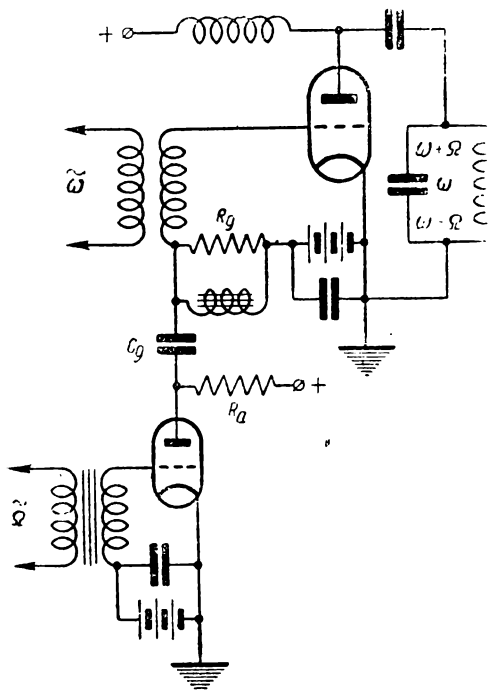


Рис. 91. Схема сеточной модуляции Минца

распространением анодной модуляции все эти схемы, в том числе и схема Минца, встречаются на действующих радиопередатчиках всё реже и реже.

§ 13. Схемы анодной модуляции

Простейшую схему анодной модуляции можно получить, если в схеме рис. 88 вместо генератора переменной эдс низкой частоты включить выход мощного модулятора-усилителя низкой частоты. В отличие от схемы Минца при анодной модуляции невозможно использование активных сопротивлений из-за большой потери напряжения на них. Активные сопротивления в анодных цепях ламп потребуют увеличения и без того высокого напряжения источников анодного питания.

Режим усиления класса В представляет собой такой режим колебаний второго рода, при котором анодный ток протекает через усилительную лампу в течение половины периода переменного напряжения низкой частоты, подаваемого на управляющую сетку.

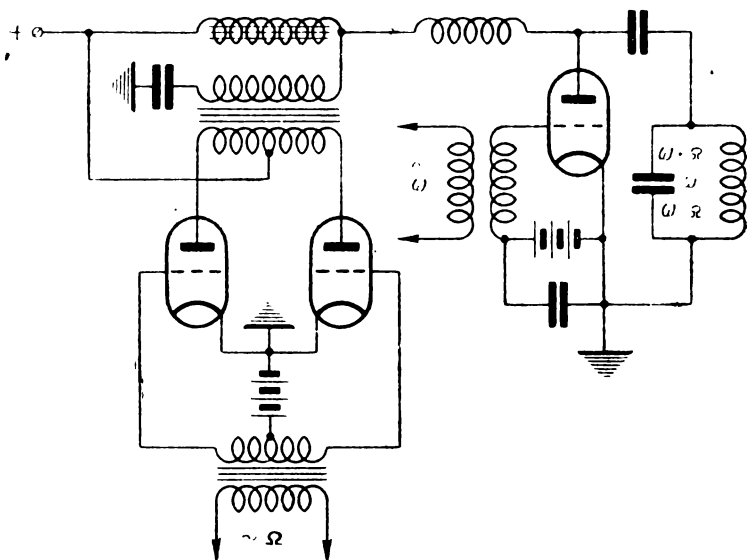


Рис. 93. Схема анодной модуляции с применением двухтактного усилителя низкой частоты

§ 14. Частотная модуляция. Схема частотной модуляции

В отличие от амплитудной частотная модуляция производится в генераторе с самовозбуждением, т. е. в задающем генераторе, в котором легче осуществить изменение высокой частоты самовозбуждения. Как уже отмечалось, при частотной модуляции частота самовозбуждения меняется в такт с напряжением низкой звуковой частоты. Эти изменения возможны, если будет меняться с низкой частотой величина индуктивности или ёмкости колебательного контура задающего генератора.

В качестве примера рассмотрим так называемую схему частотной модуляции с реактивной лампой.

Принцип работы реактивной лампы заключается в искусственном образовании сдвига фазы в 90° между переменным напряжением, приложенным к аноду и катоду лампы, и анодным током, протекающим через неё.

Такой сдвиг фазы можно получить, подавая на электроды лампы переменные напряжения с потенциометра, состоящего из активного и реактивного сопротивлений (рис. 94).

На анод—катод лампы подаётся переменное напряжение U со всего потенциометра. Если активное сопротивление R будет во много раз больше реактивного сопротивления ёмкости C , то ток I через потенциометр можно считать совпадающим по фазе с приложенным к нему напряжением. Падение напряжения на ёмкости $U_c = \frac{I}{\omega C}$, отстающее по фазе от тока на 90° , подаётся на управляющую сетку лампы. Так как анодный ток лампы I_a всегда совпадает по фазе с переменным напряжением на управляющей сетке, то он тоже будет отставать от приложенного к лампе напряжения U на 90° . В таком случае лампу можно рассматривать как индуктивное сопротивление, так как ток, протекающий через неё, отстаёт на 90° от приложенного к ней напряжения.

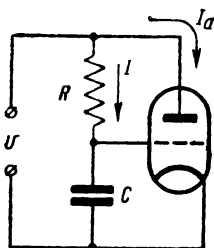


Рис. 94. Схема использования лампы в качестве реактивного сопротивления

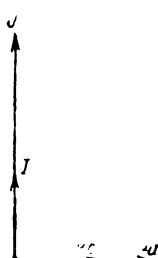


Рис. 95. Векторная диаграмма реактивной лампы, ведущей себя как индуктивное сопротивление

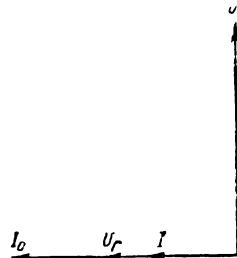


Рис. 96. Векторная диаграмма реактивной лампы, ведущей себя как ёмкостное сопротивление

Если поменять местами конденсатор и активное сопротивление в схеме потенциометра, изображённого на рис. 94, и положить, что реактивное сопротивление ёмкости будет много больше активного сопротивления, то получим, что анодный ток лампы опережает на 90° приложенное к ней напряжение. В этом случае лампу можно рассматривать как ёмкостное сопротивление.

Векторные диаграммы для обоих случаев приведены на рис. 95 и 96.

Используя тетрод в качестве реактивной лампы и меняя силу его анодного тока переменным напряжением низкой частоты, подводимым к экранирующей сетке, получим индуктивное или ёмкостное сопротивление, меняющееся по низкой частоте.

При присоединении тетрода параллельно колебательному контуру генератора с самовозбуждением общая (рис. 97) индуктивность (или ёмкость) контура будет изменяться с низкой частотой.

Следовательно, с низкой частотой будет изменяться и частота самовозбуждения, т. е. получатся колебания, модулированные по частоте.

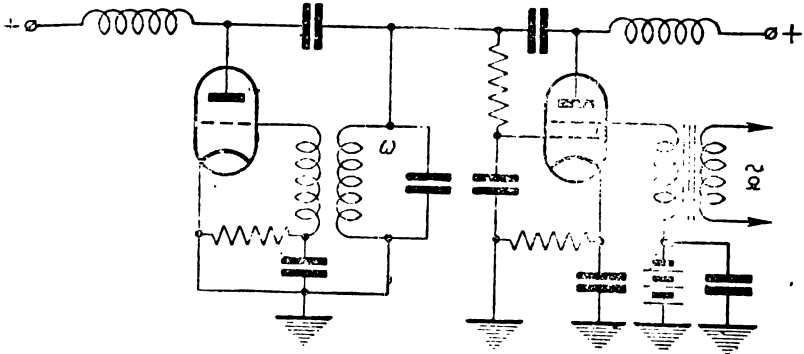


Рис. 97. Схема частотной модуляции с реактивной лампой

Большим преимуществом частотной модуляции является возможность ослабить влияние помех от атмосферных разрядов и полностью использовать мощность, отдаваемую лампой, так как в процессе модуляции амплитуда колебаний остаётся неизменной.

К недостаткам частотной модуляции следует отнести то обстоятельство, что ширина канала получается очень большой.

§ 15. Генераторы коротких и ультракоротких радиоволн

В диапазоне коротких и в ещё большей степени ультракоротких радиоволн сильно сказываются ёмкости и индуктивности, распределённые вдоль монтажной схемы генератора и между электродами ламп.

Кроме того, на очень высоких частотах приходится принимать во внимание время пролёта электронов от катода до анода. Если при сравнительно низких частотах время, необходимое для того, чтобы электрон пошёл с катода на анод, неизмеримо мало по сравнению с периодом колебаний тока в лампе, то на очень высоких частотах это время оказывается соизмеримым с периодом колебаний. Это приводит к тому, что между переменным напряжением на управляющей сетке и анодным током получается сдвиг по фазе.

Наличие такого сдвига по фазе превращает внутреннее сопротивление лампы из чисто активного в комплексное, в результате чего уменьшается отдаваемая лампой мощность.

Рассматривая схему лампового генератора в диапазоне коротких радиоволн, следует заменять лампу эквивалентным соединением в треугольник её междуэлектродных ёмкостей (рис. 98), а в диапазоне ультракоротких радиоволн необходимо ещё учитывать индуктивность выводов управляющей сетки и нити накала (рис. 99).

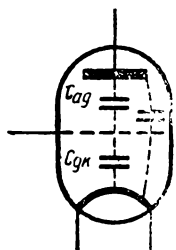


Рис. 98. Эквивалентная схема триода в диапазоне коротких волн

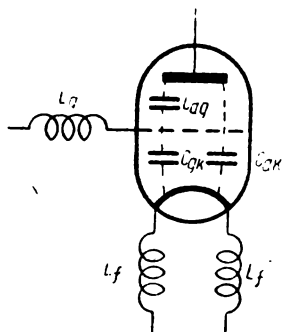


Рис. 99. Эквивалентная схема триода в диапазоне ультракоротких волн

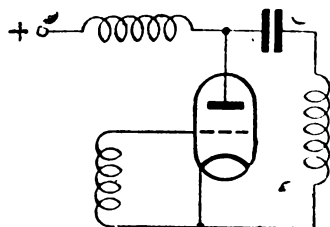


Рис. 100. Схема генератора с самовозбуждением с внешней ёмкостной связью для диапазона коротких волн

Вследствие этого в схеме генератора с самовозбуждением с внешней ёмкостной связью колебательные контуры в сеточной и анодной цепях заменяются в диапазоне коротких радиоволн просто индуктивностями (рис. 100). В диапазоне ультракоротких радиоволн в этой же схеме может оказаться достаточной индуктивность, распределённая вдоль монтажных проводов, накоротко замыкающих анод и сетку с катодом (рис. 101).

Очень большое применение в радиопередатчиках коротковолнового диапазона находят тетроды и пентоды. Нередко используются в качестве колебательных контуров отрезки длинных линий.

Особо высокие требования предъявляются к применяемым при монтаже диэлектрикам в отношении угла потерь.

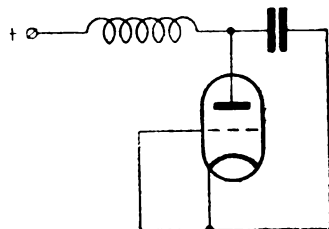


Рис. 101. Схема генератора с самовозбуждением с внешней ёмкостной связью для диапазона ультракоротких волн

ГЛАВА 6

РАДИОПРИЁМНЫЕ УСТРОЙСТВА

§ 1. Общие сведения о радиоприёмных устройствах

Радиоприёмные устройства предназначены для улавливания, преобразования и воспроизведения преобразованной энергии электромагнитных волн.

Любое радиоприёмное устройство состоит из следующих трёх элементов: 1) антенны, 2) приёмника и 3) воспроизводителя принятых сигналов. Общая блок-схема радиоприёмного устройства приведена на рис. 102.

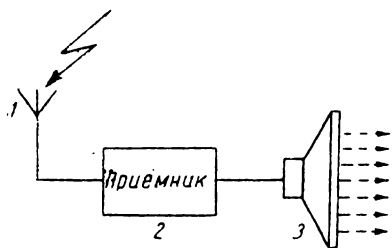


Рис. 102. Общая блок-схема радиоприёмного устройства

Антенна 1 служит для улавливания электромагнитной энергии. Приёмник 2 преобразует электромагнитную энергию. Воспроизводитель 3 (громкоговоритель, кинескоп, модулятор) воспроизводит переданный сигнал.

Радиоприёмные устройства делятся по назначению на следующие типы: 1) радиовещательные, 2) профессиональные и 3) специального назначения.

Каждый из перечисленных типов радиоприёмных устройств делится на подтипы (рис. 103).

В зависимости от назначения радиоприёмного устройства оно может иметь следующие виды питания: сети переменного и постоянного тока, гальванические батареи или аккумуляторы.

Радиовещательные приёмные устройства, предназначенные для города, почти всегда питаются от сети переменного тока. Передвижные приёмные устройства и большинство сельских приёмников питаются от батарей или от аккумуляторов.

По качеству радиоприёмные устройства делятся на три класса: I класс — высококачественные, II класс — хорошего качества и III класс — удовлетворительного качества.

По способу приёма сигнала приёмники делятся на два типа: 1) приёмники прямого усиления, 2) супергетеродинные приёмники.

Усиление у приёмников прямого усиления происходит на частоте принимаемой станции.

Основное усиление у супергетеродинов происходит на промежуточной частоте, которая для всех принимаемых станций остаётся одной и той же.

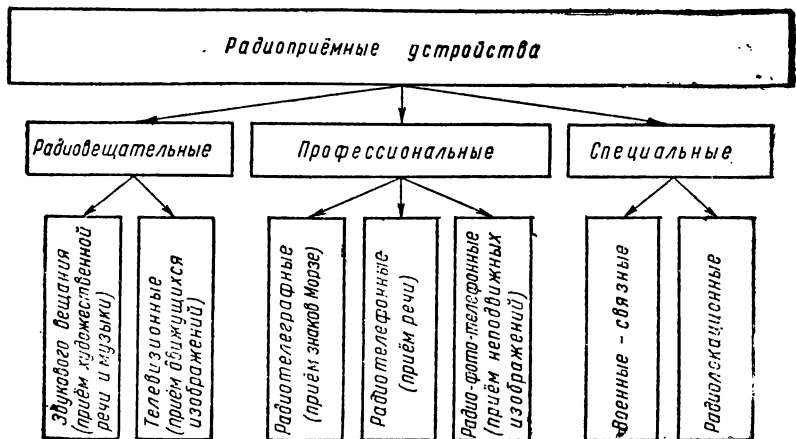


Рис. 103. Деление радиоприёмных устройств по назначению

Радиоприёмные устройства прямого усиления (рис. 104) состоят из: 1) антенны, 2) входной цепи, 3) усилителя высокой частоты, 4) детектора, 5) предварительного усилителя низкой частоты, 6) оконечного усилителя низкой частоты и 7) громкоговорителя.

В более простых и дешёвых типах приёмников прямого усиления усилитель высокой частоты отсутствует. Такие приёмники будут соответственно иметь худшие параметры.

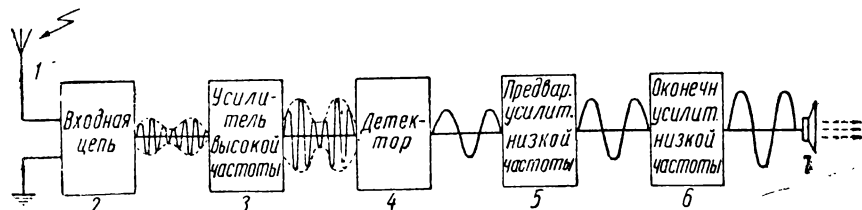


Рис. 104. Блок-схема приёмного устройства прямого усиления

Приёмникам прямого усиления присвоено следующее обозначение: 1-V 2. Левая цифра обозначает число ступеней усилителя высокой частоты, V-детекторная ступень, правая цифра обозначает число ступеней усилителя низкой частоты.

В приёмном устройстве прямого усиления происходят следующие процессы.

Антенна 1 (рис. 104) улавливает электромагнитную энергию. Контур входной цепи 2 настраивается на частоту желаемой станции; резонансные свойства контура дают возможность выделить из всего спектра частот, воздействующих на антенну, желаемый сигнал.

Усилитель высокой частоты 3 усиливает сигнал, выделенный входной цепью (его контур также настраивается на частоту желаемого сигнала).

Усиленный сигнал подаётся на детекторную ступень 4, где происходит детектирование—преобразование модулированного сигнала высокой частоты в напряжение, соответствующее частоте и форме огибающей этого сигнала высокой частоты. На выходе детектора получается напряжение звуковой частоты, которое подаётся на предварительный усилитель низкой частоты 5.

Напряжение, усиленное предварительным усилителем, подаётся на оконечную ступень усилителя низкой частоты, который выделяет на громкоговорителе мощные колебания звуковой частоты.

Громкоговоритель 7 преобразует эти электрические колебания в звуковые.

Из рассмотрения скелетной схемы приёмника прямого усиления следует, что в нём происходят три процесса: 1) выделение желаемого сигнала (селекция), 2) детектирование и 3) усиление. Последний процесс необязателен. Следовательно, в приёмнике прямого усиления имеют место два основных процесса: выделение желаемого сигнала и детектирование.

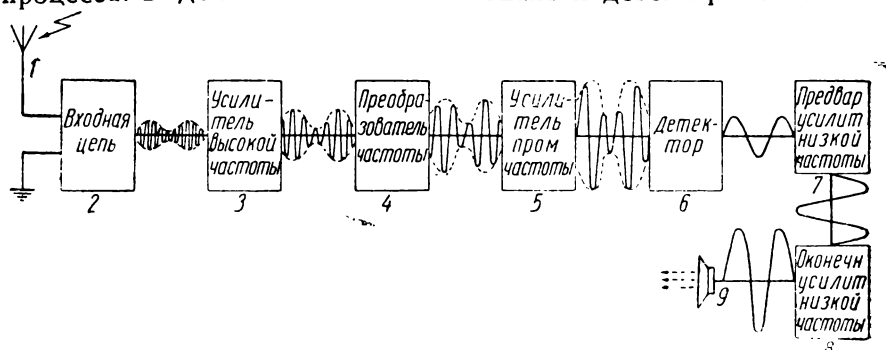


Рис. 105. Блок-схема приёмного устройства супергетеродинного типа

Радиоприёмные устройства супергетеродинного типа (рис. 105) состоят из: 1) антенны, 2) входной цепи, 3) усилителя высокой частоты, 4) преобразователя частоты, 5) усилителя промежуточной частоты, 6) детектора, 7) предварительного усилителя низкой частоты, 8) оконечного усилителя низкой частоты и 9) громкоговорителя. В супергетеродинных приёмниках II и III класса усилитель высокой частоты отсутствует.

Приёмникам супергетеродинного типа присвоено следующее обозначение: 1-V-1-V-2. Первая цифра слева обозначает количество ступеней усилителя высокой частоты, первая буква V—преобразователь частоты, вторая цифра обозначает количество ступеней усилителя промежуточной частоты, вторая буква V—детектор и третья цифра обозначает количество ступеней усилителя низкой частоты.

Из рис. 105 видно, что блок-схема супергетеродинного приёмника отличается от блок-схемы приёмника прямого усиления тем, что между усилителем высокой частоты и детектором имеются две новые ступени: 1) преобразователь частоты и 2) усилитель промежуточной частоты.

Физические процессы, происходящие в супергетеродинном приёмнике до преобразователя частоты и после усилителя промежуточной частоты, аналогичны процессам, происходящим в приёмнике прямого усиления.

Преобразователь частоты преобразует напряжение модулированного сигнала с любой несущей частотой в напряжение промежуточной частоты без изменения частоты и формы огибающей высокочастотных колебаний; промежуточная же частота для всех принимаемых сигналов остаётся одна и та же.

Усилитель промежуточной частоты отфильтровывает и усиливает напряжение промежуточной частоты до величины, требуемой для нормальной работы детектора.

Из рассмотрения рис. 105 следует, что в супергетеродинном приёмнике происходят четыре процесса: 1) выделение желаемого сигнала (селекция), 2) преобразование частоты, 3) детектирование и 4) усиление.

Основных процессов будет три: 1) выделение желаемого сигнала, 2) преобразование частоты и 3) детектирование.

В дальнейшем работа каждой ступени будет рассмотрена более подробно.

§ 2. Основные требования, предъявляемые к радиоприёмным устройствам

Радиоприёмные устройства характеризуются следующими основными параметрами: 1) чувствительность, 2) избирательность, 3) перекрытие диапазона частот и 4) качество воспроизведения.

1. Чувствительностью называется то напряжение высокой частоты на входе приёмника, при котором на выходе получается нормальная мощность. Чувствительность приёмника измеряется в микровольтах. Чем меньшую величину напряжения высокой частоты нужно подать на вход приёмника для получения нормальной мощности на выходе его, тем выше чувствительность приёмника. На рис. 106 приведены примерные характеристики чувствительности приёмника для средних и

коротких волн. Из приведённых графиков видно, что чувствительность приёмника изменяется с изменением частоты настройки приёмника. Измерение чувствительности приёмников производится при частоте модуляции 400 гц и глубине модуляции 30 %.

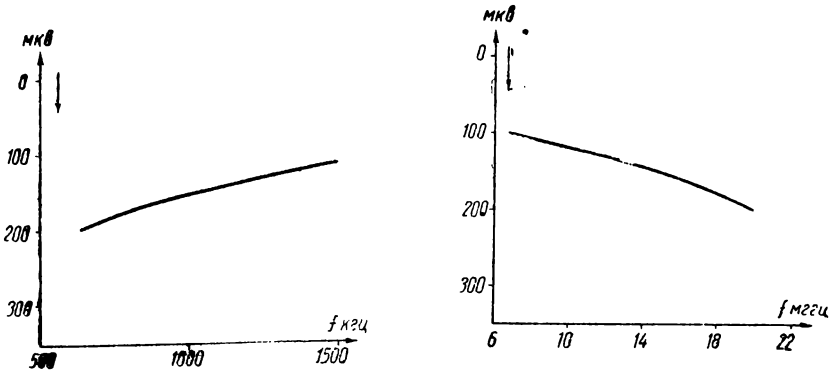


Рис. 106. Характеристики чувствительности приёмника

2. Избирательность представляет собой параметр, показывающий, во сколько раз падает усиление приёмника, если, не изменяя настройки приёмника, изменять частоту подводимого сигнала на 10 и 20 кгц в одну и другую сторону от частоты настройки приёмника. По ныне действующим нормам каждому радиопередатчику отведён канал частот в 9 кгц (наименьшая полоса частот, обеспечивающая художественность передачи). Контуры приёмника должны выделять полосу частот этого канала и ослаблять все прочие частоты, не лежащие в этом канале.

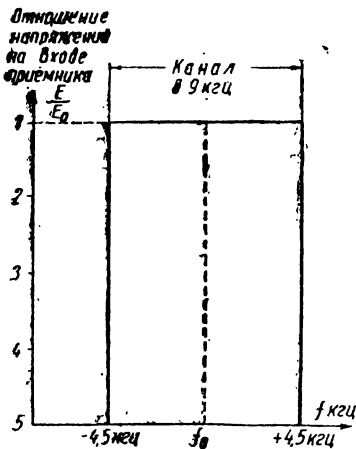


Рис. 107. Идеальная характеристика избирательности приёмника

Следовательно, идеальная характеристика избирательности приёмника должна иметь вид прямоугольника (рис. 107).

Реальная характеристика избирательности приёмника (рис. 108) имеет вид резонансной кривой контура и отличается от идеальной тем, что будет хуже пропускать верхние частоты модуляции и частично пропускать частоты соседних каналов.

Чем острее резонансная кривая, тем лучше избирательность и уже полоса пропускания. Полоса пропускания всего радио-

приёмника в целом считается равной ширине кривой избирательности при ослаблении в два раза.

Избирательность приёмника зависит от количества и качества применённых в нём контуров и от точности их настройки.

3. Под перекрытием диапазона частот понимают способность приёмника настраиваться на любую частоту диапазона при условии, что его чувствительность и избирательность соответствуют техническим условиям. Обычно диапазон приёмника из-за удобства настройки и равномерности усиления разбивается на поддиапазоны.

4. Качество воспроизведения приёмника характеризуется отсутствием искажений, вносимых им в принятый сигнал.

Искажения бывают двух видов: частотные и нелинейные.

Частотные искажения получаются из-за резонансных свойств контуров приёмника и из-за неравномерного усиления звуковых частот (частот модуляции).

Нелинейные искажения получаются вследствие нелинейности характеристик ламп и получаются они в виде гармоник частот модуляции и комбинационных тонов. В отношении нелинейных искажений в приёмнике особенно большую роль играет оконечная ступень усилителя низкой частоты.

Нелинейные искажения характеризуются так называемым коэффициентом нелинейных искажений, определяющим процентное содержание гармоник по отношению к основному синусоидальному тону.

§ 3. Входные цепи

Входная цепь приёмного устройства состоит обычно из одного, реже из двух контуров и служит для выделения желаемого сигнала из всего спектра частот, принятого антенной.

Наиболее распространёнными схемами связи входного контура с антенной являются схемы с ёмкостной связью (рис. 109) и с индуктивной связью (рис. 110).

Средняя приёмная антенна имеет следующие параметры: $C_A = 200 \text{ мкмкф}$, $L_A = 20 \text{ мкгн}$, $r_A = 25 \text{ ом}$. Поэтому за эквивалент антенны при измерениях и расчётах приняты эти величины.

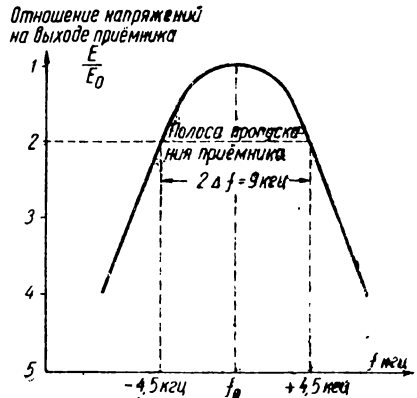


Рис. 108. Реальная характеристика избирательности приёмника

Из рис. 109 видно, что антенна присоединяется к контуру через конденсатор связи $C_{св}$, величина которого берётся порядка 20—30 мк.мкф.

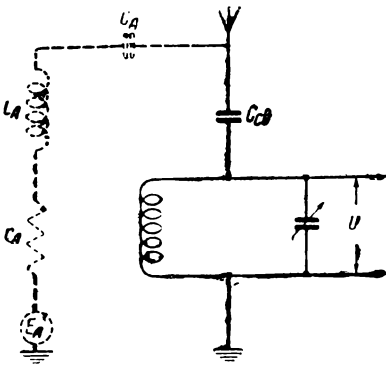


Рис. 109. Схема ёмкостной связи контура с антенной

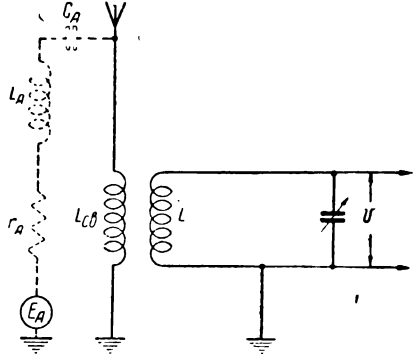


Рис. 110. Схема индуктивной связи контура с антенной

Таким образом, эдс, действующая в антенне, подаётся на контур через конденсатор связи $C_{св}$, сопротивление которого изменяется с изменением частоты. В результате этого напряжение, получающееся на контуре и подаваемое на сетку первой лампы приёмника, будет меняться с изменением частоты принимаемого сигнала. Отношение напряжения U (рис. 109), получающегося на контуре (или, иначе говоря, на сетке первой лампы) к эдс E_A сигнала в антенне называется коэффициентом передачи напряжения входного устройства.

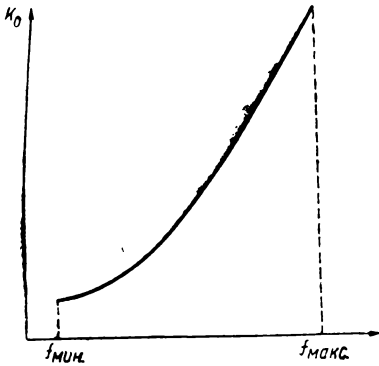


Рис. 111. Зависимость коэффициента передачи напряжения от частоты при ёмкостной связи контура с антенной

Из сказанного следует, что коэффициент передачи напряжения входного устройства при ёмкостной связи будет неравномерным по диапазону. Примерная картина изменения коэффициента передачи напряжения для случая ёмкостной связи показана на рис. 111.

Если увеличить величину ёмкости $C_{св}$, то будет возрастать коэффициент передачи напряжения, но зато сильней будет сказываться влияние ёмкости антенны C_A на настройку контура.

При малых же величинах $C_{св}$ ёмкость антенны практически не будет влиять на настройку контура, но зато будет уменьшать коэффициент передачи напряжения.

Коэффициент передачи напряжения входной цепи с ёмкостной связью контура с антенной определяется по следующей формуле:

$$K_0 = \frac{U}{E_A} = \frac{C'_A}{C'_A + C} \cdot Q,$$

где

$$C'_A = \frac{C_A \cdot C_{св}}{C_A + C_{св}},$$

C —ёмкость контура,

Q —добротность контура.

Пример 1. Определить коэффициент передачи напряжения входной цепи с ёмкостной связью контура с антенной для максимальной и минимальной частоты диапазона, если известно

$$C_A = 200 \text{ мк.мкф}, C_{св} = 20 \text{ мк.мкф} \text{ и } Q = 100.$$

Крайние частоты диапазона соответствуют полной ёмкости контура: $C_{мин} = 50 \text{ мк.мкф}$ и $C_{макс} = 550 \text{ мк.мкф}$.

$$1) \text{ Определяем } C'_A = \frac{C_A C_{св}}{C_A + C_{св}} = \frac{200 \cdot 20}{200 + 20} = \frac{4000}{220} = 18,2 \text{ мк.мкф}.$$

2) Определяем коэффициент передачи напряжения для максимальной частоты диапазона

$$K_{01} = \frac{C'_A}{C'_A + C_{мин}} = \frac{18,2}{18,2 + 50} \cdot 100 = \frac{1820}{68,2} = 26,7.$$

3) Определяем коэффициент передачи напряжения для минимальной частоты диапазона

$$K_{02} = \frac{C'_A}{C'_A + C_{макс}} = \frac{18,2}{18,2 + 550} \cdot 100 = \frac{1820}{568,2} = 3,2.$$

Из приведённого примера видно, что получилась большая неравномерность коэффициента передачи напряжения по диапазону, что является большим недостатком схемы ёмкостной связи контура с антенной.

В схеме индуктивной связи контура с антенной связь осуществляется благодаря взаимной индуктивности между катушками $L_{св}$ и L (рис. 100). Величина индуктивности катушки $L_{св}$ выбирается такой, чтобы частота резонанса антенной цепи

$$f'_A = \frac{1}{2\pi V(L_A + L_{св})C_A}$$

была ниже минимальной частоты диапазона.

Обычно берутся следующие соотношения: для длинных и средних волн $f'_A = 0,6 - 0,7 f_{\text{мин}}$, для коротких волн $f'_A = 0,3 f_{\text{мин}}$.

При этом коэффициент передачи напряжения по диапазону получается относительно равномерным (рис. 112).

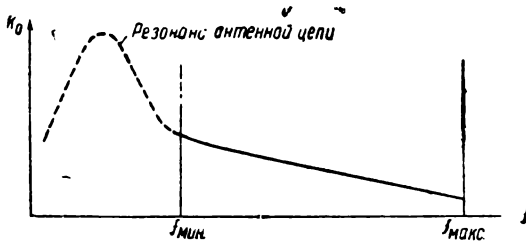


Рис. 112. Зависимость коэффициента передачи напряжения от частоты при индуктивной связи контура с антенной

Коэффициент передачи напряжения контура, имеющего индуктивную связь с антенной, определяется по следующей формуле:

$$K_0 = \frac{U}{E_A} = \frac{k}{1 - \left[\frac{f'_A}{f} \right]^2} \sqrt{\frac{L}{L'_A}} Q,$$

где k — коэффициент связи между катушками $L_{св}$ и L , который обычно берётся порядка 0,1—0,2 и

$$L'_A = L_A + L_{св}.$$

Пример 2. Определить коэффициент передачи напряжения входной цепи с индуктивной связью контура с антенной для максимальной и минимальной частоты коротковолнового диапазона, если известно, что $f_{\text{мин}} = 6$ мГц, $f_{\text{макс}} = 18$ мГц, $k = 0,2$, $L = 1,5$ мкГн, $L_{св} = 15$ мкГн, $Q = 150$, $L_A = 20$ мкГн.

1. Находим $f'_A = 0,3 f_{\text{мин}} = 0,3 \cdot 6 = 1,8$ мГц.
2. Находим $L'_A = L_A + L_{св} = 20 + 15 = 35$ мкГн.
3. Определяем коэффициент передачи напряжения для $f_{\text{мин}}$

$$K_{01} = \frac{k}{1 - \left(\frac{f'_A}{f_{\text{мин}}} \right)^2} \sqrt{\frac{L}{L'_A}} Q = \frac{0,2}{1 - \left(\frac{1,8}{6} \right)^2} \sqrt{\frac{1,5}{35}} \cdot 150 = 6,8.$$

4. Определяем коэффициент передачи напряжения для $f_{\text{макс}}$

$$K_{02} = \frac{k}{1 - \left(\frac{f'_A}{f_{\text{макс}}} \right)^2} \sqrt{\frac{L}{L'_A}} Q = \frac{0,2}{1 - \left(\frac{1,8}{18} \right)^2} \cdot \sqrt{\frac{1,5}{35}} \cdot 150 = 6,28.$$

Приведённый пример показывает, что неравномерность коэффициента передачи напряжения по диапазону в случае индуктивной связи контура с антенной весьма незначительна. Вследствие этого схема с индуктивной связью контура с антенной находит широкое применение.

§ 4. Усилители высокой частоты

(Резонансные усилители)

Ступень усилителя высокой частоты состоит из лампы и контура, включённого в анодную цепь лампы и настраивающегося на частоту желаемого сигнала.

В настоящее время наиболее распространёнными схемами усилителей высокой частоты являются две схемы: 1) с непосредственным включением контура в анодную цепь лампы (рис. 113) и 2) с трансформаторным включением контура в анодную цепь лампы (рис. 114).

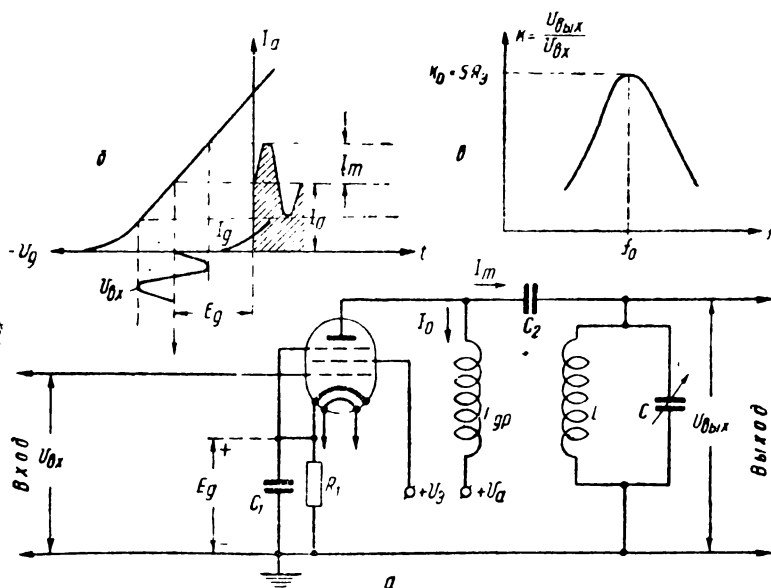


Рис. 113. Схема ступени усилителя высокой частоты с непосредственным включением контура в цепь анода

Коэффициент усиления K_0 усилителя высокой частоты представляет собой отношение выходного напряжения $U_{вых}$ к входному $U_{вх}$ при резонансной настройке контура на подводимую к усилителю частоту.

Избирательность усилителя зависит от добротности контура, внутреннего сопротивления лампы R_l и сопротивления нагрузки усилителя.

Устойчивая работа усилителя получается в том случае, если в нём отсутствует паразитная обратная связь между анодной и сеточной цепями, которая может появиться в усилителе вследствие неправильного монтажа и влияния ёмкости C_{ag} между управляющей сеткой и анодом.

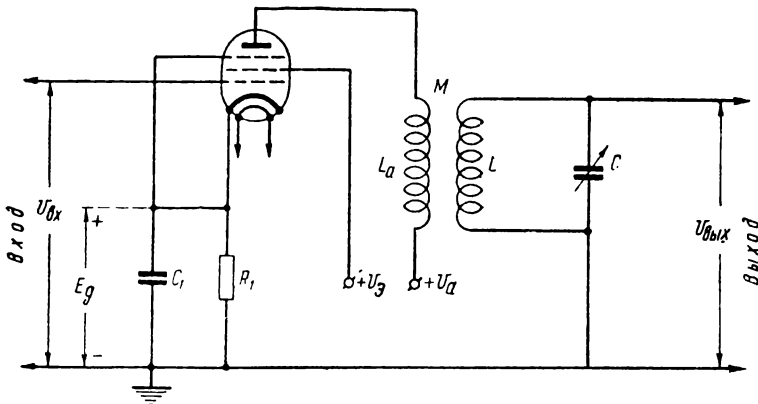


Рис. 114. Схема ступени усилителя высокой частоты с трансформаторным включением контура в цепь анода

Наличие обратной связи приводит к тому, что усиленные лампой колебания попадут из анодной цепи на сетку, снова усилятся лампой и из анодной цепи попадут опять на сетку и т. д. В результате этого возникнут собственные колебания и усилительная ступень превратится в генератор с самовозбуждением и тем самым нарушит работу приёмника.

Так как с повышением частоты уменьшается ёмкостное сопротивление ёмкости управляющая сетка—анод, то, чем выше частота принимаемого сигнала, тем опасность самовозбуждения больше.

Впервые подробную теорию устойчивости работы усилителей высокой частоты дал В. И. Сифоров в 1931 г.

Устойчивое усиление ступени можно определить по следующей формуле

$$K_{0\text{уст}} \approx 0,42 \sqrt{\frac{S}{\omega C_{ag}}},$$

где S —крутизна лампы,
 C_{ag} —ёмкость анод—сетка.

Из этой формулы видно, что чем больше крутизна и чем меньше ёмкость C_{ag} , тем выше устойчивое усиление ступени.

В настоящее время в качестве усилительных ламп для усилителей высокой частоты применяются высокочастотные пентоды. Они имеют следующие достоинства: 1) малая величина ёмкости C_{ag} , 2) большое внутреннее сопротивление R_i и 3) достаточная крутизна S .

В усилителе высокой частоты усилительная лампа работает в режиме колебаний первого рода (такой режим усилителя называется усилением класса А). Величина отрицательного смещения E_g на сетке лампы выбирается так, чтобы рабочая точка оказалась на линейном участке характеристики; в процессе усиления амплитуда усиливаемого напряжения должна быть такова, чтобы она не выходила за пределы линейного участка характеристики и не попадала в область сеточных токов.

Схема с непосредственным включением контура в анодную цепь лампы (рис. 113а) работает следующим образом. Подводимое к управляющей сетке напряжение высокой частоты вызывает изменение анодного тока лампы, которое будет тем больше, чем больше крутизна S лампы.

Анодный ток лампы состоит из двух составляющих: постоянной составляющей I_0 и переменной составляющей высокой частоты I_m (рис. 113 б). Дроссель L_{ap} в анодной цепи служит для подачи анодного напряжения на анод лампы и для преграждения пути токам высокой частоты в цепь анодной батареи. Индуктивное сопротивление дросселя ωL_{ap} должно быть в 10—20 раз больше резонансного сопротивления контура

$$R_x = \frac{\omega L}{d} = \omega L Q.$$

Так как $\omega L_{ap} \gg R_x$, то ток высокой частоты пойдёт через контур и вызовет на нём напряжение высокой частоты

$$U = I_m R.$$

Характеристика усилителя высокой частоты (зависимость коэффициента усиления усилителя от частоты) будет иметь вид резонансной кривой (рис. 113в). Исходное смещение E_g на управляющей сетке лампы образуется за счёт падения напряжения, создаваемого током эмиссии лампы на сопротивлении R_1 .

Это сопротивление шунтируется ёмкостью C_1 для того, чтобы ток I_m не вызывал падения напряжения высокой частоты на сопротивлении R_1 . Обычно берут соотношения

$$R_1 = 5 \div 10 \frac{1}{\omega C_1}$$

Такую схему усилителя называют „схемой с параллельным питанием“. Применяют также схему с последовательным питанием. Подробно эти схемы рассмотрены в гл. 5 „Передающие устройства“, § 4.

Схема с непосредственным включением контура в цепь анода имеет то преимущество, что контур сильно связан с анодной цепью лампы, отчего получается большое усиление ступени. Эта схема, однако, имеет следующие недостатки:

1) внутреннее сопротивление лампы шунтирует контур, понижая эквивалентное сопротивление последнего, вследствие чего уменьшается усиление ступени и ухудшается её избирательность;

2) выходная ёмкость C_{af} анод — катод лампы входит в общую ёмкость контура, что сказывается на настройке контура при смене ламп;

3) из-за большого возможного усиления ступень легко может возбудиться.

Коэффициент усиления ступени с непосредственным включением контура для схем с параллельным и последовательным питанием подсчитывается по формуле

$$K_0 = S R_{\alpha}.$$

Эта формула справедлива для пентодов, где $R_i \gg R_{\alpha}$.

Пример 3. Определить коэффициент усиления ступени с непосредственным включением контура в цепь анода для начальной и конечной частоты диапазона при следующих данных: $S = 1 \frac{ма}{в}$, $L = 200 \text{ мкГн}$, $f_{мин} = 500 \text{ кгц}$, $f_{макс} = 1500 \text{ кгц}$ и $Q = 60$.

1. Определяем эквивалентное сопротивление контура при $f_{мин}$ и $f_{макс}$:
 $R_{\alpha мин} = \omega_{мин} L Q = 6,28 \cdot 500 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 10^{-6} \cdot 60 = 37\,700 \text{ ом},$

$R_{\alpha макс} = \omega_{макс} L Q = 6,28 \cdot 1500 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 10^{-6} \cdot 60 = 113\,000 \text{ ом}.$

2. Определяем коэффициент усиления ступени в начале и конце диапазона:

$$K_{0 мин} = S R_{\alpha мин} = 10^{-3} \cdot 37\,700 = 37,7,$$

$$K_{0 макс} = S R_{\alpha макс} = 10^{-3} \cdot 113\,000 = 113.$$

Из приведённого примера видно, что усиление ступени возрастает к концу диапазона в три раза, т. е. пропорционально частоте диапазона.

Схема усилителя высокой частоты с трансформаторным включением контура в цепь анода (рис. 114) работает следующим образом.

Контур связан с анодной цепью лампы через взаимную индуктивность M между катушками контура L и анодной L_a .

Через анодную катушку L_a проходят составляющие анодного тока I_0 и I_m .

Постоянная составляющая анодного тока не вызывает в контуре эдс, а переменная составляющая тока вызывает в контуре эдс тем большую, чем больше взаимная индуктивность между катушками и переменная составляющая анодного тока I_m . В этой схеме можно выбирать наивыгоднейшую связь между катушками.

Коэффициент усиления ступени для схемы с трансформаторным включением контура в анодную цепь определяется формулой

$$K_0 = SR_\alpha \frac{M}{L}.$$

Схема с трансформаторным включением контура в цепь анода имеет следующие достоинства:

1) избирательность ступени больше, чем у ступени с непосредственным включением контура в цепь анода; 2) отсутствует блокировочный конденсатор C_2 .

Недостаток схемы заключается в том, что усиление ступени меньше, чем у ступени с непосредственным включением контура в цепь анода.

В настоящее время самой распространённой схемой усилителя высокой частоты является схема с трансформаторным включением контура.

Пример 4. Определить коэффициент усиления ступени с трансформаторным включением контура в цепь анода для начальной и конечной частот диапазона при взаимной индуктивности $M = 50$ мкГн между катушками L_a и L . Остальные данные те же, что в примере 3.

Определяем коэффициент усиления ступени для начальной и конечной частот диапазона:

$$K_{0\text{мин}} = SR_{\alpha\text{мин}} \frac{M}{L} = 10^{-3} \cdot 37\,700 \cdot \frac{50}{200} = 9,44,$$

$$K_{0\text{макс}} = SR_{\alpha\text{макс}} \frac{M}{L} = 10^{-3} \cdot 113\,000 \cdot \frac{50}{200} = 28,25.$$

Если перед усилителем высокой частоты находится входная цепь с индуктивной связью контура с антенной, то общий коэффициент усиления этих ступеней $K_0 = K_{\text{ОВИ}} \cdot K_{\text{СУВЧ}}$ будет мало зависеть от частоты, так как у входной цепи с повышением частоты диапазона усиление падает, а у усилителя высокой частоты возрастает.

5. Детектирование

Детекторная ступень преобразует напряжение модулированного сигнала высокой частоты в напряжение, соответствующее частоте и форме огибающей кривой этого сигнала.

В начале развития радиотехники в качестве детектора применялись так называемые кристаллические детекторы. В дальнейшем начала применяться для цепей детектирования электронная лампа.

В настоящее время кристаллические детекторы применяются в области сантиметровых волн. С помощью лампы можно осуществить три вида детектирования: 1) диодное, 2) анодное и 3) сеточное.

Для того, чтобы получить представление о работе детектора, разберём физический процесс, происходящий в диодном детекторе.

Диодный детектор состоит из диода и нагрузки в виде параллельно соединённых сопротивления и конденсатора (рис. 115а). Если в цепь диода включить последовательно сопротивление нагрузки R , а на вход диода подать переменное напряжение $U_{вх}$ высокой частоты, то через сопротивление будет протекать импульс тока i в течение одного полупериода подведённого напряжения (рис. 115б). Когда к аноду диода приложена положительная полуволна (рис. 115а) входного напряжения, то через диод пойдёт ток i , когда же на аноде диода будет действовать отрицательная полуволна входного напряжения, то ток через диод не пойдёт.

Напряжение U_R на сопротивлении R (рис. 115) будет изменяться пропорционально току i и иметь форму полученных импульсов тока, так как

$$U_R = iR.$$

Если сопротивление нагрузки R зашунтировать конденсатором C , то напряжение на нагрузке примет вид пульсирующего напряжения, изображённого на рис. 115в. Происходит это следующим образом: в положительный полупериод A через диод проходит ток, вызывая на сопротивлении R напряжение, которое заряжает конденсатор C до величины, приблизительно равной амплитуде входного напряжения; в отрицательный полупериод B ток через диод не проходит, и конденсатор C начинает разряжаться через сопротивление R до следующего положительного полупериода A , в течение некоторой части которого конденсатор снова подзарядится, и процесс начнётся сначала.

В результате этого процесса напряжение на нагрузке при подаче на диод напряжения высокой частоты с постоянной амплитудой примет вид ломаной линии, изображённой на рис. 115в. Такое пульсирующее напряжение будет содержать в себе постоянную составляющую U_{CP} и ряд переменных составляющих, частоты которых кратны частоте подводимого напряжения. Так как ёмкость конденсатора C выбирается так,

чтобы его сопротивление для частоты подводимого напряжения было незначительно, то напряжение на нагрузке будет практически равно U_{CP} .

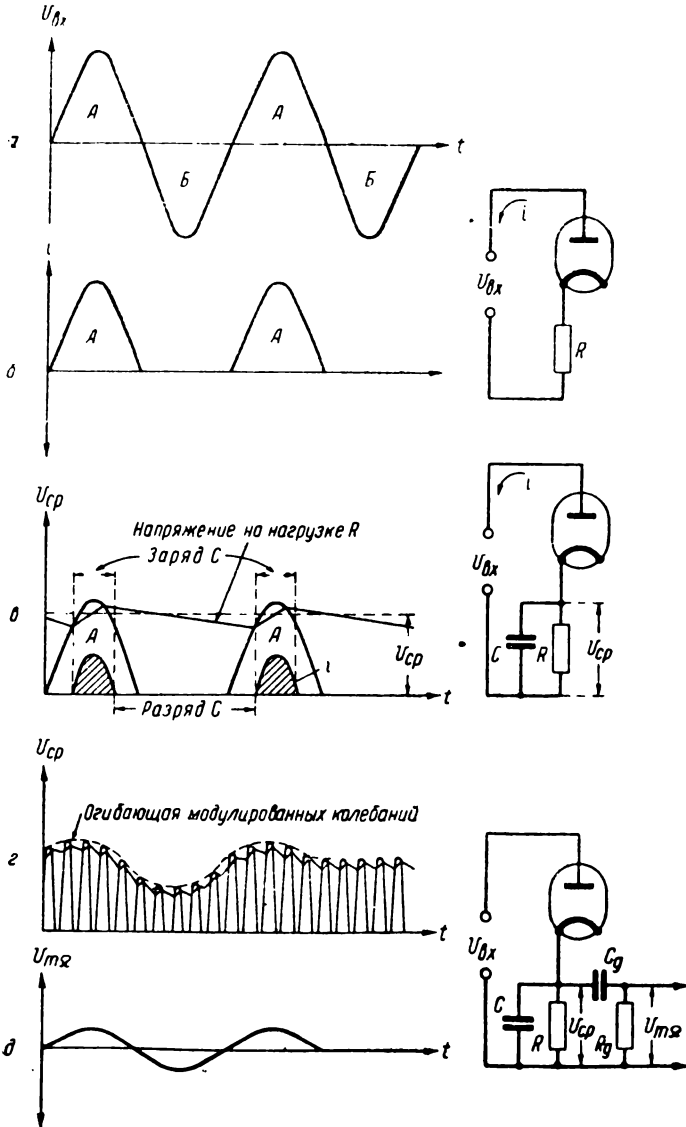


Рис. 115. Графическое изображение процесса диодного детектирования

При подаче на вход диода модулированного напряжения высокой частоты, у которого амплитуда колебаний изменяется

с звуковой частотой, напряжение U_{CR} начнёт изменяться в соответствии с изменениями амплитуды высокочастотных колебаний и примет вид зигзагообразной линии, изображённой на рис. 115 г. В действительности эта „зигзагообразность“ кривой напряжения U_{CR} весьма мала вследствие того, что на один период звуковой частоты приходится тысячи колебаний высокой частоты.

Постоянная времени $\tau = CR$ нагрузочной цепи (время, за которое напряжение на конденсаторе уменьшается в 2,73 раза) должна быть такой, чтобы конденсатор C не успевал разряжаться за период звуковой частоты.

При слишком большой постоянной времени τ конденсатор C не будет успевать разряжаться за период звуковой частоты и напряжение U_{CR} будет оставаться независящим от частоты модуляции.

В результате описанного процесса напряжение U_{CR} при подведении к диоду модулированных колебаний будет состоять из двух составляющих, а именно: составляющей звуковой частоты и постоянной составляющей.

На усилитель низкой частоты надо подать только составляющую напряжения звуковой частоты.

Для отделения напряжения звуковой частоты от постоянного напряжения параллельно нагрузке $C - R$ включают цепь, состоящую из последовательного соединения ёмкости C_g и сопротивления R_g (рис. 115 д). На сопротивлении R_g будет получаться только напряжение звуковой частоты U_{m2} (рис. 115 д), так как постоянный ток конденсатор C_g не пропускает.

Так как на вход диодного детектора подаётся напряжение высокой частоты, снимаемое с колебательного контура, то детектор шунтирует контур, понижая его эквивалентное сопротивление R_{ex} и ухудшая избирательность.

Величины сопротивления R и ёмкости C выбирают обычно следующими: $C = 50 \div 200$ мкмкф и $R = 0,2 \div 0,5$ мгом.

Зная высшую звуковую частоту Ω_g и задаваясь одной из величин C или R , можно определить другую из этих величин из неравенства

$$\Omega_g CR \leq 1,5.$$

Входное сопротивление детектора зависит от величины сопротивления R , а именно $R_{ex} \approx 2R$.

Чем больше сопротивление R , тем больше входное сопротивление детектора.

При всех трёх видах детектирования с помощью лампы могут иметь место следующие основные случаи: 1) детектирование малых напряжений и 2) детектирование больших напряжений.

На основании приведённого выше описания процесса детектирования мы приходим к выводу, что в результате детектирования будет происходить изменение величины постоянной составляющей анодного тока лампы в зависимости от амплитуды подведённого к детектору переменного напряжения высокой частоты. Эта зависимость изменения постоянной составляющей анодного тока детекторной лампы от амплитуды подводимого к ней переменного напряжения называется детекторной характеристикой.

При подаче на вход детектора малых напряжений изменения постоянной составляющей анодного тока детекторной лампы оказываются пропорциональными квадрату амплитуды подводимого напряжения; следовательно, детекторная характеристика будет иметь вид параболы. Это означает, что такое детектирование будет сопровождаться значительными искажениями.

При подведении к детектору значительных напряжений изменения постоянной составляющей анодного тока детекторной лампы будут пропорциональны амплитуде подводимого напряжения. В этом случае детекторная характеристика будет иметь вид прямой линии; это означает, что детектирование будет производиться без искажений.

В настоящее время в подавляющем большинстве случаев применяется детектирование больших напряжений.

Напряжение звуковой частоты $U_{m\Omega}$, получаемое на нагрузке диодного детектора при детектировании больших напряжений, определяется формулой

$$U_{m\Omega} = kmE_{m0},$$

где k — коэффициент передачи напряжения детектора, равный 0,9 в случае детектирования больших напряжений,
 m — коэффициент модуляции,
 E_{m0} — амплитуда несущей частоты.

Пример 5. Определить напряжение звуковой частоты на нагрузке диодного детектора при детектировании больших напряжений, если $m = 80\%$ и $E_{m0} = 3в$

$$U_{m\Omega} = kmE_{m0} = 0,9 \cdot 0,8 \cdot 3 = 2,16 в.$$

Достоинства диодного детектора: 1) почти не вносит искажений при детектировании из-за относительно линейной характеристики, 2) не боится перегрузок.

Недостатки диодного детектора: 1) оказывает шунтирующее действие на контур, 2) имеет малую чувствительность (нормально работает при $U_{вх} = 2-5в$).

Диодное детектирование в основном применяется в супергетеродинных приёмниках.

На рис. 116а приведена схема анодного детектора и диаграмма, поясняющая его работу.

Рабочая точка A на характеристике лампы выбирается вблизи от основания характеристики, для чего на управляющую сетку подаётся соответствующее отрицательное смещение E_g (рис. 116б).

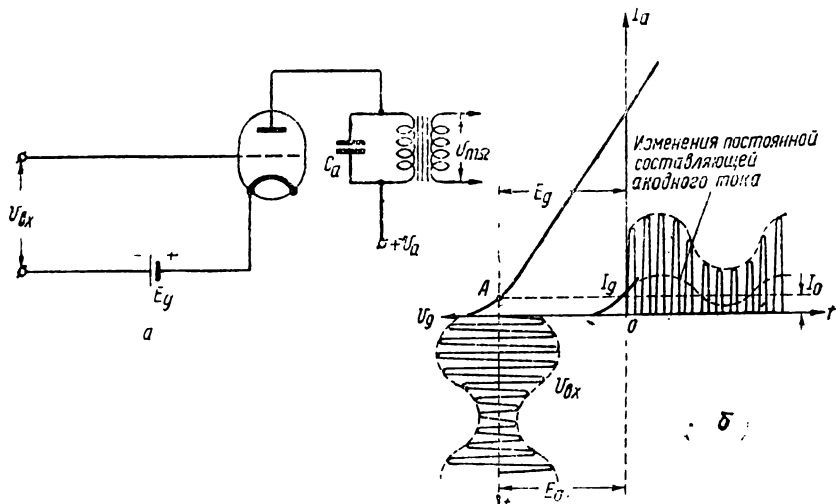


Рис. 116. Схема анодного детектора

Подводимое к сетке лампы напряжение $U_{вх}$ будет вызывать импульсы тока в анодной цепи лампы. Постоянная составляющая этих импульсов и её изменения будут зависеть в случае диодного детектирования от амплитуды поданного на вход детектора напряжения (рис. 116б). Картина, получающаяся в данном случае, не будет отличаться от рассмотренной выше картины диодного детектирования. Так как на сетке имеет место отрицательное смещение и сеточный ток равен нулю, то анодный детектор не шунтирует контур, что является достоинством анодного детектора. К недостаткам его относятся: 1) малая чувствительность (работает при $U_{вх} = 2 - 3\theta$), 2) вносит заметные нелинейные искажения. Вследствие этого анодное детектирование в приёмниках почти не применяется.

На рис. 117 приведена схема сеточного детектора. Как нетрудно видеть из этого рисунка, схема цепи сетки триода полностью повторяет схему диодного детектора, изображённую на рис. 115в. Поэтому процесс, происходящий в цепи сетки, будет полностью повторять процесс, происшедший в случае диодного детектора, с тем различием, что в случае сеточного детектора заряд конденсатора C будет осуществ-

латься не анодным, а сеточным током. В результате этого на нагрузке RC сеточной цепи будет получаться постоянная составляющая напряжения, величина которой зависит от амплитуды подведённого к сетке переменного напряжения. Эта постоянная составляющая напряжения, получающаяся на сетке в результате детектирования и изменяющаяся со звуковой частотой, будет вызывать уменьшение анодного тока, происходящее также со звуковой частотой. Достоинство сеточного детектирования заключается в большой его чувствительности (для нормальной работы необходимо $U_{с.к} = 0,1\theta$).

Недостатки сеточного детектора:

1) цепь сетки шунтирует контур, 2) вносит нелинейные искажения. Вследствие большой его чувствительности сеточное детектирование в основном применяется в приёмниках прямого усиления.

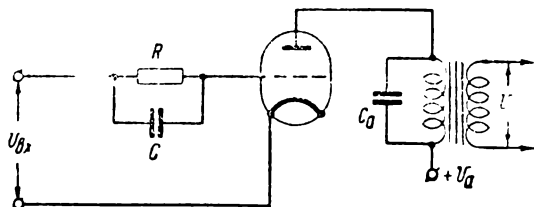


Рис. 117. Схема сеточного детектора

Детектирование с помощью кристаллического детектора происходит за счёт односторонней проводимости между кристаллом (гален, PbS) и острым концом стальной пружинки.

Недостаток обычного кристаллического детектора заключается в том, что сотрясение детектора нарушает контакт между кристаллом и пружинкой, вследствие чего нарушается работа детектора.

В настоящее время разработаны специальные конструкции кристаллических детекторов, которые не боятся сотрясений.

Напряжение звуковой частоты, даваемое кристаллическим детектором, можно определить по формуле

$$U_{мз} = 0,637 m E_{m0}$$

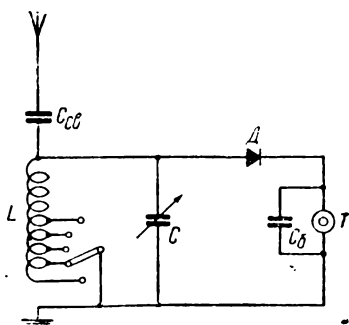


Рис. 118. Принципиальная схема детекторного приёмника

Эти приёмники состоят из колебательного контура и кристаллического детектора и не требуют источников питания. На рис. 118 приведена принципиальная схема детекторного приёмника. Детекторные приёмники могут принимать только сильные сигналы.

§ 6. Регенерация

Как известно, коэффициент усиления контура (добротность контура)

$$Q = \frac{\omega L}{r} = \frac{U_L}{E} \approx \frac{U_C}{E},$$

показывает, во сколько раз напряжение U_L на индуктивности и U_C на ёмкости при резонансе больше вводимого в контур напряжения E .

Чем меньше активное сопротивление контура r , тем больше Q контура.

При колебательном процессе, происходящем в контуре, часть энергии теряется в виде тепла, выделяемого в активном сопротивлении контура.

Если каким-либо образом пополнять энергию, теряемую в контуре в виде тепла, то это будет равносильно уменьшению активного сопротивления контура и приведёт к возрастанию Q контура, т. е. к возрастанию напряжения на ёмкости или индуктивности контура.

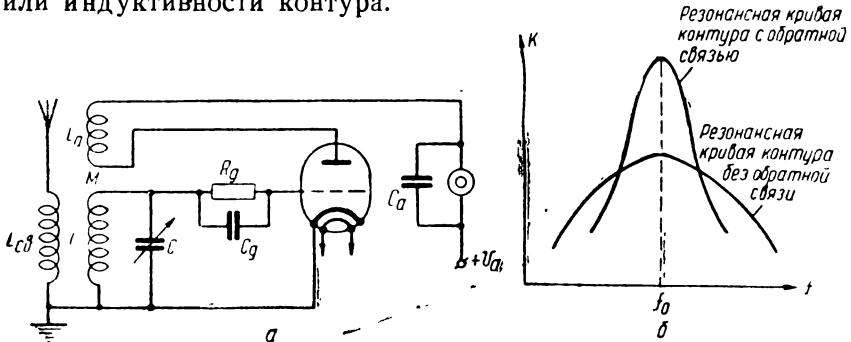


Рис. 119. Схема регенеративного приёмника

На рис. 119а приведена одна из схем регенерации, с помощью которой можно пополнять энергию, теряемую в контуре. Высокочастотный ток, проходя по анодной катушке L_a (катушка обратной связи), наводит в контуре LC добавочную эдс, которая будет совпадать по фазе с эдс, действующей в контуре (при правильном включении концов катушки обратной связи).

Изменяя взаимную индуктивность M между катушками L и L_a (т. е. изменяя обратную связь), можно регулировать вводимую в контур LC дополнительную энергию и тем самым уменьшать активное сопротивление контура на различную величину. При достаточно большой величине добавочной эдс, вводимой в контур, потери энергии в нём будут скомпенсированы, активное сопротивление его станет равным ну-

лю и в контуре возникнут собственные незатухающие колебания.

Однако, доводить обратную связь до такой величины, чтобы в приёмном контуре возникала генерация, нельзя.

Поэтому в контур следует вводить такую величину добавочной эдс, чтобы активное сопротивление контура было возможно малым, но не равнялось нулю, т. е. работать у порога возникновения генерации.

Уменьшение активного сопротивления контура приводит к заострению резонансной кривой контура (рис. 119б), отчего увеличивается его избирательность и уменьшается полоса пропускания.

Регенерация применяется в детекторной ступени в схеме сеточного детектирования.

Применение регенерации в детекторной ступени вызвано двумя причинами:

1) контур, стоящий перед детектором, сильно шунтируется последним, вследствие чего увеличивается активное сопротивление контура и понижается его добротность;

2) в анодной цепи детекторной лампы нет нагрузки для токов высокой частоты.

Обратная связь даёт большое усиление только при слабых сигналах. Происходит это вследствие того, что с увеличением напряжения сигнала увеличивается выпрямленный ток, протекающий через сопротивление R_g (рис. 119а) и создающий на нём постоянное напряжение. Это напряжение подаётся минусом на сетку лампы и сдвигает рабочую точку влево, уменьшая действующую крутизну лампы, вследствие чего уменьшается и действие обратной связи.

Достоинства регенеративных схем заключаются в том, что:

1) возрастает усиление, 2) повышается избирательность контура.

Недостатки этих схем: 1) уменьшается полоса пропускания частот, 2) усиление у порога генерации нестабильно, 3) регулировка обратной связи влияет на настройку контура, 4) при возникновении собственных колебаний в контуре приёмник излучает колебания (если между детектором и антенной нет ступени усиления высокой частоты) и этим создаёт помехи для соседних приёмников.

Применение регенерации в начале развития радиоприёмников сыграло большую роль, так как позволило строить малоламповые приёмники прямого усиления, обладающие большой чувствительностью, позволившей производить приём дальних станций.

Такие приёмники назывались регенеративными и обычно строились по схеме 0-V-0 или 0-V-1.

На рис. 119а приведена схема С-V-0 регенеративного приёмника.

Как правило, во всех приёмниках прямого усиления применяется обратная связь.

§ 7. Усилители низкой частоты

Мощность звуковой частоты, получаемая на выходе детектора, крайне незначительна. Для увеличения этой мощности применяются усилители низкой частоты.

Обычно усилители низкой частоты в приёмниках состоят из двух ступеней: 1) предварительного усилителя (усилителя напряжения) и 2) оконечного усилителя (усилителя мощности).

Предварительная ступень усилителя усиливает напряжение звуковой частоты, получившееся в результате детектирования, до величины, необходимой для нормальной работы оконечной ступени.

Оконечная ступень усилителя обеспечивает необходимую для работы воспроизводящего устройства мощность звуковой частоты.

Наиболее распространены две схемы предварительной ступени усилителя низкой частоты: 1) реостатная и 2) трансформаторная.

На рис. 120а приведена схема реостатной ступени. Вызванная входным напряжением составляющая анодного тока звуковой частоты создаёт на сопротивлении анодной нагрузки R_a напряжение звуковой частоты. Кроме того, на сопротивлении R_a получается и постоянное падение напряжения, создаваемое постоянной составляющей анодного тока. Для того, чтобы на управляющую сетку лампы оконечной ступени не попал положительный потенциал из цепи анода лампы предварительной ступени, включается разделительный конденсатор C_g .

Сопротивление R_g служит для подачи исходного смещения на управляющую сетку лампы оконечной ступени и для стекания электронов с сетки этой лампы на катод. Обычно оно берётся не больше 1—2 мгом. С уменьшением величины сопротивления R_g уменьшается усиление ступени из-за того, что сопротивление нагрузки R_a шунтируется сопротивлением R_g .

Величины сопротивления R_g и ёмкости C_g определяются по формулам:

$$R_g = (5 \div 10) R_a; \quad C_g \text{ (мкф)} = \frac{0,01 \div 0,02}{R_g \text{ (мгом)}}.$$

Основные показатели, характеризующие предварительный усилитель, таковы: 1) коэффициент усиления и 2) изменение коэффициента усиления в пределах звукового диапазона частот (от 50—100 гц до 5—10 кгц).

Лампа предварительного усилителя работает в режиме усиления класса А. Исходное смещение E_g на управляющую сетку лампы предварительного усилителя подаётся с сопротивления R_c (рис. 120а), включённого в катод лампы, на котором образуется напряжение смещения $E_{g_0} = I_f R_c$ за счёт прохождения по нему катодного тока лампы I_f .

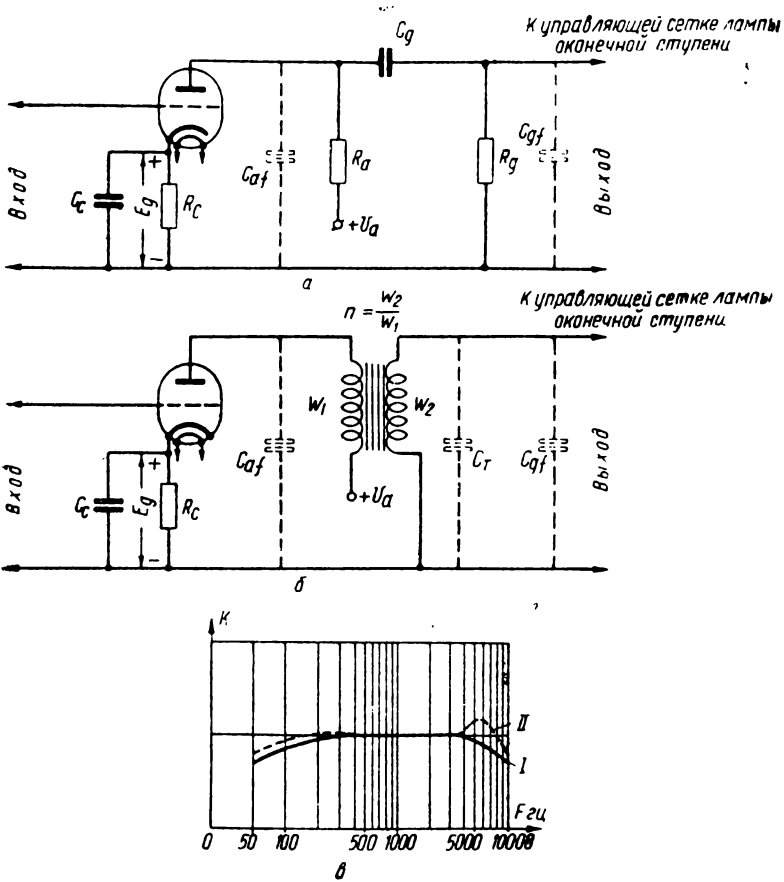


Рис. 120. Схемы предварительных ступеней усилителя низкой частоты: а) схема рсостатной ступени, б) схема трансформаторной ступени, в) частотная характеристика: I — рсостатной ступени, II — трансформаторной ступени

Для того, чтобы токи звуковой частоты не вызывали падения напряжения на сопротивлении R_c , параллельно ему включается конденсатор C_c большой ёмкости. Ёмкость конденсатора C_c должна быть такой, чтобы на самых низких звуковых частотах ёмкостное сопротивление конденсатора C_c было в 5—10 раз меньше сопротивления R_c , т. е. $\frac{1}{\omega_n C_c} = \frac{R_c}{5 \div 10}$.

Коэффициент усиления реостатной ступени для средних звуковых частот определяется по формуле

$$K = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_a} + \frac{R_i}{R_g}},$$

где R_i — внутреннее сопротивление лампы.

Пример 6. Определить коэффициент усиления реостатной ступени для средних звуковых частот при следующих данных: $\mu = 100$, $R_i = 60\,000$ Ом, $R_a = 0,2$ МГОМ, $R_g = 2$ МГОМ

$$K = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_a} + \frac{R_i}{R_g}} = \frac{100}{1 + \frac{6 \cdot 10^4}{2 \cdot 10^5} + \frac{6 \cdot 10^4}{2 \cdot 10^6}} = \frac{100}{1 + 0,3 + 0,03} = \frac{100}{1,33} = 75,3.$$

Коэффициент усиления реостатной ступени меньше коэффициента усиления μ лампы и обычно составляет 60—75% от μ .

Частотная характеристика реостатной ступени, изображающая зависимость коэффициента усиления ступени от частоты (рис. 120в, кривая 1) имеет „завалы“ (т. е. уменьшение коэффициента усиления) на низких звуковых частотах (50—200 гц) и на высоких звуковых частотах (выше 3000 гц).

Завалы частотной характеристики усилителя на крайних частотах звукового диапазона происходят из-за следующего:

1) завал частотной характеристики на нижних звуковых частотах происходит из-за того, что ёмкостное сопротивление

разделительного конденсатора C_g $X_{cg} = \frac{1}{\omega C_g}$ возрастает с понижением частоты и на этом конденсаторе увеличивается падение напряжения звуковой частоты; вследствие этого напряжение звуковой частоты на выходе усилителя падает;

2) завал частотной характеристики на верхних звуковых частотах происходит из-за шунтирующего действия ёмкостей C_{af} и C_{gf} (рис. 120а), оказываемого на сопротивление анодной нагрузки лампы R_a , так как с повышением звуковой частоты ёмкостное сопротивление этих конденсаторов уменьшается.

Достоинства реостатной ступени:

1) при правильном выборе величин R_a , R_g , C_g и C_c частотная характеристика относительно равномерна,

2) простота конструкции.

Недостатки:

1) необходимо иметь в цепи анода источник высокого напряжения, так как часть напряжения этого источника падает на сопротивлении нагрузки R_a ,

2) усиление ступени меньше коэффициента усиления μ лампы.

На рис. 120б приведена схема трансформаторной ступени усиления низкой частоты. Составляющая звуковой частоты анодного тока, проходя через первичную обмотку трансфор-

матора, вызывает в его вторичной обмотке эдс звуковой частоты.

Усиление трансформаторной ступени больше коэффициента усиления μ лампы.

Коэффициент усиления трансформаторной ступени для средних частот определяется по формуле

$$K = \mu n,$$

где $n = \frac{w_2}{w_1}$ — коэффициент трансформации (отношение числа витков вторичной обмотки к числу витков первичной обмотки).

Пример 7. Определить коэффициент усиления трансформаторной ступени для средних звуковых частот при следующих данных: $\mu = 20$, $n = 3$, $K = \mu n = 20 \cdot 3 = 60$.

Частотная характеристика трансформаторной ступени (рис. 120в, кривая II) имеет завалы на нижних и верхних звуковых частотах и пик на частотах порядка 5—8 кГц. Пик частотной характеристики получается за счёт резонанса, вызванного наличием индуктивности рассеяния и распределённой ёмкости вторичной обмотки трансформатора C_T и входной ёмкости лампы оконечной ступени C_{gf} .

Коэффициент трансформации n обычно берётся порядка 3—4. Брать больший коэффициент трансформации невыгодно из-за увеличения неравномерности частотной характеристики (чем больше коэффициент трансформации, тем больше витков у вторичной обмотки и тем больше её распределённая ёмкость).

Достоинства трансформаторной ступени:

1) усиление ступени больше коэффициента усиления μ лампы,

2) возможность работы при относительно низком анодном напряжении, так как падение постоянного напряжения на первичной обмотке трансформатора весьма мало.

Недостатки:

1) большая неравномерность частотной характеристики,

2) большая стоимость, большой вес и большие габариты.

В реостатных и трансформаторных схемах предварительной ступени в основном применяются триоды с коэффициентом усиления

$$\mu = 20 \div 100.$$

Предварительные ступени по реостатной схеме в основном применяются в приёмниках с питанием от сети переменного тока, а ступени по трансформаторной схеме в основном применяются с питанием от батарей.

На рис. 121 приведена схема оконечной ступени усилителя.

Лампа отдаёт наибольшую мощность с наименьшими нелинейными искажениями только при определённом сопротивлении анодной нагрузки R_a , которое обычно составляет несколько тысяч ом.

Если оконечная лампа работает на динамический громкоговоритель, имеющий сопротивление звуковой катушки R_k не

больше 2—3 ом, то надо произвести согласование этого сопротивления с сопротивлением анодной нагрузки лампы. С этой целью в анодную цепь лампы включается выходной трансформатор с коэффициентом трансформации $n = \frac{\omega_2}{\omega_1}$ меньше единицы.

Сопротивление, пересчитанное из вторичной обмотки трансформатора в его первичную, определяется по формуле

$$R_a = \frac{R_k}{n^2}.$$

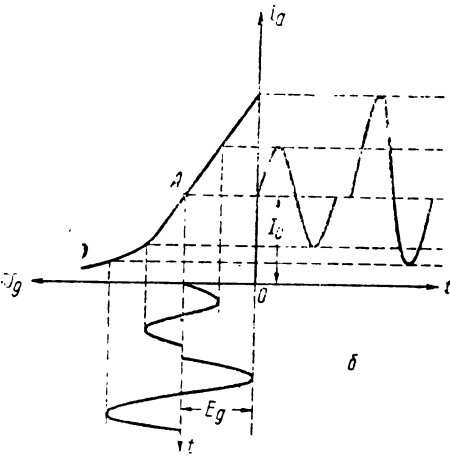
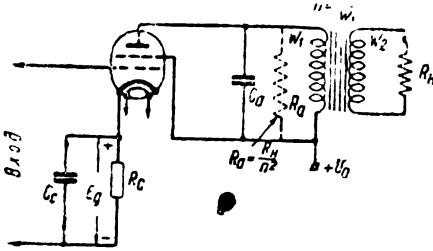


Рис. 121: а) схема оконечной ступени усилителя низкой частоты, б) график, поясняющий появление нелинейных искажений, в) график зависимости коэффициента нелинейных искажений от выходной мощности

Из формулы следует, что для согласования R_k с сопротивлением анодной нагрузки R_a надо выбрать соответствующую величину коэффициента трансформации n . Для выравнивания частотной характеристики ступени первичная обмотка выходного трансформатора шунтируется конденсатором C_a .

Выходная мощность оконечной ступени определяется по формуле

$$P_{\sim} = \frac{(SU_{mg})^2 R_i}{2} \cdot \frac{\alpha}{(1 + \alpha)^2},$$

где U_{mg} — амплитуда входного напряжения оконечной лампы,

$\alpha = \frac{R_a}{R_i}$, S — крутизна характеристики лампы.

Пример 8. Определить выходную мощность оконечной ступени при следующих данных: $S = 2 \frac{ma}{b}$, $U_{mg} = 15$ в, $R_H = 3$ ом, $n = 0,0207$, $R_i = 80\,000$ ом.

1. Находим пересчитанное сопротивление анодной нагрузки

$$R_a = \frac{R_H}{n^2} = \frac{3}{0,0207^2} = \frac{3}{4,3 \cdot 10^{-4}} \approx 7000 \text{ ом.}$$

2. Находим величину

$$\alpha = \frac{R_a}{R_i} = \frac{7000}{80\,000} = 0,087.$$

3. Определяем выходную мощность

$$P_{\sim} = \frac{(SU_{mg})^2 R_i}{2} \frac{\alpha}{(1 + \alpha)^2} = \frac{(2 \cdot 10^{-3} \cdot 15)^2 \cdot 8 \cdot 10^4}{2} \cdot \frac{0,087}{(1 + 0,087)^2} = \\ = 36 \cdot 0,074 = 2,66 \text{ вт.}$$

На рис. 121б показан процесс возникновения нелинейных искажений.

С увеличением амплитуды входного напряжения рабочий участок ламповой характеристики становится нелинейным, отчего искажается форма кривой анодного тока по сравнению с формой кривой переменного напряжения на сетке; это означает, что в анодном токе лампы будут содержаться не только частота подводимого напряжения, но и её гармоники.

На слух нелинейные искажения прослушиваются, как искажение тембра, дребезжание звука, хрипение.

Нелинейные искажения характеризуются так называемым коэффициентом нелинейных искажений, обычно выражаемым в процентах

$$K_f = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots}}{I_1} \cdot 100,$$

где I_1, I_2, I_3, \dots — амплитуды анодного тока первой, второй, третьей и т. д. гармоник.

Искажения, характеризуемые коэффициентом нелинейных искажений порядка 5%, ещё не обнаруживаются ухом. Для высококачественных приёмников допускается коэффициент нелинейных искажений не больше 5%, а для приёмников хорошего качества не больше 10%.

С увеличением выходной мощности P_{\sim} величина коэффициента нелинейных искажений усилителя увеличивается (рис. 121*в*).

В окончательных ступенях усиления низкой частоты применяются триоды, пентоды и лучевые тетроды.

Триоды позволяют получить хорошую частотную характеристику окончательной ступени и малый коэффициент нелинейных искажений, но зато требуют большой величины входного напряжения U_{mg} и имеют малый коэффициент полезного действия $\eta = \frac{P}{P_0}$ (P_0 — мощность, потребляемая лампой от анодного источника тока).

Коэффициент полезного действия триодов в окончательной ступени не превышает 15%. Для триодов обычно берут

$$\alpha = 2 \div 4.$$

Пентоды и лучевые тетроды отдают большую выходную мощность при малом входном напряжении U_{mg} и имеют коэффициент полезного действия порядка 20 — 30%, но коэффициент нелинейных искажений у них больше, чем у триодов, и частотная характеристика имеет большую неравномерность.

Для пентодов и лучевых тетродов обычно берут $\alpha = 0,08 \div 0,15$.

В приёмниках II и III классов в окончательных ступенях применяются пентоды и лучевые тетроды, которые выделяют выходную мощность от 2 до 5 *вт*.

Для получения большой выходной мощности и большего коэффициента полезного действия применяются двухтактные оконечные ступени.

После того, как описаны все ступени приёмника прямого усиления, можно перейти к описанию ступеней супергетеродинного приёмника. Как уже указывалось, супергетеродинный приёмник отличается от приёмника прямого усиления наличием двух новых ступеней: преобразователя частоты и усилителя промежуточной частоты.

Для того, чтобы ознакомиться с супергетеродинным приёмником, необходимо рассмотреть только эти две новые ступени, так как остальные ступени аналогичны ступеням приёмника прямого усиления.

§ 8. Преобразование частоты

Ступень преобразователя частоты преобразует напряжение модулированного сигнала с любой несущей частотой в напряжение промежуточной частоты без изменения частоты и формы огибающей кривой сигнала; промежуточная же частота для всех принимаемых сигналов остаётся одна и та же.

Процесс преобразования частоты происходит следующим образом. Если складывать напряжение U_{mc} сигнала и напряжение U_{mz} местного гетеродина (т. е. мало мощного генератора колебаний высокой частоты), имеющие частоты f_c и f_z , мало отличающиеся друг от друга (рис. 122 а и б), то образуются биения (рис. 122 в). Огибающая кривой биений будет иметь частоту, равную разности частот $f_z - f_c$.

При подаче биений на сетку лампы, работающей в режиме анодного детектирования (рис. 121б), в анодной цепи лампы произойдёт детектирование, в результате чего будет выделена огибающая кривой биений (рис. 122д) с частотой $f_n = f_z - f_c$. Эту частоту называют промежуточной, так как её выбирают ниже частоты сигнала f_c и выше звуковых частот.

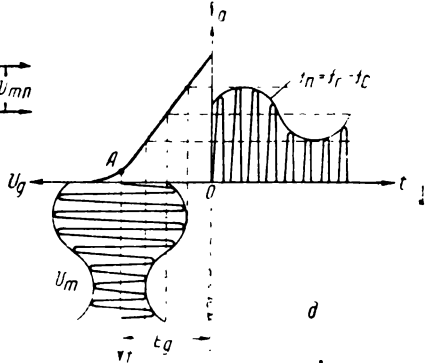
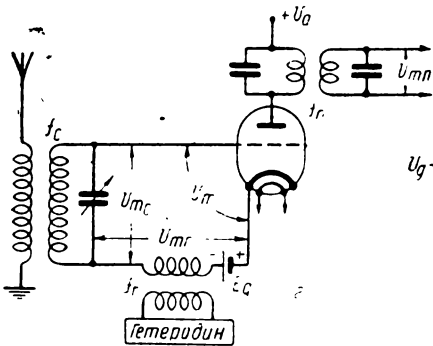
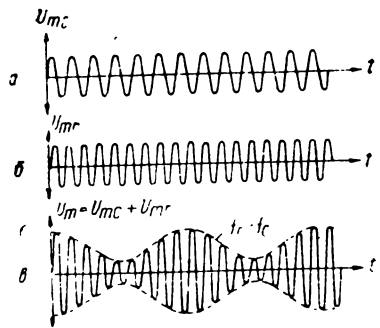


Рис. 122. Графики, поясняющие процесс преобразования частоты

Если напряжение сигнала модулировано, то получившаяся после детектирования промежуточная частота будет тоже модулирована и притом по тому же закону и с тем же коэффициентом модуляции, что и напряжение принимаемого сигнала. Для отделения промежуточной частоты от других частот, образующихся в процессе преобразования частоты, в анодную цепь лампы включается полосовой фильтр, настроенный на промежуточную частоту (рис. 122з).

Для исключения искажений при преобразовании частоты напряжение сигнала должно быть много меньше напряжения местного гетеродина. Такие односеточные преобразователи частоты применялись в начале развития техники супергетеродинного приёма.

В настоящее время из-за ряда серьёзных недостатков, присущих односеточным преобразователям частоты, применяются преобразователи частоты, на специальных многосеточных лампах. В этих лампах напряжение сигнала подаётся на одну из сеток лампы, а именно, на так называемую сигнальную сетку, другая сетка этой лампы используется в качестве анода гетеродина — это так называемая гетеродинная сетка. В цепи анода многосеточной лампы будет происходить процесс, аналогичный описанному выше процессу в односеточной лампе.

Для того, чтобы при приёме сигналов с различными частотами получилась неизменная промежуточная частота, необходимо изменять частоту гетеродина так, чтобы разность частот $f_2 - f_c$ оставалась постоянной.

Если, например, промежуточная частота $f_n = 460$ кГц и необходимо принять станцию с частотой сигнала 1000 кГц, то частота гетеродина должна удовлетворять соотношению $f_n = f_2 - f_c$, откуда $f_2 = f_c + f_n = 1000 + 460 = 1460$ кГц.

Для приёма станции с частотой 200 кГц частота гетеродина должна быть равна $f_2 = 200 + 460 = 660$ кГц.

Отсюда можно сделать вывод: на сколько изменяется частота принимаемого сигнала, на столько же должна измениться частота гетеродина (в рассмотренном примере частота сигнала изменилась на 800 кГц и частота гетеродина изменилась тоже на 800 кГц).

Следовательно, для перестройки супергетеродинного приёмника с одной станции на другую необходимо перестраивать: 1) контуры входной цепи и усилителя высокой частоты и 2) контур гетеродина и притом так, чтобы разность настроек этих контуров оставалась неизменной и равной промежуточной частоте.

В настоящее время существуют два типа многосеточных ламп для преобразования частоты: преобразовательные лампы и смесительные лампы. Преобразовательной лампой называется такая лампа, которая выполняет две функции: гетеродина и смесителя колебаний гетеродина с колебаниями сигнала. Смесительной лампой называется такая лампа, которая служит только смесителем колебаний гетеродина и принимаемого сигнала. Наибольшее распространение получили преобразовательные лампы. Смесительные лампы требуют отдельной гетеродинной лампы, что с точки зрения конструирования приёмника и его стоимости невыгодно; поэтому эти лампы применяются только в приёмниках I класса.

На рис. 123 приведена наиболее распространённая схема преобразователей частоты. Схема преобразователя частоты на пятисеточной лампе — пентагриде 6А8 (рис. 123а) работает следующим образом. Лампу 6А8 можно рассматривать как две лампы, соединённые последовательно: триода (катод, сетка 1 и сетка 2) и тетрода (катод, управляющая сетка 4, экранная

сетка 5 и анод 6). Сетка 3 является экранирующей сеткой, разделяющей две лампы, и служит для устранения ёмкостной связи между сигнальной и гетеродинной частями лампы. Электронный поток, испускаемый катодом, проходит через две лампы.

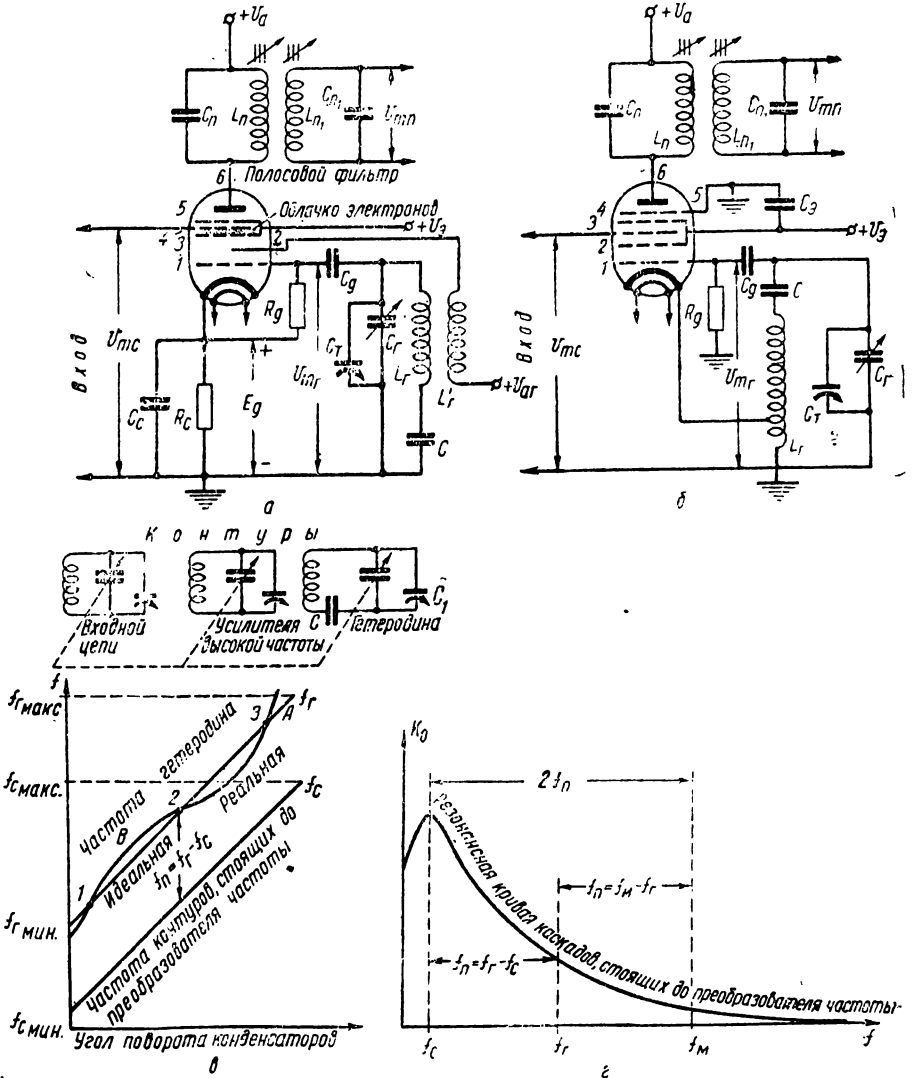


Рис. 123. Схемы преобразователей частоты: а) преобразователь частоты на лампе 6A8, б) преобразователь частоты на лампе 6SA7, в) графики сопряжения контуров супергетеродина, з) влияние зеркальной помехи

Сетка 4 находится под отрицательным потенциалом и из-за этого она оказывает тормозящее действие на электронный по-

ток, отчего образуется облачко электронов между сеткой 4 и сеткой 3. Облачко электронов является действующим катодом для тетродной части лампы. Триодная часть лампы выполняет функцию гетеродина, в котором сетка 2 играет роль анода. Гетеродин собран по схеме с трансформаторной связью.

Электронный поток, испускаемый катодом, пройдя через сетку 1, начинает колебаться с частотой гетеродина f_2 ; попадая далее в тетродную часть лампы, он модулируется частотой сигнала. В результате воздействия на электронный поток напряжений двух сеток в анодной цепи появляется ряд частот, в том числе и промежуточная частота, которая выделяется полосовым фильтром.

Пентагрид 6A8 имеет ряд недостатков: 1) на частотах выше 18 мГц падает усиление ступени и понижается избирательность сигнального контура, вследствие перехода части гетеродинного напряжения на сигнальную сетку, что вызывает сеточные токи; 2) на частотах выше 18 мГц изменения напряжения смещения сигнальной сетки (происходящие при работе системы автоматической регулировки усиления) вызывают изменения параметров триодной части лампы, что в свою очередь приводит к изменениям частоты гетеродина; 3) большое количество интерференционных свистов; 4) относительно большие собственные шумы.

В последнее время получила широкое применение лампа 6SA7 (6A10). Эта лампа тоже имеет пять сеток, но они расположены иначе, чем у пентагрида 6A8, и изменение потенциала сигнальной сетки не вызывает изменения параметров гетеродинной части лампы. На рис. 123 б приведена схема преобразователя частоты на лампе 6SA7 (6A10).

Гетеродин собран по автотрансформаторной схеме. Сетка 2 одновременно служит анодом гетеродина и экраном, разделяющим две части лампы. По высокой частоте сетки 2 и 4 заземлены через конденсатор C_3 .

Катодный ток очень мало зависит от величины потенциала сигнальной сетки 3, так как всякое изменение её потенциала только перераспределяет ток между положительно заряженными электродами лампы, вследствие чего пространственный заряд вблизи катода мало зависит от потенциала сигнальной сетки и, следовательно, действующая ёмкость между сеткой 1 и катодом также мало зависит от потенциала сигнальной сетки.

Отсутствие зависимости частоты гетеродина от величины потенциала сигнальной сетки и объясняется тем, что действующая ёмкость между сеткой 1 и катодом, входящая в контур гетеродина, мало зависит от потенциала сигнальной сетки.

Все недостатки лампы 6A8 в лампах 6SA7 (6A10) выражены значительно слабее. Поэтому во всех приёмниках последних выпусков применяются лампы 6SA7 (6A10).

Весьма важным параметром преобразовательных ламп является так называемая крутизна преобразования S_{np} , которая определяется как отношение амплитуды тока промежуточной частоты I_{mn} к амплитуде напряжения на сигнальной сетке U_{mc} (при этом предполагается, что воздействие переменного напряжения промежуточной частоты на анодный ток пренебрежительно мало) $S_{np} = \frac{I_{mn}}{U_{mc}}$. Обычно крутизна преобразования у современных ламп имеет порядок $0,4 \div 0,6 \frac{ма}{в}$.

Коэффициент усиления ступени преобразователя частоты (отношение U_{mn} к U_{mc}) определяется по формуле

$$K_0 = \frac{\eta}{1 + \eta^2} S_{np} R_{\alpha},$$

где η — величина, характеризующая форму резонансной кривой полосового фильтра и обычно имеющая значение от 1 до 2, R_{α} — эквивалентное сопротивление анодного контура для промежуточной частоты.

Пример 9. Определить коэффициент усиления преобразователя частоты при следующих данных: $\eta = 1$, $S_{np} = 0,4 \frac{ма}{в}$, $f_n = 460$ кГц, $L = 1$ мГн, $d = 0,01$.

1. Находим резонансное сопротивление контура полосового фильтра

$$R_{\alpha} = \frac{\omega L}{d} = \frac{6,28 \cdot 460 \cdot 10^3 \cdot 10^{-3}}{10^{-2}} = 288\,880 \text{ ом}.$$

2. Определяем коэффициент усиления

$$K_0 = \frac{\eta}{1 + \eta^2} S_{np} R_{\alpha} = \frac{1}{1 + 1^2} 0,4 \cdot 10^{-3} \cdot 288\,880 = 57,77 \approx 58.$$

Для осуществления одноручечной настройки на принимаемую станцию применяют агрегат конденсаторов, состоящий из двух или трёх одинаковых конденсаторов переменной ёмкости, которые насажены на общую ось.

Сопряжение контуров приёмника прямого усиления производится полупеременными конденсаторами при наличии одинаковых переменных конденсаторов и одинаковых катушек, так как все контуры приёмника прямого усиления настраиваются на частоту принимаемого сигнала. Полупеременные конденсаторы обычно имеют предел изменения ёмкости от 5 до 20–30 мкмкф и служат для выравнивания начальной ёмкости контуров, находящихся в разных ступенях.

Сопряжение контуров в супергетеродинном приёмнике, в ступенях, стоящих до преобразователя частоты, производится аналогично тому, как это делается в приёмнике прямого усиления.

Для получения нужного изменения частоты гетеродинного контура в него вводятся два конденсатора: полупеременный конденсатор C_1 и конденсатор сопряжения C (рис. 123в).

На рис. 123в показан также график сопряжения контуров супергетеродина. Идеальное изменение частоты гетеродина должно происходить по прямой линии A . Реальное изменение частоты гетеродина происходит по кривой B . Точное сопряжение получается только в трёх точках: 1, 2, 3. Практически такая неточность сопряжения допустима.

Конденсатор C обычно берут постоянной ёмкости заранее выбранной величины. Сопряжение производится полупеременным конденсатором C_1 на максимальной частоте поддиапазона.

У супергетеродинных приёмников существуют специфические помехи, так называемые зеркальные помехи.

Зеркальные помехи (рис. 123г) получаются в том случае, когда ступени, стоящие до преобразователя частоты, пропускают частоту колебаний f_m , также отличающуюся от частоты f_2 гетеродина на промежуточную частоту f_n , но расположенную по другую сторону от частоты f_2 по сравнению с положением частоты сигнала f_c .

В этом случае на выходе преобразователя частоты получаются две одинаковые промежуточные частоты f_n и f'_n от двух разных станций, что приводит к тому, что на выходе приёмника будет одновременно воспроизводиться передача обеих станций.

Из рис. 123г видно, что помехи могут возникнуть в том случае, когда мешающая станция по частоте отличается от принимаемой на величину, равную удвоенной промежуточной частоте, и эти помехи будут тем сильнее, чем хуже резонансная кривая ступеней, стоящих до преобразователя частоты и чем ниже промежуточная частота.

Однако, очень повышать промежуточную частоту невыгодно, вследствие получающегося при этом ухудшения избирательности и понижения усиления.

Обычно в радиовещательных приёмниках берут промежуточную частоту от 445 до 470 кГц.

Особенно сильно сказываются зеркальные помехи на коротких волнах вследствие того, что с повышением частоты сильно расширяется резонансная кривая контуров входной цепи и усилителя высокой частоты.

§ 9. Усилители промежуточной частоты

Степень усилителя промежуточной частоты состоит из лампы и полосового фильтра (двух связанных контуров), включённого в анодную цепь лампы и настроенного на промежуточную частоту.

На рис. 124а приведена его схема. Она отличается от схемы усилителя высокой частоты тем, что в анодной цепи лампы включён полосовой фильтр вместо одного контура.

По производственным соображениям и для получения устойчивой резонансной кривой применяются в полосовом фильтре одинаковые контуры.

Ёмкость контуров полосового фильтра выбирается такой величины, чтобы смена ламп (различные экземпляры ламп имеют разброс по внутренним ёмкостям) не вызвала расстройки контуров; вместе с тем эта ёмкость должна быть возможно меньшей для того, чтобы обеспечить большее усиление (чем меньше ёмкость контура, тем больше его R_x).

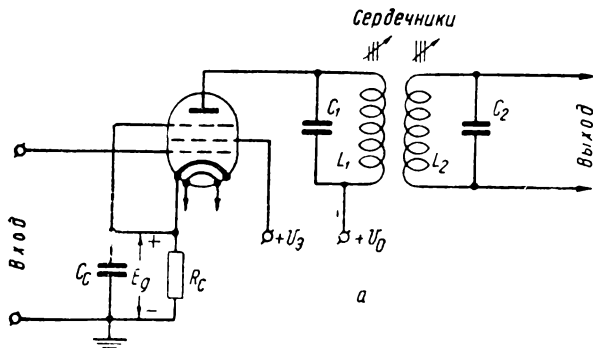
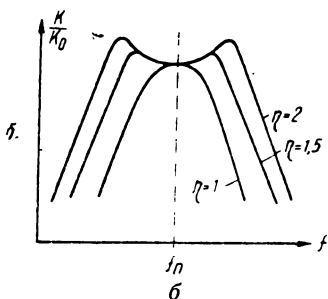


Рис. 124. Усилитель промежуточной частоты: а) схема усилителя промежуточной частоты, б) частотная характеристика усилителя промежуточной частоты

Обычно в радиовещательных приёмниках ёмкость контуров берётся порядка 120—200 мкмкф.

Настройка контуров фильтра осуществляется при помощи сердечников из карбонильного железа, которые вдвигаются в катушки. Карбонильное железо для сердечников изготавливается из мельчайших частиц чистого железа, изолированных друг от друга.

Применение железного сердечника в катушке контура увеличивает его добротность Q , так как для получения одной и той же величины индуктивности нужно взять катушку с меньшим числом витков, чем у катушки с воздушным сердечником, что приводит к уменьшению активного сопротивления катушки.

Для ещё большего уменьшения активного сопротивления катушки её выполняют из литцендрата (многожильный провод с изолированными жилами).

В современных приёмниках добротность контуров полосового фильтра имеет порядок 100—200. В последнее время карбонильные сердечники и литцендрат стали применяться не только в контурах фильтров, но и в других контурах приёмника.

Применение сердечников и литцендрата позволяет изготавливать катушки с большим значением Q при небольших их размерах.

Форма резонансной кривой полосового фильтра приближается к прямоугольной и зависит от величины η (рис. 124б). Величина η есть отношение сопротивления связи между контурами ωM к активному сопротивлению контура.

Коэффициент усиления усилителя промежуточной частоты определяется по формуле

$$K_0 = \frac{\eta}{1 + \eta^2} SR_{\alpha}.$$

Эта формула отличается от формулы коэффициента усиления преобразователя частоты тем, что вместо S_{np} берётся S .

Усилитель промежуточной частоты работает на фиксированной частоте, которая для всех принимаемых станций остаётся неизменной. Поэтому контуры фильтра настраиваются при помощи сердечников на промежуточную частоту при изготовлении приёмника на заводе и в процессе эксплуатации не перестраиваются.

Во всех супергетеродинных приёмниках применяется автоматическая регулировка усиления (АРУ), которая позволяет получить выходное напряжение приёмника мало зависящим от входного напряжения, т. е. принимать станции с разной напряжённостью поля с примерно одинаковой громкостью.

Действие АРУ основано на том, что при изменении отрицательного смещения на сетке лампы варимю изменяется её крутизна, что, в свою очередь, приводит к изменению усиления ступени (усиление любой ступени пропорционально крутизне лампы). Поэтому, если с детекторной ступени подавать через фильтр, состоящий из R и C , выпрямленное напряжение минусом на сетки регулируемых ламп варимю, стоящих в ступенях до детектора, то усиление ступеней будет зависеть от величины входного напряжения приёмника. Действительно, выпрямленное детектором напряжение пропорционально входному напряжению. Следовательно, сильный сигнал будет больше уменьшать крутизну ламп, т. е. больше уменьшать усиление приёмника, чем слабый сигнал, и этим будет поддерживаться приблизительно одинаковая громкость. Фильтр $R_c C_c$ служит

для получения постоянного напряжения смещения, не зависящего от модуляции (рис. 124а).

Для приёмников II класса работа АРУ считается нормальной, если при изменении входного напряжения приёмника в 1000 раз выходное напряжение изменяется не больше, чем в 5 раз.

§ 10. Преимущества супергетеродинов перед приёмниками прямого усиления

Основные преимущества супергетеродинных приёмников перед приёмниками прямого усиления: 1) большая чувствительность при малой зависимости от частоты диапазона; 2) высокая избирательность при хорошей полосе пропускания, мало зависящая от частоты диапазона; 3) наличие автоматической регулировки усиления; 4) простота настройки на принимаемую радиостанцию.

Недостатки супергетеродинов: 1) относительно сложная схема, 2) появление зеркальных помех.

Как известно, усиление любой высокочастотной ступени зависит от частоты, так как в зависимости от частоты изменяется эквивалентное сопротивление R_{α} колебательного контура. В супергетеродинных приёмниках усиление изменяется с изменением частоты настройки только во входной цепи и в ступени усилителя высокой частоты. Ступени преобразователя частоты и усилителя промежуточной частоты настроены на фиксированную частоту и их коэффициент усиления не зависит от частоты принимаемого сигнала; кроме того, приёмники супергетеродинного типа строятся так, что основное усиление в них получается на промежуточной частоте.

Следовательно, большая чувствительность у супергетеродинных приёмников получается вследствие того, что основное усиление принимаемого сигнала происходит на фиксированной промежуточной частоте, одинаковой для всех принимаемых станций. По той же причине получается малая зависимость чувствительности от частоты диапазона.

Применение в усилителе промежуточной частоты полосовых фильтров позволяет получить резонансную кривую, приближающуюся к прямоугольной, что даёт возможность получить высокую избирательность при хорошей полосе пропускания. В процессе настройки на станцию изменяется настройка только в ступенях, стоящих до преобразователя частоты; поэтому избирательность и полоса пропускания мало зависят от частоты диапазона, так как в основном избирательность и полоса пропускания определяются преобразователем частоты и усилителем промежуточной частоты.

Применение автоматической регулировки позволяет получить выходную мощность приёмника мало зависящей от напряжённости поля радиостанции.

Для получения одноручечной настройки супергетеродина применяется агрегат переменных конденсаторов, и сопряжение контуров супергетеродина производится на заводе.

В приёмнике прямого усиления приходится пользоваться при настройке на станцию двумя ручками: ручкой настройки и ручкой обратной связи.

Схема супергетеродинных приёмников достаточно сложна и поэтому их конструкция и регулировка на заводе сложны.

В настоящее время благодаря своим высоким качествам супергетеродинные приёмники получили весьма широкое распространение.

§ 11. Радиопомехи и борьба с ними

Радиопомехи бывают следующих видов: 1) промышленные помехи, 2) атмосферные помехи, 3) пассивные помехи (замирания), 4) помехи, вызываемые внутренними шумами приёмника.

Промышленные помехи получаются при замыкании или размыкании электрических цепей. В этих цепях возникают электрические разряды, содержащие большой спектр синусоидальных колебаний. Эти колебания воспринимаются антенной и создают при приёме сильные трески и шумы, делая иногда приём станции невозможным.

Очаги промышленных помех: 1) трамваи, троллейбусы и автомашины, 2) медицинские приборы, 3) световые рекламы, 4) бытовые приборы и т.д.

Мешающее действие промышленных помех возрастает с увеличением длины принимаемой волны.

В больших городах очагов таких помех очень много и поэтому радиоприём в городах сильно затруднён.

Основные способы борьбы с промышленными помехами таковы: 1) удаление радиоприёмного устройства из города (приёмные радиоцентры строятся вне города), 2) экранирование очагов помех, 3) применение специальных антенн и 4) применение в приёмнике шумоподавителей.

Наиболее эффективный способ борьбы с промышленными помехами—это удаление приёмного устройства за город, где этих очагов помех нет.

Атмосферные помехи вызываются двумя причинами:

- 1) электрическим разрядом в атмосфере (молния),
- 2) электризацией антенны.

Если антенна изолирована от земли, как это имеет место при ёмкостной связи контура с антенной, то электризация атмосферферы приводит к появлению на антенне значительного статического заряда. Этот заряд разряжается на землю за счёт несовершенства изоляции антенны и вызывает в цепи антенны паразитные токи, могущие создать большие помехи радиоприёму.

Меры борьбы с атмосферными помехами:

1) применение антенн с остронаправленным действием. Экспериментально установлено, что основные атмосферные помехи приходят с определённых направлений. Поэтому остронаправленная антенна, соответствующим образом ориентированная, даст возможность ослабить влияние атмосферных помех;

2) применение индуктивной связи контура с антенной (для исключения влияния электризации антенны).

Пассивные помехи бывают двух видов: 1) суточные и сезонные изменения напряжённости поля радиостанций, 2) замирание. Борьба с первым видом помех осуществляется путём выбора для разного времени суток и сезона определённых волн, имеющих хорошую проходимость для данного времени суток или сезона. Борьба со вторым видом помех осуществляется с помощью так называемого спаренного или строенного приёма. В этом случае приём ведётся на несколько антенн, расположенных на некотором расстоянии друг от друга так, что, когда в одной из антенн напряжение падает из-за ослабления напряжённости поля сигнала, в другой антенне напряжение возрастает; каждая из антенн может работать на отдельный приёмник и выходы приёмников соединяются вместе. На выходе приёмников напряжение сигналов будет иметь некоторую среднюю величину.

Внутренние шумы приёмников делятся на два вида: 1) контурные и 2) ламповые. Контурные шумы образуются из-за появления переменного напряжения на первом контуре приёмника, вызванного тепловым движением электронов в проводах катушки и конденсатора и затем усиленного всеми ступенями приёмника. Ламповые шумы происходят из-за дробного эффекта (неравномерность эмиссии).

ГЛАВА 7

ШИРОКОВЕЩАНИЕ

§ 1. Системы широко вещания

К двадцатому году текущего столетия были разработаны достаточно совершенные электронные лампы, усилители высокой и низкой частоты, были сконструированы мощные телефонные радиопередатчики, обеспечивающие дальность действия в сотни километров, была усовершенствована техника приёмных устройств, позволившая получать недорогие, простые в эксплуатации, уверенно действующие приёмники.

При этих условиях естественно возникла мысль использовать эту технику для организации передачи населению информации и концертных выступлений, т.е. организации широко вещания.

Вначале для широко вещания использовались те же технические средства, что и для радиотелефонной связи. Однако, с развитием вещательной сети стали возникать новые, специфические для этого вида связи требования.

Так например, в телефонной связи для обеспечения хорошей артикуляции достаточно передавать полосу частот от 300 до 3000 *гц*. В широко вещании, где спектр частот передаваемых музыкальных инструментов занимает полосу от 30 до 16 000 *гц*, для обеспечения художественности звучания требуется, по крайней мере, передача полосы частот от 50 до 10 000 *гц*. Это вызвало необходимость разработки и применения специальных широкополосных микрофонов, усилителей, громкоговорителей и выдвинуло ряд дополнительных требований ко всему вещательному тракту.

Точно так же требования в отношении разнообразия и удешевления программ вещания вызвали необходимость разработки и внедрения аппаратуры для использования различных видов звукозаписи—граммофонных пластинок, тонфильмов, магнитной записи. Возникла необходимость в оборудовании специальных помещений—студий для обеспечения высокого качества звучания передаваемых программ и т.д. Всё это привело к тому, что постепенно техника широко вещания стала самостоятельной и весьма отличной от техники радиосвязи.

В настоящее время применяются три системы широковещания: а) без проводов (радиовещание), б) по проводам и в) смешанная, представляющая собой комбинацию радиовещания и вещания по проводам.

На рис. 125 приведены скелетные схемы всех трёх систем широковещания.

Рис. 125а изображает схему широковещания без проводов. В этой системе при помощи микрофона или прибора для воспроизведения звукозаписи звуковые колебания превращаются в электрические колебания, которые усиливаются и подаются на радиостанцию. Здесь они преобразуются в электромагнитные колебания высокой частоты и излучаются в окружающее пространство. Приём такой передачи может осуществляться всеми радиоприёмниками, находящимися в зоне действия передающей радиостанции. В этих условиях количество приёмных точек практически не ограничено. Если приёмник находится в зоне действия нескольких передающих радиостанций, то путём перестройки его можно принимать любую из них. Таким образом, такая система обеспечивает абоненту возможность выбора программ.

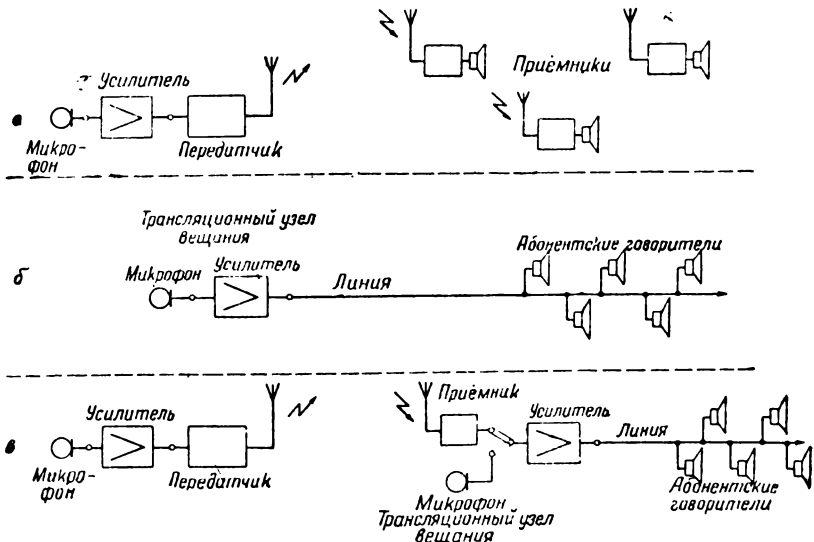


Рис. 125. Скелетные схемы систем широковещания: а) радиовещание, б) проводное вещание, в) смешанное вещание

На рис. 125б приведена схема системы широковещания по проводам. Здесь отсутствует высокочастотная часть. Передающим пунктом является трансляционный узел вещания, у которого тракт звуковой частоты заканчивается мощным усилителем. У слушателей вместо радиоприёмников устанавливаются только громкоговорители, которые проводными ли-

ниями подключаются к выходу усилителя. Усилитель обеспечивает абонентские установки необходимой энергией для громкоговорящего приёма. В этой схеме количество приёмных точек ограничивается мощностью усилителя. Абоненты не имеют возможности выбора программ, так как получают только ту программу, которая даётся им с узла.

Рисунок 125в представляет схему смешанной системы ширококовещания. Как видно из этого рисунка, программа, передаваемая радиостанцией, принимается на узле, где высокочастотные сигналы превращаются в низкочастотные и усиливаются до необходимой мощности. Далее сигналы передаются абонентам по проводам, как и в системе вещания по проводам.

Помимо трансляции вещания, передаваемого радиостанциями, такой узел может передавать и свою собственную программу.

У нас в Союзе наибольшее распространение получила смешанная система ширококовещания. Объясняется это тем, что: 1) обеспечив узел высококачественным радиоприёмником, можно в любом пункте нашей страны получить хороший приём программ центральных радиостанций и передать их абонентам с достаточной громкостью звучания; 2) оборудование узла обеспечивает возможность передачи собственной программы, что особенно важно для районных центров, фабрично-заводских посёлков, колхозов и т. д.; 3) абонентская установка получается очень простой и дешёвой — вместо сложного радиоприёмника, требующего электропитания, устанавливается только громкоговоритель.

Особенно оправдала себя такая система во время войны, когда трансляционные узлы были использованы для системы оповещения МПВО.

§ 2. Вещательные студии

К студиям, используемым в ширококовещании, предъявляются два основных требования:

1) обеспечение достаточной звукоизоляции, т. е. защита микрофона от проникновения посторонних шумов (из соседних помещений, с улицы);

2) акустическое оборудование студии должно обеспечить хорошее качество звучания исполняемой перед микрофоном программы.

Практически установлено, что лучшими оказались студии, построенные в так называемом „золотом сечении“, т. е. так, что их длина l относится к ширине b , как ширина b относится к высоте h

$$l : b = b : h = 1,62.$$

Количество исполнителей, которых можно допускать в студию для одновременного участия в передаче, ограничива-

ется объёмом помещения. Это количество определяется следующей экспериментально установленной формулой

$$N = \frac{V - 55}{21},$$

где N — число исполнителей, а V — объём студии в куб. м. Небольшие отклонения от получающихся по этой формуле значений не сказываются на качестве передачи.

§ 3. Звукоизоляция и виброизоляция студий

Вопрос защиты микрофона от посторонних шумов разбивается на две части: непосредственно „звукоизоляцию“, т. е. защиту от проникновения в студию звуков с улицы или соседних помещений, и „виброизоляцию“, т. е. защиту от вибраций, создаваемых проходящими мимо студий трамваем, машинами и пр., и станками, установленными в соседних помещениях.

Для обеспечения звукоизоляции студийных помещений необходимо делать стены, пол и потолок достаточно толстыми, массивными, из материалов с малой звукопроводностью (кирпич, шлакобетон и т. д.). Наружные окна в студии делать не рекомендуется, так как они ухудшают звукоизоляцию. Если же окон избежать невозможно, то они должны иметь двойные или тройные рамы с толстыми стёклами, плотно закреплёнными на резиновых прокладках. Вход в студию должен быть устроен через тамбур, двери должны быть массивными с уплотняющими резиновыми подушками по периметру притвора. Размер тамбура должен быть достаточным для того, чтобы, войдя в него, можно было одну дверь закрыть до того, как открыть другую. Помимо этого, должны быть приняты меры против проникновения шумов через систему вентиляции и отопления.

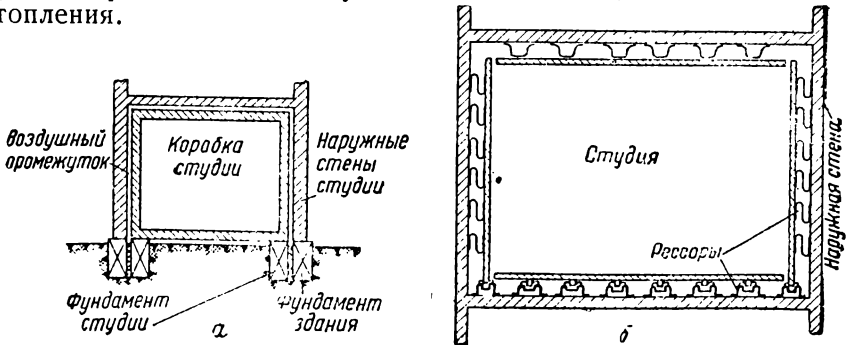


Рис. 126. а) Схема устройства студии на самостоятельном фундаменте, б) схема подвески студии на рессорах

Защита от вибраций, передаваемых через элементы конструкций здания, может быть достигнута путём устройства

студии на самостоятельном фундаменте, не связанном с общим фундаментом здания, как это схематически показано на рис. 126а. Как видно из этого рисунка, коробка студии изолирована воздушной прослойкой от основных стен здания и опирается на самостоятельный фундамент. Такое устройство обеспечивает достаточную защиту от вибраций, передаваемых через элементы конструкций здания.

Значительно более совершенной является защита от проникновения вибраций в студию путём подвески её коробки на стальных рессорах (рис. 126б). Как видно из этого рисунка, пол, стены и потолок студии прикрепляются к внешней коробке при помощи стальных рессор. Упругая связь ограждений студии с внешней коробкой является хорошей защитой от проникновения внешних шумов. Такие конструкции получили название „плавающих“.

§ 4. Студийная акустика

А. Явление реверберации

Если сравнивать звучание на открытом воздухе и в закрытом помещении, то нетрудно заметить, что голоса и инструменты, которые в закрытом помещении звучат громко и приятно, на открытом воздухе кажутся слабыми и „сухими“. Так, например, если на самых отдалённых местах концертного зала можно хорошо слышать звучание скрипки или негромкие реплики исполнителей, то на открытом воздухе на таком же расстоянии от источника звука его либо совершенно не слышно, либо он едва различим, а само звучание кажется менее приятным, чем в закрытом помещении.

Объясняется это тем, что на открытом воздухе вся звуковая энергия рассеивается в окружающем пространстве и на слух действуют только прямые волны. В закрытом же помещении звуковые волны, достигая стен, пола и потолка, отражаются от них. В результате этого слушатель воспринимает суммарную мощность звуковых колебаний как прямых, так и отражённых, что улучшает слышимость. Необходимо отметить, что каждое отражение звуковых колебаний сопровождается некоторой потерей энергии в результате звукопоглощения, которым обладают все материалы. Поэтому процесс отражения будет повторяться до тех пор, пока вся звуковая энергия не будет полностью поглощена. Поскольку скорость распространения звука относительно невелика, то между воздействием прямых и отражённых волн получается некоторая разность во времени. Если эта разность во времени не очень велика, то звучание становится более протяжным и приятным. Если же разность во времени относительно велика, то звук становится гулким, а речь в этом случае может стать неразборчивой. Из сказанного следует, что если в закрытом по-

мещении какой-либо источник звука прекратит своё действие, то ещё некоторое время после этого в помещении будет существовать звучание, вызываемое отражённой звуковой энергией. Это остаточное „послезвучание“ называется явлением „реверберации“.

Графически процесс нарастания и затухания звука показан на рис. 127. В некоторый момент времени t_0 начинает действовать источник звука. В течение промежутка времени $t_1 - t_0$ звук нарастает до такого значения, при котором потери звуковой энергии будут компенсироваться энергией, даваемой источником звука. После момента t_1 , пока источник звука работает, звуковая энергия и звуковое давление будут оставаться постоянными. Если в момент t_2 источник звука прекратил своё действие, то звук исчезнет не сразу, а постепенно в течение отрезка времени $t_3 - t_2$. В течение этого периода времени звуковая энергия, накопившаяся в помещении, будет продолжать двигаться от одной отражающей поверхности к другой, постепенно затухая.

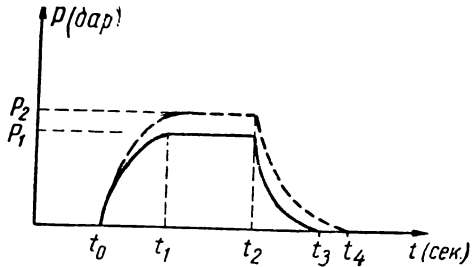


Рис. 127. Графическое изображение нарастания и затухания звука

Отрезок времени $t_3 - t_2$ называется временем остаточного послезвучания или временем реверберации. Время реверберации зависит от частоты и громкости или силы звука. Так например, если звуковое давление возрастает не до значения P_1 , а до P_2 (рис. 127), то очевидно, что время реверберации в этом случае будет $t_4 - t_2$, т. е. больше, чем $t_3 - t_2$. Из этого следует, что реверберацию разных помещений можно сравнивать либо при одинаковых начальных громкостях, либо при условии, что звуковая энергия или громкость убывает на одну и ту же величину. Второй метод более удобен.

Помимо громкости большое значение имеет частота звуковых колебаний. Энергия звуковых колебаний высокой частоты затухает значительно быстрее, чем энергия колебаний низкой частоты. Поэтому сравнение реверберации должно производиться на одной и той же частоте. В связи с этим для сравнения ревербераций различных помещений введено понятие о „стандартной реверберации“. Временем стандартной реверберации помещения называется отрезок времени, в течение которого звук с частотой 512 гц затухает в помещении на 60 дб, т. е. в 1000 раз по звуковому давлению или в миллион раз по силе звука.

Опыт показывает, что качество звучания сильно зависит от реверберации помещения. Всякое звучание в зависимости от его мощности и характера требует своего оптимума реверберации и определённой её частотной характеристики. Работами наших акустиков — С. Я. Лившица, С. Н. Ржевкина, И. Г. Дрейзена и др. — установлено, что для речевых передач, художественного чтения наилучшее звучание получается при времени реверберации порядка 0,6 — 0,7 сек, причём эта реверберация должна быть одинаковой на всех частотах и для любого объёма студий в пределах от 200 до 2000 куб. м. Для хорошего звучания музыкальных передач частотная

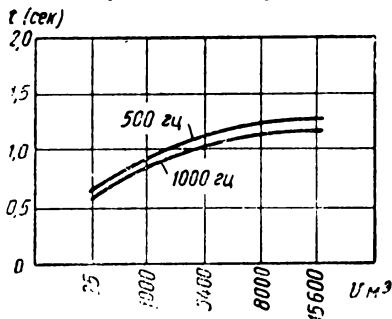


Рис. 128. Кривые зависимости оптимальной реверберации от объёма студии

характеристика реверберации должна быть криволинейной, имея наименьшее значение на средних частотах и возрастающая в сторону низких и высоких частот. Кроме того, время оптимальной реверберации в этом случае возрастает вместе с объёмом помещения. На рис. 128 приведены кривые зависимости времени оптимальной реверберации от объёма для студий музыкального вещания. Как видно из этого рисунка, в зависимости от

объёма студии время реверберации изменяется почти вдвое.

Необходимо отметить, что время оптимальной реверберации не является критической величиной и небольшие отклонения в ту и другую сторону от требующихся значений не влияют заметно на качество звучания.

Б. Акустическое оборудование студий

Выше было указано, что время реверберации помещения зависит от величины поглощения энергии при отражении звуковых колебаний. Поэтому для того, чтобы в студии создать оптимум реверберации необходимо создать в ней такие условия, при которых существовало бы определённое звукопоглощение.

Поглощение звуковой энергии производится материалами, которыми покрыты пол, стены и потолок, а также людьми и предметами, находящимися в студии. Величина звукопоглощения зависит от материала, состояния его поверхности и частоты звуковых колебаний. Экспериментально установлено, что мягкие материалы являются лучшими звукопоглотителями, чем твёрдые; материалы с шероховатой поверхностью

поглощают больше энергии, чем гладкие, и даже один и тот же материал в зависимости от обработки его поверхности, может обладать различным звукопоглощением. Так, например, неокрашенная штукатурка имеет звукопоглощение почти в два раза большее, чем окрашенная масляной краской.

За единицу звукопоглощения принимается 1 кв. м открытого окна, так как вся звуковая энергия, падающая на эту поверхность, полностью поглощается и не отражается обратно.

Величина звукопоглощения всех материалов характеризуется „коэффициентом звукопоглощения“, который показывает, какую часть энергии (в единицах открытого окна) поглощает 1 кв. м поверхности материала. Все материалы имеют коэффициент звукопоглощения, меньший единицы. Число единиц звукопоглощения, даваемого каждым материалом, может быть определено умножением коэффициента звукопоглощения на площадь поверхности этого материала. Так например, если коэффициент звукопоглощения $a = 0,3$, а поверхность материала $S = 12$ кв. м, то получаемое число единиц звукопоглощения $A = 0,3 \cdot 12 \approx 4$.

При проектировании акустического оборудования студий основная задача заключается в том, чтобы, задавшись временем и характеристикой реверберации, так подобрать звукопоглощающие материалы, чтобы были обеспечены требуемые условия звучания.

В качестве звукопоглощающих материалов используются ковры, тяжёлые портьеры, специальная пористая штукатурка, металлические или деревянные панели с перфорацией и специальные материалы — арборит, инсулит и т. д., имеющие относительно большой коэффициент звукопоглощения.

Для приближённых подсчётов времени реверберации можно пользоваться следующей формулой:

$$T = \frac{0,164V}{a_1S_1 + a_2S_2 + a_3S_3 + \dots},$$

где T — время реверберации в сек,

V — объём помещения в м³,

a_1, a_2, a_3 и т. д. — коэффициенты звукопоглощения отдельных материалов, а

S_1, S_2, S_3 и т. д. — соответственно площади этих материалов в кв. м.

Знаменатель этого выражения представляет собой полное число единиц звукопоглощения в данном помещении.

Необходимо отметить, что люди, находящиеся в помещении, также являются звукопоглотителями. Каждый взрослый человек эквивалентен, примерно, 0,5 кв. м открытого окна. Таким образом, при расчётах в знаменатель формулы следует доба-

вить число единиц звукопоглощения, получающееся в помещении за счёт людей.

Для обеспечения хорошего качества звучания, помимо оптимальной реверберации, необходимо создать условия равномерного распределения звуковой энергии во всём объёме студии. Это требование вызывается следующим. В некоторых случаях расстояние между двумя противоположными плоскопараллельными стенами студии может равняться (точно или приближённо) целому числу полуволн одной или нескольких звуковых частот. Вследствие этого во время отражения звуковых колебаний в пространстве между этими стенами возникнут стоячие волны этих звуковых частот, т. е. их громкость окажется различной в разных точках студии в зависимости от положения узлов и пучностей стоячих волн.

При этих условиях микрофон, через который производится передача, в зависимости от его расположения, может воспринимать частоты стоячих волн с ненормальной громкостью (слишком громкими в пучностях и сильно ослабленными в узлах колебаний), что приведёт к искажениям передачи.

Для того, чтобы микрофон воспринимал все частоты с нормальной громкостью, звуковая энергия должна быть хорошо перемешана во всём объёме студии. Достигается это различными способами. В некоторых случаях сечение студий делают в виде трапеции, т. е. с непараллельными стенами; в студиях прямоугольного сечения устраивают ребристые стены или пилоны, кессонируют потолок и т. д.

В последнее время стали устраивать на стенах студий выпуклые полуцилиндрические поверхности с разными радиусами кривизны. Звуковая энергия, отражаясь от этих поверхностей в разных направлениях, будет хорошо перемешиваться, что создаст весьма равномерное звуковое поле во всём объёме студии.

На трансляционных узлах вещания обычно устраивается одна небольшая студия. На узлах малой мощности она имеет площадь порядка 10—20 кв. м, а на узлах большей мощности 20—40 кв. м при высоте 3—3,5 м. Поскольку такие студии предназначаются преимущественно для речевых передач (передачи информации), то длительность их реверберации не должна превышать 0,3—0,4 секунды, т. е. эти помещения должны быть хорошо заглушены.

В. Устройство переменной реверберации

В практике широко вещания часто приходится из одной и той же студии производить передачи, отличающиеся как количеством исполнителей, так и характером (музыкальные, литературно-драматические и т. д.).

Для обеспечения оптимальных условий звучания необходимо для каждой из таких передач создавать условие оптимальной реверберации, иными словами, в студии желательно иметь возможность изменять время реверберации. Это может быть достигнуто путём изменения числа единиц звукопоглощения.

В настоящее время разработан ряд способов, позволяющих легко изменять время реверберации. Наиболее часто с этой целью применяются передвижные щиты, закрывающие или открывающие материалы с большим звукопоглощением, или раздвижные портьеры из тяжёлых материалов.

На рис. 129 показана схема регулировки времени реверберации при помощи раздвижных щитов.

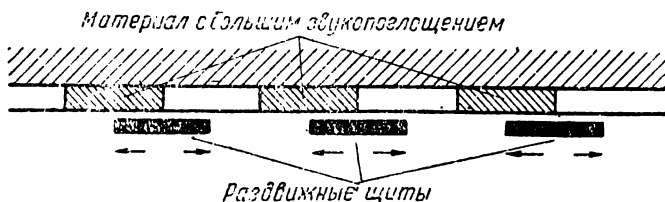


Рис. 129. Схема устройства переменной реверберации с раздвижными щитами

При передвижении этих щитов открывается в большей или меньшей степени материал с большим звукопоглощением, что обеспечивает плавное изменение времени реверберации помещения.

§ 5. Микрофоны

Для преобразования звуковых колебаний в электрические в широковещании применяются специальные типы микрофонов, которые обладают весьма высокими качественными показателями.

Основные требования, предъявляемые к микрофонам, следующие:

а) высокая чувствительность, т. е. получение возможно большего электрического напряжения на зажимах микрофона при одном и том же звуковом давлении. Чувствительность измеряется в милливольтх на бар;

б) широкая полоса пропускаемых частот;

в) равномерность частотной характеристики, т. е. возможно одинаковая чувствительность на всех звуковых частотах;

г) возможно малые искажения как за счёт нелинейности амплитудной характеристики, так и за счёт шумов, создаваемых некоторыми типами микрофонов.

А. Микрофон ММ-2

Угольный микрофон ММ-2 хронологически является одним из первых микрофонов, появившихся в широковещании. Благодаря его высокой чувствительности, простоте устройства и дешевизне он получил очень широкое распространение и, хотя обладает рядом существенных недостатков, ещё сохранился в оборудовании трансляционных узлов вещания.

Микрофон ММ-2 устроен следующим образом (рис. 130а). В стеатитовой колодке 1 имеется углубление 7, через которое проходят два контактных стержня 5. К этим стержням прикреплены угольные колодки 6.

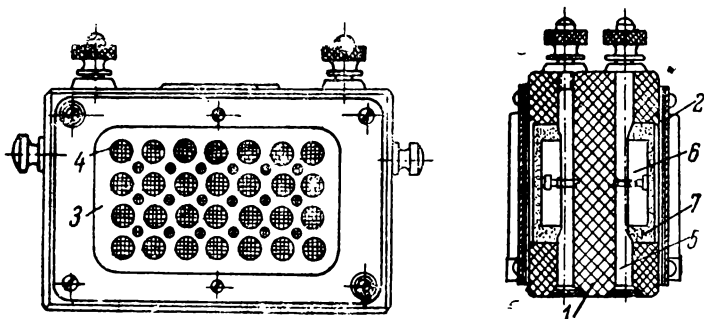


Рис. 130а. Устройство угольного микрофона ММ-2

В углубление 7 засыпается угольный порошок, создающий контактный слой между обоими стержнями. Сверху углубление закрывается мембраной из прорезиненного шёлка 2, которая для предохранения от повреждений закрывается металлической сеткой 4 и крышкой из перфорированного железа 3.

Работа микрофона происходит следующим образом.

Микрофон последовательно с первичной обмоткой трансформатора включается на зажимы батареи напряжением 12 в (рис. 130б). При отсутствии звуковых колебаний в цепи микрофона устанавливается некоторый постоянный ток I_0 , величина которого в основном определяется контактным сопротивлением угольного порошка микрофона. Если на мембрану микрофона начнут действовать звуковые колебания, то при положительной полуволне мембрана будет прогибаться внутрь, давить на угольный порошок и улучшать его контакт. При этом сопротивление порошка уменьшится и ток через микрофон возрастёт. При отрицательной полуволне мембрана выгнется наружу, контакт между частицами порошка ухудшится, сопротивление микрофона возрастёт и, следовательно, сила тока упадёт ниже среднего значения.

Так как изменение сопротивления микрофона пропорционально звуковому давлению, то форма тока в цепи микрофона будет соответствовать форме звуковых колебаний.

Из сказанного следует, что ток в цепи микрофона получается пульсирующим. Переменная составляющая тока создаёт на вторичной обмотке микрофонного трансформатора напряжение, которое подаётся на вход усилителя низкой частоты

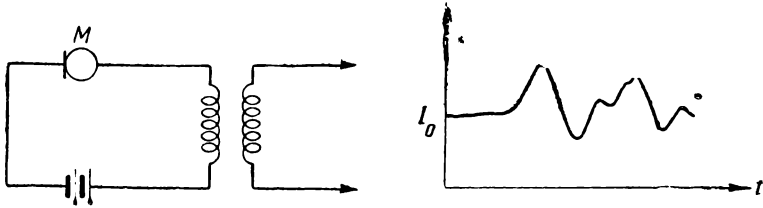


Рис. 130б. Схема включения микрофона ММ-2 и вид кривой микрофонного тока

Микрофон ММ-2 имеет относительно высокую чувствительность (10—12 мв на бар) и пропускает полосу частот от 50 до 8000 гц. Наряду с этим микрофон обладает рядом существенных недостатков. Основные из них—большая неравномерность частотной характеристики и относительно высокий уровень шумов, получающихся от самопроизвольного изменения контактного сопротивления между крупинками угольного порошка. Этот шум прослушивается во время пауз в виде характерного шипения.

Б. Конденсаторный микрофон МК-3

Действие конденсаторного микрофона может быть объяснено при помощи схемы, изображённой на рис. 131. Если к конденсатору C , соединённому последовательно с сопротивлением R , подключить источник постоянного напряжения U_B , то конденсатор зарядится и на его обкладках появится разность потенциалов $U_C = U_B$, после чего ток в цепи прекратится. Напряжение на обкладках конденсатора будет связано с полученным им зарядом Q следующим равенством:

$$U_C = \frac{Q}{C}.$$

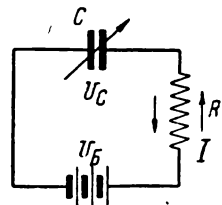


Рис. 131. Принцип действия конденсаторного микрофона

Если при этих условиях ёмкость конденсатора C изменится то, очевидно, должна измениться и разность потенциалов на

его обкладках. Так, например, если величина ёмкости конденсатора станет больше начальной, то разность потенциалов на обкладках конденсатора U_C станет меньше, чем U_B . В результате этого через сопротивление R потечёт ток от батареи к конденсатору. Если же ёмкость конденсатора изменится до величины меньшей, чем начальная, то разность потенциалов на обкладках конденсатора станет больше, чем U_B , и через сопротивление R потечёт ток в направлении от конденсатора к батарее.

Таким образом, при изменении ёмкости в ту и другую сторону от некоторого среднего значения через сопротивление R будет протекать ток переменного направления, т. е. на зажимах этого сопротивления образуется переменное напряжение. Величина этого тока или напряжения будет прямо пропорциональна величине изменения ёмкости.

Устройство конденсаторного микрофона показано на рис. 132. В дне металлического стакана 1 при помощи электроизолирующей втулки 3 закрепляется массивный электрод 2 , который является одной из обкладок конденсатора. Вторую обкладку представляет собой мембрана из дюралюминиевой фольги 4 , которая при помощи металлического кольца 5 прикрепляется к корпусу микрофона. Для предохранения мембраны от повреждений к кольцу прикрепляется металлическая сетка. На микрофон через последовательно соединённое с ним сопротивление R подаётся постоянное напряжение 160 в.

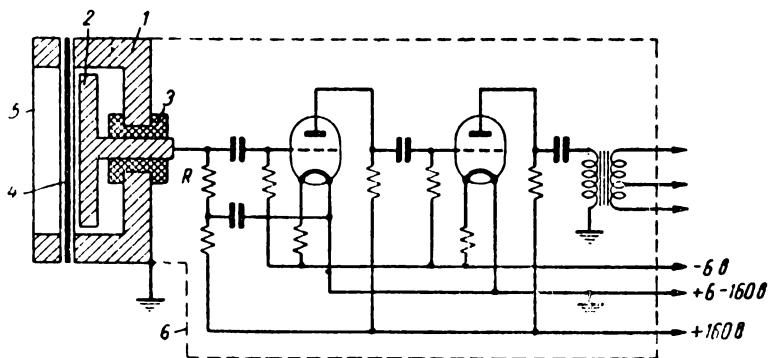


Рис. 132. Устройство конденсаторного микрофона МК-3 и схема усилителя к нему

Под давлением звуковых волн мембрана начинает колебаться; при этом изменяется расстояние между мембраной 4 и неподвижным электродом 2 , в результате чего изменяется и ёмкость конденсатора. Вследствие этого, как было описано выше, на сопротивлении R образуется переменное напряжение, форма которого соответствует воздействующим на микрофон звуко-

вым колебаниям. Чувствительность такого микрофона (т. е. напряжение, которое образуется на сопротивлении R при единице звукового давления) значительно меньше, чем у микрофона ММ-2. Конденсаторный микрофон оформляется вместе с двухламповым усилителем, у которого сопротивление R включено в цепь сетка—катод первой лампы. На выходе усилителя чувствительность получается порядка 10 мв на бар.

Микрофон пропускает полосу частот от 50 до 10 000 гц, при этом неравномерность частотной характеристики у него значительно меньше, чем у ММ-2.

Уровень шумов у него также меньше, чем у микрофона ММ-2. Здесь шумы вызываются непривольным сопротивлением R , которое имеет величину порядка 20 мгом.

В. Электродинамический микрофон с подвижной катушкой

Принцип устройства электродинамического микрофона с подвижной катушкой показан на рис. 133. Корпус микрофона 1 представляет собой постоянный магнит в виде чашки с выступающим посередине сердечником. Головка сердечника представляет собой один магнитный полюс, а край стенки чашки второй. Чашка накрывается железным кольцом 2 так, что между головкой сердечника и внутренней стороной кольца образуется узкий кольцевой воздушный зазор. Вследствие большой проницаемости железного кольца почти весь магнитный поток пройдёт через узкий воздушный зазор, образуя в нём достаточно однородное магнитное поле. К кольцу, охватывающему головку сердечника, прикрепляется тонкая, упругая мембрана 3, к которой приклеен каркасик с катушкой из тонкой проволоки 4 так, что катушка находится в зазоре между сердечником и железным кольцом. Для предохранения мембраны от повреждений микрофон снабжён сверху кольцом 5 с металлической сеткой 6. При воздействии звуковых колебаний на мембрану она приходит в колебательное движение и вместе с ней начинает колебаться каркасик с катушкой. Витки катушки при этом пересекают магнитные силовые линии и на её концах образуется переменное напряжение.

Микрофон включается на усилитель или на линию через трансформатор. Этот трансформатор имеет тороидальную форму и помещается в одном корпусе с микрофоном.

По своим качествам показателям электродинамический микрофон с подвижной катушкой является одним из лучших,

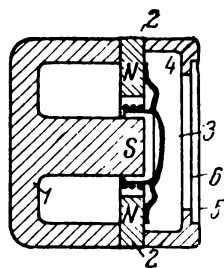


Рис. 133. Устройство электродинамического микрофона с подвижной катушкой

применяемых в радиовещании. Чувствительность его порядка $0,2 \text{ мв/бар}$. В полосе частот от 50 до 10 000 гц его частотная характеристика очень мало отличается от прямой линии. Нелинейные искажения очень малы, собственные шумы у такого микрофона отсутствуют.

Г. Ленточные микрофоны

Ленточные микрофоны бывают нескольких типов. Действие их основано на том же электродинамическом принципе, что и микрофона с подвижной катушкой.

На рис. 134 показана схема устройства ленточного микрофона. К концам подковообразного постоянного магнита *1* прикреплены два трапециевидных полюсных наконечника *3* так, что между ними образуется небольшой воздушный зазор с однородным магнитным полем.

При помощи двух планок *4*, которые электрически изолированы от корпуса магнита, в зазоре подвешена тонкая металлическая гофрированная ленточка *2*, являющаяся мембраной микрофона.

Под действием звуковых волн ленточка приходит в колебательное движение, пересекая при этом магнитные силовые линии. В результате этого на концах ленточки образуется переменное напряжение, которое будет соответствовать воздействующим звуковым колебаниям.

В отличие от рассмотренных ранее микрофонов, у которых мембрана подвергалась воздействию звуковых волн только

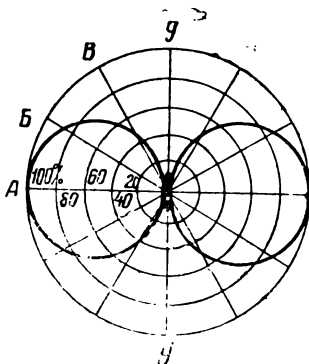
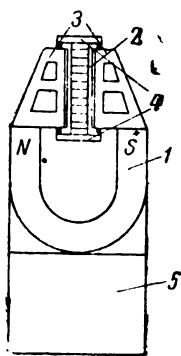


Рис. 134. Устройство ленточного микрофона и диаграмма его направленности

с одной стороны, в этом типе ленточного микрофона мембрана открыта с обеих сторон, а следовательно, с обеих сторон подвергается воздействию звуковых колебаний. Поэтому ленточка будет прогибаться не под влиянием абсолютной величины звукового давления, а под влиянием разности давлений с одной и другой стороны, которая образуется в результате

разности хода звуковых волн. Вследствие этого у рассматриваемого типа ленточного микрофона появляется направленность действия, т. е. изменение чувствительности в зависимости от угла падения звуковой волны. В этом нетрудно убедиться из

рассмотрения диаграммы, изображённой на рис. 134. Если микрофон M поместить в центр окружности так, чтобы плоскость ленточки совпала с осью $УУ$, а источник звука передвигать по окружности, то при положении источника звука в точке A разность хода звуковых колебаний до передней и задней стороны ленточки будет максимальной.

Очевидно, что в этом случае разность звуковых давлений будет также максимальной и чувствительность микрофона будет иметь наибольшее значение. Примем эту чувствительность за 100% и отложим её в таком масштабе, чтобы она равнялась радиусу окружности. Если источник звука передвинется в точку B , то очевидно, что при этом разность хода звуковых колебаний до передней и задней стороны ленточки будет меньше и, следовательно, уменьшится разность звуковых давлений, и чувствительность микрофона будет меньше 100%. Если источник звука передвинуть ещё дальше, в точку B , то разность хода, а следовательно, и разность давлений станут ещё меньше; поэтому чувствительность микрофона упадёт ещё больше. Наконец, если источник звука переместится в плоскость ленточки, то разность хода колебаний до передней и задней стенок ленточки станет равной нулю, а следовательно, и разность звуковых давлений и чувствительность микрофона будут также равны нулю.

Соединив все полученные точки, получим полярную характеристику чувствительности. Эта характеристика симметрична как относительно оси абсцисс, так и относительно оси ординат. Таким образом, получается, что характеристика направленности микрофона имеет вид восьмёрки с максимальной чувствительностью в направлении, перпендикулярном к плоскости ленточки, т. е. микрофон получается двунаправленным.

В связи с тем, что сопротивление ленточки чрезвычайно мало и напряжение, образуемое на её концах, также мало, этот микрофон имеет трансформаторный выход, причём трансформатор 5 (рис. 134) оформляется вместе с микрофоном.

Имеются типы ленточных микрофонов, у которых ленточка с одной стороны закрыта длинной трубкой. Внутри трубки на определённом расстоянии друг от друга установлены войлочные пробки. Для того, чтобы трубка не занимала много места, она свивается в змеевик. При таком устройстве звуковые волны могут воздействовать на ленточку только с одной стороны.

Наибольший интерес представляет ленточный однонаправленный микрофон. Принцип его устройства таков же, как и у описанного выше двунаправленного микрофона; разница заключается только в том, что одна часть ленточки с одной стороны закрыта трубкой 6 (рис. 135а), а вторая часть открыта с обеих сторон, как у двунаправленного микрофона.

Таким образом, получается как бы два последовательно соединённых микрофона, так как эдс обеих частей ленточки складывается. Характеристика направленности комбинированного микрофона определяется характеристиками направленности обеих частей ленточки. Закрытая часть имеет характеристику

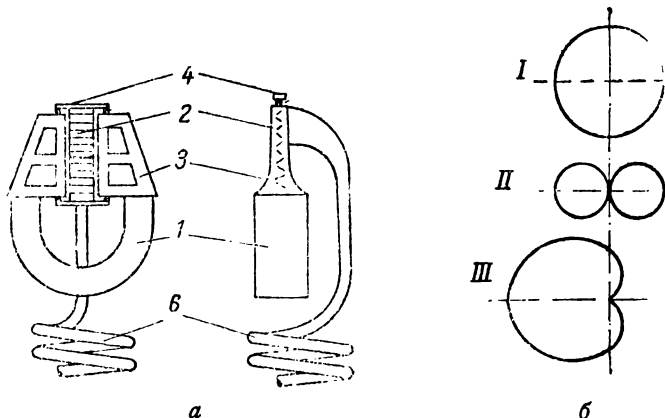


Рис. 135. Устройство однонаправленного ленточного микрофона и диаграмма его направленности

направленности в виде окружности *I* (рис. 135б), а открытая — в виде восьмёрки *II*. В результате сложения этих двух характеристик получается характеристика направленности в виде кардиоиды *III*. При воздействии звуковых колебаний с передней стороны ленточки напряжения, получающиеся на обеих её частях, будут иметь одинаковое направление, и общее напряжение на зажимах микрофона будет равняться сумме напряжений обеих частей ленточки, т. е. с этой стороны чувствительность микрофона будет максимальной.

Если звук действует в плоскости ленточки, то чувствительность закрытой части ленточки остаётся нормальной, чувствительность же второй части будет равна нулю. Следовательно, в плоскости ленточки суммарная чувствительность микрофона будет равна, примерно, половине максимальной.

При воздействии же звуковых колебаний с задней стороны ленточки напряжения на обоих концах ленточки будут, примерно, одинаковы по величине, но противоположны по фазе, так как обе части ленточки будут двигаться в противоположных направлениях. В результате этого суммарная чувствительность будет равна нулю.

Такой однонаправленный микрофон очень удобен в том случае, когда звучание исполнителей требуется оградить от попадания посторонних шумов.

По своим качественным показателям ленточные микрофоны являются лучшими из всех применяемых в ширококовещании. Они пропускают полосу частот от 50 до 10 000 гц, имеют поч-

ти прямолинейную частотную характеристику, очень малые нелинейные искажения и не создают собственных шумов. Чувствительность выпускаемого у нас в Союзе двунаправленного ленточного микрофона порядка $0,12 \text{ мв/бар}$. Чувствительность однонаправленного микрофона, примерно, в 2 раза ниже.

Д. Пьезоэлектрический микрофон

Действие пьезоэлектрического микрофона основано на использовании прямого пьезоэлектрического эффекта. В качестве пьезоэлемента в нём используются пластинки сегнетовой соли. Под влиянием давления звуковых волн пластинки претерпевают упругую деформацию, и между обкладками пьезоэлемента появляется электрическое напряжение, соответствующее по форме действующим звуковым колебаниям.

Чувствительность такого пьезоэлемента порядка $0,12—0,15 \text{ мв/бар}$; однако, вследствие того, что размер пластинок невелик (порядка 2 см^2), в микрофонах применяется набор таких элементов, соединённых последовательно. Таким образом, напряжение на микрофоне, а следовательно, и его чувствительность значительно увеличиваются. Полоса частот, пропускаемых микрофоном, очень велика—от ≈ 0 до $15\,000 \text{ гц}$.

Частотная характеристика самого микрофона имеет подъём, т. е. увеличение чувствительности на высоких частотах. Это объясняется явлением резонанса, так как частота собственных колебаний пластинок лежит в области высоких звуковых частот.

Для корректировки характеристики обычно применяются специальные усилители с завалом на высоких частотах, так что результирующая характеристика имеет очень малую неравномерность.

Нелинейные искажения ничтожно малы. Собственных шумов микрофон не имеет.

§ 6. Звукосниматели

Помимо передач выступлений при помощи микрофонов большое место в широковещании занимает воспроизведение различных видов звукозаписи. Особенно широко развито воспроизведение граммофонной записи, которое осуществляется при помощи звукоснимателей.

Звукоснимателем называется прибор, который позволяет превращать механические колебания кончика иглы, движущейся по бороздке граммофонной пластинки, в колебания электрического напряжения. Наибольшее распространение получили звукосниматели электромагнитного типа и пьезоэлектрические.

А. Электромагнитный звукосниматель

Устройство электромагнитного звукоснимателя показано на рис. 136г. К полюсам постоянного подковообразного магнита 1 прикреплены полюсные наконечники 3. При помощи упругой прокладки 4 между полюсными наконечниками закреплён железный якорёк 2, в нижнем конце которого закрепляется граммофонная игла 6. На якорёк надета катушечка 5, которая помещается в пазах полюсных наконечников.

Действие звукоснимателя объясняется следующим:

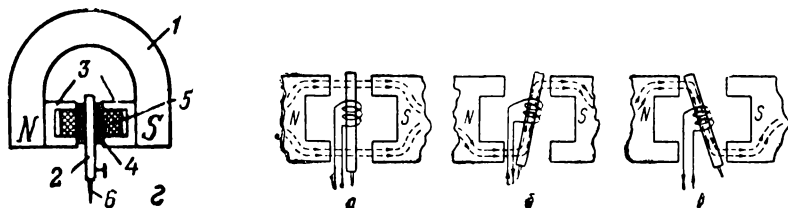


Рис. 136. Устройство и принцип действия электромагнитного звукоснимателя

Поскольку при нормальном состоянии упругая прокладка поддерживает якорь в среднем положении между полюсными наконечниками (рис. 136а), то основной магнитный поток, разветвляясь по выступам, выйдет из северного полюсного наконечника, пересечёт железный якорёк и войдёт в выступы южного полюсного наконечника; в этом случае магнитный поток вдоль тела якоря равен нулю.

Если под влиянием извилины звуковой дорожки якорь отклонится так, как это показано на рис. 136 б, то основной магнитный поток, выбирая путь наименьшего сопротивления, будет выходить из нижнего выступа северного полюсного наконечника, поднимется вверх по телу якоря и войдёт в верхний выступ южного полюсного наконечника.

Если же под влиянием извилины звуковой дорожки якорь отклонится в противоположную сторону (рис. 136в), то по указанной выше причине основной магнитный поток будет выходить из верхнего выступа северного полюсного наконечника, опустится вниз по телу якоря и войдёт в нижний выступ южного полюсного наконечника.

Таким образом, при колебаниях якоря в нём образуется переменный магнитный поток, изменяющийся не только по направлению, но и по величине, так как величина магнитного потока будет зависеть от величины отклонения якоря, т. е. от сопротивления воздушного зазора.

Поскольку якорь является сердечником катушки, то изменение его магнитного потока вызовет в катушке электродвижущую силу, т. е. на концах катушки появится переменное

напряжение, форма которого будет соответствовать форме записанных на граммофонной пластинке звуковых колебаний. Величина этого напряжения порядка 0,2 в.

Б. Пьезоэлектрический звукосниматель

Существенным недостатком электромагнитного звукоснимателя является относительно большой вес его системы, что, как известно, приводит к быстрому износу граммофонных пластинок. От этого недостатка свободен пьезоэлектрический звукосниматель, который имеет значительно меньший вес.

Устройство пьезоэлектрического звукоснимателя показано на рис. 137. Пьезоэлектрический элемент из сегнетовой соли 3 зажат одним концом в вилке 2. На конце вилки имеется трубка 4, в которой крепится граммофонная игла 1.

Действие звукоснимателя основано на использовании прямого пьезоэлектрического эффекта. При движении иглы по извилинам звуковой дорожки края вилки, нажимая на край пьезоэлемента, вызывают его изгиб, в результате чего между обкладками этого элемента появляется разность потенциалов, форма которой будет соответствовать форме записанных звуковых колебаний. Напряжение на зажимах пьезоэлектрического звукоснимателя больше чем у электромагнитного в несколько раз и обычно превышает 1 в.

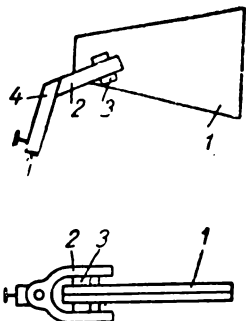


Рис. 137. Устройство пьезоэлектрического звукоснимателя

§ 7. Оборудование аппаратных

Аппаратные трансляционных узлов вещания, как правило, одной стороной примыкают к своим студиям. В этой стене устраивается звукоизолирующее окно, которое позволяет наблюдать из аппаратной за работой в студии.

В аппаратных сосредоточивается вся аппаратура коммутации — входной, промежуточной и выходной, устройства регулировки и контроля уровня сигналов, а также радиоприёмники, все усилительные устройства, выпрямители и т. д. Всё основное оборудование монтируется на стойках или в шкафах, а приборы входной коммутации, регулировки и контроля уровня чаще всего монтируются на специальном пульте, устанавливаемом у окна из аппаратной в студию. За этим пультом сидит звукооператор или техник, управляющий передачей, наблюдая через окно за происходящим в студии.

На рис. 138 приведена простейшая схема трансляционного узла вещания. Как видно из этого рисунка, источниками про-

грамм могут являться: микрофон *М*, звукосниматель *А* и радиоприёмник *Пр*. Уровень (напряжение) сигнала, даваемый каждым из этих источников программ, различен. У микрофона уровень сигнала измеряется в милливольтгах, в лучшем случае в сотых долях вольта, у звукоснимателя — в десятых долях вольта, а у приёмника можно получить уровень сигнала, измеряемый целыми вольтами. Поэтому для того, чтобы сигналы всех источников программ привести к одному уровню, микрофон и звукосниматель через входной коммутатор *вход. ком.* заводятся на предварительный усилитель *пред. ус.* Входной коммутатор позволяет переключать вход предварительного усилителя на любой из этих источников программ.

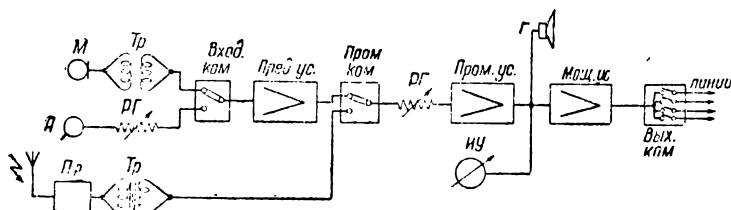


Рис. 138. Простейшая схема трансляционного узла вещания

Для того, чтобы на входе предварительного усилителя получить одинаковый уровень сигнала как от микрофона, так и от звукоснимателя, в цепь последнего включается регулятор *РГ*, который позволяет понизить уровень сигнала звукоснимателя до уровня микрофонного сигнала.

Выход предварительного усилителя и линия от радиоприёмника заводятся на промежуточный коммутатор *пром. ком.* На этот же коммутатор заводятся входы промежуточных усилителей *пром. ус.* Промежуточный коммутатор позволяет переключать сигнал любой программы на любой промежуточный усилитель (если их имеется несколько). Установленный в цепи регулятор уровня *РУ* даёт возможность по мере необходимости регулировать громкость звучания в процессе передачи.

После промежуточного усилителя следует усилитель мощности *мощ. ус.*, который доводит сигнал программы до необходимой мощности. Выход усилителя мощности заводятся на устройство выходной коммутации *вых. ком.*, куда подключены все линии, исходящие из узла. Этот коммутатор позволяет включать любую линию на выход усилителя, т. е. подать в неё программу вещания. Обычно на выход промежуточного усилителя включается ещё контрольный громкоговоритель *Г* и индикатор уровня *ИУ*, т. е. прибор, который позволяет вести объективный контроль уровня сигналов в процессе передачи.

В табл. 1 приведены основные типы усилителей, применяющиеся у нас на трансляционных узлах вещания.

Таблица 1

Усилители трансляционных узлов вещания

№ пп.	Наименование усилителя	Выходная мощность, <i>ватт</i>	Выходное напряжение, <i>вольт</i>	Назначение	Примечание
1	УБ-1	0,25	12,3	Предварительный усилитель	
2	УВ-1	2×5	30—60	Промежуточный усилитель или оконечный на узлах мощностью 10 <i>вт</i>	Имеет два самостоятельных выхода по 5 <i>вт</i> каждый
3	УБ-5-1	5	30		Умощнённый радиоприёмник с питанием от батарей
4	УП8-1, УП8-2	9	8, 20, 35, 60	Оконечный усилитель на узлах малой мощности или предварительный к мощному усилителю	Может быть умощнён до 25 <i>вт</i>
5	МТУ-25	25	30, 60 120, 235	Оконечный усилитель	
6	ВУО-30-1, ВУП-3, ВУО-30-2	30	30, 60, 120, 170	Оконечный усилитель	Может быть умощнён до 100 <i>вт</i>
7	УО-50-1	2×25 2×15	120, 240	Оконечный усилитель	Имеет два самостоятельных выхода, каждый из которых при питании переменным током даёт 25 <i>вт</i> , а при питании от аккумуляторов 15 <i>вт</i>
8	У-50	50	15, 30, 120	Оконечный усилитель	Трансляционное устройство для клубных установок
9	ВУО-100-1 ВУО-100-2	100	120, 240	Оконечный усилитель	Состоит из 2 блоков УО-50
10	УУПТ-100 (УУПТ-2)	100	30, 60, 120	Оконечный усилитель	
11	РТУ-160	100	30, 120	Комплект станционного оборудования	
12	УП-200	130	35, 70	Оконечный усилитель	Может быть умощнён до 600 <i>вт</i>
13	У-300 М	300	30—120	Оконечный усилитель	

Продолжение табл. 1

№ пп.	Наименование усилителя	Выходная мощность ватт	Выходное напряжение, вольт	Назначение	Примечание
14	ВУО-500-1 ВУО-500-3	500	120—240	Оконечный усилитель	1) Имеет переключение на выходную мощность 200 <i>вт</i> . 2) Может быть умощнен до 3 <i>квт</i>
15	ТУ-500	500	30, 60, 120, 240	Комплект станционного оборудования	Низковольтный ((30—60) выход рассчитан на мощность 200 <i>вт</i> , а высоковольтный (120—240) на 500 <i>вт</i>
16	УО-1500	1500	60, 120, 240	Оконечный усилитель	
17	ТУ-5	5000	240	Оконечный усилитель	Может работать с пониженной мощностью 3 <i>квт</i> при двух лампах в последней ступени

Мощность оконечного усилителя определяет нагрузку (количество абонентских точек), которую может питать узел. Обычно на одну точку абонентской сети, оборудованной громкоговорителями типа „Рекорд“ или аналогичными, принимают 150—200 *мвт* мощности оконечного усилителя. Так, например, от усилителя У-300 можно питать сеть в 1500—2000 громкоговорителей „Рекорд“.

На узлах малой мощности с очень короткими линиями можно снизить мощность на каждую точку до 100 *мвт*. В особенности это допустимо на узлах, питающихся от аккумуляторов или гальванических элементов.

Если сеть узла, кроме электромагнитных, содержит также и электродинамические громкоговорители, потребляющие большую мощность, то при том же числе абонентских точек мощность оконечного усилителя должна быть соответственно больше.

§ 8. Линии передачи вещания по проводам

На громкоговорители абонентов трансляционного узла вещания требуется подавать сигнал с максимальным эффективным напряжением 30 *в*.

В тех случаях, когда нагрузка узла (количество абонентов) невелика, т. е. требуется передавать относительно не-

большие токи, а трансляционные линии короткие, такое напряжение можно получить на выходе усилителя и непосредственно передавать его в абонентские линии. Если же нагрузка узла большая и линии получаются достаточно длинными, нельзя ограничиться такой простой схемой. Следует учесть, что в целях удешевления хозяйства радиофикации на этих линиях используются железные провода. Такие линии имеют большое сопротивление, и при больших нагрузках на них получается значительное падение напряжения. В этих случаях на оконечных точках не получалось бы необходимого напряжения на громкоговорителях. Поэтому в тех случаях, когда с узла нужно передавать большие мощности, применяются двухзвенные или даже трёхзвенные системы линий.

В двухзвенных системах на выходе усилителя мощности имеется трансформатор, который повышает напряжение сигналов обычно до 120 или 240 в. Под этим напряжением токи по фидерным линиям подаются в районы с определённым количеством абонентов. Абонентские линии подключаются к фидерным через понижающие трансформаторы, на вторичной обмотке которых получается необходимое напряжение 30 в.

Трёхзвенная система линий применяется в тех случаях, когда нагрузка узла настолько велика, что даже при канализации токов с напряжением 120 или 240 в получаются большие потери напряжения в сети. В этом случае напряжение токов звуковой частоты на узле с помощью специальных трансформаторов повышается до 720 или 960 в (иногда даже выше) и подаётся на районные трансформаторные подстанции. Здесь это напряжение понижается до 240 или 120 в и уже далее токи распределяются по абонентской сети, как в двухзвенной системе.

Конструктивно линии разделяются на два типа: столбовые, у которых провода подвешиваются на столбах, и стоечные, у которых провода подвешиваются на металлических стойках, устанавливаемых на крышах зданий.

Сети вещания по проводам — двухпроводные, т. е. путь сигнала от узла до абонента и обратно осуществляется по металлическим проводам. Ввод к абоненту осуществляется двухпроводной линией, в которую последовательно с громкоговорителем, включается специальное сопротивление — ограничитель порядка 250—500 ом. Такой ограничитель устанавливается для того, чтобы в случае короткого замыкания при порче громкоговорителя или его шнура не оказалась короткозамкнутой вся абонентская линия. При отсутствии ограничителя короткое замыкание у одного из абонентов сразу понижает напряжение всей абонентской линии почти до нуля, т. е. выводит из строя всех абонентов, питающихся от этой линии.

§ 9. Громкоговорители

Громкоговорители, применяемые в абонентской сети трансляционных узлов вещания, по принципу действия разделяются на три основные группы: электродинамические, электромагнитные и пьезоэлектрические. Наибольшее распространение получили электромагнитные громкоговорители, так как они весьма дешёвы и потребляют малую мощность. Электродинамические громкоговорители, хотя и обеспечивают более высокое качество звучания, более дороги и потребляют большую мощность. Пьезоэлектрические громкоговорители дешёвы, потребляют, примерно, такую же мощность, как и электромагнитные говорители типа „Рекорд“, однако, не обеспечивают достаточно хорошего звучания.

А. Электродинамические громкоговорители

Электродинамические громкоговорители бывают двух типов: с постоянными магнитами и с возбуждением или, как иначе их называют, с подмагничиванием. Устройство электродинамического громкоговорителя с постоянным магнитом показано на рис. 139а.

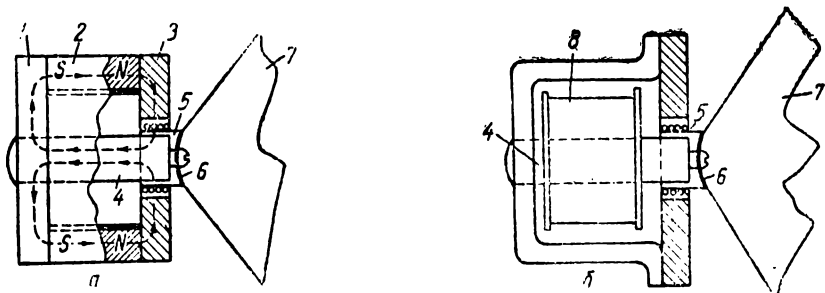


Рис. 139. Устройство электродинамических громкоговорителей

Между двумя железными пластинами 1 и 3 зажато кольцо из магнитного сплава 2, представляющее собой постоянный магнит. В центре пластины 3 имеется круглое отверстие, в которое входит головка сердечника 4, второй конец которого закреплён в пластине 1.

Между головкой сердечника и краем пластины 3 образуется кольцевой воздушный зазор, в котором будет иметь место радиальное магнитное поле. В этом зазоре помещается каркасик с катушечкой из тонкой проволоки 5, жёстко скреплённый с диффузором 7. При помощи упругой центрирующей шайбы 6 вся подвижная система прикрепляется к головке сердечника.

Действует громкоговоритель следующим образом.

При пропускании по катушечке тока звуковой частоты вокруг её витков образуется переменное магнитное поле. Это поле, взаимодействуя с постоянным полем в зазоре, вызывает колебательное движение катушечки, частота и размах которого будут соответствовать частоте и силе подводимого тока. Каркасик катушечки, жёстко связанный с диффузором 7, передаёт эти колебания последнему; движения же диффузора вызывают колебания окружающего воздуха.

Обычно диффузорные громкоговорители с постоянными магнитами изготавливаются на небольшие мощности: от 0,3 до 3 *вт*. Более мощные громкоговорители с постоянными магнитами встречаются относительно редко.

Электродинамический громкоговоритель с возбуждением (подмагничиванием) (рис. 139б) отличается от описанного выше тем, что его головка не имеет постоянного магнита. Для получения в зазоре постоянного магнитного потока здесь применяется надета на сердечник катушка 8 с большим числом витков тонкой проволоки, через которую пропускается постоянный электрический ток. Благодаря этому сердечник намагничивается и в воздушном зазоре образуется постоянный магнитный поток. В остальном этот громкоговоритель как по устройству, так и по принципу действия подобен громкоговорителю с постоянным магнитом. Громкоговорители с возбуждением изготавливаются на различные мощности от 0,5 *вт* до нескольких ватт. Недостатком этих говорителей является то, что для питания катушки подмагничивания требуется источник постоянного тока.

Б. Громкоговоритель типа „Рекорд“

Громкоговоритель типа „Рекорд“ является громкоговорителем электромагнитного типа. Устройство его показано на рис. 140.

Два подковообразных постоянных магнита 1 расположены параллельно друг над другом так, что их одноимённые полюсы обращены в одну сторону. При помощи двух железных букв 2 между одной парой полюсов зажат конец плоского стального якоря 3, второй конец которого находится в зазоре между полюсными наконечниками 4, прикреплёнными ко второй паре полюсов магнитов. На полюсные наконечники надеты катушечки из тонкой проволоки 5. В середине якоря с одной стороны закреплена стальная игла 6, конец которой при помощи ниппеля 7 прикрепляется к диффузору 8. С другой стороны к якорю приварена пружинка 9, в которую упирается регулировочный винт 10.

Вся система скрепляется болтами при помощи двух металлических щёчек 11 из немагнитного материала. Действует

громкоговоритель следующим образом. При помощи регулирующего винта 10 якорь устанавливается в таком положении, чтобы его свободный конец находился посередине зазора между полюсными наконечниками. В этом положении воздействие

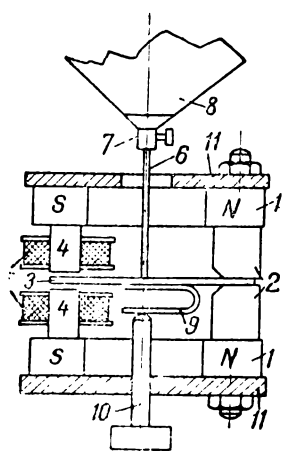


Рис. 140. Устройство громкоговорителя „Рекорд“

обоих полюсов на конец якоря будет одинаковым и, поскольку силы притяжения будут равны и направлены в противоположные стороны, якорь будет оставаться на месте. Катушечки, надетые на полюсные наконечники, соединены между собой последовательно так, что при пропускании по ним тока магнитный поток с одной стороны увеличивается, а с другой уменьшается. При этих условиях якорь будет отклоняться в ту сторону, с которой сила притяжения будет больше. При перемене направления тока на обратное сила притяжения станет больше с другой стороны и якорь отклонится в обратную сторону. Если эти катушечки питать переменным током звуковой частоты, якорь придёт в колебательное движение. При помощи иглы эти колебания будут передаваться диффузору, который вызовет колебания окружающего воздуха.

Громкоговоритель „Рекорд“ обладает невысокими качественными показателями. Единственным его достоинством является очень большая экономичность по питанию. Для нормальной его работы достаточно подводить к нему мощность звуковой частоты порядка 100 мвт, т. е. около 0,1 вт. К серьёзным недостаткам этого громкоговорителя относится то, что амплитуда его колебаний ограничена очень узким пространством в зазоре между концами якоря и полюсными наконечниками.

В. Электромагнитные громкоговорители с неограниченной амплитудой колебаний

У нас в СССР было выпущено несколько типов электромагнитных громкоговорителей с неограниченной амплитудой колебаний; к ним относятся громкоговорители типа Ф-3, индукторные и другие.

Устройство и принцип действия таких громкоговорителей показаны на рис. 141. К концам постоянного подковообразного магнита 1 прикреплены два полюсных наконечника 3, так что между ними образуется узкий воздушный зазор. Под этим зазором находится железный якорёк 2, который пружинкой 7 прикреплён к планке из немагнитного материала 8. На якорёк

надета звуковая катушка 9, имеющая достаточно широкое центральное отверстие, чтобы якорь мог в ней свободно колебаться. К якорю одним концом прикреплена игла 4, второй конец которой при помощи ниппеля 5 прикрепляется к диффузору 6.

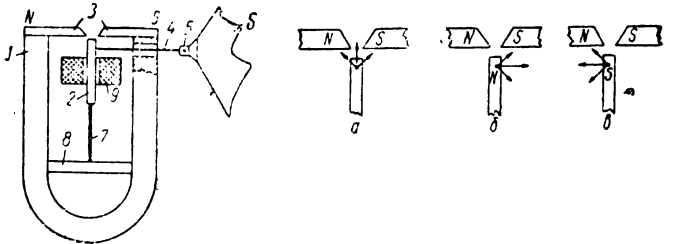


Рис. 141. Устройство и принцип действия электромагнитного громкоговорителя с неограниченной амплитудой колебаний

Действие громкоговорителя происходит следующим образом.

Якорёк устанавливается посредине под зазором между полюсными наконечниками. При отсутствии тока в катушке якорь не намагничен, и конец его будет с одинаковой силой притягиваться к обоим полюсным наконечникам, так что равнодействующая обеих сил будет направлена в середину зазора между полюсными наконечниками (рис. 141а). Когда по звуковой катушке пропускается электрический ток, то якорь, являясь сердечником этой катушки, намагничивается.

Если при этом на верхнем конце якоря образуется северный магнитный полюс, то он будет притягиваться к южному полюсному наконечнику и отталкиваться от северного, так что равнодействующая этих двух сил будет направлена вправо (рис. 141б).

Если же направление тока изменится на обратное, то на верхнем конце якоря образуется южный магнитный полюс, он будет притягиваться к северному полюсному наконечнику и отталкиваться от южного, в результате равнодействующая этих двух сил будет направлена влево (рис. 141в).

Как видно из устройства громкоговорителя, величина отклонения якоря здесь практически не ограничена; поэтому такие громкоговорители получили название громкоговорителей с неограниченной амплитудой колебаний.

Эти громкоговорители обеспечивают более высокое качество звучания, чем говорители „Рекорд“, но потребляют большую мощность; для их нормальной работы требуется мощность порядка 400 мва.

Г. Пьезоэлектрический громкоговоритель

Действие пьезоэлектрического громкоговорителя основано на использовании обратного пьезоэффекта, т. е. упругой деформации пластин пьезокристаллов под влиянием подводимого к ним электрического напряжения. В этих громкоговорителях пьезоэлектрический элемент из сегнетовой соли находится между обкладками из металлической фольги, к которым подводится напряжение тока звуковой частоты. К одному из углов пластины прикрепляется игла, второй конец которой прикрепляется к диффузору.

Под влиянием напряжения переменного тока в пьезоэлементе возникает переменная упругая деформация изгиба; получающиеся при этом колебания края пластины при помощи иглы передаются диффузору.

Достоинство такого громкоговорителя заключается в том, что он очень прост и дешёв в производстве и весьма экономичен по потребляемой мощности. Как и у громкоговорителя типа „Рекорд“ для работы пьезоэлектрического громкоговорителя достаточна мощность, примерно, 100 *мва*.

Недостатком пьезоговорителей является то обстоятельство, что его отдача начинает сильно возрастать на высоких звуковых частотах, где, как и в пьезомикрофоне, сказывается явление резонанса. Поэтому такие громкоговорители требуют включения корректирующих устройств. Наиболее простым корректирующим устройством является дроссель с железом, включённый последовательно с громкоговорителем.

С повышением частоты будет возрастать та часть напряжения, которая падает на этом дросселе, а следовательно, будет уменьшаться напряжение, действующее на пьезоэлемент громкоговорителя. Это приводит к выравниванию частотной характеристики громкоговорителя.

Для озвучивания улиц и площадей применяются специальные громкоговорители с рупорными излучателями. Эти громкоговорители электродинамического типа и имеют большую направленность действия.

У нас в Советском Союзе используются 3 типа таких громкоговорителей: 10-ваттный с постоянным магнитом—Р-10; 10-ваттный с возбуждением — РД-10-и 100-ваттный с возбуждением—РД-100.

ТЕЛЕВИДЕНИЕ

§ 1. Метод передачи и приёма изображений

Телевидение представляет собой область техники, которая занимается вопросами применения специальных радиотехнических устройств, позволяющих видеть изображения, недоступные наблюдению непосредственно или при помощи оптических приборов. Невозможность непосредственного наблюдения может объясняться как дальностью расстояния, так и непрозрачностью среды, отделяющей наблюдателя от рассматриваемого изображения. Современное телевидение позволяет не только видеть изображения, передаваемые на расстояния в сотни километров, но и наблюдать на расстоянии процессы, происходящие в закрытых объёмах, непосредственное наблюдение которых представляет опасность для жизни или здоровья наблюдающих.

Процесс передачи изображений заключается в преобразовании его светотеней в электрические сигналы и передаче их либо непосредственно по кабелю, либо путём модуляции несущих частот при помощи радиоволн. При приёме происходит обратный процесс и сигналы преобразуются в светотени оптического изображения.

Преобразование световых сигналов в электрические основано на использовании фотоэлектрического эффекта.

Первые попытки передачи изображений на расстояние при помощи электрических сигналов относятся ещё ко второй половине прошлого века. Однако, только в 30-х годах текущего столетия в связи с развитием общей радиотехники и электровакуумных приборов были разработаны технически совершенные и эксплуатационно удобные приборы для передачи и приёма изображений высокого качества. Первые из этих устройств были предложены у нас в России (Б. Розингом, С. Катаевым и др.).

Методы передачи и приёма изображений и звука совершенно различны. Это объясняется тем, что как условия распространения, так и условия восприятия звуковых и световых

волн имеют специфические особенности. Звуковые волны, имеющие относительно большую длину, распространяются во все стороны, огибают встречающиеся по пути предметы и, отражаясь от препятствий, перемешиваются так, что во всех точках объёма создаются достаточно однородные условия звучания. Поэтому воспринимаемая звуковая картина почти не меняется в зависимости от того, где происходит слушание — спереди, сзади или сбоку от источника звука. Ухо же устроено так, что, воспринимая всю смесь звуковых колебаний, разделяет её на отдельные различаемые тоны.

Зрительная картина основана на восприятии световых волн, отражаемых (или излучаемых) от рассматриваемых предметов. Световые волны имеют очень малую длину, поэтому, если по пути их распространения встречаются непрозрачные предметы, то они их не в состоянии обогнуть и полностью отражаются обратно.

Процесс зрительного восприятия происходит следующим образом: хрусталик глаза, представляющий собой линзу, проектирует на внутреннюю стенку глазного яблока — «сетчатку» воспринимаемое изображение (подобно тому, как это получается в фотоаппарате с помощью объектива и матового стекла). Сетчатка содержит очень большое число окончаний разветвлённого глазного нерва, так что каждый кончик воспринимает световое раздражение только от того элемента изображения, который на него падает. Эти отдельные раздражения по нерву передаются в головной мозг, где складываются в полное зрительное ощущение.

Расстояние между двумя соседними окончаниями глазного нерва порядка 4 микрон, поэтому глаз при соответствующей освещённости может различать детали, которые находятся к нему под углом порядка 1 мин. При меньшем угле (или, что то же самое, меньшем расстоянии) между ними отдельные детали становятся неразличимыми.

Таким образом, зрительное восприятие получается не от воздействия смеси световых волн от всего рассматриваемого объекта, а в результате самостоятельных отдельных световых раздражений, расположенных внутри глаза соответственно местоположению на объекте. Поэтому при передаче и приёме телевидения нельзя воспользоваться методом, применяемым в звуковом вещании, где при передаче микрофон воспринимает суммарное звучание и превращает его в суммарный электрический сигнал, а в приёмнике громкоговоритель превращает этот сигнал в сумму звуков, воспринимаемых слушателями.

При передаче телевидения приходится превращать в электрические сигналы поочерёдно каждый элемент изображения, а в приёмном устройстве эти сигналы должны превращаться в отдельные элементы изображения, следующие друг за другом в том же порядке, в каком происходит их передача. Кроме

того, эти элементы должны быть размещены на приёмном экране так, чтобы их места строго соответствовали расположению в передаваемом изображении. Всякое нарушение этого порядка вызывает искажение изображения.

Последовательная передача элементов изображения называется его „развёрткой“ или анализом. Ряд элементов, расположенных по одной линии, составляет „строку“ изображения. Совокупность строк, составляющих полное изображение, называется „кадром“.

Развёртка должна происходить по определённом закону, охватывая всё поле изображения. Порядок развёртки в настоящее время стандартизован во всём мире и соответствует порядку чтения: по строчкам—слева направо и по кадрам—сверху вниз. В приёмном устройстве синтез изображения должен происходить по тому же закону, что и анализ при передаче.

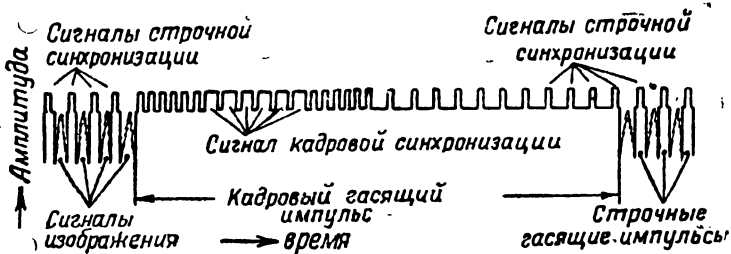


Рис. 142. Форма полного стандартного телевизионного сигнала

Во избежание геометрических искажений начала строк и кадров при передаче и приёме должны совпадать очень точно, т. е. развёртка изображения при передаче и приёме должна производиться не только синхронно, но и синфазно. Для достижения этого в телевидении применяется система принудительной синхронизации. В конце каждой строчки и каждого кадра в телевизионный сигнал замешиваются специальные сигналы (импульсы) синхронизации. Эти импульсы выделяются в приёмнике специальным устройством и удерживают строки и кадры изображения в определённом, строго фиксированном положении. На рис. 142 приведено изображение стандартного телевизионного сигнала, где видны импульсы синхронизации.

§ 2. Качество изображения

Качество изображения зависит от следующих основных факторов: количества элементов, из которых складывается принимаемое изображение, количества кадров в секунду, яркости и контрастности принимаемого изображения. Исходя из этого, для определения качества телевизионных изображений введены следующие параметры.

Чёткость изображения

Чёткость изображения характеризует, насколько хорошо передаются мелкие детали рассматриваемого объекта. Чёткость численно можно охарактеризовать полным числом элементов N , из которых складывается изображение. Очевидно, что чем больше N , тем выше качество изображения. Если принять отдельный элемент за квадратик с высотой, равной высоте строки развёртки, то при установленном соотношении ширины изображения к высоте (формате кадра), равном k , чёткость можно определить числом строк n , так как

$$N = kn^2.$$

У нас в Союзе для телевизионного вещания принята чёткость изображения $n = 625$ строкам и формат кадра $k = 4:3$; это эквивалентно, примерно, 500 000 элементов развёртки. Это очень высокая чёткость. Для сравнения можно указать, что чёткость узкоплёночного кинофильма, примерно, равна 800—900 строкам телевизионного изображения.

Частота кадров

При передаче движущихся объектов глаз наблюдателя будет воспринимать изображение слитным, если кадры будут меняться с такой скоростью, что не позволят глазу благодаря инерционности его восприятия замечать чередования отдельных изображений. Для этого практически достаточно, чтобы в течение одной секунды сменялось больше 10 кадров. Однако, при такой частоте смен, хотя изображение и получается слитным, заметны мигания, утомляющие зрение. С увеличением частоты кадров мигания становятся менее заметными.

Экспериментально установлено, что частота 50 кадров в секунду при используемых яркостях не вызывает никакого заметного на глаз мигания.

Как будет видно из дальнейшего, такая частота требует увеличения вдвое полосы частот канала изображения. Поэтому частоту смен кадров понижают до 25, а для того, чтобы уменьшить мигания, вводится „чересстрочная развёртка“.

Ранее предполагалось, что развёртка изображения производится по порядку номеров строк, т. е. после первой строки следует вторая, потом третья и т. д. При чересстрочной развёртке передача одного кадра производится в два приёма. Сначала развёртываются все нечётные строчки (первая, третья, пятая и т. д.), затем все чётные (вторая, четвёртая и т. д.). В результате полное число строк разложения остаётся прежним, а число мельканий удваивается (вместо 25 кадров—50 полукадров) и оно становится практически незаметным.

Средняя яркость изображения

Средней яркостью изображения называется средняя интенсивность свечения экрана. Эту яркость желательно сделать возможно большей для того, чтобы можно было без труда рассматривать изображения в незатемнённом помещении.

Контрастность изображения

В чёрно-белом телевидении контрастностью называется отношение между освещённостью наиболее светлой части изображения на экране и освещённостью наиболее тёмной его части. Качество изображения в данном отношении будет определяться количеством одновременно различимых глазом оттенков между самым тёмным и самым светлым, или как их называют количеством градаций яркости.

Несмотря на то, что диапазон освещённости, при котором глаз может работать, крайне велик, число световых градаций, наблюдаемых глазом одновременно, весьма невелико. Хорошее изображение получается при числе градаций порядка 10 (лучшие современные фотоснимки). Удовлетворительное изображение получается уже при 6—7 градациях яркости при соотношении между самым светлым и самым тёмным порядка 30.

§ 3. Передатчики изображений

В начальный период развития телевидения для развёртки изображений применялись механические вращающиеся системы с дисками. Диск имел очень маленькие прямоугольные отверстия, расположенные по спиральной линии так, что расстояние по горизонтали между двумя соседними отверстиями равнялось ширине проектируемого на него изображения, а расстояние по вертикали— высоте одного отверстия, которая в свою очередь равнялась высоте одной строки. Диск устанавливался между объективом, дававшим проекцию изображения, и фотоэлементом, превращавшим световые импульсы в электрические. Таким образом, в каждый момент на фотоэлемент падал световой импульс только от одного элемента изображения, размер которого определялся величиной отверстия в диске. При вращении диска на фотоэлемент воздействовали поочерёдно все элементы изображения и на выходе фотоэлемента получалось напряжение, изменяющееся соответственно изменению яркости передаваемых элементов изображения. Такие системы могли с успехом применяться при передаче изображений малой чёткости. Для получения большой чёткости требовалось либо очень сильно увеличить размеры и скорости вращения диска, что создавало большие затруднения чисто механического порядка, либо сильно уменьшить

размер отверстий, что резко снижало и без того малое световое воздействие на фотоэлемент.

В тридцатых годах текущего столетия были разработаны передающие телевизионные системы с электроннолучевыми трубками, позволяющие получить большие чёткости изображений. Почти во всех этих системах были использованы устройства, изобретённые нашими специалистами— С. И. Катаевым, П. В. Шаковым, П. В. Тимофеевым, Л. А. Кубецким и др.

Схема одной из таких систем с применением трубки, получившей название „икonosкоп“, показана на рис. 143.

Для превращения передаваемого изображения в электрические сигналы в иконоскопе имеется следующее устройство: тонкая слюдяная пластинка с одной стороны покрывается слоем металла, образующего так называемую „контактную пластину“. Другая сторона слюды, обращённая к изображению, покрывается микроскопическими светочувствительными зёрнами, электрически изолированными друг от друга и образующими так называемую „мозаику“. Таким образом, на этой поверхности получают микроскопические фотоэлементы, число которых достигает нескольких миллионов. Передаваемое изображение при помощи объектива проектируется на мозаику. В зависимости от освещённости каждого фотоэлементика он излучает некоторое число электронов, которые собираются анодом, имеющим положительный потенциал. Так как светочувствительные зёрна изолированы друг от друга, то на мозаике вместе с оптическим получается как бы электрическое изображение, состоящее из различной величины положительных электрических зарядов, соответствующих светотеням передаваемого изображения. В результате электростатической индукции каждое заряжённое зерно мозаики вызовет на прилегающем к нему участке контактной пластины электрический заряд противоположного знака. Эти индуктированные заряды на контактной пластине, будучи связаны с зарядами фотозёрен, будут сохраняться до тех пор, пока не исчезнет заряд на зёрнах мозаики.

Перед мозаикой, под некоторым углом, расположен электронный прожектор, испускающий электронный луч, т. е. узкий пучок электронов. Этот пучок электронов фокусируется так, чтобы сечение его на мозаике имело диаметр порядка 0,15 мм. Поток электронов луча, попадая на какую-то точку заряженной мозаики, компенсирует положительный заряд фотозерён. При этом освобождается индуктированный заряд на контактной пластине, который, стекая через сопротивление R , создаёт на нём некоторое напряжение.

Развёртка изображения производится следующим образом: по пути электронного луча устанавливаются две взаимно перпендикулярные катушки, питаемые током так, что одна из

них своим магнитным полем вызывает отклонение электронного луча в горизонтальном направлении, а другая в вертикальном. Катушка горизонтального отклонения питается от специального генератора пилообразным током строчной частоты. Пилообразный ток имеет такую форму, что отклонение луча в одном направлении происходит во много раз быстрее, чем отклонение в обратном направлении (направление развёртки). Таким образом, под влиянием магнитного поля катушки горизонтального отклонения электронный луч прочерчивает строчку изображения и быстро возвращается обратно в исходное положение.

На катушку вертикального отклонения подаётся такой же пилообразный ток, имеющий частоту кадров (при чересстрочной развёртке частоту полукадров). Под влиянием магнитного поля этой катушки электронный луч медленно опускается сверху кадра вниз, после чего быстро возвращается в верхнее положение.

Если одновременно питать обе катушки пилообразными токами соответствующих частот, то электронный луч будет медленно опускаться по кадру сверху вниз, прочерчивая на своём пути поочерёдно по строкам все точки изображения. При этом будут поочерёдно компенсироваться заряды на участках мозаики и от контактной пластины через сопротивление R потечёт ток, меняющийся по величине в зависимости от величины освобождающихся в каждый момент времени электрических зарядов, т. е. соответственно светотеням изображения. Полученный сигнал подаётся в усилительный тракт, в который вводятся дополнительно для замешивания сигналы строчной и кадровой синхронизации. Для того, чтобы при обратном ходе луча во время строчной и кадровой развёртки не получать искажений сигналов, вводится дополнительный „гасящий импульс“, который запирает электронный поток на время обратного хода луча.

§ 4. Приёмники изображений

В первые годы развития телевидения синтез изображения (т. е. составление изображения из отдельных элементов) в приёмном устройстве производился с помощью механических вращающихся устройств — диска с отверстиями, зеркального барабана или зеркального винта.

Диск в телевизионных приёмниках конструировался так же, как и в передатчиках. Он устанавливался между глазом зрителя и источником света так, что в каждый момент времени зритель видел свет, проходящий только через одно отверстие, соответствующее одному элементу изображения.

В качестве источника света применялась неоновая лампа с плоским светящимся электродом (экраном), размер которого определял размер кадра изображения.

Как известно, свечение неоновой лампочки зависит от подводимого к её электродам напряжения, увеличиваясь с возрастанием напряжения и уменьшаясь с его падением. Таким образом, если неоновую лампу питать усиленным напряжением телевизионного сигнала, то пульсирующее напряжение будет вызывать изменение яркости свечения соответственно яркости передаваемых элементов изображения.

При вращении диска в глаз зрителя попадает свет поочередно от всех точек экрана неоновой лампочки, причём яркость свечения лампочки в каждый момент времени изменяется телевизионным сигналом. Таким образом, если скорость смены элементов превышает инерцию глаза, зритель воспринимает слитное изображение с светотенями, соответственно яркостям элементов передаваемого изображения.

Для того, чтобы принимаемое изображение не было искажено, требуется, чтобы вращение дисков приёмника и передатчика происходило синхронно и синфазно, т. е. чтобы в каждый момент времени положение диска приёмника строго соответствовало положению диска передатчика. Это достигалось путём посылки специальных сигналов, регулировавших вращение мотора приёмного диска.

Телевизоры с механической развёрткой так же, как и передатчики, оказались непригодными для телевидения большой чёткости из-за инерционности системы. В настоящее время они полностью заменены приёмными устройствами с электроннолучевыми трубками. Необходимо отметить, что использование электроннолучевой трубки для приёма изображений предложено у нас проф. Б. Розингом ещё в 1907 г.

Принцип устройства телевизора с электроннолучевой трубкой показан на рис. 143. Передняя стенка электроннолучевой трубки изнутри покрыта тонким флуоресцирующим слоем, начинающим светиться под влиянием электронной бомбардировки. Яркость свечения прямо пропорциональна интенсивности электронного потока. В горле трубки, против экрана находится электронный прожектор, испускающий поток электронов. Излучаемые электроны проходят через находящийся под напряжением цилиндр. Меняя потенциал этого цилиндра, можно модулировать электронный поток, т. е. увеличивать и уменьшать его интенсивность. Далее электроны проходят через систему электродов, которые концентрируют их в узкий пучок—луч, так что они, ударяясь об экран, создают светящееся пятнышко очень малого диаметра (десятые доли мм).

Приём телевидения с помощью катодной трубки осуществляется следующим образом: в приёмном устройстве принятый телевизионный сигнал после усиления и детектирования

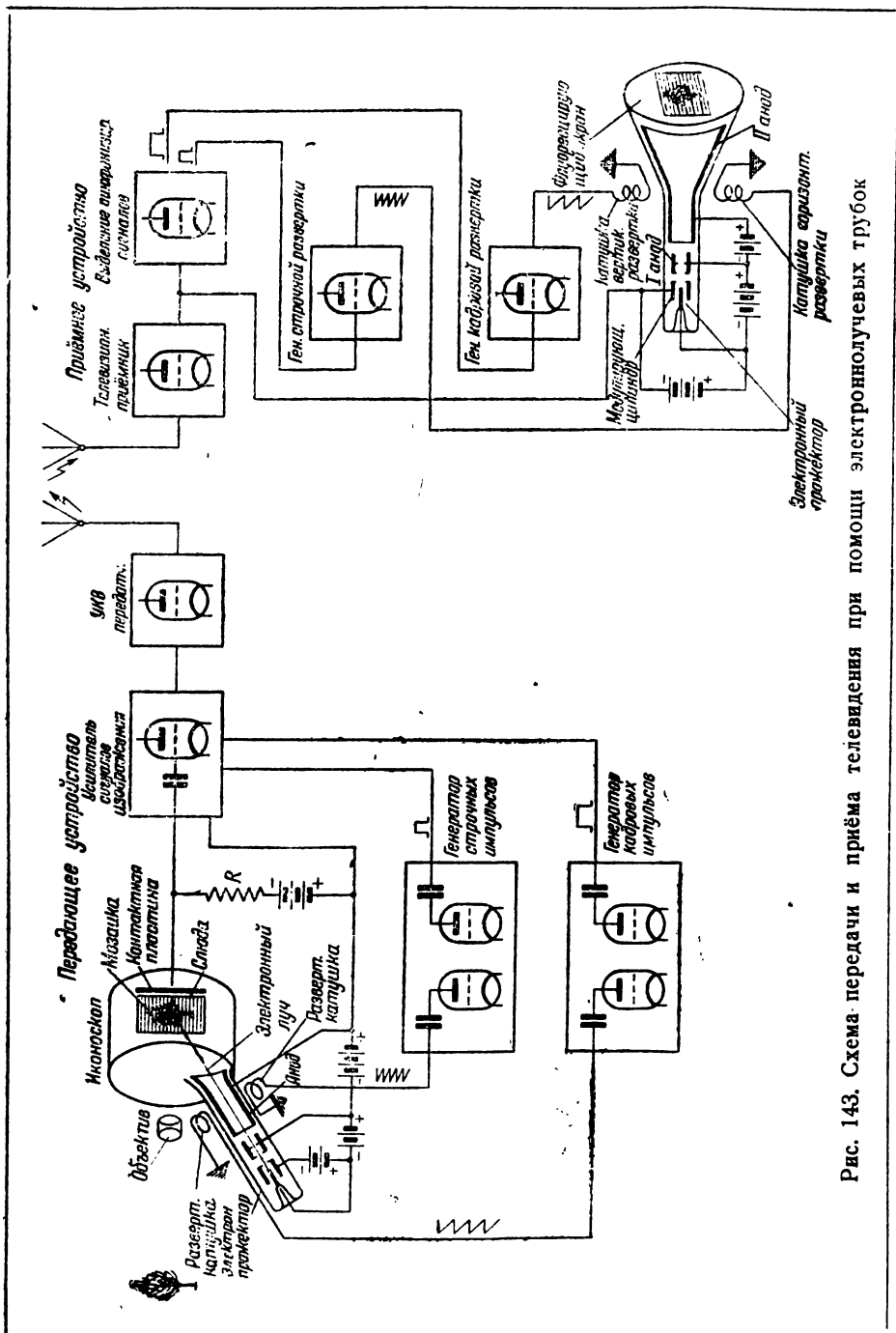


Рис. 143. Схема передачи и приёма телевидения при помощи электроннолучевых трубок

разветвляется. Часть сигнала направляется на модулирующий цилиндр электроннолучевой трубки и создаёт на нём переменное напряжение, меняющее интенсивность электронного луча. Другая часть направляется на специальное устройство, выделяющее из сигнала прямоугольные импульсы строчной и кадровой синхронизации. После выделения прямоугольные импульсы, при помощи специальных схем, превращаются в пилообразные импульсы строчной и кадровой частоты. Эти пилообразные импульсы подаются на взаимно перпендикулярные катушки, расположенные у горла трубки и, подобно тому, как это имело место в иконоскопе, заставляют электронный луч передвигаться по строкам и кадрам синхронно и синфазно с лучом иконоскопа. Так как в процессе передвижения луча интенсивность электронного потока изменяется под влиянием телевизионного сигнала, то на экране трубки появятся вдоль по строкам и кадрам светящиеся точки разной яркости, которые составят передаваемое изображение.

§ 5. Полоса частот телевизионного сигнала

Полоса частот, необходимая для неискажённой передачи изображения, определяется минимальной частотой сигнала $f_{\text{мин}}$ и его максимальной частотой $f_{\text{макс}}$.

Как следует из описанного процесса передачи телевизионного изображения, при превращении светового изображения в электрические сигналы получается пульсирующий ток, величина которого изменяется с изменением яркости отдельных участков передаваемого объекта. Минимальная частота получится в том случае, если передаётся однородное световое поле (без светотеней). В этом случае $f_{\text{мин}}$ будет равняться частоте смены кадров p (или полукадров при чересстрочной развёртке).

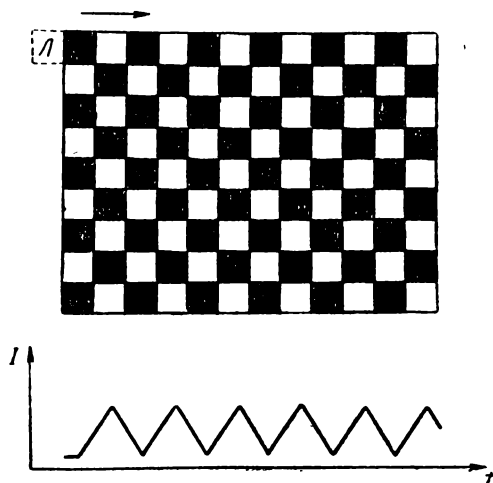


Рис. 144. Форма тока телевизионного сигнала при передаче изображения

Максимальная частота сигнала получится в том случае, если яркость изображения будет изменяться при переходе от одного элемента к другому. Для того, чтобы определить, ка-

кая при этом получается основная частота, обратимся к рис. 144.

Рассмотрим для примера случай, когда требуется передать шахматную доску, у которой каждая клеточка имеет размер одного элемента изображения. Сечение развёртывающего луча l имеет также размер одного элемента; для простоты рассуждений принимаем его прямоугольного сечения. Если луч при развёртке движется в направлении стрелки, то в самом начале, когда он находится на чёрной клеточке, ток сигнала будет минимальным. По мере надвигания луча на белую клеточку ток начнёт увеличиваться и получит максимальное значение в тот момент, когда полностью переместится на белое поле. Перемещение развёртывающего луча на следующую чёрную клеточку вызовет постепенное уменьшение тока до минимального значения; по мере дальнейшего движения луча эти изменения тока будут повторяться.

Анализируя кривую тока сигнала, нетрудно заметить, что каждая соседняя пара элементов даёт один период колебаний. Таким образом, если изображение состоит из N элементов, то за время передачи одного кадра будут передаваться $N/2$ колебаний, а при p кадрах в секунду $f_{\text{макс}} = \frac{Np}{2}$.

Воспользовавшись полученным выше выражением для N , получаем

$$f_{\text{макс}} = k \frac{n^2 p}{2} \text{ гц.}$$

Здесь k — формат кадра, n — число строк и p — число кадров.

При принятых у нас в Союзе параметрах телевизионного изображения $k = 4 : 3$; $n = 625$ и $p = 25$, получаем, что максимальная частота телевизионного сигнала получается равной $6,5 \text{ мггц}$. Таким образом, полоса частот, требующаяся для передачи телевидения, получается равной $50 \text{ гц} - 6,5 \text{ мггц}$. Этим объясняется то, что для передачи телевидения приходится пользоваться ультракороткими волнами.

Необходимо отметить, что здесь речь идёт об основной частоте. В действительности телевизионный сигнал содержит ещё и высшие гармонические. Однако, амплитуды этих гармоник невелики и поэтому существенного влияния на качество передачи не оказывают.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Стр.

Предисловие	3
-----------------------	---

Глава 1

Введение

§ 1. Краткие сведения из истории развития радиотехники	5
§ 2. Радио в Советском Союзе	10
§ 3. Принципы современной радиосвязи	13
§ 4. Анализ амплитудной модуляции	18
§ 5. Понятие о частотной модуляции	23
§ 6. Области применения радиотехники	26

Глава 2

Электрические колебания в цепях с сосредоточенными постоянными

§ 1. Свободные электрические колебания в одиночном контуре	29
§ 2. Логарифмический декремент затухания	33
§ 3. Вынужденные колебания в последовательном контуре	35
§ 4. Резонанс напряжений	36
§ 5. Резонансные кривые. Полоса пропускания контура	38
§ 6. Вынужденные колебания в параллельном контуре	41
§ 7. Резонанс токов	43
§ 8. Контуры II и III видов	46
§ 9. Мощность, выделяемая в параллельном контуре	47
§ 10. Вынужденные колебания в связанных контурах	48
§ 11. Элементы колебательного контура	62

Глава 3

Антенны

§ 1. Процесс излучения радиоволн	69
§ 2. Антенна—открытый колебательный контур	71
§ 3. Управление длиной волны антенны	74
§ 4. Мощность излучения антенны	76
§ 5. Действующая высота антенны	77
§ 6. Заземление	80

	Стр.
§ 7. Полуволновой вибратор	81
§ 8. Рефлектор	83
§ 9. Работа приёмной антенны. Теорема обратимости	84
§ 10. Типы антенн	86

Глава 4

Распространение радиоволн

§ 1. Поверхностные и пространственные радиоволны	89
§ 2. Строение атмосферы	89
§ 3. Влияние ионосферы на распространение радиоволн	91
§ 4. Распространение длинных и средних радиоволн	93
§ 5. Распространение промежуточных и коротких радиоволн	96
§ 6. Распространение ультракоротких радиоволн	100
§ 7. Применение радиоволн разных диапазонов	102

Глава 5

Радиопередающие устройства

§ 1. Генераторы высокой частоты	104
§ 2. Принцип работы лампового генератора	105
§ 3. Блок-схема радиопередатчика	106
§ 4. Схемы питания ламповых генераторов	109
§ 5. Режим работы лампового генератора	112
§ 6. Параллельное включение лампы. Двухтактная схема	119
§ 7. Самовозбуждение ламповых генераторов	121
§ 8. Нейтрализация ламповых генераторов.	123
§ 9. Стабилизация частоты генератора с самовозбуждением	126
§ 10. Управление колебаниями высокой частоты. Радиотелеграфия	130
§ 11. Амплитудная модуляция генераторов высокой частоты	132
§ 12. Схемы сеточной модуляции	136
§ 13. Схемы анодной модуляции	138
§ 14. Частотная модуляция. Схема частотной модуляции	140
§ 15. Генераторы коротких и ультракоротких радиоволн	142

Глава 6

Радиоприёмные устройства

§ 1. Общие сведения о радиоприёмных устройствах	144
§ 2. Основные требования, предъявляемые к радиоприёмным устройствам	147

	Стр.
§ 3. Входные цепи	149
§ 4. Усилители высокой частоты (резонансные усилители)	153
§ 5. Детектирование	157
§ 6. Регенерация	164
§ 7. Усилители низкой частоты	166
§ 8. Преобразование частоты	172
§ 9. Усилители промежуточной частоты	178
§ 10. Преимущества супергетеродинов перед приёмниками прямого усиления	181
§ 11. Радиопомехи и борьба с ними	182

Г л а в а 7

Ш и р о к о в е щ а н и е

§ 1. Системы широко вещания	184
§ 2. Вещательные студии	186
§ 3. Звукоизоляция и виброизоляция студий	187
§ 4. Студийная акустика	188
А. Явление реверберации	188
Б. Акустическое оборудование студий	190
В. Устройство переменной реверберации	192
§ 5. Микрофоны	193
А. Микрофон ММ-2	194
Б. Конденсаторный микрофон МК-3	195
В. Электродинамический микрофон с подвижной катушкой	197
Г. Ленточные микрофоны	198
Д. Пьезоэлектрический микрофон	201
§ 6. Звукосниматели	201
А. Электромагнитный звукосниматель	202
Б. Пьезоэлектрический звукосниматель	203
§ 7. Оборудование аппаратных	203
§ 8. Линии передачи вещания по проводам	206
§ 9. Громкоговорители	208
А. Электродинамические громкоговорители	208
Б. Громкоговоритель типа „Рекорд“	209
В. Электромагнитные громкоговорители с неограниченной амплитудой колебаний	210
Г. Пьезоэлектрический громкоговоритель	212

Глава 8**Телевидение**

§ 1. Метод передачи и приёма изображений	213
§ 2. Качество изображения	215
§ 3. Передатчики изображений	217
§ 4. Приёмники изображений	219
§ 5. Полоса частот телевизионного сигнала	222

Отв. редактор *Г. А. Ремез*
Техн. редактор *Т. М. Морозова*

Л164014. Сдано в набор 16/VII 1949 г.
Подписано к печати 13/X 1949 г.
Тираж 5000.

Объём печ. л. 14,25. Авт. лист. 13,45.
Уч.-изд. л. 14,48. Формат бум. 60×92.
Доля $\frac{1}{18}$. Зак. изд-ва 3766
Зак. тип. 874.

Цена 8 руб. в переплете

Типография Связьиздата, Москва,
ул. Кирова 40.

Замеченные опечатки в книге „Радиосвязь“

Стр.	Строка	Напечатано	Должно быть	По чьей вине
145	Рис. 103	радио-фото-телефонные (приём неподвижных изображений)	радио-фото-телеграфные (приём неподвижных изображений)	автора
148	Рис. 107	Отношение напряжений на входе приёмника	Отношение напряжений на выходе приёмника	

800

10