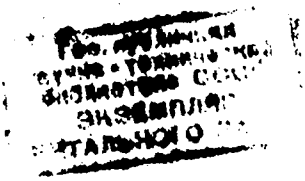
И. С. Гоноровский

Электропитание передатчиков

Проектирование и расчет

Учебный фонд
ПРОВЕРЕНО 1940 г.

Государственное издательство по технике связи
Москва 1934



75-32006

1

2/7748

Проверено 195 г.

Научно-технический редактор Л. В. Антик. Редактор С. Т. И. Р. М. Малинин
Технич. редактор П. Петров.

Книга сдана в набор 29/IV 1934 г. Подписана к печати 11/VIII 1934 г. Инд Р-10. Тираж 5 000. Уполномочен. Главлита № В-92503. Заказ 736. Бумага 62×88¼₁₆. Печатн. лист. 17¼. Зн. в 1 печ. листе 49 000.

1-я Образцовая тип. Огиза РСФСР треста „Полиграфкнига". Москва, Валовая, 28.

Отпечатано с матриц в тип. «Гудок», Москва, ул. Станкевича, 7.

ЧАСТЬ ПЕРВАЯ.

ПИТАНИЕ АНОДНЫХ ЦЕПЕЙ ПЕРЕДАТЧИКОВ.

ВВЕДЕНИЕ.

Требования, предъявляемые передатчиками.

Условием нормальной работы ламповых передатчиков является приложение к анодам генераторных ламп строго постоянного напряжения, свободного от сколько-нибудь заметной пульсации, а также от чрезмерных отклонений от нормальной величины при изменениях постоянной слагающей анодного тока.

В отношении допустимых пульсаций анодного напряжения при расчете и устройстве источника питания и фильтров исходят из следующих величин „допустимой пульсации", понимая под таковой процентное отношение амплитуды E_m, переменной слагающей напряжения к среднему напряжению на анодах E_0

$$\beta = \frac{E_m}{E_0} \cdot 100\%.$$

Таблица 1

Назначение передатчика	Допустимая пульсация $\beta\%$
Телеграфная передача	1
Служебная и коммерческая телефония	0,1
Радиовещательная передача	0,05

Столь жесткие требования к форме постоянного тока, за исключением первой цифры этой таблицы, не могут быть удовлетворены непосредственно ни одним из практически применимых источников постоянного тока высокого напряжения.

Выпрямительные устройства потребовали бы применения огромного числа фаз, а высоковольтные машины постоянного тока — практически невыполнимого коммутационного устройства и чрезвычайно точного центрирования якоря.

Поэтому, как общее правило, источники постоянного тока высокого напряжения снабжаются на выходе сглаживающими фильтрами. При расчете последних, а также выборе источника питания, должно быть предусмотрено указанное выше требование недопустимости чрезмерных колебаний напряжения на выходе фильтра при значительных колебаниях нагрузки. В радиотелефонных передатчиках колебание анодного напряжения при изменениях тока связано с демодуляцией, а в телеграфных с искажением формы сигнала.

Более подробно затронутые вопросы рассматриваются в гл. IV, ч. 3, здесь же мы ограничимся указанием на обычно допускаемые колебания напряжения на выходе фильтра: повышение или понижение анодного напряжения в пределах изменения тока в данной схеме не должно превышать $10 \div 20\%$ от нормального напряжения.

Кроме того отметим, что приведенные в табл. 1 величины допускаемой пульсации являются средними; в некоторых случаях, в особенности на мощных радиовещательных станциях, обеспечивают ослабление пульсации до $0{,}01\%$.

Классификация источников анодного питания.

В первые годы развития ламповых передатчиков для питания анодов генераторных ламп большое распространение получили высоковольтные генераторы постоянного тока.

Особых затруднений при этом не возникало, так как первые образцы генераторных ламп строились на относительно невысокое напряжение до 3000 V.

С развитием техники ламповых передатчиков и непрерывным повышением мощности генераторных ламп анодное напряжение также неуклонно повышалось, достигнув для мощных ламп 10 000—12 000 V и больше.

Генераторы постоянного тока высокого напряжения почти полностью вытеснены и в настоящее время, по крайней мере в СССР [1]), вышли из употребления для питания ламп, требующих напряжения свыше 5000 V, будучи вытеснены выпрямителями. Наряду с этим генераторы напряжением до $1000 \div 5000$ V широко применяются для маломощных передатчиков, в особенности для судовых и авиационных.

Вытеснение генераторов постоянного тока из практики анодного питания, как это широко известно, объясняется, главным образом, дороговизной и сложностью производства высоковольтных генераторов в части коммутации.

Следующим крупным недостатком высоковольтных генераторов в применении к передатчикам является необходимость в громоздкой и дорогостоящей конденсаторной батарее, шунтирую-

[1]) В заграничной практике высоковольтные генераторы, в особенности при больших мощностях, находят некоторое применение до последнего времени.

щей обмотку генератора, которая подвергается опасности пробоя при перенапряжениях, связанных с изменениями нагрузки — при модуляции и в особенности при телеграфной манипуляции.

К достоинствам генераторов постоянного тока следует отнести относительно небольшой габарит, простоту обслуживания и надежность в работе, а также удобство регулировки напряжения в широких пределах.

Последние годы ознаменовались мощным развитием выпрямителей, в особенности газотронных, в результате чего можно считать высоковольтные генераторы (свыше 3000÷5000 V) окончательно вышедшими из употребления.

Хронологически развитие выпрямителей анодного питания передатчиков началось с кенотронных выпрямителей, получивших преимущественное распространение на ламповых радиостанциях вплоть до 1925—1927 г.

Крупным и, пожалуй, единственным достоинством кенотронного выпрямителя являются надежность в работе и простота включения (пуска), не требующего никаких пусковых приспособлений и сводящегося к двум операциям: включение накала нитей кенотронов и подача к повысительному анодному трансформатору переменного напряжения.

Недостатками кенотронного выпрямителя являются: невысокий коэфициент полезного действия (вследствие большого внутреннего падения напряжения в кенотронах и расхода энергии на накал), непродолжительность жизни кенотронов и относительно большой габарит выпрямителя, составляющий нередко 30÷40% общего габарита передатчика, а также необходимость водяного охлаждения анодов мощных кенотронов.

В отношении ртутного выпрямителя можно указать на следующие особенности.

Слабым местом является необходимость в специальном устройстве для качания ртутных колб при включении, а также неустойчивая работа выпрямителя при малых нагрузках.

Крупными достоинствами являются чрезвычайно высокий кпд (вследствие незначительного внутреннего падения напряжения), большой срок службы ртутных колб и относительно малый габарит.

Таким образом ртутный выпрямитель свободен от основных недостатков кенотрона и уступает последнему лишь в отношении простоты включения и устойчивости в работе.

Огромные преимущества ртутного выпрямителя перед кенотронным ярко иллюстрируются сравнительной табл. 2, составленной проф. В. П. Вологдиным.

Данные этой таблицы относятся к 6-фазному выпрямлению мощностью 36 kW при 10 000 V выпрямленного тока.

Газотронный выпрямитель объединяет в себе основные достоинства кенотронного и ртутного выпрямителей, будучи свободным от их недостатков.

Таблица 2

	Установка с ртутными колбами	Установка с кенотронами
Число колб	2	2
Потери в колбах — ватт	360	6 000
Срок службы — часов .	5000	1 500
Стоимость потерянной в колбах за 1 час энергии — рублей .	0,018	0,3
То же в год при 6 000 часах — рублей .	108	1 800
Стоимость одной колбы — рублей	150	346
Стоимость одного комплекта — рублей	300	2 076
Стоимость замены колб, приходящаяся на 1 час горения — рублей	0,06	138
Годовой расход на замену колб — рублей .	360	8 304
Общий расход на замену и потерянную энергию — рублей . .	468	10 104

Благодаря высокому кпд нагрев анодов газотронов настолько мал, что позволяет получить большую мощность при малых размерах колбы и без какого бы то ни было искусственного охлаждения.

Большинство новых установок как за границей, так и в СССР. снабжаются газотронными выпрямителями [100 kW передатчик в Колпино (Ленинград), 500 kW в Богородске (Москва)].

Некоторым недостатком газотронов в эксплоатации является необходимость точного поддержания величины напряжения накала катодов и выдержки времени (до 5÷10 минут при первом включении) до подачи на аноды высокого напряжения ввиду постепенного установления рабочей температуры катода и балона.

Новейшим этапом в развитии газотронных выпрямителей является появление так называемых „тиратронов", представляющих из себя нормальный газотрон с добавлением управляющей сетки.

Одним из важнейших достоинств тиратрона является возможность плавной регулировки выпрямленного напряжения в широких пределах при помощи изменения потенциала сетки, что избавляет от необходимости в специальных дорогостоящих приспособлениях. В практике радиостанций СССР тиратроны пока не применяются из-за отсутствия выпуска типовых тиратронов, однако ближайшие годы должны ознаменоваться широким развитием применения таковых.

ГЛАВА I.

ПИТАНИЕ АНОДОВ ГЕНЕРАТОРНЫХ ЛАМП ВЫСОКОВОЛЬТНОЙ МАШИНОЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА.

Как уже отмечено выше, высоковольтные машины применяются в СССР при относительно невысоких напряжениях до 5000 V, уступая при более высоких напряжениях место выпрямительным устройствам, преобразующим переменный ток в постоянный.

Тем не менее с развитием электромашиностроения высоковольтная машина должна получить большое применение и при высоких напряжениях, в особенности при большой мощности, и рассмотрение условий работы машины постоянного тока высокого напряжения в качестве источника анодного питания представляет определенный интерес.

Крупнейшим достоинством динамомашины в применении к питанию анодов генераторных ламп является удобство плавной регулировки в широких пределах напряжения на зажимах изменением возбуждения машины. Большой недостаток этого способа питания в том, что отдача моторгенератора даже при полной нагрузке не превышает 80%, в условиях же неизбежной недогрузки (при телеграфной манипуляции и проч.) кпд резко падает.

Пульсация напряжения динамомашины.

Рассмотрим, от каких конструктивных данных машины зависят частоты и амплитуды пульсации, что необходимо знать для правильного выбора типа машины, а также организации надлежащего ухода за машиною и, наконец, правильного расчета фильтра.

Коммутационная пульсация. В соответствии с названием коммутационная пульсация напряжения машины вызывается совместным действием коллектора и щеток и объясняется следующими причинами.

а) Вибрация щеток.

В зависимости от состояния поверхности коллектора, точности пригонки щеток и конструкции щеткодержателя переходное сопротивление контакта щетка-коллектор может претерпевать значительные изменения, в особенности при сработанных пластинках коллектора, когда изоляционные прокладки начинают выступать над поверхностью пластин.

Периодическое изменение сопротивления контакта щетка-коллектор приводит к созданию переменного падения напряжения

на указанном сопротивлении, с частотой

$$f=\frac{kN}{60},$$

где k — число коллекторных пластин,
N — число оборотов в минуту.

б) Изменение числа пластин между щетками.

Как известно, напряжение, снимаемое щетками с коллектора, пропорционально числу коллекторных пластин, расположенных между щетками.

Последнее (число коллекторных пластин) в процессе работы периодически изменяется благодаря перекрытию щетками одновременно нескольких пластин.

Например, если ширина щетки вдвое больше ширины одной пластины, то будут моменты, когда щетка перекроет три пластины или две. Таким образом при вращении якоря число активных пластин между щетками будет изменяться, а вместе с этим и напряжение машины будет пульсировать с частотой

$$f=\frac{kN}{60}.$$

Амплитуда этой пульсации в процентах от основного напряжения машины по Арнольду (при синусодальной форме поля)

$$\beta=100\cdot\operatorname{tg}^2\left(\frac{36^\circ}{4\cdot k}\right)\%.$$

При достаточном числе коллекторных пластин величина этой пульсации не превышает долей процента.

в) Влияние короткозамкнутых секций.

В момент прохождения под щетками в короткозамкнутой секции образуется ток короткого замыкания, магнитное поле которого наводит в соседних секциях добавочное напряжение. Частота пульсации, вызываемой токами короткозамкнутых секций,

$$f=\frac{kN}{60}.$$

Амплитуда пульсации может достигать значительной величины, в особенности при недостаточно совершенной коммутации (малое число пластин).

Суммарная коммутационная пульсация, складывающаяся из рассмотренных выше частичных пульсаций, достигает в некоторых машинах 3—4% от рабочего напряжения.

Частота этой пульсации

$$f_k = \frac{kN}{60}.$$

Зубцовая пульсация. Второй по величине является пульсация, связанная с изменением величины воздушного зазора при прохождении под полюсными башмаками зубцов якоря, в том случае, когда полюсная дуга не является кратной по отношению к зубцовому делению якоря.

Как известно из общей теории электрических машин, эквивалентная величина воздушного зазора зависит не только от радиального расстояния между наружной поверхностью якоря и внутренней поверхностью полюсных башмаков, но еще и от соотношения между шириной зубцовых коронок и пазов, а также от глубины пазов.

Поэтому, если под полюсной дугой B_i (рис. 1) размещается нецелое число зубцовых делений B_z, то в зависимости от положения якоря указанные соотношения будут изменяться, а вместе с ними и величина эквивалентного зазора.

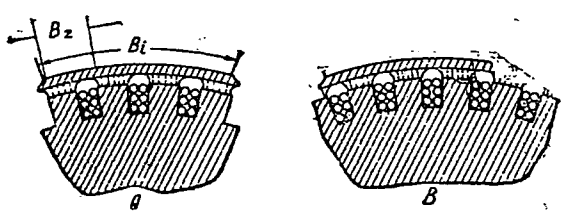


Рис. 1.

Сказанное поясняется сравнением двух положений якоря (на рис. 1*A* и 1*B*). В первом случае против полюса располагается 4 зубца и 3 паза, а во втором—3 зубца и 4 паза.

Оговоримся, кроме того, что под величиной B_i следует подразумевать расчетную величину полюсной дуги, учитывающей искривление магнитных силовых линий у краев полюсного башмака.

Изменение зазора непосредственно влияет на величину напряжения машины, поскольку последнее пропорционально индукции в зазоре B_δ, определяемой известным уравнением

$$B_\delta = \frac{A W_\delta}{1{,}6\ \delta},$$

где $A W_\delta$ — ампервитки возбуждения, создающие индукцию в зазоре.

Частота зубцовой пульсации пропорциональна, естественно, числу зубцов z и оборотам машины N (об/мин).

$$f = \frac{z \cdot N}{60}$$

На величину зубцовой пульсации оказывает, кроме того, влияние соотношение между числом зубцов якоря и числом полюсов $2p$.

Если z делится на $2p$ без остатка, то фазы переменных составляющих напряжения, вызванных пульсацией зазора, в отдельных ветвях обмотки совпадают, что приводит к значительной величине суммарной зубцовой пульсации.

Наоборот, если z не кратно $2p$, то возможна взаимная компенсация, значительно ослабляющая пульсацию. Амплитуда зубцовой пульсации сильно зависит от типа машины, не превышая, однако, при самых неблагоприятных условиях для высоковольтных машин $1 \div 2\,\%$ основного напряжения.

Пульсация от эксцентриситета якоря. Следующей причиной пульсации напряжения, являющейся также следствием изменения величины зазора, является эксцентриситет якоря, происходящий от сработанности подшипников, недостаточно тщательной центрировки якоря и других конструктивных качеств машины.

Частота этой пульсации, очевидно, равна числу оборотов якоря в секунду, т. е. $\frac{N}{60}$.

Амплитуда пульсации достигает, согласно исследованию Hammers'a, $0{,}7\,\%$ напряжения динамомашины.

Резюмируя содержание настоящего параграфа, перечислим основные виды пульсации:

1. Коммутационная пульсация, наиболее значительная: амплитуда пульсации достигает $3 \div 4\,\%$.

Частота коммутационной пульсации

$$f_k = \frac{kN}{60},$$

где k — число коллекторных пластин,
N — число оборотов якоря машины (в минуту);
при $N = 1000 \div 1450$ об/мин. и $k = 40 \div 80$, частота этой пульсации $f_k = 650 \div 2000$ пер/сек.

2. Зубцовая пульсация. Амплитуда пульсации достигает $1 \div 2\,\%$. Частота пульсации

$$f_z = \frac{z \cdot N}{60},$$

где z — число зубцов якоря,
N — число оборотов машины (в минуту).

Порядок частоты зубцовой пульсации $650 \div 1000$ пер/сек.

3. Пульсация от эксцентриситета якоря. Амплитуда пульсации $< 0{,}7\,\%$.

Частота пульсации

$$f_я = \frac{N}{60},$$

при $N = 1000 \div 1450$ об/мин. частота этой пульсации $16 \div 25$ пер/сек.

Перечисленные пульсации должны быть учтены при расчете сглаживающих фильтров, причем наибольшую трудность состав-

ляет фильтрация низкочастотной пульсации, несмотря на то, что амплитуда ее является наименьшей. Фильтр, рассчитанный на низкую частоту, обеспечивает хорошее сглаживание пульсаций более высокой частоты.

Следует иметь в виду, что указанные величины пульсации не являются обязательными для всех машин, и выявление амплитуды и частоты пульсации, преобладающей в данной машине, в ответственных случаях должно быть выполнено осциллографированием в каждом отдельном случае.

В качестве иллюстрации приводим две осциллограммы двухколлекторной машины постоянного тока завода Электрик, 7500 V (рис. 2), из которых видно, что амплитуда низкочастотной пульсации при нагрузке, равная 13,6V, относительно рабочего напряжения 7475V составляет 0,18 %.

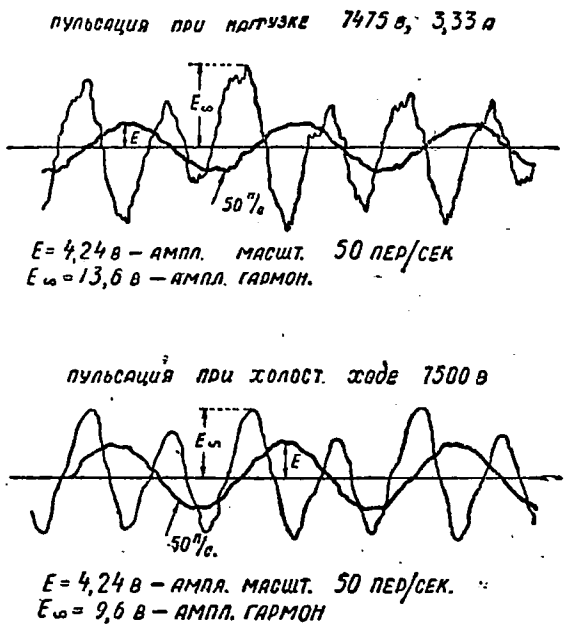


Рис. 2.

Выбор мощности и напряжения динамомашины.

Особенностью условий работы динамомашины в применении к питанию передатчиков является непостоянство нагрузки. В телеграфных передатчиках это непостоянство вызывается падением анодного тока в моменты пауз между сигналами; в радиотелефонных передатчиках в процессе модуляции постоянная слагающая анодного тока изменяется по закону изменения модулирующей частоты.

Если для устранения колебания нагрузки от первого фактора требуются специальные меры, редко применяемые ввиду удорожания и усложнения устройства (автобаластные и другие схемы), то при питании радиотелефонного устройства достаточно создать машине спокойный режим, зашунтировав ее конденсаторами соответствующей емкости, которые пропустят через себя переменную слагающую нагрузочного тока, освобождая от них обмотку машины.

Указанное требование выполняется автоматически при надлежащем выборе емкости конденсаторов фильтра, которыми снаб-

жается машина для ослабления пульсации, в связи с чем подробное рассмотрение затронутого вопроса выполнено в главе IV, ч. 3.

Назначением конденсаторов является также уменьшение перенапряжений на зажимах машины при резком уменьшении тока нагрузки (благодаря наличию самоиндукции рассеяния обмотки якоря), имеющем место при отжатии телеграфного ключа.

При этом следует имет в виду, что цепь, составленная из конденсаторов фильтра, дросселя фильтра и обмотки машины, образует колебательную цепь, и для устранения искажений модуляции необходимо предусмотреть, чтобы собственная частота указанной цепи не превышала 15÷20 пер/сек., т. е. была бы меньше наиболее низкой модулирующей частоты.

В этом заключается отличие питания машиной от питания через выпрямители; в последнем случае наличие вентилей устраняет возможность колебаний в цепи фильтра.

Самоиндукция рассеяния обмотки высоковольтных машин измеряется несколькими генри, достигая 10÷12 Н, что должно быть учтено при выборе самоиндукции дросселя (подробнее см. главу IV, ч. 3).

При выборе мощности машины для питания телеграфного передатчика следует исходить из мощности, потребляемой последним при нажатом ключе, мирясь с недогрузкой машины во время пауз.

Выбор машины по средней мощности телеграфного режима связан с опасностью перегрева машины при длительном нажатии ключа (во время испытаний и регулировки передатчика и т. д.).

Падение напряжения в обмотке машины при переходе от холостого режима к полной нагрузке должно не превышать нескольких процентов для устранения искажения формы сигнала в антенне.

При выборе мощности машины для питания радиотелефонного передатчика следует исходить из мощности, потребляемой передатчиком в телефонном режиме при полной глубине модуляции, предусмотренной в данном передатчике, и способа модуляции.

Так например, если указывается мощность, потребляемая передатчиком при анодной модуляции в режиме несущей волны W_0 (в отсутствии модуляции), то при модуляции потребляемая мощность составляет

$$W_T = W_0\left(1+\frac{M^2}{2}\right).$$

При стопроцентной модуляции, очевидно, $W_T = 1{,}5\ W_0$.

При модуляции на сетку, а также в каскадах, усиливающих модулированные колебания, как известно, подводимая мощность одинакова для режимов несущей волны и телефонного режима.

ГЛАВА II.

ОБЩАЯ ТЕОРИЯ ВЫПРЯМЛЕНИЯ.

В данной главе мы рассмотрим основные схемы выпрямления и соотношения между напряжениями и токами в схемах, которые необходимы для прикладного расчета выпрямительных устройств. При этом мы не будем учитывать особенностей различных типов вентилей, а также падений напряжения в обмотках трансформатора; указанные вопросы рассматриваются в гл. III—V.

Схемы и принцип работы выпрямительных схем.

Назначение всякого выпрямителя заключается в преобразовании переменного тока в пульсирующий и при помощи специальных сглаживающих фильтров в дальнейшем преобразовании пульсирующего тока в строго постоянный.

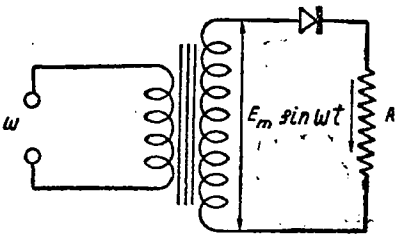


Рис. 3.

Первая задача может быть выполнена при помощи большого числа различных типов вентилей, из которых применительно к анодному питанию передатчиков получили распространение кенотроны (диоды), ртутные колбы и газотроны.

Не вдаваясь пока в рассмотрение процессов, происходящих в вентилях при использовании их в выпрямительных схемах, укажем лишь, что перечисленные вентили обладают полным вентильным действием (односторонней проводимостью), заключающимся в пропускании электрического тока в определенном направлении, а именно от анода к катоду (мы считаем направление тока обратным направлению движения электронов).

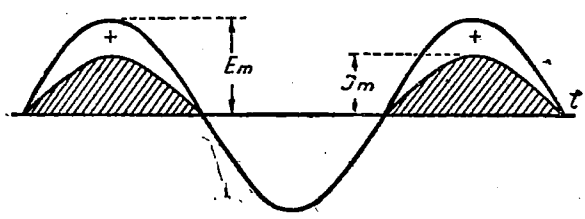


Рис. 4.

Таким образом вентиль пропускает ток лишь в моменты положительного напряжения на аноде вентиля.

Простейший пример использования одного вентиля для преобразования переменного тока в пульсирующий приведен на рис. 3, на котором изображена однополупериодная схема выпрямления.

На рис. 4 верхняя синусоида соответствует переменному напряжению на зажимах трансформатора, а заштрихованная кривая — току через сопротивление нагрузки R, величина которого

(тока) изменяется по тому же закону, что и напряжение на трансформаторе.

Ток подобной формы может иметь применение для зарядки аккумуляторов или электролиза, но совершенно непригоден для питания радиотелефонных и телеграфных передатчиков, работающих незатухающими немодулированными колебаниями.

В тональных передатчиках вентилем является сама генераторная лампа, на анод которой подается напряжение трансформатора, причем колебания генерируются в продолжение положительных полупериодов питающего напряжения.

Выясним основные соотношения между напряжением на трансформаторе (вторичной обмотке) и напряжением и током в нагрузочном сопротивлении (рис. 3). При этом будем исходить из чисто активного сопротивления нагрузки R и из полного отсутствия сопротивления в самом вентиле для тока, направленного от анода к катоду. Кроме того пренебрегаем потерями мощности, а также реакцией рассеяния обмотки трансформатора.

При указанных допущениях кривые пульсирующего напряжения и тока в цепи с сопротивлением R представляют собой коммутированные синусоиды с отсеченным полупериодом (рис. 4).

Нас могут интересовать средние значения напряжения и тока в сопротивлении R, которые непосредственно измеряются приборами магнитоэлектрической системы, а также переменные слагающие (гармоники), для измерения которых необходимо применение тепловых и других приборов универсального характера.

Среднее значение напряжения за активный полупериод может быть (непосредственно из чертежа) представлено в виде отношения площади одной полуволны к отрезку $\frac{T}{2}$ оси времени.

$$\frac{\int_0^{\frac{T}{2}} E_m \cdot \sin \omega t \cdot dt}{\frac{T}{2}} = \frac{2E_m}{T \cdot \omega} \left| -\cos \omega t \right|_0^{\frac{T}{2}} = \frac{2E_m}{\pi}.$$

Так как за время второго полупериода напряжение на сопротивлении R отсутствует, то среднее значение за период, т. е. показание магнитоэлектрического вольтметра, будет вдвое меньше.

$$E_0 = \frac{E_m}{\pi} = 0{,}318 \cdot E_m, \qquad (1)$$

где E_m — амплитуда напряжения вторичной обмотки трансформатора.

Переходя к эффективному напряжению транформатора E_{eff}, получаем

$$E_0 = 0{,}318 \cdot \sqrt{2} \cdot E_{eff} = 0{,}45 \cdot E_{eff}. \qquad (2)$$

Для средней силы тока через сопротивление K получаем следующее выражение

$$I_0 = \frac{I_m}{\pi} = 0{,}318\,\frac{E_m}{K} = \frac{E_0}{R} = \frac{0{,}45 \cdot E_{eff}}{R}. \qquad (3)$$

Среднее значение I_0 определяет собой электрохимическое действие тока при питании им, например, аккумуляторов.

Выясним теперь величину переменных слагающих напряжения, которые совместно с постоянной слагающей E_0 образуют пульсирующую кривую (рис. 4).

Для этого, как известно, необходимо воспользоваться разложением в ряд Фурье, который для однополупериодного выпрямления (рис. 3 и 4) имеет следующий вид

$$e = \frac{E_m}{\pi} + \frac{E_m}{2}\sin\omega t + \frac{2 \cdot E_m}{\pi \cdot 3}\sin 2\omega t + \frac{2 \cdot E_m}{\pi \cdot 3 \cdot 5} \cdot \sin 4\omega t + \ldots =$$

$$= 0{,}318 \cdot E_m + 0{,}5 \cdot E_m \cdot \sin\omega t + 0{,}212 \cdot E_m \cdot \sin 2\omega t + 0{,}042 \cdot E_m \sin 4\omega t + \ldots$$

Напомним, что в этом ряду e соответствует ординатам кривой выпрямленного напряжения, E_m — максимальное значение кривой (амплитуда напряжения на трансформаторе); первый член ряда дает постоянную составляющую выпрямленного напряжения, полученную уже выше (1), а все остальные члены ряда дают амплитуды и частоты гармоник.

Таким образом при однополупериодном выпрямлении выпрямленное напряжение содержит в себе гармоники, которым соответствуют частоты f, $2f$, $4f$ и т. д.

Амплитуды перечисленных гармоник напряжения в долях от постоянной слагающей выпрямленного напряжения E_0, а также в долях от эффективного напряжения трансформатора $E_{eff} = \frac{E_m}{\sqrt{2}}$, даны в табл. 3.

Таблица 3

Однополупериодное выпрямление

№ гармоники	Частота гармоники при $f = 50$ пер/сек	$\frac{E_\sim}{E_0}$	$\frac{E_\sim}{E_{eff}}$
1	50	1,57	0,7
2	100	0,667	0,3
4	200	0,133	0,06

Приведенная таблица наглядно указывает на относительно большую величину амплитуд большого числа гармоник, для ослабления которых потребовалось бы слишком дорогое фильтрующее устройство.

Вместо того, чтобы сглаживать пульсации тока однополупериодного выпрямителя полностью в фильтре, гораздо целесообразнее добиться большего приближения выпрямленного тока к постоянному в самом выпрямителе.

Первым шагом в этом направлении является двухполупериодная выпрямительная (рис. 5), требующая двух вентилей.

Принцип действия двухполупериодной схемы поясняется рис. 6, на котором указано

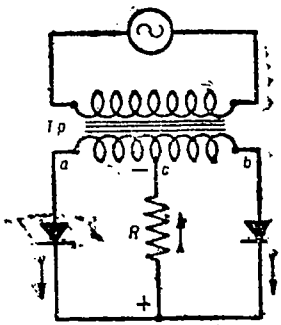


Рис. 5.

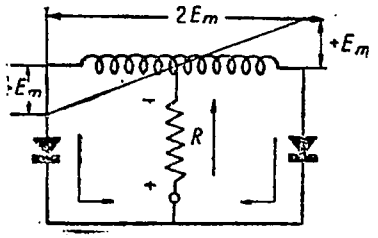


Рис. 6.

распределение потенциалов вдоль обмотки трансформатора.

При линейном распределении напряжения на вторичной обмотке трансформатора потенциал средней точки может быть принят равным нулю относительно положительного потенциала одного из концов обмотки, с которого положительное в данный момент времени напряжение подается на анод соответствующего вентиля.

Так, например, при обозначении полярности согласно рис. 6 работает правый вентиль, находящийся под напряжением $+E$ (относительно средней точки), в то время как левый вентиль бездействует. Направление тока через R указано стрелкой на рис. 6.

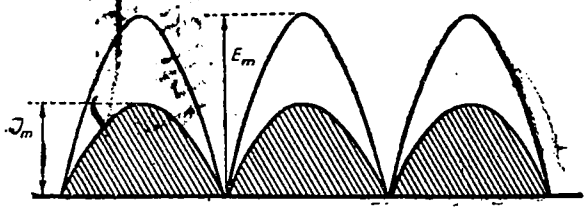


Рис. 7.

В следующий полупериод в работу вступает левая половина обмотки со своим вентилем, причем направление тока через сопротивление R совпадает с прежним направлением. Кривая тока для данной схемы изображена на рис. 7.

Как видим, полученный ток, хотя и остается пульсирующим, однако, гораздо ближе к постоянному току, чем это имеет место в схеме рис. 3.

Обратим внимание на определению постоянной слагающей и гармоник для кривой рис. 7.

Среднее арифметическое значение напряжения в данном случае будет вдвое больше, чем это имело место при однополупериодном выпрямлении

$$E_0 = \frac{2}{\pi} E_m = 0{,}636 \cdot E_m = 0{,}9 \cdot E_{eff}. \qquad (4)$$

Аналогично постоянная слагающая выпрямленного тока

$$I_0 = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{E_m}{R} = 0{,}636 \cdot I_m = 0{,}9 \frac{E_{eff}}{R}. \qquad (5)$$

Разложение коммутированной синусоиды напряжения в ряд Фурье дает следующие члены:

$$e = \frac{2}{\pi} E_m + \frac{4}{\pi \cdot 3} E_m \cdot \sin 2\omega t - \frac{4 \cdot E_m}{\pi \cdot 3 \cdot 5} + \ldots =$$

$$= 0{,}636 \cdot E_m + 0{,}424 \cdot E_m \cdot \sin 2\omega t - 0{,}085 \cdot E_m \cdot \sin 4\omega t + \ldots$$

Таким образом при двухполупериодной схеме выпрямленное напряжение содержит кроме постоянной составляющей E_0 гармоники следующих частот: $2f$, $4f$ и т. д.

Амплитуды, соответствующие указанным гармоникам, равны $0{,}424\ E_m$, $0{,}085\ E_m$ и т. д.

В следующей таблице даны амплитуды $E_{\sim}$ первых по порядку гармоник в долях от постоянной слагающей выпрямленного напряжения E_0, а также от эффективного напряжения трансформатора E_{eff} (половины вторичной обмотки).

Таблица 4

№ гармоники	Частота гармоники при $f=50$	$\frac{E_{\sim}}{E_0}$	$\frac{E_{\sim}}{E_{eff}}$
2	100	0,667	0,6
4	200	0,133	0,12
6	300	0,057	0,0518
8	400	0,032	0,0288

Как видим, амплитуды гармоник относительно постоянной составляющей выпрямленного напряжения в данной схеме хотя и достаточно велики, но все же гораздо меньше, чем для однополупериодной схемы.

Двухполупериодное или так называемое двухфазное выпрямление с соответствующим фильтром находит себе наиболее широкое применение для создания сеточного смещения в передатчиках и реже — при небольших мощностях, для питания анодов передатчиков.

Учебный отдел
Научно-техническая библиотека СССР
Экземпляр

Остановимся поэтому на вопросе о соотношении токов и напряжений в нагрузочном сопротивлении R и в обмотках трансформатора применительно к схеме рис. 5 и 6. Если к трансформатору подводится от сети напряжение E_{1eff}, то при коэфициенте трансформации u (определяемом как отношение фазного напряжения половины вторичной обмотки к напряжению первичной) на половине вторичной обмотки эффективное напряжение равн

$$E_{2eff} = u \cdot E_{1eff},$$

чему соответствует выпрямленное напряжение (постоянная слагающая) согласно выражению (4).

$$E_0 = 0{,}9 \cdot E_{eff} = 0{,}9 \cdot u \cdot E_{1eff}. \qquad (6)$$

Следовательно, для получения заданной величины выпрямленного напряжения E_0 при напряжении питающей сети E_{1eff} необходимо применить трансформатор с коэфициентом трансформации

$$u = \frac{1}{0{,}9} \frac{E_0}{E_{1eff}} = 1{,}11 \cdot \frac{E_0}{E_{1eff}}. \qquad (7)$$

Амплитуда тока в каждой из половин вторичной обмотки определяется из выражения (5)

$$I_m = \frac{\pi}{2} I_0 = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{E_0}{R}.$$

Так как обе половины обмотки чередуются в работе через каждые полпериода, то для определения тока в первичной обмотке мы можем вторичную цепь трансформатора как бы заменить одной половиной, в которой ток является переменным не только по величине, но и по направлению.

Таким образом при коэфициенте трансформации u эффективный ток в первичной обмотке трансформатора

$$I_{1eff} = u \cdot \frac{I_m}{\sqrt{2}} = 1{,}1 \cdot u \cdot I_0 = 1{,}1\, u \frac{E_0}{R}. \qquad (8)$$

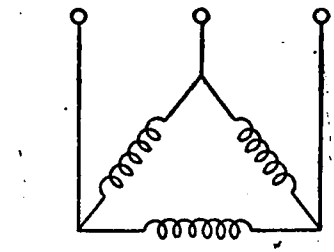
Напомним, что при выводе интересовавших нас соотношений мы не учитывали падений напряжения в вентилях, а также в трансформаторе.

Многофазное выпрямление.

Для возможно большего приближения выпрямленного тока к чисто постоянному току применяются трехфазные, шестифазные, а изредка и двенадцатифазные схемы, представляющие собой развитие описанных выше однополупериодных или двухполупериодных схем.

Разберем сперва работу наиболее простой трехфазной (однополупериодной) схемы рис. 8.

Первичная обмотка нормального повысительного трехфазного трансформатора может быть соединена в звезду или треугольник, между тем как вторичная обмотка соединяется обязательно в звезду с выводом средней точки. Свободные концы фазовых обмоток подводятся к анодам трех вентилей, катоды последних соединены общим проводом, с которого и снимается (+) выпрямленного тока. Отрицательным полюсом выпрямительной схемы является средняя точка вторичной обмотки трансформатора.



Действие схемы станет ясным, если представить себе все три фазовые обмотки со своими вентилями как три самостоятельные однополупериодные схемы, работающие параллельно на общее нагрузочное сопротивление.

При этом следует иметь в виду соотношение фаз напряжений на фазовых обмотках, в трехфазной схеме, сдвинутых друг относительно друга на электрический угол 120°.

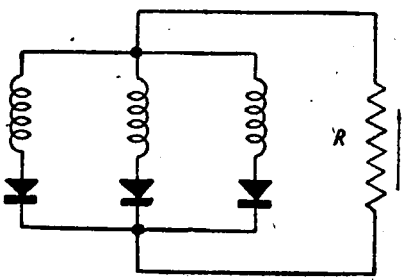


Рис. 8.

Следствием этого является чередование работы вентилей, так как два вентиля, анодное напряжение которых в данных отрезок времени меньше, участия в работе не принимают, и ток снимается с третьего вентиля, находящегося в этот же момент под наибольшим, близким к амплитудному значению, напряжением.

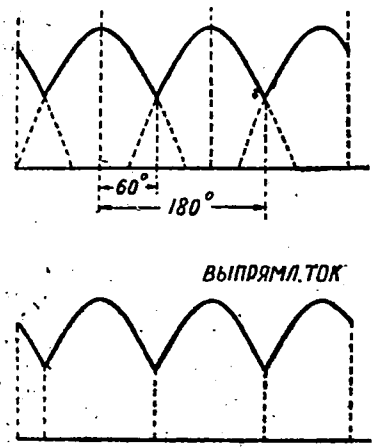


Рис. 9.

Спустя треть периода в работу вступает следующий вентиль, анод которого оказался под наибольшим относительно двух других вентилей напряжением и т. д. Сказанное поясняется рис. 9, из которого видно, что за каждый период питающего напряжения в работе участвуют поочередно все три вентиля и, следовательно, каждый из них работает в продолжение одной трети периода. Выпрямленный трехфазной схемой ток значительно ближе к постоянному, нежели при однофазном двухполупериодном выпрямлении, так как в данном случае напряжение на анодах к концу рабочего промежутка

времени падает не до нуля, а всего лишь до 0,5 ($\sin 30^\circ$) от амплитудной величины (рис. 9).

Аналогично работает шестифазная схема (рис. 10 и 11), дающая еще большее приближение к постоянному току, причем каждый из вентилей работает всего лишь одну шестую часть периода. В этом случае выпрямленное напряжение падает всего лишь до 0,867 от амплитуды питающего напряжения ($\sin 60^\circ$).

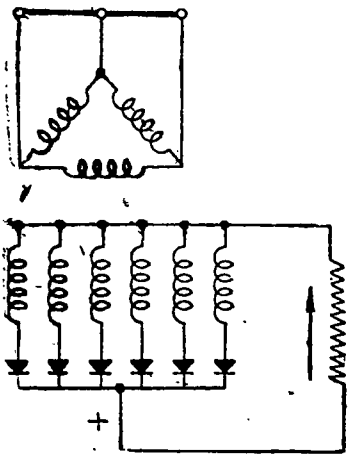


Рис. 10.

Большое распространение на радиостанциях получила каскадная схема Вологдина, изображенная на рис. 12, в особенности удобная при высоком напряжении и использовании ртутных вентилей, так как благодаря последовательному соединению вентилей устраняется возможность обратного зажигания.

Вторичная обмотка повысительного трансформатора состоит из двух трехфазных звезд, сдвинутых на 180°; при обозначениях фаз согласно рис. 12 фазе *1* первой звезды противостоит фаза *4* второй, фазе *2* противостоит *5* и фазе *3*—*6*.

Каждая из звезд со своими вентилями дает обычное трехфазное выпрямление, однако, благодаря сдвигу фаз при сложении выпрямленных напряжений частота и амплитуда пульсации получается такой же, как и в шестифазной схеме (рис. 10). Ниже будут даны основные соотношения между токами и напряжениями в отдельных цепях схемы рис. 11,

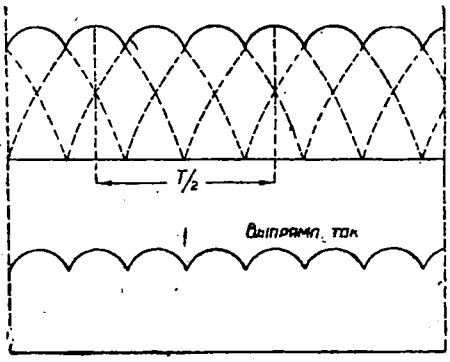


Рис. 11.

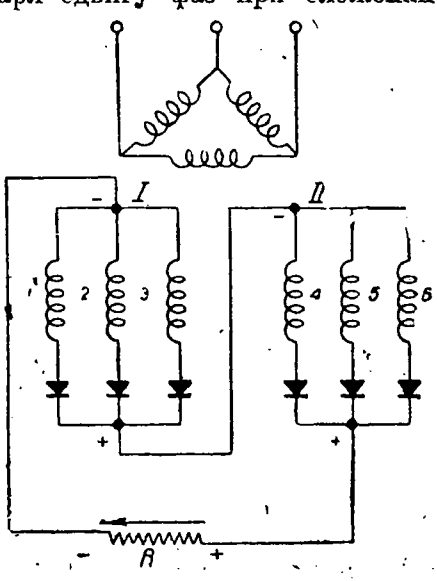


Рис. 12.

пока же мы ограничимся указанием, что данная схема так же, как и описанные выше трехфазная и шестифазная схемы, может быть отнесена к однополупериодным схемам, так как каждая из фазовых обмоток работает лишь при полуволне одного знака.

Использование обеих полуволн в каждой фазе при многофазном выпрямлении получается в схеме Греца, которая при трехфазном выпрямлении требует 6 вентилей или, по крайней мере, 4, если один из вентилей имеет общий катод при трех анодах (ртутная колба).

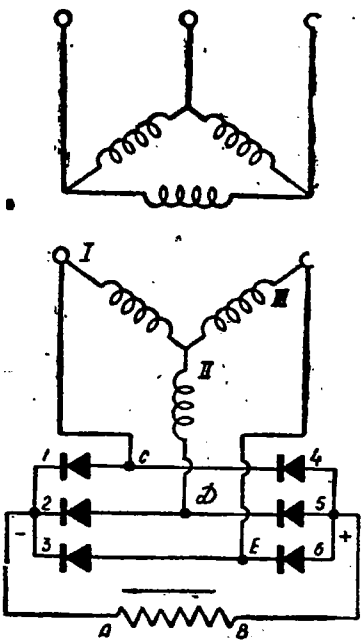


Рис. 13.

Как это видно из рис. 13, 6 вентилей образуют 2 группы по 3 в каждой, причем в одной группе (*1, 2, 3,*) аноды, а в другой (*4, 5, 6*) катоды соединены общим проводом. Направление выпрямленного тока через сопротивление нагрузки R показано стрелкой, т. е. положительным полюсом схемы является общий вывод катодов, а отрицательным — вывод анодов. Использование обеих полуволн заключается в том, что в каждой из обмоток протекает ток независимо от знака напряжения. Так например, если мы начнем рассмотрение с момента, в котором потенциал I фазы является положительным и равным амплитуде напряжения, то направление тока соответствует следующей последовательности: *0 I C 4 B A 3 E III 0*[1]). Спустя полпериода, когда потенциал I фазы станет отрицательным, ток в обмотке изменит свое направление, причем токопрохождение будет иметь место в следующей цепи: *0 III E 6 B A 1 C I 0*. Заметим, что в обоих случаях ток через нагрузочное сопротивление направлен от B к A. Так как каждая из обмоток посылает ток дважды за один период — при положительной и отрицательной амплитуде напряжения — то очевидно, что в отношении пульсации, описанная схема эквивалентна шестифазной схеме рис. 10.

Обратимся к определению постоянной, а также переменной слагающих выпрямленного напряжения при многофазном выпрямлении.

Постоянная и переменная составляющие выпрямленного напряжения.

На рис. 14 изображена форма выпрямленного напряжения при многофазной схеме (сплошной линией).

[1]) Нуль соответствует точке соединения всех трех вторичных обмоток.

Не трудно видеть, что части синусоиды ABC соответствует отрезок на оси абсцисс $\frac{2\pi}{m}$, где 2π соответствует полному периоду питающего напряжения, а m — число фаз. Нахождение по-

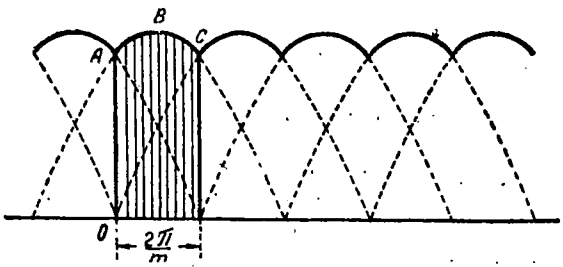


Рис. 14.

стоянной слагающей, т. е. среднего значения напряжения, сводится к определению заштрихованной площади и делению этой площади на абсциссу.

Поэтому

$$E_0 = \frac{m}{2\pi}\int_{-\pi/m}^{+\pi/m} E_m \cdot \cos\omega t \cdot d\omega t = \frac{m \cdot E_m}{2\pi}\Big|\sin\omega t\Big|_{-\pi/m}^{+\pi/m} =$$

$$= \frac{2m \cdot E_m}{2\pi}\sin\frac{\pi}{m} = \frac{m}{\pi}\sin\frac{\pi}{m}\cdot E_m. \qquad (9)$$

Последнее выражение позволяет сразу же выяснить величину отношения $\frac{E_0}{E_m}$ при любом числе фаз. Вычисления даны в табл. 5, причем в первой строке дано $\frac{E_0}{E_m}$, определенное выше на стр. 17.

Таблица 5

Число фаз m	$\frac{m}{\pi}$	$\sin\frac{\pi}{m}$	$\frac{E_0}{E_m}$	$\frac{E_m}{E_0}$	$\frac{E_0}{E_{eff}}$
2	0,628	1,000	0,636	1,59	0,49
3	0,942	0,867	0,816	1,23	1,17
4	1,272	0,709	0,900	1,11	1,27
6	1,908	0,500	0,955	1,05	1,35
12	3,810	0,259	0,99	1,01	1,39

Табл. 5 наглядно указывает на уменьшение разницы между постоянной слагающей E_0 и амплитудой питающего напряжения E_m по мере увеличения числа фаз.

Обратимся к нахождению переменной слагающей выпрямленного напряжения.

Для этого напишем общее выражение ряда при m-фазном выпрямлении [1])

$$e=\frac{m}{\pi}E_m\cdot\sin\frac{\pi}{m}-\frac{2m}{\pi}E_m\cdot\sin\frac{\pi}{m}\cdot\frac{\cos m\cdot\omega t}{m^2-1}-$$

$$-\frac{2m}{\pi}E_m\cdot\sin\frac{\pi}{m}\frac{\cos 2m\cdot\omega t}{4m^2-1}-\frac{2m}{\pi}E_m\cdot\sin\frac{\pi}{m}\cdot\frac{\cos 3m\cdot\omega t}{9m^2-1}-\ldots+$$

Первый член ряда соответствует постоянной слагающей выпрямленного напряжения, и вычисления его для разных значений m даны в табл. 5.

Коэфициенты остальных членов соответствуют амплитудам высших гармоник и, если ограничиться вычислением амплитуд одной (первой) гармоники, пренебрегая высшими ввиду их малости, то получим при $m=3$

$$E_{\sim}=\frac{2m}{\pi}\sin\frac{\pi}{m}\cdot\frac{E_m}{m_2-1}=\frac{2\cdot3\cdot\sin 60^\circ}{3{,}14\cdot(9-1)}E_m=0{,}207\cdot E_m.$$

Частота переменной слагающей в данном случае

$$mf=3\cdot50=150\ \text{пер/сек.}$$

При $m=6$

$$E_{\sim}=\frac{2m}{\pi}\cdot\sin\frac{\pi}{m}\cdot\frac{E_m}{(m^2-1)}=\frac{2\cdot6}{3{,}14}\cdot\frac{\sin 30^\circ}{(36-1)}E_m=0{,}0545\cdot E_m.$$

Частота пульсации в данном случае

$$mf=6\cdot50=300\ \text{пер/сек.}$$

Наконец при $m=12$

$$E_{\sim}=\frac{2m}{\pi}\sin\frac{\pi}{m}\cdot\frac{E_m}{(m^2-1)}=\frac{2\cdot12}{3{,}14}\cdot\frac{\sin 15^\circ}{(144-1)}=0{,}0138\cdot E_m.$$

Частота пульсации

$$mf=12\cdot50=600.$$

Для расчета фильтров, сглаживающих пульсацию, гораздо удобнее выразить $E_{\sim}$ в долях от постоянной слагающей E_0, для чего можно воспользоваться приведенными в табл. 5 соотношениями $\frac{E_m}{E_0}$ в зависимости от числа фаз.

Вычисления даны в табл. 6.

---

[1]) Круг К. А., т. II, стр. 229.

Таблица 6

Число фаз	Частота пульсации	$\frac{E_{\sim}}{E_m}$	$\frac{E_m}{E_0}$	$\frac{E_{\sim}}{E_0}$
1	50	0,5	3,14	1,57
2	100	0,424	1,59	0,667
3	150	0,207	1,21	0,250
4	200	0,12	1,11	0,133
6	300	0,0545	1,05	0,057
12	600	0,0138	1,01	0,014

Простое сопоставление цифр последней колонки наглядно указывает на резкое уменьшение переменной слагающей по мере увеличения числа фаз, что будет учтено ниже при расчете сглаживающих фильтров.

Соотношения между токами и напряжениями в различных цепях многофазных выпрямительных схем.

В данном параграфе приводятся основные зависимости, полученные из рассмотрения работы выпрямительного устройства на чисто активное сопротивление. В дальнейшем будет учтено влияние индуктивностей и емкостей сглаживающего фильтра, которые применяются в подавляющем большинстве случаев. Кроме того для вывода основных зависимостей не принята во внимание индуктивность рассеяния обмоток трансформатора, что также своевременно будет учтено.

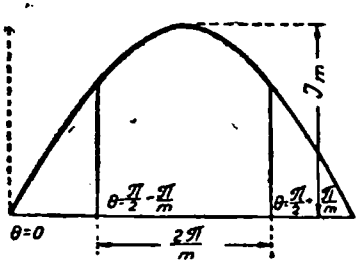


Рис. 15.

Указанные допущения позволяют считать форму выпрямленного тока совпадающей с формой выпрямленного напряжения и изображать ток в виде пульсирующей кривой (рис. 15).

Прежде всего независимо от схемы выпрямления, выясним зависимость между постоянной слагающей выпрямленного тока и эффективным значением тока одного из анодов или, что то же, эффективным током одной фазы вторичной обмотки трансформатора.

Из интересующих нас токов первый может быть непосредственно выражен уравнением, аналогичным уравнению (9) для постоянной слагающей выпрямленного напряжения

$$I_0 = \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cdot I_m, \qquad (10)$$

где I_m — максимальный импульс анодного тока (см. обозначение на рис. 15).

Под квадратом эффективного тока одной фазы следует понимать среднее квадратичное значение кривой одного импульса, взятое за период

$$I_{2eff} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{-\frac{\pi}{m}}^{+\frac{\pi}{m}} I_m^2 \cdot \cos^2 \omega t \cdot d\omega t} = \sqrt{\frac{I_m^2}{\pi}\left|\frac{2\omega t + \sin 2\omega t}{4}\right|_0^{\frac{\pi}{m}}} =$$

$$= \frac{I_m}{2}\sqrt{\frac{1}{2}\left(\sin\frac{2\pi}{m} + \frac{2\pi}{m}\right)}. \qquad (11)$$

Разделив уравнение (11) на (10), получим

$$\frac{I_{2eff}}{I_0} = \frac{\sqrt{\pi\left(\sin\frac{2\pi}{m} + \frac{2\pi}{m}\right)}}{2m \cdot \sin\frac{2\pi}{m}}.$$

Вычисление отношений $\frac{I_{2eff}}{I_0} = f(m)$ дано в следующей табл. 7.

Таблица 7

m	$\frac{I_{2eff}}{I_0}$	m	$\frac{I_{2eff}}{I_0}$
1	1,570	4	0,50
2	0,785	6	0,41
3	0,58	12	0,29

Заметим, что начиная с $m = 3$, величины $\frac{I_{2eff}}{I_0}$, приведенные в табл. 7, могут быть получены из соотношения

$$\frac{I_{2eff}}{I_0} = \frac{1}{\sqrt{m}}. \qquad (12)$$

Для полной характеристики фазовой обмотки (вторичной) укажем на зависимость между постоянной слагающей выпрямленного напряжения и эффективным фазным напряжением

$$\frac{E_{2eff}}{E_0} = \frac{E_m}{\sqrt{2}\cdot E_0} = \frac{\pi}{\sqrt{2}\cdot m \cdot \sin\frac{\pi}{m}}; \qquad (13)$$

численные значения указанного отношения даны в табл. 5.

Обратимся теперь к приложению полученных выражений к конкретным схемам, для которых будут указаны также напряжения и токи в первичной обмотке.

Трехфазная схема треугольник — звезда (рис. 8).

Фазное (эффективное) напряжение вторичной обмотки (табл. 5).

$$E_{2eff} = \frac{E_0}{1{,}17} = 0{,}855 \cdot E_0. \tag{14}$$

Эффективный ток фазы (табл. 7)

$$I_{2eff} = 0{,}58 \cdot I_0 \tag{15}$$

Кроме того приведем еще раз соотношение, связывающее I_{2eff} и максимальный импульс анодного тока I_m

$$I_{2eff} = \frac{I_m}{2}\sqrt{\frac{1}{\pi}\left(\sin\frac{2\pi}{m}+\frac{2\pi}{m}\right)} = \frac{I_m}{2}\sqrt{\frac{1}{3{,}14}(\sin 120^\circ + 2{,}09)} = 0{,}485 \cdot I_m. \tag{16}$$

Фазное напряжение первичной обмотки при коэфициенте трансформации по керну $u_1 = \frac{E_{2eff}}{E_{1eff}}$

$$E_{1eff} = \frac{E_{2eff}}{u_1} = \frac{0{,}855}{u_1} \cdot E_0. \tag{17}$$

Эффективный фазный ток первичной обмотки при коэфициенте трансформации по фазе $u_1 = 1$ выражается через максимальный импульс анодного тока (проф. Вологдин, В. П., „Выпрямители", стр. 219)

$$I_{1eff} = 0{,}398 \cdot I_m$$

или, так как

$$I_m = \frac{I_{2eff}}{0{,}485},$$

$$I_{1eff} = \frac{0{,}398}{0{,}485} \cdot I_{2eff} = 0{,}82 \cdot I_{2eff}.$$

Наконец

$$I_{1eff} = 0{,}82 \cdot 0{,}58 \cdot I_0 = 0{,}47 \cdot I_0. \tag{18}$$

При коэфициенте трансформации по фазе u_1 приведенное выше выражение для I_{1eff} дает, очевидно, преуменьшенный в u_1 раз результат, следовательно, правые части уравнения (18) должны быть умножены на u_1.

При соединении первичной обмотки трансформатора в треугольник от питающей сети потребляется ток

$$I_л = \sqrt{2} \cdot I_{2eff}$$

при $u_1 = 1$

и

$$I_л = \sqrt{2} \cdot u_1 \cdot I_{2eff}$$

при $u_1 \neq 1$.

Так как

$$I_{2eff} = 0{,}58 \cdot I_0,$$

то

$$0{,}58 \cdot 1{,}41 \cdot u_1 \cdot I_0 = 0{,}82 \cdot u_1 \cdot I_0. \qquad (19)$$

Пример. Рассчитаем токи и напряжения в различных цепях выпрямительного устройства по схеме 16, при следующих данных:

$$E_0 = 10\,000 \text{ V}, I_0 = 1 \text{A}.$$

Первичная обмотка трансформатора питается от сети с линейным напряжением $E_{1eff} = 110$ V.

Находим:

Амплитуда фазного напряжения вторичной обмотки (табл. 6)

$$E_m = 1{,}21 \cdot E_0 = 12\,100 \text{ V}.$$

Эффективное фазное напряжение вторичной обмотки

$$E_{2eff} = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = 0{,}855 \cdot E_0 = 8550 \text{ V}.$$

Эффективный фазный ток вторичной обмотки (форм. 15)

$$I_{2eff} = 0{,}58 \cdot I_0 = 0{,}58 \text{ A}.$$

Коэфициент трансформации по фазе

$$u_1 = \frac{E_{2eff}}{E_{1eff}} = \frac{8550}{110} \cong 78.$$

Эффективный фазный ток первичной обмотки из формулы (18)

$$I_{1eff} = 0{,}47 \cdot u_1 \cdot I_0 = 0{,}47 \cdot 78 = 36{,}7 \text{ A}.$$

Ток в линии, питающей трансформатор,

$$I_л = 0{,}82 \cdot u_1 \cdot I_0 = 0{,}82 \cdot 78 = 64 \text{ A}.$$

Вычисление мощности, подводимой к трансформатору, а также номинальной мощности трансформатора приводится на стр. 29.

Трехфазная схема звезда — звезда (рис. 16).

Соотношение между выпрямленными током и напряжением, с одной стороны, и переменными фазными токами и напряжениями вторичной обмотки трансформатора, с другой, совпадают с приведенными выше уравнениями (14) — (16) для схемы рис. 8.

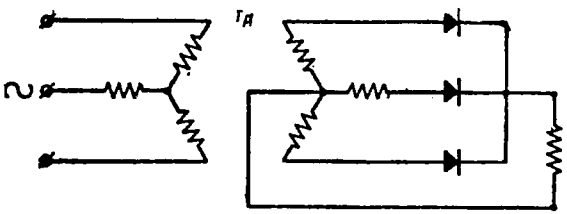


Рис. 16.

$$E_{2eff} = 0{,}855 \cdot E_0$$
$$I_{2eff} = 0{,}58 \cdot I_0,$$
$$I_{2eff} = 0{,}485 \cdot I_m.$$

Фазное напряжение первичной обмотки так же, как и для схемы 8

$$E_{eff} = \frac{E_{2eff}}{u_1} = \frac{0{,}855}{u_1} E_0. \qquad (17)$$

Эффективный фазный ток первичной обмотки [1])

$$I_{1eff} = 0{,}4 \cdot I_m = 0{,}82 \cdot I_{2eff} = 0{,}475 \cdot I_0$$

при коэфициенте трансформации по фазе, равном единице.

При коэфициенте трансформации u_1

$$I_{1eff} = 0{,}4 \cdot u_1 \cdot I_m = 0{,}82 \cdot u_1 \cdot I_{2eff}. \qquad (20)$$

Ток, потребляемый от питающей сети при включении первичной обмотки в звезду, очевидно, равен фазному току I_{1eff}.

Линейное напряжение сети

$$E_л = \sqrt{3} \cdot E_{1eff}$$

Шестифазная схема треугольник — звезда (рис. 10).

Фазное напряжение вторичной обмотки согласно табл. 6

$$E_{2eff} = \frac{E_0}{1{,}35} = 0{,}74 \cdot E_0.$$

Эффективный ток фазы вторичной обмотки находим по формуле (11)

$$I_{2eff} = \frac{I_m}{2} \sqrt{\frac{1}{\pi}\left(\sin\frac{2\pi}{m} + \frac{2\pi}{m}\right)} =$$

$$= 0{,}5 \cdot \sqrt{\frac{\sin 60° + 1{,}05}{3{,}14}} \cdot I_m = 0{,}39\, I_m.$$

[1]) Проф. Вологдин В. П., „Выпрямители", стр. 2 0.

Кроме того согласно табл. 7

$$I_{2eff} = 0{,}41 \cdot I_0.$$

Для определения напряжения фазы первичной обмотки следует представлять себе ее вместе с двумя фазами вторичной обмотки в виде однофазной схемы выпрямления.

Поэтому, если на одной из половин вторичной обмотки данного керна, т. е. одной из 6 фаз вторичной обмотки, необходимо напряжение

$$E_{2eff} = 0{,}74 \cdot E_0,$$

то при коэфициенте трансформации по фазе u

$$E_{1eff} = \frac{E_{2eff}}{u_1} = \frac{0{,}74}{u_1} E_0. \qquad (21)$$

Отметим, что в данном случае под коэфициентом трансформации понимается

$$u_1 = \frac{E_{2eff}}{E_{1eff}},$$

т. е. отношение числа витков одной фазы вторичной обмотки к числу витков одной фазы первичной обмотки. Эффективный ток в фазах первичной обмотки при коэфициенте трансформации $u_1 = 1$ должен быть, очевидно в $\sqrt{2}$ раз больше, чем во вторичной (заметим, что в отличие от однофазного двухполупериодного выпрямления ток в каждой из половин одного керна длится всего 1/6 периода)

$$I_{1eff} = \sqrt{2} \cdot I_{2eff}.$$

В общем виде $I_{1eff} = \sqrt{2} \cdot u_1 \cdot I_{2eff}$.

Так как $I_{2eff} = 0{,}41 \cdot I_0$, то

$$I_{1eff} = \sqrt{2} \cdot 0{,}41 \cdot u_1 \cdot I_0 = 0{,}58 \cdot u_1 \cdot I_0.$$

Наконец ток, потребляемый из сети, в данном случае

$$I_л = 2 \cdot u_1 \cdot I_{2eff} = 0{,}82 \cdot u_1 \cdot I_0.$$

Фазное напряжение является одновременно и линейным напряжением.

Мощность трансформатора, питающего выпрямитель.

Анодный трансформатор выпрямительной установки работает в режиме, существенно отличном от режима нормальных силовых трансформаторов ввиду несимметричной нагрузки отдельных фаз, а также импульсного характера тока в обмотках при выпрямлении.

При одной и той же мощности, отдаваемой анодным трансформатором в виде выпрямленного тока, а нормальным силовым трансформатором в виде переменного тока, потери мощности в трансформаторе будут значительно большими в первом случае, так как действующее значение пульсирующего тока, определяющее собой нагрев обмотки, всегда будет больше среднего значения выпрямленного тока.

Другими словами, если нормальный силовой трансформатор рассчитан на отдачу полезной мощности $W_{\sim}$, то при работе на выпрямительную установку нагрев его обмоток и потери в нем достигнут своего нормального предела при мощности выпрямленного тока $W_0 = I_0 \cdot E_0$ значительно меньшей, чем $W_{\sim}$.

Последнее обстоятельство учитывается введением в расчет так называемого „коэфициента использования трансформатора"

$$k = \frac{W_0}{W_{\sim}}$$

или обратной ему величины

$$k' = \frac{1}{k} = \frac{W_{\sim}}{W_0},$$

прямо указывающей, во сколько раз номинальная (типовая) мощность трансформатора должна быть больше полезной мощности, отнимаемой от выпрямленной стороны.

При этом следует иметь в виду, что использование номинальной мощности неодинаково для вторичной и первичной обмоток и, кроме того, зависит от схемы включения трансформатора.

Под коэфициентом k, характеризующим режим трансформатора в целом, понимают обычно среднее арифметическое из значений коэфициентов использования первичной обмотки k_1 и вторичной обмотки k_2

$$k = \frac{k_1 + k_2}{2}. \qquad (22)$$

Коэфициент использования вторичной обомотки.

Согласно приведенному выше определению „коэфициента использования" составим отношение мощности выпрямленного тока к номинальной мощности вторичной обмотки $\frac{W_0}{W_2}$ при многофазном выпрямлении.

Имеем

$$W_0 = E_0 \cdot I_0 = \frac{m}{\pi} \cdot \sin\frac{\pi}{m} \cdot E_m \cdot I_0. \qquad (23)$$

Номинальная мощность вторичной обмотки трансформатора может быть определена как произведение из числа фаз на действующие значения фазного напряжения и силы тока

$$W_2 = m \cdot E_{2eff} \cdot I_{2eff}. \tag{24}$$

Для приведенных выше схем многофазного выпрямления вторичная обмотка, как правило, соединялась звездой, следовательно, фазовый ток равен анодному току, и согласно табл. 7, а также уравнению 12 (при $m \geqslant 3$)

$$I_{2eff} = \frac{I_2}{\sqrt{m}}.$$

Таким образом

$$W_2 = \sqrt{m} \cdot E_{2eff} \cdot I_0$$

$$k_2 = \frac{W_0}{W_2} = \frac{\frac{m}{\pi} \sin\frac{\pi}{m} E_m \cdot I_0}{\sqrt{m} \cdot E_{2eff} \cdot I_0} = \frac{\sqrt{m \cdot 2}}{\pi} \cdot \sin\frac{\pi}{m}. \tag{25}$$

Числовые значения коэфициента k_2, а также обратного ему $\frac{1}{k_2} = k_2'$ в зависимости от m, даны в табл. 8, причем для $m = 1$ и $m = 2$ использованы величины $\frac{I_{2eff}}{I_0}$ из табл. 7.

Коэфициент использования первичной обмотки.

Использование номинальной мощности первичной обмотки трансформатора значительно выше, чем это имеет место во вторичной обмотке, ввиду отсутствия в первичной обмотке постоянной слагающей тока.

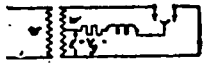
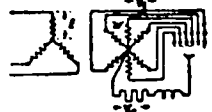
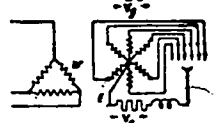
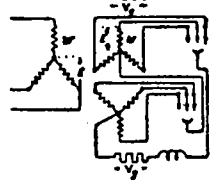
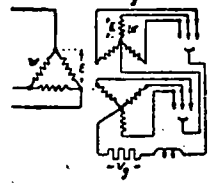
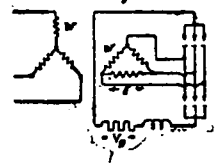
Рассуждениями, аналогичными тем, которые были приведены выше, можно вывести выражения для определения коэфициентов использования номинальной мощности первичной обмотки k_1. Опуская за недостатком места вычисления, ограничимся ссылкой на табл. 8, в которой даны значения коэфициентов k_1 и $k_1' = \frac{1}{k_1}$.

В этой же таблице даются числовые значения коэфициентов использования всего трансформатора k и k', определяемых, как уже сказано выше, из выражения

$$k = \frac{k_1 + k_2}{2}$$

и

$$k' = \frac{1}{k}.$$

№ схемы	Схема: число витков каждой фазы „10" принято постоянным и равным единице	Эффект. фазное напряжение $E_{эфф}$ при $E_0=10^4$ V	Эффект. фазный ток $I_{эфф}$ при выпрям. токе $I_0=1$A	VA вторичной обмотки при $I_0E_0=1$ или коэф. увел. мощ. обмотки K'_1	Коэф. использования вторичной обмотки трансформатора K_1	Эффект. фазный ток первич. обмотки при $I_0=1$	VA первичной обмотки при $I_0E_0=1$ или коэф. увелич. мощ. пер.	Коэф. использования первичной обмотки трансформатора k_1	VA тр-ра типовой мощности или коэф. увелич. мощности тр-ра k_1	Коэффициент использования тр-ра k	Эффект значение линейного тока $I_л$	VA линии при мощности выпрямл. тока $E_0I_0=1$	Коэффициент мощности ξ	Наибольшая гармоника при частоте питающей сети $f=50$	Амплитуда наибольшей гармоники при $E_0=1$	ΔE_0 повышение напряж. при измен. нагрузки от полной до нуля в %	Амп ияуда обратн. напряж. на колбе при работе, при $E_0=1$
1		11100	0,707	1,570	0,637	1.00	1,110	0,90	1,34	0.75	1,00	1,11	0,90	2×50	0,670	57,0	3,10
2		6550	0,578	1,481	0,675	0,47	1,209	0,83	1,35	0,74	0,47	1,21	0,83	3×50	0,250	21,0	2,10
3		6550	0,578	1,481	0,675	0,47	1,209	0,83	1,35	0.74	0,92	1,21	0,83	3×50	0,250	21,0	2,1
4		6550	0,239	1,481	0,675	0,41	1,047	0,96	1,26	0,79	0,41	1,05	0,96	6×50	0,057	21,0	2,10
5		7410	0,408	1,814	0,552	0 58	1,[illegible]	0,78	1,55	0,65	0,82	1,05	0,96	6×50	0,057	4,5	2,10
6		4275	0,578	1,481	0,675	0,82	1,047	0,99	1,26	0,79	0,82	1,05	0,96	6×50	0,057	4,5	1,05
7		4275	0,578	1,481	0,675	0,82	1,047	0,96	1,26	0,79	1,42	1,05	0,96	6×50	0,057	4,5	1,05
8		7410	0,472	1,017	0,955	0,82	1,017	0,96	1,05	0,96	0,82	1,05	0,96	6×50	0,057	4,5	1,05

Гонорований.

Изложенное в настоящем параграфе относительно использования обмоток трансформатора должно быть полностью учтено при выборе типа готовых трансформаторов или при расчете специального трансформатора для выпрямительной установки.

В тех случаях, когда выбору подлежат типовые трансформаторы заводского изготовления, типовую мощность его следует выбирать по коэфициенту использования вторичной обмотки, что обеспечивает неполный нагрев его ввиду надогрузки первичной обмотки.

При специальном расчете трансформатора для выпрямительной установки коэфициенты k_1' и k_2' указывают лишь на необходимость в несколько большем против нормального трансформатора сечении меди обмотки.

Подробнее о выборе трансформаторов, а также о типовых данных, говорится ниже.

Вольтамперы, потребляемые из сети, и коэфициент мощности.

Под коэфициентом мощности выпрямительного устройства в целом следует понимать отношение мощности (в киловаттах), отдаваемой в цепь выпрямленного тока, к мощности (в киловольтамперах), подводимой из сети к первичной обмотке трансформатора

$$\xi = \frac{W_0}{W_{сети}}. \tag{26}$$

Имея в виду полученные ранее соотношения, рассчитаем величину ξ для следующих схем.

1) Трехфазное выпрямление, треугольник — звезда (рис. 8).

Имеем

$$E_{1eff} = 0\,855 \cdot E_0$$
$$I_л = 0{,}820 \cdot I_0$$
$$W_{сети} = 1{,}73 \cdot E_{1eff} \cdot I_л = 1{,}21 \cdot E_0 \cdot I_0.$$

С другой стороны

$$W_0 = E_0 \cdot I_0.$$

Следовательно,

$$\xi = \frac{E_0 \cdot I_0}{1{,}21 \cdot E_0 \cdot I_0} = 0{,}826. \tag{27}$$

2) Трехфазное выпрямление, звезда — звезда (рис. 16).

В данном случае

$$E_{1eff} = 0{,}855 \cdot E_0$$
$$I_л = I_{1eff} = 0{,}475 \cdot I_0$$
$$W_{сети} = 3 \cdot E_{1eff} \cdot I_л = 1{,}21 \cdot E_0 \cdot I_0$$
$$\xi = \frac{E_0 I_0}{1{,}21 \cdot I_0} = 0{,}826. \tag{28}$$

3) Шестифазное выпрямление, треугольник — звезда (рис. 10). Имеем

$$E_{\text{эфф}} = 0{,}74 \cdot E_0$$
$$I_{\text{л}} = 0{,}82 \cdot I_0$$
$$W_{\text{сети}} = 1{,}73 \cdot E_{\text{1эфф}} \cdot I_{\text{л}} = 1{,}05 \cdot E_0 \cdot I_0$$
$$\xi = \frac{E_0 \cdot I_0}{1{,}05 \cdot E_0 \cdot I_0} = 9{,}955. \qquad (29)$$

Величины коэфициентов мощностей для других схем, определяемые аналогичным путем, даны в табл. 8.

ГЛАВА III.

КЕНОТРОННЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ.

Кенотроном называется электронная пустотная лампа, используемая для выпрямления переменного тока.

Электродами лампы являются, с одной стороны, накаленный „катод", испускающий электроны, и, с другой стороны, холодный „анод", к которому устремляются электроны при достаточно высоком положительном потенциале анода относительно катода.

Таким образом электрический ток в цепи, содержащей кенотрон, направлен согласно общепринятому определению обратно движению электронов, т. е. от анода к катоду.

В обратном направлении ток практически невозможен, поскольку холодный анод не испускает электронов. Следовательно, кенотрон обладает полным вентильным действием, заключающимся в односторонней проводимости электрического тока.

Предполагая знакомство изучающих с физикой двухэлектродных ламп (диодов) из специальных курсов электронных ламп, укажем лишь основные, характерные для кенотронов зависимости, необходимые нам для дальнейшего расчета.

Характеристика кенотрона.

Установив определенную температуру накаленного катода (пропусканием через катод тока от вспомогательного источника) и предопределив тем самым интенсивность испускания электронов, начнем давать анодному напряжению разные значения, изменяя его от нуля до некоторого предела, зависящего от данных кенотрона.

В начале процесса, т. е. при нулевом потенциале анода (относительно катода), электроны, выбрасываемые накаленным катодом, остаются вблизи поверхности катода, образуя так называемый пространственный заряд.

Ток в анодной цепи кенотрона при этом не протекает, так как отсутствует причина, заставляющая электроны проходить пустотный промежуток катод — анод в кенотроне. (Некоторый

ток имел бы место даже при нулевом потенциале анода, при достаточно малом расстоянии между катодом и анодом.)

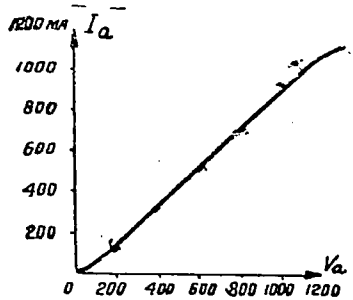


Рис. 17.

При подведении к аноду положительного относительно катода напряжения и по мере повышения последнего ток через кенотрон будет непрерывно расти за счет увеличения числа электронов, увлекаемых к аноду электрическим полем, существующим в промежутке анод — катод и пропорциональным анодному напряжению.

Замедление роста тока наступает при полном использовании пространственного заряда, после чего дальнейшее повышение анодного потенциала уже не дает заметного прироста тока, так как предельная величина тока ограничивается числом электронов, испускаемых катодом при данной температуре нагрева.

Графически описанный процесс иллюстрируется рис. 17, на котором представлена классическая характеристика кенотрона $I_a = f \cdot (V_a)$.

Верхний сгиб характеристики наступает в соответствии с вышеуказанным при тех значениях анодного напряжения V_a, при которых число электронов, увлекаемых к аноду, приближается к полному числу электронов, испускаемых катодом. В пределах нижней части характеристики, до верхнего сгиба, зависимость тока I_a от напряжения подчиняется известному уравнению Чайльда-Лэнгмюра [1])

$$I_a = A \cdot V_a^{3/2},$$

где A — постоянная, зависящая от конструкции и геометрических размеров электродов.

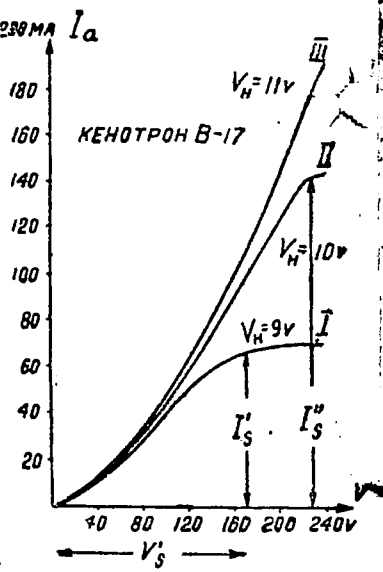


Рис. 18.

Максимальное значение тока I_s (рис. 18) носит название „тока насыщения“ или „полного тока эмиссии“ кенотрона и зависит, как это уже отмечено выше, от температуры катода, а также от активной поверхности катода.

[1]) При выводе этой зависимости не учитывался целый ряд факторов, в действительных условиях имеющих место: магнитное поле катода, падение напряжения вдоль нити и др., чем и объясняются отклонения от указанного закона, наблюдаемые на практике.

Величина напряжения, при котором ток достигает насыщения, называется „напряжением насыщения“ и обозначается в дальнейшем V_s (рис. 18).

Зависимость эмиссии от температуры катода выражается известным уравнением Ричардсона

$$I_{A/cm^2} = a\sqrt{T}\cdot e^{\frac{-b_0}{T}},$$

где a и b_0 — постоянные, зависящие от материала, и T — температура в абсолютных градусах накаливаемого катода.

На рис. 18 показаны характеристики кенотрона, снятые при разных температурах катода, из которых видно, что относительно небольшими изменениями температуры (изменениями напряжения и тока накала) можно в больших пределах изменять ток насыщения кенотрона.

Резкое увеличение эмиссии без чрезмерного повышения рабочей температуры катода может быть получено соответствующим выбором материала и способа изготовления катода.

Наиболее употребительный материал — вольфрам — обладает относительно небольшой удельной эмиссией $5 \div 15^{mA}/_{W}$, в то время, как торированный вольфрам дает $35 \div 40^{mA}/_{W}$, корбонированный вольфрам $70 \div 90^{mA}/_{W}$ и т. д.

Факторами, решающими выбор в пользу вольфрама, являются большой срок службы и постоянство в работе.

Рабочая температура вольфрамового катода колеблется в пределах $2500 \div 2800°$ в зависимости от диаметра нити и конструкции кенотрона.

Сопротивление кенотрона.

Под термином „сопротивление“ следует понимать отношение анодного напряжения V_a к силе тока через кенотрон

$$R_i = \frac{V_a}{I_a}. \tag{30}$$

Поскольку зависимость I_a от V_a не является линейной, сопротивление кенотрона зависит от режима работы кенотрона, а именно: в пределах восходящей части характеристики сопротивление изменяется по закону

$$R_i = \frac{V_a}{I_a} = \frac{V_a}{A\cdot V_a^{3/2}} = \frac{1}{A\cdot V_a^{1/2}}; \tag{31}$$

по мере приближения к верхнему сгибу сопротивление резко возрастает, так как увеличение напряжения дает непропорционально малый прирост тока и, наконец, в области насыщения сопротивление возрастает прямо пропорционально напряжению V_a. Как общее правило, рабочей областью характеристики является именно восходящая часть, т. е. в процессе работы кенотро-

на в выпрямительном устройстве максимальный импульс анодного тока не достигает величины тока насыщения I_s.

Следовательно, нас в дальнейшем будет интересовать сопротивление кенотрона, подчиняющееся уравнению (31). В большинстве случаев, без большого отклонения от истины, восходящую часть характеристики можно заменить прямой линией, проходящей через начало координат (рис. 19) и наклоненной под определенным углом к оси абсцисс V_a. Подобная замена позволяет считать сопротивление кенотрона постоянным в пределах рабочего участка характеристики и весьма упрощает расчет выпрямительной схемы. Погрешность расчета, связанная с этим допущением, не превышает 5÷8%, что может считаться допустимым.

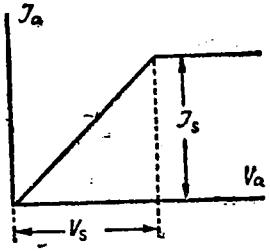


Рис. 19.

Потери в кенотроне.

При прохождении тока через кенотрон в сопротивлении его происходит падение напряжения

$$V_a = I_a \cdot R_i$$

и теряется мощность $W_a = V_a \cdot I_a$, выделяющаяся в виде теплоты на аноде. При постоянной силе тока через кенотрон, когда к цепи, состоящей из последовательно соединенных кенотрона и внешнего сопротивления R нагрузки, приложено постоянное напряжение E (рис. 20), величина теряемой мощности может быть непосредственно вычислена.

Считая, что ток в цепи меньше тока насыщения, благодаря чему кенотрон обладает некоторым сопротивленем R_i, мало изменяющимся в тех пределах, в которых мы будем в дальнейшем изменять силу тока, напишем следующие простые соотношения

$$I = \frac{E}{R_i + R} = \frac{V_1}{R} = \frac{V_a}{R_i},$$

где V_1 — напряжение на нагрузочном сопротивлении, а V_a — падение напряжения на участке анод—нить кенотрона.

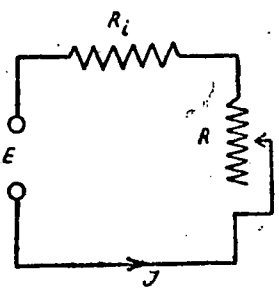


Рис. 20.

Если мы теперь начнем изменять внешнее сопротивление R, давая ему ряд значений больших и меньших, чем исходная величина R, то легко уяснить себе, что в первом случае, т. е. при увеличении R, сила тока в цепи падает, одновременно повышая падение напряжения на сопротивлении R и уменьшая таковое на кенотроне. При достаточно большом по сравнению с кенотро-

ном нагрузочном сопротивлении R главная часть приложенного к цепи напряжения приходится именно на внешнее сопротивление R.

Абсолютная величина мощности, выделяемой в сопротивлении R, при этом падает, но соотношение мощностей, отдаваемой источником напряжения E и выделяемой в сопротивлении R, становится более выгодным, т. е. коэфициент полезного действия цепи возрастает с увеличением нагрузочного сопротивления.

Наблюдающееся при этом уменьшение силы тока через кенотрон соответственно уменьшает потерю мощности $I_a V_a$ и, естественно, облегчает работу кенотрона, снижая нагрев анода его.

Начнем теперь уменьшать внешнее сопротивление, т. е. переходить от предыдущего режима, близкого к холостому ходу, к рабочему режиму.

При этом допустим сперва, что приложенное к цепи напряжение меньше напряжения насыщения кенотрона

$$E < V_s.$$

По мере уменьшения сопротивления R ток в цепи растет, одновременно увеличивается падение напряжения на кенотроне, а, следовательно, и мощность, расходуемая на нагрев анода.

Мощность, выделяемая в нагрузочном сопротивлении R при уменьшении последнего, растет лишь пока $R > R_i$.

При равенстве R и R_i полезная мощность достигает своего максимума, причем коэфициент полезного действия цепи равен 50%.

В этом отношении рассматриваемая цепь вполне аналогична обычной цепи, состоящей из источника эдс с внутренним сопротивлением R_i, работающего на внешнее сопротивление R.

В рассматриваемом положении половина мощности, отдаваемой источником, расходуется на нагрев анода; с дальнейшим уменьшением сопротивления R все большая часть общей мощности приходится на кенотрон, пока, наконец, при $R = 0$, т. е. при коротком замыкании, вся мощность полностью пойдет на нагрев анода.

Поскольку мы приняли $E < V_s$, мы тем самым заранее ограничили ток короткого замыкания величиной $I_{max} < I_s$, что и позволило нам считать, что ток в цепи непрерывно возрастает при уменьшении внешнего сопротивления R вплоть до $R = 0$.

В действительных условиях напряжение, питающее цепь, обычно значительно превышает величину V_s, благодаря чему ток через кенотрон поднимается до насыщения I_s гораздо раньше, чем при $R = 0$. Это равносильно тому, что сопротивление кенотрона R_i становится тем больше, чем меньше внешнее сопротивление.

В самом деле после того как ток в цепи достиг значения I_s, дальнейшее уменьшение R уже не в состоянии изменить силы тока, ввиду чего падение напряжения $I_s \cdot R$ будет убывать пропорционально величине R.

Так как мы считаем питающее напряжение E постоянным, то напряжение на кенотроне $V_a = E - I_s \cdot R$ должно возрастать с уменьшением R, что при постоянном значении I_s можно отнести только лишь за счет возрастания сопротивления кенотрона

$$R_i = \frac{V_a}{I_s}.$$

Подобный режим чрезвычайно опасен для кенотрона ввиду чрезмерного повышения нагрева анода, связанного с возрастанием теряемой в кенотроне мощности $V_a \cdot I_s$. Это служит объяснением известного из практики положения об опасности недокала нити кенотрона в процессе работы, а также включения и выключения накала под анодным напряжением, так как снижение накала уменьшает эмиссию катода и переводит режим кенотрона в область насыщения, что как раз и приводит к описанному выше невыгодному для кенотрона перераспределению напряжений и потерь мощности в цепи.

При включении и выключении тока накала катода под анодным напряжением постепенное повышение или понижение температуры катода дает в промежуточные моменты небольшую эмиссию, что также приводит кенотрон к насыщению и связанному с этим перегреву анода. Конечно абсолютная величина потерь при недокале меньше, чем те же потери, связанные с насыщением в области полного накала, но все же таковые могут быть значительно больше, чем при использовании восходящей части характеристики в нормальном режиме.

Резюмируя сказанное, можно сделать следующие, важнейшие для нормальной работы кенотрона, выводы:

а) в процессе использования кенотрона в выпрямительном устройстве ток через кенотрон ни при каких условиях не должен подниматься до тока насыщения;

б) амплитуда напряжения вторичной обмотки трансформатора, питающего через кенотрон нагрузочное сопротивление R, не должна превышать сумму требуемого напряжения на нагрузочном сопротивлении и напряжения насыщения на кенотроне

$$E_m \leqslant E_0 + V_s; \qquad (32)$$

в) коэфициент полезного действия кенотрона тем выше, чем больше внешнее сопротивление, т. е. чем меньше отнимаемый от кенотрона ток;

г) поверхность анода должна быть достаточных размеров и рассчитана на отдачу окружающей среде выделяемого на нем тепла при безопасной для кенотрона температуре нагрева.

Работа кенотрона в выпрямительном устройстве.

Особенностью расчета кенотронного выпрямительного устройства является необходимость учета значительного падения напря-

Генотроны завода „Светлана" ВЭО.

Название		Накал		Анод					Назначение	Примечание
Старое	Новое	Напряжение V	Ток в А	Допустимая мощность рассеяния в W	Напряжение обратного зажигания V	Напряжение насыщения V	Ток эмиссии в mA	Срок службы катода часов		
$К_2$-Т	ВТ-14	3,25	0,49	8	—	60	больше 60	—	Для выпрямителей к приемникам, усилителям и маломощным генераторам	Первые четыре к нотрона таблицы двуханодные
—	ВО-125	4	0,77	2 × 2	—	—	больше 150	—		
—	ВО-116	4	1,0—1,5	10 × 2	—	—	2 × 250	—		
КЛ	В-16	12	6—6,1	15	1 000	100—110	больше 200	500	Для выпрямителей к усилителям и генераторам	
К-5	В-17	11	3,45	50	3 750	500	200	200		
$К_2$-150	В-24	16	10	400	2 500	1 200	800	1 000	Для выпрямителей к передатчикам	
КП-150	В-98	17	16,6—19,4	400	15 000	650	1 500	1 000		
К-3/600	В-27	17	7,7—9,1	400	7 500	800	800	800		
К-2000	В-38	16,5	48—56	10 000	25 000	3 000	7 000	1 000		

жения на кенотронах, изменяющегося в работе вместе с изменениями тока через кенотрон.

Так как обычно принимаются специальные меры к поддержанию выпрямленного напряжения E_0 на нагрузочном сопротивлении строго постоянным (в простейшем случае это достигается включением емкости, шунтирующей нагрузочное сопротивление), то для того, чтобы при положительной полуволне напряжения на аноде кенотрона в цепи проходил ток, напряжение трансформатора должно превышать E_0 на величину падения напряжения в кенотроне.

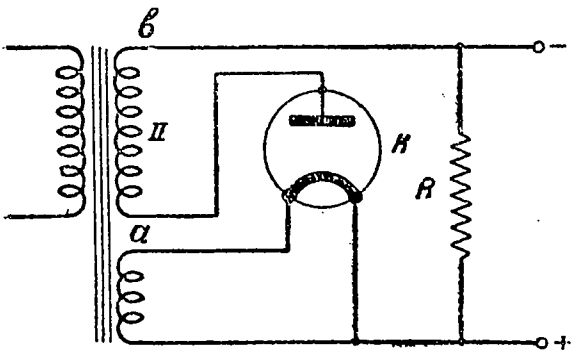


Рис. 21.

При этом ток через кенотрон будет проходить только лишь в продолжение небольшого времени, в течение которого напряжение на трансформаторе превышает постоянную слагающую выпрямленного напряжения E_0.

Сказанное поясняется рис. 21 и 22.

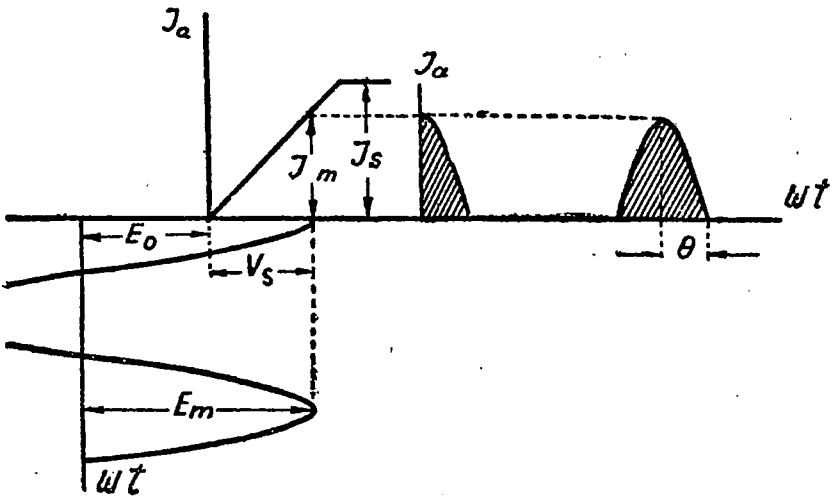


Рис. 22.

На рис. 21 представлено однофазное однополупериодное выпрямление, весьма упрощающее получение выводов, которые в дальнейшем без особого труда могут быть обобщены для многофазного выпрямления.

На рис. 22 изображена идеализированная характеристика кенотрона $I_a = f(V_a)$ и диаграмма переменного напряжения вторичной обмотки трансформатора, изменяющегося по закону $E_m \cdot \cos \omega t$, причем ось времени направлена вниз и смещена влево от начала координат на величину постоянного, выпрямленного напряжения на конденсаторе E_0.

Ток через кенотрон является максимальным при $\omega t = 0$, т. е когда мгновенное напряжение трансформатора равно амплитуде (поскольку мы приняли конусоидальный закон изменения напряжения).

Как общее положение, максимальный импульс тока не должен подниматься до полного насыщения, следовательно, предельная величина амплитуды переменного напряжения

$$E_{max} \leqslant E_0 + V_s,$$

где V_s — напряжение насыщения кенотрона.

По мере изменения питающего напряжения по косинусоиде ток через кенотрон падает до нуля, который наступит в тот момент, когда мгновенное значение напряжения $E_m \cdot \cos \omega t$ уравняется с напряжением E_0 конденсатора, которое мы считаем постоянным. Угол $\omega t = \theta$ (рис. 22), соответствующий времени, в течение которого ток падает от своего максимального значения I_m до нуля, называется „углом отсечки" анодного тока.

В промежутке между $\omega t = 0$ и $\omega t = \theta$ анодный ток подчиняется уравнению

$$i_a = I'_m \cos \omega t - I'_m \cdot \cos \theta = I'_m (\cos \omega t - \cos \theta), \qquad (33)$$

где I'_m — амплитуда косинусоиды при отсутствии отсечки (рис. 22).

С другой стороны

$$I'_m = I_m + I'_m \cdot \cos \theta$$

или

$$I'_m = \frac{I_m}{1 - \cos \theta}.$$

Поставив в уравнение (33) полученное значение I'_m, находим

$$i_a = I'_m \frac{\cos \omega t - \cos \theta}{1 - \cos \theta}. \qquad (34)$$

Нас интересует постоянная слагающая тока через кенотрон, для определения которой необходимо найти среднее значение за период остроконечного импульса анодного тока.

Заметим, что при описании на стр. 15 однополупериодного выпрямления и определении среднего значения тока и напряжения в основу расчета положено было допущение об отсутствии падения напряжения в вентиле, благодаря чему форма тока через вентиль соответствует целым полуволнам косинусоидального характера (т. е. угол отсечки $\theta = 90°$).

В данном случае, для определения постоянной слагающей тока необходимо найти среднее значение за период кривой $i_a = f(\omega t)$:

$$I_0 = \frac{1}{2\pi}\int_{-\theta}^{+\theta} i_a \cdot d\,\omega t = \frac{1}{\pi}\int_{0}^{\theta} I_m \frac{\cos\omega t - \cos\theta}{1-\cos\theta}\, d\,\omega t =$$

$$= I_m \frac{\sin\theta - \theta\cos\theta}{\pi(1-\cos\theta)}. \qquad (35)$$

На рис. 23 кривая I дает зависимость $\frac{I_0}{I_m}$ от угла отсечки. Пределы изменения угла отсечки установить не трудно. При коротком замыкании цепи, т. е. когда все напряжение приложено к кенотрону (но вместе с тем не превышает напряжения насыщения V_s), угол отсечки равен 90°; наоборот, в холостом режиме, когда внешнее сопротивление равно бесконечности и ток в цепи отсутствует, $\theta = 0°$.

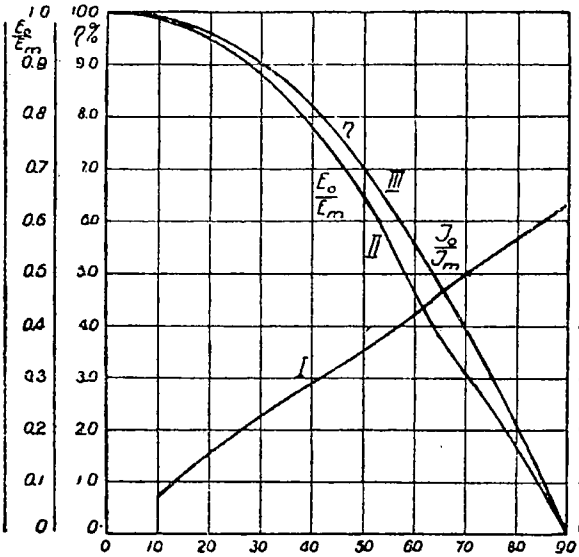


Рис. 23.

Кривая II рис. 23 дает отношение выпрямленного напряжения E_0 к амплитуде переменного напряжения E_m в функции угла отсечки, для чего использовано следующее очевидное из рис. 22 соотношение:

$$\frac{E_0}{E_m} = \cos\theta. \qquad (36)$$

Потери в кенотроне при выпрямлении. Кпд кенотрона.

Как уже отмечено выше, прохождение тока через кенотрон связано с выделением значительной мощности в сопротивлении кенотрона, причем мощность эта реализуется полностью в теплоту на аноде кенотрона и называется „мощностью анодного рассеяния".

Обратимся к вычислению средней мощности анодного рассеяния в процессе выпрямления, которую можно представить как разность

$$W_a = W_1 - W_0, \tag{37}$$

где W_1 — средняя мощность, отбираемая цепью от трансформатора, а W_0 соответствует мощности, отдаваемой постоянным током в цепь нагрузочного сопротивления.

Для вычисления средней мощности, отдаваемой трансформатором, исходим из выражения для мгновенной мощности

$$i_a \cdot v_a = I_m \frac{\cos \omega t - \cos \theta}{1 - \cos \theta} \cdot E_m \cdot \cos \omega t. \tag{38}$$

Средняя мощность за период

$$W_1 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} i_a \cdot v_a d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\theta} i_a \cdot v_a \cdot d\omega t =$$

$$= \frac{I_m \cdot E_m}{\pi (1 - \cos \theta)} \left[\int_0^{\theta} \cos^2 \omega t d\omega t - \int_0^{\theta} \cos \theta \cdot \cos \omega t \cdot a\omega t \right]. \tag{39}$$

Выполняя интегрирование, получаем

$$W_1 = I_m \cdot E_m \cdot \frac{\theta - \sin \theta \cdot \cos \theta}{2\pi (1 - \cos \theta)}. \tag{40}$$

Мощность выпрямленного тока, выделяемая в сопротивлении нагрузки

$$W_0 = I_0 E_0 = I_m \cdot E_m \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi (1 - \cos \theta)} \cdot \cos \theta. \tag{41}$$

Разделив выражение (41) на (40), получаем величину коэфициента полезного действия кенотрона

$$\eta = \frac{W_0}{W_1} = 2 \cos \theta \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi (1 - \cos \theta)}. \tag{42}$$

Кривая $\eta = f(\theta)$ на рис. 23 облегчает определение кпд по заданной величине угла отсечки θ. Определив, таким образом, кпд кенотрона, получаем удобный способ нахождения мощности анодного рассеяния

$$W_a = W_1 - W_0 = W_1 (1 - \eta)$$

или

$$W_a = W_0 \frac{1 - \eta}{\eta}. \tag{43}$$

Рассмотрение рис. 23 ясно указывает на невыгодность работы с большими углами отсечки; так, например, для получения

$\eta = 0{,}85 \div 0{,}9$ угол отсечки не должен превышать $\theta = 30 \div 35°$. Упомянутый выше кпд не учитывает расхода мощности на накал кенотронов, составляющей значительную величину. Таким образом для вычисления полного (промышленного) кпд выпрямительного устройства к мощности, подводимой к анодам кенотронов, необходимо добавить мощность накала

$$\eta = \frac{W_0}{W_1 + W_{нак}}. \qquad (44)$$

Работа многофазного кенотронного устройства.

Полученные в предыдущем параграфе соотношения с некоторыми дополнениями полностью могут быть приложены к многофазной схеме выпрямления (рис. 24 и 25).

Для этого достаточно указать на то очевидное положение, что многофазную схему можно рассматривать как параллельную работу нескольких однофазных, причем особенностью кенотронного выпрямительного устройства является прохождение тока через отдельные фазы кратковременными импульсами, что позволяет рассматривать работу каждой фазы независимо от остальных фаз. Так как для получения достаточно высокого кпд выпрямителя, как уже выше отмечено, угол отсечки θ не должен превышать $30 \div 35°$, то при однофазном, двухполупериодном выпрямлении импульсы тока будут следовать через $110°$ ($2\theta = 70°$, рис. 26), а при трехфазном выпрямлении через $50°$ (рис. 27).

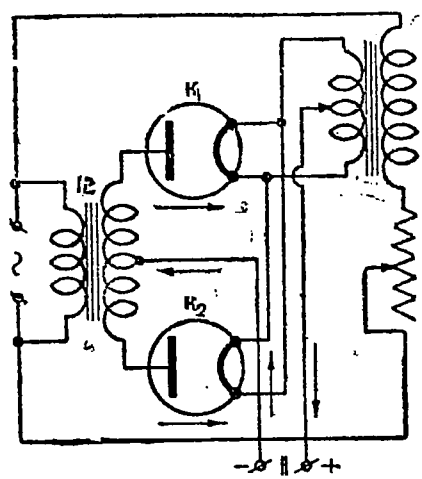


Рис. 24.

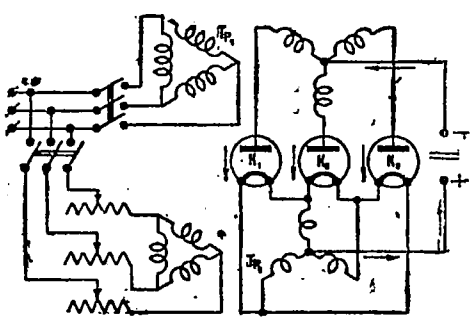


Рис. 25.

Совершенно очевидно, что постоянная слагающая выпрямленного тока будет в m (число фаз) раз больше, чем ток при однофазном выпрямлении; следовательно, если требуется получить от выпрямителя общий ток I_0, то каждую из фаз следует рассчитывать

на ток $I_{01}=\frac{I_0}{m}$, и наибольший импульс тока через каждый кенотрон $I_{m1}=\frac{I_m}{m}$. В тех случаях, когда эмиссия кенотрона $I_e<I_{m1}$, необходимо применять параллельное включение кенотронов в каждую фазу.

Коэфициент полезного действия выпрямительного устройства, а также мощность анодного рассеяния, подсчитываются так же, как и для однополупериодной схемы:

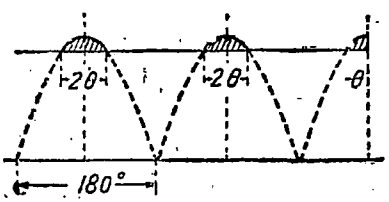


Рис. 26.

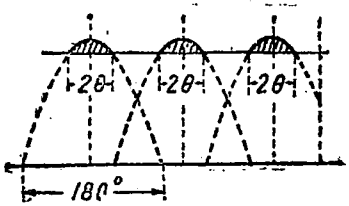


Рис. 27.

Пример расчета двухполупериодной схемы.

Задание.

$$E_0=1500\text{V}, I_0=70\text{ mA}\ (W_0=105\ \text{W}).$$

1. Ток, снимаемый с одной фазы,

$$I_{01}=\frac{I_0}{m}=\frac{70}{2}=35\text{ mA}.$$

2. Зададимся требованием получить кпд $\eta=70\,\%$ (без учета мощности накала).

По кривой рис. 23 находим угол отсечки

$$\theta=50°,$$

$$\alpha_1=\frac{I_{01}}{I_{m1}}=0{,}18,$$

$$\frac{E_0}{E_m}=0{,}64.$$

3. Максимальный импульс одной фазы

$$I_{m1}=\frac{I_{01}}{\alpha_1}=\frac{35}{0{,}18}=195\text{ mA}.$$

4. Применительно к полученной цифре $I_{m1}=195$ mA выбираем кенотрон типа В-17 (К-5), данные которого

$$I_e=200\text{ mA},\ W_a=50\text{ W}.$$

Сопоставление I_e и I_{m1} показывает, что принятая выше величина $\eta=70\,\%$ является при требуемой нагрузке для выбранного

типа кенотрона предельной, и для дальнейшего повышения η необходимо снизить нагрузку (или при той же мощности W_0 снизить ток за счет повышения E_0).

5. Проверим мощность анодного рассеяния

$$W_a = W_0 \frac{1-\eta}{\eta} = 105 \cdot \frac{1-0{,}7}{0{,}7} = 45 \text{ W}$$

на один кенотрон

$$W_{a1} = 22{,}5 \text{ W} \ll 50 \text{ W}.$$

6. Рассчитаем промышленный кпд установки, для чего определим расход мощности в цепи накала. Согласно табл. 9 данные катода кенотрона типа К 5

$$I_н = 3{,}45\text{A}, \; V_н = 11 \text{ V}.$$

Округляя напряжение до 14 V (учитывая падение в реостатах и проводах), находим для двух кенотронов

$$W_н = 2 \times 3{,}45 \times 14 = 96{,}5 \text{ W}.$$

Следовательно

$$\eta_{\text{пром}} = \frac{W_0}{W_0 + W_a + W_н} = \frac{105}{105 + 45 + 96{,}5} = 42{,}6\ \%.$$

Оговоримся, что в данном расчете мы не учли потерь в трансформаторах (анодном и накала).

7. Убедившись в пригодности кенотрона типа К-5, обратимся к вычислению напряжения на трансформаторе

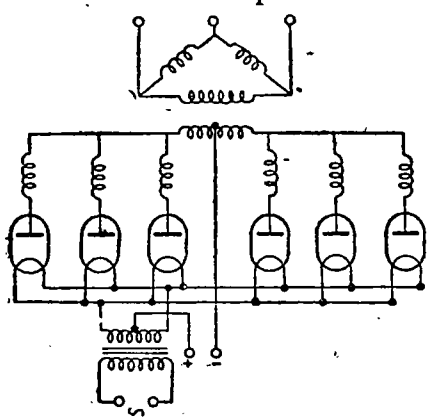


Рис. 28.

$$E_m = \frac{E_0}{0{,}64} = \frac{1500}{0{,}64} = 2340 \text{ V}.$$

Эффективное напряжение одной фазы

$$E_{2ef} = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = 1660 \text{ V}.$$

Дальнейшего расчета мы не даем во избежание повторения (см. стр. 35, расчет кенотронного выпрямителя).

Для питания мощных передатчиков большое распространение в свое время имела шестифазная схема с междуфазовым дросселем (рис. 28).

Не задерживаясь на расчете указанной схемы, ограничимся указанием на то обстоятельство, что при шестифазном выпрямлении не всегда можно рассматривать работу каждого из кенотронов независимо от других, так как при угле отсечки больше 30°

отдельные импульсы „налезают" друг на друга и форма пульсирующего выпрямленного тока не отличается в основном от изученного ранее (рис. 27).

Работа трансформатора на кенотронный выпрямитель.

В гл. II указано было на неполное использование номинальной мощности анодного трансформатора выпрямительных установок при допущении отсутствия потерь напряжения в вентилях, что вполне приемлемо для ртутных и газотронных выпрямителей.

Применение полученных ранее соотношений, а также числовых значений коэфициентов использования, приведенных в табл. 8, к кенотронным выпрямителям, главной особенностью которых является относительно большое внутреннее падение напряжения, связано с большой погрешностью ввиду остроконечных импульсов тока (наличие отсечки тока).

Для вычисления коэфициента использования вторичной обмотки трансформатора при работе на кенотронный выпрямитель составим выражение

$$k_2 = \frac{W_0}{W_\sim}.$$

Номинальная мощность вторичной обмотки может быть представлена в виде произведения из числа фаз m на действующие значения фазного напряжения и силы тока

$$W_\sim = m \cdot E_{2eff} \cdot I_{2eff}. \qquad (45)$$

В соответствии с предыдущим

$$E_{2eff} = \frac{E_1}{\sqrt{2} \cdot \cos\theta}. \qquad (46)$$

Эффективный ток одной фазы может быть представлен в виде известного выражения

$$I_{2eff} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\theta} i_a^2 \cdot d\omega t}.$$

Подставив в последнее выражение вместо i_a его выражение по уравнению (34) и выполняя интегрирование, получаем

$$I_{2eff} = \frac{I_m}{(1 - \cos\theta)} \sqrt{\frac{\left[0{,}2 + \cos 2\theta) - \frac{3}{2}\sin 2\theta\right]}{2\pi}} \qquad (47)$$

Имея в виду равенство (см. стр. 44)

$$I_0 = I_m \frac{\sin\theta - \theta \cdot \cos\theta}{\pi(1 - \cos\theta)},$$

получаем

$$W_{\sim} = E_0 \cdot I_0 \frac{\sqrt{\pi\left[\theta(2+\cos 2\theta) - \frac{3}{2}\sin 2\theta\right]}}{2\cdot\cos\theta(\cos\theta - \theta\cdot\cos\theta)} \qquad (48)$$

Окончательно получаем следующее выражение для коэфицента использования вторичной обмотки

$$k_2 = \frac{W_0}{W_{\sim}} = \frac{2\cdot\cos\theta(\sin\theta - \theta\cos\theta)}{\sqrt{\pi\left[\theta(2+\sin 2\theta) - \frac{3}{2}\sin 2\theta\right]}}. \qquad (49)$$

Для облегчения расчетов, на рис. 29 приводится кривая зависимости k_2 и $k_2' = \frac{1}{k_2}$ в функции θ (угла отсечки). Как видно из рис. 29, наилучшее использование трансформатора получается при отсечке в 40÷50°. При угле $\theta = 30° \div 35°$ номинальная мощность вторичной обмотки трансформатора должна быть в 3÷2,5 раза больше мощности выпрямленного тока.

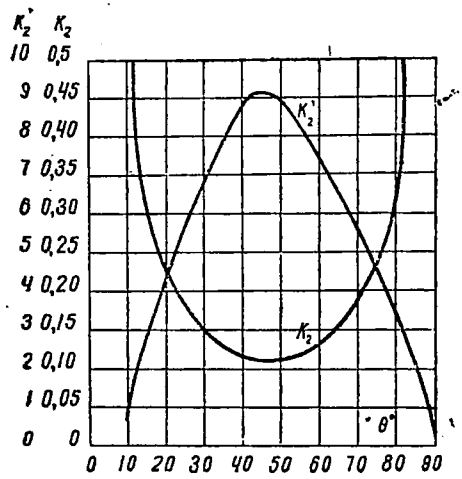


Рис. 29.

На вопросе об использовании первичной обмотки ввиду сложности и за недостатком места не останавливаемся. Ограничимся лишь указанием, что для маломощных установок, в которых находят себе в настоящее время применение кенотроны, при изготовлении трансформатора допустимо распространить значение коэфициента k_2 на весь трансформатор, что обеспечивает запас в отношении нагрева трансформатора.

Схемы и конструкции кенотронных выпрямителей.

Особенности кенотрона определенным образом влияют на выбор схемы как в отношении числа фаз, так и способа соединения их.

Сразу же можно указать на нецелесообразность каскадных последовательных схем для кенотронных вентилей, так как главная их особенность, заключающаяся в уменьшении напряжения на вентилях и составляющая в отношении ртутных выпрямителей крупное достоинство (уменьшение напряжения обратного зажы-

гания), в данном случае не используется, зато коэфициент полезного действия схемы значительно уменьшается благодаря последовательному включению вентилей с большим сопротивлением.

Таким образом каскадные схемы Вологдина и Греца невыгодны при использовании кенотронов и нашли широкое распространение при использовании ртутных колб и газотронов.

Из обычных параллельных многофазных схем наибольшее применение получили при малых мощностях двухфазная (однофазная двухполупериодная) и при больших мощностях — шестифазная с междуфазовым дросселем (рис. 28).

Целесообразность двухфазной схемы при малых мощностях объясняется простотой и надежностью в работе и удешевлением схемы благодаря упрощению трансформатора и небольшому числу кенотронов.

Относительно большая пульсация при двухполупериодном выпрямлении легко сглаживается фильтром, элементы которого при небольших мощностях (малом токе I_0 и напряжении E_0) достаточно просты и недороги.

По мере повышения мощности стоимость фильтра быстро возрастает, при этом также растет число кенотронов ввиду больших величин мощности анодного рассеяния; естественно, что вместо параллельного включения нескольких кенотронов в одну фазу целесообразнее применить многофазную схему с одним кенотроном на фазу.

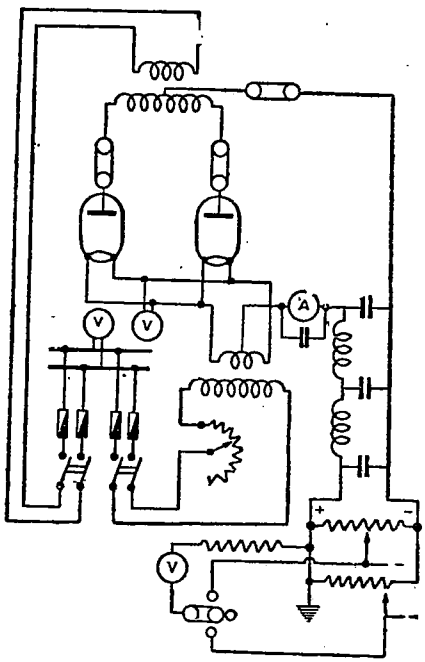


Рис. 30.

Некоторое удорожание трансформатора искупается удешевлением фильтра, связанным с ослаблением пульсации в многофазных схемах по сравнению с двухфазной.

На рис. 30 изображена полная схема двухфазного кенотронного выпрямительного устройства, часто применяемого для питания сеток ламп смещающим напряжением, а также анодов маломощных передатчиков.

Непосредственной нагрузкой выпрямителя является потенциометр, с которого снимается регулируемое напряжение.

На рис. 31 изображена шестифазная схема с междуфазовым дросселем, причем отметим некоторую особенность кенотронных

схем: сглаживающий фильтр, как правило, начинается с емкости в отличие от ртутных выпрямителей, работающих с самоиндукцией в цепи катода, после которой уже включена емкость (схема простейшего фильтра для ртутного выпрямителя изображена на рис. 85). Необходимость шунтирования выпрямителя емкостью становится очевидной, если учесть характер протекания тока через кенотроны отдельных фаз кратковременными импульсами.

Емкость конденсатора должна быть достаточной для того, чтобы при разряде на нагрузочное сопротивление в интервалах между двумя импульсами тока напряжение на обкладках незначительно отклонялось от среднего значения выпрямленного напряжения.

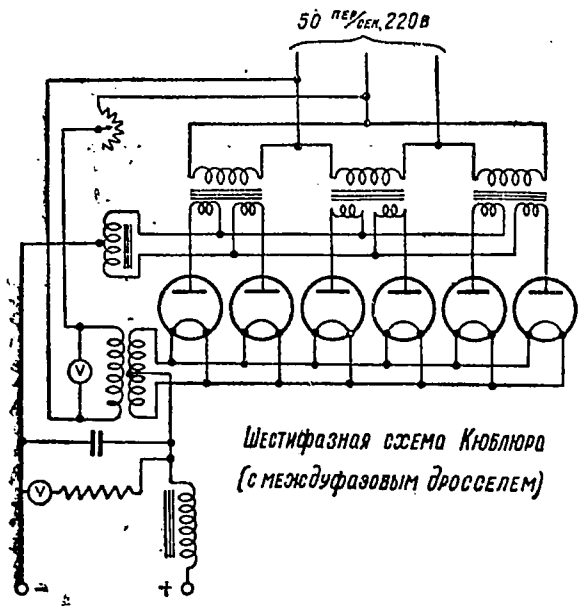


Рис. 31.

Неизбежная пульсация напряжения на конденсаторе сглаживается дальнейшими звеньями фильтра или в простейшем случае одним дросселем (рис. 30 и 31). При использовании выпрямителя для питания передатчика с анодной модуляцией по схеме Hising'а, дроссель фильтра используется одновременно в качестве модуляционного дросселя. В этом случае применяется простой однозвенный фильтр (рис. 31).

При переходе на телеграфную работу дроссель замыкают накоротко для устранения перенапряжения при изменениях тока нагрузки, связанных с телеграфной манипуляцией.

Накал кенотронов питается переменным током от отдельного трансформатора, причем изоляция вторичной обмотки трансформатора от сердечника и первичной обмотки должна быть рассчитана на полное рабочее напряжение выпрямленного тока, поскольку с катодов кенотронов снимается плюс высокого напряжения.

Последнее обстоятельство необходимо также учитывать при монтаже вольтметра накала, который должен быть недоступен для прикосновения и смонтирован на изоляторах. В тех случаях когда необходимо иметь вольтметр накала на пульте или щите управления, вольтметр присоединяется к зажимам первичной об-

мотки трансформатора, причем шкала его градуируется на вторичное напряжение Так например, если к первичной обмотке подводится при выведенном реостате напряжение 120 V, а на вторичной, питающей нити кенотронов, напряжение равно 24 V, то можно применить нормальный вольтметр, рассчитанный на 120-:-160 V, и заменить его 160 V шкалу на 24 V шкалу

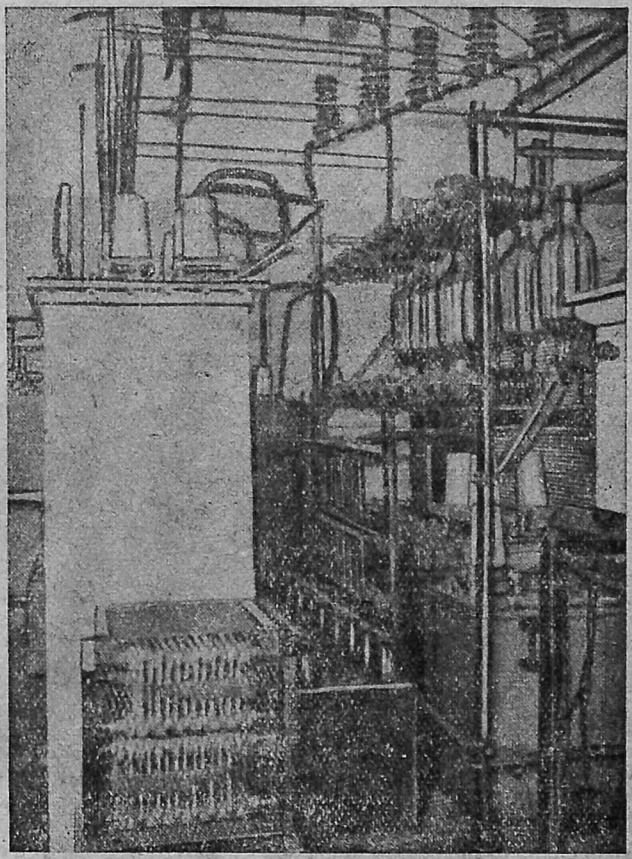


Рис. 32.

Попутно отметим нежелательность включения реостата накала в цепи вторичной обмотки трансформатора ввиду необходимости высоковольтной и оляции его в этом случае от земли.

На рис. 32 изображена весьма характерная для мощных кенотронных выпрямительных устройств шестифазная кенотронная установка американского передатчика в Хабаровске, установленного в 1927 г. (схема рис. 31).

На переднем плане, перед анодными трансформаторами помещен реостат накала. Конденсаторы фильтра установлены между трансформаторами и каркасом вентилей.

Внутри самого каркаса, собранного из труб, виден трансформатор накала, за ним междуфазный дроссель (с выводом средней точки).

В верхней части каркаса на двух рядах ребристых изоляторов укреплены 6 кенотронов (с естественным охлаждением). На заднем плане за каркасом виден дроссель фильтра (он же модуляционный).

Нагрузочная характеристика кенотронного выпрямителя.

Сильное изменение напряжения на зажимах выпрямителя при колебаниях величины нагрузочного сопротивления является одним из слабых мест кенотронов в их борьбе с другими видами вентилей — ртутной колбой и газотроном.

Причиной этому служит относительно бо́льшое, даже при работе в пределах прямолинейной части характеристики, внутреннее сопротивление кенотрона.

Если не учитывать падения напряжения в обмотках трансформатора и считать, что в пределах тех изменений нагрузочного тока, которые могут иметь место в эксплоатации выпрямителя, переменное напряжение сохраняет свою амплитуду E_m, то зависимость выпрямленного напряжения E_0 от тока нагрузки I_0 может быть установлена из следующих знакомых уже соотношений

$$E_m = E_0 + V_s = E_0 + I_0 \cdot R_i,$$
$$E_0 = E_m - I_0 R_i.$$

Особенно быстрое падение E_0 будет иметь место в области насыщения, когда сопротивление R_i начинает возрастать (см. стр. 39).

Уменьшение E_0 при $E_m = \text{const}$ приводит к увеличению угла отсечки

$$\cos\theta = \frac{E_0}{E_m}; \quad \theta = \arccos\frac{E_0}{E_m}$$

и вместе с тем к падению кпд (см. кривую рис. 23).

При построении нагрузочной характеристики $E_0 = f(I_0)$ пределами изменения I_0 является холостой режим $I_0 = 0$ и то значение нагрузки, при котором максимальный импульс I_m поднимается до эмиссии I_s.

Это наступит при $V_s = E_m - E_0$, соответствующему полному насыщению кенотронов. Дальнейшее увеличение нагрузки I_0 связано с переходом остроконечных импульсов тока к трапециевид-

ным, что весьма усложняет расчет кпд и отношения $\frac{I_0}{I_m}$. Для уточнения расчета следовало бы учесть падение напряжения в трансформаторе. т. е. уменьшение E_m, которое, однако, для хороших трансформаторов не превышает нескольких процентов и имеет второстепенное значение.

Схема Латура.

Особняком стоит выпрямление по схеме Латура (рис. 33), получившее некоторое распространение в первых образцах ламповых передатчиков и удобное при высоких напряжениях и малых токах, т. е. как раз в той области, которая является благоприятной для использования кенотронов.

Особенностью этой схемы является отсутствие среднего вывода во вторичной обмотке трансформатора и повышение напряжения выпрямленного тока.

Неотъемлемой частью схемы являются конденсаторы C_1 и C_2, с последовательного соединения которых отбирается ток нагрузки. Работа схемы протекает следующим образом.

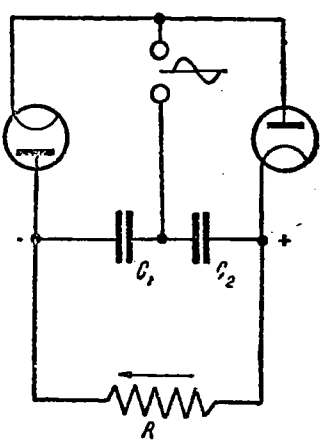


Рис. 33.

Каждый из вентилей пропускает ток который заряжает соответствующие конденсаторы до напряжения V_1, близкого по величине к амплитуде напряжения на трансформаторе (за вычетом падения в кенотроне). Нагрузочное сопротивление R находится, очевидно, под напряжением, значительно превосходящим V_1. В холостом режиме, т. е. при токе нагрузки, равном нулю, напряжение на зажимах выпрямителя равно $2\ V_1$.

Емкость конденсаторов находится из того расчета, чтобы при разряде на нагрузочное сопротивление в интервалах между двумя последовательными импульсами тока через кенотрон, падение напряжения на конденсаторах не превышало нескольких процентов.

К расчету емкости конденсаторов можно подойти следующим образом.

Руководствуясь диаграммой рис. 34, на которой пунктирные кривые изображают напряжение на каждом из конденсаторов, а верхняя кривая соответствует суммарному напряжению обоих соединенных последовательно конденсаторов, составим выражения для E_{max} и E_{min} (обозначения согласно рис. 34) в функции максимального напряжения одного конденсатора, которое обозначим, во избежание путаницы, символом V_1.

Тогда с достаточной точностью имеем

$$E_{max} = V_1 + V_3, \tag{50}$$

$$E_{min} = V_2 + V_4. \tag{51}$$

V_1, V_2, V_3 и V_4 — соответствуют мгновенным значениям напряжения из конденсаторов при разряде в моменты t_2, t_3 и t_4.

Таким образом напряжение каждого из конденсаторов в процессе разряда падает за время t_4 от V_1 до V_4, причем для отрезка времени t_1 (рис 34) имеет место очевидное соотношение

$$\sin \omega t_1 = \frac{V_4}{V_1} = a \tag{52}$$

$$t_1 = \frac{T}{2\pi} \arcsin a = \frac{T}{4} \cdot \frac{2}{\pi} \arcsin a = \frac{T}{4} \cdot B. \tag{53}$$

Величина a соответствует колебанию напряжения на одном конденсаторе, поэтому дальнейшей нашей задачей является выразить пульсации суммарного напряжения в функции a.

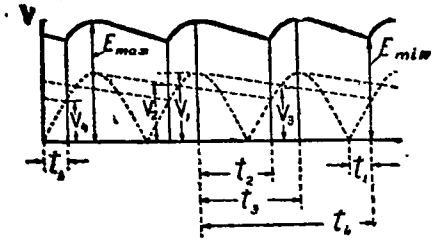


Рис. 34.

Обратимся к вычислению V_2, V_3 и V_4.

За время t_2 падения напряжения конденсатора может быть определено из соотношения

$$I_0 = \frac{C \Delta V_2}{t_2},$$

откуда, полагая ток нагрузки I_0 постоянным и приняв во внимание формулу (53), находим

$$\Delta V_2 \frac{I_0 t_2}{C} = \frac{I_0}{C}\left(\frac{T}{4} + t_1\right) = \frac{I_0}{C}\frac{T}{4}(1 + B).$$

Аналогичным путем находим уменьшение напряжения за время t_3 и t_4.

$$\Delta V_3 = \frac{I_0 t_3}{C} = \frac{I_0}{C}\frac{T}{2} \tag{54}$$

$$\Delta V_4 = \frac{I_0 \cdot t_4}{C} = \frac{I_0}{C}\left(\frac{3}{4}T + t_1\right) = \frac{I_0 T}{C \cdot 4}(3 + B). \tag{55}$$

Следовательно

$$V_2 = V_1 - \Delta V_2 = V_1 - \frac{I_0}{C}\frac{T}{4}(1 + B), \tag{56}$$

$$V_3 = V_1 - \Delta V_3 = V_1 - \frac{I_0}{C}\frac{T}{2}, \tag{57}$$

$$V_4 = V_1 - \Delta V_4 = V_1 - \frac{I_0}{C}\frac{T}{4}(3 + B). \tag{58}$$

Обращаясь опять к уравнениям (50) и (51) и имея в виду уравнения (56) и (58), получаем

$$E_{min} = V_2 + V_4 = 2V_1 - \frac{I_0}{C}\frac{T}{2}(2+B) =$$

$$= 2V_1\left[1 - \frac{I_0 T}{4 \cdot C_1}\cdot\frac{1}{V_1}(2+B)\right] = 2V_1\left[1 - \frac{(1-\alpha)(2+B)}{3+B}\right] =$$

$$= 2V_1\left[\alpha + \frac{1-\alpha}{3+B}\right], \qquad (51)$$

$$E_{max} = V_1 + V_3 = 2V_1 - \frac{I_0}{C}\frac{T}{2} = 2V_1\left[1 - \frac{I_0 T}{C \cdot 4}\frac{1}{V_1}\right] =$$

$$= 2V_1\left[1 - \frac{1-\alpha}{3+B}\right] = 2V_1\frac{2+B+\alpha}{3+B}. \qquad (50)$$

Нас интересует пульсация напряжения на сопротивлении R, т. е. отношение

$$\beta = \frac{\Delta E}{E_0} = \frac{E_{max} - E_{min}}{E_{max} + E_{min}} \qquad (59)$$

которое в соответствии с уравнениями (50) и (51) после простейших преобразований приводится к виду

$$\beta = \frac{(1-\alpha)(1+B)}{(1+\alpha)(3+B)}. \qquad (59')$$

Полученное уравнение дает зависимость пульсации суммарного напряжения от колебаний напряжения на каждом из конденсаторов. Кривая β (рис. 35) изображает графически эту зависимость для значений α от 0,5 до 1.

Напомним, что $B = \frac{2}{\pi}\arcsin\alpha$, т. е. уравнение (59') позволяет определять β по заданной величине α.

Теперь остается только лишь выразить величину RfC через α, воспользовавшись хотя бы уравнением (58)

$$\frac{I_0}{4fC} = \frac{V_1 - V_4}{3+B} = \frac{V_1(1-\alpha)}{3+B}$$

или

$$\frac{I_0}{V_1 \cdot 4fC} = \frac{(1-\alpha)}{3+B}.$$

Заменив, наконец, V_1 его значением из (50') и имея, кроме того, в виду, что $E_{max} = \frac{E_0}{1-\beta}$, а $\frac{E_0}{I_0} = R$, получаем расчетную формулу

$$RfC = \frac{2+B+\alpha}{2(1-\alpha)(1-\beta)} = \frac{2+B+\alpha}{2(1-\alpha)}. \qquad (60)$$

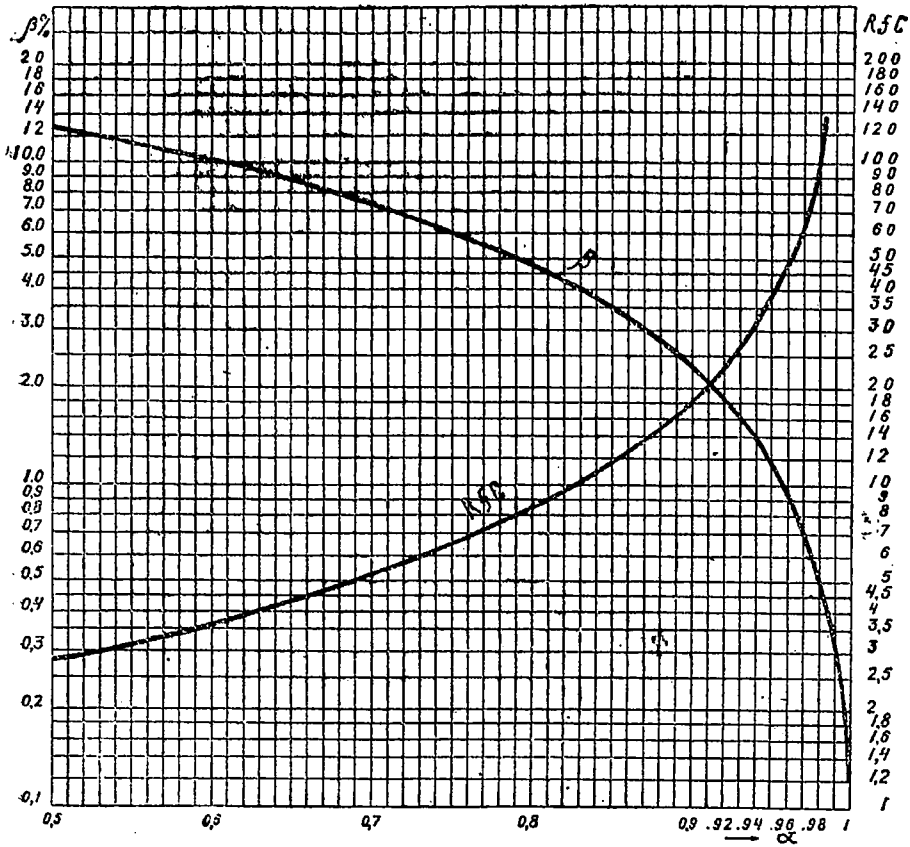


Рис. 35.

Кривая RfC (рис. 35) дает зависимость RfC от α.

Совместное графическое изображение на рис. 35 функции $\beta = f(\alpha)$ и $RfC = f(\alpha)$ приводит к весьма удобному способу нахождения непосредственно функции: $RfC = f(\beta)$.

Характер последней зависимости указывает на целесообразность питания выпрямительного устройства повышенной частотой f для уменьшения емкости конденсаторов. Этим объясняется часто применявшийся способ питания Латура альтернаторами 1000-п периодного тока.

Для иллюстрации подсчитаем потребную емкость для двух частот $f = 50$ и $f = 1000$ при следующих данных:

$$E_0 = 8000\ \text{V},\ I_0 = 1\text{A},\ \beta = \leqslant 0{,}04 = 4\%.$$

Непосредственно из рис. 35 находим $RfC \cong 11$.

В нашем случае $R = \frac{E_0}{I_0} = 8 \cdot 10^3\ \Omega$, поэтому имеем

при $f=50$

$$C\,\mu F=\frac{11\cdot 10^6}{8\cdot 10^3\cdot 50}=27{,}5\ \mu F;$$

при $f=1000$

$$C\mu F=\frac{11\cdot 10^6}{8\cdot 10^3\cdot 10^3}=1{,}37\mu F.$$

Суммарная емкость конденсаторов в первом случае

$$2\times 27{,}5=55\mu F$$

и во втором случае, при $f=1000$,

$$2\times 1{,}37=2{,}75\mu F.$$

Столь большой выигрыш в емкости высоковольтных конденсаторов связан с большой экономией и оправдывает применение специального агрегата, состоящего из электромотора и альтернатора повышенной частоты.

Дальнейшее сглаживание пульсации осуществляется обычным фильтром (часть 3, гл. III и IV), доводящим величину β до долей процента. Отметим, кроме того, нецелесообразность требования слишком малой пульсации на конденсаторах схемы Латура ввиду слишком быстрого роста RfC при малых значениях β. Значительно выгоднее допускать β около 5—10%, которые легко получаются при малых значениях RfC, не заходящих на крутую часть кривой, с тем, чтобы дальнейшую фильтрацию осуществлял сглаживающий фильтр.

Соотношения между напряжениями и токами в схеме Латура.

Заданием при расчете схемы является обычно выпрямленное напряжение E_0 и задачей расчета является нахождение амплитуды напряжения на каждом из конденсаторов V_1, наибольшего тока (импульса) через кенотроны и, наконец, напряжения на трансформаторе, что позволит выбрать тип кенотрона и все остальные элементы схемы.

Воспользовавшись уравнениями (50′) и (51′), имеем

$$E_0=\frac{E_{max}+E_{min}}{2}=V_1(1+\alpha) \qquad (61)$$

откуда

$$V_1=\frac{E_0}{1+\alpha}=f(E_0,\beta). \qquad (62)$$

Таким образом, задаваясь допустимой пульсацией выпрямленного напряжения β, по рис. 35 находят α и вычисляют максимальное напряжение на одном конденсаторе, что непосредственно характеризует работу его в схеме.

Далее находим среднее напряжение на каждом из конденсаторов

$$V_0 \cong \frac{V_1 + V_4}{2} = \frac{V_1}{2}(1 + a) \cong \frac{E_0}{2} \qquad (63)$$

и на указанное напряжение, считая его постоянным, рассчитываем каждый из кенотронов.

Для выбора типа кенотрона необходимо вычислить максимальный импульс через каждый из кенотронов, исходя из соображений, изложенных уже выше для нормальной однополупериодной схемы выпрямления (стр. 43). Отметим лишь ту особенность схемы Латура, что каждый из кенотронов должен быть рассчитан на полную силу нагрузочного тока I_0 и, следовательно, импульс тока через каждый из кенотронов вдвое больше, чем в схемах рис. 3 или 5. Напряжение на трансформаторе (амплитуда) находится в зависимости от падения напряжения кенотрона и от половины выпрямленного напряжения E_0 или, что то же, в зависимости от кпд выпрямления (угла отсечки) в соответствии с изложенным на стр. 44. Отметим в заключение крупное достоинство схемы Латура в отношении хорошего использования анодного трансформатора благодаря отсутствию холостой фазы (сравни со схемой 5); кроме того трансформатор значительно удешевляется благодаря вдвое меньшему напряжению по сравнению с двухполупериодной схемой 5.

Некоторым неудобством схемы Латура является необходимость в отдельных транформаторах накала для каждого из кенотронов.

Пример расчета выпрямителя по схеме Латура.

Задание. $E_0 = 10\,000$ V, $I_0 = 500$ mA.

Питание устройства предположено от альтернатора повышенной частоты $f = 1000$ пер/сек.

Допустимая пульсация на зажимах конденсаторов $\beta = 2\%$. Задаваясь достаточно высоким кпд $\eta = 0{,}92$, по рис. 35 находим

$$a = \frac{I_0}{I_m} = 0{,}112; \quad \frac{E_1}{E_m} = 0{,}88.$$

Следовательно, импульс тока через каждый из конденсаторов

$$I_m = \frac{I_0}{a} = \frac{0{,}5}{0{,}11} = 4{,}46\text{A} \cong 45\text{A}.$$

Руководствуясь табл. 9 промышленных типов кенотронов, выбираем типа КП-150, данные которого: $I_a = 1{,}5$A, $W_a = 400$ W.

В каждую половину схемы включаем три кенотрона, всего потребуется шесть штук указанного типа.

Мощность анодного рассеяния

$$W_a = W_0 \frac{1 - \eta}{\eta} 10^4 \cdot 0{,}5 \cdot \frac{0{,}08}{0{,}92} = 435 \text{ W}.$$

На анод каждого из кенотронов приходится

$$W_{a_1} = \frac{435}{6} = 72{,}5 \text{ W} << 400.$$

Мощность, отбираемая от трансформатора,

$$W_1 = \frac{10^4 \cdot 0{,}5}{0{,}92} = 5430 \text{ W}.$$

Обратимся к расчету напряжений в схеме.

Максимальное напряжение на конденсаторах каждой из половины схемы согласно выражению (61)

$$V_1 = \frac{E_0}{1+a}.$$

Величину a находим по кривой рис. 35, по заданному значению $\beta = 2\%$

$$a \cong 0{,}92.$$

Вычисляем

$$V_1 = \frac{10\,000}{1{,}92} 5200 \text{ V}.$$

Среднее напряжение на каждом из конденсаторов

$$V_0 = \frac{E_0}{2} = 5 \cdot 10^3 \text{ V}.$$

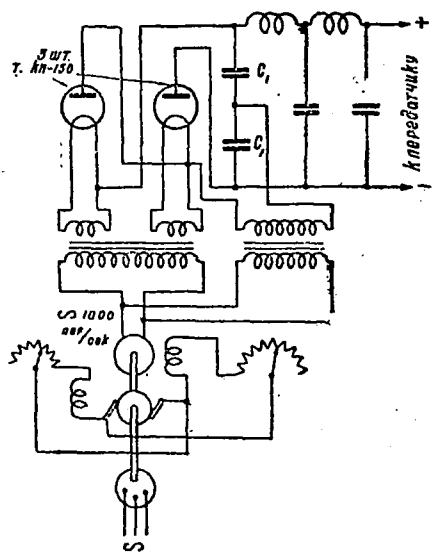


Рис. 36

Поэтому амплитуда напряжения на трансформаторе

$$E_m = \frac{V_0}{0{,}88} = \frac{5 \cdot 10^3}{0{,}88} = 5650 \text{ V}.$$

Для определения емкости конденсаторов находим по рис. 35 величину

$$RfC = f(\beta) \cong 20,$$

откуда емкость каждой половины

$$C_{\mu F} = \frac{20 \cdot 10^6}{R \cdot f} = \frac{20 \cdot 10^6}{2 \cdot 10^4 \cdot 10^3} = 1 \text{ μF}.$$

Выполненный расчет позволяет выбрать тип конденсаторов, трансформатора и альтернатора.

Полная схема выпрямительного устройства Латура приводится на рис. 36.

Подсчитаем расход мощности в цепи накала 6 шт. кенотронов типа КП-150. Согласно табл. 9

$$I_н = 19\text{A},\ E_н = 17\ \text{V}.$$

Учитывая падение в реостатах и проводах, округляем $E_н$ до 20 V

$$W_н = 6 \cdot 19 \times 20 = 2280\ \text{W}.$$

Полная мощность, отнимаемая от альтернатора 1000 пер/сек., питающего устройство

$$W_з = W_0 + W_a + W_н = 5000 + 435 + 2280 = 7715\ \text{W}.$$

Примем кпд агрегата, состоящего из мотора и альтернатора повышенной частоты $\eta_{альт} = 0{,}75$

Тогда промышленный кпд выпрямительного устройства

$$\eta = \frac{W_0}{W_0 + W_a + W_н} \cdot 0{,}75 = \frac{5000}{7715} \cdot 0{,}75 = 48{,}5\%.$$

Оговоримся, что в выполненном расчете не учтены потери в анодном трансформаторе, а также в трансформаторах накала

Достоинства и недостатки кенотронных выпрямителей.

Изложенные в данной главе основные сведения о работе и расчете кенотронных выпрямителей позволяют сформулировать сравнительные их качества в следующем виде.

К достоинствам кенотронных выпрямителей следует отнести следующие факторы:

1. Высокая устойчивость и надежность в работе как при полной нагрузке, так и при малых нагрузках (в отличие от ртутных выпрямителей, требующих достаточно большого тока нагрузки для устойчивого горения).

2. Простота включения накала катодов.

3. Полная безопасность в отношении обратного зажигания. В этом отношении кенотрон не имеет соперников.

Обратимся теперь к перечислению недостатков кенотронных выпрямителей.

1. Относительно невысокий коэфициент полезного действия. В соответствии с приведенными ранее данными расчетов и анализа основных соотношений промышленный кпд не превышает 50—60% (с учетом мощности накала).

2. Колебание напряжения на зажимах выпрямителя при изменениях нагрузки благодаря большому падению напряжения кенотрона. Результатом этого может явиться демодуляция при радиотелефонной работе передатчика и искажение формы сигнала в телеграфном режиме.

3. Затруднительность получения больших токов ввиду относительно небольшой эмиссии катодов кенотронов.

4. Высокие эксплоатационные расходы ввиду относительно небольшого срока службы кенотронов (менее 1000 часов).

5. Необходимость в водяном охлаждении анодов в мощных установках.

Простое перечисление особенностей кенотронных выпрямителей ясно указывает те области, в которых применение их целесообразно: достоинства кенотронов проявляют себя в тех случаях, когда требуется получить высокое напряжение при небольших токах и кпд не имеет существенного значения.

В настоящее время кенотроны применяются для питания приемных и усилительных устройств, а также относительно маломощных передатчиков.

Весьма часто кенотронные выпрямители используются для питания смещающим напряжением сеток ламп мощных передатчиков В этом случае непосредственной нагрузкой выпрямителя является потенциометр, с которого снимается несколько напряжений на сетки нескольких каскадов передатчика. Мощные кенотронные установки, применявшиеся до последнего времени для питания анодов передатчиков, окончательно вытесняются ртутными и особенно газотронными выпрямителями, которыми снабжается большинство новых передатчиков как за границей, так и в СССР.

ГЛАВА IV.

РТУТНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ.

Работа ртутной колбы.

В соответствии с планом настоящей книги нас, главным образом, будут интересовать вопросы, связанные с работой высоковольтных ртутных колб в схеме, физику же самой колбы мы затронем весьма кратко в той степени, в какой это необходимо для получения ясного представления об основных процессах, происходящих в колбе при использовании ее в выпрямительных схемах.

Действие ртутного выпрямителя основано на принципе вольтовой дуги, искусственно поддерживаемой в ртутных парах в промежутке между электродами, заключенными в откачанную колбу.

Устройство нормальной высоковольтной колбы изображено на рис. 37.

1 — жидкая ртуть, являющаяся катодом,

2 — рабочие аноды высокого напряжения (обычно три анода в одной колбе),

3 — дежурные аноды, предназначенные для установления и поддержания дуги,

4 — пусковой электрод (железный или ртутный).

Простейшая схема питания электродов колбы изображена на рис. 38. К трансформатору Tp_2, так называемому трансформатору дежурного зажигания, подается напряжение сети обычно 110 или 220 V переменного тока.

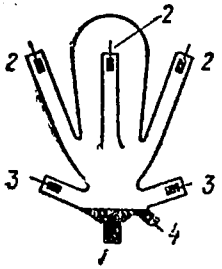


Рис. 37.

Вторичная обмотка этого трансформатора имеет среднюю точку, которая через реостат r_1 и дроссель L_1 соединена с ртутью катода K, в то время, как концы обмоток соединены с дежурными анодами A—A.

Таким образом напряжение каждого из анодов A относительно катода K соответствует половине напряжения вторичной обмотки трансформатора Tp_2 и составляет обычно 50÷60 V.

Кроме того пусковой электрод K' соединяется через контакт b и ограничительное сопротивление r с одним из анодов A.

Если теперь замкнуть контакт b и наклонить колбу до соприкосновения ртути катода K с пусковым электродом K', то образовавшийся при этом контакт вызовет немедленно переменный ток в цепи $b-A-K'-K-L_1-r_1$, который будет циркулировать, пока колба держится в наклонном положении.

При обратном поворачивании колбы в исходное положение имеет место разрыв контакта и образование небольшой дуги между электродами $K-K'$ что в свою очередь связано с образованием светлого пятна на поверхности ртути катода K.

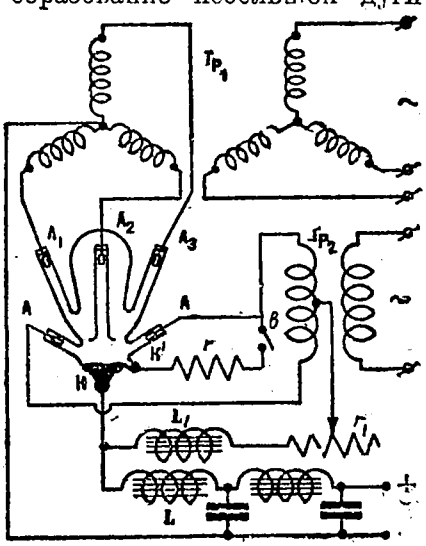


Рис. 38.

Описанная процедура аналогична установлению рабочей температуры катодов в кенотронах, с тем, конечно, различием, что в данном случае нагрев катода осуществляется не за счет выделения теплоты электрическим током в самом катоде, а благодаря высокой температуре дуги между катодом и пусковым катодом.

Электроны, испаряющиеся раскаленным пятном на поверхности ртути, устремляются к близко расположенным анодам A благодаря электрическому полю, создаваемому анодами при наличии потенциала порядка нескольких десятков вольт относительно катода.

Излишне доказывать, что поток электронов будет попеременно переходить с одного анода на другой, выбирая в каждый момент

тот из них, который находится под положительным потенциалом, относительно катода.

В этой части описанный процесс полностью совпадает с процессом установления тока в кенотронах; основной особенностью ртутной колбы является, однако, перенос электронов в среде, хотя и свободной от посторонних газов (при откачке обеспечивается разряжение не менее 10^{-4} mm Hg), но заполненной ртутными парами, образуемыми при появлении дуги.

Мощный поток электронов, встречая при своем движении от катода K к анодам $A—A$ атомы ртути, ионизирует их, образуя свободные электроны, которые устремятся (вместе с электронами испаренными катодом) к анодам $A—A$, в то время как ионы, представляя собой положительные заряды, устремятся к катоду.

При этом будет иметь место некоторое увеличение тока за счет электронов, освободившихся в процессе ионизации, и самое главное, усиленное тепловыделение в светлом пятне за счет энергии, отдаваемой при ударе о поверхность катода быстро несущимися ионами.

Благодаря этому высокая температура катода (светлое пятно) поддерживается самым током, проходящим в цепи дежурного

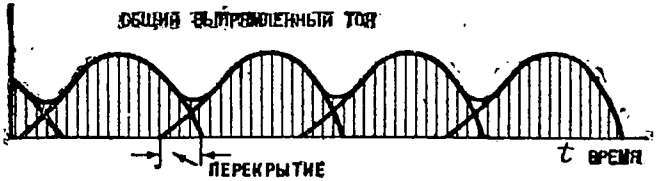


Рис. 39.

горения. Если теперь приложить к анодам A_1, A_2 и A_3 высокое переменное напряжение, то дуга перебросится к тому из анодов, напряжение которого является в данный момент положительным и наибольшим по величине. В моменты, когда данный анод находится под отрицательным полупериодом, электрическое поле его препятствует движению к нему электронов (отрицательно заряженных), чем собственно и достигается вентильное действие ртутной колбы.

Необходимо, кроме того, уяснить себе назначение дросселя L_1, работающего в цепи дежурного зажигания. Для поддержания устойчивой дуги необходимо, чтобы ток в цепи дежурного зажигания ни при каких условиях не падал меньше, чем до 2÷3 А, так как выключение тока хотя бы на 0,00001 сек. способно погасить ртутную дугу. Между тем, поскольку аноды $A—A$ находятся под переменным синусоидальным напряжением, изменяющимся с частотой 50 пер/сек., то и сила катодного тока будет изменяться, падая до нуля дважды за один период питающего напряжения.

Применение дросселя L_1 устраняет это неудобство, так как самоиндукция его „затягивает" ток, благодаря чему токи обоих

анодов перекрывают друг друга. На диаграмме 39 изображены токи каждого из анодов и результирующий ток через дроссель. В заключение отметим, что низковольтные ртутные колбы, используемые для зарядки аккумуляторов, работают без дежурных анодов, имея кроме рабочих анодов и катода лишь пусковой электрод.

Таким образом цепь дежурного зажигания является особенностью высоковольтных колб и вызвана необходимостью значительного удаления рабочих анодов от поверхности катода.

Закончив на этом рассмотрение механизма прохождения тока, перейдем к перечислению основных факторов, от которых зависит расчет схемы выпрямительного устройства: падение напряжения в колбе, зажигательный потенциал и обратное зажигание.

Падение напряжения в колбе.

Одним из основных факторов, выгодно отличающих ртутную колбу от кенотрона, является отсутствие в ртутной колбе пространственного заряда вблизи катода благодаря тому, что освободившиеся в процессе ионизации ртутных паров ионы своим положительным зарядом компенсируют отрицательный заряд электронов, выбрасываемых катодом.

Следствием этого является то обстоятельство, что электроны непосредственно по выходе из катода оказываются под воздействием поля анодов, в то время, как в кенотронах электронам нужно преодолеть за счет своей скорости действие пространственного заряда, которое направлено противоположно действию анодов.

Главным образом этим, а также и другими обстоятельствами, на которых за недостатком места не останавливаемся, объясняется весьма малая величина падения напряжения в колбе 20÷30 V.

Укажем лишь, что общее падение в колбе суммируется из падения у катода, падения в промежутке и у анода следующим образом: у катода 6÷10 V, у анода 5÷7 V, в газовом промежутке 0,05÷0,2 V на 1 cm длины дуги.

С изменением величины тока падение напряжения почти не изменяется, что позволяет при расчете выпрямителя исходить из постоянной величины падения в колбе 10÷30 V, а также указывает на огромную выгодность применения ртутных вентилей при высоких напряжениях. Например, при выпрямленном напряжении 10 000 V коэфициент полезного действия колбы (без учета потерь в трансформаторе и схеме)

$$\eta = \frac{I_0 \cdot 10\,000}{I_0 \cdot 10\,020} \cdot 100\% = 99{,}8\%.$$

Поскольку нас в данном случае интересуют высоковольтные выпрямители, мы можем с достаточным для практики приближением, при расчете выпрямительного устройства считать, что

полное напряжение трансформатора приложено к нагрузочному сопротивлению. Еще раз напомним, что в кенотронах падение напряжения пропорционально силе тока (в пределах прямолинейной части характеристики) и достигает 2000 ÷ 3000 V, что необходимо было учитывать как при выборе напряжения трансформатора, так и в самом методе расчета.

Зажигательный потенциал.

Рассмотренное выше падение напряжения в колбе соответствует установившемуся току, когда процесс ионизации паров ртути носит устойчивый характер. Однако в момент подачи на анод положительного полупериода питающего напряжения дуга перебросится на рассматриваемый анод не сразу, а только лишь по достижении им определенного напряжения, которое носит название „зажигательного потенциала".

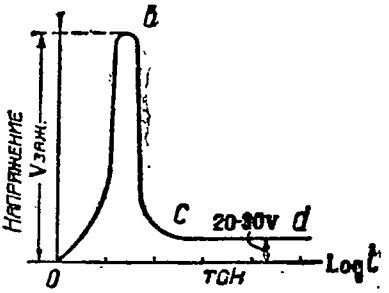


Рис. 40.

Объясняется это тем, что в первый момент, пока в промежутке между вступающим в работу анодом и катодом нет свободных ионов, имеет место пространственный заряд вблизи катода, препятствующий свободному движению электронов к аноду. Другими словами, в первый момент механизм установления тока совпадает с процессом чисто электронных приборов.

Однако поток электронов чрезвычайно быстро ионизирует пары ртути, после чего падение напряжения снижается до рабочей величины 20 ÷ 30 V, которое и остается таковым всю остальную часть рассматриваемого полупериода напряжения.

Для высоковольтных колб, изготовляемых заводом „Светлана", средняя величина зажигательного потенциала составляет около 200 V.

Графическое изображение падения напряжения в колбе в зависимости от проходящего через колбу тока или так называемая вольтамперная характеристика дана на рис. 40. Восходящая ветвь характеристики соответствует малым значениям тока, при которых процесс ионизации еще не установился. При некоторой силе тока $I_{кр}$, для установления которой положительное напряжение анода должно достигнуть зажигательного потенциала $V_{зажиг}$ (порог), происходит резкое снижение падения напряжения до 20 ÷ 30 V, которое с дальнейшим увеличением тока остается почти постоянным. Величина зажигательного потенциала оказывает большое влияние на работу колбы и обусловливает определенные требования к выбору схемы нагрузки, а именно: нежелательным является шунтирование нагрузки емкостью без

дросселя, так как напряжение конденсатора, направленное навстречу напряжению трансформатора и по величине почти равное амплитуде последнего, затрудняет нормальное зажигание дуги.

Подробнее вопрос о реакции на колбу внешней схемы рассматривается ниже, здесь же мы перечислим те ненормальности, которые могут служить причиной повышения зажигательного потенциала, а также способы устранения таковых.

При фабрикации колбы отдельные аноды могут иметь неодинаковый зажигательный потенциал; следствием этого может явиться пропуск в зажигании при пуске того из анодов, который имеет больший зажигательный потенциал. Не трудно уяснить себе, что наличие на аноде, который своевременно не вступил в работу, высокого положительного напряжения приведет к осаждению на стенках трубки отрицательных зарядов, и тем самым затруднится зажигание в следующий полупериод (благодаря повышению зажигательного потенциала).

В колбах, отработавших большое число часов, на стенках образуется налет из распыленных частиц железа, вызванный бомбардировкой анодов ионами при появлении обратных токов (подробнее об обратных токах ниже). Будучи не соединен с электродами, этот налет, заряжаясь отрицательно, также приводит к повышению зажигательного потенциала. Наконец, при плохой откачке колб на стенках образуются зеркальные поверхности, которые также приводят к повышению зажигательного потенциала. Наиболее употребительным способом понижения и уравнения зажигательных потенциалов отдельных анодов является применение проводящих обкладок (манжет), надеваемых на рога вблизи анода и соединенных с последним электрически. Действие этих обкладок сводится к приближению анодов к катоду, благодаря чему усилится электрическое поле и тем самым компенсируется тормозящее влияние отрицательно заряженных поверхностей.

Обратный ток и обратное зажигание.

Точными измерениями установлено, что при достаточно высоком напряжении ртутная колба пропускает весьма малый ток (доли миллиампера) в обратном направлении, т. е. от катода к аноду. Происхождение этого тока объясняют следующим образом: после того, как дуга перебросилась с одного анода на другой, первый анод, получив следующую по знаку полуволну напряжение, оказывается по отношению к катоду под высоким отрицательным потенциалом, благодаря чему ионы, имеющиеся в большом количестве в ртутных парах, частично устремляются к бездействующему в данный момент аноду. Направление положительного тока, совпадающее с движением положительных ионов, при этом обратно направлению выпрямленного рабочего тока.

Другой причиной обратного тока является тлеющий разряд между катодом и бездействующим анодом, потенциал которого в данный момент отрицателен. В нормальных условиях полная величина обратного тока, не превышая нескольких миллиампер, не оказывает заметного влияния на вентильное действие ртутной колбы; однако в процессе эксплоатации колбы нередко могут возникнуть условия, благоприятные для резкого усиления обратного тока и установления дуги в обратном направлении, т. е. от анода к катоду. Последнее носит название обратного зажигания, и означает потерю колбой своего вентильного действия. Строгого объяснения причин, вызывающих обратное зажигание, до последнего времени не дано, несмотря на большое число исследований. Замечено лишь с несомненностью, что во всех случаях перед обратным зажиганием имеет место увеличение обратного тока; поэтому устранение факторов, усиливающих обратный ток, вместе с тем затрудняет обратное зажигание. Одним из таких факторов является перегрузка колбы напряжением и током.

По мере повышения рабочего напряжения увеличивается отрицательный потенциал бездействующего анода относительно катода, а также относительно соседних анодов, находящихся в данный момен под положительным потенциалом. Этому соответствует повышение градиента потенциала электрического поля, благодаря чему усиливается приток ионов к данному аноду, а также усиливается тлеющий разряд; другими словами, с повышением рабочего напряжения усиливается обратный ток.

Таким образом повышение напряжения непосредственно связано с усилением обратного тока. Ясно также, что чем больше нагрузка колбы, т. е. чем больше сила выпрямленного тока, тем интенсивнее происходит процесс ионизации паров ртути и тем большее число ионов готово устремиться к тому из анодов, который получил отрицательный потенциал.

Критическую максимальную величину напряжения (бездействующего анода относительно катода), при котором возникает обратная дуга, обычно называют „амплитуда обратного зажигания".

Обратное зажигание может имет место при некоторых ненормальностях при относительно невысоких напряжениях; к этим ненормальностям относятся следующие дефекты колбы:

а) Неудовлетворительный вакуум. Вследствие плохой откачки колбы или нарушения вакуума в эксплоатации (течь через вводы, плохая обработка электродов и проч.) в промежутке между электродами имеются посторонние газы, значительно усиливающие тлеющий разряд.

б) Загрязнение анодов. Наличие на анодах посторонних, легко воспламеняющихся примесей способствует перегреву отдельных частей анода и тем самым облегчает возникновение дуги.

в) Конденсация паров ртути на анодах. Попадание на анод капелек ртути способствует при чрезмерном повышении температуры анода излучению электронов в моменты, когда анод имеет по отношению к катоду отрицательный потенциал.

Возникновение обратного тока в несколько раз превышающего при обратном зажигании рабочий ток, при длительном характере приводит к аварии колбы, разрушая аноды, и нередко сопровождается выходом колбы из работы.

При расчете схемы следует также учитывать, что обратная дуга перебрасывается также с отрицательного в данный момент анода на положительный, образуя короткое замыкание (через дугу) анодов. Последнее тем более опасно, что единственным сопротивлением, ограничивающим ток короткого замыкания, является относительно малая индукция рассеяния вторичных обмоток трансформатора.

В основной цепи выпрямленного тока при возникновении обратного зажигания сила тока ограничивается, главным образом, дросселем фильтра, работающим в катоде выпрямителя.

Устранению обратного зажигания в значительной мере способствует искусственное охлаждение колбы при помощи вентилятора, создающего струю воздуха, омывающего колбу (снизу вверх).

Наиболее же радикальной мерой является выбор схемы, которая позволила бы иметь напряжение на колбе заведомо меньшее, чем амплитуда обратного зажигания, свойственная данной колбе. На случай же возникновения обратного зажигания, должны быть предусмотрены предохранители в анодах; в некоторых случаях предусматривают дроссели в анодах или же при расчете питающего трансформатора задаются определенной самоиндукцией рассеяния.

Зависимость максимального обратного напряжения от схемы выпрямления.

Как уже отмечено выше, одним из важнейших условий нормальной работы ртутного выпрямителя является устранение возможности возникновения обратного зажигания путем правильного выбора колбы, а также и самой схемы выпрямления. В данном параграфе мы выясним величину максимального напряжения, действующего в некоторые моменты между анодами и катодом, а также между соседними анодами при работе выпрямителя на передатчик по нормальной схеме (рис. 41). Для большей наглядности на схеме изображена одна фаза трансформатора, причем обозначение полярности соответствует тому моменту, когда на анод подается I фазой отрицательная амплитуда E_m. Не трудно видеть, что это напряжение складывается с конденсаторным напряжением, благодаря чему бездействующий анод

по отношению к катоду оказывается под суммарным напряжением (отрицательным) $E_{max} = E_m + E_c$.

В тех случаях, когда R достаточно велико, в особенности при холостом ходе, когда конденсатор не успевает разрядиться в интервалах между двумя последовательными импульсами тока, конденсаторное напряжение немногим меньше амплитуды фазного напряжения E_m, ввиду чего обратное напряжение достигает двойного значения амплитуды рабочего напряжения: $E_{max} = 2E_m$. Наконец, возможны еще большие значения E_{max} при включении, когда на конденсаторе имеют место значительные перенапряжения, достигающие $30 \div 50\%$, иногда и все 100%. Таким образом приходится учитывать мгновенные обратные напряжения

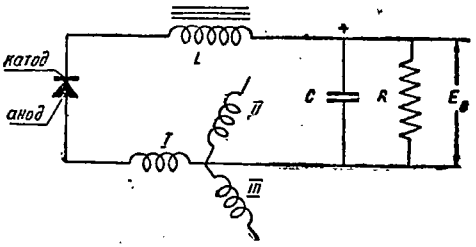


Рис. 41.

$$E_{max} \cong (2{,}3 \div 2{,}5)\, E_m. \qquad (64)$$

Гораздо удобнее для расчета выражать амплитуду обратного напряжения через величину выпрямленного напряжения, что позволит наглядно сравнивать разные схемы под углом зрения получения минимального обратного напряжения, при одинаковом выпрямленном напряжении.

Для этой цели воспользуемся уравнением (9) и табл 6, согласно которой при

$$m = 2 \quad E_m = 1{,}59\, E_0,$$
$$m = 3 \quad E_m = 1{,}23\, E_0,$$
$$m = 6 \quad E_m = 1{,}05\, E_0.$$

Воспользовавшись уравнением (64) и имея в виду приведенные сейчас соотношения, составим следующую табличку.

Таблица 10

Число фаз m	Максимальное напряжение между: анодом и катодом $\frac{E_{max}}{E_0}$ при включении $E_{max}=2{,}5E_m$	анодом и катодом $\frac{E_{max}}{E_0}$ при нормальной работе $E_{max}=2E_m$	соседними анодами $\frac{E_{max}}{E_0}$
2	3,9	3,2	3,2
3	3.07	2,46	2.1
6	2,63	2,1	1,82

В последней колонке приведены максимальные напряжения, действующие между соседними анодами, вычисленные следующим образом.

При однофазном двухполупериодном выпрямлении амплитуда напряжения, измеренного между двумя анодами, т. е. между концами вторичной обмотки трансформатора, будет, очевидно, вдвое больше амплитуды фазного напряжения

$$E'_{max} = 2 \cdot E_m = 2 \cdot 1{,}59 \cdot E_0 \cong 3{,}2 \cdot E_0.$$

Аналогично, при трехфазном выпрямлении и включение вторичной обмотки звездой

$$E_{max} = \sqrt{3} \cdot E_m = \sqrt{3} \cdot 1{,}23 \cdot E_0 \cong 2{,}1 \cdot E_0.$$

Наконец, при шестифазной звезде

$$E_{max} = \sqrt{3} \cdot E_m = \sqrt{3} \cdot 1{,}05 \cdot E_0 \cong 1{,}82 \cdot E_0.$$

Как видим, в простых многофазных схемах для получения выпрямленного напряжения 10 000 V колба должна быть рассчитана на обратное напряжение 30 700 V при трех фазах и 26 300 V при шести фазах, да и то при условии, что в момент включения перенапряжение на конденсаторе не превосходит $30 \div 50\%$ от уставившегося значения.

Предпочтение поэтому следует отдать тем схемам, которые, не уступая параллельным многофазным схемам типа рис. 8 и 10 в отношении качества выпрямления, тем не менее снижают рабочее напряжение и напряжение обратного зажигания одной колбы.

В первую очередь это относится к каскадной схеме проф. Вологдина В. П., в которой напряжение на каждую из колб при одном и том же выпрямленном напряжении вдвое меньше, чем в обыкновенной многофазной схеме, а также к схеме Греца (благодаря последовательному включению двух колб). Последняя, однако, при ртутных вентилях неудобна тем, что требует лишнюю колбу; наибольшее же распространение для ртутных выпрямителей получила в СССР каскадная схема рис. 12.

Таким образом обратное напряжение, действующее на колбе в каскадной схеме рис. 12 при 10 000 V выпрямленного тока составляет:

„между анодами и катодом — амплитуда при включении 13 200 V,
эффективное при включении 9 350 „
амплитуда при нормальной работе 10 500 „
эффективное при нормальной работе 7 450 „
между соседними анодами при нормальной работе амплитуда“ 9 100 „

Отметим, что приведенные цифры относятся также и к схеме Греца.

Таблица основных данных стеклянных кенотронов завода „Светлана"

Марка	Предельная нагрузка катода	Наименьшая сила тока, при которой работает колба	Ток независимого возбуждения	Предельное рабочее напряжение выпрямленного тока	Наименьшее напряжение выпрямленного тока	Число рабочих анодов	Число анодов дежурного зажигания	Гарантированный срок службы	Охлаждение		Примечание
									до 220 V	свыше 220 V	
	A	A	A	V	V	—	—	Часов	—	—	
2В-6	6	3,5	—	250	4	2	—	1 000	естеств.	естеств.	Низковольтные выпрямители, применяемые для зарядки аккумуляторов
4В-6	6	3,5	—	250	4	4	—	1 000	—	—	
	1	0,05	—	500	25	4	—	1 000	—	—	
2В-12	12	4	—	500	6	2	—	1 000	естеств.	естеств.	
2ВН-12	12	0,6	4—7	50	6	2	2	1 000	„	„	
3В-12	12	4	—	500	6	3	—	1 000	„	„	
3ВН-12	12	0,6	4—7	500	6	3	2	1 000	„	„	
2В-20	20	5	—	500	6	2	—	1 000	„	вентил.	
2ВН-20	20	1	5—7	500	6	2	2	1 000	„	„	
3В-30	30	5	—	500	12	3	—	1 000	„	„	
3ВН-30	30	1.5	5—7	500	12	3	2	1 000	„	„	
3ВН-1-500	1	0,05	4—7	500	100	3	2	800	„	сестеств.	
3ВН-4-3 000	4	0,2	6—7	3 000	500	3	2	800	вентил.	вентил.	
2ВН-6-12 000	6	0,3	6—7	10 000	3 000	2	2	800	„	„	
3ВН-6-15 000	6	0,3	6—7	10 000	3 000	3	2	800	„	„	
3ВН-15-8 000	15	0,8	7—8	8 000	3 000	3	2	800	„	„	

Выбор колб по заданной мощности.

Предел увеличению нагрузки данной колбы обусловливается нагреванием, опасным в отношении возникновения обратных зажиганий, ввиду чего одна и та же колба в зависимости от интенсивности вентиляции допускает большую или меньшую нагрузку.

Напомним, что при выборе типа кенотрона наряду с мощностью, которую можно выделить на аноде без опасности перегрева его, приходится исходить из требуемой величины импульса тока, поскольку температура катода, определяемая главным образом током накала, обусловливает определенную величину эмиссии катода. С другой стороны, характер вентильного действия кенотрона (отсечка тока) приводит, при желании получить высокий кпд, к необходимости доводить импульс анодного тока до величины в несколько раз большей, чем постоянная слагающая выпрямленного тока. В данном же случае, поскольку температура и поверхность светлого пятна на катоде полностью зависят от интенсивности дуги, т. е. от силы тока, проходящего через колбу, то практически насыщение тока отсутствует. Поэтому пределом увеличения нагрузочного тока является то его значение, при котором нагрев катода и анодов не достигнет, как это указано выше, величины, способствующей возникновению обратного зажигания.

Для колб типа 3ВН-4-3000, 3ВН-6-15 000 и 3ВН-15-8000, обычно применяемых для питания передатчиков, предельная нагрузка катода составляет 4,6 и 15 А соответственно. Если принять внутреннее падение напряжения около 30 V, то мощность, выделяемая в этих колбах при предельной нагрузке, составляет 120, 180 и 450 W; если отнести указанные потери к полной поверхности охлаждения колб, то полученные цифры будут характеризовать предельные величины допускаемой нагрузки при нормальной струе охлаждающего воздуха. Предельная величина отдаваемой мощности для колбы 3ВН-4-3 000 = 12 kW, 3ВН-6-15 000 = 90 kW и для 3ВН-15-8 000 = 120 kW.

Однако в действительных условиях исходят из значительно меньших нагрузок:

для колбы	3ВН- 4- 3 000	— 2	А — 6	kW
„ „	3ВН- 6-15 000	— 4	„ — 30	„
„ „	3ВН-15- 8 000	— 10	„ — 100	„

В тех случаях, когда нагрузка колбы является достаточно постоянной и обеспечивает поддержание дуги, возможно значительно увеличить нагрузку колбы за уменьшения, частичного или полного, тока дежурного горения. Однако в большинстве случаев расчет ведется, исходя из наличия дежурного горения во все время работы.

Нагрузочная характеристика выпрямителя при учете реактивного сопротивления вторичной обмотки.

Выше мы исходили из того допущения, что полностью отсутствует падение напряжения как в обмотках трансформатора, так и в вентилях, и кроме того, мы полагали, что нагрузка представляет собой чисто омическое сопротивление. В результате этих допущений мы получили зависимость

$$E_0 = \frac{E_m}{\pi} \cdot m \cdot \sin \frac{\pi}{m}, \qquad (65)$$

и поскольку напряжение, питающее трансформатор, остается постоянным, выпрямленное напряжение E_0 не зависит от силы тока нагрузки, т. е. другими словами, нагрузочная характеристика $E_0 = f(I_0) = \text{const}$.

Для приближения расчета к действительным условиям необходимо ввести в рассмотрение ряд факторов, которыми пренебрегать ни в коем случае нельзя.

В первую очередь к этим факторам относится наличие большой индуктивности цепи катода (дроссель фильтра) и реактивного сопротивления обмоток трансформатора. Падением напряжения в омическом сопротивлении обмоток, в самом вентиле, а также в омическом сопротивлении дросселя мы попрежнему пренебрежем.

Оговоримся заранее, что этими допущениями мы относим нижеследующие рассуждения к ртутным и газотронным выпрямителям, отличительной особенностью которых является незначительное (до 30 V) внутреннее падение, и включение в цепи катода дросселя. Расчет кенотронных выпрямителей, стоящий особняком ввиду именно большого внутреннего падения, и работы на емкость, дается в ч. 1, гл. III (расчет кенотронных выпрямителей).

Рассмотрим сперва случай, когда в цепи катода работает дроссель достаточно большой индуктивности, в то же время как реактивным сопротивлением вторичных обмоток трансформатора можно пренебречь. В этом случае пульсациями выпрямленного тока можно пренебречь, и кривая тока в цепи дросселя и нагрузочного обратится в прямую линию, параллельную оси ωt, а ток каждого анода будет иметь в течение своего рабочего промежутка постоянную величину.

Анодный ток каждой фазы подымается мгновенно в момент зажигания анода, сохраняет постоянную величину в течение промежутка времени $\frac{T}{m}$, где T — период питающего тока, после чего ток мгновенно падает до нуля в момент затухания данного анода.

Диаграмма напряжения и выпрямленного тока для этого случая изображена на рис. 42. Таким образом, влияние дросселя

в катоде сводится к замене пульсирующей кривой выпрямленного тока, совершенно прямой линией. Наиболее существенное при этом заключается в том, что в самоиндукции дросселя цепи катода не имеет место падение напряжения (омическим сопротивлением пренебрегаем), поскольку ток остается строго постоянным. Таким образом введение в ходу дросселя не влияет на нагрузочную характеристику, которая попрежнему изобразится в виде прямой линии, параллельной оси тока нагрузки, так как с самоиндукцией рассеяния можно по условию не считаться.

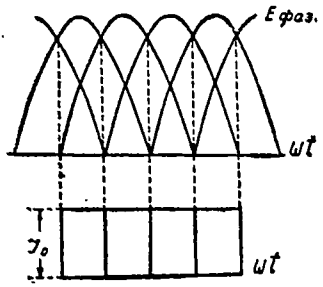


Рис. 42.

Совершенно другое мы будем иметь, если примем во внимание индуктивное сопротивление вторичной обмотки трансформатора, питающего анолы выпрямителя. Реактивное сопротивление $X_2 = t_2$ самоиндукции рассеяния L_2 каждой фазы изображено на эквивалентной схеме 43 в виде дросселя L_2 последовательно с анодом. Действие этих фиктивных дросселей совершенно не проявляется в те моменты, когда ток анода сохраняет свою величину, т. е. пока напряжение данного анода превышает напряжения других анодов, другими словами, пока анод работает самостоятельно. Однако в тот момент, когда в работу должен вступить следующий анод, дроссель первого анода воспрепятствует мгновенному падению тока так же, как дроссель второго анода воспрепятствует мгновенному установлению тока. Результатом этого будет иметь место некоторое время совместная работа двух анодов или так называемое „перекрытие анодных токов". Сказанное поясняется диаграммой 44, на которой через θ_0 обозначен так называемый угол перекрытия. Факт одновременной работы двух анодов приводит к весьма сложным нестационарным явлениям, так как имеет место ток короткого замыкания в цепи, состоящей из двух фазовых обмоток, двух анодов и вольтовой дуги между ними. Основываясь на этом, Делленбах и Герекке дают следующее выражение для угла перекрытия

$$\cos\theta_0 = 1 - \frac{I_0 \cdot X_2}{E_m \cdot \sin\frac{\pi}{m}} \qquad (66)$$

или

$$\sin\frac{\theta_0}{2} = \sqrt{\frac{I_0 X_2}{2 \cdot E_m \cdot \sin\frac{\pi}{m}}}, \qquad (67)$$

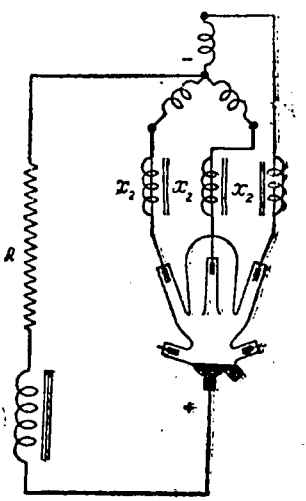


Рис. 43.

где $X_2 = \omega L_2$ — реактивное сопротивление одной фазы,
E_m — амплитуда фазного напряжения,
I_0 — выпрямленный ток в цепи нагрузки.

Среднее напряжение выпрямленного тока будет меньше, чем при отсутствии реактивности в трансформаторе, а именно

$$E_0' = E_0 \cdot \cos^2 \frac{\theta_0}{2} = \frac{E_m}{\pi} \cdot m \cdot \sin \frac{\pi}{m} \cdot \cos^2 \frac{\theta^0}{2}. \qquad (68)$$

Не трудно уяснить себе, что при холостом ходе или достаточно малой нагрузке действие реактивностей X_2 не будет проявляться, и в этом случае мы получим напряжение по уравнению

$$E_0 = \frac{E_m}{\pi} \, m \cdot \sin \frac{\pi}{m}. \qquad (9)$$

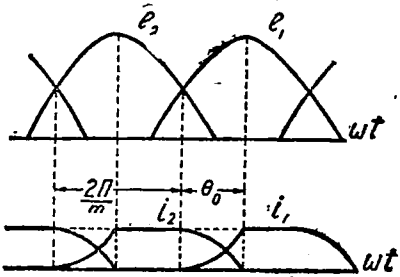


Рис. 44.

Следовательно, падение напряжения при нагрузке током I_0

$$\Delta E_0 = E_0 - E_0' = \frac{E_m}{\pi} m \cdot \sin \frac{\pi}{m} \left(1 - \cos^2 \frac{\theta_0}{2}\right).$$

В долях от напряжения холостого хода это составляет

$$\frac{\Delta E_0}{E_0} = 1 - \cos^2 \frac{\theta_0}{2} = \sin^2 \frac{\theta_0}{2} = \frac{I_0 \cdot X_2}{2E_m \cdot \sin \frac{\pi}{m}}. \qquad (69)$$

Уравнение интересующей нас нагрузочной характеристики легко получается из уравнения (68), если исключить $\cos^2 \frac{\theta_0}{2}$ в выражении (68) по его значению из уравнения (69)

$$\cos^2 \frac{\theta_0}{2} = 1 - \frac{I_0 X_2}{2 \cdot E_m \cdot \sin \frac{\pi}{m}}. \qquad (66')$$

Итак

$$E_0' = \frac{E_m}{\pi} \cdot m \cdot \sin \frac{\pi}{m} \left(1 - \frac{I_0 X_2}{2 \cdot E_m \cdot \sin \frac{\pi}{m}}\right) = E_0 - \frac{m}{2\pi} \cdot I_0 X_2. \qquad (70)$$

Для трехфазного выпрямления, $m = 3$, получаем удобное для расчета выражение

$$E_0' = E_0 - \frac{3}{2\pi} \cdot I \cdot X_2. \qquad (71)$$

Для шестифазного выпрямления соответственно

$$E_0 = E_0 - \frac{3}{\pi} \cdot I_0 \cdot X_2. \qquad (72)$$

Как видим, полученные выражения соответствуют прямой линии, наклоненной к оси абсцисс (токовой нагрузке).

Отметим, что величиной X_2 пренебрегать нельзя, в особенности в тех случаях, когда при постройке трансформатора специально обеспечивается определенная величина рассеяния для ограничения токов короткого замыкания. Количественная сторона вопроса о падении напряжения в выпрямительном трансформаторе будет освещена ниже, при расчете выпрямительного устройства.

В тех случаях, когда изменение нагрузки происходит в пределах от полного тока I_0 до небольшого I_0', выпрямленное напряжение будет изменяться на величину ΔE_0

$$\Delta E_0 = E_0 - E_0' = E_0 \left(1 - \frac{m}{2 \cdot \sin \frac{\pi}{m}} \frac{I_0'}{I_k}\right) - E_0 \left(1 - \frac{m}{2 \cdot \sin \frac{\pi}{m}} \frac{I_0}{I_k}\right) =$$

$$= E_0 \cdot \frac{m}{2 \cdot \sin \frac{\pi}{m}} \cdot \frac{I_0 - I_0'}{I_k}, \qquad (73)$$

где I_k — ток короткого замыкания (см. ниже).

Последнее уравнение будет нами учтено при расчете выпрямителя для питания передатчика, нагрузка которого в процессе работы изменяется (телеграфная манипуляция, модуляция).

Ограничение тока короткого замыкания (в цепи нагрузки).

В условиях работы выпрямителя на передатчик приходится считаться с возможностью частых коротких замыканий, возникающих при аварии ламп, а также в процессе регулировки и настройки передатчиков. Так как дроссель в цепи катода (дроссель фильтра) не может воспрепятствовать установлению большого выпрямленного тока короткого замыкания, то для ограничения последнего прибегают к включению в аноды небольших дросселей или же задают вторичной обмотке трансформатора определенное рассеяние.

Амплитуда тока короткого замыкания на каждую фазу составляет $I_{k_1} = \frac{E_m}{X_2}$, и так как при коротком замыкании во внешней

цепи все аноды работают одновременно, то полный ток короткого замыкания

$$I_k = \frac{m \cdot E_m}{X_2}. \tag{74}$$

Имея это в виду, перепишем уравнение (70) следующим образом

$$E_0' = \frac{E_m}{\pi} \cdot m \cdot \sin\frac{\pi}{m}\left(1 - \frac{m}{2 \cdot \sin\frac{\pi}{m}} \cdot \frac{I_0}{I_k}\right). \tag{75}$$

Последнее уравнение удобно тем, что позволяет находить по заданной величине I_0 (при нагрузке) и допустимому току короткого замыкания величину амплитуды фазового напряжения трансформатора (вторичной обмотки).

Например, если требуется получить при трехфазном выпрямлении 10 000 V при выпрямленном токе 2 А и поставлено условие, чтобы ток короткого замыкания не превосходил 20 А, то необходимо рассчитать трансформатор на амплитуду E_m (фазы) холостого хода

$$E_m = \frac{\pi \cdot E_0'}{m \cdot \sin\frac{\pi}{m}\left(1 - \frac{m}{2 \cdot \sin\frac{\pi}{m}} \cdot \frac{I_0}{I_k}\right)} = \frac{3{,}14 \cdot 10^4}{3 \cdot 0{,}867\left(1 - \frac{3}{2 \cdot 0{,}867} \cdot \frac{1}{10}\right)} =$$

$$= 14\,600 \text{ V}$$

или эффективное напряжение $E_{2eff} = 10\,300$ V.

Величину самоиндукции анодных реакторов, или самоиндукции рассеяния вторичной обмотки, найдем

$$X_2 = \frac{mE_{eff}}{I_k} = \frac{3 \cdot 10\,300}{20} = 1550\,\Omega,$$

$$L_2 = \frac{X_2}{\omega} = \frac{1550}{314} \cong 5 \text{ H}.$$

Для каскадной схемы проф. Вологдина (из двух каскадов по m фаз в каждом) уравнение (75) перепишется следующим образом

$$E_0' = 2E_m \cdot \frac{m}{\pi} \cdot \sin\frac{\pi}{m}\left(1 - \frac{m}{4 \cdot \sin\frac{\pi}{m}} \cdot \frac{I_0}{I_k}\right). \tag{76}$$

Введение коэфициента 2 в знаменателе дроби объясняется последовательным включением двух вторичных обмоток трансформатора, благодаря чему ток короткого замыкания будет вдвое меньшим, чем при том же числе фаз простой схемы.

Условия устойчивой работы ртутного выпрямителя.

В отличие от кенотронов получение устойчивой работы ртутных вентилей и в особенности нормального пуска выпрямительного устройства возможно лишь при соблюдении определенного соотношения между элементами внешней схемы — нагрузочным сопротивлением, самоиндукцией и емкостью фильтра.

Наиболее неблагоприятной нагрузкой для ртутных вентилей является работа на емкость, без дросселя в катоде.

Неустойчивость работы при емкостной нагрузке долгое время препятствовала широкому применению ртутных колб для питания радиопередатчиков, пока проф. В. П. Вологдиным не были выявлены условия, выполнение которых обеспечивало безотказную работу и стимулировало быстрое признание достоинств ртутных колб.

Объяснение этому заключается в том обстоятельстве, что при шунтировании нагрузочного сопротивления емкостью напряжение на конденсаторе направлено навстречу тому напряжению, которое прикладывается к цепи анод-катод анодным трансформатором, благодаря чему ток через отдельные аноды колбы возможен лишь в те моменты, когда напряжение трансформатора превышает напряжение конденсатора на величину зажигательного потенциала.

Если при установлении тока через каждый из анодов падение напряжения в вентилях невелико, то в первый момент, когда пары ртути только еще подвергаются ионизации, зажигательный потенциал измеряется сотнями вольт, и может оказаться, что конденсатор, будучи заряжен до высокого напряжения выпрямленным током, прошедшим через аноды первых фаз, воспрепятствует перебросе дуги на аноды последующих фаз, что приводит к накоплению отрицательных зарядов на стенках трубки пропущенного анода и дальнейшему выпадению данного анода из работы колбы. Сказанное поясняется рис. 45, на котором сплошная кривая изображает напряжение трансформатора (при двухполупериодном выпрямлении), а пунктирная кривая соответствует напряжению на конденсаторе.

Ток через данный анод может возникнуть лишь в тот момент, когда напряжение трансформатора e_0 превысит напряжение конденсатора e_c на величину зажигательного потенциала e_p (рис. 45). Кривая e_c построена по общеизвестному уравнению разряда конденсатора

$$e_c = E_c \cdot e^{-\frac{t}{CR}},$$

где E_c — максимальное напряжение, до которого зарядился конденсатор током предыдущей фазы,

C — емкость фильтра,

R — нагрузочное сопротивление

Поскольку главным соображением при выборе емкости фильтра является недопущение заметных пульсаций напряжения e_c, то при достаточно большой величине R, т. е. при малой нагрузке, разность между амплитудной трансформаторного напряжения и напряжения на конденсаторе может оказаться меньше величины зажигательного потенциала e_p и тем самым исключается возможность нормального чередования фаз.

Естественно, что при достаточно сильном разряде (малой величине R) режим будет более благоприятным, однако, главным требованием, предъявляемым к источникам анодного питания, является устойчивость в работе при любых изменениях тока нагрузки, например, от полной величины до величины, близкой к нулю, что имеет место при телеграфной манипуляции передатчика. Лучшим средством к устранению вредной реакции нагрузочной цепи на работу вентилей является включение последовательно с катодом большой самоиндукции дросселя, роль которого сводится к затягиванию тока отдельных анодов, благодаря чему поддерживается постоянство дуги и облегчается нормальное зажигание всех анодов.

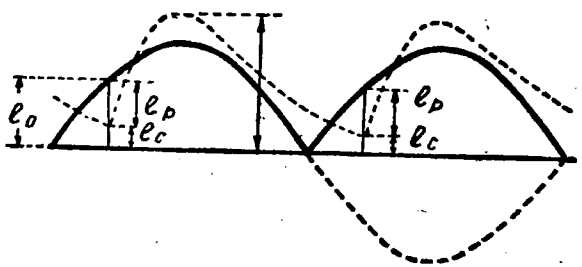


Рис. 45.

Не задерживаясь за недостатком места на детальном рассмотрении процессов, связанных с режимом работы ртутных вентилей на смешанную нагрузку [1]), обратимся к характеристике условий, обеспечивающих нормальную работу ртутных вентилей и полученных в результате исследований проф. В. П Вологдина.

1) Условие безотказного зажигания колбы при пуске.

Частота свободных колебаний фильтра должна быть значительно меньше частоты пигающего тока ω

$$\sigma < \frac{1}{k}\omega, \qquad (77)$$

где k — число большее единицы, а угловая частота свободных колебаний фильтра при обозначениях согласно рис. 85 подсчитывается по уравнению (145)

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{LC}\left(1+\frac{r}{R}\right) - \frac{1}{4}\left(\frac{1}{CR}+\frac{r}{L}\right)^2}.$$

[1]) Подробное рассмотрение указанных вопросов выполнено проф. Вологдиным В. П. в книгах „Высоковольтные выпрямители“, 1933 г. и „Выпрямители“, 1932 г.

При небольших нагрузках, как раз наиболее неблагоприятных для вентилей, проводимостью нагрузки относительно конденсатора можно пренебречь, что приводит к приближенному равенству

$$\sigma = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \tag{78}$$

При значениях $k = \frac{\omega}{\sigma} > 3$ надежность в работе сохраняется при любых изменениях нагрузки, от полного тока до почти полного нуля. При частоте $\omega = 314$ ($f = 50$) условие (77) приводит к следующей цифре для угловой частоты фильтра

$$\sigma < \frac{314}{3} < 105.$$

Таким образом собственная частота фильтра при использовании ртутных вентилей должна быть по возможности меньше и во всяком случае не выше 15÷20 пер/сек.

Отметим, что это требование обычно легко выполняется, поскольку сглаживание пульсаций фильтром возможно именно в том случае, когда собственная частота фильтра значительно меньше ослабляемой частоты.

2) Условие устойчивого горения дуги при изменяющейся нагрузке.

Следующим важным условием, от выполнения которого зависит нормальная работа выпрямительного устройства, является требование создания достаточного затухания цепи фильтра и, кроме того, недопущение моментов, в течение которых ток достигал бы нуля.

Проф. Вологдин В. П. дает следующую зависимость

$$\frac{I_0}{I_0'} < 1 + e^{\frac{a_0}{\sigma}\pi} \tag{79}$$

или

$$\frac{a_0}{\sigma} = \frac{1}{\pi} \ln\left(\frac{I_0}{I_0'} - 1\right), \tag{80}$$

где I_0 — полный ток нагрузки,

I_0' — минимальное значение холостого тока, при котором в процессе свободного режима ток через выпрямитель может достигать нуля,

σ — собственная частота фильтра,

a_0 — фактор затухания цепи фильтра, вычисляется по формуле (144).

$$\sigma_0 = \frac{1}{2}\left(\frac{r}{L} + \frac{1}{CR}\right).$$

Величины R, C, r и L соответствуют обозначениям рис. 85.

Уравнение (80) в значительной степени предопределяет выбор элементов фильтра в тех случаях, когда предусматривается непостоянная нагрузка выпрямителя.

Если по условию схемы передатчика задано отношение полного тока нагрузки к холостому току, то, пользуясь кривой рис. 103, находят необходимую величину $\frac{a_0}{a}$, после чего по кривым рис. 104 находят волновое сопротивление фильтра $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$, и имея заданным, кроме того, величину произведения LC, из условия сглаживания пульсации (стр. 145) определяют L и C.

Часто задача сводится при заданных величинах L и C к определению наименьшего допустимого тока I_0, который может быть получен искусственно при помощи достаточно большого баластного сопротивления или же за счет небольшого тока, потребляемого первыми каскадами передатчиков, цепью вольтметра с добавочным сопротивлением и другими цепями, нагрузка которых не изменяется при модуляции или телеграфной манипуляции.

Пуск ртутных выпрямителей.

В первые годы применения стеклянных ртутных выпрямителей на радиостанциях, а на небольших установках и в настоящее время, практиковался пуск от руки, что требует выполнения следующих операций (рис. 46).

а) Включения напряжения на трансформатор „дежурного зажигания“ *1*.

б) Нажатием кнопки *2* вспомогательному электроду *4* через сопротивление *5* подается напряжение одной половины вторичной обмотки трансформатора зажигания, после чего при помощи качалки, управление которой выведено на панель шкафа выпрямителя, колба наклоняется с таким расчетом, чтобы образовался контакт между ртутью катода *3* и вспомогательным электродом *4* (последний также может представлять собой ртуть, заполняющую трубку *4*); при возврате колбы в исходное положение разрыв контакта между электродами *3* и *4* сопровождается небольшой дугой, которая перебрасывается на дежурные аноды *5* и *6*, получающие напряжение от вторичной обмотки дежурного трансформатора.

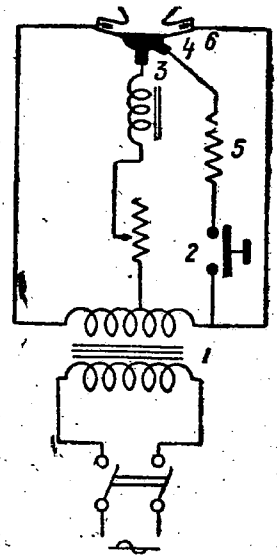


Рис. 46.

После того как установилась дуга между катодом *3* и анодами *5* и *6*, колба подготовлена к включению высокого напряжения на рабочие аноды,и кнопка *2* отпускается; тем самым снимается напряжение с пускового электрода *4*.

в) Последней операцией является подача высокого напряжения на рабочие аноды, чем и заканчивается пуск выпрямителя.

Выключение выпрямителя, естественно, производится в обратном порядке: снимается высокое напряжение, после чего выключается рубильник в цепи питания дежурного трансформатора.

Иногда дежурное горение прекращают еще при пуске, после установления главной дуги (при достаточно большой нагрузке, обеспечивающей нагревание катода и в особенности при постоянстве нагрузки).

Описанный способ пуска весьма прост и удобен во всех тех случаях, когда не требуется автоматического или дистанционного пуска радиостанции и широко применяется и в настоящее время, как уже отмечено, на небольших установках.

Автоматический пуск ртутных выпрямителей.

Автоматизация зажигания ртутных колб развивается по двум направлениям: к первому относятся схемы, основанные на автоматическом качании колб, ко второму относятся способы, позволяющие получить дугу в неподвижной колбе.

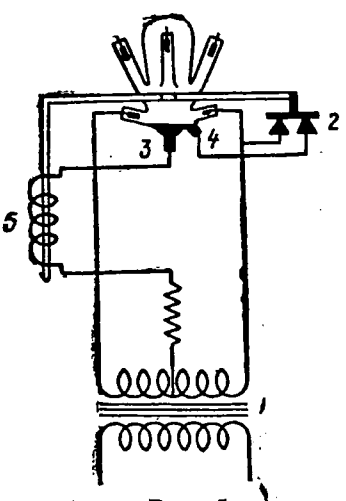


Рис. 47.

Наибольшее, почти исключительное применение в СССР получили схемы, основанные на раскачивании колбы, ввиду чего описанием этих схем мы и ограничимся. Наиболее простой и вместе с тем совершенный способ автоматического зажигания колбы применен на 100 kW радиостанции ВЦСПС в Щелкове.

Схема пуска изображена на рис. 47.

Особенностью этого способа является установка колб в наклонном положении, ввиду чего еще до подачи напряжения к трансформатору дежурного зажигания цепь электродов *3* и *4* замкнута через контакт *2* и обмотку соленоидного привода *5*.

При первом включении дежурного трансформатора на переменное напряжение сети ток, проходящий по обмотке соленоида *5*, заставляет последний втянуть сердечник, чем и осуществляется разрыв контакта между электродами *3—4* и установка колбы в вертикальном положении. Вместе с этим размыкается контакт *2*, и в дальнейшем соленоид удерживает сердечник во

втянутом положении, благодаря прохождению по его обмотке выпрямленного тока дежурного горения.

Главным достоинством описанного способа (предложенного инж. Огановым) является полное отсутствие реле, отчего сильно увеличивается надежность и безотказность в работе.

Схема автоматического пуска системы проф. В. П. Вологдина изображена на рис. 48.

Наклонение колбы производится соленоидом *1* при подаче напряжения к дежурному трансформатору. Для возврата колбы в прежнее положение и образования при этом дуги между электродами *3* и *4* (рис. 48) служит реле *5*, разрывающее при втягивании сердечника *2* цепь соленоида при прохождении тока в цепи пускового электрода *4*.

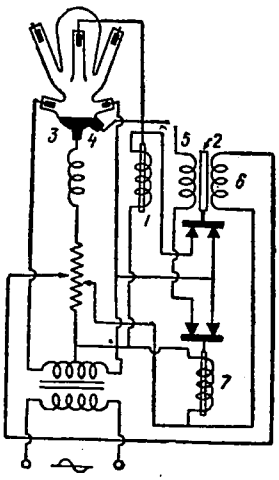


Рис. 48.

Вторая обмотка *6* этого же реле, обтекаясь частью выпрямленного тока дежурного горения, удерживает сердечник *2* во втянутом положении. После того как установлена дуга в цепи дежурного зажигания, должно быть прекращено питание пускового электрода *4*. Для этого предусмотрено реле *7*, которое срабатывает при установлении выпрямленного тока дежурного зажигания и разрывает цепь пускового электрода.

Достоинством описанных схем является автоматическое зажигание колб, потухших в работе при случайных колебаниях напряжения сети, а также удобство дистанционного включения и выключения выпрямительного устройства.

Конструкции ртутных выпрямителей.

В практике передающих радиостанций выработалась шкафная система выпрямителей, при которой колбы со всеми вспомогательными деталями монтируются в закрытом каркасе обычно из углового железа, составляющим часть передатчика.

На лицевой стороне шкафа выпрямителя оставляют небольшие окошки для наблюдения за работой колб; иногда для согласования с конструкцией всего передатчика устраивают большие окна; в этих случаях для ослабления ослепительного света дуги окна остекляются цветными стеклами.

Анодные трансформаторы на радиостанциях небольшой и средней мощности устанавливаются обычно в непосредственной близости от выпрямителя в заблокированном месте. На мощных радиостанциях трансформаторы устанавливаются в от-

дельных кабинах и соединяются воздушной проводкой с анодами колб.

Ходовые конструкции высоковольтных выпрямителей представлены на рис. 49 и 50 — (заснято со стороны анодных трансформаторов, т. е. сзади).

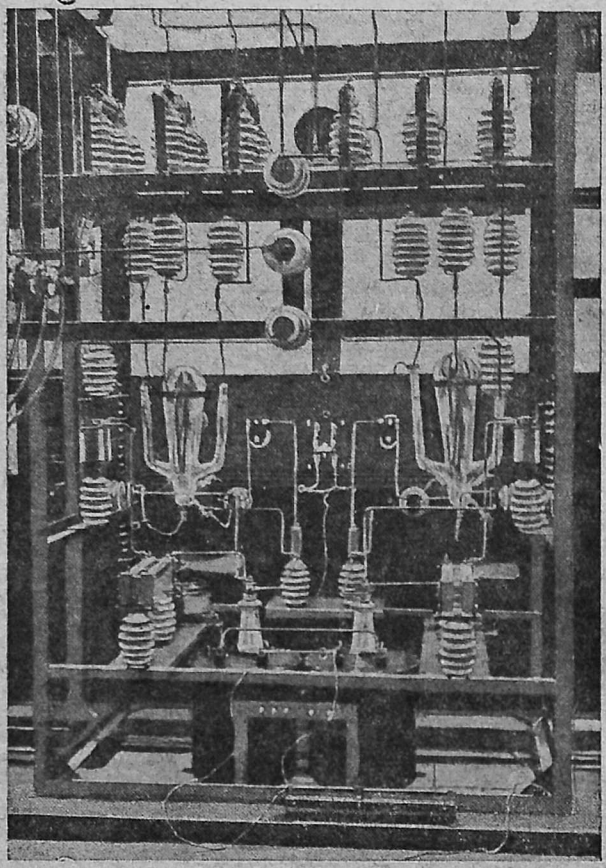


Рис. 49.

В верхней части каркаса на ребристых изоляторах укреплены трубчатые или роговые предохранители, включенные в цепь каждого из анодов, а также выпрямленного тока.

Непосредственно под колбами устанавливаются вентиляторные моторы на такой высоте, чтобы главный поток воздуха омывал стенки колбы Наконец, в нижней части каркаса видны трансформаторы дежурного зажигания, катодные дроссели и реостаты в цепи зажигания.

Перечисленные детали, будучи соединены с катодом колбы, должны быть изолированы от земли на полное выпрямленное напряжение, чем и объясняется необходимость установки их на высоковольтных изоляторах.

Для ручного пуска выпрямителя на лицевую стенку шкафа выводится маховичок, связанный с „качалкой“ колбы, и рубильник цепи дежурного зажигания.

Рис. 51 и 52 изображают вид с передней панели и обратной стороны выпрямительного устройства радиостанции ВЦСПС в Москве (Щелково).

На последнем рисунке можно рассмотреть также приспособление для автоматического пуска выпрямителя, описанное на стр. 84.

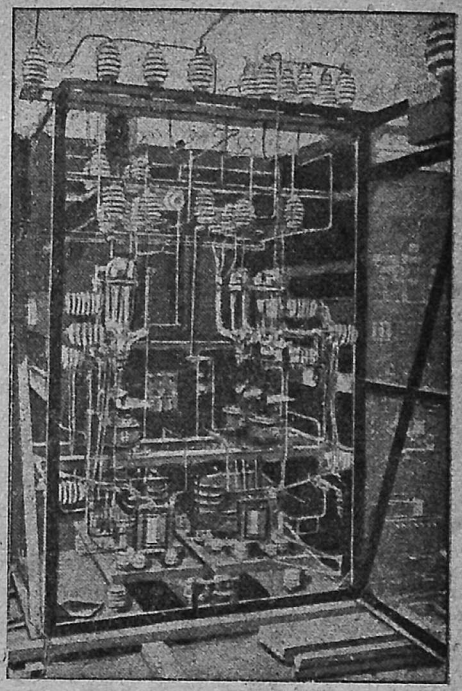


Рис. 50.

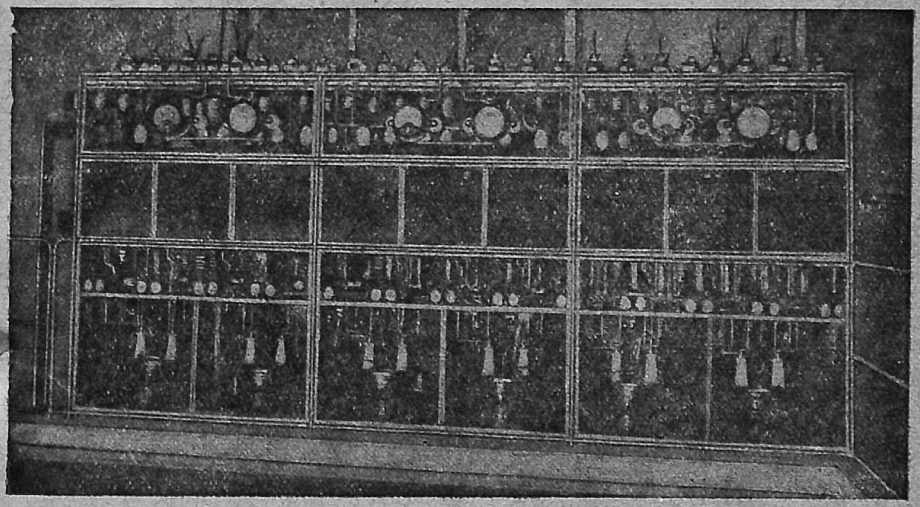


Рис. 51.

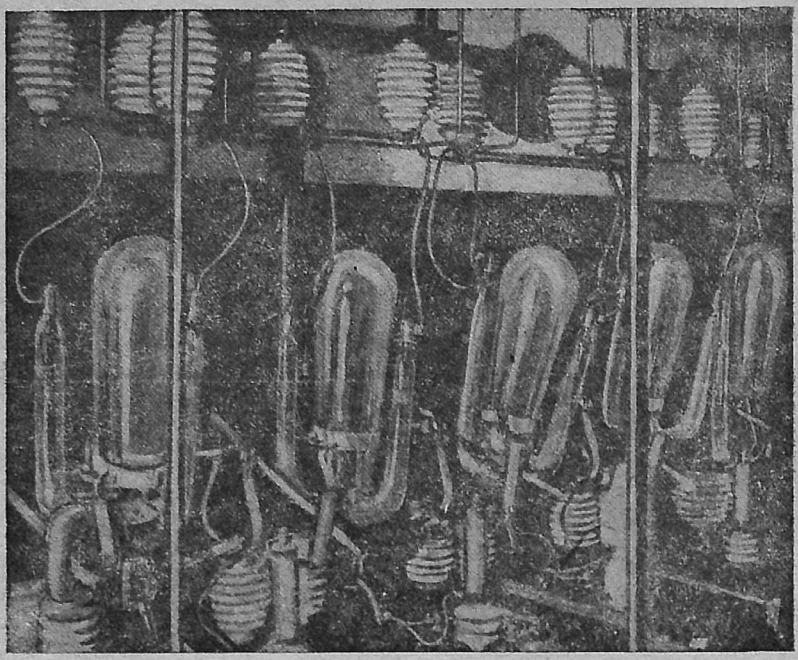


Рис. 52.

Расчет ртутного выпрямительного устройства к телеграфному передатчику.

Данные:

Напряжение выпрямленного тока $E'_0 = 10\,000$ V.
При нажатом ключе выпрямленный ток $I_0 = 2$ A
При отжатом ключе выпрямленный ток $I'_0 = 0{,}4$ A.
Схема каскадная, число каскадов $k = 2$.
Число фаз одного каскада $m = 3$.
Напряжение первичной сети $E_1 = 220$ V.
Частота первичной сети $f = 50$ пер/сек.
Допустимая пульсация выпрямленного напряжения 0,1 %.

Расчет фильтра к настоящему выпрямителю выполнен ниже на стр. 191, здесь же мы укажем на наличие в цепи катода дроссселя фильтра, что позволит нам применить для расчета полученные ранее соотношения.

Схема соединений выпрямителя изображена на рис. 53.

Выбор типа колбы.

Выпрямленное напряжение одного каскада в нашем случае 5 000 V; ток нагрузки 2 A; руководствуясь табл. 11, останавли-

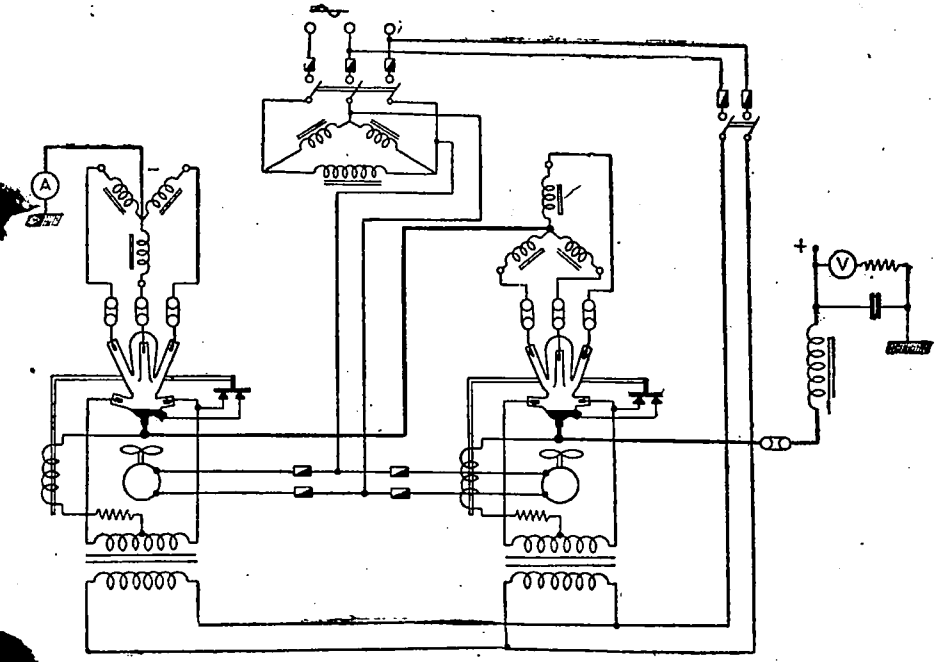


Рис. 33.

ваем свой выбор на колбе типа 3ВН-6-15 000, рассчитанной на максимальное напряжение выпрямленного тока 10 000 V при 6 А.

Выбор меньшей колбы 3ВН-4-3 000, достаточной по допустимой токовой нагрузке, однако, нежелателен ввиду значительного превышения заданного нам напряжения 5000 V над номинальным 3000 V.

Потери в каждой колбе при полной нагрузке $I_0 = 2$ А и падении напряжения $\backsim 25$ V

$$W_{nom} = 2 \times 25 = 50 \text{ W}.$$

Предполагая нормальное охлаждение колбы вентиляторами, а также недогрузку, можно считать опасность обратного зажигания исключенной.

Данные трансформатора.

Прежде всего определим амплитуду фазного напряжения вторичной обмотки.

Исходим из уравнения (76), причем зададимся условием, чтобы ток короткого замыкания не превышал 10-кратного значения нормального тока, т. е. $I_k = 20$ А.

Имеем

$$E_m = \frac{\pi \cdot E_0}{2 \cdot m \sin \frac{\pi}{m} \left(1 - \frac{m}{4 \cdot \sin \frac{\pi}{m}} \cdot \frac{I_0}{I_k}\right)} =$$

$$= \frac{3{,}14 \cdot 10\,000}{2 \cdot 3 \cdot 0{,}867 \left(1 - \frac{3}{4 \cdot 0{,}867} \frac{1}{10}\right)} = 6600 \text{ V}.$$

Эффективное напряжение фазы

$$E_{2eff} = \frac{6600}{\sqrt{2}} = 4670 \text{ V}.$$

Коэфициент трансформации по фазе

$$u_1 = \frac{E_{2eff}}{E_2} = \frac{4670}{220} = 21{,}2.$$

Индуктивность каждой фазы должна быть по уравнению (74), с учетом последовательного соединения двух каскадов

$$X_2 = \frac{mE_m}{2 \cdot I_k} = \frac{3 \cdot 6\,600}{2 \cdot 20} = 495\Omega$$

$$L_2 = \frac{X_2}{\omega} = \frac{485}{314} = 1 \cdot 57 \text{ H}.$$

Номинальная мощность вторичной обмотки при нашей схеме, согласно табл 8

$$W_2 = k_2' \cdot W_0 = 1{,}481 \cdot 2 \cdot 10^4 \cong 30 \text{ kVA}.$$

Номинальная мощность первичной обмотки

$$W_1 = k_1' \; W_0 = 1{,}047 \cdot 2 \cdot 10^4 \cong 21 \text{ kVA}.$$

Номинальная мощность всего трансформатора

$$W_{mp} = k' \cdot \; W_0 = 1{,}26 \cdot 2 \cdot 10^4 = 25{,}2 \text{ kVA}.$$

Вольтамперы, подводимые из сети к трансформатору

$$\text{VA} = 1{,}05 \cdot W_0 = 1{,}05 \cdot 2.10^4 = 21 \text{ kVA}.$$

Колебания напряжения выпрямителя при изменении нагрузки.

Рассчитаем напряжение на зажимах выпрямителя для трех режимов.

а) Холостой ход (весьма малый ток, необходимый лишь для поддержания дуги). В этом случае индуктивности в цепях

катода и анодов почти не проявляются, ввиду чего можно исходить из уравнения (9) для двух каскадов

$$E_0 = 2 \cdot \frac{E_m}{\pi} m \cdot \sin \frac{\pi}{m} = \frac{2 \cdot 6600 \cdot 3}{3{,}14} \cdot \sin 60^\circ = 10\,900 \text{ V}.$$

б) Малая нагрузка $I_0' = 0{,}4$A; для этой нагрузки отношение

$$\frac{I_0'}{I_k} = \frac{0{,}4}{20} = 0{,}02;$$

подставив полученную величину в уравнение (75), находим

$$E_0' = E_0 \left(1 - \frac{m}{4 \cdot \sin \frac{\pi}{m}} \cdot \frac{I_0'}{I_k}\right) = 10\,900 \left(1 - \frac{3}{4 \cdot \sin 60^\circ} \cdot \frac{1}{50}\right) = 10\,700 \text{ V}.$$

в) Наконец, при полной нагрузке $I_0 = 2$A;

$$E_0' = 10\,900 \left(1 - \frac{3}{4 \cdot \sin 60^\circ} \cdot \frac{1}{10}\right) = 10\,000 \text{ V}.$$

Таким образом при телеграфной манипуляции напряжение на зажимах выпрямителя изменяется в пределах от 10 700 V до 10 000 V.

Коэфициент полезного действия установки.

Кпд выпрямительного устройства может быть представлен в виде отношения

$$\eta = \frac{W_0}{W_0 + \Sigma W_{no_m}}, \qquad (81)$$

где W_0 — мощность, отдаваемая в цепь постоянного тока, а ΣW_{no_m} — суммарная мощность потерь, разбивается на следующие потери:

W_{mp} — потери в анодном трансформаторе,
$W_{колба}$ — потери в дуге,
$W_{д.з.}$ — потери в цепи дежурного зажигания (включая и трансформатор дежурного горения),
$W_{вент}$ — мощность, потребляемая вентиляторами,
W_p — потери в проводах, реактивных катушках и проч.

Потери в анодном трансформаторе найдем, исходя из нормального для мощности в 25 kV кпд трансформатора $\eta = 0{,}92 \div 0{,}94$

$$W_{mp} = \frac{1 - 0{,}93}{0{,}93} \cdot 25 = 1{,}8 \text{ kV}.$$

Потеря мощности в дуге (в двух колбах)

$$W_{колба} = 2\,I_0 \cdot 25 = 100 \text{ W}.$$

Потерю мощности в цепи дежурного зажигания примем 120 W на колбу

$$W_{д.з.} = 2 \times 120 = 240 \text{ W}$$

(дежурный ток около 4 A, падение в дежурной дуге $\sim$ 20 V, следовательно, мощность, теряемая в дуге, около 80 W; остальные 40 W учитывают потери в реостате и катодном дросселе, а также в трансформаторе дежурного зажигания).

Мощность, потребляемую двумя вентиляторными моторами, считаем равной

$$W_{вент} = 2 \times 100 = 200 \text{ W}.$$

Наконец, потери в проводах

$$W_v = 0{,}01 \cdot W_0 = 0{,}01 \cdot 20\,000 = 200 \text{ W}.$$

Суммируя потери, находим

$$\Sigma W_{пот} = 1800 + 100 + 240 + 200 + 200 = 2540 \text{ W}.$$

Коэфициент полезного действия всей установки

$$\eta = \frac{20\,000}{20\,000 + 2540} = 0{,}89.$$

ГЛАВА V.

ГАЗОТРОННЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ.

Устройство и работа газотронов.

Газотрон по своей природе является вентилем, соединяющим в себе элементы ртутного выпрямителя (с жидким катодом) и кенотрона. От кенотрона в газотронном вентиле имеется накаленный катод, расположенный близко к аноду. От ртутного вентиля (с жидким катодом) газотрон использует заполнение ртутными парами пространства между катодом и анодом: однако ртутные пары испаряются не самим катодом, а специально введенной в баллон каплей ртути (в мощных газотронах около 1 g).

Указанными чертами определяются особенности работы газотрона, которые мы опишем, сравнивая их с таковыми чертами кенотронов и ртутных вентилей.

В момент включения тока накала катода процесс установления рабочей температуры катода протекает так же, как и в обычном кенотроне.

Некоторой конструктивной особенностью мощных газотронов является устройство катода в виде спирали из плоской ленты, ребро которой направлено к аноду (рис. 54).

Этим достигается, во-первых, экономичность накала ввиду незначительного косого теплоизучения широкими сторонами ленты, во-вторых, обеспечивается мощная эмиссия при небольших общих размерах катода.

Кроме того, как мы увидим из дальнейшего описания, заполнение баллона ртутными парами так же, как и в ртутном вентиле, связано с бомбардировкой катода ионами; противоставление ионному потоку относительно малой поверхности катода предохраняет последний от быстрого разрушения. Установление достаточно высокой температуры катода и баллона, при которой выделяется достаточное количество ртутных паров, позволяет приложить к аноду положительное напряжение, благодаря чему электроны, испаренные катодом, устремляются к аноду, ионизируя по пути ртутные пары.

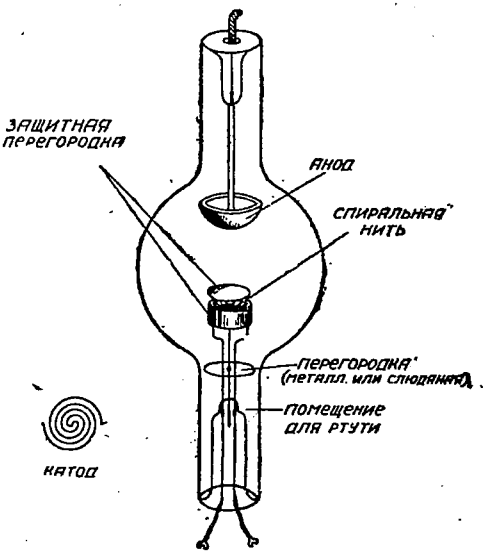


Рис. 54.

Отсюда вытекает основное достоинство газотрона: положительные ионы, направляющиеся к катоду, компенсируют отрицательный пространственный заряд вблизи катода, благодаря чему устраняется главный недостаток кенотрона — большое внутреннее падение напряжения, что в свою очередь позволяет получить большие токи.

Следующей особенностью газотронов является работа в среде с ненасыщенными парами ртути в отличие от ртутных колб, в которых накал катода (светлое пятно) сопровождается насыщением колбы ртутными парами. Благодаря этому значительно затрудняется обратное зажигание и становится возможным приблизить анод к катоду (рис. 54).

Кроме того благодаря относительно невысокому давлению паров в газотроне, весьма медленно возрастающему с повышением температуры, последнее не столь опасно в отношении обратного зажигания, как в ртутном вентиле с жидким катодом, благодаря чему отпадает необходимость в искусственном охлаждении (вентиляции). С другой стороны, благодаря близкому от катода расположению анода применение в одном баллоне нескольких анодов, как это имеет место в ртутном вентилях, невозможно

ввиду взаимного их влияния друг на друга. Поэтому, как правило, газотроны выполняются по типу нормальных кенотронов с одним анодом.

Обращаясь к рис. 54, изображающему конструкцию употребительного газотрона, укажем на следующую деталь: катод, выполняемый в виде спирали, как это отмечено выше. Материалом для катода служит обычно вольфрам, покрытый оксидным слоем для увеличения эмиссии.

Графитовый анод, дисковый или в виде полушария, помещается в непосредственной близости от катода. В нижнем удлинении баллона помещается капля ртути; обычно слюдяная перегородка в верхней части нижнего удлинения служит ширмой, предохраняющей нижнюю часть от зарядов, а также для поддержания в нижней части несколько меньшей температуры, чем в шаровой полости баллона.

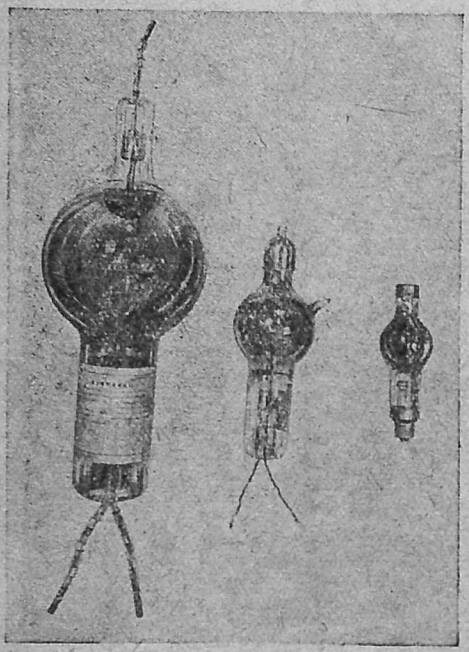


Рис. 55.

Металлическая перегородка между катодом и анодом в мощных газотронах служит для предохранения анода от попадания на него испаряющегося с катода оксида.

Последнее нежелательно ввиду связанной с этим опасностью обратного зажигания.

Вводы катода проходят в нижней части, а ввод анода в верхней части баллона.

Общий вид типовых газотронов изображен на рис. 55.

Ограничиваясь в описании конструкции газотронов приведенными данными, укажем на основные конструктивные особенности газотронов:

а) компактность и простота устройства баллонов и возможность машинного изготовления, чем значительно удешевляется стоимость их сравнительно с колбами ртутных вентилей с жидким катодом.

В отношении общего габарита выпрямительного устройства газотроны, будучи гораздо выгоднее кенотронов, все же уступают ртутным колбам ввиду необходимости соответствия числа газотронов числу фаз выпрямления.

б) Отсутствие необходимости в искусственном охлаждении. В этом отношении газотрон обладает преимуществом и перед

кенотронами, требующими водяного охлаждения (при больших мощностях) и перед ртутными колбами, требующими вентиляции.

в) Отсутствие необходимости в качающем механизме, что значительно упрощает пуск, а также конструкцию выпрямителя.

г) Удобство транспортировки, сравнительно с ртутной колбой.

Основные данные газотронов зав. „Светлана" приводятся в табл. 12.

Падение напряжения в газотронах.

Заполнение газотронов ртутными парами, подвергающимися ионизации электронами, движущимися от катода к аноду, полностью компенсирует пространственный заряд вблизи катода, благодаря чему устраняется главная причина большого падения напряжения, свойственного кенотронам. С другой стороны, малое расстояние между катодом и анодом связано с малым падением в дуге, благодаря чему общее падение напряжения в газотронах несколько меньше, чем в ртутных вентилях и не превышает 15—20V.

Зажигательный потенциал.

Благодаря близости анода к катоду влияние зарядов стенок баллона на работу вентиля невелико, и в этом отношении газотрон свободен от недостатков ртутной колбы, в которой необходимость поддержания дуги в длинной трубке, отделяющей анод от катода, связана с некоторыми трудностями при пуске выпрямительного устройства (см. ч. 1, гл. IV).

Обратное зажигание.

В соответствии с вышеуказанным, относительно малое давление паров в газотроне и, главное, отсутствие насыщающих паров вблизи катода благоприятно влияет на конструкцию газотронов в том смысле, что позволяет приблизить анод к катоду; тем не менее поскольку указанное преимущество использовано, с возможностью обратного зажигания приходится считаться.

При выборе и расчете схемы выпрямительного устройства необходимо исходить из того, чтобы обратное напряжение на газотроне было меньше напряжения обратного зажигания, указанного в табл. 12.

Способ расчета обратного напряжения не отличается от описанного выше в гл. IV о ртутных выпрямителях (стр. 68).

Таблица данных газотронов завода „Светлана".

Тип газотрона	Напряжение накала	Ток накала	Максимальн. сила выпрямленного тока в А	Допускаемая амплитуда обратного напряжения в V	Длительность прокалки катода до включения анодного напряжения в минутах	Допустимое непродолжительное отклонение напряжения накала
ВГ-129	2,5	8—10	1,5	5 000	3	+ 10—5%
ВГ-130	2,5	20	4,0	10 000	5	+ 10—5%
ВГ-126	5,0	40	40	15 000	10	+ 10—5%

Нагрузочная характеристика газотронного выпрямителя.

Поскольку внутреннее падение напряжения в газотроне невелико и практически не зависит от силы нагрузочного тока, то очевидно, что все рассуждения, приведенные в ч. 1. гл. IV применительно к ртутным выпрямителям, полностью сохраняют силу и для газотронных выпрямителей.

При выводе уравнений (66) — (76) мы исходили из наличия дросселя с большой самоиндукцией в цепи катода; в газотронных выпрямителях наиболее употребительной схемой фильтра так же как и для ртутных выпрямителей, является фильтр, начинающийся с дросселя (рис. 85).

Желательность последовательного включения дросселя в цепи катода объясняется необходимостью снизить частоту свободных колебаний фильтра, так как в противном случае, благодаря малому сопротивлению газотрона, возможны большие перенапряжения и перетоки при включении, опасные в отношении обратного зажигания. В этом отношении к газотронным выпрямителям полностью применимы рассуждения, приведенные в гл. IV. Следует также отметить чувствительность газотронов к изменениям напряжения накала. В особенности опасен недокал, так как уменьшение эмиссии катода приводит к опасному повышению падения напряжения в газотроне. В тех случаях, когда колебания напряжения питающей сети превышают 5÷10%, необходимо предусматривать реостаты для регулировки накала

Пуск газотронных выпрямителей.

Основным требованием при пуске газотронного выпрямителя является прокалка катода до полного нагрева баллона (25÷46° С у нижней горловины), при котором устанавливается рабочее дав-

ление паров ртути. Включение высокого напряжения до установления рабочего давления паров губительно для катода ввиду большого падения напряжения (до компенсации пространственного заряда) и связанной с этим большой скорости ионов бомбардирующих катод. В тех случаях, когда падение напряжения превышает критическую величину 22 V, катод быстро разрушается. Необходимость длительной накалки катода, достигающей для мощных газотронов 5÷10 минут, является серьезным недостатком газотронов, препятствующим частым включениям передатчика (или требующим оставления газотронов под накалом при кратковременных остановках передатчика).

Приключение газотронов к высокому напряжению производится в общем аналогично ртутным колбам с жидким катодом.

Небольшое падение напряжения и отсутствие насыщения (в отличие от кенотронов) способствуют возникновению в цепи фильтра больших перенапряжений и перетоков, весьма опасных для газотронов: первое в отношении обратного зажигания а перетоки из-за увеличения падения напряжения выше критической величины 22V. Радикальным средством, устраняющим указанный недостаток, является искусственное повышение затухания фильтра в момент пуска при помощи включения пускового ступенчатого сопротивления (см. ч. 3. гл. VI).

Схемы и конструкции газотронных выпрямителей.

Описанные выше основные черты газотронов, малое падение напряжения 15÷18V, малый зажигательный потенциал и необходимость снижения обратного напряжения, обусловливают выбор каскадной схемы Вологдина или схемы Греца.

Из перечисленных двух схем, последняя наиболее благоприятна при газотронах ввиду применения газотронов по числу фаз выпрямления и лучшего использования анодного трансформатора.

В отношении обратного зажигания обе схемы благоприятны благодаря последовательному включению двух вентилей.

Ввиду чувствительности газотронов к режиму накала и наблюдающейся неоднотипности катодов применяют обычно индивидуальные трансформаторы и реостаты накала для каждого из газотронов, что позволяет подобрать нормальный режим их работы.

Схема газотронного выпрямителя по каскадной схеме Вологдина изображена на рис. 56. Рис. 57 соответствует схеме Греца.

В отношении схемы фильтра, как уже отмечено выше, остаются в силе соображения, приведенные для ртутных выпрямителей, в силу которых фильтр обязательно должен начинаться с дросселя.

Монтаж газотронных выпрямителей весьма прост ввиду отсутствия качающего механизма, а также компактности газотронов и, в общем, не отличается от нормальных конструкций шкафов передатчика.

Газотроны укрепляются на высоте, удобной для наблюдения за их работой; под каждым из газотронов монтируется трансформатор накала и реостат. Анодный трансформатор, так же как и для кенотронных или ртутных выпрямителей, устанавливается вблизи шкафов газотронов или в отдельной кабине, откуда напряжение подается к анодам в воздушной проводке.

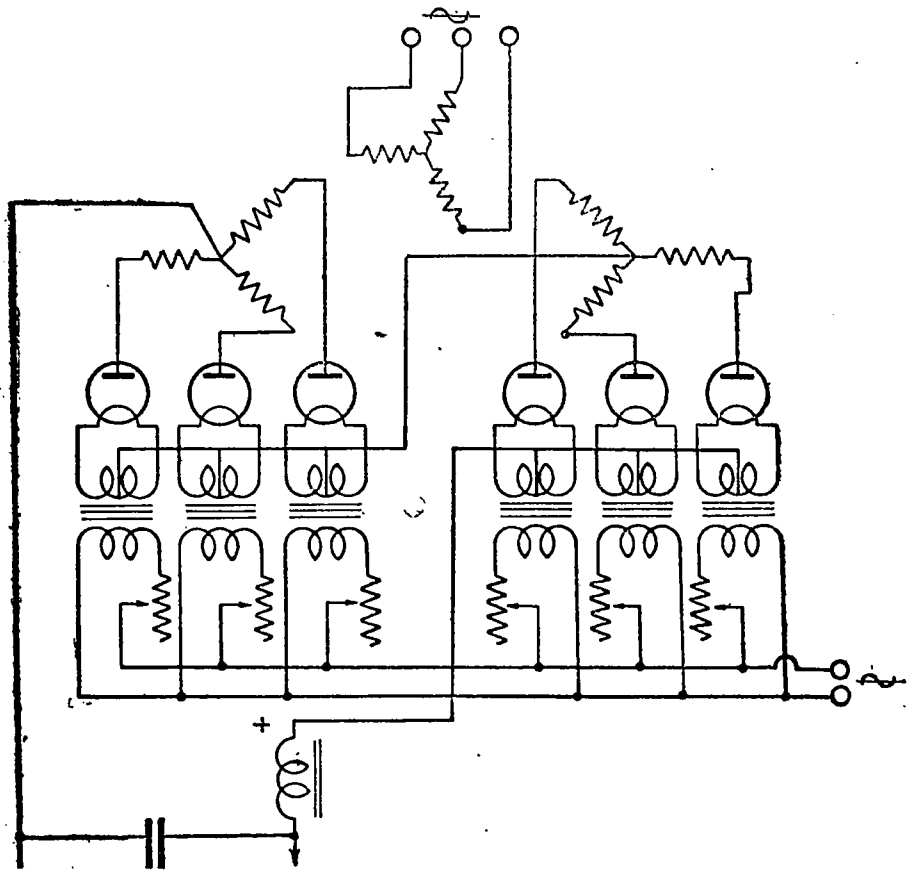


Рис. 56.

На рис. 58 59 показаны общие виды газотронных выпрямителей американского и радиостанции 500 kW в Москве (выпрямительное устройство смонтировано заодно с блоком передатчика).

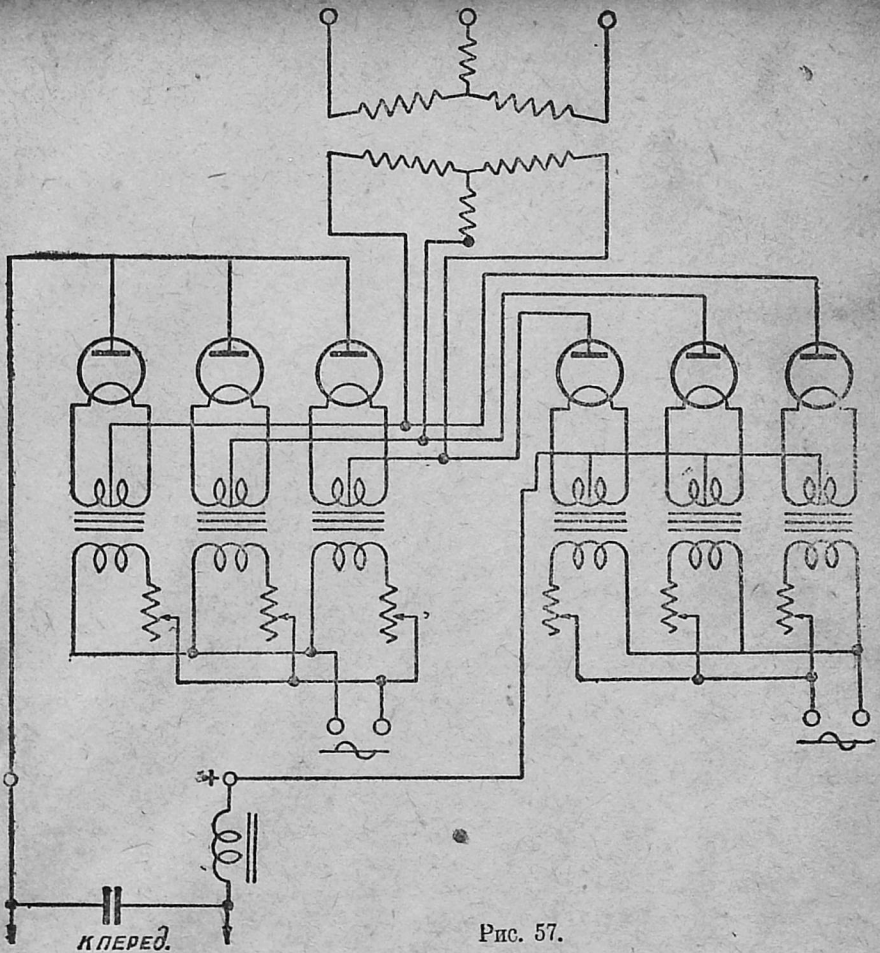


Рис. 57.

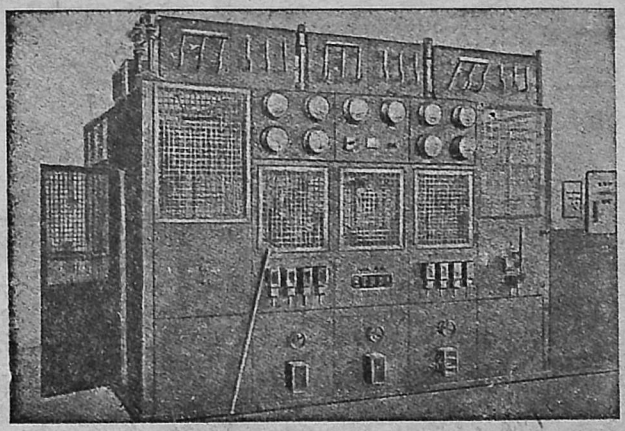


Рис. 58.

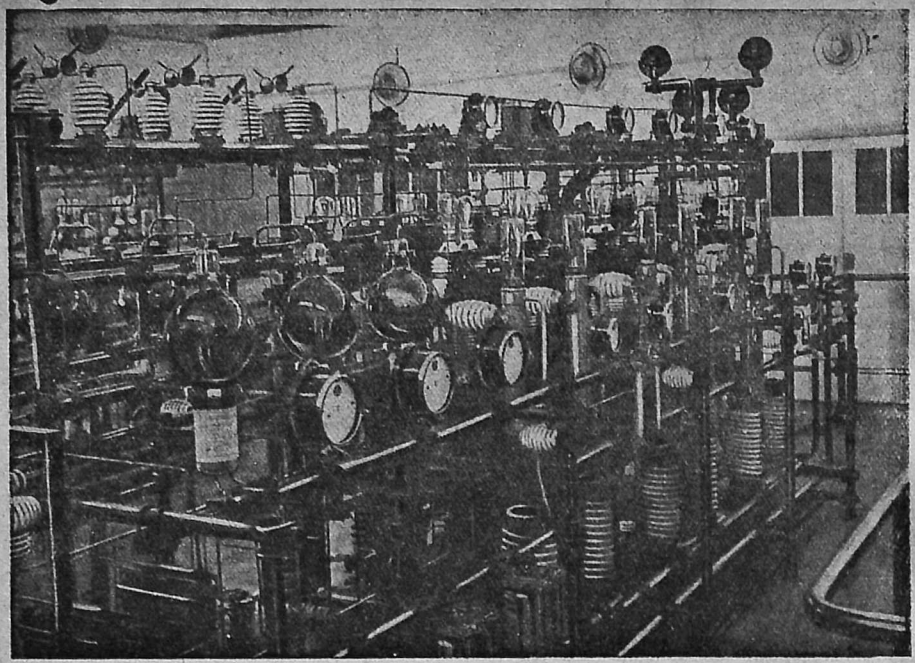


Рис. 59.

Расчет газотронного выпрямительного устройства к телеграфному передатчику.

Данные:

Напряжение выпрямленного тока — $E_0' = 10\,000$ V.
При нажатом ключе выпрямленный ток — $I_0 = 2$A.
При отжатом ключе выпрямленный ток — $I_0' = 0{,}4$A.
Схема Греца (рис. 57)
Число фаз — $m = 6$.
Напряжение первичной сети — $E_1 = 220$ V.
Частота питающей сети — $f = 50$ пер/сек.
Допустимая пульсация выпрямленного напряжения — 0,1 %.

Расчет фильтра к настоящему выпрямительному устройству выполнен ниже на стр. 188, здесь же мы, как в расчете ртутного выпрямителя, укажем на наличие дросселя в цепи катода.

Выбор газотрона.

Исходя из табл. 12 газотронов завода „Светлана“, в отношении нагрузки током можно было бы выбрать газотрон ВГ-130, рассчитанный на отдачу тока 4 А; однако допустимая амплитуда

обратного напряжения для указанного газотрона составляет всего лишь 10 000 V, между тем, в нашем случае приходится ожидать при включении (см. табл. 10 и стр. 72)

$$E_{max} = 1{,}32 \cdot E_0' = 13\,200 \text{ V}.$$

Ввиду указанного выбираем газотрон ВГ-126, рассчитанный на амплитуду обратного напряжения 15 000 V, 40 A, мирясь с неполным использованием его и повышенным расходом мощности в цепи накала.

Данные трансформатора.

Руководствуясь табл. 8, применительно к схеме Греца находим

$$E_{2eff} = 7140 \text{ V}.$$

Коэфициент трансформации по фазе

$$u_1 = \frac{E_{2eff}}{E_1} = \frac{7140}{220} = 32{,}5.$$

Типовая мощность трансформатора

$$W_{mp} = 1{,}05 \,.\, W_0 = 1{,}05 \,.\, 2 \,.\, 10^4 = 21 \text{ kVA}.$$

Вольтамперы, подводимые из сети к трансформатору

$$\text{VA} = 1{,}05 \cdot W_0 = 21 \text{ kVA}.$$

Расход мощности в цепи накала.

Данные катодов газотрона типа ВГ-126

$$I_н = 40 \text{ A}, \quad E_н = 5 \text{ V}.$$

Учитывая падение в реостатах, а также потери в трансформаторах, считаем на один газотрон — 250 W, на 6 газотронов всего $6 \times 250 = 1500$ W.

Коэфициент полезного действия выпрямителя.

В данном устройстве кпд определяется следующим очевидным отношением

$$\eta = \frac{W_0}{W_0 + W_{mp} + W_н + W_p},$$

где W_0 — полезная мощность, отдаваемая в цепь постоянного тока,

W_{mp} — потери в анодном трансформаторе,

$W_н$ — потери в цепях накала газотронов,

W_p — потери в дросселе и проводах.

Аналогично выполненному в гл. IV расчету ртутного устройства считаем

$$W_{тр} = \frac{1 - \eta_{тр}}{\eta_{тр}} VA_{тр} = \frac{1 - 0{,}93}{0{,}93} \cdot 21 = 1{,}58\,\text{kW}$$

($\eta_{тр} = 0{,}93$ — кпд анодного трансформатора)

$$W_{л} = 6 \times 250 = 1500\,\text{W},$$

$$W_{р} = 0{,}01 \cdot 2 \cdot 10^{4} = 200\,\text{W}.$$

Находим

$$\eta = \frac{20\,000}{20\,000 + 1580 + 1500 + 200} = 0{,}86.$$

Несколько пониженный кпд газотронного устройства, по сравнению с полученным ранее при расчете ртутного выпрямителя 0,89, объясняется применением малоиспользованного в нашем устройстве газотрона ВГ-126, потребляющего значительную мощность в цепи накала.

ГЛАВА VI.

РЕГУЛИРОВАНИЕ АНОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ.

Регулировка анодного напряжения представляется желательной во всех случаях, когда предусматривается изменение рабочей мощности передатчика, а также безопасность ламп при настройке и экспериментах с передатчиком.

Часто также регулировка анодного напряжения используется для постепенного повышения напряжения при каждом включении передатчика. Наконец, регулировка бывает совершенно необходима для поддержания постоянства анодного напряжения при колебаниях такового в питающей сети.

В связи с этим все применяемые способы регулирования анодного напряжения можно разбить на следующие группы:

а) Ступенчатое изменение напряжения выпрямленного тока при помощи секционирования обмотки (низкого напряжения) анодного трансформатора или применение специального секционированного автотрансформатора в цепи питания анодного трансформатора. Каждое изменение напряжения в этом случае требует выключения питающего напряжения и обычно выбирается заранее, до пуска передатчика.

В некоторых случаях автотрансформаторы снабжаются коммутаторами с дистанционным управлением, позволяющими получить относительно плавную регулировку напряжения.

б) Плавное изменение напряжения выпрямленного тока при помощи так называемых потенциал-регуляторов, позволяющих осуществлять в широких пределах регулировку под напряже-

нием; применяется, главным образом, для безопасного пуска передатчика и поддержания постоянства напряжения при колебаниях напряжения питающей сети.

в) Некоторое применение находят делители напряжения (потенциометры), осуществляющие регулировку на стороне высокого напряжения. Применение потенциометров допустимо при относительно невысоких напряжениях и в тех случаях, когда кпд системы не имеет решающего значения.

При ртутных и газотронных выпрямителях положительной стороной потенциометра является улучшение режима включения выпрямителя при „отжатом ключе", а также уменьшение перенапряжения на выходном конденсаторе фильтра при сбросе нагрузки в процессе ключевой работы.

Перечисленные способы предназначаются, главным образом, для изменения и выбора, а также поддержания постоянства рабочего напряжения анодов передатчика.

Между тем описанные в гл. IV и V данной части условия пуска ртутных и газотронных выпрямительных устройств часто приводят к необходимости искусственного повышения затухания цепи нагрузки (фильтра) для уменьшения перетоков и перенапряжений при включении, опасных как для передатчика, так и для самых вентилей (в отношении обратного зажигания).

В этих случаях применяется включение ступенчатого сопротивления в цепь выпрямленного напряжения (до конденсаторов фильтра) или в цепь питания анодного трансформатора. На радиостанциях с централизованным управлением предусматривается дистанционное управление пусковым сопротивлением.

Ввиду больших потерь, связанных с указанным способом регулировки напряжения (за счет падения напряжения в сопротивлениях), последний применяется обычно лишь при пуске, а также для регулировки в пределах нескольких процентов для компенсации колебаний напряжения сети.

Заканчивая перечисление употребительных способов регулирования анодного напряжения передатчиков отметим еще один способ, хотя и не получивший еще распространения в СССР, но наиболее радикальный, основанный на применении тиратронов—газотронов с сеткой.

Регулирование при помощи автотрансформаторов.

Как отмечено выше, рассматриваемый способ требует обычно выключения питающего трансформатор напряжения перед каждым новым выбором рабочей секции; в связи с этим рассматриваемый способ применим только лишь для кенотронных выпрямителей, в которых благодаря высокому сопротивлению кенотронов не имеют место значительные перенапряжения и перетоки при каждом новом включении.

На рис. 60 дается схема автотрансформатора, примененного в выпрямительной кенотронной установке 20 kW передатчика „Radio Corporation“ (установленного в 1927 г. в г. Хабаровске).

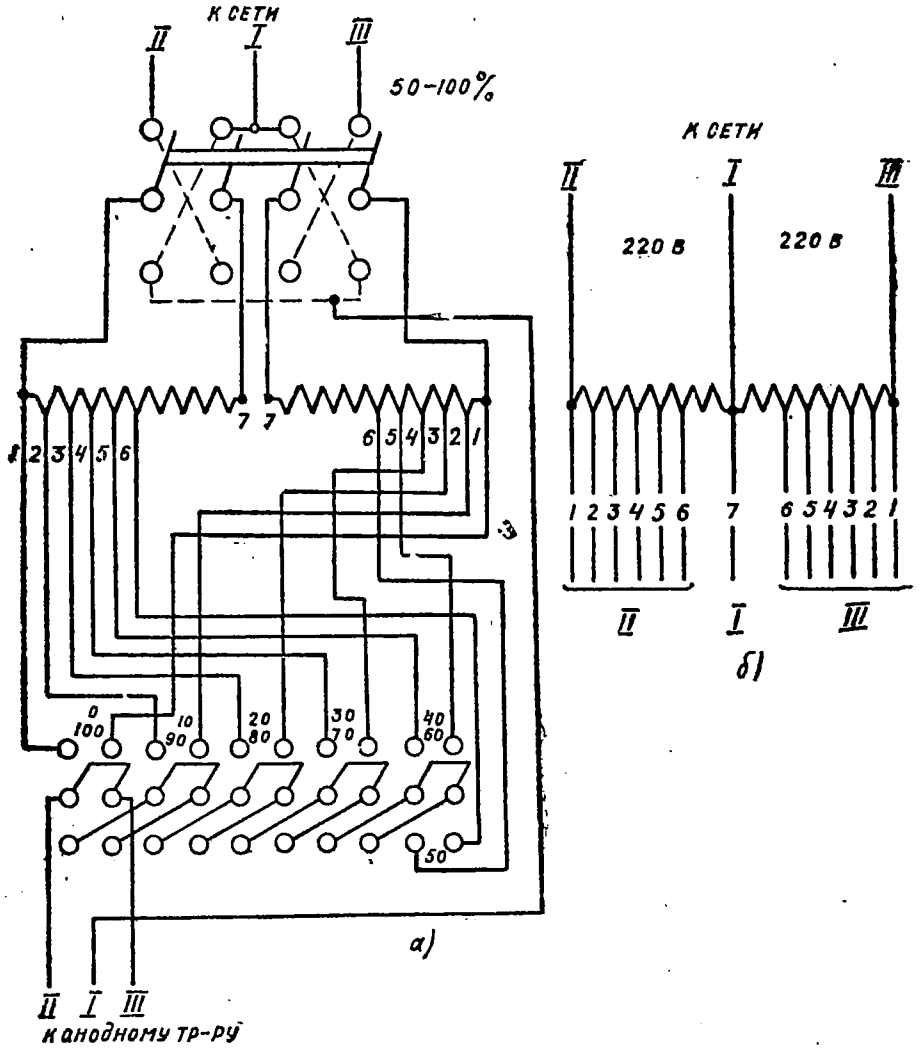


Рис. 60.

В указанной установке автотрансформатор состоит из двух разъединенных секционированных обмоток, включенных по схеме открытого треугольника.

Секционные выводы присоединены к пяти двухполюсным переключателям на щите управления, позволяющем изменять

напряжение скачками через 10% от нуля до полного рабочего напряжения в следующем порядке.

В верхнем положении четырехполюсного рубильника обе обмотки автотрансформатора соединены концами 7—7, в то время как секционированные части обмоток оказываются на концах. Переводом соответствующих рубильников в нижнее положение можно получить 100, 90, 80, 70, 60 и 50% (см. рис. 60*а* и 60*б*).

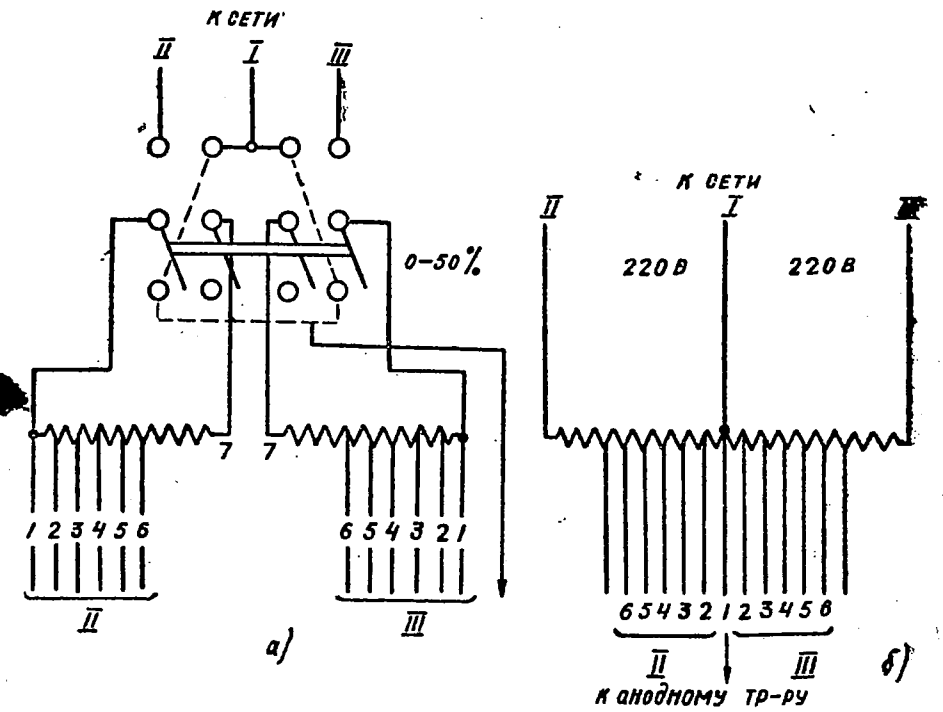


Рис. 61.

При переводе четырехполюсного рубильника в нижнее положение обмотки переключаются своими концами, благодаря чему вторичное напряжение снимается только лишь с секционированной части обмотки, и переводом в нижнее положение соответствующего рубильника может быть изменяемо в пределах от 50 до 10% от полного напряжения питающей линии (см. рис. 61*а* и 61*б*).

В более поздних передатчиках указанной фирмы отдельные рубильники были заменены вращающимся контактором, значительно облегчающим в эксплоатации выбор рабочего напряжения.

Регулирование при помощи потенциал-регуляторов.

На рис. 62 изображена схема питания анодного трансформатора через потенциал-регулятор в виде заторможенного трехфазного асинхронного мотора, статорная и роторная обмотки которого используются в качестве обмоток трансформатора с переменным коэфициентом трансформации. Подобная система весьма удобна к применению при относительно небольших внешних мощностях, так как связана с необходимостью применения мо-

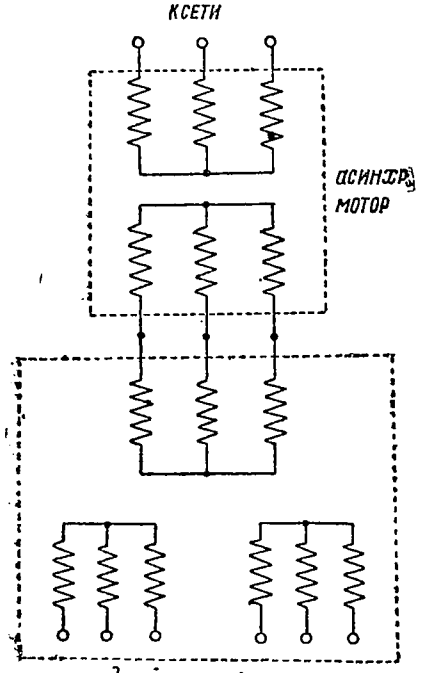


Рис. 62.

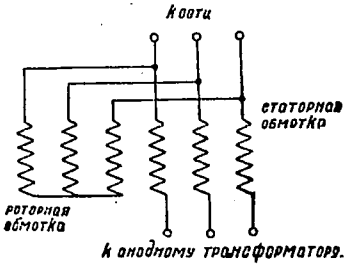


Рис. 63.

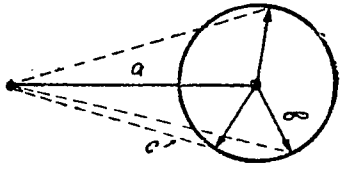


Рис. 64. *a* — сетевое напряжение, *b* — добавочное напряжение, *c* — рабочее напряжение.

торов, номинальная мощность которых значительно больше перерабатываемой мощности.

Последнее обстоятельство вытекает из того положения, что при нормальном использовании асинхронного мотора потери на токи Фуко в железе ротора почти отсутствуют, поскольку ротор вращается вместе с магнитным полем статора, отставая от него на величину „скольжения", в то время как при использовании мотора в качестве статического трансформатора относительная скорость вращающегося поля статора резко возрастает. Иными словами, передача определенной мощности в электрической форме заторможенным мотором связана с нагревом ротора значительно большим, чем нагрев того же ротора и при отдаче той же мощности, но в механической форме (на валу).

К этому необходимо добавить также резкое ухудшение (против нормального мотора) условий охлаждения заторможенного ротора вследствие отсутствия вентиляции, связанной с вращением. Этим объясняется применение специальных вентиляторов для искусственного охлаждения регулятора.

Значительно выгоднее включение асинхронного мотора в качестве потенциал-регулятора по схеме рис. 63. Обмотка *I* главного тока укладывается в пазах статора, обмотка *II* устраивается на роторе. При смещении ротора относительно статора в обмотке последнего происходит сдвиг фаз между развиваемым в нем добавочным напряжением и сетевым напряжением. Рабочее напряжение, являющееся суммой векторов добавочного напряжения и напряжения сети, получается выше или ниже основного напряжения.

Векторная диаграмма идеального (без падения напряжения) потенциального регулятора приведена на рис. 64.

Смещение ротора по отношению к статору производится от руки либо автоматически.

Вал мотора связывается обычно при помощи червячной передачи со специальным сервомотором, управляемым с пульта или щита управления радиостанции. В зависимости от наличия на радиостанции специальных шин постоянного тока низкого напряжения для питания приборов автоматизации и блокировки применяют сервомоторы постоянного или переменного тока, обмотки которых позволяют осуществить перемену направления вращения моторов посылкой тока в ту или иную обмотку (при переменном токе) или изменением направления питающего тока.

Передаточное число червячной передачи выбирается с таким расчетом, чтобы при нормальном числе оборотов сервомоторов (обычно 1450 об/мин.) получить достаточно медленное вращение ротора асинхронного мотора.

Так как полное изменение напряжения от максимальной до минимальной величины достигается при повороте ротора на 180° (электрических), то для того, чтобы устранить возможность перекручивания ротора, устанавливают ограничительные контакты, разрывающие цепь питания сервомотора в моменты, когда ротор достигает одного из своих крайних положений.

Для устранения возможности ошибочного включения питания анодного трансформатора при положении потенциал-регулятора, соответствующем полному или повышенному напряжению, необходимо включить вольтметр на выходе потенциал-регулятора (или предусмотреть возможность переключения общего вольтметра с главных шин).

Одним из достоинств сервомоторного привода потенциал-регулятора является возможность применения автоматической регулировки рабочего напряжения, что особенно важно при значительных колебаниях напряжения в питающей сети. Для этого необходимо лишь применение достаточно чувствительного реле,

которое в зависимости от небольших отклонений напряжения сети посылало ток в ту или иную обмотку сервомотора. Описание одной из возможных схем автоматического управления сервомотором приведено в части 2, главы I применительно к регулировке постоянного напряжения. Описанная схема полностью применима для регулировки напряжения переменного тока при соответствующем подборе реле.

Последние годы ознаменовались значительным развитием применения потенциал-регуляторов в технике сильных токов и разработкой специальных конструкций регуляторов.

При заказе необходимо указывать предел регулировки напряжения, мощность, подводимую к трансформатору, желательный способ охлаждения и способ управления потенциал-регулятором. При этом необходимо различать внешнюю и внутреннюю мощность потенциал-регулятора.

Под внешней мощностью подразумевается мощность нагрузки, в цепи которой предусмотрен регулятор. Часть этой мощности, переработанная потенциал-регулятором, называется его внутренней мощностью

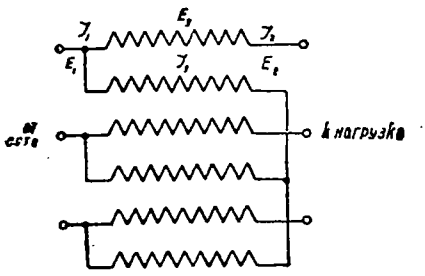


Рис. 65.

При обозначениях рис. 65 внешняя мощность может быть обозначена двумя выражениями

$$\text{kVA}_{внешн.} = \frac{3I_1E_1}{1000} \qquad (82)$$

или

$$\text{kVA}_{внешн.} = \frac{3 \cdot I_2 \cdot E_2}{1000}. \qquad (82')$$

I_1, E_1, I_2 и E_2 соответствуют фазным токам и напряжениям.

Внутренняя мощность потенциал-регулятора выразится следующими уравнениями

$$\text{kVA}_{внутр.} = \frac{3 \cdot I_2E_1}{1000} \qquad (83)$$

или

$$\text{kVA}_{внутр.} = \frac{3 \cdot I_2 \cdot E_3}{1000}, \qquad (83')$$

где E_3 — добавочное напряжение в обмотках статора, наведенное в роторной обмотке

Величина внутренней мощности собственно и является наиболее характерной для регулятора величиной и определяет собой размеры конструкции.

Например, если назначение регулятора сводится лишь к поддержанию постоянства напряжения на зажимах анодного тран-

сформатора, в то время, как напряжение питающей сети допускает 10% колебания, то минимальное добавочное напряжение потенциал-регулятора должно равняться также 10% и внутренняя мощность потенциал-регулятора составит 10% от мощности нагрузки. В большинстве случаев потенциал-регуляторы на радиостанциях предназначаются не только для выравнивания колебаний напряжения сети, но и для снижения до 40÷50% при пуске передатчика и дальнейшего плавного повышения до рабочего напряжения; в некоторых случаях предусматривается длительная работа на пониженном напряжении. Соответственно этому внутренняя мощность регуляторов достигает 40÷50% мощности нагрузки.

Следующим важным вопросом, касающимся, главным образом, монтажа и устройства червячной передачи, является обеспечение механической прочности при том вращающем моменте, который развивается в потенциал регуляторе, выполненном по типу заторможенного мотора. Максимальный вращающий момент, соответствующий тому из крайних положений ротора, при котором добавочное напряжение является максимальным и противоположным по фазе напряжению сети, может быть вычислен по формуле

$$M_{max} = \frac{3 \cdot E_1 I_3 \cdot p}{9{,}81 \cdot 4 \cdot \pi \cdot f} \text{ kgm}, \qquad (84)$$

где E_1 — напряжение питающей сети (фазное),
I_3 — ток в обмотке ротора,
f — частота тока,
p — число полюсов обмотки статора.

Имея в виду, что

$$\frac{3E_1 \cdot I_3}{1000} = kVA_{внутр}, \quad f = 50,$$

а также обычно четырехполюсное выполнение обмотки, получаем удобное выражение, связывающее максимальный момент с внутренней мощностью потенциал-регулятора

$$M_{max} = 0{,}65 \cdot kVA_{внутр} \text{ kgm}. \qquad (85)$$

При больших мощностях анодного питания мощных передатчиков применение заторможенных асинхронных моторов в качестве регуляторов напряжения становится затруднительным ввиду большого тока холостого хода и сложности приводного механизма при больших значениях вращающего момента, в особенности в случае короткого замыкания. Поэтому для больших мощностей изготовляются за границей, а в последнее время и в СССР, регуляторы напряжения, представляющие собой по конструкции видоизменение нормального трансформатора. Подобная конструкция, разработанная германской фирмой Кох и Штер-

цель, применена, например, для регулировки напряжения подводимого к анодным трансформаторам выпрямительного устройства радиостанции ВЦ ПС (Щелково под Москвой).

Общий вид комплекта указанного потенциал-регулятора (шуб-трансформатора) показан на рис. 66.

Схема соединений и расположения обмоток шуб-трансформатора изображена на рис. 67 и 68 *а*, *б* и *в*.

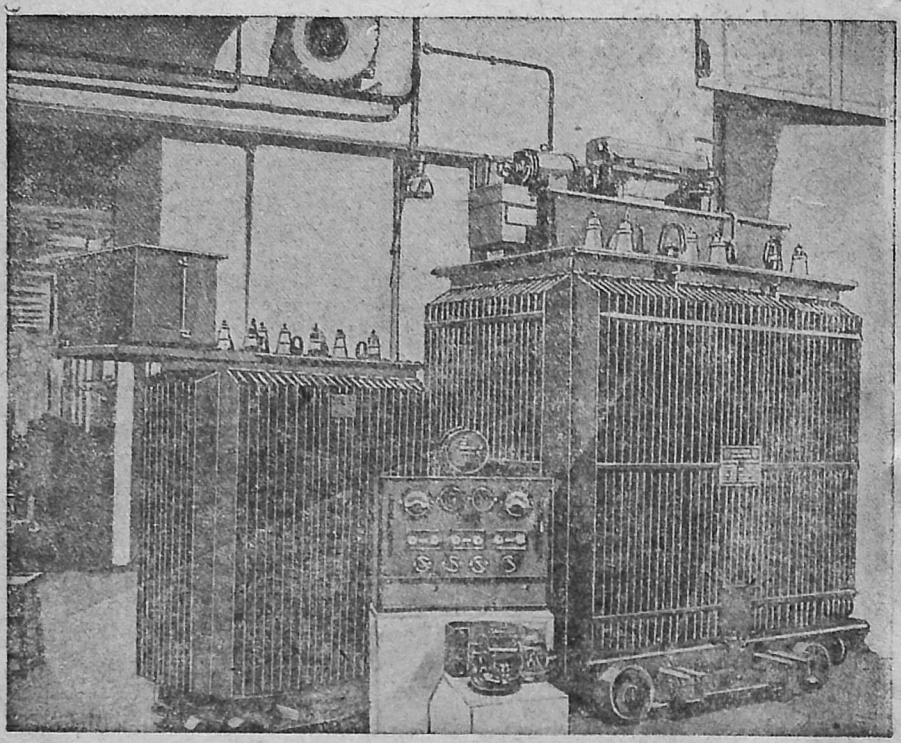


Рис. 66.

Первичная обмотка шуб-трансформатора состоит из двух параллельных половин *A* и *B*, причем направление токов в каждой из половин выбрано таким образом, чтобы магнитные потоки их были противоположны. Во вторичной обмотке при передвижении ее относительно первичной индуктируется эдс, фаза и величина которой зависит от положения обмотки: в крайних положениях, (*а* и *в*) при совпадении с одной из половин первичной обмотки, индуктированные эдс являются максимальными и сдвинутыми на 180°, при установке в среднем положении (*б*) напряжение во вторичной обмотке отсутствует.

Описанная конструкция рассчитана на регулировку рабочего напряжения как в сторону повышения, так и в сторону понижения против сетевого напряжения.

Поскольку же в данном случае требовалась лишь односторонняя регулировка от $^1/_3$ до полного рабочего напряжения 8000 V, то для лучшего использования шуб-трансформатора, т. е.

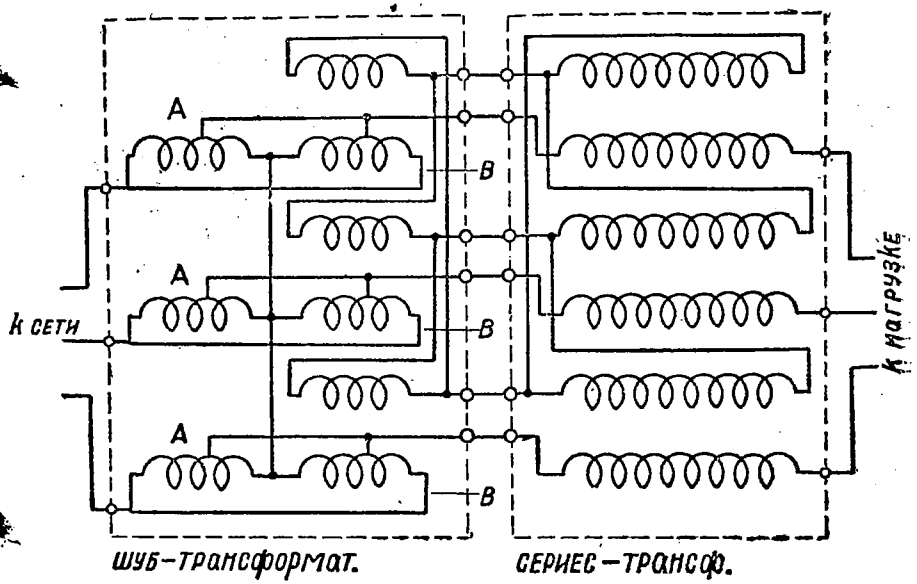


Рис. 67.

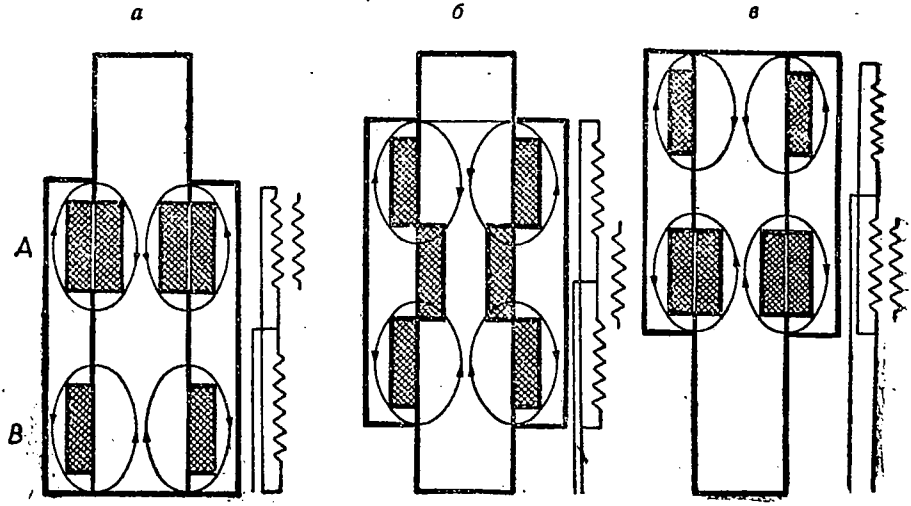


Рис. 68.

уменьшения размеров его, применен специальный сериес-трансформатор, одна обмотка которого включена последовательно в цепь, а другая получает плавно изменяемое напряжение от вторичной обмотки шуб-трансформатора. При таком включении первичная обмотка шуб-трансформатора является автотрансформатором: подводится от сети 6600 V, отводится через основную обмотку сериес-трансформатора к нагрузке 5000 V.

Во вторичной обмотке шуб-трансформатор индуктируется в крайних положениях (—500) и (—500) V; это же напряжение подводится к первичной обмотке сериес-трансформатора.

Коэфициент трансформации сериес-трансформатора взят равным 6, таким образом результирующее напряжение обмотки II и, следовательно, у зажимов нагрузки будет 5000+3000=8000 V или 5000—3000=2000 V.

Кроме перечисленных выше существуют еще другие способы регулирования напряжения выпрямителя. Все они, как общее положение, основаны на изменении напряжения, питающего анодный трансформатор, что, естественно, вытекает из того обстоятельства, что со стороны постоянного тока регулировка невозможна и напряжение выпрямленного тока связано с напряжением на трансформаторе совершенно определенными соотношениями.

Одним из таких способов является, например, питание трансформатора через агрегат, состоящий из асинхронного мотора и альтернатора; регулировкой возбуждения можно в широких пределах изменять напряжение альтернатора. Подобная система применена в коротковолновом передающем радиоцентре в Москве и, как показала практика не может считаться удачным разрешением вопроса [1]) ввиду большой потери энергии в агрегате, а также усложнения в эксплоатации.

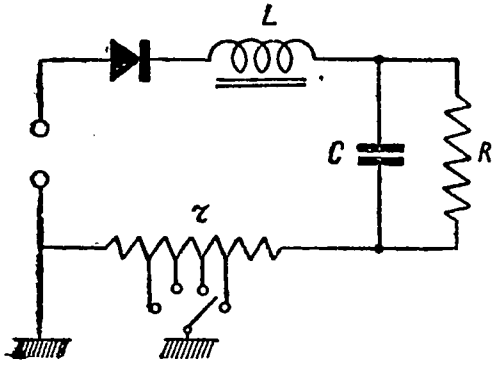


Рис. 69.

Регулирование при помощи последовательного включения сопротивления.

Включение регулировочного сопротивления r в цепь выпрямленного тока показано черт. 69.

Для уменьшения напряжения на сопротивлении r относительно земли его включают в минусовой провод выпрямителя. Величина r

[1]) Труды Научно-исследовательского института связи, сборник № 10—Агеев В. и Щетинин А. „О приеме Московского коротковолнового передающего радиоцентра".

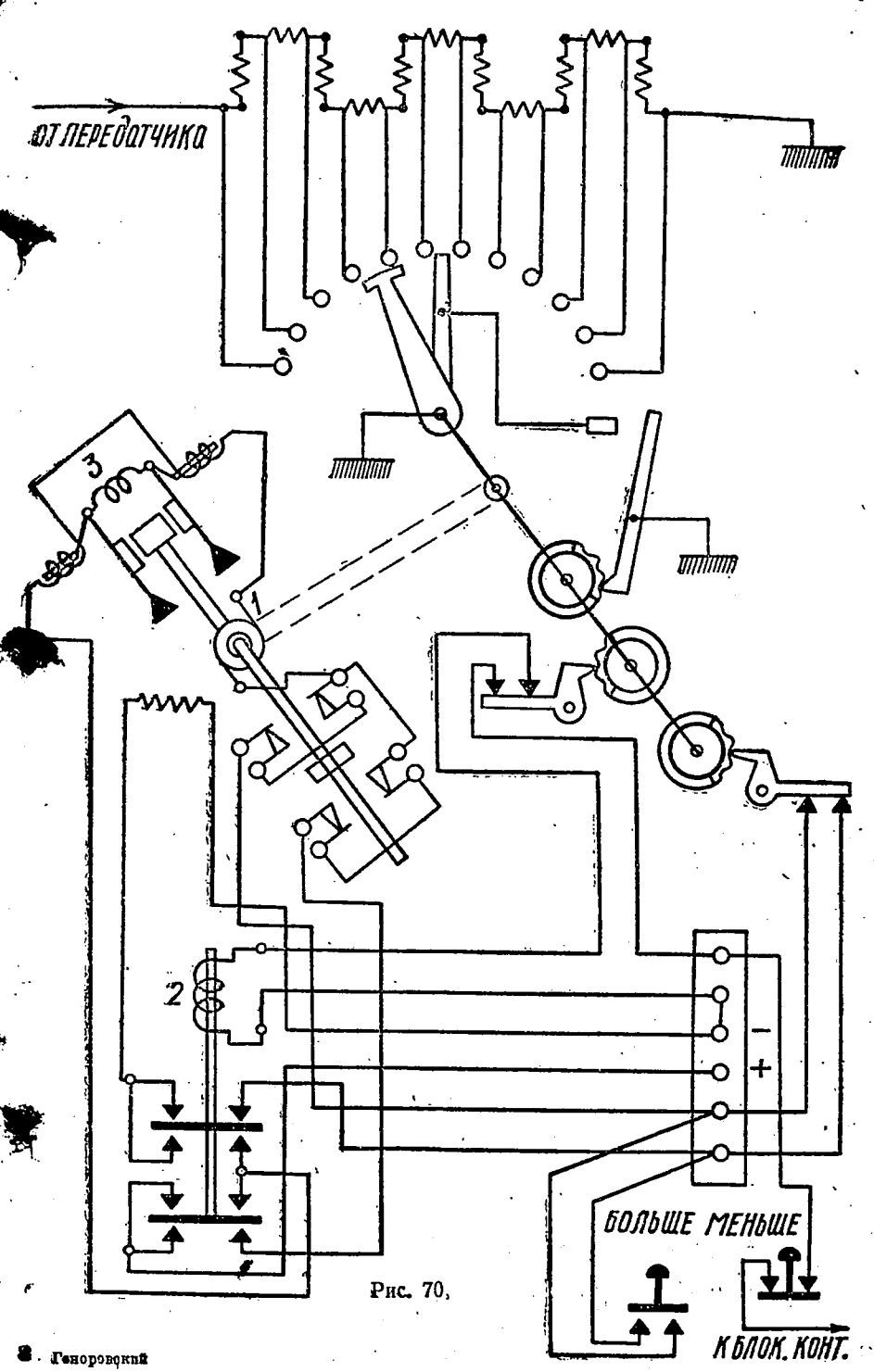


Рис. 70.

определяется как из условия ограничения перенапряжения и перетока при пуске, так и по заданным пределам регулировки напряжения.

Не повторяя расчетов, связанных с определением величины r из условия нормального включения выпрямителя (см. ч. 3 гл. VI), укажем лишь, что при установившемся режиме падение напряжения в сопротивлении зависит от силы нагрузочного тока, поэтому, если необходимо обеспечить определенное поглощение напряжения в сопротивлении r при любых условиях, то величина его должна быть рассчитана, исходя из минимального тока нагрузки; при установлении нормального режима сопротивление частично или полностью выводится. На рис. 70 изображена схема, а на рис. 71 и 72 конструктивное оформление устройства для автоматического управления регулировочным сопротивлением с пульта, разработанное ВЭСО для мощных радиостанций.

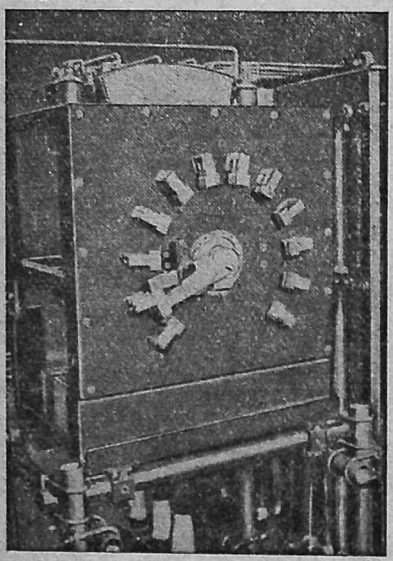


Рис. 71.

Секционные выводы сопротивления присоединены к контактам коммутатора, ползун которого приводится в движение сервомотором *1*.

После того как выполнен ряд предварительных включений, благодаря чему замыкаются контакты в цепи обмотки реле *2*, последняя оказывается под напряжением 110 V постоянного тока, снимаемым с шин пульта, и поддерживает сердечник реле *2* в верхнем положении во все время нормальной работы.

Если теперь нажать кнопку „больше“ на пульте, то в сервомотор посылается ток в направлении, отвечающем вращению мотора, при котором ползун коммутатора движется против часовой стрелки и тем самым замыкает накоротко все большее число секций сопротивления.

При нажатии кнопки „меньше“ разрывается цепь обмотки реле *2*, благодаря чему при выпадении реле изменяется направление тока, питающего сервомотор.

Назначение электромагнитного тормоза *3* заключается в мгновенной остановке сервомотора при отжатии кнопок „больше“ или „меньше“.

Для того чтобы исключить возможность остановки ползуна в промежуточном положении между контактами коммутатора, предусмотрен кулачковый механизм, выполняющий функцию

кнопок „меньше“ или „больше“ до тех пор, пока ползун после отжатия кнопок не остановится на ближайшем контакте коммутатора.

Применение потенциометров в качестве делителей напряжения.

При относительно невысоких напряжениях до 3000 V, а в некоторых случаях и при больших напряжениях, применяют потенциометры, позволяющие плавно изменять напряжения, а также питать от одного источника несколько цепей разными напряжениями.

Рис. 73 представляет упрощенную схему включения потенциометра в цепи анодного питания.

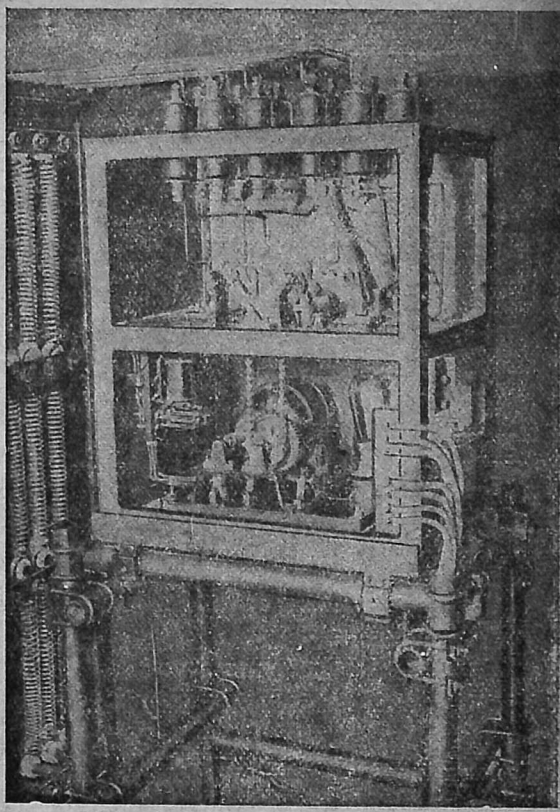
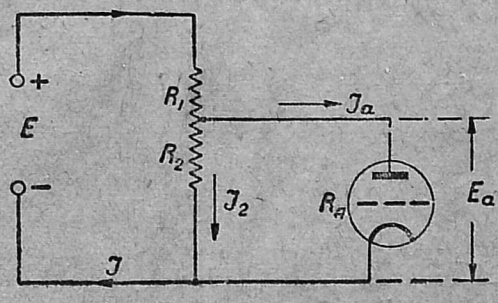


Рис. 72.

Применение потенциометра связано с значительной потерей мощности ввиду необходимости допускать большой ток через потенциометр.

Расчет потенциометров должен выполняться с учетом режима нагрузки и роли данного каскада, лампы которого питаются через потенциометр в передатчике.



ис. 73.

В особенности это относится к модулирующим каскадам радиотелефонных передатчиков (с модуляцией на сетку), а также к каскадам, потребление тока которыми колеблется в больших пределах при телеграфной манипуляции.

В указанных режимах изменения нагрузочного тока вызывают значительные колебания анодного напряжения благодаря перераспределению напряжения вдоль потенциометра.

Для того чтобы при передвижении ползушки вдоль потенциометра сохранялось с небольшими отклонениями постоянное распределение потенциалов, необходимо, чтобы сопротивление нагрузки не оказывало заметного шунтирующего действия по отношению к части сопротивления R_2 потенциометра. Это требование может быть выполнено лишь при допуске большого расхода тока через зашунтированную часть R_2, значительно превосходящего ток нагрузки.

Представляет поэтому интерес решение следующей задачи: каково должно быть соотношение сопротивлений R_1, R_2 и R_a (рис. 73) или, что-то же, соотношение токов I и I_a, при котором колебание напряжения E_a, связанное с полным изменением нагрузки от I_a до нуля, не превышало заранее заданной величины, которую мы обозначим в виде отношения напряжения холостого хода E'_a к рабочему напряжению E_a

$$k = \frac{E'_a}{E_a}. \tag{86}$$

Согласно обозначениям рис. 73 имеют место следующие очевидные соотношения.

В режиме нормальной нагрузки током I_a

$$\frac{E_a}{E} = N = \frac{R_{экв}}{R_1 + R_{экв}} = \frac{R_2 \cdot R_a}{(R_2 + R_a)\left(R_1 + \dfrac{R_2 \cdot R_a}{R_2 + R_a}\right)}. \tag{87}$$

При отжатии ключа или в моменты падения анодного тока (постоянной слагающей) до нуля или величины, близкой к нулю, в процессе модуляции напряжение на концах сопротивления R_2 повысится до величины E'_a, связанной с полным напряжением E следующим соотношением

$$\frac{E'_a}{E} = N' = \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \tag{87'}$$

Разделим уравнение (87') на (87)

$$k = \frac{N'}{N} = \frac{E'_a}{E_a} = \frac{R_2 (R_2 + R_a)\left(R_1 + \dfrac{R_2 \cdot R_a}{R_2 + R_a}\right)}{(R_1 + R_2) \cdot R_2 \cdot R_a}. \tag{86'}$$

Совместное решение уравнений (86′) и (87′) относительно R_1 и R_2 дает весьма удобные для расчета формулы

$$R_1 = \frac{k-1}{k \cdot N} \cdot R_a, \tag{88}$$

$$R_2 = \frac{k-1}{1-kN} R_a. \tag{89}$$

Ток через сопротивление R_2 определится

$$I_2 = I_a \frac{R_a}{R_2}. \tag{90}$$

Полный ток, отбираемый от выпрямительного устройства и протекающий через сопротивление R_1

$$I = I_a + I_2 = I_a \left(1 + \frac{R_a}{R_2}\right). \tag{91}$$

Наконец, комбинируя уравнение (91) с (87′), получаем соотношение между токами

$$I = I_a \left(1 + \frac{1-kN}{k-1}\right) = I_a \frac{(1-N)}{k-1}. \tag{92}$$

Например, при $N = 0{,}7$ чтобы получить колебание напряжения не свыше 10% от нормальной величины, необходимо от выпрямителя отбирать ток

$$I = I_a \cdot \frac{0{,}3 \cdot 1{,}1}{0{,}1} = 3{,}3 \cdot I_a,$$

что, естественно, связано с потерей большей части мощности в потенциометре.

Продолжая пример, находим кпд потенциометра

$$\eta = \frac{I \cdot E_a}{IE} = \frac{k-1}{k(1-N)} \cdot N = \frac{0{,}1 \cdot 0{,}7}{1{,}1 \cdot 0{,}3} = 0{,}21.$$

Приведенный пример подчеркивает трудности, связанные с применением потенциометра, при непостоянстве тока нагрузки и недопустимости заметных колебаний напряжений (в связи с демодуляцией при телефонии и искажением формы сигнала). Подробнее см. стр. 168.

ЧАСТЬ ВТОРАЯ.

ПИТАНИЕ КАТОДОВ И СЕТОК.

ГЛАВА I

ПИТАНИЕ НИТЕЙ НАКАЛА ГЕНЕРАТОРНЫХ ЛАМП.

Питание накала постоянным током.

Машины постоянного тока находят себе применение для питания нитей генераторных ламп, главным образом, в радиовещательных передатчиках, для которых является нежелательным наличие фона, связанного с питанием нитей переменным током.

Некоторое применение машины получили и для телеграфных передатчиков ввиду удобства регулировки напряжения накала в широких пределах изменением возбуждения машины.

При выборе напряжения машины учитывают падение напряжения в регулировочных и балластных сопротивлениях, а также в соединительных проводах.

Одним из основных соображений при выборе типа машины является постоянство напряжения машины при изменениях нагрузки, так как в противном случае при питании ламп нескольких каскадов или нескольких передатчиков от одной машины регулировка одного из них привела бы к изменению напряжения накала на других, что совершенно недопустимо. При неудовлетворении этого требования в особенности опасным для ламп являлось бы резкое изменение нагрузки, связанное с выходом из работы одной из ламп.

Указанное требование удовлетворяется при выборе машин с посторонним возбуждением или, при отсутствии на радиостанции вспомогательного напряжения, при выборе шунтовых или компаундных машин, что менее желательно.

В тех случаях, когда машина работает без буферной аккумуляторной батареи, следует предусмотреть фильтр для сглаживания пульсации, частота которых зависит от числа коллекторных пластин, зубцов якоря и оборотов машины (подробнее см. гл. I, ч. 1).

Выбор напряжения и мощности машины.

Как уже отмечено выше, на величину напряжения, снимаемого с машины, оказывает значительное влияние падение напряжения в регулировочных реостатах и соединительном кабеле, которое нужно добавить к рабочему напряжению накала, действующему непосредственно на нитях генераторных ламп. Расчет падения напряжения в реостатах и проводах требует в свою очередь знания сил токов, потребляемых как отдельными лампами, так и в общих проводах.

Ввиду крайней простоты расчетов, связанных с определением токов и напряжений в цепях накала, ограничимся пояснением метода расчета на конкретном примере, придерживаясь одной из возможных схем питания накала, а именно схемы рис. 74.

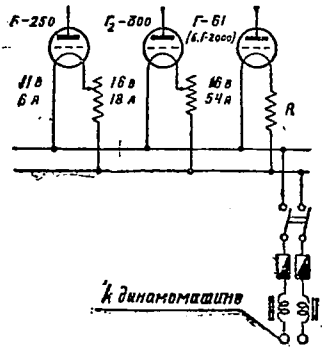


Рис. 74.

Всего работают 3 лампы в трех каскадах — одна лампа типа Б-250 в задающем генераторе, одна лампа типа Г-300 в промежуточном каскаде и одна лампа типа Г-61 (бывш Г-2000) в мощном усилителе. Паспортные данные — напряжение и ток накала помечены на схеме у каждого из каскадов. Регулировка накала мощной лампы (Г-61) производится при помощи реостата в цепи возбуждения машины, в цепях же первых двух ламп предусмотрены поправочные реостаты.

Общая сила тока, потребляемая от машины, определится простым суммированием отдельных токов

$$I_н = 6 + 18 + 54 = 78 \text{ А}.$$

Баластное сопротивление R в цепи лампы Г-61 предназначено для ограничения пускового тока при включении нити на полное напряжение машины. Величина его определяется допустимыми перетоками в момент включения и может быть вычислена из следующего уравнения

$$E = I_0 (R_0 + R) = I_н (R_н + R). \qquad (93)$$

В этом уравнении

$I_н$ — ток накала в рабочем режиме,

I_0 — бросок тока в момент включения, вызванный приложением полного напряжения к холодной нити,

$R_н$ — сопротивление накаленного катода, определяемое как отношение рабочего напряжения к рабочему току

$$R_н = \frac{E_н}{I_н},$$

R_0 — сопротивление холодного катода.

Для вольфрамовых катодов, исключительно применяемых для мощных генераторных ламп, при рабочих температурах 2600 ÷ 2700° сопротивление нити в 13 ÷ 14 раз больше, чем в холодном состоянии.

Обозначив отношение $\frac{I_0}{I_н} = k$, после простых преобразований получаем:

$$R = \frac{kR_0 - R_н}{1 - k}.$$

Наконец, обозначив $\frac{R_н}{R_0} = N$, получаем расчетное уравнение

$$R = \frac{N - k}{N(k - 1)} R_н = \frac{N - k}{Nk(-1)} \frac{E_н}{I_н}, \qquad (94)$$

связывающее величину баластного сопротивления с паспортными величинами $E_н$ и $I_н$ и допустимым перетоком в момент включения.

Величина $N = \frac{R_н}{R_0}$ для вольфрамовых катодов, как уже отмечено выше, около 13 ÷ 14.

Обращаясь к нашему расчету, зададимся условием, чтобы пусковой ток не превышал утроенной величины нормального рабочего тока, т. е. $k = 3$.

Имеем для лампы Г-61

$$R = \frac{14 - 3}{14(3 - 1)} \cdot \frac{16}{54} = 0{,}117\ \Omega.$$

Отметим, что полученная цифра включает в себе также и сопротивление соединительных проводов между машиной и лампой.

Наличие постоянно включенного сопротивления связано, очевидно, с падением напряжения

$$IR = 54 \cdot 0{,}117 = 6{,}3\ \text{V}.$$

Рабочее напряжение машины определится суммой

$$E = E_н + IR = 16 + 6{,}3 = 23{,}3\ \text{V}.$$

Целесообразно выбрать типовую машину, рассчитанную на напряжение 34 V.

Мощность, отнимаемая от машины,

$$W = E \cdot I = 24 \cdot 78 = 1870\ \text{W} \cong 2\ \text{kW}.$$

Отметим, что в тех случаях, когда предусматривается буферная аккумуляторная батарея, напряжение машины должно быть взято с некоторым запасом, достаточным для полного заряда батареи без дополнительных источников напряжения.

Так например, для нашего случая аккумуляторная батарея должна была бы состоять из 12 элементов, которые для полной зарядки требуют $12 \times 2{,}75 = 33$ V.

Часто предусматривают возможность перемены полярности напряжения у нитей ламп при помощи соответствующего переключателя на распределительной доске, что позволяет избегнуть сокращения жизни лампы, связанного с неравномерным накалом нити при постоянном токе.

Устранение пульсаций напряжения машины.

В гл. III ч. 3 подробно рассматривается вопрос о фильтрации гармоник, содержащихся в напряжении динамомашины благодаря эксцентриситету якоря, коммутационной и коллекторной

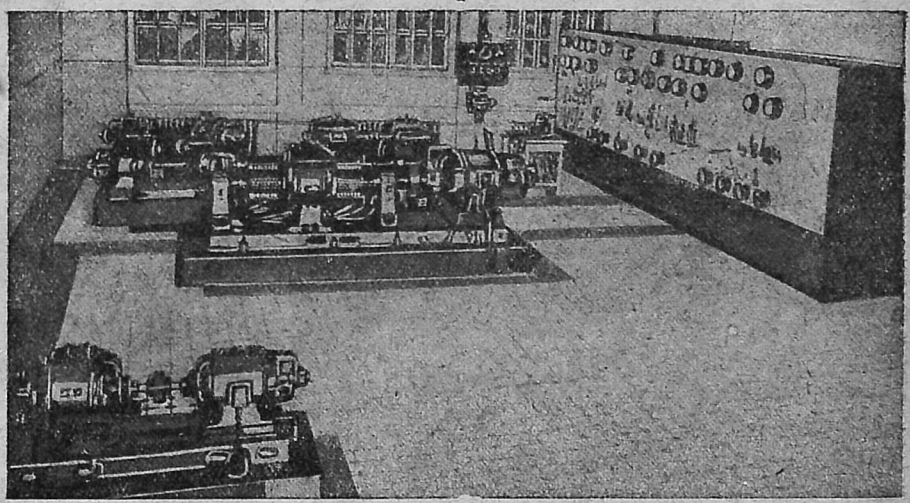


Рис. 75.

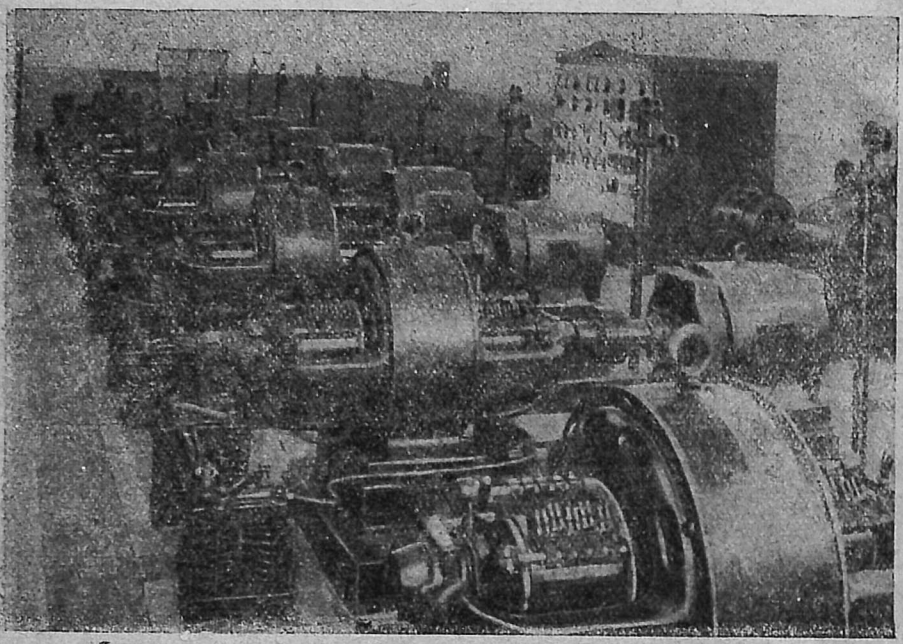
пульсации. Не задерживаясь поэтому на указанных вопросах, напомним лишь о нецелесообразности применения конденсаторов фильтра ввиду ничтожного фильтрующего действия их при тех малых сопротивлениях, которые соответствуют нагрузке динамомашины накала.

Выбор величины самоиндукции дросселя в соответствии с указанными в гл. III (ч. 3) должен производиться из расчета удовлетворительного сглаживания низкочастотных пульсаций; тем

самым обеспечивается хорошее ослабление всех высших гармоник.

Необходимо, кроме того, при расчете дросселя обеспечить достаточно малое омическое сопротивление обмотки для уменьшения потери напряжения в таковой при прохождении больших сил токов нагрузки.

Машина приводится во вращение мотором, тип которого зависит от характера сети питания радиостанции.



Наибольшее распространение получили асинхронные трехфазные моторы 220/380 V, мощность которых на валу подбирается по каталогу нормальных моторов применительно к номинальной мощности спаренной с мотором машины.

При расчете потребной мощности мотора исходят из номинальной мощности динамомашины накала, разделенной на коэфициент полезного действия при полной нагрузке, несмотря на то, что динамомашина часто бывает не полностью нагружена. На рис. 75 показан машинный зал радиостанции ВЦСПС в Щелково; на переднем плане виден агрегат, состоящий из асинхронного мотора и двухколлекторного генератора накала а на рис. 76 агрегаты накала 500-*квт* радиостанции в Ногинске.

Регулировка напряжения накала.

В тех случаях, когда агрегат, состоящий из мотора и динамомашины накала, установлен в электромашинном зале, удаленном от помещения передатчика, запуск и остановка мотора производятся дежурным электротехником по сигналу, подаваемому из помещения передатчика, где расположен пульт или щит управления радиостанцией.

С развитием отечественного производства пусковой аппаратуры (магнитных пускателей, контакторов и проч.) все большее распространение приобретает дистанционное управление мотором с пульта, в особенности на радиостанциях с централизованным управлением.

Описания пусковых приспособлений для дистанционного управления моторами приводится ниже (см. стр. 268), здесь же мы остановимся на вопросе о регулировке напряжения динамомашины накала, причем отметим, что даже в тех случаях, когда запуск и остановка мотора агрегата производится в электромашинном зале, реостаты цепи возбуждения машины постоянного тока обязательно выносятся в помещение передатчика, поскольку регулировка напряжения накала является важнейшей операцией при пуске и работе передатчика.

В небольших установках и вообще в передатчиках, не оборудованных системой автоматического или, по крайней мере, централизованного на пульте управления, регулировка напряжения накала производится вручную при помощи реостата возбуждения, монтируемого на распределительной доске вблизи передатчика.

На радиостанциях с централизованным (но не автоматическим) управлением применяется сервомоторный привод реостата. Регулировка накала сводится при этом к посылке тока в сервомотор в том или ином направлении (в ту или другую обмотку, в зависимости от типа сервомотора) в моменты нажатия на пульте кнопок „больше“ или „меньше“.

Ввиду огромного значения, которое имеет постоянство напряжения накала для нормальной работы передатчика, большинство современных передатчиков снабжаются приспособлением для автоматического поддержания с большой степенью точности постоянства напряжения машины при возможных колебаниях напряжениях сети, от которой питается мотор агрегата. Совершенно необходимым является применение автоматической регулировки напряжения накала на мощных радиостанциях ввиду многочисленности цепей, требующих наблюдения. Ниже приводится описание двух схем автоматической регулировки, из которых одна применена на 20 kW передатчике в Хабаровске (установлен в 1927 г. фирмой „Radio Corporation“), а другой оборудованы мощные радиостанции, построенные в СССР ВЭСО.

На приведенных примерах можно уяснить себе общий принцип построения схем.

Схема автоматической регулировки системы „Radio Corporation"

Накал ламп передатчика питается от генератора постоянного тока 25 V. Реостат возбуждения смонтирован на трубчатом каркасе пульта и ползун его приводится в движение сервомотором постоянного тока 220 V (городская сеть Хабаровска в момент установки радиостанции доставляла постоянный ток напряжением 220 V).

Работа описываемой схемы (рис. 77) протекает следующим образом.

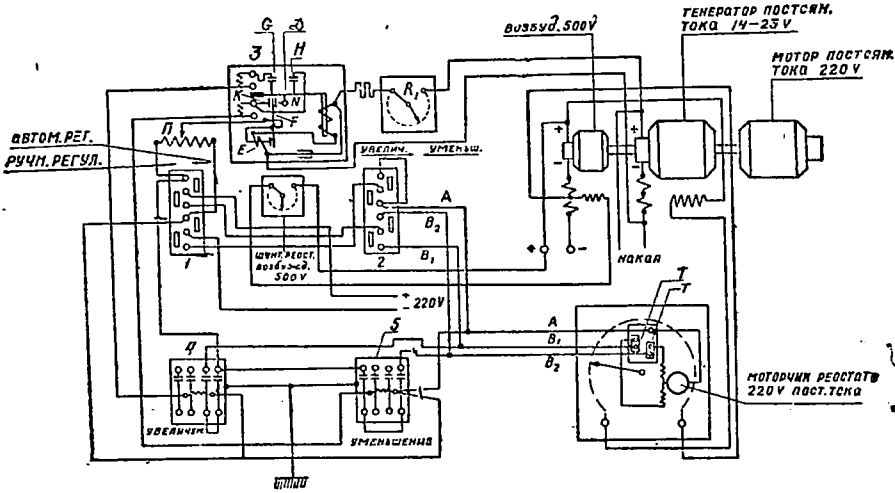


Схема регулир. напряжен. постоян. тока (ручн. и автом.)

Рис. 77.

Обмотки сервомотора получают постоянное напряжение 220 V от общей сети через систему реле или контакторов, осуществляющих по желанию ручную или автоматическую регулировку напряжения накала.

Для установки устройства на ручную регулировку необходимо перевести контроллер *1* в положение, обозначенное на схеме „ручная регулировка", при котором напряжение 220 V отводится к контроллеру *2*, по своему устройству не отличающемуся от контроллера *1*.

В левом положении контроллера *2* провод A присоединяется к — 220 V, а провод B_2 к + 220 V; таким образом ток посылается в одну из обмоток сервомотора. При переводе контроллера *2* в правое положение провод A остается попрежнему соединенным с — 220 V, а + 220 V присоединяется к проводу B_1, питающему уже другую обмотку сервомотора.

Таким образом коммутируется плюсовый провод питающего напряжения, в то время как минусовый ($-A$) постоянно соединен с сервомотором.

Для перехода к автоматической регулировке контроллер *1* переводится в правое положение, благодаря чему обесточивается контроллер *2* и вступают в работу реле *3*, *4* и *5*, заменяющие в своем действии работу регулировщика и контроллер *2*.

Вольтметровое реле *3* отзывается на малейшее изменение напряжения генератора накала, и в зависимости от того, в какую сторону направлено это изменение, посылает питание в обмотки реле *4* или *5*; замыкание контактов указанных реле посылает в свою очередь ток в провод B_1 или B_2 сервомотора, чем и достигается полная автоматическая регулировка.

Проследим подробнее действие реле *3*, выполняющего главную роль в схеме.

Регулируемое напряжение с коллектора генератора накала подается на обмотку коромысла D и последовательно с ней на обмотку сердечника E, притягивающего язычок F.

При колебаниях напряжения попеременно замыкаются контакты G, и H, и так как коромысло D находится под напряжением 110 V, снимаемым через язычок F с потенциометра $П$, то благодаря этому посылается ток в обмотку реле *4* или *5*. Назначение сердечника E и язычка F заключается в полном введении реостата R при остановке генератора. Последняя операция выполняется при помощи вспомогательных контактов K и N. При небольших изменениях напряжения язычок F остается все время притянутым, благодаря чему напряжение с потенциометра $П$ подается через контакт N к коромыслу D.

При резком падении напряжения, имеющем место при остановке генератора, язычок F под воздействием пружинки образует длительное соединение с контактом K и тем самым полностью вводит реостат (через реле *5*).

Прекращение подачи тока через реле *5* произойдет автоматически в момент, когда реостат достигнет крайнего положения и разомкнет ограничительные контакты T.

Реостат R_1 в цепи реле *3* служит для установки последнего на определенное напряжение.

Потенциометр $П$ позволяет регулировать скорость срабатывания реле *4* и *5*.

Схема автоматической регулировки системы ВЭСО.

После того как обеспечена нормальная циркуляция охлаждающей воды, пущен мотор насосного агрегата и, наконец, включен масляный выключатель в цепи питания мотора агрегата накала (рис. 78), благодаря чему замыкаются контакты A, B, и C, к сердечнику вольтметрового реле *1*, общий вид которого изображен на рис. 79, подводится с шин 220 V постоянного тока;

так как при напряжении генератора накала в момент пуска меньшем, чем рабочее напряжение, сердечник касается контакта „больше", то + 220 V подводится к обмотке реле *2*, другой конец которой соединен с шиной — 220 V.

Срабатывание реле *2* сопровождается посылкой тока через нижние контакты в якорь сервомотора, а оттуда через ограничительный контакт *D* и через верхние контакты в обмотку возбуждения сервомотора.

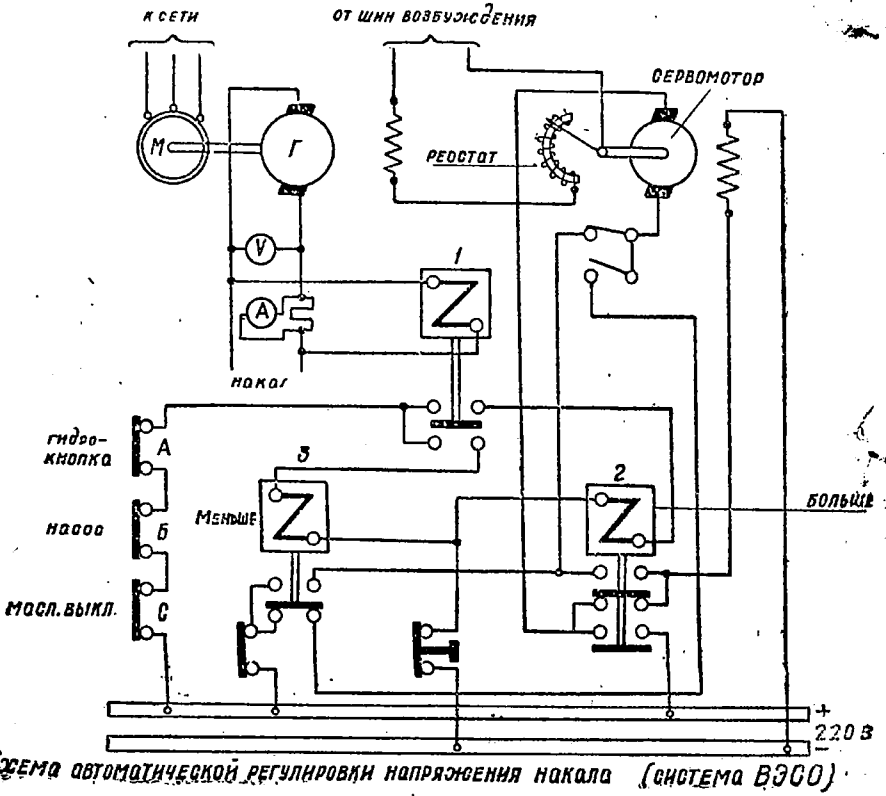


Рис. 78.

Направление вращения сервомотора при этом соответствует выведению реостата возбуждения генератора накала.

По достижении генератором накала нормального напряжения реле *1* остается в нейтральном положении, благодаря чему реле *2* и *3* бездействуют, обесточивая тем самым сервомотор.

Если в процессе работы из-за непостоянства напряжения питающей сети напряжение накала превысит рабочую величину, реле *1* через контакт „меньше" пошлет ток в обмотку реле *3*, которое через свои верхние контакты пошлет ток в якорь сер-

вомотора в направлении, обратном тому, который посылается реле *2*, благодаря чему сервомотор начинает вводить реостат возбуждения до возврата реле *1* в нейтральное положение.

В этой части работы устройство аналогично описанной выше схеме „Radio Corporation".

Некоторое отличие заключается в способе полного введения реостата при выключении станции.

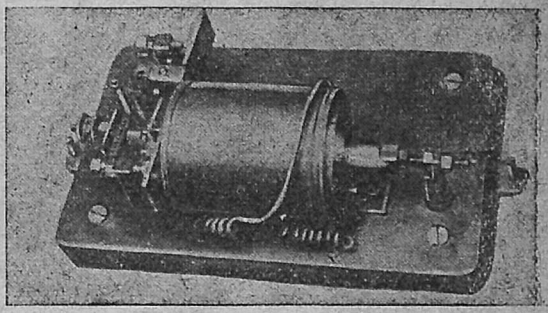


Рис. 79.

В описанной ранее схеме указанная операция выполняется самим вольтметровым реле, которое при остановке агрегата накала длительно воздействует на реле „меньше" до полного введения реостата.

В настоящей же схеме посылка тока в сервомотор при выключении станции осуществляется независимо от вольтметрового реле при помощи контактов, замыкающихся при выключении масляного выключателя в цепи питания электромотора агрегата накала (через нижние контакты реле *3*).

Питание накала переменным током.

Переменный ток применяется преимущественно для передатчиков телеграфных, а также служебной телефонии.

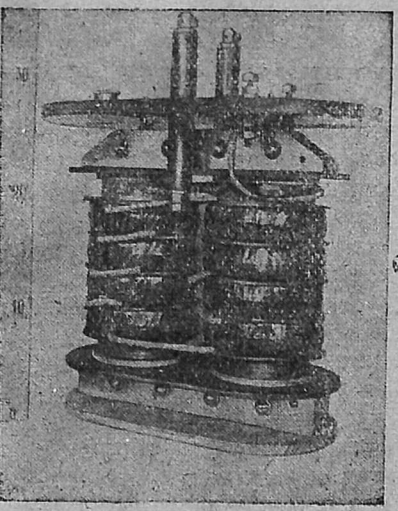


Рис. 80.

Крупным достоинством переменного тока применительно к питанию накала ламп является простота и дешевизна понизительного трансформатора, снижающего напряжение 110, 220 или 380 V до 20 ÷ 30 V по сравнению с мотор-генераторной установкой, которая необходима для получения постоянного тока низкого напряжения. Нормальная конструкция однофазного трансформатора изображена на рис. 80 (трансформатор вынут из бака). Для регулировки напряжения накала применяются в небольших установках реостаты, а при больших мощностях реактивные катушки (дроссели) с переменным зазором, называемые иногда магнитными регуляторами.

При большом числе ламп в передатчике часто применяют несколько отдельных однофазных трансформаторов, распределяемых по возможности равномерно по отдельным фазам питающей сети.



Рис. 81.

Для ослабления фона, связанного с питанием нитей ламп переменным током, применяют уравнительное сопротивление шунтирующее шины накала и заземленное своей средней точкой, а также зашунтированное конденсаторами (для пропускания переменной слагающей анодных токов).

В некоторых случаях вторичная обмотка трансформатора снабжается выводом средней точки; конструкция подобного трансформатора, в особенности употребительного для питания кенотронных и газотронных выпрямителей, изображена на рис. 81.

При выборе напряжения вторичной обмотки трансформатора учитывают падение напряжения в реостатах, баластных сопротивлениях и проводах; приведенные на стр. 120 соображения об ограничении пусковых токов полностью приложимы и к данному случаю, ввиду чего на указанных вопросах не задерживаемся.

Трансформаторы, применяемые в цепях накала, работают в условиях нормальных силовых трансформаторов.

ГЛАВА II.

ПИТАНИЕ СЕТОК ГЕНЕРАТОРНЫХ ЛАМП.

Нормальная работа передатчиков требует приложения к сеткам „смещающих“ напряжений, достигающих в некоторых случаях 500 ÷ 600 V и в большинстве неодинаковых для разных каскадов передатчиков.

Для получения нескольких напряжений от одного общего источника широкое распространение получили потенциометры, позволяющие удобно, в широких пределах регулировать напряжение сеток того или иного каскада.

В отношении выбора вентилей для выпрямительного устройства следует учитывать основные выводы, сделанные в предыдущих главах, о применимости различных выпрямителей.

Главный недостаток кенотронов — невысокий кпд — в данном случае не является существенным ввиду относительно небольшой мощности, расходуемой в цепи сеток, а также слабого влияния на общий энергетический баланс передатчика. Зато в полной

мере проявляются все достоинства кенотрона — простота в обслуживании, включении и другие, перечисленные в ч. I, гл. III. Этим объясняется большое распространение, которым пользуются до последнего времени кенотронные выпрямители в качестве источников смещающего напряжения.

С усовершенствованием малых типов газотронов входят в употребление также газотронные выпрямители, примененные на целом ряде новых передатчиков как СССР, так и в особенности за границей.

Особняком стоят ртутные выпрямители, которые не нашли никакого применения в выпрямительных устройствах сеточного питания.

Требования, предъявляемые к сеточному смещающему напряжению.

Не приходится распространяться о недопустимости сколько-нибудь заметной пульсации выпрямленного напряжения. Если при расчете степени сглаживания фильтров в цепях анодного питания исходят из допустимой пульсации $0{,}03 \div 0{,}05\,\%$ для радиовещательных передатчиков, $0{,}1\,\%$ для служебной телефонии и $0{,}5 \div 1\,\%$ для телеграфных передатчиков, то в отношении сеточного напряжения приведенные цифры должны быть уменьшены по крайней мере в $5 \div 10$ раз.

В первом приближении отношение допустимой величины пульсации напряжения на сетке к таковой анодного напряжения для получения одинакового эффекта должно быть равно коэфициенту усиления генераторной лампы.

Однако соблюдение последнего требования связано иногда с чрезмерно большим фильтрующим устройством.

Можно указать на величины $0{,}001\,\%$ для концертных передатчиков, $0{,}01\,\%$ для коммерческих и $0{,}1\,\%$ для телеграфных, как на средние величины, которыми задаются при расчете фильтрации сеточного напряжения в современных передатчиках.

Следующим по важности вопросом является обеспечение постоянства напряжения при изменениях постоянных сеточных токов, имеющих место при модуляции или телеграфной манипуляции.

В особенности актуальным затронутый вопрос является в связи с наличием в цепи питания потенциометров, распределение потенциалов вдоль которых зависит от токов нагрузки.

Сколько-нибудь заметное изменение напряжения, снимаемого с потенциометра при модуляции (сеточной) связано с искажением передачи, а при телеграфной передаче с искажением формы сигнала.

Более подробно указанное обстоятельство рассматривается ниже при расчете потенциометров.

Употребительные схемы выпрямителей сеточного питания.

Обычно применяется однофазная двухполупериодная, реже трехфазная схемы с многозвенным фильтром, обеспечивающим требуемое сглаживание пульсаций.

Для передатчиков относительно малой мощности (до $1 \div 2$ kW) часто применяют кенотронный выпрямитель тип В-50 завода им. Казицкого, схема которого изображена на рис. 82, а общий вид на рис. 83. Для

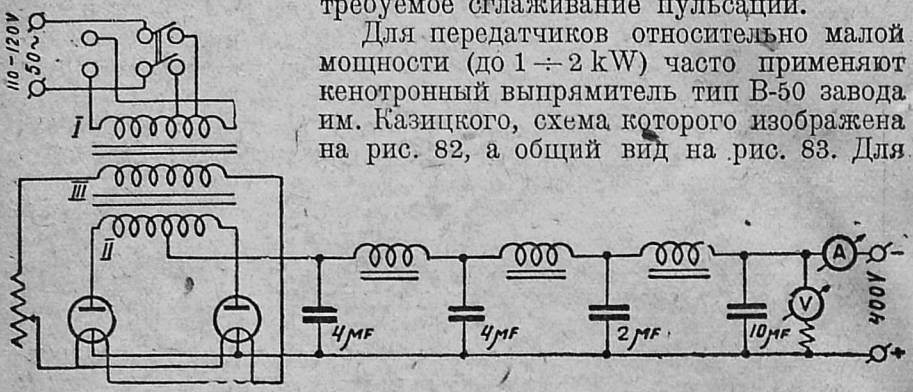


Рис. 82.

питания сеток более мощных передатчиков применяют выпрямители с кенотронами К-50 или К-150.

На рис. 30 (стр. 51) приведена нормальная схема двухполупериодного кенотронного выпрямителя, нагруженного на потенциометр, набранный из трубочных сопротивлений, с которого снимаются напряжения для трех каскадов (расчет приведенной схемы дается ниже). Внешне она нисколько не отличается от схемы газотронных выпрямительных устройств; некоторое отличие имеется в схемах сглаживающих фильтров, а именно: при кенотронных выпрямителях фильтры обязательно начинаются с емкости, а при газотронных с дросселя. Основанием к этому (в соответствии с гл. III и V) служат особенности работы кенотронов (кратковременные импульсы) и включения гозотронов.

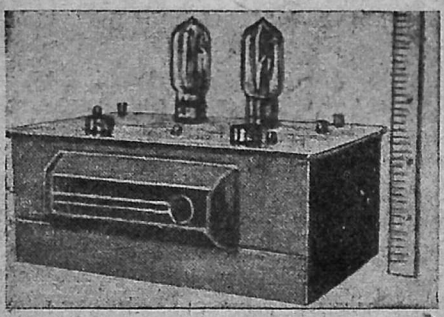


Рис. 83.

При расчете мощности выпрямителя следует учитывать расход тока через потенциометр, неправильный выбор которого вносит, как это выше отмечено, искажения передачи.

Упрощенная схема питания сетки от выпрямителя через потенциометр приведена на рис. 84.

Особенностью условий работы сеточного потенциометра является наложение сеточного тока на ток от выпрямителя в части сопротивления R_2 ввиду того, что цепь сетка-нить генерирующей лампы может рассматриваться как источник эдс, обратной по знаку напряжению выпрямителя. Не трудно пояснить распределение токов в схеме рис. 84.

Ток, отдаваемый выпрямителем, проходит исключительно через потенциометр, общее сопротивление которого $R = R_1 + R_2$.

Цепь сетка-нить не оказывает никакого шунтирующего действия по отношению к сопротивлению R_2 ввиду вентильного действия, которым обладает рассматриваемая цепь для токов, направленных от катода к сетке.

С другой стороны, ток сетки (постоянный) полностью накладывается на сопротивление R_1, с которого снимается требуемое напряжение E_1, не ответвляясь в сопротивление R_2, последовательно с которым включены вентили выпрямительного устройства.

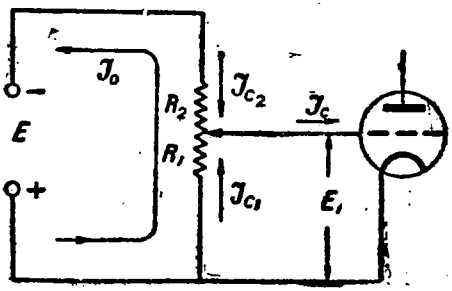


Рис. 84.

Таким образом, между током, отдаваемым выпрямителем, и током сетки нет прямой зависимости, поскольку последний имеет место вопреки отрицательному потенциалу потенциометра, а не благодаря ему.

Роль тока I_0 сводится, таким образом, лишь к созданию падения напряжения на потенциометре R, и задание ток I_0 в функции тока сетки должно производиться в зависимости от требований, предъявляемых к устройству в отношении постоянства напряжения E_1 при изменении тока сетки.

При обозначениях согласно рис. 84 имеют место следующие очевидные соотношения

$$E_1 = (I_{c_1} + I_c) R_1, \tag{95}$$

$$E = (I_0 + I_c) R_1 + I_0 R_1. \tag{96}$$

При изменении тока сетки I_c, что имеет место при модуляции, а также телеграфной манипуляции, величина E_1 будет также изменяться и тем сильнее, чем больше I_c относительно I_0. Обозначим отношение напряжения сетки к полному напряжению через N

$$N = \frac{E_c}{E}. \tag{97}$$

Нашей задачей является так рассчитать величины сопротивлений R_1 и R_2, чтобы при всех возможных в процессе работы

изменениях тока I_c отклонение величины E_1 от нормальной не превосходило заранее заданой величины.

Рассмотрим наиболее тяжелый случай, соответствующий стопроцентному изменению тока I_c, что может иметь место, например, при обрыве тока сетки в процессе телеграфной манипуляции или при достаточно глубокой модуляции в цепи сетки.

В моменты отсутствия тока I_c распределения напряжения на потенциометре существенно отличается от рабочего режима и может быть охарактеризовано следующими уравнениями

$$E_c' = I_0' R_1, \tag{98}$$

$$E = I_0' R_1 + I_0' R_2 = I_0'(R_2 + R_1) = I_0' R. \tag{99}$$

Ток I_0' соответствует холостому режиму, причем E_1', как общее правило, меньше рабочего напряжения E_1 при уменьшении I_c и больше такового при увеличении I_c, что непосредственно вытекает из уравнения (95).

Обозначим отношение $\frac{E_1'}{E_1} = k$ и назовем k коэфициентом изменения смещающего напряжения; обратимся к составлению расчетных формул, которые позволили бы вычислять R_1 и R_2, I_0 и I_0' в функции от известных значений E_1, I_c, $N = \frac{E_1}{E}$ и заданной допустимой величины k. Выразим прежде всего зависимость между токами I_0' и I_0

$$I_0 = \frac{E - E_1}{R_2} = \frac{E - NE}{R_2} = \frac{E(1-N)}{R_2},$$

$$I_0' = \frac{E - E_1'}{R_2} = \frac{E - NkE}{R_2} = (1 - Nk)\frac{E}{R_2},$$

откуда

$$I_0' = \frac{1 - Nk}{1 - N} \cdot I_0. \tag{100}$$

Из уравнения (95) находим величину тока, отнимаемого от выпрямителя в рабочем режиме I_0

$$I_0 = \frac{E_1}{R_1} - I_c$$

и подставляем полученное значение I_0 в уравнение (100)

$$I_0' = \left(\frac{E_1}{R_1} - I_c\right)\frac{1 - Nk}{1 - N}. \tag{100'}$$

Далее из уравнения (98) имеем

$$R_1 = \frac{E_1}{I_0'} = \frac{kE_c}{I_0'}.$$

Заменив в выражении (100') величину R_1 и выполнив простые преобразования, получаем расчетную формулу для холостого тока

$$I_0' = I_c \cdot \frac{k(1-kN)}{1-k} \tag{101}$$

Рабочий ток выпрямителя

$$I_0 = I_0' \frac{(1-N)}{1-Nk}. \tag{102}$$

Теперь легко составить остальные интересующие нас формулы. Полное сопротивление потенциометра

$$R = \frac{E}{I_0'} = \frac{E_1}{NI_0'} = \frac{E_1}{I_c} \cdot \frac{1-k}{Nk(1-Nk)}. \tag{103}$$

Положение ползунка определяется следующими величинами сопротивлений R_1 и R_2

$$R_2 = \frac{E_1}{I_c} \frac{1-k}{1-Nk}, \tag{104}$$

$$R_1 = \frac{E_1}{I_c} \cdot \frac{1-k}{Nk}. \tag{105}$$

Отметим, что требование высокого постоянства напряжения при полном изменении тока сетки приводит к чрезмерному расходу мощности ввиду большого тока через потенциометр.

Например, если потребовать, чтобы отклонение напряжения от E_c не превышало 2 %, получим по формуле (101) и (100), считая $N = 0{,}6$,

$$\frac{I_0'}{I_c} = \frac{0{,}98(1-0{,}98 \cdot 0{,}6)}{1-0{,}98} = 20,$$

$$\frac{I_0}{I_0'} = \frac{1-0.6}{1-0{,}6 \cdot 0{,}98} = 0{,}972,$$

$$I_0 = 0{,}972 \cdot I_0' = 0{,}972 \cdot 20 \cdot I_c \cong 20 \cdot I_c,$$

т. е. ток выпрямителя почти в 20 раз больше тока сетки.

Мощность, отдаваемая выпрямителем,

$$W = EI_0 \cong \frac{20}{0{,}6} E_1 \cdot I_c = 33{,}3 \cdot E_1 \cdot I_c.$$

Таким образом поставленные условия приводят к необходимости отдавать мощность в 33,3 раза больше мощности, потребляемой цепью сетки.

Оговоримся относительно некоторого упрощения явлений, протекающих в процессе работы, допущенного нами непринятием во внимание изменения напряжения E на самом потенциометре, которое связано с изменениями напряжения на конденсаторе

фильтра. Однако существенного значения последние не имеют ввиду относительно малой разницы между точками I_0 и I'_0.

В отношении сглаживания пульсаций выпрямленного тока, потенциометр не оказывает никакого фильтрующего действия, благодаря чему при расчете фильтра следует под допустимой величиной пульсации понимать таковую на концах потенциометра.

В тех случаях, когда ток сетки в процессе работы остается постоянным или мало изменяется, расчет потенциометра значительно упрощается и сводится к вычислению сопротивлений R, R_1 и R_2, которые обеспечивали бы плавность регулировки напряжения по всему потенциометру и одновременно ограничивали бы потребление тока потенциометром I_0 определенной величиной. Обычно исходят из $I_0 = (2 \div 3) I_c$. Ход расчета потенциометра в этом случае поясняется примером.

Поясним ход расчета выпрямительного устройства с потенциометрами на выходе (схема рис. 30) на следующем примере.

Расчет выпрямительного кенотронного устройства для питания сеток двух каскадов передатчика при следующих данных.

I каскад (модулируемый) — $E_1 = 600$ V, $I_c = 20$ mA,
II каскад — $E_1 = 300$ V, $I_c = 50$ mA.

Первичное напряжение переменного тока 220 V, 50 пер/сек.

Допустимая пульсация выпрямленного напряжения для обоих каскадов $\beta = 0{,}0001 = 0{,}01\%$.

Телеграфная манипуляция, а также модуляция, производятся в первом каскаде (отметим, что первый каскад является лишь усилителем, поскольку имеется еще задающий генератор, который, однако, имеет в цепи сетки гридлик, и поэтому в нашем расчете не фигурирует).

Исходя из того, чтобы изменение смещающего напряжения одного из каскадов не оказывало влияние на напряжение другого каскада, исходим из двух отдельных потенциометров, включаемых на полное напряжение выпрямителя.

Выпрямленное напряжение зададим с некоторым запасом при полной нагрузке

$$E = 750 \text{ V}.$$

Расчет потенциометров.

Потенциометр I каскада. В отношении потенциометра I каскада применимы выведенные формулы (101) — (105), поскольку предусматривается изменение сеточного тока при модуляции и манипуляции. Зададим коэфициент изменения напряжения на потенциометре $k \leqslant 0{,}95$.

Выпишем заданные величины

$$N=\frac{E_1}{E}=\frac{600}{750}=0{,}8,$$

$$k=0{,}95,$$

$$I_c=20\ \text{mA},$$

$$E_0=600\ \text{V}.$$

Находим полное сопротивление потенциометра по формуле (103)

$$R=\frac{E_1}{I_c}\frac{1-k}{Nk(1-Nk)}=\frac{600}{0{,}02}\cdot\frac{1-0{,}95}{0{,}95\cdot0{,}8\,(1-0{,}95\cdot0{,}8)}=8200\ \Omega.$$

Рабочее положение ползушки потенциометра определяется следующими величинами R_1 и R_2 [формулы (104) и (105)]

$$R_2=\frac{E_1}{I_c}\frac{1-k}{1-Nk}=\frac{600}{0{,}02}\cdot\frac{1-0{,}95}{1-0{,}95\cdot0{,}8}=6250\ \Omega,$$

$$R_1=\frac{E_1}{I_c}\frac{1-k}{Nk}=\frac{600}{0{,}02}\cdot\frac{1-0{,}95}{0{,}95\cdot0{,}8}=1950\ \Omega.$$

Ток, отнимаемый от выпрямителей потенциометром в холостом режиме,

$$I_0'=\frac{E}{R}=\frac{750}{8200}=0{,}091\ \text{A}=91\ \text{mA}.$$

В рабочем режиме [по формуле (102)]

$$I_0=I_0'\frac{1-N}{1-Nk}=91\cdot\frac{1-0{,}8}{1-0{,}8\cdot0{,}95}=76\ \text{mA}.$$

В дальнейшем расчете выпрямителя исходим из большего значения, а именно

$$I_0'=91\ \text{mA}.$$

Потенциометр II каскада. Исходим из предположения, что ток сетки (постоянная слагающая) в процессе работы остается постоянным или изменяется незначительно.

Тогда условия, связанные с ограничением изменений напряжения, отпадают, и расчет может быть произведен только лишь под углом зрения уменьшения расхода мощности в потенциометре и обеспечения плавности регулировки.

Для выполнения последнего требования примем ток от выпрямителя

$$I_0\cong 4\cdot I_c=4\cdot50=200\ \text{mA}.$$

Тогда

$$E_1'=(I_0+I_c)R_2=0{,}25\cdot R_2=300\ \text{V};$$

откуда

$$R_2 = \frac{300}{0{,}25} = 1200\,\Omega,$$

$$R_1 = \frac{E - E_1}{I_0} = \frac{750 - 300}{0{,}2} = 2250\,\Omega,$$

$$R = R_1 + R_2 = 3450\,\Omega.$$

Холостой ток через потенциометр

$$I_0' = \frac{E}{R} = \frac{750}{3450} = 219\ \text{mA}.$$

Полная нагрузка выпрямителя на оба потенциометра

$$I_0 = 91 + 219 = 310\ \text{mA}.$$

Определив полный ток, переходим к расчету выпрямительного устройства.

Расчет выпрямителя.

Задание.

$$I_0 \cong 320\ \text{mA},\quad E_0 = 750\ \text{V}.$$

Отнимаемая от выпрямителя мощность

$$W_0 = I_0 E_0 = 263\ \text{W}.$$

Расчет ведем применительно к двухполупериодной схеме рис. 30 и кенотронам типа К-150 (ВТ-24), данные которого приведены в табл. 9

$$I = 800\ \text{mA},\quad W_a = 400\ \text{W}.$$

Для обоснования выбора указанного типа кенотрона проделаем основные вычисления.

Выпрямленный ток, снимаемый с одной фазы,

$$I_{01} = \frac{I_0}{m} = \frac{320}{2} = 160\ \text{mA}.$$

Для получения возможно более высокого кпд допускаем максимальный импульс через кенотрон

$$I_m = I_s = 800\ \text{mA}.$$

Тогда

$$\alpha_1 = \frac{I_{01}}{I_{m1}} = \frac{160}{800} = 0{,}2.$$

По кривой рис. 23 находим

$$\eta = 62\%,\quad \theta = 56^\circ \quad \text{и} \quad \frac{E_0}{E_m'} = 0{,}55.$$

Таким образом убеждаемся в том, что выбор кенотрона с меньшей эмиссией привел бы к слишком малому кпд или к необходимости параллельного включения нескольких кенотронов на фазу, что также нежелательно.

Удовлетворяясь приведенным значением $\eta = 62\%$, продолжаем расчет.

Мощность анодного рассеяния

$$W_a = W_0 \frac{1-\eta}{\eta} = 263 \frac{1-0{,}62}{0{,}62} = 161 \text{ W}.$$

На каждый из кенотронов приходится

$$W_{a1} \leqq 80 \text{ W} << 400 \text{ W}.$$

Амплитуда фазного переменного напряжения вторичной обмотки трансформатора

$$E_m = \frac{E_0}{0{,}55} = \frac{750}{0{,}55} = 1360 \text{ V}.$$

Расчет анодного трансформатора.

Мощность, отдаваемая трансформатором,

$$W_2 = \frac{W_0}{\eta} = \frac{263}{0{,}62} = 425 \text{ W}.$$

По кривой рис. 29 при $\theta = 56°$ находим величину коэфициента использования вторичной обмотки трансформатора $k_2 = 0{,}4$; следовательно, расчетная мощность трансформатора с запасом должна быть

$$W_{mp} = \frac{425}{0{,}4} \leqq 1060 \leqq 1000 \text{ W}.$$

Фазное напряжение вторичной обмотки (эффективное)

$$E_{2eff} = \frac{1360}{\sqrt{2}} = 965 \text{ V}.$$

Коэфициент трансформации

$$u_1 = \frac{965}{220} = 4{,}4.$$

Напомним, что под коэфициентом трансформации следует подразумевать отношение числа витков одной фазы (половины обмотки) вторичной обмотки к числу витков первичной обмотки.

Расчет обмоток и железа трансформатора на указанную мощность и напряжение производится по обычным нормам электросиловой техники.

Расчет трансформатора накала.

Применительно к данным цепи накала кенотрона типа В-24: $E_н = 16$ V, $I_н = 10$ A, вычисляем полную мощность, отнимаемую от трансформатора накала

$$W_н = 2 \times 16 \times 10 = 320 \text{ W}.$$

Коэфициент трансформации

$$u = \frac{20}{220} = 0{,}09.$$

При вычислении коэфициента трансформации вторичное напряжение с некотбрым запасом принято 20 V (учитывая падение напряжения в реостате и проводах, а также возможность понижения первичного напряжения сети).

Расчет сглаживающего фильтра.

Прежде всего рассчитаем емкость C_2, которой начинается фильтр, исходя из условия, чтобы пульсация напряжения на входе фильтра не превышала 10÷15% от среднего значения E_0.

Расчет ведем по формуле (133) (стр. 155), подставляя в нее следующие величины

$$\beta_2 = 0{,}15; \quad m = 2; \quad f = 50 \text{ пер/сек};$$

$$R = \frac{E_0}{I_0} = \frac{750}{0{,}31} = 2420\ \Omega.$$

Находим

$$C_2 = \frac{10^6}{\beta_2 \cdot m \cdot f \cdot R} = \frac{10^6}{0{,}15 \cdot 2 \cdot 50 \cdot 2420} \cong 30\ \mu\text{F}.$$

Обратимся к расчету элементов остальных звеньев фильтра. Прежде всего выясним требуемую степень сглаживания

$$k = \frac{\beta_2}{\beta_1} = \frac{0{,}15}{0{,}0001} = 1500.$$

Пользуясь рис. 87, находим величину $\omega_1^2 LC$

для однозвенного фильтра $\omega_1^2 \cdot LC = 1500$,

для двухзвенного фильтра $\omega_1^2 \cdot LC = 170$,

для трехзвенного фильтра $\omega_1^2 \cdot LC = 140$.

Выбираем двухзвенную схему, в пользу которой говорит сопоставление полученных цифр, так как разница между $\omega_1^2 LC = 170$ и $\omega_1^2 LC = 140$ не оправдывает усложнения, связанного с применением, трехзвенного фильтра.

Находим

$$\omega_1^2 = (2\pi f m)^2 = (314 \cdot 2)^2 = 396\,000,$$

$$L_H \cdot C_{\mu F} = \frac{170 \cdot 10^6}{396 \cdot 10^3} = 430.$$

На одно звено приходится величина

$$L_H \cdot C_{\mu F} = \frac{430}{4} = 108,$$

которую мы разбиваем следующим образом

$$L_{H1} = 11\,\text{H}$$
$$C_{\mu F1} = 10\,\mu\text{F}.$$

Таким образом для фильтра потребуется всего 25 конденсаторов $2_{\mu F}$, 1500 V (зав. „Красная заря“).

В заключение отметим недостатки, присущие рассчитанному устройству: относительно малый кпд и несколько громоздкий фильтр. Первое обстоятельство является органической особенностью кенотронов, в то время как второй фактор указывает на некоторую целесообразность применения трехфазной схемы выпрямления.

Кроме того не трудно показать, что значительно выгоднее как с эксплоатационной стороны, так и в отношении стоимости, применить газотроны в качестве вентилей, поскольку напряжение 750 V при выпрямленном токе около трети ампера легко получить от малых газотронов типа ВГ-129 (см. табл. 11).

Питание сеток от машины постоянного тока.

При выборе напряжения и мощности машины исходят из нагрузки, главным образом, на потенциометр, причем следует учитывать характер сеточных токов, накладываемых на потенциометр.

Соображения, изложенные выше об ограничении изменения напряжения на потенциометре при непостоянных токах сетки, с некоторыми оговорками могут быть приложены к данному случаю.

Ограничимся указанием на необходимость пропускания через потенциометр тока от машины в несколько раз (по крайней мере в 3—4 раза) бо́льшего, нежели сеточный ток; в противном случае распределение потенциалов вдоль потенциометра будет весьма сильно зависеть от положения ползунка, а также от возможных изменений тока сетки.

Наибольшее применение получили шунтовые машины напряжением от 500 до 3000 V.

Обязательным является включение сглаживающего фильтра для ослабления гармоник, содержащихся в напряжении генера-

торов постоянного тока. Расчет фильтра выполняется обычным способом (стр. 162). Частота пульсаций фильтра принимается низкочастотная $\left(\frac{N}{60}\right)$, после чего проверяется ослабление высших гармоник $\left(k\frac{N}{60}\text{ и }\frac{zN}{60}\right)$, (см. стр. 9).

Амплитуду пульсации принимают обычно равной 2—3% от рабочего напряжения машины; пульсацию напряжения в нагрузочном сопротивлении (потенциометре) допускают не свыше 0,01% для радиовещательных передатчиков и несколько больше для остальных родов передачи.

Для вращения якоря машины используется обычно нормальный трехфазный асинхронный мотор или реже мотор постоянного тока, в зависимости от рода питающей сети радиостанции.

ЧАСТЬ ТРЕТЬЯ.

СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ.

Выше были описаны основные схемы выпрямления и выяснены величины переменных слагающих напряжения в зависимости от частоты питающего тока, числа фаз выпрямления и схемы включения вентилей, а также рассмотрены пульсации, свойственные динамомашинам постоянного тока.

Напомним, что даже при многофазном выпрямлении (6- и 12-фазном) амплитуда переменной слагающей напряжения (частота которой равна mf) составляет 5,6% и 1,4% относительно постоянной слагающей.

Питание анодов передатчиков подобным пульсирующим напряжением неизбежно связано с наличием фона, что в особенности недопустимо для радиотелефонных передатчиков.

В современных передатчиках допускают пульсацию анодного напряжения не свыше 0,03÷0,05% от величины постоянной слагающей для радиовещательных передатчиков, 0,1% для комерческих и 1% для телеграфных, что требует применения сглаживающих фильтров.

ГЛАВА I.

ФИЛЬТРЫ ДЛЯ РТУТНЫХ И ГАЗОТРОННЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ.

Схема простейшего и вместе с тем наиболее распространенного фильтра для ртутных и газотронных выпрямителей показана на рис. 85.

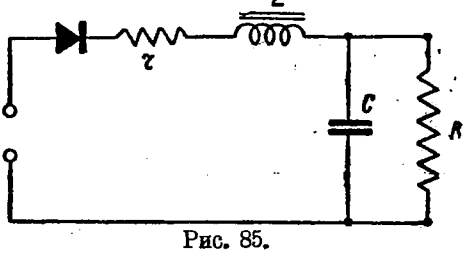


Рис. 85.

Характерным для этих фильтров является последовательное с вентилем включение дросселя, что необходимо для устойчивого горения дуги. В применении к кенотронным выпрямителям фильтры обычно начинаются с конденсатора, что необходимо ввиду импульсивного характера выпрямленного тока. Расчет подобных фильтров дается ниже.

Расчет простого однозвенного фильтра.

Сопротивление R соответствует нагрузке выпрямителя, т. е. передатчику, потребляющему ток I_0 при напряжении E_0.

Следовательно, величина этого сопротивления

$$R = \frac{E_0}{I_0},$$

где E_0 — постоянная слагающая выпрямленного напряжения,

I_0 — постоянная слагающая выпрямленного тока.

Последовательно с нагрузочным сопротивлением R включается дроссель L, а параллельно ему конденсатор C. Назначение дросселя L заключается в создании большого индуктивного сопротивления и тем самым в ослаблении силы тока ближайшей из высших гармоник выпрямленного тока.

Емкость конденсатора C, шунтирующая передатчик, наоборот, должна составлять по возможности большую проводимость для тех же гармоник, тем самым освобождая от гармоник нагрузочное сопротивление.

При достаточно больших величинах L и C можно добиться того, чтобы амплитуда переменной слагающей напряжения на конденсаторе или, что то же, на нагрузке R не превышала заранее заданной доли от постоянной слагающей E_0 или от амплитуды переменной слагающей на входе фильтра.

Отсюда становится ясным определение понятия фильтрации, как отношение амплитуды переменной слагающей на нагрузочном сопротивлении к таковой на зажимах выпрямителя в отсутствии фильтра

$$\eta = \frac{E_m}{E_{\sim}}. \tag{106}$$

При расчете сглаживающих фильтров заданием является обычно не η, а допустимое отношение амплитуды гармоники к постоянной слагающей выпрямленного напряжения

$$\beta = \frac{E_m}{E_0}. \tag{107}$$

Так как амплитуда гармоники $E_{\sim}$ составляет при данной схеме выпрямления определенную долю от постоянной слагающей E_0

$$E_{\sim} = A \cdot E_0,$$

то между β и η существует очевидная связь

$$\eta = \frac{\beta}{A}. \tag{108}$$

Величины коэфициентов A в зависимости от числа фаз выпрямления даны в табл. 6. Для наиболее употребительных фазных и трехфазных, а также однофазной двухполупериодной схем, A равно 5,7, 25 и 66,7% соответственно; следовательно, для ослабления пульсации на нагрузочном сопротивлении до величины β требуемая степень сглаживания может быть получена из табл. 13.

Таблица 13

Схема (число фаз)	Пульсация на входе фильтра A	Допускаемая пульсация на нагрузке β	Требуемое сглаживание η	Коэфициент ослабления $k=\frac{1}{\eta}$
2	0,667	0,0001	0,00015	6670
		0,0003	0,00045	2220
		0,0005	0,00075	1330
		0,0010	0,00150	667
3	0,250	0,0001	0,0004	2500
		0,0003	0,0012	835
		0,0005	0,0020	500
		0,0010	0,0040	250
6	0,057	0,0001	0,00176	570
		0,0003	0,0052	192
		0,0005	0,0088	114
		0,0010	0,0176	57

Обратимся теперь к расчету элементов фильтра L и C применительно к схеме рис. 85, задаваясь определенной степенью сглаживания η или обратной величиной k.

При обозначениях согласно рис. 85 амплитуда переменной слагающей на сопротивлении нагрузки

$$E_m = E_{\sim} \cdot \frac{Z_0}{Z_{вкв}}, \qquad (109)$$

где Z_0 — сопротивление разветвления C и R для частоты интересующей нас гармоники; для основной гармоники (первой) при частоте питающего тока f и числе фаз m имеем

$$\omega_1 = 2\pi f \cdot m; \qquad (110)$$

$Z_{вкв}$ — полное сопротивление цепи, включая дроссель L и сопротивления потерь в обмотках трансформатора и вентилях.

Без фильтра амплитуда переменной слагающей на сопротивлении R была бы

$$E'_m = E_{\sim} \cdot \frac{R}{R+r}. \qquad (111)$$

Следовательно, степень фильтрации, определяемая как отношение переменной слагающей на нагрузке к переменной слагающей, которая имела бы место без фильтра, найдется из выражения

$$\eta' = \frac{E_m}{\overline{E}_m} = \frac{R+r}{R} \cdot \frac{\overline{Z}_0}{Z_{экв}}. \tag{112}$$

Если же определять фильтрацию как отношение переменной слагающей на сопротивление R к полной переменной эдс $E_{\sim}$, независимо от того, какое переменное напряжение установилось бы на сопротивлении R в отсутствии фильтра, то очевидно

$$\eta = \frac{E_m}{E_{\sim}} = \frac{Z_0}{Z_{экв}}. \tag{113}$$

Совершенно очевидно, что при достаточно малом r по сравнению с нагрузкой R оба определения фильтрации η и η' совпадают.

Несмотря на то, что первое определение фильтрации является более строгим, мы в дальнейшем будем исходить из уравнения (113), поскольку нас интересует соотношение между переменной эдс гармоники, свойственной данной схеме выпрямления и переменной слагающей на сопротивлении R при наличии фильтра.

Обращаясь к схеме (рис. 85) не трудно составить выражение $\overline{Z}_0$ и $Z_{экв}$.

Полная проводимость разветвления C и R в комплексной форме

$$\frac{1}{\overline{Z}_0} = \frac{1}{R} + j\omega_1 C.$$

Следовательно,

$$\overline{Z}_0 = \frac{R}{1 + j\omega_1 CR}. \tag{114}$$

Полное сопротивление цепи (также в комплексной форме).

$$\overline{Z}_{экв} = \overline{Z}_0 + j\omega_1 L + r = \frac{R + r - w_1^2 \cdot LCR + j\omega CR \cdot r + j\omega_1 L}{1 + j\omega_1 CR}. \tag{115}$$

Разделив уравнение (114) на (115) и переходя к модулю, получаем

$$\eta = \frac{Z_0}{Z_{экв}} = \frac{R}{\sqrt{(R + r - \omega_1^2 LCR)^2 + (\omega_1 CRr + \omega_1 L)^2}} = \frac{R}{\sqrt{\left(1 + \frac{r}{R} - \omega_1^2 LC\right)^2 + \left(\omega_1 CRr + \frac{\omega_1 L}{R}\right)^2}}. \tag{116}$$

Полученное выражение полностью определяет фильтрацию данной гармоники (с угловой частотой ω_1) в функции от постоянных цепи L, C, R и r.

Однако практическое использование формулы (116) для нахождения L и C по заданным величинам η и R весьма затруднительно из-за ее громоздкости.

Для большинства практических расчета формула (116) с некоторым приближением может быть приведена к простому виду, если пренебречь сопротивлением потерь r относительно нагрузки R и, кроме того, пренебречь проводимостью $\frac{1}{R}$ по сравнению с проводимостью шунтирующего конденсатора $C\omega$, что вполне допустимо, так как связанная с этим допущением погрешность уменьшает расчетную величину фильтрации. При этих условиях получаем

$$\eta = \frac{Z_0}{Z_{экв}} = \frac{\frac{1}{\omega C}}{\omega_1 L - \frac{1}{\omega_1 C}} = \frac{1}{\omega_1^2 LC - 1}, \qquad (117)$$

откуда

$$\omega_1^2 LC = \frac{1+\eta}{1} \cong k+1, \qquad (118)$$

где $k = \frac{1}{\eta}$ показывает, во сколько раз ослабляется благодаря фильтру переменная слагающая на сопротивлении R; следовательно, формула (118) в весьма удобной для расчета форме определяет потребную для заданной частоты ω_1 произведение LC

$$LC = \frac{k+1}{\omega_1^2} \cong \frac{k}{\omega_1^2} \cong \frac{1}{\omega_1^2 \eta}. \qquad (119)$$

Произведения LC определяет собой угловую частоту собственных колебаний фильтра (см. стр. 169)

$$\sigma = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \qquad (78)$$

Следовательно,

$$\eta = \frac{\sigma^2}{\omega_1^2}. \qquad (120)$$

Последние формулы наглядно указывают на то, что элементы фильтра L и C должны быть при одинаковой требуемой фильтрации тем больше, чем меньше частота $\omega_1 = 2\pi f \cdot m$, т. е. чем меньше число фаз выпрямительной схемы.

Этим обстоятельством, главным образом, объясняется применение многофазных выпрямительных схем, в особенности при

больших мощностях, когда применение мощного фильтра наряду с высокой стоимостью приводит к целому ряду нежелательных явлений, например, перенапряжения при изменениях нагрузки и проч.

Значительное облегчение фильтра могло бы быть получено при питании выпрямительного устройства током повышенной частоты (500÷1000 пер./сек.), однако, ввиду необходимости иметь специальный альтернатор, подобная система не нашла широкого применения, в особенности при наличии в месте установки радиостанции сети переменного тока обычной частоты 50 пер./сек.

Однако альтернаторы повышенной частоты иногда применяются для питания кенотронных выпрямительных устройств работающих по схеме Латура (см. выше).

Вопрос о целесообразном соотношении L и C фильтра при заданной фильтрации приходится решать с учетом целого ряда факторов как экономического, так и электрического характера (перенапряжения при телеграфной передаче, демодуляция при сеточной модуляции и др.) и составляет содержание гл. IV и VI.

Расчет многозвенного фильтра.

Приведенные выше формулы позволяют легко обосновать выбор для ртутных и газотронных (и вообще с малым внутренним падением) выпрямителей схемы фильтра дроссель-катод.

В самом деле, степень фильтрации, согласно (113):

$$\eta = \frac{Z_0}{Z_{экв}},$$

где Z_0 соответствует модулю комплексного сопротивления разветвления, составленного из нагрузочного сопротивления R и емкости C.

Для осуществления фильтрующего действия необходимо соблюдение условия

$$Z_{экв} \gg Z_0,$$

каковое выполняется в нормальной схеме последовательным включением дросселя.

Шунтирование выпрямителя емкостью до дросселя, не увеличивая полного сопротивления цепи для гармоник, а наоборот уменьшая его, очевидно, само по себе, не обладает фильтрующим действием и, кроме того, недопустимо ввиду чрезвычайно большого тока заряда, опасного как для вентилей, так и для схемы.

Расчет двухзвенного фильтра (рис. 86).

Расчет степени сглаживания схемы рис. 86 может быть выполнен способом, примененным выше для простого фильтра, для чего представим степень фильтрации в виде отношения

$$\eta = \frac{e_1}{e_3} = \frac{e_1}{e_2} \cdot \frac{e_2}{e_3}.$$

Первая дробь в правой части этого уравнения есть не что иное, как фильтрация, осуществляемая последним звеном фильтра, и на основании уравнения (117) может быть выражена уравнением

$$\eta_1 = \frac{e_1}{e_2} \frac{1}{\omega_2^2 L_1 C_1 - 1}. \qquad (117)$$

Вторая дробь правой части соответствует фильтрации первого звена и может быть представлена в виде отношения

$$\frac{e_2}{e_3} = \frac{Z_3}{Z_4}, \qquad (121)$$

где Z_3 — сопротивление разветвления, образованного первым конденсатором C_1 и вторым звеном $L_1\ C_1$, а Z — полное сопротивление всей цепи.

Составим выражение для Z_3 и Z_4 в комплексной форме, пренебрегая проводимостью нагрузки относительно проводимости выходного конденсатора C_1 (для переменной слагающей), а также ваттными сопротивлениями элементов фильтра

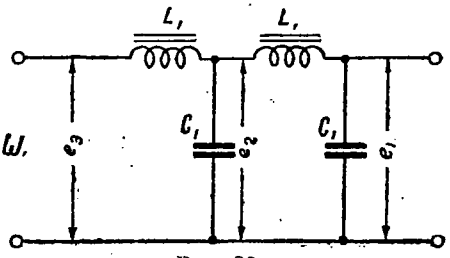


Рис. 86.

$$\overline{Z_3} = \frac{j\left(\omega_1 L_1 - \frac{1}{\omega_1 C_1}\right)\frac{1}{j\omega_1 C_1}}{j\left(\omega_1 L_1 - \frac{1}{\omega_1 C_1}\right) - \frac{j}{\omega_1 C_1}} = \frac{\omega_1 L_1 - \frac{1}{\omega_1 C_1}}{j\omega_1 C_1\left(\omega_1 L_1 - \frac{2}{\omega_1 C_1}\right)} =$$

$$= -j\frac{\omega_1^2 L_1 C_1 - 1}{\omega_1 C_1 (\omega_1^2 L_1 C_1 - 2)}$$

$$\overline{Z_4} = j\omega_1 L_1 - j\frac{\omega_1^2 L_1 C_1 - 1}{\omega_1 C_1(\omega^2 L_1 C_1 - 2)} = j\left[\frac{\omega_1^2 L_1 C_1(\omega_1^2 L_1 C_1 - 2)}{\omega_1 C_1 (\omega_1^2 L_1 C_1 - 2)} - \right.$$

$$\left. - \frac{\omega_1^2 L_1 C_1 + 1}{\omega_1 C_1 (\omega_1^2 L_1 C_1 - 2)}\right].$$

Переходя к модулям и разделив полученные уравнения, получаем

$$\frac{Z_3}{Z_4} = \frac{\omega_1^2 L_1 \cdot C_1 - 1}{\omega_1^2 L_1 C_1 (\omega_1^2 L_1 C_1 - 2) - \omega_1^2 L_1 C_1 + 1}. \qquad (122)$$

Искомая величина полной фильтрации определяется согласно предыдущему

$$\eta = \frac{e_1}{e_2} \cdot \frac{Z_3}{Z_4} = \frac{1}{\omega_1^2 L_1 C_1 - 1} \cdot \frac{\omega_1^2 L_1 \cdot C_1 - 1}{\omega_1^2 L_1 C_1 (\omega_1^2 L_1 C_1 - 2) - \omega_1^2 L_1 C_1 + 1} =$$

$$= \frac{1}{\omega_1^4 \cdot L_1^2 \cdot C_1^2 - 3\omega_1^2 \cdot L_1 \cdot C_1 + 1}. \qquad (123)$$

Таким образом двухзвенный фильтр дает на выходе амплитуду переменной слагающей меньшую, чем на выходе, в

$$k = \frac{1}{\eta} = \frac{e_3}{e_1} = \omega_1^4 L_1^2 C_1^2 - 3\omega_1^2 L_1 C_1 + 1 \qquad (123)$$

раз.

Следовательно, необходимая для получения заданной фильтрации величина произведения $L_1 C_1$ может быть рассчитана по следующей формуле

$$\omega_1^4 \cdot L_1^2 C_1^2 - 3\omega_1^2 L_1 C_1 + 1 - k = 0;$$

$$\omega_1^2 L_1 C_1 = 1{,}5 + \sqrt{k + 1{,}25}. \qquad (124)$$

Наконец, полагая самоиндукции и емкости отдельных звеньев одинаковыми, перепишем формулу (124) таким образом, чтобы в нее входила суммарная самоиндукция и емкость фильтра

$$\omega_2^1 \frac{LC}{4} = 1{,}5 + \sqrt{k + 1{,}5},$$

откуда получаем окончательное расчетное уравнение

$$\omega_1^2 LC = 6 + 4\sqrt{k + 1{,}5}. \qquad (125)$$

Напомним, что в этой формуле величина k показывает, во сколько раз переменная слагающая на выходе меньше, чем на входе, и обратно величине η.

Формула (125) показывает, что для достижения определенной величины фильтрации k суммарная самоиндукция и суммарная емкость двухзвенного фильтра значительно меньше, чем у однозвенного фильтра (рис. 85).

Так например, для ослабления пульсации трехфазного выпрямительного устройства простым фильтром в двести раз потребовалось бы согласно уравнению (118)

$$\omega_1^2 LC \cong k = 200,$$

что при $f = 50$, $\omega_1 = m \cdot 2\pi f = 3 \cdot 6{,}28 \cdot 50 = 942$ дает

$$L_{\text{Н}} \cdot C_{\mu\text{F}} = \frac{200 \cdot 10^6}{8{,}9 \cdot 10^5} = 225.$$

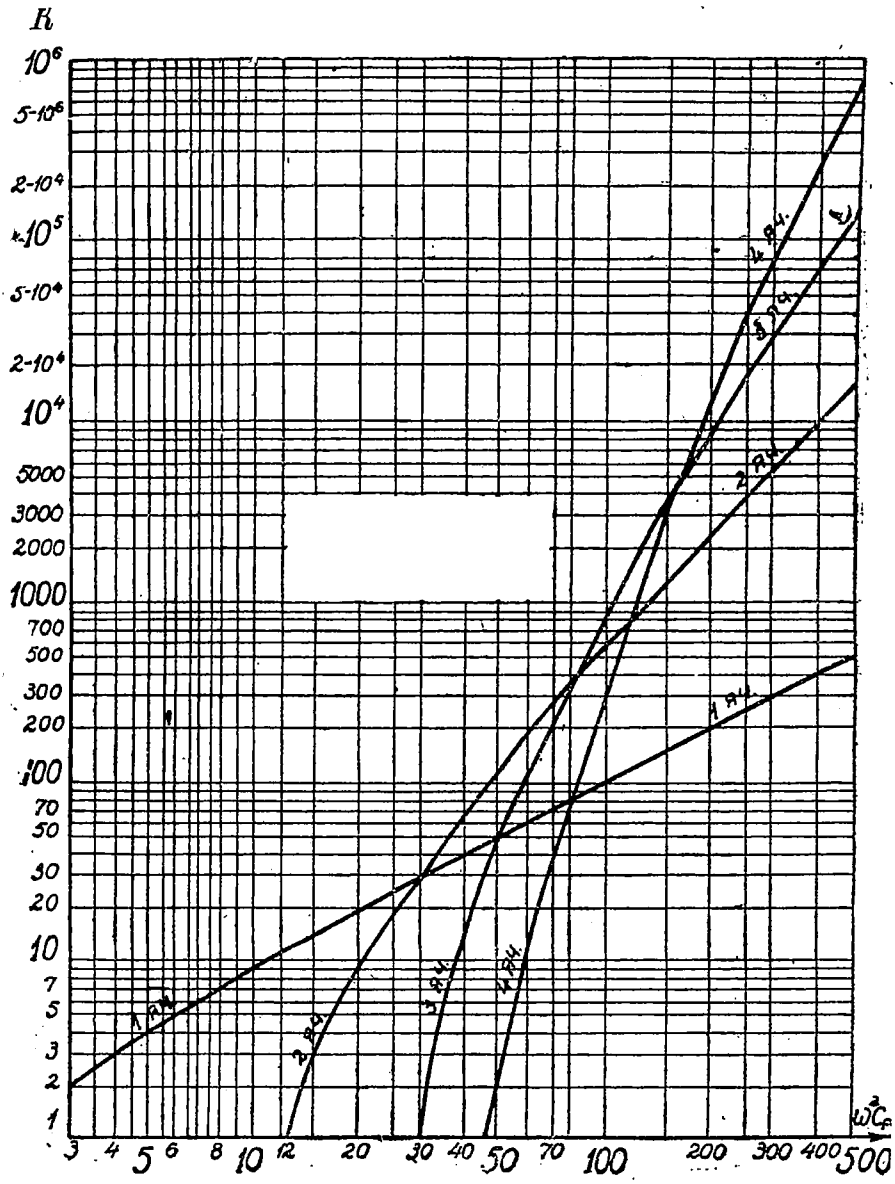


Рис. 87.

При двухзвенном фильтре, та же фильтрация требует

$$\omega_1^2 LC = 6 + 4\sqrt{200 + 1{,}5} = 62{,}8\ ;$$

$$L_{\text{н}}\, C_{\mu\text{F}} = 70.$$

Из этого, однако, еще не следует вывод о целесообразности (электрической или экономической) применения многозвенных фильтров.

В электрическом отношении одним из недостатков многозвенного фильтра в телефонных передатчиках является наличие колебательных контуров, частота которых может совпасть с какой-либо частотой модуляции и этим вызвать искажение передачи.

Указанный недостаток совершенно отпадает в простом фильтре благодаря наличию вентилей в цепи L и C.

Кроме того относительно малая емкость выходного конденсатора фильтра может служить источником демодуляции при сеточной модуляции.

При телеграфной передаче многозвенные фильтры, обладая большой постоянной времени, неблагоприятно отражаются на форме сигналов.

Наконец, в экономическом отношении многозвенные фильтры также не имеют преимуществ перед однозвенными, так как несмотря на меньшую величину суммарной самоиндукции и емкости, общая стоимость фильтра может превышать стоимость простого фильтра ввиду разбивки L и C на более мелкие единицы.

Для ускорения расчета фильтрации можно пользоваться рис. 87, на котором построены кривые $k=\frac{1}{\eta}=f(\omega_1^2 LC)$ для простого, двухзвенного и трехзвенного фильтров, причем под L и C следует понимать суммарные самоиндукцию и емкость фильтра.

Расчет трехзвенного фильтра (рис. 88).

Распространяя примененный в предыдущем параграфе метод расчета фильтрации и на этот случай, мы можем представить полную фильтрацию в виде отношения

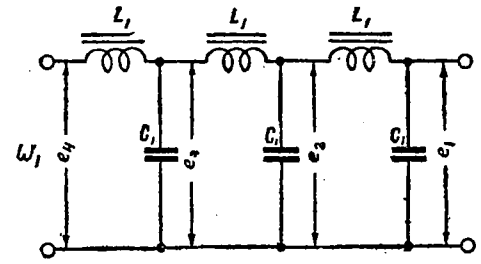


Рис. 88.

$$\eta=\frac{e_1}{e_4}=\frac{e_1}{e_3}\cdot\frac{e_3}{e_4}.$$

Отношение $\frac{e_1}{e_3}$ представляет собой фильтрацию последних двух звеньев и согласно уравнению (123)

$$\frac{e_1}{e_4}=\frac{1}{\omega_1^4\cdot L_1^2C_1^2-3\omega_1^2L_1C_1+1}.$$

Вторая дробь может быть представлена отношением

$$\frac{e_3}{e_4}=\frac{Z_5}{Z_6},$$

где Z_5 — сопротивление разветвления, образованного первым конденсатором C_1 и шунтирующей его цепью, а Z_6 — полное сопротивление фильтра.

Пренебрегая ваттными сопротивлениями элементов фильтра, получаем для указанных выше сопротивлений следующие выражения

$$\overline{Z}_5 = \frac{\overline{Z}_4 \cdot \frac{1}{j\omega_1 C_1}}{Z_4 + \frac{1}{j\omega_4 C_4}}, \tag{126}$$

$$\overline{Z}_6 = j\omega_1 L_1 + \overline{Z}_5. \tag{127}$$

Согласно приведенному на стр. 147 выражению имеем

$$\overline{Z}_4 = j\left[\frac{X(X-2)-X+1}{\omega_1 C_1 (X-2)}\right] = j\frac{X^2-3X+1}{\omega_1 C_1 (X-2)},$$

где подстановка $X = \omega_1 L_1 C_1$ введена для сокращения письма.

Имея это в виду, перепишем уравнения (126) и (127) в следующем виде

$$\overline{Z}_5 = \frac{j\left[\frac{X^2-3X+1}{\omega_1 C_1 (X-2)} \cdot \frac{1}{j\omega_1 C_1}\right]}{j\left[\frac{X^2-3X+1}{\omega_1 C_1 (X-2)} - \frac{1}{\omega_1 C_1}\right]} = \frac{X^2-3X+1}{j\omega_1 C_1 [X^2-4X+3]}.$$

Далее

$$\overline{Z}_6 = j\omega_1 L_1 + Z_5 = j\omega L_1 - j\frac{X^2-3X+1}{\omega_1 C_1 [X^2-4X+3]} =$$

$$= j\left[\frac{X[X^2-4X+3]-X^2+3X-1}{\omega_1 C_1 [X^2-4X+3]}\right].$$

Таким образом

$$\frac{Z_5}{\overline{Z}_6} = \frac{X^2-3X+1}{X^3-5X^2+6X-1}.$$

Наконец, искомая величина фильтрации

$$\eta = \frac{e_1}{e_3} \cdot \frac{Z_5}{\overline{Z}_6} = \frac{1}{X^2-3X+1} \cdot \frac{X^2-3X+1}{X^3-5X^2+6X-1} =$$

$$= \frac{1}{X^3-5X^2+6X-1} \tag{128}$$

и

$$k = \frac{1}{\eta} = X^3-5X^2+6X-1. \tag{129}$$

Напомним, что

$$X = \omega_1^2 L_1 C_1.$$

Переходя к суммарным величинам L и C трехзвенного фильтра, имеем

$$L_1 C_1 = \frac{LC}{9}$$

и

$$k = \frac{\omega_1^6 (LC)^3}{730} - \frac{5 \cdot \omega_1^4 (LC)^2}{81} + \frac{6}{9} \omega_1^2 LC - 1. \qquad (130)$$

Пользование для практических расчетов последней формулой весьма затруднительно, ввиду чего на рис. 87 приведена кривая

$$k = f(\omega_1^2 LC).$$

Рассмотрение кривых для одно- двух- и трехзвенного, а также для четырехзвенного фильтра позволяет прийти к выводу о том, что применение многозвенных фильтров приводит к уменьшению суммарной самоиндукции и емкости фильтра лишь при больших величинах требуемой фильтрации.

По мере уменьшения потребной величины $k = \frac{1}{\eta}$ наименьшая величина $\omega_1^2 LC$ потребуется при двухзвенном фильтре в пределах $k = 400 \div 30$ и при простом фильтре в пределах $k \leqslant 30$.

Применительно к выпрямительным устройствам ламповых передатчиков, как это было показано выше, величина требуемой фильтрации заключена в пределах $k = 50 \div 1000$ в зависимости от схемы и допустимой пульсации анодного напряжения генераторных ламп; следовательно, применение двух- и трехзвенных фильтров дает уменьшение величины $\omega_1^2 LC$.

Однако повышение расходов, связанное с реализацией L и C в нескольких мелких приборах, сводит к нулю выгоду меньшей суммарной величины элементов фильтра, что совместно с соображениями, изложенными в гл. IV, VI, привело к преимущественному применению простых однозвенных фильтров.

Экономический выбор элементов фильтра.

Весьма важной задачей является правильный выбор соотношения L и C фильтра с учетом всех требований, предъявляемых к фильтру как со стороны передатчика, так и со стороны выпрямительного устройства в особенности использующего ртутные колбы при включении его в цепь.

В соответствующих параграфах подробно рассматривается влияние фильтра на устойчивую работу и нормальный пуск выпрямительного устройства, а также на работу передатчика как телеграфного, так и радиотелефонного, и мы заранее укажем на то обстоятельство, что учет всех факторов, связанных с этим, совершенно однозначно определяет необходимое соотношение между L и C при заданном их произведении или, что то же, при заданной собственной частоте фильтра $\sigma \cong \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

При отсутствии указанных факторов выбор элементов фильтра можно производить по рис. 89, который дает величину емкости в микрофарадах и самоиндукции в генри в зависимости от $\sigma = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ при минимальной стоимости фильтра и при разных значениях тока нагрузки (постоянной слагающей).

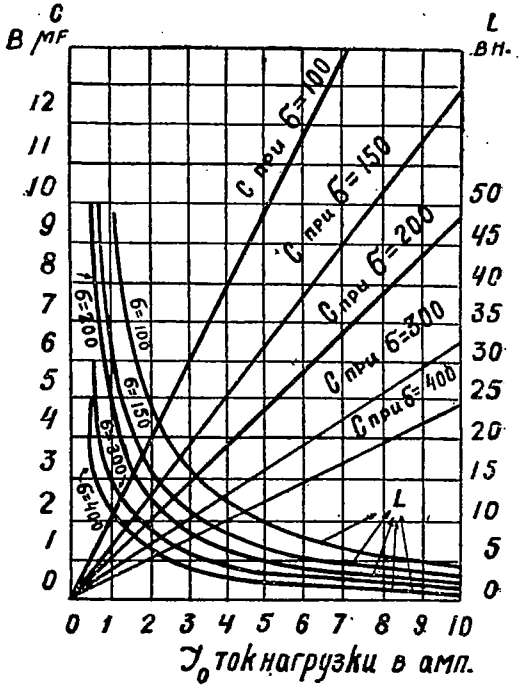


Рис. 89.

ГЛАВА II.

ФИЛЬТРЫ К КЕНОТРОННЫМ ВЫПРЯМИТЕЛЯМ.

Как уже отмечено выше при расчете кенотронного выпрямителя, нагрузочное сопротивление шунтируется конденсатором, емкость которого должна быть достаточной для того, чтобы при разряде на нагрузочное сопротивление в интервале между двумя импульсами выпрямленного тока колебание напряжения на конденсаторе было незначительно.

В тех случаях, когда допускаемая величина пульсации напряжения привела бы к слишком большой емкости указанного конденсатора при простом включении согласно схеме рис. 90, прибегают к фильтру, представляющему собой комбинацию из конденсатора C_1 и разобранного выше (стр. 144) однозвенного

фильтра. Схема подобного П-образного фильтра представлена на рис. 91.

В отличие от фильтров, применяемых к ионным выпрямителям, в данном случае шунтирование выпрямителя емкостью оказывает фильтрующее действие благодаря нали

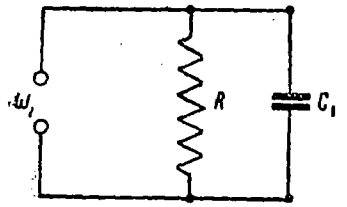


Рис. 90.

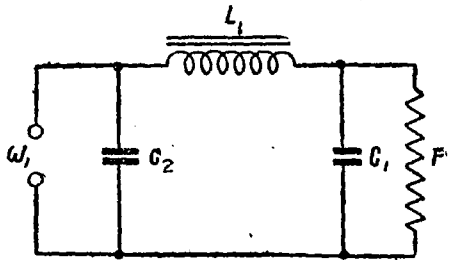


Рис. 91

чию большого внутреннего сопротивления кенотронов, включенному последовательно с разветвлением C и R.

Нередко фильтр составляется из нескольких звеньев (схема 92), причем к емкости последнего (выходного) конденсатора предъявляется дополнительное требование в передатчиках с сеточной модуляцией, связанное с прохождением через него тока акустической частоты (об этом подробнее см. стр. 173).

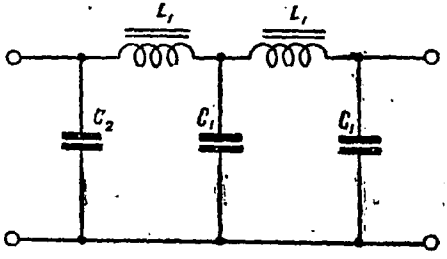


Рис. 92.

Конденсатор в качестве фильтра.

Обратимся к расчету пульсации для простейшей схемы (рис. 90), и поставим вопрос следующим образом: какова должна быть емкость конденсатора C_1, чтобы при заданных частоте питающего тока и числе фаз выпрямления пульсация напряжения на конденсаторе не превосходила заданной величины.

Рассматривая конденсатор как источник эдс, мы можем ток через сопротивление R представить в следующем виде

$$i = C_1 \frac{de_1}{dt} \qquad (131)$$

где de — изменение напряжения на конденсаторе при разряде.

Поскольку назначение конденсатора заключается в создании постоянства тока через сопротивление R, то, считая i величиной

постоянной и равной току нагрузки, т. е. постоянной слагающей выпрямленного тока I_0, получаем

$$\Delta e_1 = \frac{I_0}{C_1}\int_0^{\frac{T}{m}} dt = \frac{I_0}{C_1}\frac{T}{m} = \frac{I_0}{mfC_1}, \qquad (132)$$

где промежуток времени от 0 до $\frac{T}{m}$ соответствует разряду конденсатора между двумя импульсами тока через кенотроны (m — число фаз).

Разделив уравнение (132) на среднее значение (постоянную слагающую) выпрямленного напряжения конденсатора E_0, получаем

$$\beta = \frac{\Delta e_1}{E_0} = \frac{I_0}{E_0}\cdot\frac{1}{m\cdot f\cdot C_1} = \frac{1}{m\cdot f\cdot C_1 R} \qquad (133)$$

или, при заданной величине пульсации β, необходимая емкость конденсатора

$$C_1 = \frac{1}{m\cdot f\cdot R\cdot \beta}. \qquad (134)$$

Подсчитаем, в качестве примера, какова должна быть емкость C_1 при однофазном двухполупериодном выпрямлении, если допускается пульсация не свыше $\beta \leqslant 0{,}0003$.

Сопротивление нагрузки примем: $R = 30\,000\ \Omega$ (например, при $E_0 = 1500$ V и $I_0 = 50$ mA).

Находим

$$C_1 = \frac{1}{2\cdot 50\cdot 30\cdot 10^3\cdot 3\cdot 10^{-4}} = 1{,}1\cdot 10^{-3}\ \text{F} = 1100\ \mu\text{F}.$$

Приведенный пример выполнен нами с единственной целью показать затруднительность достаточного сглаживания пульсации одним лишь конденсатором, ввиду громадной емкости, потребной для этого.

Этим объясняется выгодность применения фильтров типа рис. 91, расчет которых может быть выполнен следующим образом

Расчет нормального фильтра к кенотронному выпрямителю.

Пульсация напряжения на конденсаторе C_2 определяется как и для простой схемы.

$$\Delta e_2 = \frac{I_0}{m\cdot f\cdot C_2}, \qquad (132')$$

$$\beta' = \frac{\Delta e_2}{E_0} = \frac{1}{m\cdot f\cdot RC_2}. \qquad (133')$$

Колебание напряжения на обкладках конденсатора C_2 является одновременно колебанием напряжения на концах последовательной цепи самоиндукции дросселя L_1 и емкости конденсатора C_1, поэтому пульсация Δe_1 на конденсаторе C_1 будет в k раз меньше, чем на зажимах конденсатора C_2; величина k, согласно изложенному на стр. 145,

$$k=\omega_1^2 L_1 C_1 - 1,$$

где $\omega_1 = m \cdot 2\pi f$ — частота пульсации

Следовательно,

$$\frac{\Delta e_1}{\Delta e_2} = \frac{1}{k} = \frac{1}{\omega_1^2 L_1 \cdot C_1 - 1}$$

и

$$\beta = \frac{\Delta e_1}{E_0} = \frac{\beta'}{k} = \frac{1}{m \cdot f \cdot RC(\omega_1^2 L_1 C_1 - 1)}. \qquad (135)$$

Обозначим суммарную емкость конденсаторов $C_1 + C_2 = C$ и выясним, при каком распределении общей емкости между C_1 и C_2 получается наименьшая пульсация (наилучшее сглаживание). Для этого исключим из уравнения (135) $C_2 = C - C_1$ и приравняем нулю первую производную от β по C.

$$\beta = \frac{1}{m \cdot f \cdot R} \cdot \frac{1}{(C - C_1)(\omega_1^2 L_1 C_1 - 1)} =$$

$$= \frac{1}{m \cdot f \cdot R[\omega_1^2 L_1 C_1 \cdot C - \omega_1^2 L_1 C_1^2 - C + C_1]};$$

$$\frac{d\beta}{dC_1} = 0 = \frac{2\omega_1^2 L_1 C_1 - \omega_1^2 L_1 C_1 - 1}{m \cdot f \cdot R_0 [C - C_1]^2 \cdot (\omega_1^2 L_1 C_1 - 1)^2}.$$

Откуда

$$2\omega_1^2 L_1 C_1 - \omega_1^2 L_1 C_1 - 1 = 0$$

или

$$C_1 = \frac{1}{2}\left(C + \frac{1}{\omega_1^2 L_1}\right) = 0{,}5C + \frac{1}{2\omega^2 L}$$

и

$$C_2 = \frac{1}{2}\left(C - \frac{1}{\omega_1^2 L_1}\right) = 0{,}5C - \frac{1}{2\omega_1^2 L_1}.$$

Следовательно, емкость выходного конденсатора должна быть несколько больше емкости первого конденсатора C_1.

На практике часто применяют одинаковые емкости на входе и выходе фильтра; выясним поэтому, насколько это расходится с полученными выражениями для C_1 и C_2.

Для этого перепишем последние выражения, обозначив 0,5 C через C_0 и имея в виду, что собственная частота фильтра

$$\omega_0 = \frac{2}{\sqrt{L_1 C}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{L_1 C}},$$

$$C_1 = C_0 \left(1 + 0{,}25 \cdot \frac{\omega_0^2}{\omega_1^2}\right)$$

и

$$C_2 = C_0 \left(1 - 0{,}25 \cdot \frac{\omega_0^2}{\omega_1^2}\right).$$

Так как собственная частота фильтра, как правило, значительно меньше частоты пульсации, то вторым членом в скобках приведенных выражений можно пренебречь по сравнению с единицей, в результате чего приходим к выводу

$$C_1 \cong C_0 = \frac{C}{2},$$

$$C_2 \cong C_0 = \frac{C}{2}.$$

Необходимо отметить, что приведенный анализ производился под углом зрения наилучшей фильтрации, без учета специальных требований, накладываемых на выбор конденсаторов в радиотелефонных и телеграфных передатчиках.

Приняв $C_1 = C_2$ и $C = C_1 + C_2$, перепишем полученное ранее выражение для фильтрации

$$\beta = \frac{4\pi}{R \cdot \omega_1 C (1 - 0{,}5 \cdot \omega_1^2 C L_1)}. \qquad (135')$$

Отметим еще раз, что под C подразумевается суммарная емкость фильтра, а под L_1 — суммарная самоиндукция.

Расчет многозвенных фильтров типа рис. 92.

Аналогично изложенному выше пульсация на конденсаторе C_2

$$\Delta e_2 = \frac{I_0}{m \cdot f \cdot C_2}, \qquad (132')$$

а на выходном конденсаторе

$$\Delta e_1 = \frac{\Delta e_2}{k} = \frac{I_0}{m \cdot f \cdot C_2 \cdot k}. \qquad (136)$$

В данном случае k определяется в зависимости от числа звеньев по приведенным выше формулам или по кривым рис. 87.

Относительно постоянного анодного напряжения E_0 пульсация составляет следующую величину

$$\beta_1 = \frac{\Delta e_1}{E_0} = \frac{1}{m \cdot f \cdot C_2 R \cdot k} \qquad (137)$$

Емкость первого конденсатора фильтра C_2 (при кенотронном выпрямлении) должна выбираться с таким расчетом, чтобы амплитуда пульсации напряжения на конденсаторе Δe_2 не превышала 5÷10 % от среднего значения E_0. Элементы C_1 и L_1 остальных звеньев фильтра определяются требуемой степенью сглаживания (формула 137).

На практике стремятся обычно к уравнению емкостей входного и выходного конденсаторов, причем, однако, необходимо убедиться в выполнении ряда специальных требований, накладываемых на фильтр передатчиком (нагрузкой) и выпрямителем (см. стр. 181).

Поясним простым примером расчет фильтра типа рис. 92.

Пусть требуется рассчитать фильтр к двухфазному выпрямительному (кенотронному) устройству при следующих данных

$$E_0 = 1500\,\text{V},\ I_0 = 70\,\text{mA},\ R = 21\,500\,\Omega;\ m = 2 \text{ и } f = 50;$$

допустимая пульсация на выходе фильтра должна не превышать 0,0003 от постоянного анодного напряжения, т. е.

$$\beta_1 = \frac{\Delta e_1}{E_0} = 0{,}0003.$$

Выберем, пока ориентировочно, емкость конденсатора C_2, исходя из того, чтобы пульсация напряжения на нем не превышала, скажем, 10 % от E_0, т. е.

$$\beta_2 = \frac{\Delta e_2}{E_0} = 0{,}1.$$

Пользуясь формулой (134), находим

$$C_2 = \frac{1}{\beta_2 \cdot m \cdot f \cdot R} = \frac{10^6}{0{,}1 \cdot 2 \cdot 50 \cdot 21500} = 4{,}65\,\mu\text{F}.$$

Округляем

$$C_2 = 5\,\mu\text{F}.$$

Подставляя полученную величину C_2 в формулу (137), находим

$$k = \frac{1}{m \cdot f \cdot C_2 \cdot R \cdot \beta_1} = \frac{1}{2 \cdot 50 \cdot 5 \cdot 10^{-6} \cdot 21500 \cdot 3 \cdot 10^{-4}} = 310.$$

Обращаясь к кривым рис. 87, находим потребную величину $\omega^2 LC$ для разных чисел звеньев фильтра n

$$n = 1 \quad 2 \quad 3$$
$$\omega^2 LC = 320 \quad 72 \quad 75.$$

Как видим, наименьшая суммарная величина элементов фильтра получается при двух звеньях, ввиду чего применяем двухзвенный фильтр.

Итак

$$L_{\text{н}} \cdot C_{\mu\text{F}} = \frac{72 \cdot 10^6}{(2\pi \cdot f \cdot m)^2} = 182.$$

На каждое звено приходится

$$L_1 \cdot C_{\mu\text{F}} \cong 4{,}5$$

что легко получить, например, при $C_1 = 5\ \mu\text{F}$ и $L_1 = 9\ \text{H}$.

Отметим еще раз, что выбранные таким образом элементы фильтра должны быть проверены в отношении изменения напряжения на выходном конденсаторе при изменениях тока нагрузки (при модуляции или работе ключом).

ГЛАВА III

ФИЛЬТРЫ ДЛЯ СГЛАЖИВАНИЯ ПУЛЬСАЦИИ НАПРЯЖЕНИЯ МАШИН ПОСТОЯННОГО ТОКА

В гл. I, ч. 1 рассматривался вопрос о пульсации напряжения, доставляемого динамомашиной постоянного тока, причем указывались частоты и амплитуды отдельных пульсаций.

С другой стороны, в гл. I, ч. 1 и гл. II, ч. 2 указывалось на требования, предъявляемые к частоте постоянного тока, используемого для питания анодов, сеток и накала ламп.

Простое сопоставление величин реально существующих пульсаций (2÷5 % от основного напряжения) с допустимыми пульсациями (0,01÷0,1 %, в зависимости от рода передатчика) указывает на необходимость применения сглаживающих фильтров, причем целесообразная схема фильтров зависит от назначения машины постоянного тока.

Начнем с динамомашины постоянного тока низкого напряжения, питающей накал нитей генераторных ламп.

Расчет фильтров к динамомашине накала.

Особенностью условий работы фильтра в цепи питания накала является относительно малая величина нагрузочного сопротивления, благодаря чему шунтирование нагрузки конденсаторами не оказывает заметного ослабления пульсации.

В самом деле работа конденсатора заключается в отведении переменных слагающих тока мимо нагрузочного сопротивления, для чего необходимо, чтобы емкостное сопротивление конденсатора фильтра было во много раз меньше нагрузочного сопротивления. Однако не трудно на простом примере показать затруднительность создания емкостного шунта ввиду громадной величины емкости, потребной для этого.

Так например, при напряжении динамомашины 24 V и общем токе нагрузки 150 А (например, 2 лампы Г-61 и 2 лампы Г-300), нагрузочное сопротивление составляет

$$\frac{24}{150} = 0{,}16\ \Omega$$

Выясним, какова должна быть емкость конденсаторов для получения емкостного сопротивления, хотя бы равного 0,16.

Будем исходить из частоты, соответствующей коммутационной пульсации при следующих данных машины:

число оборотов — $N = 1450$ об/мин.,

число коллекторных пластин — $k = 40$.

Тогда согласно содержанию гл. I, ч. 1

$$f = k\frac{N}{60} = \frac{1450}{60}\cdot 40 = 967,$$

$$\omega = 2\pi f = 6080.$$

Находим величину емкости

$$C_{\mu F} = \frac{10^6}{\omega X_c} = \frac{10^6}{0{,}16 \cdot 6080} = 1030\ \mu F.$$

Для заметного ослабления пульсации на нагрузочном сопротивлении величина C должна быть во много раз больше полученной цифры, что указывает на бесполезность применения конденсаторов с точки зрения сглаживания пульсации.

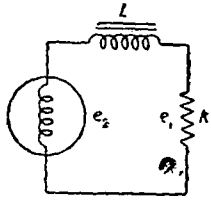


Рис. 93.

Главное значение приобретает поэтому для сглаживания пульсации цепи накала дроссель, включаемый последовательно с машиной.

Определение величины самоиндукции дросселя по заданной степени сглаживания может быть выполнено из следующих соображений.

Пульсация напряжения на зажимах нагрузочного сопротивления e_1 относится к пульсации на зажимах машины e_2, как сопротивление нагрузки R (рис. 93) относится к импенданцу (по отношению к пульсациям) цепи машины Z.

$$\frac{e_1}{e_2} = \frac{R}{Z} = \beta.$$

Пренебрегая внутренним омическим сопротивлением и самоиндукцией рассеяния динамомашины, а так же сопротивлением обмотки дросселя, приходим к следующему выражению

$$\beta \cong \frac{R}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}}.$$

Вполне допустимо также для практических расчетов пренебречь величиной R в сравнении с $\omega^2 L^2$ ввиду заведомо большой величины ωL относительно R, что дает удобную расчетную формулу

$$L = \frac{R}{\beta\omega}, \qquad (138)$$

где β — допустимая пульсация.

Отметим то важное обстоятельство, что при расчете фильтрации следует учитывать наличие нескольких пульсаций (коммутационная, зубцовая и др.) с разными частотами (см. стр. 163). Наиболее тяжелой для фильтра частотой является частота пульсации, вызываемая эксцентриситетом якоря (около 15÷25 пер/сек).

Однако амплитуда этой пульсации обычно невелика и не превышает долей процента.

Более высокие частоты коммутационной и зубцовой пульсации легче сглаживаются (требуют относительно меньшего дросселя), однако, требуемая степень сглаживания для этих частот обычно задается большей ввиду легкой прослушиваемости их.

Пример расчета фильтра к динамомашине накала.

Данные машины

$N = 1450$ об/мин.

$k = 40$; $Z = 20$ (число зубцов якоря).

$E = 24$ V.

Ток нагрузки

$$I_0 = 150\,\text{A}; \quad R = 0{,}16\,\Omega.$$

Допускаемая пульсация не должна превышать 0,1 % для более высокочастотных пульсаций и 0,2 % для пульсации от эксцентриситета якоря.

Вычисления требуемой самоиндукции даны в табл. 14 (стр. 162).

Как видим, наибольшая самоиндукция 3,54 mH требуется для сглаживания пульсации 25 пер/сек., хотя сама степень сглаживания всего лишь 3,5, в то время как для других пульсаций сглаживание достигает 20 и 30 соответственно.

Фильтрующее действие аккумуляторной батареи.

Весьма часто динамомашина постоянного тока накала работает параллельно с аккумуляторной батареей, главное назначение которой заключается в создании резерва на случай вынужденной оста-

Таблица 14

Род пульсации	Частота пульсации	Амплитуда пульсации %	Допускаемая пульсация на R %	Требуемая степень сглаживания $k=\frac{1}{\beta}$	Самоиндукция дросселя mH $L=\frac{R}{\beta\omega}$
От эксцентриситета якоря . .	$f=\frac{1450}{60}\leqq 25$	0,7	0,2	3,5	3,54
Коммутационная	$f=\frac{1450}{60}\cdot 40\leqq 1000$	3	0,1	30	0,76
Зубцовая	$f=\frac{1450}{60}20=500$	2	0,1	20	1

новки генератора. Наряду с этим батарея, обладая при достаточной емкости ничтожным сопротивлением, пропускает через себя переменные слагающие тока с незначительным падением напряжения, чем и уменьшает силу этих токов через нагрузочное сопротивление.

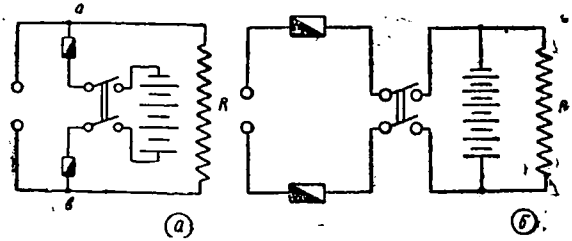


Рис. 94.

Таким образом аккумуляторная батарея заменяет собой конденсаторы фильтра, емкость которых должна быть огромной для получения одинакового ослабления пульсации.

Для повышения фильтрующего действия батареи необходимо по возможности уменьшать сопротивление между точками a и b (рис. 94), для чего включение предохранителей и рубильников должно производиться по схеме рис. 94b, а не по рис. 94a.

Расчет фильтров к машинам высокого напряжения

(анодного и сеточного напряжений).

Соотношение между нагрузочным сопротивлением и частотой пульсации в данном случае таково, что применение конденсаторов в отличие от рассмотренных выше фильтров цепи накала вполне целесообразно, и схемы фильтров соответствуют рис. 85 и 86.

Расчет сглаживания выполняется по формулам (117) — (130) и кривым рис. 87.

Выясним лишь порядок величины k — требуемой степени сглаживания, для чего составим табл. 15.

Таблица 15

Назначение машины	Род пульсации	Частота пульсации	Амплитуда пульсации на зажимах машин %	Допускаемая пульсация на нагрузке %	Сглаживание k
Аноды телеграфного передатчика	От эксцентриситета якоря	$\frac{N}{60}$	0,7	1	Сглаживание излишне
	Коммутационная	$\frac{kN}{60}$	3		3
	Зубцовая	$\frac{zN}{60}$	2		2
Сетки телеграфного передатчика	От эксцентриситета якоря	$\frac{N}{60}$	0,7	0,1	7
	Коммутационная	$\frac{kN}{60}$	3		30
	Зубцовая	$\frac{zN}{60}$	2		20
Аноды передатчика служебной телефонии	От эксцентриситета якоря	$\frac{N}{60}$	0,7	0,1	7
	Коммутационная	$\frac{kN}{60}$	3		30
	Зубцовая	$\frac{zN}{60}$	2		20
Сетки передатчика служебной телефонии	От эксцентриситета якоря	$\frac{N}{60}$	0,7	0,02	35
	Коммутационная	$\frac{kN}{60}$	3		150
	Зубцовая	$\frac{zN}{60}$	2		100
Аноды радиовещательного передатчика	От эксцентриситета якоря	$\frac{N}{60}$	0,7	0,02	35
	Коммутационная	$\frac{kN}{60}$	3		150
	Зубцовая	$\frac{zN}{60}$	2		100
Сетки радиовещательного передатчика	От эксцентриситета якоря	$\frac{N}{60}$	0,7	0,01	70
	Коммутационная	$\frac{kN}{60}$	3		300
	Зубцовая	$\frac{zN}{60}$	2		200

При выборе соотношения между L и C, после определения произведения LC (рис. 87), следует учитывать характер изменений нагрузки и допускаемое изменение напряжения на выходном конденсаторе фильтра. Затронутые вопросы подробно рассматриваются на стр.165—168.

ГЛАВА IV.

ВЛИЯНИЕ ФИЛЬТРА НА РАБОТУ ПЕРЕДАТЧИКА.

Основная задача фильтра — сглаживание выпрямленного тока — может быть выполнена при любом соотношении элементов L и C, лишь бы только характерная для фильтра величина LC соответствовала требуемой фильтрации.

Вместе с тем совершенно ясно, что наличие в цепи анодного питания передатчика емких носителей энергии — магнитного поля (дроссель) и электрической (конденсатор) — не может не оказывать заметного влияния на работу передатчика, в особенности при частых изменениях нагрузки выпрямителя, например, при телеграфной манипуляции или глубокой модуляции (сеточной).

Правильный выбор соотношения элементов L и C, наряду с соблюдением условия достаточного сглаживания выпрямленного тока, имеет решающее значение для нормальной работы передатчика и зависит как от системы поредатчика, так и от рода работы (телеграфия, телефония). Кроме того данные фильтра в значительной степени характеризуют режим работы выпрямительного устройства, в особенности использующего ртутные колбы (см. выше).

В данном параграфе рассматривается лишь поведение фильтра при изменении нагрузки передатчика.

Изменение напряжения на фильтре, связанное с телеграфной манипуляцией.

В современных ламповых каскадных передатчиках наиболее распространенным способом телеграфного манипулирования является воздействие на сеточную цепь одного из каскадов предварительного усилия в. ч.

Телеграфный ключ, или быстродействующий телеграфный аппарат (трансмиттер), включается через манипуляционное реле в цепь постоянной слагающей сеточного тока, осуществляя нормальную проводимость цепи и смещающее напряжение сетки в моменты, соответствующие передаче сигналов, и в моменты пауз, обрывая колебания в анодном контуре данного каскада, и следовательно, во всех последующих каскадах мощного усиления.

Обрыв колебаний достигается обычно запиранием анодного тока лампы благодаря резкому повышению отрицательного по-

тенциала сетки, причем необходимое запирающее напряжение может быть приложено к сетке от специального источника (в моменты отжатия ключа) или может быть создано при помощи обрыва утечки сетки.

Независимо от способа манипуляции в моменты отжатия ключа потребление анодного тока резко снижается (иногда до нуля), и вместе с тем падает потребление тока всеми последующими каскадами, так как при колебаниях второго рода (с отсечкой анодного тока) с какими работают каскады усиления в. ч. в передатчиках, постоянная слагающая анодного тока появляется только лишь при наличии переменного напряжения на сетке.

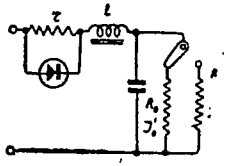


Рис. 95.

Таким образом, если не применять искусственных способов к потреблению тока в моменты пауз, нагрузка выпрямителя будет колебаться при манипуляции в пределах почти полной мощности нажатого ключа, и при слишком большой индуктивности дросселя и недостаточной емкости фильтра может привести к чрезмерным перенапряжениям, опасным для изоляции элементов фильтра, жизни генераторных ламп, а также искажающим форму телеграфного сигнала.

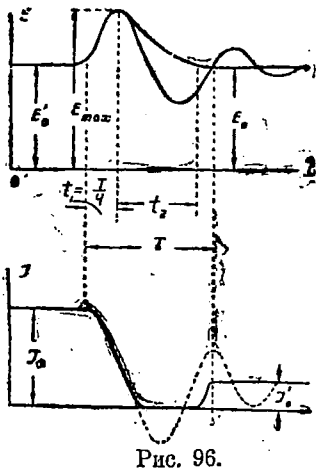


Рис. 96.

Повышение напряжения на конденсаторе фильтра (рис. 95) объясняется освобождением большой энергии магнитного потока дросселя при резком уменьшении тока нагрузки и переходом ее в форму электрической энергии конденсатора, что связано с соответствующим ростом напряжения на обкладках последнего.

Нарушение электрического равновесия в цепи фильтра могло бы служить причиной возникновения свободного колебательного разряда с периодом $T = 2\pi\sqrt{LC}$, если бы в последовательном соединении с L и C не было вентиля (рис. 95), который, не пропуская ток в обратном направлении, препятствует разрядиться конденсатору через самоиндукцию фильтра, вследствие чего разряд конденсатора принимает апериодический характер и зависит от величины сопротивления R_0 холостого хода передатчика.

Описанное явление иллюстрируется графически рис. 96, на котором показана диаграмма устанавливающегося режима тока и напряжения при „отжатии ключа“.

E'_0 — соответствует рабочему напряжению выпрямленного тока на конденсаторе под полной нагрузкой на сопротивлении R (ток I_0).

E_{max} — пик напряжения при падении тока,

E_0 — установившееся напряжение на конденсаторе при отжатии ключа ($E_0 > E'_0$ на величину падения напряжения в вентилях и дросселе).

Для определения пика напряжения необходимо составить дифференциальное уравнение колебательной цепи L, C, R_0 и r, и, наложив ряд ограничивающих условий (в момент отжатия ключа $t=0$, $I_0=\frac{E_0}{R+r}$ и др.), можно прийти к следующему уравнению

$$E_{max}=E'_0+(I_0-I'_0)\sqrt{\frac{L}{C}}e^{-\alpha_0 t}. \qquad (139)$$

Последнее выражение показывает, что в первом приближении если не учитывать затухания цепи, напряжение на конденсаторе может быть представлено в виде суммы постоянной слагающей E'_0 и амплитуды переменной слагающей устанавливающегося режима

$$\Delta E_a \cong (I_0-I'_0)\sqrt{\frac{L}{C}}=\Delta I\cdot\rho. \qquad (140)$$

Последнее выражение может быть получено также из следующих простых соображений: при изменении тока разгрузки на величину ΔI освобождается энергия магнитного потока и переходит в форму электрической энергии

$$\frac{L\cdot\Delta I^2}{2}=\frac{C\cdot\Delta E^2}{2}.$$

Следовательно, напряжение на конденсаторе, обязанное этой энергии

$$\Delta E_0=\sqrt{\frac{L}{C}}\cdot\Delta I=\rho\cdot\Delta I.$$

Наличие в цепи ваттных сопротивлений R_0 и r несколько снижает величину первого максимума E'_{max} (напомним, что колебательный режим длится всего лишь четверть периода $\frac{T}{4}$), что учитывается множителем $e^{-\alpha_0 t}$.

Поскольку нас интересует первый максимум напряжения, то в показателе степени следует подставлять

$$t=\frac{T}{4}=\frac{\pi}{2\sigma}, \qquad (141)$$

где σ — угловая частота собственных колебаний фильтра. Имея это в виду, перепишем уравнение (139)

$$E_{max} = E'_0 + \Delta I \sqrt{\frac{L}{C}} e^{-\frac{\alpha_0}{\sigma}\frac{\pi}{2}}.$$

При вычислении собственной частоты фильтра σ, а также множителя затухания α_0, необходимо учитывать проводимость холостого нагрузочного сопротивления R_0, шунтирующего конденсатор C. Для этой цели сопротивление R_0, включенное параллельно конденсатору C, может быть пересчитано на эквивалентное последовательное по известному соотношению

$$R'_0 \approx \frac{1}{\sigma^2 C^2 \cdot R_0} \approx \frac{1}{\left(\frac{1}{LC}\cdot C^2\right) R_0} = \frac{L}{CR_0}. \qquad (143)$$

Имея это в виду, получаем следующие расчетные формулы для α_0 и σ

$$\alpha = \frac{R_{экв}}{2L} = \frac{r + R'_0}{2L} = \frac{1}{2}\left(\frac{r}{L} + \frac{1}{CR_0}\right). \qquad (144)$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{LC}\left(1 + \frac{r}{R_0}\right) - \frac{1}{4}\left(\frac{1}{CR_0} + \frac{r}{L}\right)^2}. \qquad (145)$$

В качестве примера рассчитаем перенапряжение на конденсаторе при следующих данных

$L = 20$ Н, $C = 4\mu F$, $E'_0 = 10\,000$ V, $I_0 = 2$ A, $I'_0 = 0{,}2$ A, $r = 50\,\Omega$.

Находим

$$R_0 = \frac{E'_0}{I_0} = \frac{10^4}{0{,}2} = 50\,000\ \Omega,$$

$$\alpha_0 = \frac{1}{2}\left(\frac{r}{L} + \frac{1}{CR_0}\right) = \frac{1}{2}\left(\frac{50}{20} + \frac{10^6}{4 \cdot 5 \cdot 10^4}\right) = 3{,}75,$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{LC}\left(1 + \frac{r}{R_0}\right) - \frac{1}{4}\left(\frac{1}{CR_0} + \frac{r}{L}\right)^2} = 112,$$

$$e^{-\frac{\alpha_0}{\sigma}\frac{\pi}{2}} = e^{-0{,}052} = 0{,}95,$$

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{20 \cdot 10^6}{4}} = 2{,}24 \cdot 10^3,$$

$$\Delta I = I_0 - I'_0 = 2 - 0{,}2 = 1{,}8\text{ A}.$$

Подставляя все числовые величины в формулу (142), получаем

$$E_{max} = 10^4 + 1{,}8 \cdot 2{,}24 \cdot 10^3 \cdot 0{,}95 = 1{,}38 \cdot 10^4\text{ V}.$$

Таким образом процентное повышение напряжения при падении нагрузки

$$\frac{\Delta E_0}{E_0'} = \frac{E_{max} - E_0'}{E_0'} \cdot 100\,\% = 38\,\%.$$

Уравнение (142) дополняет расчет фильтра в отношении перенапряжения при отжатии ключа, а именно, к полученному выше (стр. 145) условию требуемого сглаживания (для однозвенного фильтра)

$$LC = \frac{1}{\sigma^2} \cdot \geqslant \frac{k+1}{\omega_1^2}$$

дабавляется еще одно условие

$$\sqrt{\frac{L}{C}} = \rho = \frac{E_{max} - E_0'}{\Delta I} e^{-\frac{\alpha_0}{\sigma}\frac{\pi}{2}}. \qquad (146)$$

Для большинства практических случаев множитель $e^{-\frac{\alpha_0}{\sigma}\frac{\pi}{2}}$ достаточно близок к единице, поэтому для быстрых приближенных расчетов можно пользоваться простой формулой

$$\frac{L}{C} = \left[\frac{E_{max} - E_0'}{\Delta I}\right]^2. \qquad (147)$$

На практике допускают величину ΔE_0 не свыше 0,1÷0,3 от E_0', руководствуясь при этом, главным образом, безопасностью изоляции дросселя, фильтровых конденсаторов и устранением возможности аварии ламп (при чрезмерном повышении анодного напряжения лампы „дают газ“).

Влияние фильтра на форму телеграфного сигнала.

Нажатию ключа соответствует снижение нагрузочного сопротивления от холостого R_0 до некоторой величины R полной нагрузки, и возрастание тока от холостого I_0' до полного тока нагрузки I_0 (схема 95). Но так как в цепи фильтра имеется большая индуктивность (дроссель), препятствующая мгновенному нарастанию силы тока, то в первый момент возрастание тока будет иметь место за счет разряда конденсатора и соответствующего понижения напряжения. Устанавливающийся режим тока и напряжения в цепи фильтра изображен на рис. 97.

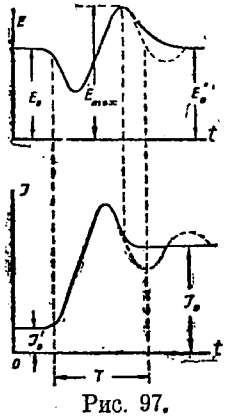


Рис. 97.

Картина явлений, протекающих в схеме при нажатии ключа, в общем соответствует описанному выше устанавливающемуся режиму при отжатии ключа, с той лишь разницей, что первая полуволна напряжения повернута вниз и,

кроме того, амплитуда перенапряжения (вернее недонапряжения) будет значительно меньше ввиду большого затухания из-за относительно высокой проводимости нагрузки при нажатом ключе.

Падение напряжения на конденсаторе при нажатии ключа может быть приближенно рассчитано по следующему уравнению

$$E_{min} = E_0 - (I_0 - I_0')\sqrt{\frac{L}{C}}e^{-\alpha t}. \qquad (148)$$

Нас может лишь интересовать первая амплитуда напряжения, поэтому в показателе степени подставляем $t = \frac{T}{4} = \frac{\pi}{2 \cdot \sigma}$ (см. формулу 141).

Окончательно

$$E_{min} = E_0 - \Delta I\sqrt{\frac{L}{C}} \cdot e^{-\frac{\alpha}{\sigma}\frac{\pi}{2}}, \qquad (148')$$

В данном случае фактор затухания α вычисляется по формуле

$$\alpha = \frac{R_{экв}}{2L} = \frac{R' + r}{2L} = \frac{1}{2}\left(\frac{r}{L} + \frac{1}{CR}\right) \qquad (144')$$

и собственная частота фильтра

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{LC}\left(1 + \frac{r}{R}\right) - \frac{1}{4}\left(\frac{1}{CR} + \frac{r}{L}\right)^2}. \qquad (145')$$

При значительной величине падения напряжения на конденсаторе и, следовательно, на анодах генераторных ламп искажается форма тока в антенне, а именно, при нажатии ключа, в первый момент, ток в антенне достигает максимума, потом быстро спадает до минимума, величина которого зависит от амплитуды падения напряжения на конденсаторе, и только спустя определенный промежуток времени достигает своей нормальной величины.



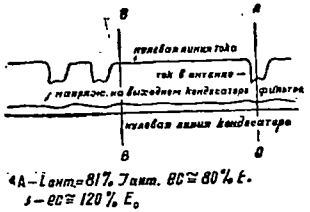
Рис. 98.

При этом может оказаться, в особенности при быстродействующей передаче, что продолжительность одного сигнала будет меньше того времени, которое необходимо для установления нормальной силы тока в антенне.

Совершенно очевидно, что в этом случае не приходится ожидать достаточно четкого воспроизведения сигналов.

На рис. 98 для примера приведена осциллограмма сигнала в антенне и в линии, а также напряжения на конденсаторе, заснятая при следующем соотношении дросселя и конденсаторов однозвенного фильтра,: $L = 10$ Н, $C = 6\mu F$.

Снижение самоиндукции дросселя до 5H при той же емкости $C=6\mu F$ дает некоторое улучшение формы сигнала, как то видно из сравнения рис. 98 и 99.



а—$I_{ант}=81\%$, $J_{ант.}\ 80\cong 80\%$ E_0.
б—$e_0\cong 120\%$ E_0.

Рис. 99.

Увеличение емкости до $C=11\mu F$ при той же самоиндукции $L=5$H дает дальнейшее улучшение формы сигнала.

Колебание напряжения на конденсаторе в последнем случае не превосходит $5\div 10\%$ нормального напряжения.

Таким образом требование четкой формы телеграфного сигнала накладывает совершенно определенное условие на фильтр, а именно: волновое сопротивление фильтра $\rho=\sqrt{\frac{L}{C}}$, под углом зрения уменьшения влияния фильтра на форму сигнала, должно быть по возможности меньше, с тем, чтобы падение напряжения при нажатии ключа не превосходило $5\div 10\%$ от нормальной величины E_0.

Для практических расчетов в первом приближении можно пренебречь затуханием цепи фильтра и определять необходимую величину $\sqrt{\frac{L}{C}}$ из простого соотношения

$$\sqrt{\frac{L}{C}}=\frac{E_0-E_{\min}}{\Delta I}\cong(0{,}05\div 0{,}15)\frac{E_0}{\Delta I},\qquad(146')$$

что совместно с требованием определенного сглаживания позволяет выбрать определенное соотношение между L и C.

Некоторая неточность, связанная с непринятием во внимание множителя $e^{-\frac{\alpha}{\delta}\frac{\kappa}{2}}$ и преуменьшающая расчетную величину $\sqrt{\frac{L}{C}}$ (и, следовательно, преувеличивающая падение напряжения), может быть устранена в окончательном расчете.

Выбор элементов фильтра в зависимости от скорости передачи.

В предыдущих параграфах рассматривался вопрос об изменениях напряжения на конденсаторе фильтра с точки зрения безопасности схемы при перенапряжении (отжатии ключа) и искажения формы сигнала вследствие падения напряжения (при нажатии ключа), причем рассмотрение вопроса выполнялось без увязки его со скоростью телеграфной передачи, что, вообще говоря, допустимо при относительно малых скоростях (до 60 сл/мин.).

Между тем от скорости передачи, т. е. продолжительности сигналов, зависит относительное влияние фильтра, а именно: чем

больше продолжительность сигнала, тем меньше влияние на форму сигнала оказывает устанавливающийся режим фильтра.

Очевидно, сравнению подлежат две величины: продолжительность устанавливающегося режима фильтра (при нажатии ключа) и длительность одного сигнала (точки).

Кроме того необходимо, чтобы перенапряжение, возникающее на конденсаторе при отжатии ключа, успевало локализоваться в продолжение паузы с тем, чтобы к моменту очередного нажатия ключа напряжение на конденсаторе соответствовало нормальной величине E_0.

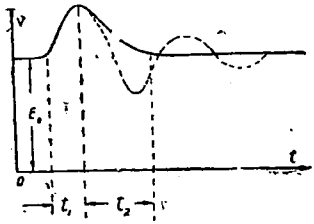


Рис. 100.

Прежде всего установим продолжительность сигналов при разных скоростях передачи. Для этого будем исходить из среднего для обычного текста слова, содержащего пять букв (Paris) и по времени состоящего из 48 точек (включая и паузу в конце слова).

Таким образом при числе слов в минуту N продолжительность одной точки составляет

$$\tau = \frac{60}{48 \cdot N}.$$

Вычисления τ для разных значений N даны в табл. 16.

Таблица 16

Число слов в минуту N	15	30	60	120	150	200
Продолжительность сигнала (точки) в сек. τ	0,083	0,0417	0,0208	0,0104	0,0083	0,00625

Обратимся теперь к вычислению продолжительности устанавливающегося режима цепи фильтра.

При отжатии ключа в соответствии с диаграммой рис. 100, весь процесс изменения напряжения по времени можно разбить на два промежутка. Первый отрезок времени t_1, соответствующий повышению напряжения от E_0 до E_{max}, длится четверть периода $\frac{T}{4}$ собственного колебания фильтра и может быть определен согласно уравнению (141) следующим образом

$$t_1 = \frac{T}{4} = \frac{\pi}{2\sigma} = \frac{\pi}{2} \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{LC}\left(1+\frac{r}{R_0}\right) - \frac{1}{4}\left(\frac{1}{CR_0}+\frac{r}{L}\right)}}. \quad (149)$$

Следующий за этим отрезок времени t_2, соответствующий апериодическому разряду конденсатора фильтра через сопротивление холостого хода R_0, может быть получен из уравнения разряда

$$e_c = [E_{max} - E_0]\, e^{-\frac{t}{R_0 C}} + E_0.$$

Обозначив коэфициент перенапряжения при отжатии ключа

$$k_0 = \frac{E_{max}}{E_0}, \tag{150}$$

находим

$$e_c = E_0 [(k_0 - 1)\, e^{-\frac{t_2}{R_0 C}} + 1] \tag{151}$$

и, наконец, искомая продолжительность разряда

$$t_2 = R_0 C \ln \frac{k_0 - 1}{\frac{e_c}{E_0} - 1}. \tag{152}$$

Задавая определенную величину отношения $\frac{e_c}{E_0}$ к моменту нажатия ключа, исходя из того, чтобы анодное напряжение в начальный момент сигнала было близким к нормальному E_0, и обозначив это отношение

$$k_1 = \frac{e_c}{E_0}, \tag{153}$$

получаем

$$t_2 = R_0 C \ln \frac{k_0 - 1}{k_1 - 1}. \tag{152'}$$

Например, при $C = 2\mu F$, $R_0 = 4 \cdot 10^4\,\Omega$, $L = 10$ Н и $r = 50\,\Omega$, полагая перенапряжение при отжатии ключа 10 %, т. е. $k_0 = 1,1$ находим время, необходимое для спадения напряжения до $k_1 = 1,05$.

$$t_2 = 4 \cdot 10^4 \cdot 2 \cdot 10^{-6} \cdot \ln 2 = 0,0556 \text{ сек.}$$

Далее находим время t_1, соответствующее четверти периода свободного колебания фильтра по формуле (141)

$$t_1 = 0,007 \text{ сек.}$$

Суммируя, находим

$$t = t_1 + t_2 = 0,062 \text{ сек.}$$

Сопоставляя полученную цифру с табл. 16, приходим к выводу, что при скоростях передачи, больших 20÷30 слов, продолжительность паузы между отдельными сигналами оказывается меньшей (при выбранных для примера значениях L и C), чем время, не-

обходимое для установления на конденсаторе напряжения, близкого к нормальному.

Таким образом для получения удовлетворительной формы сигнала при больших скоростях необходимо убедиться в том, чтобы полная продолжительность устанавливающегося режима отжатия ключа (т. е. время, в течение которого напряжение на конденсаторе достигало бы величины, достаточно близкой к E_0) было меньше продолжительности одной паузы (точки)

$$t_1 + t_2 < \tau. \tag{154}$$

Для окончательной проверки необходимо вычислить время устанавливающегося режима при нажатии ключа; однако, поскольку при наличии нагрузки затухание фильтра несравненно больше, чем в холостом режиме, можно ограничиться приведенным выше расчетом.

Изменение напряжения на фильтре при модуляции.

Особенностью радиотелефонного режима передатчика в отношении перенапряжений на фильтре является изменение постоянной слагающей анодного тока генератора с акустической частотой по сложному закону

$$i_a = I_0(1 + M \sin \omega t)$$

в отличие от телеграфного режима, в котором мы исходили из постоянного значения I_0 за все время сигнала, и изменения напряжения на фильтре связывали лишь с переходом к току холостого хода I_0' при отжатии ключа и, наоборот, от I_0' к I_0 при нажатии ключа.

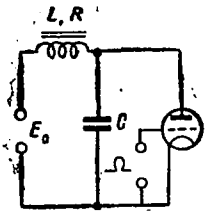


Рис. 101.

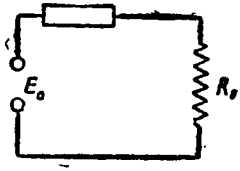


Рис. 102.

Для расчета перенапряжений на конденсаторе фильтра исходим из схемы включения рис. 101 и эквивалентной для переменной слагающей звуковой частоты анодного тока схемы рис. 102. Величина $R = \frac{E_0}{I_0}$ соответствует сопротивлению генератора (нагрузки) в отсутствии модуляции, Z комплексное сопротивление источника питания и фильтра. Последнее может быть определено из простого выражения

$$\frac{1}{Z} = j\omega C + \frac{1}{R + j\omega L} = \frac{jR\omega C + 1 - \omega^2 LC}{R + j\omega L}. \tag{155}$$

Ваттное сопротивление дросселя, а также источника напряжения (вентилей выпрямительного устройства или динамомашины

постоянного тока), обычно весьма невелико по сравнению с ωL, поэтому, опуская R в знаменателе последнего выражения, перепишем его в следующем виде

$$\bar{Z}=\frac{L}{C\left(R+j\omega L-\frac{j}{\omega C}\right)}. \tag{156}$$

Прохождение переменной слагающей анодного тока через сопротивление Z связано с падением напряжения (амплитудой)

$$E_m=I_m\cdot Z=M\cdot I_0\cdot Z,$$

вследствие чего результирующее напряжение на зажимах конденсатора (сопротивление Z)

$$E=E_0+E_m=E_0+ME_0\frac{Z}{R_0}=E_0\left(1+M\frac{Z}{R_0}\right). \tag{157}$$

Под величиной M мы понимаем реально существующую глубину модуляции при наличии сопротивления источника Z.

Между тем, если бы таковое отсутствовало, глубина модуляции была бы несколько большей

$$M'=M\left(1+\frac{Z}{R_0}\right). \tag{158}$$

Последнее обстоятельство вытекает из того положения, что напряжение на конденсаторе фильтра падает при возрастании анодного тока, и наоборот; следовательно, изменения анодного напряжения, связанные с сопротивлением Z, по фазе противоположны модулирующему напряжению сетки.

Таким образом наряду с перенапряжением, опасным для отдельных деталей передатчика и фильтра, отрицательной стороной фильтра при радиотелефонии является неизбежная демодуляция, которая будет тем больше, чем больше комплексное сопротивление Z.

При питании передатчика от машины постоянного тока необходимо также учитывать реактивное сопротивление обмотки, дополняя им индуктивное сопротивление дросселя фильтра.

Заметим, что в большинстве случаев проводимость сопротивления выходного конденсатора во много раз больше проводимости остальной цепи фильтра — дросселя, вентилей и вторичных обмоток анодного трансформатора, поэтому без большой ошибки можно положить

$$Z=\frac{1}{\omega C}, \tag{159}$$

что приводит к удобному расчету перенапряжения на конденсаторе

$$\frac{E}{E_0}=1+\frac{M}{R_0\omega C}. \tag{160}$$

Таким образом амплитуда пульсации напряжения на конденсаторе при модуляции, выраженная в процентах от среднего напряжения на конденсаторе, составляет

$$\frac{E_m}{E_0} = \frac{I_0 M}{E_0 \cdot \omega C} 100\% . \qquad (161)$$

Демодулирующий фактор

$$G = \frac{M}{M'} = \frac{R_0}{R_0 + Z} \cong \frac{R_0}{R_0 - \frac{j}{\omega C}} .$$

Переходя к модулю, получаем

$$G = \frac{\omega C R_0}{\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R_0^2}} . \qquad (162)$$

Величину пульсации при стопроцентной модуляции допускают обычно не свыше 0,15÷0,2, чему соответствует $R_0 \omega C \cong 5 \div 7$ (при $M = 100\%$) и $G = 0{,}98 \div 0{,}99$.

Обесточивание фильтра при выключении.

При выключении выпрямительного устройства конденсаторы фильтра в зависимости от величины нагрузочного сопротивления большее или меньшее время остаются под напряжением, что может оказаться опасным для жизни обслуживающего персонала радиостанции, тем более, что обычные схемы блокировки предусматривают лишь выключение напряжения, питающего анодный трансформатор при какой-либо неисправности в передатчике, или открывании двери, ведущей в заблокированное пространство.

В особенности долго сохраняют свой заряд конденсаторы фильтра, если выключение устройства произошло при отжатом ключе или, вообще, при отсутствии нагрузки.

Для устранения указанного неудобства прибегают к специальным устройствам, шунтирующим конденсаторы фильтра на разрядное сопротивления в момент открывания заблокированных дверец и т. д.

Простейшим устройством является рычаг, укрепленный над дверью таким образом, что при открывании ее, образуется замыкание контактов в цепи разрядного сопротивления.

Иногда при открытом расположении высоковольтных деталей прибегают к включению разрядного сопротивления напостоянно, что связано с излишним расходом энергии.

Расчет величины сопротивления может быть определен из известного уравнения разряда конденсатора

$$e_t = E_0 e^{-\frac{t}{CR}} , \qquad (163)$$

где E_0 — начальное напряжение конденсатора (до выключения выпрямительного устройства),

e_t — напряжение на обкладках конденсатора спустя время t с начала разряда,

C — емкость фильтра,

R — искомая величина разрядного сопротивления.

Решим уравнение (163) относительно R

$$R = \frac{t}{C} \cdot \frac{1}{2,3 \lg \frac{E_0}{e_t}}. \qquad (164)$$

Для численного определения R достаточно указать лишь на допустимый промежуток времени t, в течение которого напряжение на конденсаторе должно упасть до заданной величины, безопасной для жизни человека при случайном или преднамеренном прикосновении.

Рассчитаем в качестве примера величину R при следующих данных

$$E_0 = 10\,000\ \text{V}, C = 10\ \mu F.$$

Исходим из требования, чтобы спустя 1 секунду после присоединения сопротивления напряжение не превышало 100 V.

Имеем

$$R = \frac{10^6}{10 \cdot 2,3 \cdot \lg \frac{10^4}{10^2}} = 21\,700\ \Omega \cong 22\,000\ \Omega.$$

Короткое замыкание конденсаторов, применяющееся иногда на практике, является нежелательным ввиду большой силы разрядного тока, вредного для диэлектрика конденсатора.

Ввиду непродолжительного прохождения тока через сопротивление, размеры его могут быть весьма малыми.

ГЛАВА V.

УСЛОВИЯ РАБОТЫ ДЕТАЛЕЙ ФИЛЬТРА.

Данные для конструктивного расчета деталей фильтра.

Дроссель фильтра.

Через обмотку фильтрового дросселя, включенного последовательно в цепь катодов выпрямителей, проходит пульсирующий ток, который может быть представлен в виде суммы постоянной слагающей I_0 и переменной слагающей частоты mf и ампли-

туды $I_{\sim}$. Высшими гармоническими для практического расчета можно пренебречь ввиду быстрого убывания амплитуд с повышением номера гармоники.

Величина амплитуды интересующей нас гармоники тока может быть найдена простым делением амплитуды эдс соответствующей гармоники на полное сопротивление цепи фильтра (рис. 85), которое согласно уравнению (115) равно

$$Z_э = \frac{\sqrt{[(r+R)-\omega_1^2 LCR]^2+[\omega_1 CRr+\omega_1 L]^2}}{\sqrt{1+\omega_1^2 C^2 R^2}}. \qquad (116)$$

Вычисление эквивалентного сопротивления по приведенной формуле достаточно просто, тем не менее на практике для подавляющего большинства случаев допустимо учитывать один лишь дроссель, поскольку остальные сопротивления (R и $\frac{1}{\omega_1 C}$) по отношению к переменной слагающей во много раз меньше индуктивного сопротивления дросселя.

Поэтому

$$Z_э \cong m\omega L = \omega_1 L \qquad (165)$$

и интересующая нас сила переменного тока через дроссель

$$I_{\sim} = \frac{E_{\sim}}{m \cdot \omega L}, \qquad (166)$$

где $E_{\sim}$ — амплитуда пульсации напряжения на зажимах находится из табл. 6 в зависимости от числа фаз выпрямления.

Выбор сечения провода обмотки дросселя должен производиться с расчетом на нагрузку током, эквивалентным по тепловому действию обоим токам I_0 и $I_{\sim}$,

$$I_{экв} = \sqrt{I_0^2 + I_{\sim}^2}. \qquad (167)$$

Следует отметить, что $I_{\sim}$ обычно настолько мало в сравнении с I_0, что $I_{экв} \cong I_0$, и без заметной ошибки расчет меди дросселя можно производить по одной лишь силе тока I_0.

Совершенно очевидным является требование относительно малого омического сопротивления меди, что необходимо для уменьшения потери напряжения постоянного тока в дросселе. В зависимости от частных условий допускают в дросселе падение напряжения 0,5÷2% от постоянного напряжения.

Изоляция обмотки дросселя от заземленного железа сердечника или от земли, если сердечник дросселя не заземлен, должна быть рассчитана на полное напряжение источника плюс перенапряжения на конденсаторе при изменениях нагрузки, которые могут достигать двойной величины нормального режима. Что касается междувитковой и междуслойной изоляции обмотки,

то следует иметь в виду, что на концах дросселя действует переменное напряжение, соответствующее пульсации напряжения на конденсаторе.

При расчете железной цепи дросселя основным требованием является выбор сечения сердечника с таким расчетом, чтобы постоянная составляющая магнитной индукции при прохождении постоянного тока I_0 была далека от насыщения железа, так как в противном случае нарушается линейная зависимость между магнитным потоком и намагничивающим током и, следовательно, падает самоиндукция дросселя. Этим объясняется то обстоятельство, что магнитная цепь дросселя, как правило, снабжается воздушными зазорами, позволяющими при больших ампервитках обмотки, необходимых для получения большой самоиндукции, установить соответствующим образом рабочую точку на кривой намагниченного железа.

Ввиду относительно небольших величин переменной индукции потери в железе на гистерезис и токи Фуко весьма малы, что позволяет применять простое трансформаторное или динамное листовое железо толщиной 0,35 или 0,5 mm.

Расчет фильтрового дросселя.

Прямым заданием для расчета являются (в соответствии с вышеуказанным) следующие величины: требуемая самоиндукция в генри L и ток нагрузки I_0. Кроме того косвенно задается переменная слагающая тока, сила которого определяется по уравнению (167). Целью расчета является, в самом общем случае, нахождение и выбор следующих размеров и данных железной цепи и обмотки:

Q — чистое сечение железа (в кв. сантиметрах),
$l_{ж}$ — длина средней магнитной линии в железе,
δ — длина воздушного зазора,
n — число витков обмотки,
q — сечение меди обмотки.

Исходной формулой для расчета катушек с железным сердечником и подмагничивающим током является известное выражение

$$L = n\frac{QB}{I_0}\cdot 10^{-8}\ \text{Н}. \qquad (168)$$

В этой формуле B соответствует индукции в железе, создаваемой ампервитками намагничивающего тока I_0.

В соответствии с отмеченной выше необходимостью установления рабочей точки на линейном участке кривой намагничивания, величина B обычно не превышает 6 000÷7 000, что для обычных сортов трансформаторного железа достаточно далеко от насыщения.

Весьма часто расчет ведется применительно к имеющейся в распоряжении конструктора стандартной магнитной цепи. В этом

случае формула (168) непосредственно определяет необходимое число витков n, и дальнейший расчет сводится лишь к проверке возможности размещения обмотки при заданных размерах магнитной цепи, а также к вычислению длины воздушного зазора.

Для определения последней в первом приближении можно пренебречь магнитным сопротивлением собственно магнитопровода и считать, что полные ампервитки дросселя расходуются на преодоление сопротивления зазора.

Допустимость подобного упрощения в большинстве случаев оправдывается тем обстоятельством, что при относительно малых индукциях $B = 6000 \div 7000$, а также небольшой длине магнитопровода, полное сопротивление железа незначительно.

При этом допущении

$$\delta = \frac{0{,}4\pi \cdot I_0 \cdot n}{B}. \qquad (169)$$

Без особых затруднений расчет δ может быть уточнен, поскольку известна магнитная характеристика (зависимость ампервитков на 1 cm длины магнитной линии от индукции) железа, предназначенного для дросселя.

Для этого находят по кривой намагничивания погонные ампервитки aw_1/cm, соответствующие рабочей индукции b, и умножают их на длину магнитопровода.

Полученные, таким образом, ампервитки, необходимые для создания рабочей индукции $B = 6000 \div 7000$

$$A\,W_{\text{ж}} = aw_1 \cdot l_{\text{ж}},$$

высчитываются из полных ампервитков дросселя $I_0 \cdot n$, после чего находят длину зазора, необходимого для поглощения остатка

$$\delta = \frac{0{,}4\pi\,(I_0 \cdot n - A\,W_{\text{ж}})}{B}. \qquad (169')$$

Сечение провода q выбирается с таким расчетом, чтобы плотность тока не превышала $1 \div 1{,}2$ A/mm^2 для сухих дросселей и $2 \div 2{,}5$ A/mm^2 для дросселей, погруженных в бак с маслом.

Более сложным является расчет дросселя в том случае, когда требуется выбрать магнитную цепь и данные обмотки, исходя из выгоднейшего соотношения весов железа и меди и минимального общего веса.

В этом случае приходится выполнять несколько вариантов, выбирая каждый раз один из основных размеров и определяя все остальные, после чего производится сравнение. Удобнее всего в качестве исходного размера задаваться сечением железа.

На детальном конструктивном расчете дросселя за недостатком места не задерживаемся, отсылая читателей к специальным пособиям по расчету деталей [1]).

[1]) Гоноровский И. С. — „Проектирование *LCR* радиопередатчиков."

Конденсаторы фильтра.

Наряду с величиной емкости наиболее характерной величиной для фильтрового конденсатора является безопасное для его диэлектрика электрическое напряжение.

Анализируя условия работы конденсатора в обычной схеме фильтра, легко показать, что на зажимах конденсатора (выходного) действует рабочее напряжение источника высокого напряжения со всеми перенапряжениями, присущими данной схеме, достигающими иногда удвоенной величины нормального напряжения.

Поскольку последовательно с конденсатором работает дроссель, назначение которого заключается в ослаблении гармоник выпрямленного тока, легко притти к выводу о незначительности переменных токов через конденсатор, что и решает выбор диэлектрика и общей конструкции конденсатора.

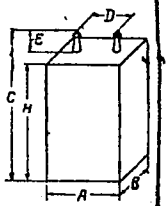
В качестве диэлектрика для фильтровых конденсаторов применяют (до последнего времени) лучшие сорта бумаги, пропитанной различными изоляционными составами.

Свойственные бумаге относительно большие диэлектрические потери (при высокой частоте) не мешают ее пригодности для фильтровых конденсаторов ввиду небольших сил переменных токов (с частотой пульсации выпрямленного тока, а также звуковой частоты в выходных конденсаторах при питании модулируемых генераторов).

Таблица 17

Данные конденсаторов высокого напряжения для фильтров (производства радиолаборатории Киевского энергетического института)

Тип	Рабочее напряжение (киловольты)	Испытат. напряжение kV		Емкость μF	Наружн. размеры конденсатора в mm						Вес kg
		в течение 5 мин.	в течение 20 мин.		A	B	H	E	C	D	
4-2	4	10	8	2	275	80	485	65	550	120	16
4-4	4	10	8	4	275	150	485	65	550	120	30
10-1	10	25	17	1	275	180	530	85	615	140	30
12-1	12	30	20	1	275	180	530	85	615	140	30



Конденсаторы высокого напряжения набираются, обычно, в виде последовательного ряда отдельных секций, каждая из которых представляет собой плоский сверток станиолевых лент с проложенной между ними одним или двумя слоями бумаги. Набранный, таким образом, ряд после запрессовки заливается парафином или церезином в герметически закрытый ящик, предохраняющий конденсатор от температурных влияний, а также увлажнения. До последнего времени фильтровые конденсаторы

высокого напряжения для строящихся в СССР радиостанций импортировались из-за границы, главным образом французской фирмы „Треву“ и др. Последние годы ознаменовались, однако, выпуском отечественных конденсаторов высокого напряжения, полностью освобождающих радиостроительство от импорта указанных конденсаторов.

Значительное распространение получили конденсаторы изготовления Киевского энергетического института, данные которых приводятся в табл. 17.

ГЛАВА VI

ВЛИЯНИЕ ФИЛЬТРА НА ВКЛЮЧЕНИЕ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ. Перенапряжения и перетоки в цепи нагрузки при включении.

Ограничение перетоков и перенапряжений.

В гл. V довольно подробно рассматривался вопрос об изменениях напряжения на выходном конденсаторе фильтра при всевозможных колебаниях силы нагрузочного тока — в режиме телеграфной манипуляции и радиотелефонной модуляции.

При этом, как общее положение, требование недопущения значительных изменений напряжения на конденсаторе приводило к необходимости уменьшать волновое сопротивление фильтра, что в свою очередь требовало увеличения емкости за счет уменьшения самоиндукции дросселя.

Между тем колебания нагрузки не являются единственной причиной возникновения перенапряжения на элементах фильтра; необходимо предусмотреть нарушения нормальных условий работы благодаря устанавливающемуся режиму при включении выпрямительного устройства на нагрузку (т. е. при подаче напряжения к анодному трансформатору, так как в цепи вторичной обмотки трансформатора, а также на стороне выпрямленного тока включения и выключения обычно не производятся).

Исходя из известных уравнений, относящихся к случаю включения источника постоянной эдс E_0 в цепь, содержащую самоиндукцию, емкость и сопротивление, имеем для первого максимума $\left(t=\frac{T}{2}\right)$ напряжения на конденсаторе следующее выражение

$$E_{max}=E_0\left(1+e^{-\frac{\alpha T}{2}}\right). \tag{170}$$

Максимальное значение тока (переток)

$$I_{max}=I_0+\frac{E_0}{\rho}\cdot e^{-\frac{\alpha T}{4}}=I_0+E_0\sqrt{\frac{C}{L}}e^{-\frac{\alpha T}{4}}. \tag{171}$$

Имея в виду выражение (141), перепишем последние уравнения

$$E_{max} = E_0 (1 + e^{-\frac{\alpha}{\sigma}\pi}), \tag{172}$$

$$I_{max} = I_0 \left(1 + R\sqrt{\frac{C}{L}} \cdot e^{-\frac{\alpha}{\sigma}\frac{\pi}{2}}\right). \tag{173}$$

Таким образом задача сводится к выяснению величины $\frac{\alpha}{\sigma}$, при которой перенапряжение не превзойдет допустимой величины.

Для упрощения практических расчетов составим формулы для вычисления $\frac{\alpha}{\sigma}$, после чего приведем графики, выражающие зависимость перенапряжений и перетоков от величины $\frac{\alpha}{\sigma}$. Для этого воспользуемся уравнениями, согласно которых

$$\alpha = \frac{1}{2}\left(\frac{r}{L} + \frac{1}{CR}\right)$$

и

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{LC}\left(1 + \frac{r}{R}\right) - \alpha^2} \cong \sqrt{\frac{1}{LC} - \alpha^2},$$

откуда

$$\frac{\alpha}{\sigma} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\alpha^2 LC} - 1}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{4}{\left(\frac{r}{\rho} + \frac{\rho}{R}\right)} - 1}} \tag{174}$$

Наиболее опасным является включение выпрямителя при отжатом ключе, т. е. когда R_0 весьма велико.

Допустим сперва, что $R_0 = \infty$, т. е. нагрузочного тока в момент включения нет; тогда уравнение (174) для этого случая примет вид (при $R_0 = \infty$)

$$\frac{\alpha}{\sigma} = \frac{1}{\sqrt{\frac{4\rho^2}{r^2} - 1}} \cong \frac{r}{2\rho} = \frac{r}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}. \tag{175}$$

Следовательно, с уменьшением волнового сопротивления величина $\frac{\alpha}{\sigma}$ возрастает, что способствует уменьшению перенапряжения и перетоков [см. уравнение (172)].

Таким образом, если предусматривается включение выпрямителя без нагрузки, то ограничение перенапряжений требует уменьшения самоиндукции и соответственного увеличения емкости, что полностью совпадает с полученным выше условием постоянства напряжения при колебаниях нагрузки.

Перейдем теперь к случаю включения выпрямителя под нагрузкой, когда R относительно невелико ($R \leqslant 8000 \div 10\,000\ \Omega$).

Упрощение формулы (174) в данном случае имеет место за счет пренебрежения величиной $\frac{r}{\rho}$ по сравнению с $\frac{\rho}{R}$. Поэтому при $R \cong 50\ \Omega$, $R < 8000 \div 10\,000\ \Omega$, и при значениях $\rho \geqslant 2000\ \Omega$, с достаточным приближением

$$\frac{a}{\sigma} \cong \frac{\rho}{2R}, \qquad (176$$

т. е. оказывается, что при включении под нагрузкой увеличение волнового сопротивления понижает перенапряжение при пуске (но неблагоприятно для режима при изменениях нагрузочного тока).

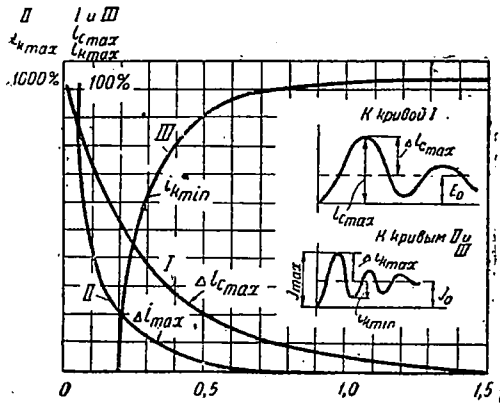


Рис. 103.

Так или иначе, величина нагрузочного сопротивления при пуске задается, поэтому для проверки элементов фильтра, под углом

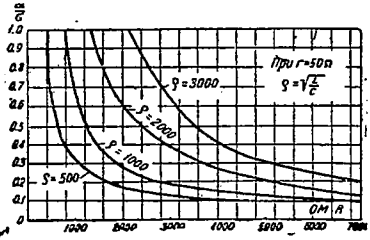


Рис. 104.

зрения перенапряжения и перетоков, необходимо задаться допустимыми величинами таковых и, пользуясь формулами (172) и (173), найти потребную величиину $\frac{a}{\sigma}$; при заданной величине $\frac{a}{\sigma}$ те же формулы позволяют вычислить E_{max} и I_{max}. Для облегчения расчетов приводим заимствованные из книги проф. В. П. Вологдина кривые рис. 103 и 104, дающие зависимость процентного повышения напряжения и тока при пуске от фактора $\frac{a}{\sigma}$, а также величины $\frac{a}{\sigma}$ в функции ρ и r.

Рассмотрение рис. 103 показывает, что при значениях $\frac{a}{\sigma} > 0{,}5$ перенапряжения и перетоки не превышают: первое 20%, а перетоки 40%.

Однако получение $\frac{a}{\sigma} \geqslant 0{,}5$ не всегда возможно ввиду нередко возникающей противоречивости требований, предъявляемых к фильтру со стороны выпрямителей и со стороны передатчика, а именно: в то время как недопущение значительных перенапряжений при изменении нагрузки требует уменьшения $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$, ограничение перенапряжений при включении выпрямителей (под нагрузкой при не слишком больших значениях R) требует, наоборот, увеличения волнового сопротивления.

В тех случаях, когда согласование указанных требований невозможно, выходом из положения являются следующие меры: 1) постепенное повышение напряжения переменного тока со стороны анодного трансформатора и 2) введение пусковых сопротивлений в цепь выпрямленного тока до конденсатора (рис. 69).

Первый способ не требует пояснений, в отношении же второго, употребляемого также при пуске выпрямителя без нагрузки, укажем способ определения величины пускового сопротивления.

Наиболее часто добавочное сопротивление включается именно в последнем случае, т. е. при пуске с малой нагрузкой (отжатом ключе), поэтому исходим из формулы (175)

$$\frac{a}{\sigma} \leqslant \frac{r + r_{доб}}{2\rho},$$

где r — сопротивление обмоток трансформатора и вентилей,

$r_{доб}$ — пусковое сопротивление.

Таким образом после того как выбрано ρ из условия нормальной работы в процессе модуляции или телеграфных манипуляций, величина $r_{доб}$ может быть вычислена по заданным пусковым перенапряжениям и перетокам.

Особо нужно отметить условие устойчивого горения ртутных выпрямителей: $\frac{a_0}{\sigma} \geqslant \frac{1}{\pi} \ln\left(\frac{I_0}{I_0'} - 1\right)$, где a_0 — фактор затухания, соответствующий нагрузке малым током I_0'.

ГЛАВА VII.

ПРИМЕРЫ РАСЧЕТА ФИЛЬТРОВ С УЧЕТОМ РЕЖИМА ВКЛЮЧЕНИЯ И НАГРУЗКИ.

1. Рассчитать фильтр к газотронному выпрямительному устройству, питающему аноды радиовещательного передатчика при следующих данных:

число фаз выпрямления $m = 6$,

частота первичного тока $f = 50$,

напряжение выпрямленного тока $E_0 = 10\,000$ V,
ток при полной нагрузке $I_0' = 2$A,
минимальной ток, потребляемый передатчиком в процессе модуляции $I_0 = 0{,}4$ A,
допускаемая пульсация на анодах $\beta = 0{,}02\,\%$,
схема фильтра — однозвенная.

а) Определение требуемой степени сглаживания. При шестифазной схеме выпрямления амплитуду и частоту пульсации находим согласно табл. 3

$$\omega_1 = m \cdot 2\pi f = 6 \cdot 314 = 1884,$$
$$E_{\sim} = 0{,}057 \cdot E_0'$$

Следовательно, фильтр должен ослаблять пульсацию в

$$k = \frac{5{,}7}{0{,}02} = 285 \text{ раз.}$$

б) Определение собственной частоты фильтра из условия фильтрации. Пользуясь кривой I рис. 87 или формулой (118), которая при больших значениях k весьма проста, находим

$$\frac{\omega_2^1}{\sigma^2} = \omega_1^2 LC = k + 1 = 286,$$

откуда

$$L_{\text{н}} \cdot C_{\mu F} = \frac{286 \cdot 10^6}{(1884)^2} = 80.$$

$$\sigma = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{10^3}{\sqrt{80}} = 112,$$

$$f_{\phi} = \frac{\sigma}{2\pi} \cong 18 \text{ пер/сек.}$$

Оговоримся, что небольшая неточность при вычислении σ, связанная с непринятием во внимание нагрузочного сопротивления R, практически вполне допустима, тем более, что, ошибка несколько преувеличивает частоту, в действительности же период собственных колебаний благодаря наличию R несколько больше расчетного значения.

Попутно отметим, что полученная частота удовлетворительна в том отношении, что, будучи значительно меньше низшей частоты модуляции (~ 50 пер/сек.), устраняет опасность искажения передачи.

в) Экономический выбор элементов фильтра. Исходя из условия минимальной стоимости фильтра, воспользуемся кривыми рис. 89.

При $I_0 = 2$А и $\sigma \leqq 112$, ориентировочно выбираем

$$L \leqq 20\text{H}$$
$$C = 4\mu\text{F}.$$

Окончательный выбор можно будет сделать после проверки перенапряжений, связанных с изменением тока нагрузки от

$$I_0 = 2\text{А} \text{ до } I_0' = 0{,}4\text{А}.$$

г) Проверка перенапряжений при изменении нагрузки. Имея в виду, что в радиотелефонном режиме амплитуда перенапряжения (и недонапряжения) на конденсаторе зависит от модулирующей частоты, т. е частоты изменения нагрузочного тока, исходим из формулы (160)

$$\frac{E_{\max}}{E_0} = 1 + \frac{M}{R\omega C}.$$

В данном случае, поскольку заданы пределы изменения нагрузки, под величиной M следует понимать отношение

$$\frac{I_0 - I_0'}{I_0} = \frac{2 - 0{,}4}{2} = 0{,}8.$$

Кроме того

$$R = \frac{E_0}{I_0} = \frac{10^4}{2} = 5 \cdot 10^3\,\Omega.$$

Наконец, частоту модуляции возьмем наиболее низкую $\omega = 314$ ($f = 50$ пер/сек.);
тогда

$$\frac{E_{\max}}{E_0} = 1 + \frac{0{,}8 \cdot 10^6}{5 \cdot 10^3 \cdot 314 \cdot 4} = 1{,}12,$$

что вполне допустимо.
Демодулирующий фактор по формуле (162)

$$G = \frac{\omega CR}{\sqrt{1 + (\omega CR)^2}} = \frac{16}{\sqrt{1 + 256}} \leqq 1.$$

Таким образом убеждаемся в том, что фильтр не может служить причиной искажения передачи.

д) Перенапряжение и переток при включении. Исходим из рис 103, для чего предварительно вычислим волновое сопротивление фильтра

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{20 \cdot 10^6}{4}} = 2240$$

и фактор $\frac{a}{\sigma}$ по формуле (174); сопротивление обмоток трансформатора и вентилей, а также дросселя фильтра, примем $r \leqq 100\,\Omega$.

При этом рассмотрим два случая: включение без нагрузки и под нагрузкой; в первом случае $R_0 = 25 \cdot 10^3 \Omega$, во втором $R = 5000\ \Omega$.

Без нагрузки

$$\frac{a_0}{\sigma} = \frac{1}{\sqrt{\frac{4}{\left(\frac{100}{2240} + \frac{2240}{25000}\right)^2} - 1}} \cong 0{,}07;$$

под нагрузкой

$$\frac{a}{\sigma} = 0{,}258.$$

Обращаясь к рис. 103, находим

при

$$\frac{a}{\sigma} = 0{,}07, \quad \Delta e_c = 75\,\%, \quad \Delta I_{\min} = 450\,\%;$$

при

$$\frac{a}{\sigma} = 0{,}26, \quad \Delta e_c = 40\,\%, \quad \Delta I_{\max} = 100\,\%.$$

Таким образом включение выпрямителя под минимальной нагрузкой 0,4 I_0 связано с повышением напряжения до 17 500 V, и перетоком, в 4,5 раза превосходящим ток нагрузки I_0, т. е. примерно 1,8, а включение под полной нагрузкой дает соответственно 14 000 V и 4 А.

Ограничение перенапряжения при включении под малой нагрузкой может быть осуществлено при помощи постепенного повышения напряжения на трансформаторе или введением ступенчатого пускового сопротивления в цепь выпрямленного тока.

Подсчитаем величину этого сопротивления по формуле (175), задаваясь наибольшим перенапряжением 20 %.

По рис. 103 находим необходимое для этого отношение

$$\frac{a}{\sigma} = 0{,}5.$$

По формуле (175) находим

$$r_{доб} = 2\rho \cdot \frac{a}{\sigma} - r = 2 \cdot 2240 \cdot 0{,}5 - 100 \cong 2140\ \Omega.$$

Ввиду непродолжительности работы размеры и стоимость пускового сопротивления обычно невелики.

Если бы мы потребовали ограничения перенапряжения без каких-либо пусковых операций, а путем подбора волнового сопротивления фильтра, то для получения $\frac{a}{\sigma} = 0{,}3$, что соответствует $\Delta e_c = 40\,\%$ (в данном случае мы допускаем значительно

большее перенапряжение, чем при изменениях нагрузки, ввиду относительно небольшого числа включений), потребовалось бы значительно большее значение ρ.

Разрешив уравнение (174) относительно ρ, получаем.

$$\rho = \frac{R}{\sqrt{\left(\frac{1}{a/\sigma}\right)^2 + 1}} + \sqrt{\frac{R^2}{\left[\left(\frac{1}{a/\sigma}\right)^2 + 1\right]} - R \cdot r.} \qquad (177)$$

В нашем случае, при $R = 25\,000\,\Omega$, $r = 100\,\Omega$ и $\frac{a}{0{,}3} = 0{,}3$, находим

$$\rho \cong 14\,400\,\Omega.$$

Столь большое значение ρ привело бы, однако, к чрезмерным перенапряжениям при изменениях нагрузки.

В самом деле, при

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} = 14\,400\,\Omega$$

и $LC = 80 \cdot 10^{-6}$ (из условия фильтрации)

потребовалось бы придать элементам фильтра следующие значения

$$L = 128\ \text{H},$$
$$C = 0{,}623 \cdot 10^{-6}\text{F} = 0{,}623\ \mu\text{F}.$$

Перенапряжения при изменении нагрузки составили бы (формула 160)

$$\frac{E_{max}}{E_0} + 1 + \frac{0{,}8 \cdot 10^6}{5 \cdot 10^3 \cdot 314 \cdot 0{,}623} = 1{,}82,$$

что совершенно недопустимо.

Демодулирующий фактор в этом случае:

$$k \cong 0{,}7.$$

Таким образом убеждаемся в необходимости сохранить выбранные ранее величины $L = 20\text{H}$, $C = 4\ \mu\text{F}$ и в применении одного из искусственных способов ограничения перенапряжения при пуске.

2. Рассчитать фильтр к газотронному выпрямительному устройству предыдущего примера, однако, рассчитанному для питания телеграфного передатчика, при следующих данных

$$m = 6, \qquad E_0 = 10\,000\ \text{V},$$
$$f = 50, \qquad I_0 = 2\text{A},$$
$$\beta = 0{,}1\,\%, \qquad I_0' = 0{,}4\text{A}.$$

Предусматривается скородействующая передача со скоростью $N = 60$ сл/мин.

а) Определение требуемой степени фильтрации. При $m=6$ из табл. 3 находим

$$E_{\sim}=0{,}057\cdot E_0.$$

Требуемое сглаживание

$$k=\frac{0{,}057}{0{,}001}=57.$$

б) Собственная частота фильтра (формула 118).

$$\sigma^2=\frac{\omega_1^2}{k+1}=\frac{(1884)^2}{58}=6{,}1\cdot 10^4,$$
$$\sigma\cong 247;\quad L_{\text{Н}}\cdot C_{\mu\text{F}}=16{,}4.$$

в) Экономический выбор элементов фильтра. По кривым рис. 89 находим (при $\sigma=247$, $I_0=2$А)

$$L=11\text{H},$$
$$C=1{,}5\ \mu\text{F}.$$

г) Поверка перенапряжений при ключевой манипуляции. Изменение нагрузочного сопротивления происходит в пределах от $R=5000\,\Omega$ ($I_0=2$А) до $R_0=25\,000\,\Omega$ ($I_0=0{,}4$А).

Расчет производим по формуле (139) для момента отжатия ключа и по формуле (148) для нажатия ключа, для чего предварительно вычислим следующие величины

$$\rho=\sqrt{\frac{L}{C}}=10^3\sqrt{\frac{11}{1{,}5}}=2710\,\Omega.$$

Фактор $\frac{\alpha}{\sigma}$ вычисляем по формуле (174):

При отжатии ключа ($R=25\,000\,\Omega$, $r=100\,\Omega$)

$$\frac{\alpha_0}{\sigma}=0{,}0725;$$

при нажатии ключа ($R=5000\,\Omega$, $r=100\,\Omega$)

$$\frac{\alpha}{\sigma}=0{,}3.$$

Подставив полученные значения в формулы (139) и (148), находим

$$E_{\max}=E_0+\Delta I\sqrt{\frac{L}{C}}e^{-\frac{\alpha_0}{\sigma}\frac{\pi}{2}}=$$
$$=10^4+1{,}6\cdot 2\,710\cdot e^{-0{,}114}=13\,900\text{V}$$
$$E_{\min}=E_0-\Delta I\sqrt{\frac{L}{C}}e^{-\frac{\alpha}{\sigma}\frac{\pi}{2}}=$$
$$=10^4-1{,}6\cdot 2710\cdot e^{-0{,}47}=7290\ \text{V}.$$

Выполненный расчет указывает на необходимость перераспределения величин L и C в сторону увеличения емкости.

Недопустимость значительных изменений тем более очевидна ввиду скородействующей работы. Зададимся поэтому повышением напряжения при отжатии ключа не свыше 10%.

Этому перенапряжению соответствует ориентировочно (формула 146)

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\Delta E_0}{\Delta I} = \frac{1000}{1{,}6} = 625\ \Omega.$$

С другой стороны, $LC = 80 \cdot 10^{-6}$ (задается требуемым сглаживанием); находим новые значения L и C

$$L \cong 5\text{H},$$
$$C = 16\mu\text{F}.$$

Задавшись новыми значениями L и C и повторив вычисления данного пункта, находим

$$\rho = 10^3 \sqrt{\frac{5}{16}} = 560\ \Omega;$$

при отжатии ключа

$$\frac{a_0}{\sigma} = 0{,}1;\quad E_{\max} = 10\,760\ \text{V},$$

при нажатии ключа

$$\frac{a}{\sigma} = 0{,}147;\quad E_{\min} = 9290\ \text{V},$$

что можно считать удовлетворительным.

д) Проверка перенапряжений при пуске. Предусматривая возможность включения выпрямителя на малую нагрузку $I_0 = 0{,}4$ А, проверим величину ΔE_0 для этого случая.

При $\frac{a_0}{\sigma} = 0{,}1$ (см. пункт „Г“) по рис. 103 находим

$$\Delta E_0 = 70\%.$$

При пуске на полную нагрузку $\frac{a}{\sigma} = 0{,}147$

$$\Delta E_0 = 60\%.$$

Если полученные перенапряжения недопустимы из условия безопасности данного передатчика, то необходимо прибегнуть к одному из способов, описанных в предыдущем примере.

е) Сравнение длительности устанавливающегося режима с продолжительностью паузы. В соответствии с табл. 16 скорости передачи $N = 60$ сл/мин. соответствует продолжительность точки или паузы между знаками

$$\tau = 0{,}021\ \text{сек}.$$

Для обеспечения четкой передачи необходимо (согласно указанного на стр. 172), чтобы повышение напряжения на конденсаторе, вызванное отжатием ключа, за время паузы успело локализоваться, с тем, чтобы новый сигнал начинался с нормального напряжения.

С другой стороны, необходимо также, чтобы продолжительность устанавливающегося режима при нажатии ключа была значительно меньше продолжительности сигнала, так как в противном случае значительной части сигнала будет соответствовать пониженное напряжение.

В нашем случае (при $R_0 = 25\,000\,\Omega$, $C = 16\ \mu F$) по формуле (151) вычисляем $\frac{e_c}{E_0}$ концы паузы, для чего необходимо под t_2 понимать разность между общей продолжительностью паузы и временем, протекшим с момента отжатия ключа до установления на конденсаторе повышенного напряжения

$$t_2 = \tau - \frac{T}{4},$$

где T — собственный период фильтра.

Находим

$$\frac{T}{4} = \frac{\pi}{2\sigma} = \frac{1{,}57}{247} = 6{,}3 \cdot 10^{-3}\ \text{сек}.$$

Таким образом

$$t_2 = 0{,}021 - 0{,}0063 = 0{,}015\ \text{сек}.$$

Подставив полученную величину в формулу (151), находим

$$e_c = E_0\left[(1{,}07 - 1)\, e^{\frac{-0{,}015 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^1 \cdot 16}} + 1\right] = 10\,670\ \text{V}.$$

Итак, за время паузы напряжение на конденсаторе спадает от максимума 10 760 V всего лишь до 10 670 V.

Столь малый разряд за время паузы естественно объясняется принятием большой величины емкости при одновременно большой величине холостого нагрузочного сопротивления.

Поскольку, однако, выбором $L = 5$ H и $C = 16\ \mu F$ обеспечены относительно небольшие амплитуды изменений напряжений (760 и 710 V), то опасаться серьезного искажения формы сигнала не приходится.

3. Рассчитать фильтр к ртутному выпрямительному устройству, питающему радиотелеграфный передатчик примера 2 (стр. 188).

Данные для расчета:

$$m = 6, \qquad E_0 = 10\,000\ \text{V},$$
$$f = 50, \qquad I_0 = 2\ \text{A},$$
$$\beta = 0{,}1\%, \qquad I_0' = 0{,}4\ \text{A}.$$

Не повторяя всего расчета, выполненного в примере 1, ввиду полной идентичности условий работы в обоих случаях, дополним лишь его проверкой устойчивости горения ртутных вентилей как при пуске, так и в процессе изменения нагрузки от $I_0 = 2$ А до $I_0' = 0{,}4$ А.

а) Проверка условия безотказного пуска. Согласно уравнению (77) условие надежности зажигания при пуске

$$\sigma < \frac{\omega}{k},$$

где $k > 1$.

В нашем случае

$$\sigma = 247, \qquad \text{(см. пример 2).}$$
$$\omega = 314.$$

Следовательно,

$$k = \frac{\omega}{\sigma} = \frac{314}{247} \cong 1{,}27,$$

что может быть признано удовлетворительным, тем более, если учесть то несколько улучшающее обстоятельство, что вычисленное ранее σ несколько преувеличено (при вычислении опущено нагрузочное сопротивленце); кроме того даже при пуске под малой нагрузкой все же отнимается значительный ток 0,4 А.

б) Проверка устойчивости горения дуги при изменениях тока нагрузки от 2 до 0,4 А. Исходим из уравнения (79); в нашем случае

$$\frac{\alpha_0}{\sigma} = 0{,}1.$$

Следовательно, предел отношения токов $\frac{I_0}{I_0'}$, при котором горение дуги становится неустойчивым, по формуле (79)

$$\frac{I_0}{I_0'} \leqslant 1 + e^{\frac{\alpha_0}{\sigma}\pi} = 2{,}36.$$

Между тем в нашем случае

$$\frac{I_0}{I_0'} = \frac{2}{0{,}4} = 5.$$

Следовательно, выбранные ранее L и C для газотронного выпрямителя из условия минимальной стоимости не обеспечивают надежной работы ртутных колб.

Трудность решения задачи заключается в том, что увеличение самоиндукции дросселя, улучшающее работу колб, вместе с тем неизбежно отразится на повышении перенапряжений при ключевой работе.

Например, при наших данных ($r = 100\ \Omega$, $R_0 = 25\,000\ \Omega$) для выполнения условия (79) при $\frac{I_0}{I_0'} = 5$ необходимо

$$e^{\frac{a_0}{\sigma}\pi} \geqslant \frac{I_0}{I_0'} - 1 = 4,$$

откуда

$$\frac{a_0}{\sigma} = \frac{1}{\pi} \cdot \ln 4 = 0{,}347,$$

и необходимое волновое сопротивление (формула 177).

$$\rho = \frac{25 \cdot 10^3}{\sqrt{8{,}3} + 1} + \sqrt{\frac{625 \cdot 10^6}{9{,}3} - 100 \cdot 25\,000} = 16 \cdot 10^3\ \Omega.$$

Столь большое значение ρ связано с неизбежностью огромного перенапряжения, что легко выясняется по формуле (138)

$$E_{max} = 10^4 + 1{,}6 \cdot 16 \cdot 10^3 \cdot e^{-0{,}545} = 24\,700\ \text{V}.$$

На основании этого приходим к выводу о необходимости уменьшения скачков нагрузки ΔI, как единственной радикальной меры обеспечения надежной работы ртутной колбы. Для этого необходимо значительно повысить расход тока при отжатом ключе одним из известных способов (автобаластные схемы, включение потенциометров и т. д.), что, конечно, связано с понижением кпд передатчика.

ЧАСТЬ ЧЕТВЕРТАЯ.

ПЕРВИЧНОЕ ПИТАНИЕ РАДИОСТАНЦИЙ.

ГЛАВА I.

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ РАСЧЕТЫ.

Требования, предъявляемые передатчиками к силовому оборудованию.

Выбор способа и схемы питания передающей радиостанции электроэнергией может быть поставлен в зависимость от следующих основных факторов:

1. Назначение радиостанции.
2. Тип передатчиков.
3. Расположение радиостанции относительно электрической сети и данные последней, главным образом, напряжение, безотказное обслуживание и способность к включению радиостанции в число потребителей энергии.

Назначение радиостанции оказывает влияние на решение основного вопроса о выборе первоисточника энергии; при наличии особых требований в отношении бесперебойности работы и заведомой ненадежности электросиловой сети, обслуживающей район расположения радиостанции, приходится сооружать электростанцию, рассчитанную на полное самостоятельное обслуживание или предназначаемую для резервирования электрической сети.

Радиовещательные, а также гражданские служебные радиостанции, при всей важности обеспечения бесперебойности все же не оправдывают сооружения автономных электростанций, за исключением, конечно, случаев полного отсутствия электросиловой сети (на окраинах).

Тип передатчиков, вернее требуемые им напряжения и мощности, обусловливает выбор агрегатов и преобразователей электрической энергии, причем вопрос о схеме и аппаратуре приходится решать в прямой зависимости от характеристики питающей силовой сети.

Укажем на сортамент напряжений, необходимых для питания современного лампового передатчика, и на требования, предъявляемые к таковым.

а) высокое напряжение постоянного тока для питания анодов генераторных ламп. В зависимости от типа ламп и мощности радиостанции анодное напряжение колеблется в пределах 3 000÷120 000.

Мощность, потребляемая в цепи анодов ламп, составляет наибольшую часть от общего потребления электроэнергии.

Главнейшим требованием, предъявляемым к высокому напряжению, является отсутствие сколько-нибудь заметной пульсации; в мощных установках предусматривается, кроме того, возможность постепенного повышения напряжения, а также регулировки его, что особенно важно для безопасного включения высокого, а также изменения рабочей мощности передатчика.

Первое требование (в отношении пульсаций) выполняется в процессе преобразования переменного тока в постоянный высокого напряжения или постоянного тока низкого напряжения в постоянный ток высокого напряжения (агрегат, состоящий из мотора постоянного или переменного тока и динамомашины постоянного тока, или выпрямительное устройство) выбором схемы с применением сглаживающих фильтров.

Второе требование легко выполняется в случае применения машины высокого напряжения в качестве источника постоянного тока, благодаря возможности в широких пределах регулировать напряжения, воздействуя на возбуждение машины.

Регулировка высокого напряжения постоянного тока в случае получения его от выпрямительного устройства, что гораздо более распространено, требует применения специальной аппаратуры: секционированного автотрансформатора, потенциалрегуляторов и др., и может быть осуществлена в широких пределах только лишь со стороны переменного тока.

Следующим важным требованием является постоянство анодного напряжения ввиду трудности стабилизации частоты лампового генератора при колебаниях питающего напряжения.

Последнее требование часто обусловливает применение специальных устройств для автоматического или ручного поддержания постоянства питающего напряжения при заведомо больших колебаниях напряжения питающей сети.

б) Низкое напряжение постоянного или переменного тока для питания накала ламп передатчика. Постоянное напряжение применяется преимущественно для радиовещательных передатчиков, а переменное для телеграфных и служебной телефонии.

Для большинства передатчиков, использующих лампы типа Г-61 (Г-2000) в мощных каскадах, напряжение на зажимах машины или трансформатора берется 20÷24 V. Для мощных радиостанций, работающих на лампах Г-5000, требуется около 32 V.

Условием нормальной работы является поддержание строгого постоянства напряжения накала ввиду большой зависимости режима генератора, стабильности волны и проч. от устойчивости

эмиссии катода; последняя же в широких пределах изменяется при относительно малых отклонениях напряжения накала от нормальной величины.

В целом ряде современных радиостанций как за границей, так и в СССР, применяется система автоматического поддержания постоянства напряжения на шинах накала, устройство которой зависит от способа питания накала (подробнее см. ниже).

в) Напряжение постоянного тока для питания сеток. В общем энергетическом балансе радиостанции величина мощности, расходуемой источником смещающего напряжения, составляет обычно незначительную долю и заметного влияния на схему электроснабжения не оказывает.

Укажем лишь, что в установках малой и средней мощности применяются обычно выпрямители, кенотронные или газотронные, а в более мощных предпочтение отдается машинам постоянного тока (агрегат, состоящий из мотора и машины постоянного тока).

Существенным требованием является недопустимость пульсаций смещающего напряжения, что накладывает жесткие условия на работу сглаживающих фильтров.

Кроме перечисленных видов напряжений, требуемых собственно передатчиками, электросиловая схема должна быть рассчитана для питания электромоторов вспомогательного оборудования радиостанции, а также обслуживания собственных нужд.

К первым относятся моторы водоохлаждающей системы, вентиляции помещений и др.

К собственным нуждам относятся освещение зданий и участка наружного устройства, электромоторные приводы станков мастерских при радиостанции и др.

Наконец, решающее влияние на схему электросилового питания оказывает расположение радиостанции и наличие в данной местности той или иной питающей сети.

При этом возможны два основных случая: радиостанция находится в городской черте, и энергия может быть получена от городской сети низкого напряжения, или же радиостанция вынесена за городскую черту и расположена вблизи магистрали высокого напряжения.

Первый случай соответствует относительно маломощным радиостанциям, в то время как мощные радиостанции, как правило, выносятся на значительное расстояние за черту города.

Более подробно мы остановимся на схеме питания радиостанции через понизительную подстанцию от высоковольтной магистрали. В отношении же маломощных радиостанций укажем на то обстоятельство, что питание от городской сети производится через понижающий трансформатор (в тех случаях, когда напряжение сети 3300 V), специально установленный, но ни в коем случае не от осветительной сети.

Обыкновенно трансформаторная будка находится в ведении управления сетей местной электростанции, и на шины распре-

делительного щита радиостанции подается напряжение 110—210 V, от которых питаются все цепи передатчиков, а также вспомогательные агрегаты.

В мощных радиостанциях питание анодных трансформаторов часто производится непосредственно от сети высокого напряжения 6000÷66 0 V, в то время как назначение понизительной подстанции сводится к получению низкого напряжения для питания электромоторов и трансформаторов в цепи накала и т. д.

Прежде чем обратиться к описанию понизительных подстанций, необходимо остановиться на энергетических расчетах радиостанций.

Расчет сводится к определению мощности, потребляемой всеми цепями радиостанций, с учетом собственных нужд, что необходимо для правильного выбора силовых трансформаторов.

В виду крайней простоты подобных расчетов ограничимся приведением простого примера, относящегося к силовому оборудованию передатчика, получающему полное питание от шин низкого напряжения подстанции.

Энергетический расчет 10 kW радиотелефонного передатчика, питающегося полностью от шин 220 V понизительной подстанции 6600/220 V.

Краткое описание схемы передатчика.

Передатчик состоит из трех каскадов высокой частоты: задающего генератора, промежуточного усилителя высокой частоты и мощного усилителя. Модуляция осуществляется в цепи сетки промежуточного усилителя, для чего предусмотрен усилитель низкой частоты, использующий на выходе одну лампу типа М-300. Предусматривается глубина модуляции $M = 100\ \%$.

Мощность, развиваемая в колебательных контурах перечисленных каскадов, составляет 0.5. 4,5 и 11 kW соответственно.

Задающий генератор использует одну лампу типа $Г_2$-300, первый усилитель 2 лампы $Г_2$-300 и мощный усилитель 4 лампы Г-61 (б. Г-2000).

На аноды всех перечисленных выше ламп подается высокое напряжение 10 000 V от газотронного выпрямительного устройства.

Питание накала генераторных ламп производится от динамомашины постоянного тока, приводимой во вращение асинхронным короткозамкнутым мотором.

Сетки всех каскадов, за исключением задающего генератора, получают смещающее напряжение с потенциометра, к концам которого приложено напряжение 1000 V от специального газотронного выпрямителя.

Расчет мощности, подводимой к анодам.

При нормальном для ламп типа Г-61 анодном напряжении $E_0 = 10\,000$ V кпд мощного каскада в телеграфном режиме можно принять

$$\eta = 0{,}75.$$

В нашем случае телеграфный режим соответствует высшей точке модуляционной характеристики, поэтому для средней точки характеристики при $M = 1$

$$\eta_M = \frac{\eta}{1+M} = \frac{0{,}75}{2} = 0{,}375.$$

Для получения в промежуточном контуре мощного каскада колебательной мощности 11 kW необходимо к анодам ламп подвести

$$W_0 = \frac{11}{0{,}375} \cong 30\,\text{kW}.$$

При напряжении 10 000 V указанной мощности соответствует ток 3 А.

Аналогичным путем находим мощность, которую необходимо подвести к промежуточному каскаду для получения в контуре 1,5 kW.

$$W_0 = \frac{1{,}5}{0{,}375} = 4{,}3\,\text{kW}.$$

Ток, подводимый к анодам ламп промежуточного каскада, 0,43 А.

К аноду задающего генератора необходимо подвести мощность

$$W_0 = \frac{0{,}5}{\eta} = \frac{0{,}5}{0{,}5} = 1\,\text{kW}.$$

В данном случае кпд генератора может быть принят около 0,7÷0,8, поскольку задающий генератор работает в нормальном телеграфном режиме. Принятием же $\eta = 0{,}5$ мы учитываем потери в поглотительном сопротивлении, включенном в анодную цепь. Наконец, к аноду модуляторной лампы подводится около 500 W (50 mA при 10 000 V).

Суммируя перечисленные выше мощности, находим полную мощность, отнимаемую от выпрямителя

$$W_0 = 30 + 4{,}3 + 1 + 0{,}5 \cong 36\,\text{kW}.$$

Расчет мощности, подводимой к трансформаторам выпрямительного устройства.

Выпрямитель использует 6 газотронов типа ВГ-126, соединенных по схеме Греца.

Исходя из табл. 8, находим типовую мощность анодного трансформатора

$$W_{тр} = 1{,}05 \cdot W_0 = 1{,}05 \cdot 36 = 38\ \text{kVA}.$$

Имея в виду, что схема Греца допускает использование нормального силового трансформатора, подбираем тип ТМ-50/6, данные которого: кпд $= 96{,}9\,\%$ при полной нагрузке 50 kVA и $\cos\varphi = 1$ и $96{,}1\,\%$ при $\cos\varphi = 0{,}8$; потери холостого хода 380 W и потери в меди 1225 W.

Воспользовавшись формулой (178), приведенной ниже на стр. 209, вычислим кпд трансформатора при нашей нагрузке 36 kW.

$$\eta = \left(1 - \frac{P_{эк} + P_м \cdot a^2}{1000 \cdot \text{kVA} \cdot \cos\varphi_2 + P_{эк} + P_м \cdot a^2}\right) 100\,\% =$$

$$= \left(1 - \frac{380 + 1225 \cdot 0{,}76^2}{38\,000 \cdot 0{,}95 + 380 + 1225 \cdot 0{,}76^2}\right) 100 = 97\,\%.$$

В этой формуле $a = \frac{38}{50} = 0{,}76$ соответствует доли действительной нагрузки от номинальной мощности трансформатора.

Итак, к анодному трансформатору подводится

$$W_{\backsim} = \frac{36}{0{,}97} \cong 37\ \text{kW},$$

что при коэфициенте мощности трансформатора $\backsim 0{,}9$ соответствует около 41 kVA.

Расход мощности в цепи накала газотронов составляет 1,5 kW; при $\cos\varphi \cong 0{,}9$ находим число вольт-ампер равным $\backsim 1700$ VA.

Полная мощность, расходуемая выпрямительным устройством от шин 220 V подстанции, составляет

$$W_{выпр} = 38{,}5\ \text{kW},$$
$$\text{kVA} \cong 43.$$

Расчет мощности, подводимой к мотору агрегата накала.

Общий расход тока в цепях накала ламп слагается следующим образом:

мощный усилитель	— 4 лампы Г-61:	$I_н = 4{,}54$
промежуточный усилитель	— 2 лампы $Г_2$-300:	$I_н = 2{,}18$
задающий генератор	— 1 лампа $Г_2$-300:	$I_н = 18$
Усилитель низкой частоты	— 1 лампа М-300:	$I_н = 9$
	Общий ток	$I^н \cong 290$ A.

Относя этот ток к напряжению на зажимах машины 20 V, получаем мощность, отдаваемую машиной

$$W_{нак} = 290 \times 20 = 5800 \text{ W} \cong 6 \text{ kW}.$$

Коэфициент полезного действия динамомашины считаем 0,8; тогда мощность мотора на валу должна быть не меньше

$$\frac{6}{0{,}8} = 7{,}5 \text{ kW}.$$

Для вращения динамо берем синхронный мотор типа Т-1500/10, данные которого:

эффективная мощность 10 kW
потребляемая мощность 11,6 kW } кпд = 0,86
коэфициент мощности 0,86.

Распределение потерь в моторе таково, что коэфициент полезного действия от 0,7 до полной нагрузки практически постоянен, поэтому при нашей нагрузке потребляемая мотором мощность составляет

$$W_{мот} = \frac{7{,}5}{0{,}86} = 8{,}7 \text{ kW}.$$

При $\cos\varphi = 0{,}86$, вольтамперы, подводимые к мотору,

$$\text{kVA} = \frac{8{,}7}{0{,}86} \cong 10 \text{ kVA}.$$

Расчет мощности, подводимой к выпрямителю сеточного питания.

Расход мощности в цепях сеток ориентировочно находим, принимая ток сетки равным 5 % от постоянной слагающей анодного тока.

В данном случае это составит

$$I_c \cong 0{,}05 \cdot 3{,}5 = 0{,}175 \text{ A}$$

(в расчет принимаем сеточные токи промежуточного и мощного усилителей).

Имея в виду изложенные в гл. II, ч. 2 соображения о необходимости допущения значительного тока через сеточный потенциометр, в особенности для передатчиков с модуляцией на сетку, задаем таковой $\sim 0{,}5$ A, т. е. в три раза большим, чем сеточный ток.

При напряжении выпрямителя $E_0 = 1000$ V это соответствует мощности выпрямленного тока 500 W; исходя из кпд выпря-

мительного устройства 0,7 (включая анодный и накальный трансформаторы) и $\cos\varphi = 0{,}8$, находим подводимые

$$W_{сети} = \frac{0{,}5}{0{,}7} \leqq 0{,}72\,\text{kW},$$

$$\text{kVA} = \frac{0{,}72}{0{,}8} \leqq 0{,}9\,\text{kVA}.$$

Расчет мощности вспомогательного агрегата, водяного насоса и проч.

Для питания системы блокировки, управления и сигнализации, а также возбуждения динамомашины накала, применяют обычно постоянный ток напряжением 110 или 220 V, получаемым от специальной динамомашины, приводимой во вращение асинхронным мотором.

Для повышения надежности работы радиостанции обычно устанавливают, кроме того, аккумуляторную батарею, работающую совместно с динамомашиной на общие шины.

Мощность, потребляемая агрегатом, обычно невелика; принимаем ее равной 1 kW; заметим, что иногда генератор постоянного напряжения 110—120 V связывают с агрегатом накала.

Мощность мотора насосного агрегата (в системе водяного охлаждения лампы Г-61) принимаем 2 kW.

Наконец, учитываем моторы мастерской — не свыше 2÷5 kW.

Находим общую мощность, потребляемую моторами.

$$W_{мот} = 8{,}7 + 1 + 2 + 5 \leqq 17\,\text{kW},$$

$$\text{kVA} \leqq 10 + \frac{8}{0{,}86} = 20\,\text{kVA}.$$

Итак, полная мощность, отнимаемая от шин 220 V, подстанции

$$W = 38{,}5 + 8{,}7 + 0{,}72 + 17 = 65\,\text{kW},$$

$$\text{kVA} = 43 + 10 + 0{,}9 + 20 = 74\,\text{kVA}.$$

На эту мощность должен быть рассчитан силовой трансформатор подстанции.

Отдельно необходимо предусмотреть осветительный трансформатор. Мощность последнего определяется из самостоятельного проекта осветительной сети зданий и участка радиостанции.

Для мощных радиостанций мощность осветительного трансформатора составляет 50÷75 kVA.

ГЛАВА II[1]).

ПОНИЗИТЕЛЬНЫЕ ПОДСТАНЦИИ.

Назначение подстанции.

В соответствии с вышеуказанным передающие радиостанции получают электроэнергию от ближайших высоковольтных магистралей через трансформаторные понизительные подстанции, которые составляют неотъемлемую часть силового оборудования радиостанции.

Ниже мы вкратце коснемся вопросов, касающихся проектирования таких небольших подстанций, а также вопросов выбора и установки отдельных элементов электроподстанций, главным образом высоковольтной аппаратуры, употребляющихся в распределительных устройствах — основной и главнейшей части таких подстанций.

Назначение трансформаторных подстанций — преобразование электрической энергии одного напряжения в электрическую же энергию другого напряжения.

Стандартными напряжениями для трехфазного тока 50 пер/сек. приняты следующие:

120, **220**, **380**, 500 V,

3, **6**, 10, 20, **35**, 60, **100**, 150, **200** kV.

Предпочтительно рекомендуются напряжения, напечатанные жирным шрифтом, остальные же допускаются в тех случаях, когда это представляет уже слишком большой интерес.

В отношении питания радиостанций наибольшее распространение в СССР получило напряжение 6 kV.

Указанные напряжения надо поддерживать на зажимах приемников электрической энергии; на зажимах же источников электрической энергии, например, на вторичных зажимах трансформаторов эти напряжения обычно процентов на 5÷10 % больше.

Для целей освещения обычно принимается 120 или 220 V, а для моторной нагрузки предпочтительно 380 и 500 V.

Трансформаторные подстанции в зависимости от места установки трансформаторов и аппаратуры бывают закрытыми или открытыми. В первом случае все устанавливается в закрытом помещении, а во втором — в закрытом помещении располагается только аппаратура низкого напряжения, а высоковольтная аппаратура размещается вне здания под открытым небом.

Наиболее распространенным типом вообще, а, в частности, на радиостанциях, является закрытый тип электроподстанций. Открытые подстанции экономически оправдываются при очень вы-

[1]) Глава написана инж. В. Е. Вартельским.

соких напряжениях, порядка 35 000 V и выше, тогда как трансформаторные подстанции закрытого типа могут быть применены при любых напряжениях.

Решающим моментом в вопросе выбора типа подстанций открытой или закрытой, являются только лишь экономические факторы.

Отметим, что открытая подстанция сооружена на 500 kW радиостанции в Ногинске.

Схема и элементы подстанции.

Основным оборудованием трансформаторных подстанций, естественно, является силовой трансформатор, преобразующий электрическую энергию.

Трансформатор снабжается различной аппаратурой носящей вспомогательный характер и служащей для целей управления,

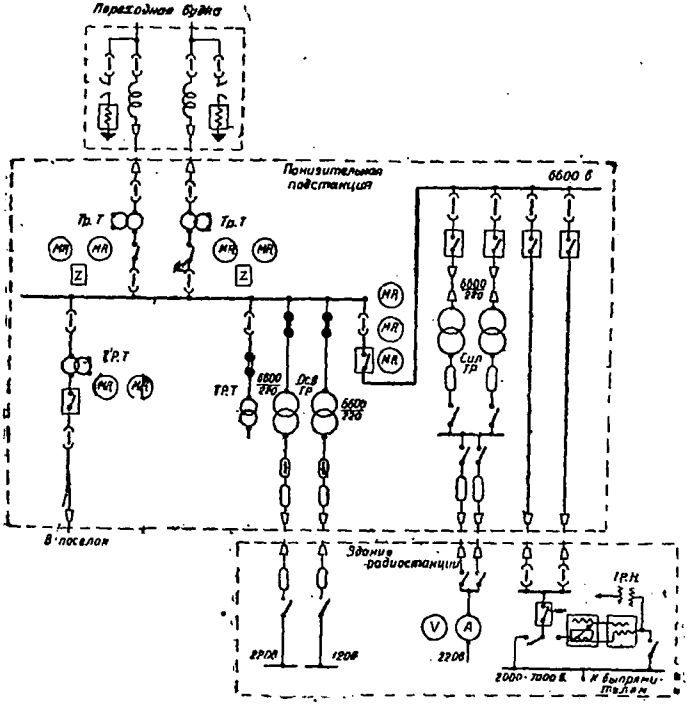


Рис. 105.

распределения и измерения электрической энергии и контроля работы трансформаторов, питающих фидеров и вообще всей установки.

В основном вспомогательная аппаратура состоит из следующих приборов: масляные выключатели, разъединители, сборные шины, измерительные трансформаторы тока и напряжения, измерительные приборы в виде вольтметров, ваттметров, фазометров, счетчиков энергии и т. д., а также защитная аппаратура.

Трансформаторы, совместно со всей необходимой аппаратурой и приборами, группируются в схемы таким образом, чтобы обеспечить максимальную гибкость, простоту, наглядность, безопасность и удобство управления и контроля.

Обычная принципиальная схема трансформаторной подстанции сводится к следующему.

Ток по питающим фидерам из линий передач передается на шины высокого напряжения через соответствующие разъединители и масляные выключатели. К этим шинам своей первичной высоковольтной обмоткой трансформаторы подключаются также через соответствующую разъединяющую аппаратуру. Концами низковольтной обмотки трансформатор присоединяется к шинам низкого напряжения, с которых производится питание всех моторов, трансформаторов и других приемников электрической энергии.

Простая, и вместе с тем распространенная, схема подстанции 100 kW радиостанции ВЦСПС, представленная на рис. 105, поясняет сказанное выше.

Включение и работа измерительных трансформаторов, а также защитной аппаратуры, описываются ниже (стр. 231 и 262).

Распределительные устройства.

Распределительное устройство является одной из самых ответственных частей установки, от правильного функционирования которой в большой степени зависит надежное и непрерывное электроснабжение радиостанции. Поэтому при проектировании распределительного устройства необходимо обратить особое внимание на надежность последнего.

Надежность распределительного устройства обусловливается кроме обычных технических требований в виде электрической, механической и термической прочности аппаратуры, еще целым рядом требований, обеспечивающих должную безопасность обслуживающему персоналу настолько, чтобы последний не подвергался опасности как в нормальных условиях, так и в аварийных.

Эти требования согласно „Электротехнических правил и норм“ сводятся к следующему.

„Распределительные устройства и щиты должны быть сделаны из огнестойких материалов. Применение дерева допускается только для рам и перил. Исключение допускается только для временных устройств.

При применении дерева для устройства обрамления, перил, защитных покрытий и тому подобных частей, которые непосред-

ственно к распределительным щитам не относятся, дерево должно быть удалено на такое расстояние от токоведущих частей, чтобы оно не могло воспламениться или явиться причиной нарушений в действии электрического устройства.

Выключатели и все приборы, предназначенные для прерывания тока, должны быть легко доступны и так расположены, чтобы случайное, вызываемое, однако, условиями работы возникновение искр или вольтовой дуги не могло причинить вреда обслуживающему персоналу, воспламенить соседние предметы или произвести короткое замыкание или соединение с землей.

Для наблюдения за показаниями и действием приборов распределительные щиты и устройства должны быть надлежащим образом освещены.

На распределительных щитах и распределительных устройствах все части, находящиеся под напряжением по отношению к земле, должны быть защищены от прикосновения в соответствии с требованием норм. Доступные, но не находящиеся под напряжением металлические части приборов и корпусов при высоком напряжении должны быть заземлены; если пол вблизи них представляет собой проводник, то они должны быть соединены с ним металлическим проводником.

Требования этого параграфа распространяются и на обратную сторону щита, если последняя вообще доступна.

В случае заземления защитных кожухов, металлических корпусов и тому подобных металлических частей, приборов и аппаратов, токоведущие части должны быть особенно тщательно изолированы от указанных заземленных частей.

Главные и вторичные распределительные устройства и щиты, требующие обслуживания с задней стороны, должны быть обеспечены проходом, достаточным по высоте и ширине.

В проходах не должны находиться предметы, которые могли бы стеснить свободу движения.

Расстояние между незащищенными токоведущими частями и противоположной стеной при низком напряжении должно быть не менее 1 *м*.

При высоком напряжении до 6000 *в* включительно это расстояние должно быть не менее 1,5 *м*; при более высоком напряжении расстояние это увеличивается на двойной искровой промежуток, соответствующий применяемому напряжению.

Если с обеих сторон на доступной высоте имеются голые незащищенные части, то горизонтальное расстояние между ними должно быть не менее 2 *м*.

В полученном, таким образом, проходе на высоте до 2 *м* от пола не должно находиться ни токоведущих частей, ни каких-либо предметов, стесняющих свободное движение.

В проходах части, находящиеся под высоким напряжением, должны быть защищены, если они находятся на высоте менее 2, 5 *м*.

В целях ограничения возможных повреждений вследствие какой-либо аварии в распределительном устройстве, а также для большей защиты обслуживающего персонала от случайных прикосновений к токоведущим частям высокого напряжения, высоковольтная аппаратура в виде измерительных трансформаторов, масляных выключателей, предохранителей, разъединителей и проч., обычно устанавливается в специальных камерах или ячейках.

Камеры для высоковольтной аппаратуры получаются путем возведения ряда бетонных перегородок в соответствующем месте помещения распределительного устройства.

Перегородки эти между камерами и ячейками обычно выполняются из бетона, реже из кирпича, гипса или специальных составов (дуроплиты). Для возможности закрывания камеры кромки переборок окантовываются профильным железом, к которому уже крепится дверь, снабженная железной сеткой.

Бетонные плиты для перегородок изготовляются из литого либо трамбованного бетона.

Плиты из литого бетона могут быть выполнены в любом месте вне места установки. Нормальная толщина их колеблется в пределах от 40 до 60 *мм*.

Перегородки же из трамбованного бетона могут выполняться только на месте установки в соответствующей опалубке по возведении самого помещения распределительного устройства. Они делаются обычно толщиной от 80 до 120 *мм*".

ГЛАВА III.

ТРАНСФОРМАТОРЫ.

Устройство и конструкция.

Трансформатор состоит из двух изолированных друг от друга обмоток высокого и низкого напряжения, которые насаживаются на сердечник трансформатора, служащий для них магнитной цепью (рис. 106).

Сердечник трансформатора или остов собирается из листов легированного железа толщиной 0,35÷0,5 mm, изолированных друг от друга тонким слоем лака или бумаги.

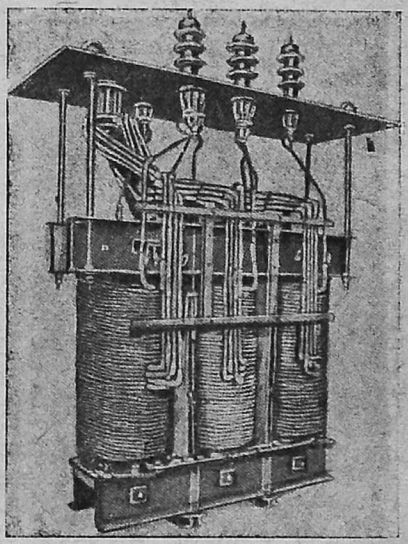
Обмотки трансформатора выполняются из медных изолированных проводов в виде катушек потребной формы.

Обмотка высокого напряжения обычно разбивается на отдельные катушки, отделяемые друг от друга воздушным промежутком, чтобы понизить напряжение между лежащими друг на друге витками.

Сердечник совместно с обмотками погружается в кожух, который обычно выполняется из листового железа сварной конструкции, причем поверхность кожухов для трансформаторов малых мощностей гладкая, а для больших — волнистая, что увеличивает теплоотдачу поверхностью трансформатора в окружающую среду.

Для передвижения трансформаторов, начиная с мощности 180 kVA и выше, применяются гладкие (или с ребордой для передвижения по рельсам) транспортные ролики, приделанные к нижней части кожуха.

Для подъема трансформатора в крышке или кожухе последнего предусматриваются специальные подъемные кольца.



На крышке трансформаторов установлены фарфоровые изоляторы, служащие для выведения концов обмоток из трансформатора. Эти изоляторы помещаются в специальные фланцы.

Расположение изоляторов на крышке ясно из рис. 107—108 где применены следующие обозначения:

A, B, C — выводы обмоток высшего напряжения,

a, b, c — выводы обмоток низшего напряжения,

0 — нулевая точка.

Обычно обмотки трансформаторов на стороне высокого напряжения имеют добавочные ответвления для изменения напряжения на $\pm 5\ ^0/_0$. Эти зажимы обыкновенно находятся под крышкой трансформатора.

Трансформаторы в отношении охлаждения разделяются на два основных типа: с воздушным охлаждением или с масляным.

Сухие трансформаторы с воздушным охлаждением строятся небольших мощностей. Наибольшим, однако, распространением пользуются трансформаторы с масляным охлаждением. В этом случае весь кожух трансформатора заполняется специальным трансформаторным маслом, которое служит относительно хорошим проводником тепла и вместе с тем является хорошим электрическим изолятором.

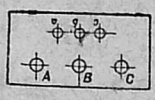


Рис. 107.

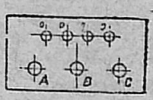


Рис. 108.

Трансформаторы с масляным охлаждением (за исключением малых мощностей) снабжаются так называемыми консерваторами,

назначение которых заключается в том, чтобы дать возможность нагревающемуся маслу выйти из трансформатора. Последнее обстоятельство защищает масло, находящееся в самом трансформаторе, от конденсации в нем влаги, так как эта конденсация может происходить лишь при соприкосновении поверхности масла с воздухом.

Консерватор представляет собой небольшой бак объемом 6÷8 % от объема масла в кожухе, расположенный над трансформатором на кронштейнах, укрепляемых на крышке трансформатора и соединенный с ним трубой. Консерватор выполняется цилиндрической формы, сварной из листового железа; в верхней части его имеется отверстие для выхода воздуха, а в нижней — пробка для выпуска осадков влаги и грязи из консерватора.

Консерваторы часто снабжаются также маслоуказателем для указания уровня масла.

Для спуска масла из трансформатора в нижней части его кожуха предусмотрена пробка или кран, а для грязи в дне кожуха имеется отверстие, закрытое болтом.

Схемы соединения.

Силовые трансформаторы исполняются как однофазные, так и, главным образом, трехфазные. Однофазные трансформаторы также могут быть использованы в трехфазных системах путем соединения их обмоток в звезду или треугольник. В этом случае применяются следующие схемы:

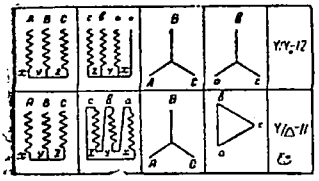


Рис. 109.

1) первичная и вторичная соединяются звездой,

2) первичная и вторичная треугольником,

3) первичная треугольником, вторичная звездой,

4) первичная звездой, вторичная треугольником.

Трехфазные трансформаторы снабжаются обмотками, отдельные фазы которых соединяются в различных комбинациях звезды и треугольника. Часто также применяется для соединения вторичных обмоток схема зигзаг — звезда. У такого рода трансформаторов (с обмоткой зигзаг — звезда) вторичная обмотка каждой фазы состоит из двух катушек, расположенных на разных сердечниках. Они применяются преимущественно в случаях неравномерной нагрузки на фазы (например, освещение).

На рис. 109 мы приводим стандартные схемы соединений обмоток трансформаторов.

Технические данные трансформаторов.

Технические данные трансформаторов трехфазного тока с естественным и масляным охлаждением могут быть взяты из заводских каталогов.

Для определения кпд трансформатора можно воспользоваться следующей формулой

$$\eta = \left(1 - \frac{P_{эс} + P_м \cdot a^2}{100\,\text{kVA} \cdot \cos\varphi_2 + P_{эс} + P_м \cdot a^2}\right) 100\ \%. \qquad (178)$$

Здесь $P_{эс}$ — потери в железе в ваттах,
$P_м$ — потери меди в ваттах,
a — часть нагрузки от нормальной,
$\cos\varphi_2$ — коэфициент мощности вторичной цепи.

При нагрузке, вследствие внутреннего падения напряжения трансформатора, вторичное напряжение его понижается.

Разница между напряжением холостого хода и при нагрузке определяется следующим соотношением

$$E\ \% = \frac{P_м}{10 \cdot \text{kVA}} \quad (\text{при } \cos\varphi_2 = 1). \qquad (179)$$

При других значениях коэфициента мощности падение напряжения можно определить по формуле

$$E\ \% = \frac{P_м}{10 \cdot \text{kVA}} \cos\varphi_2 + \sqrt{e_к^2 - \left(\frac{P_м}{10 \cdot \text{kVA}}\right) \sin\varphi_2}, \qquad (180)$$

где $e_к$ — напряжение короткого замыкания в процентах от рабочего напряжения.

Вследствие того, что напряжения при нагрузке понижаются, вторичные напряжения трансформаторов, соответствующие холостому ходу, взяты на 5 % выше эксплоатационных.

Нагружать трансформатор сверх номинальной мощности, указанной в таблицах, при окружающей температуре выше 35° С нельзя.

При более же низких температурах допускается перегрузка трансформатора, исходя из расчета перегрузки на 1 % на каждый градус понижения температуры.

Параллельная работа трансформаторов.

Под параллельной работой трансформаторов понимается такое включение двух или нескольких трансформаторов и одновременная работа их, при котором их обмотки как высшего, так и низшего напряжения, подключены на общие шины (одни шины для высокого и другие для низкого напряжения).

Параллельная работа трансформаторов не всегда выполнима, и удовлетворительный результат можно получить при следующих условиях:

1) Схема соединения обмоток трансформаторов должна принадлежать к одной группе, т. е. сдвиги фаз между первичной и вторичной системами напряжения трансформаторов должны быть равны.

При несоблюдении этого условия между включенными параллельно трансформаторами будет циркулировать уравнительный ток.

2) Коэфициенты трансформации при холостом ходе должны быть равны, т. е. напряжения у параллельно подключаемых трансформаторов должны быть равны, иначе возникнут внутренние уравнительные токи.

3) Приблизительно одинаковые мощности; отношение мощностей подключаемых трансформаторов не должно превосходить 3:1.

4) Одинаковые напряжения короткого замыкания.

Под напряжением короткого замыкания подразумевается величина напряжения на высоковольтной стороне в процентах, которую необходимо приложить к ней, чтобы в короткозамкнутой низковольтной обмотке получить нормальную силу тока, соответствующую полной нагрузке.

Если напряжения короткого замыкания двух параллельно работающих трансформаторов равны, то нагрузка между ними разделится поровну при одинаковой мощности и пропорционально их мощности при различных мощностях.

Неравенство этих напряжений приводит к неравномерному распределению нагрузки между трансформаторами: на трансформатор с меньшим напряжением короткого замыкания приходится большая нагрузка и наоборот.

При малых уклонениях можно допустить эту некоторую неравномерность в распределении нагрузки, при больших же расхождениях необходимо путем включения добавочных реактанцев в виде дросселей уравнять их напряжения короткого замыкания.

5) Направления вращения фаз должны быть одинаковы.

Вращением фаз называется угловое направление последовательности прохождения во времени по фазам максимальных векторов напряжения и тока.

Выбор трансформаторов.

В соответствии с вышеизложенным, при выборе типа трансформатора исходными данными служат напряжения магистрали и на шинах радиостанции, а также требуемая мощность для питания передатчиков.

В тех случаях, когда на радиостанции установлено несколько передатчиков, например на передающих радиоцентрах, не всегда

целесообразно применение одного трансформатора, рассчитанного на полную мощность питания всех передатчиков, ввиду неполного его использования при неодновременной работе передатчиков.

Иногда более желательным в смысле экономичности и создания более дешевого резерва является установка 2 или 3 трансформаторов соответственно меньшей мощности, рассчитанных для параллельной работы от радиостанции при полной нагрузке.

Кроме того ввиду необходимости резервирования трансформаторов, последняя система выгодна еще и тем, что позволяет значительно уменьшить установленную мощность подстанции.

Так например, если требуется общая мощность при одновременной работе всех передатчиков в 800 kVA, то иногда целесообразно применить три трансформатора типовой мощности 420 kVA, из которых два являются рабочими, а один — остается резервным.

Установка и помещения трансформаторов.

Трансформаторы, как правило, устанавливаются в специальных помещениях — камерах или ячейках. Эти помещения должны быть из огнестойкого материала (чаще всего применяется бетон или кирпич), причем обычно каждый трансформатор устанавливается в отдельной камере; камеры обыкновенно исполняются в виде пристройки к основному зданию и снабжаются металлическими дверями, открывающимися наружу. Объем трансформаторных камер диктуется габаритами трансформаторов и размерами необходимых проходов.

Для малых трансформаторов проход должен применяться не не меньше 0,4 m, а для больших не менее 0,7 m с учетом того требования, чтобы все места приключения проводов были доступны для контроля.

Высота камер определяется системой подводки высокого напряжения и (в случае больших трансформаторов) наличием консерватора, над которым должно быть достаточно места для подъема крышки для подливания масла.

Для подвоза трансформатора к камере, а также при удалении его из камеры, перед последней предусматривается путь для передвижения трансформатора, обычно в виде рельс для больших трансформаторов. Эти рельсы проводятся также внутрь самой камеры, и трансформатор нормально устанавливается на этих рельсах.

Для облегчения вкатки трансформатора в камеру рекомендуется в задней стене предусмотреть крюк для крепления полиспастов. Это особенно относится к большим типам трансформаторов.

На случай выхода масла из трансформатора вследствие аварии, либо же при замене масла, пол камеры иногда делается лотко-

образной формы, нижняя часть которого трубой соединяется с бетонной ямой для масла, находящейся снаружи трансформаторной камеры.

Емкость этой ямы рассчитывается на полное количество масла трансформатора. Трубы, соединяющие трансформаторную камеру с ямой для масла, обычно берутся гончарные или железные и для облегчения стекания масла укладываются с небольшим уклоном. Чтобы не допустить загорания масла в яме (при пожаре), труба подводится к нижней части ямы.

Чаще маслостоки устраиваются непосредственно под трансформаторами, в полу камеры. Они также делаются с расчетом вмещения всего объема масла трансформатора. В этом случае маслостоки покрываются металлическими решетками, поверх которых кладется слой крупного гравия примерно в 80÷100 mm толщиной.

Назначение последнего—гасить горящее масло при протекании через него. Из этих маслостоков кверху прокладывается труба (вертикально или с небольшим уклоном) для удаления из них масла помощью насоса.

Так как нормально в трансформаторных помещениях люди не находятся, освещение камер достигается помощью небольшого окна в двери или над ней.

Рекомендуется всегда стремиться располагать трансформаторы, содержащие масло, на уровне земли.

Охлаждение трансформаторных камер.

Как было сказано выше, трансформаторы устанавливаются в небольших камерах и, очевидно, при этом температура последних может быть очень велика вследствие выделяемого трансформатором в работе в окружающий его воздух тепла. Количество этого тепла зависит от потерь в трансформаторе и, очевидно, характеризуется коэфициентом полезного действия данного трансформатора.

Трансформаторы небольшой мощности до 15÷20 kVA не требуют особого устройства для отвода этого тепла, так как оно в достаточной мере отводится через стенки камер.

Для трансформаторов больших мощностей необходимо предусмотреть особое охлаждающее устройство.

Для мощностей, употребительных на радиостанциях трансформаторов, в качестве охлаждения следует применять естественное воздушное охлаждение, которое является наиболее простым, дешевым и часто применяемым способом охлаждения.

При этой системе охлаждения для хорошей вентиляции трансформаторов их камеры должны быть снабжены достаточных размеров каналами для подвода и отвода воздуха. Размеры вентиляционных каналов обычно определяются расчетами, приво-

дить которых мы здесь не станем и ограничимся лишь приведением приближенной формулы для определения сечения канала

$$q = \frac{1}{1200} \cdot \frac{kW - F}{V}. \qquad (181)$$

Здесь kW — мощность устанавливаемого трансформатора в киловаттах,

F — суммарная площадь стен, пола и потолка в квадратных метрах.

V — скорость воздуха в канале, выраженная в метрах в секунду, зависящая от высоты отводящей воздух трубы.

Если расчетное сечение получится чрезмерно большим, для уменьшения его можно либо увеличить размеры камеры, либо увеличить скорость воздуха в вентиляционном канале путем установки вентиляторов.

Для более равномерного охлаждения трансформаторов следует подводить воздух не сбоку трансформатора, а лучше снизу,

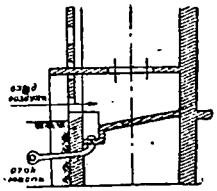


Рис. 110.

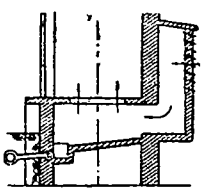


Рис. 111.

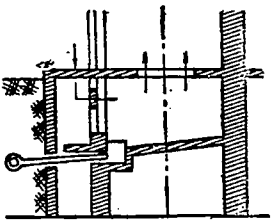


Рис. 112.

в маслосток под трансформатор. Для того чтобы в маслосток не могла попасть дождевая вода, а также, чтобы воспрепятствовать вытеканию масла, канал свежего воздуха располагается несколько выше нижнего края маслостока (см. рис. 110).

В целях предохранения от распространения огня при загорании масла эти воздушные каналы автоматически закрываются. Если из каких-либо соображений трудно разместить внизу отверстия или нежелателен забор воздуха снизу, иногда устраивают специальные пристройки (рис. 111), в которых при необходимости очистки воздуха размещаются фильтрующие приспособления.

В некоторых случаях канал свежего воздуха укладывается в земле и покрывается решеткой (рис. 112).

Кроме каналов или отверстий для подвода воздуха, как было выше сказано, необходима еще вытяжная труба; эти трубы выпускаются на крышу и должны иметь возможно прямолинейное направление, так как резкие повороты представляют большое сопротивление протеканию воздуха и при их наличии тяга, а значит, и вентиляция, ухудшаются.

Эти трубы рекомендуется выполнять из огнеупорных материалов и выводить на крышу в виде башенки с перекрытием и боковыми жалюзи, направленными так, чтобы ветер продувал вверх трубы и тем усиливал тягу.

ГЛАВА VI[1]).

МАСЛЯНЫЕ ВЫКЛЮЧАТЕЛИ.

Назначение.

Основное назначение масляного выключателя — производство коммутационных операций как при нормальном режиме электрической системы (включение, выключение и пр.), так и при аварийных условиях: автоматическое отключение дефектных участков цепи при коротком замыкании, а также при перегрузке данного участка. Особенно тяжелы условия работы масляного выключателя при выключении токов коротких замыканий, так как последние во много раз превышают нормальные токи нагрузки.

Благодаря этому масляный выключатель является одним из основных и ответственнейших элементов распределительного устройства, от работы которого в значительной степени зависит надежная эксплоатация электрических устройств.

Масляные выключатели применяются для электрических систем переменного тока с рабочим напряжением 3000 V и выше, а также при значительных мощностях и в специальных условиях и при более низких рабочих напряжениях.

Общее устройство.

Масляный выключатель представляет собой по существу обыкновенный выключатель, помещенный в бак с маслом. Обычное его устройство, показано на рис. 113.

В крышке металлического сосуда *А*, заполненного маслом, заделываются проходные изоляторы *Б*. Наружные концы изоляторов имеют клеммы для подключения цепи, а концы изоляторов, опущенные в бак, несут на себе пружинные контакты, замыкающиеся между собой ножом *В*. Последний может получить движение вверх (замкнуть) или вниз (разомкнуть) при помощи системы рычагов.

При оперировании масляным выключателем вследствие выделения газов при выключении предельных мощностей может при некоторых обстоятельствах произойти взрыв.

Для увеличения безопасности работы масляного выключателя вся его внутренняя поверхность (стенки бака) покрывается слоем

[1]) Глава написана инж. В. Е. Вартельским.

изоляции, а многофазные масляные выключатели также снабжаются междуфазовыми изолирующими перегородками. Назначение последних не допускать возможности переброски образовавшейся при выключении короткого замыкания дуги на стенки сосуда или соседние фазы.

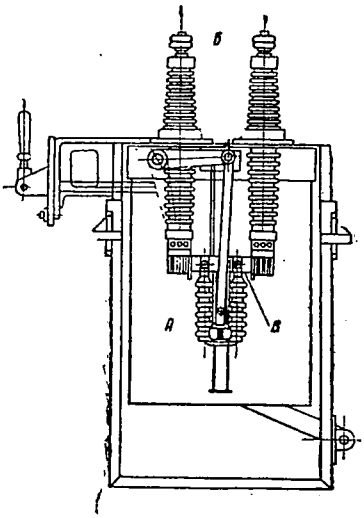


Рис. 113.

Кроме того в масляных выключателях, между крышкой и поверхностью масла, расположено так называемое буферное пространство (воздушное), объем которого рассчитан таким образом, чтобы возникающие при оперировании газы создавали лишь неопасные для масляного выключателя давления.

Крышка сосуда укрепляется тем или иным способом на железной раме, снабженной колесиками для передвижения выключателей больших типов. Во всех типах масляных выключателей крышка скрепляется с баком и таким образом, чтобы возможно было, подвесив выключатель за крышку, с помощью особого устройства опускать бак, отделяя его от крышки.

Выбор масляного выключателя.

Масляным выключателям приходится совершать очень тяжелую работу во время выключения тока короткого замыкания. А таковые могут иметь место во всякой электрической установке, какие бы меры предупреждения не принимались.

Неправильный выбор масляного выключателя может в этих случаях привести к крупным авариям. Поэтому вопросу о надлежащем выборе масляного выключателя следует придавать самое серьезное значение.

Для обеспечения надежности работы масляного выключателя необходимо, чтобы характеристика масляного выключателя соответствовала данным сети, для которой масляный выключатель предназначается.

Такого рода характеристикой масляного выключателя является:

а) номинальное напряжение масляного выключателя,

б) номинальная сила тока масляного выключателя,

в) предельная выключаемая сила тока масляного выключателя,

г) односекундная сила тока (электродинамическая устойчивость),

д) предельная включаемая сила тока масляного выключателя.

Ниже (в табл. 18) приводятся основные технические данные

трехполюсных масляных выключателей, изготовляемых заводами ВЭО.

Остановимся подробнее на тех требованиях, которым должны удовлетворять масляные выключатели.

Выбор выключателя производится:

а) По номинальному напряжению. Этому требованию будет удовлетворять масляный выключатель, если максимальное рабочее напряжение сети, для которой предназначается масляный выключатель, не будет превосходить данных графы 2 таблицы. Вообще же масляный выключатель выбирается таким образом, чтобы нормальное напряжение сети соответствовало номинальному напряжению масляного выключателя, указанного в графе 1 табл. 18.

б) По номинальной силе тока. Это требование будет выполнено, если максимальная рабочая сила тока в сети не будет превосходить номинальную силу тока масляного выключателя, указанную в графе 3 табл. 18. Перегрузка рабочим током сверху указанного ни в коем случае недопустима, так как при этом произойдет перегрев всех частей масляного выключателя, могущий повлечь за собой аварию последнего.

в) По предельной выключаемой силе тока. Это требование является наиболее серьезным из предъявляемых к масляному выключателю. Сила тока короткого замыкания, которую приходится разомкнуть масляному выключателю, во много раз превосходит номинальную силу тока последнего.

При размыкании предельной силы тока, в момент расхождения контактов масляного выключателя, между ними образуется дуга, процесс горения которой сопровождается усиленным образованием газов масла, непосредственно соприкасающегося с дугой. Образовавшийся раскаленный газовый пузырь увеличивает давление на стенки бака и после гашения дуги поднимается кверху в буферное пространство. При образовании большого количества газа он не успевает достаточно охладиться, попав в буферное пространство, и может вызвать взрыв масляного выключателя путем загорания смеси газа и воздуха в буферном пространстве масляного выключателя.

Надежность масляного выключателя в этом случае определяется конструктивными данными его, исключающими возможность аварии, если сила разрываемого тока не будет превосходить определенной величины. Поэтому в графе 5 табл. 18 приведены величины предельной выключаемой силы тока, при которых обеспечивается надежная работа масляного выключателя.

Выбирая масляный выключатель по предельной выключаемой силе тока, необходимо, чтобы действующее значение силы тока короткого замыкания в сети в первый полупериод после возникновения дуги между контактами масляного выключателя

Трехполюсные масляные выключатели

Максимальн. номинальное напряж. в V	Максимальн. рабоч. напряж. установки	Номинальн. сила тока в А	Тип масляного выключателя	Предельная выключаем. сила тока в А	Применимость масляных выключателей
500		200 550	ВМ-5	10 000 15 000	Для внутренних установок
		200 600 1 000 1 250	ВМ-14	19 000 30 000 35 000 35 000	
		2 000 3 000	ВМ-18	44 000 44 000	
3 000	4 500	200 550	ВМ-5	3 300 3 300	Для внутренних установок
		200 600 1 000 1 250	ВМ-14	19 000 22 000 22 000 22 000	
		2 000 3 000	ВМ-18	19 000 19 000	
		400 600 1 000 1 500	ВМ-22	27 500 30 000 33 000 33 000	
		400 600 1 000 1 500	ВМ-22-Н	27 500 30 000 33 000 33 000	Для наружных установок
		600 1 000 1 500	ВМ-103	40 000	Для внутренних установок
6 000	7 500	200	ВМ-5	1 425	Для внутренних установок
		200 600	ВМ-14	10 000 10 000	
		400 600 1 000 1 500	ВМ-22	14 250 14 250 14 250 14 250	
6 000	7 500	400 600 1 000 1 500	ВМ-22-Н	14 250 14 250 14 250 14 250	Для наружных установок
		600 1 000 1 500	ВМ-103	40 000	Для внутренних установок

не превосходило указанной в таблице предельной выключаемой силы тока.

Определение значения силы тока короткого замыкания в первый полупериод после возникновения дуги между контактами может быть произведен следующим образом:

1 По данным сети определяют мгновенную реактивность системы до точки короткого замыкания, отнесенную к полной мощности всех присоединенных синхронных машин P_n. Эта реактивность складывается из мгновенной реактивности генераторов, реактивности трансформаторов, дроссельных катушек, реакторов и реактивности линий и сети до места короткого замыкания.

2. Определяют промежуток времени от момента начала короткого замыкания до начала выключения, который слагается из величины времени действия реле и собственного времени действия масляного выключателя. Временем действия реле, как малой величиной, обычно пренебрегают.

3. Действующее значение силы тока короткого замыкания в первый полупериод после возникновения дуги между контактами масляного выключателя определяется по следующей формуле

$$I_k = \frac{k \cdot P_n}{E \cdot \sqrt{3}}, \qquad (182)$$

где E — нормальное линейное напряжение установки в киловольтах, k — коэфициент кратности тока короткого замыкания.

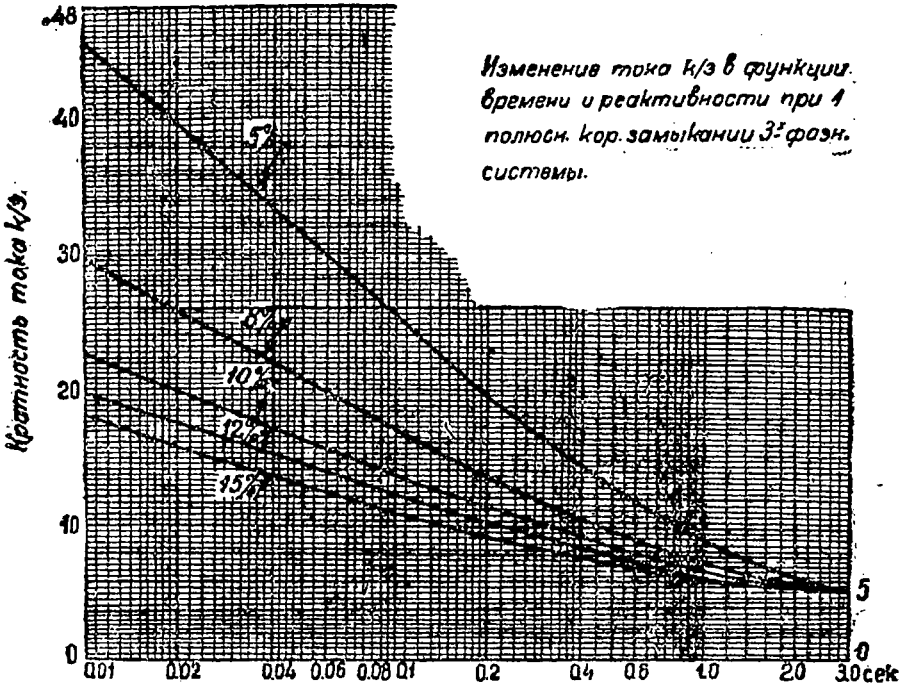
Определив промежуток времени от начала короткого замыкания до начала выключения и реактивность системы до точки короткого замыкания по кривым затухания тока короткого замыкания, приведенным на рис. 114 ÷ 116 для 1-, 2-, и 3-фазного короткого замыкания находим величину k в момент начала выключения.

Пример. Общая мгновенная реактивность системы до места короткого замыкания при 2-фазном коротком замыкании $X = 22\%$,
отнесенная к мощности 20 000 kVA;
рабочее напряжение установки 6600 V,
рабочая сила тока 100 A,
собственное время действия масляного выключателя — 0,25 сек.

По кривым рис. 115 находим кратность тока: 3,9;
тогда:

$$I_k = \frac{3{,}9 \cdot 20\,000}{6{,}6 \cdot \sqrt{3}} = 6820\,\text{A}.$$

Этим условиям удовлетворяет масляный выключатель типа ВМ-14, 600 A, 6000 V, кат. № 50122, имеющий предельную выключаемую силу тока 10 000 A (см. табл. 18); применение масляного выключателя, ВМ-5, несмотря на относительно малый рабо-


Изменение тока к/з в функции времени и реактивности при 1 полюсн. кор. замыкании 3х фазн. системы.
Кратность тока к/з.
5%
8%
10%
12%
15%
0
10
20
30
40
46
5
0
0.01
0.02
0.04
0.06
0.08
0.1
0.2
0.4
0.6
1.0
2.0
3.0 сек

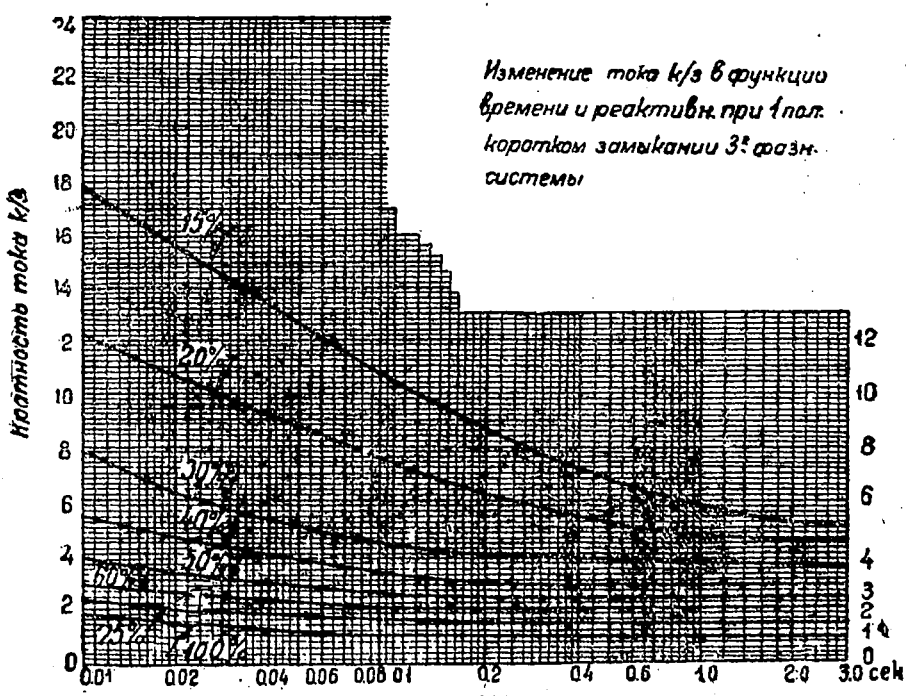
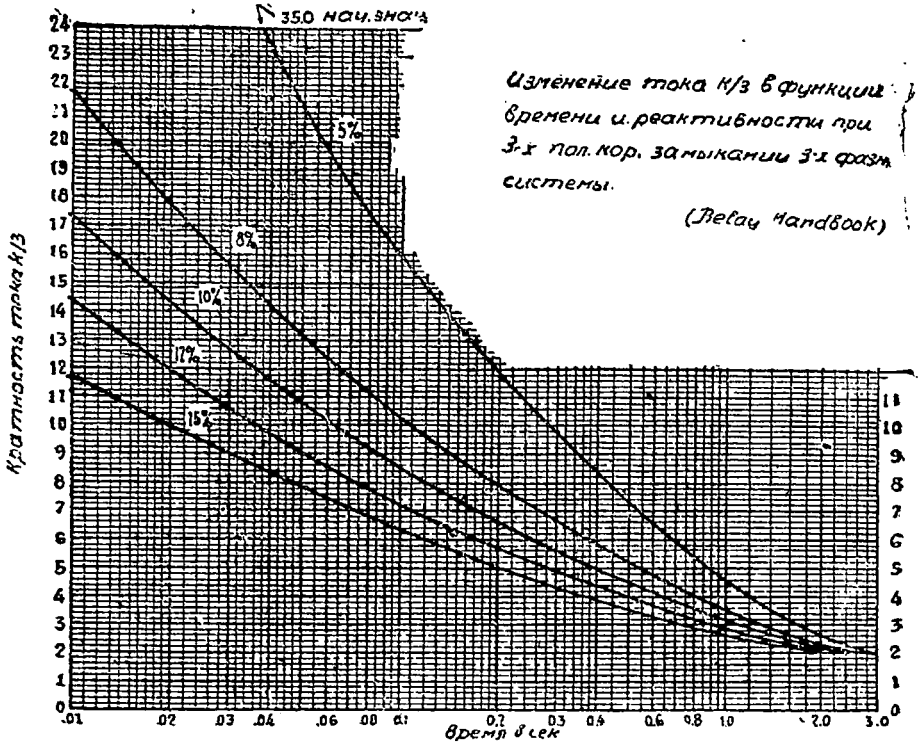

Изменение тока к/з в функции времени и реактивн. при 1 пол. коротком замыкании 3х фазн. системы
Кратность тока к/з
15%
20%
30%
50%
100%
25%
0
2
4
6
8
10
12
14
16
18
20
22
24
12
10
8
6
4
3
2
1
0
0.01
0.02
0.04
0.06
0.08
0.1
0.2
0.4
0.6
1.0
2.0
3.0 сек

Рис. 114.


Изменение тока к/з в функции времени и реактивности при 3-х пол. кор. замыкании 3-х фазн. системы.
(Relay Handbook)
Кратность тока к/з
Время в сек
15%
8%
10%
12%
15%

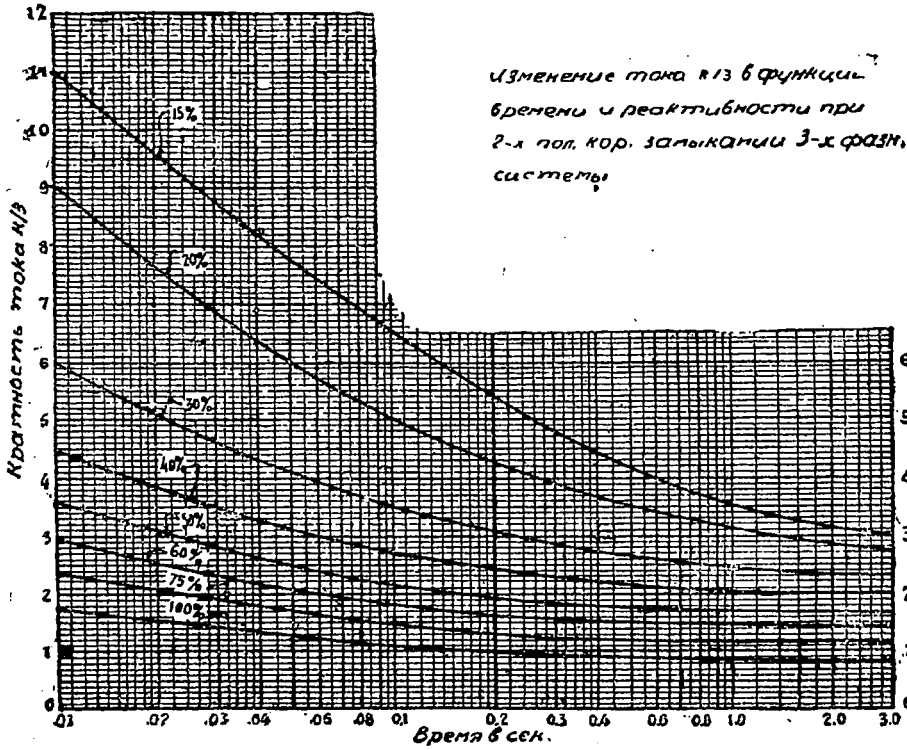
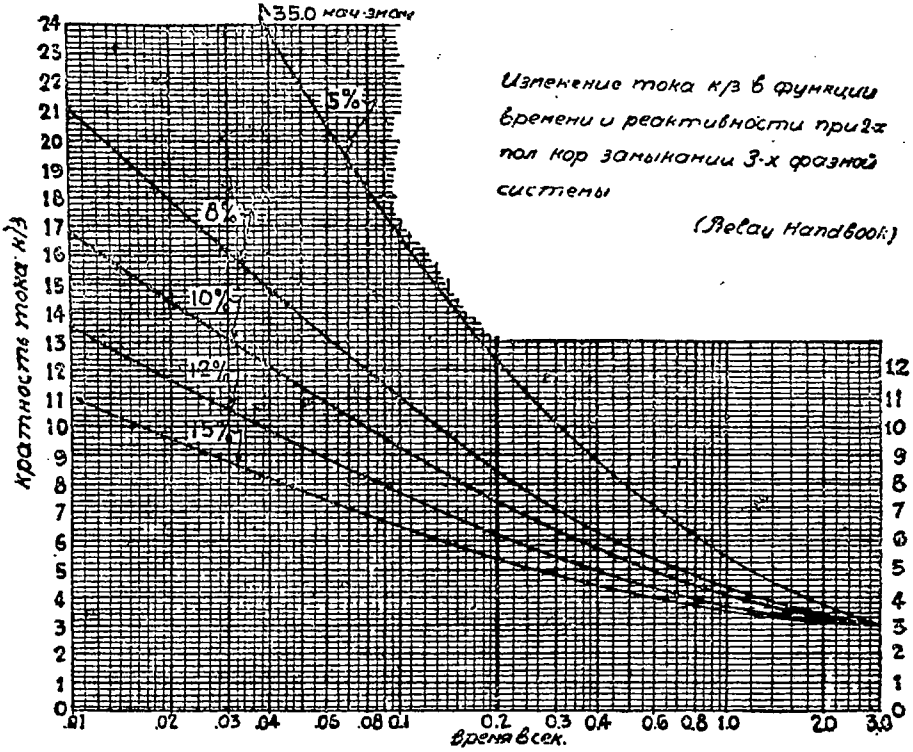
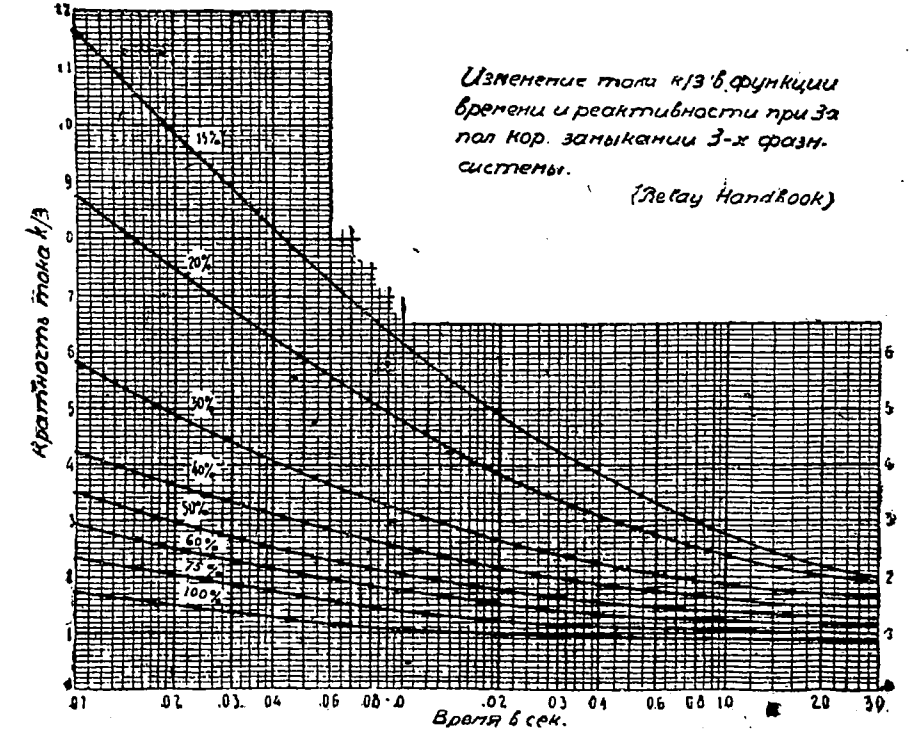

Изменение тока к/з в функции времени и реактивности при 2-х пол. кор. замыкании 3-х фазн. системы
Кратность тока к/з
Время в сек.
15%
20%
30%
40%
50%
60%
75%
100%

Рис. 115



Изменение тока к/з в функции времени и реактивности при 2-х пол кор замыкании 3-х фазной системы

(Relay Handbook)



Изменение тока к/з в функции времени и реактивности при 3-х пол кор. замыкании 3-х фазн. системы.

(Relay Handbook)

Рис. 116.

чий ток (в нашем случае 100 А), недопустимо ввиду большой величины тока короткого замыкания.

В некоторых случаях, для облегчения условий работы масляного выключателя на мелких фидерах, ответвляющихся от мощных шин, ограничивают ток короткого замыкания путем установки на отдельных фидерах реакторов.

Определение токов короткого замыкания, вообще говоря, представляет довольно сложную задачу. Часто поэтому применяются различные методы приближенного определения значения величины тока короткого замыкания.

Так например, для определения величины тока короткого замыкания для масляного выключателя, находящегося за трансформатором (считая по направлению движения энергии), применяется следующая формула

$$I_k = \frac{100}{3{,}3} \cdot I_{mp} \cong 30\, I_{mp} \qquad (183)$$

где I_{mp} — нормальная сила тока одного или нескольких работающих трансформаторов.

В случае применения реактора, создающего падение напряжения в размере $n\ ^0/_0$, ток короткого замыкания для масляного выключателя может быть определен из следующей формулы

$$I_k = \frac{100}{3{,}3 + n} \cdot I_{mp}. \qquad (184)$$

Чаще же всего в условиях работы радиостанций, при питании последних от какой-либо районной или городской сети, величину тока короткого замыкания для выбора масляного выключателя дает предприятие, снабжающее радиостанцию электроэнергией.

г) По электродинамической устойчивости. При возникновении через масляный выключатель токов короткого замыкания они, в первый момент значительно превышая установившийся ток короткого замыкания, подвергают все части масляного выключателя воздействиям электродинамического и термического характера. Опасными местами в этом случае являются не только токоведущие части, но и изоляторы, контактодержатели и прочие связанные с ними механизмы.

Способность масляного выключателя противостоять этому действию условно характеризуется максимальным допустимым током в течение одной секунды, причем масляный выключатель в эксплотации не может быть подвергнут действию тока с действующим значением, превышающем максимальный односекундный ток.

Данные односекундного тока для каждого данного типа масляного выключателя должны быть взяты из заводских каталогов.

При подсчете допустимых амплитуд тока можно считать с достаточной для практики точностью, что амплитуда тока короткого замыкания превосходит максимальное эффективное значение его в 1,635 раза.

д) По термической устойчивости. В моменты протекания тока короткого замыкания через масляный выключатель вызывается дополнительный нагрев токоведущих частей его, который во избежание порчи масляного выключателя не должен превосходить некоторой определенной величины. Условной величиной, характеризующей термическую устойчивость масляного выключателя, является пятисекундная сила тока, каковая также дается заводским каталогом.

В случае наличия условий, при которых возможен нагрев масляного выключателя выше того, что гарантируется величиной пятисекундной силой тока, каковая также дается заводским каталогом.

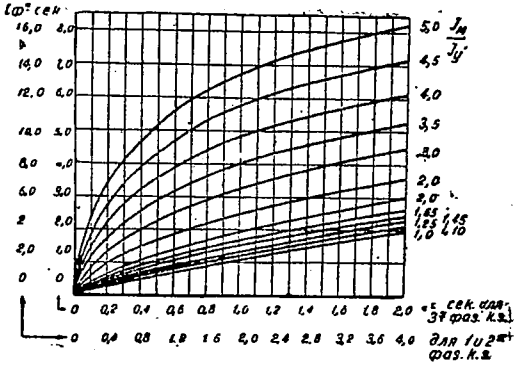


Рис. 117

Если пятисекундная сила тока масляного выключателя равна I_k А, то определение той величины силы тока, которую масляный выключатель может выдержать в течение t секунд, может быть произведено по формуле:

$$I_{kt} = \frac{I_k}{\sqrt{\frac{t}{5}}}. \qquad (185)$$

Сила тока короткого замыкания непостоянна, а изменяется с течением времени, постепенно уменьшаясь от мгновенного тока короткаго замыкания $I_м$ до установившегося тока I_y.

Можно считать, что термическое действие действительного тока короткого замыкания в течение t секунд эквивалентно действию установившегося тока I_y в течение некоторого фиктивного времени $t_ф$. Фиктивное время короткого замыкания зависит от многих факторов (характер короткого замыкания), отношение $I_м$ к I_y и пр. и может быть найдено по кривым рис. 177.

Зная величины $I_м$, I_y и время действия короткого замыкания t из графика, определяется фиктивное время $t_ф$ и по формуле (185) определяется пятисекундная сила тока масляного выключа-

теля. Гарантируемая пятисекундная сила тока выбранного масляного выключателя должна быть больше или равна полученному значению I_k.

е) По предельной включаемой силе тока. При включении масляного выключателя на существующее короткое замыкание между токоведущими частями последнего возникают электродинамические усилия, препятствующие включению. Если в эксплотации возможны случаи включения масляного выключателя на существующее короткое замыкание в сети, необходимо, чтобы максимальная амплитуда тока короткого замыкания в сети, для которой предназначается масляный выключатель, не превосходила гарантируемой заводом включаемой силы тока.

Только в том случае можно считать условия работы масляного выключателя безопасными и надежными, если он полностью удовлетворяет требованиям, разобранным выше в пунктах „а" — „е"; при несоответствии же хотя бы одной из его характеристик условиям работы нельзя гарантировать надежную эксплоатацию данного масляного выключателя.

Управление масляными выключателями.

В зависимости от места установки масляного выключателя, и сопряжения последнего с прочими элементами высоковольтного устройства, применяется тот или иной способ управления

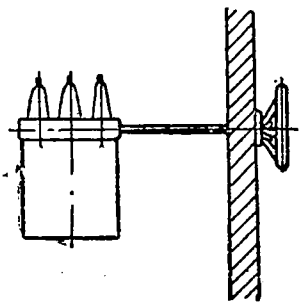


Рис. 118.

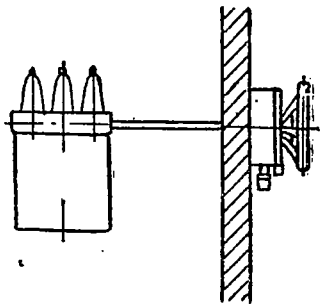


Рис. 119.

масляным выключателем. Масляный выключатель снабжается специальным приводом для управления и, в зависимости от способа воздействия на него, различаются нижеследующие три случая:

1. Ручное управление помощью маховичного привода, как изображено на рис. 118, 119.

2. Дистанционное ручное управление посредством маховичка или рычага помощью передаточных штанг, цепей или канатов (рис. 120).

3. Дистанционное управление посредством соленоидного привода, как изображено на рис. 121.

Для выключателей более мощных обычно употребляется исключительно соленоидный привод, которым осуществляется дистанционное управление. Соленоидный привод состоит из следующих главных частей:

а) главного соленоида, служащего для включения масляного выключателя,

б) малого соленоида, служащего для выключения масляного выключателя,

в) промежуточного реле, служащего для замыкания и размыкания цепи источника постоянного тока, питающего главный соленоид.

Нормально управление соленоидным приводом производится при помощи кнопок. Замыкание и размыкание вспомогательных цепей тока (питание промежуточного реле, сигнальные лампы и проч.) осуществляется помощью

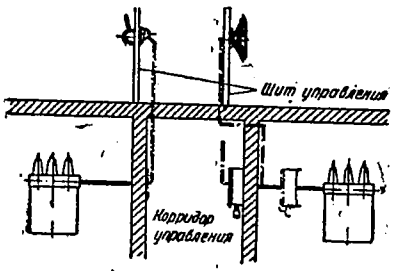
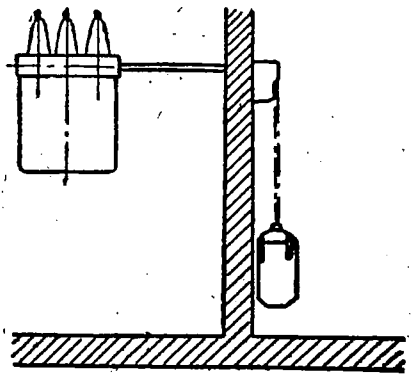


Рис. 120.


Рис. 121.

сигнально-блокировочных контактов, устанавливаемых на валу, соединяющем соленоидный привод с масляным выключателем.

На рис. 122 показана одна из схем управления соленоидным приводом посредством кнопочного контактора с двумя сигнальными лампами. Одна из ламп сигнализирует о включенном положении масляного выключателя (обычно красная), другая (зеленая) о выключенном положении его.

Защита помощью масляного выключателя.

В случае перегрузки, короткого замыкания, снятия или снижения напряжения должно быть обеспечено автоматическое выключение данного участка помощью масляного выключателя. В качестве механизмов, автоматически выключающих масляный выключатель при защите установки от различного рода аварий, применяются в соединении с масляными выключателями автоматические коробки со вделанными в них выключающими катушками.

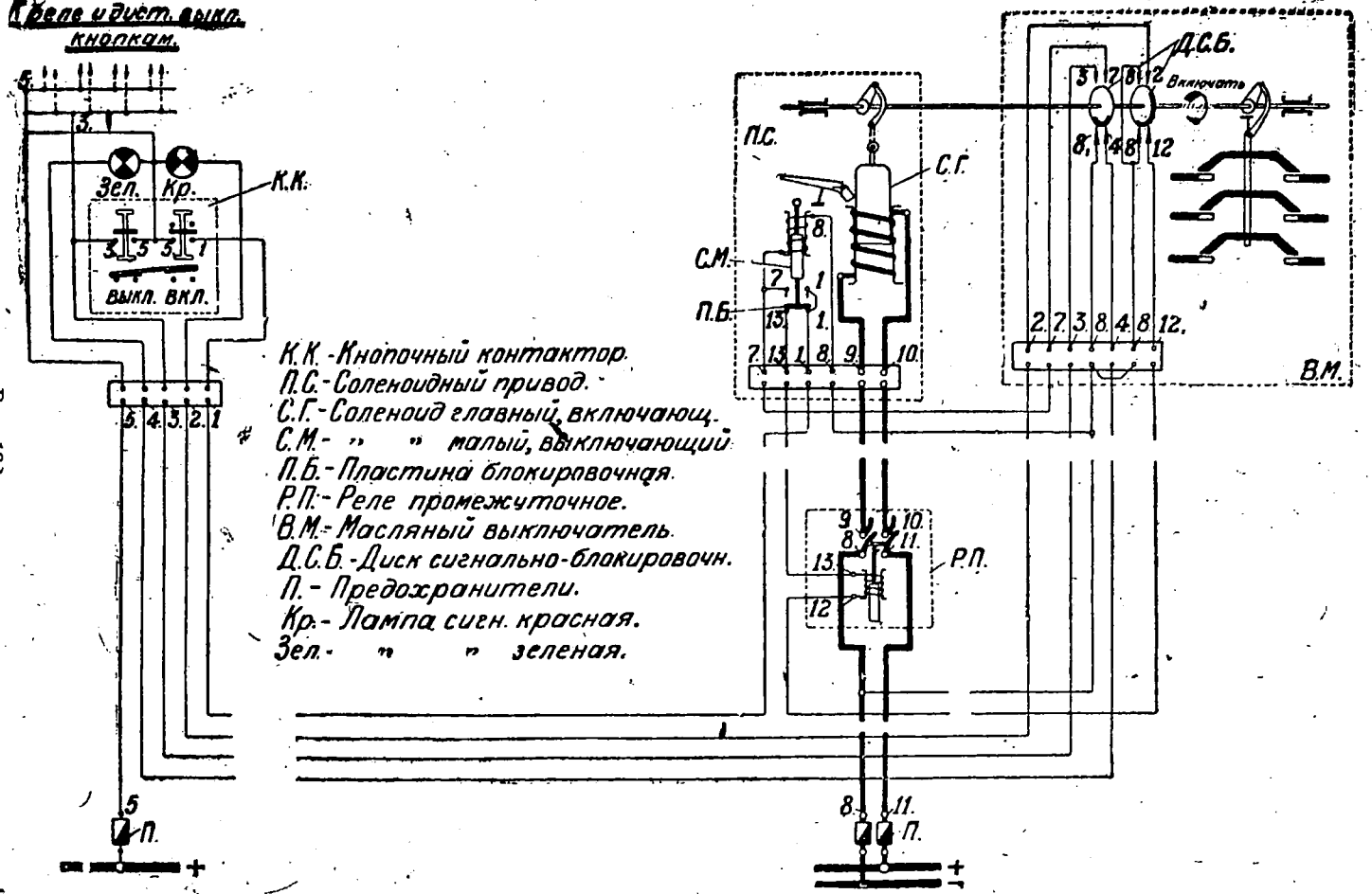

Реле индик. выкл. кнопкам.
Зел.
Кр.
К.К.
выкл. вкл.
П.С.
С.Г.
С.М.
П.Б.
Д.С.Б.
Включать
В.М.
Р.П.
К.К. - Кнопочный контактор.
П.С. - Соленоидный привод.
С.Г. - Соленоид главный, включающ.
С.М. - " " малый, выключающий
П.Б. - Пластина блокировочная.
Р.П. - Реле промежуточное.
В.М. - Масляный выключатель.
Д.С.Б. - Диск сигнально-блокировочн.
П. - Предохранители.
Кр. - Лампа сигн. красная.
Зел. - " " зеленая.

Рис. 122.

В автоматическую коробку могут быть вделаны различные комбинации максимальных и нулевых катушек, общим числом не превышающим 3.

Действие максимальных катушек сводится к тому, что при силе тока, превышающей определенную величину, катушки втягивают в себя сердечник, который своим движением выталкивает защелку механизма свободного расцепления из зуба храповичка и освобождает вал выключателя.

Катушка нулевого напряжения при исчезновении напряжения освобождает сердечник, который при наличии напряжения был втянут в нее; сердечник под влиянием пружины приходит в движение и выталкивает защелку из зуба храповика.

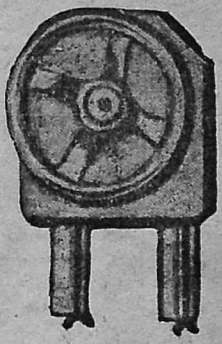


Рис. 123.

Общий вид автоматической коробки с двумя вделанными катушками показан на рис. 123.

Все схемы защиты, которые могут быть осуществлены при помощи автоматических коробок, подразделяются на три группы.

В первую входят схемы, не требующие применения реле.

Вторую составляют схемы с применением реле, обязательно требующие наличия независимого источника тока для питания выключающих катушек.

В схемах третьей группы также применяется реле, но питание выключающих катушек не требует независимого источника тока.

Максимальные катушки, вделанные в автоматические коробки для аварийного выключения масляного выключателя, снабжаются переключателями числа витков, позволяющими регулировать выключающую силу тока в пределах от 5 до 10 А вторичного тока. Кроме того они разрешают иметь механическую выдержку времени, регулируемую в пределах от 1,0 до 4,0 секунд.

Установка масляных выключателей.

Масляные выключатели нормально устанавливаются в специальных бетонных камерах или ячейках, возведенных в помещении распределительного устройства.

Для защиты от случайных прикосновений к токоведущим частям высокого напряжения, в зависимости от типа масляного выключателя, предусматриваются оградительные перила, сетчатые и и сплошные из листового железа двери.

Масляный выключатель типа ВМ-5 обычно устанавливается на раме или кронштейнах из углового железа (50×50 mm), к которым он крепится лапами крышки при помощи болтов (рис. 124). Часто для удобства демонтажа эта рама из угол-

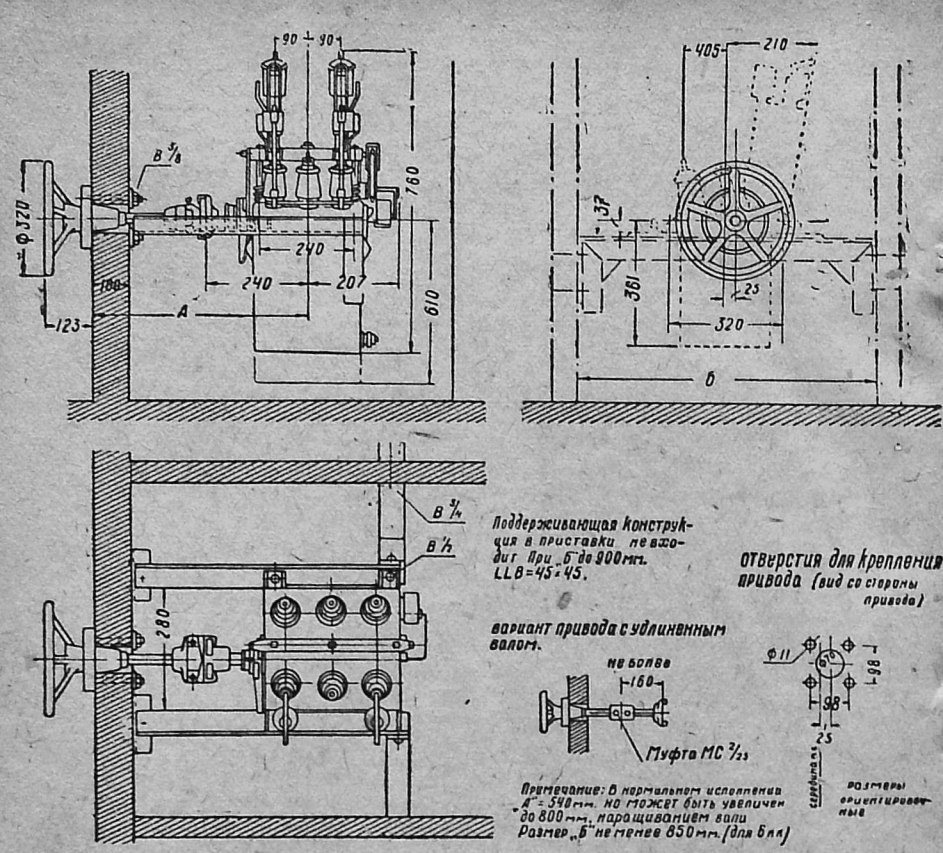


Рис. 124.

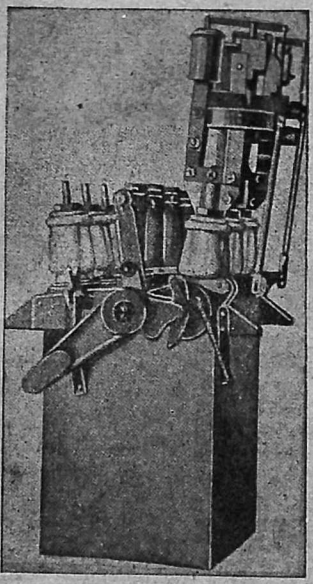


Рис. 125.

ков делается разборной и скрепляется болтами. На рис. 125 и 126 показан общий вид масляного выключателя ВМ-5, наиболее употребительного на радиостанциях.

Масляные выключатели могут устанавливаться как вдоль камеры, так и поперек последней.

Масляные выключатели типа ВМ-14 и выше обычно снабжаются тележками с катками, облегчающими их транспортировку при монтаже и демонтаже (рис. 127 и 128).

Камеры для установки таких масляных выключателей снабжаются в полу направляющими из швеллерного железа, по которым катится масляный выключатель. На этих же направляющих и уста-

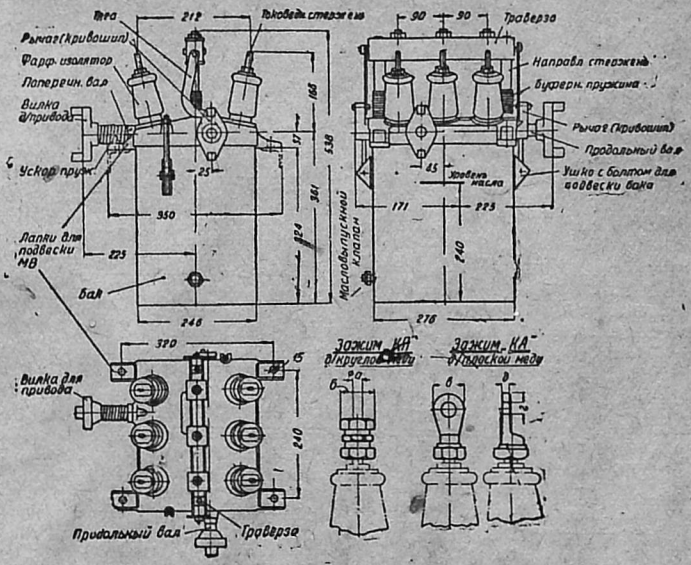


Рис. 126.

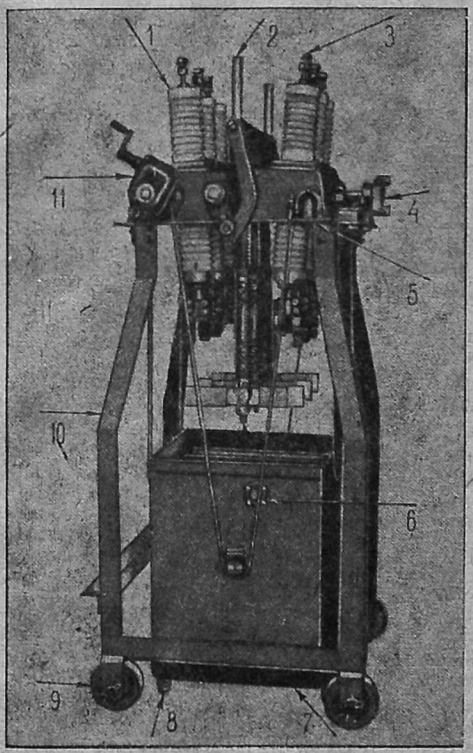


Рис. 127.

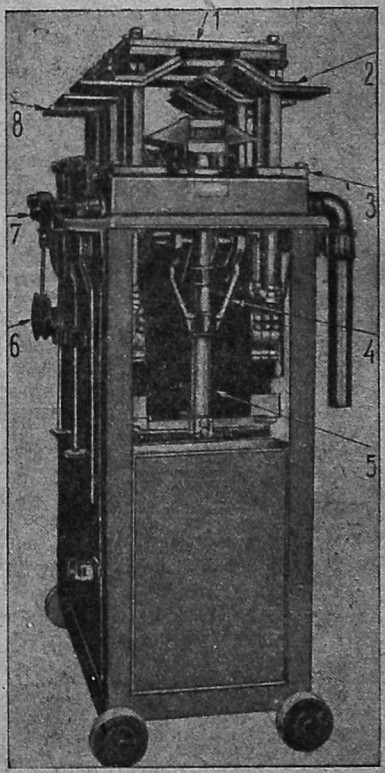


Рис. 128.

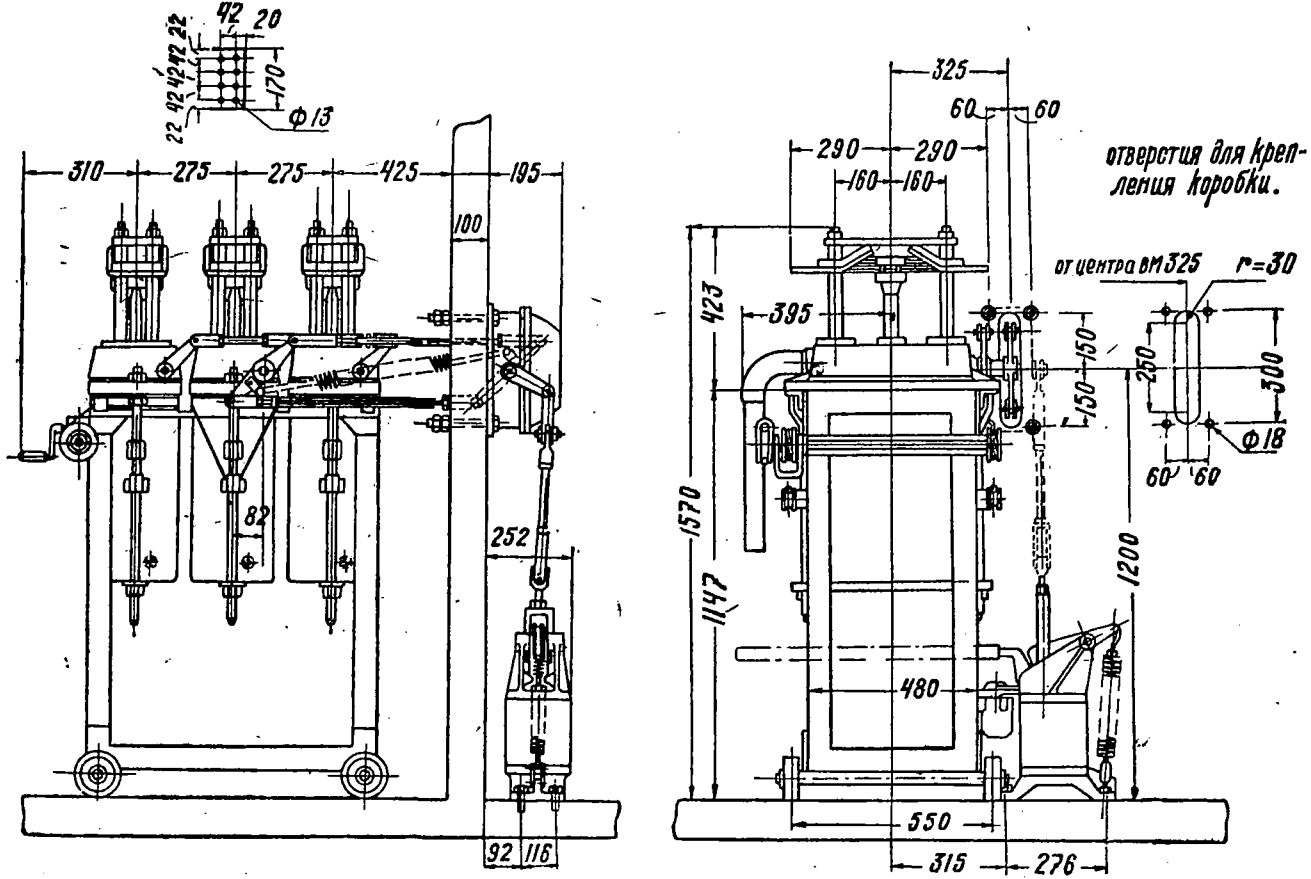

42 20
22 42 42 22
170
Ф13
310 275 275 425 195
100
82
252
92 116
325
60 60
290 290
160 160
отверстия для крепления коробки.
от центра ВМ325 r=30
395
423
150 150
250
300
Ф18
60 60
1570
1147
1200
480
550
315 276

Рис. 129.

навливается масляный выключатель. Крепление же выключателя в камере производится при помощи угольника (по длине равного ширине камеры), привернутого к тележке. Концы этого угольника прикрепляются болтами к коротеньким обрезкам углового железа, укрепленным в свою очередь в боковых стенках камеры.

На рис. 128 и 129 показан общий вид и установка масляного выключателя типа ВМ-18.

В последнее время, в целях экономии железа, масляные выключатели типов ВМ-14, ВМ-18 и ВМ-22 не снабжаются тележками, и установка их в этом случае призводится так же, как и масляного выключателя типа ВМ-5.

В камерах под масляными выключателями обычно устраиваются маслостоки, с той же целью и также, как и для масляных трансформаторов (см. стр. 212).

ГЛАВА V.

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ.

Назначение.

В целях учета и контроля на трансформаторных подстанциях употребляется ряд измерительных приборов в виде амперметров, вольтметров, ваттметров, счетчиков энергии и проч.

Основным условием установки измерительных приборов является требование обезопасить место установки измерительных приборов от возможности появления высоких напряжений. При примении переменного тока высокого напряжения простейшим средством к этому является применение измерительных трансформаторов тока и напряжения.

В сетях с напряжением до 250 V измерительные приборы включаются непосредственно в сеть без каких-либо промежуточных аппаратов, при более высоких напряжениях непосредственное включение применяется редко, как исключение.

Трансформаторы тока.

Трансформаторы тока служат для преобразования больших сил измеряемых токов в относительно небольшие токи около 5 А, удобные для измерения как в отношении простоты монтажа подводящих проводов, так и благодаря облегчению конструкции самых измерительных приборов.

Кроме того применение трансформаторов тока позволяет обеспечить безопасность обслуживания установки благодаря отделению цепи измерительных приборов от высокого напряжения измеряемых проводов.

Трансформаторы тока включаются в цепь своей первичной обмоткой последовательно и служат для питания обмоток амперметров и реле, а также всех сериесных обмоток различных измерительных приборов, как-то: ваттметров, фазометров, счетчиков и т. д.

Все сериесные обмотки вышеперечисленных измерительных приборов включаются последовательно во вторичную цепь трансформатора тока.

Трансформаторы тока обычно строятся таким образом, что при нормальной силе тока в первичной обмотке, ток во вторичной обмотке равен 5 А. Это соотношение обозначается следующим образом: трансформатор тока 200/5 А или трансформатор тока 500/5 А, что означает, что при силе тока в первичной обмотке 200 А или 500 А и т. д. сила тока во вторичной обмотке равна 5 А.

Типы трансформаторов тока.

По степени точности и допустимой нагрузке заводы ВЭО изготовляют ряд трансформаторов тока: Т-1, Т-2, Т-7, Т-10, Т-7-М и Т-10-М и т. д.

Тип Т-1 исполняется исключительно одновитковым (со стороны высокого напряжения) и применяется для присоединения реле и амперметров. Тип Т-1 применяется обычно для установки на проходных изоляторах высоковольтных масляных выключателей при силах тока не выше 200 А.

Тип Т-2 имеет такое же значение, как и тип Т-1, но отличается от последнего большей номинальной мощностью, а также большей степенью точности.

Трансформаторы тока типов Т-7-М и Т-10-М применяются, главным образом, для приключения измерительных приборов в виде ваттметров, счетчиков и т. д.

Типы Т-7 и Т-10 применяются для диференциальных, балансных и дистанционных защит.

Целый ряд типов трансформаторов тока, как-то: Т-22, Т-72, Т-72-М, Т-77, Т-77 М, Т-102, Т-102-М, Т-107, Т-107-М, Т-1010 и Т-1010-М, могут быть применены одновременно для измерительных целей и схем защит. Конструкции указанных трансформаторов тока снабжены двумя сердечниками и двумя вторичными обмотками и носят название сдвоенных трансформаторов тока.

Кроме перечисленных выше выпускается еще ряд типов трансформаторов тока ТУ-1, ТУ-2, ТУ-7, ТУ-7-М, ТУ-22, ТУ-72, ТУ-72-М, ТУ-77, ТУ-77-М специальной усиленной конструкции, более стойких в термическом и динамическом отношениях при токах короткого замыкания.

В табл. 19 приведены основные данные трансформаторов тока всех перечисленных выше типов.

Таблица трансформаторов тока

Конструкция	Катушечный многовитковый	Проходной			
		одновитковый		многовитковый	
Рабочее напряжение	до 3 000	3 000	6 000	3 000	6 000
Испытательное напряжение	9 500	27 000	33 000	27 000	33 000
Тип	Номинальная сила тока				
	Одиночные трансформаторы				
Т-1	—	100 - 200	100—200	—	—
Т-2	5—200 Эскиз № 1	—	—	5—200	5—200
Т-7 и Т-7-М	5—400 Эскиз № 1	—	—	5—300	5—300
Т-10 и Т-10-М	5—750 Эскиз № 1	—	—	5—400	5—400
Сдвоенные трансформаторы					
Т-22	—	—	—	5—200	5—200
Т-72 и Т-72-М	—	—	—	5—300	5—300
Т-77 и Т-77-М	—	—	—	5—300	5—300
Т-102 и Т-102-М	—	—	—	5—400	5—400
Т-107 и Т-107-М	—	—	—	5—400	5—400
Т-1010 и Т-1010-М	—	—	—	5—400	5—400
Усиленные трансформаторы					
ТУ-1	—	100—200	100—200	—	—
ТУ-2	—	—	—	5—150	5—150
ТУ-7 и ТУ-7М	—	—	—	5—300	5—300
ТУ-22	—	—	—	5—150	5—150
ТУ-72 и ТУ-72-М	—	—	—	5—300	5—300
ТУ-77 и ТУ-77-М	—	—	—	5—300	5—300

Конструкции трансформаторов тока.

Все выполняемые ВЭО типы трансформаторов тока для внутренних установок являются сухими трансформаторами (без заливки маслом) с воздушным охлаждением.

В зависимости от величины тока первичной обмотки трансформаторы тока изготовляются одновитковыми или многовитковыми: до 75 А — многовитковые, для 100—750 А как те, так и другие, и наконец, на 1000 А и выше только одновитковые.

В зависимости от электрических и монтажных условий трансформаторы тока выполняется катушечного типа, проходного типа и для установки на шинах.

Трансформаторы тока катушечного типа исполняются для напряжений не выше 3000 V. Они снабжаются специальными лапками для крепления на стене или на железной конструкции.

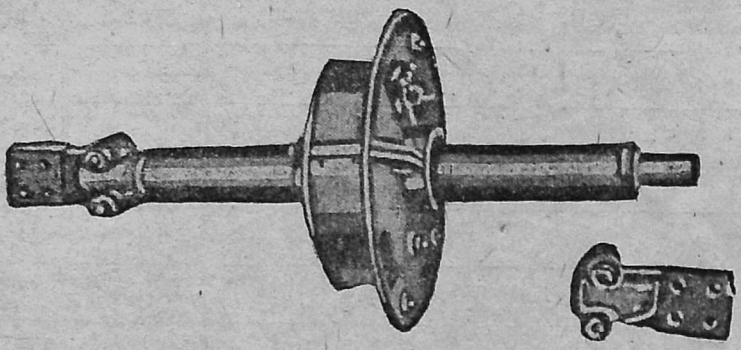


Рис. 130.

Трансформаторы проходного типа применяются для укрепления на стене или перекрытии, и поэтому могут быть использованы в качестве проходных изоляторов. Конструкция употребительного проходного трансформатора тока изображена на рис. 130.

Шинный тип трансформаторов тока изготовляется для напряжений не выше 3000 V и для токов 1000 А и выше.

Включение и выбор трансформаторов

На рис. 131 показаны различные схемы включения трансформаторов тока и амперметров в цепь трехфазного тока. Включение плавких предохранителей во вторичную цепь трансформаторов тока недопустимо, так как это может повлечь за собой размыкание этой цепи, что в свою очередь вследствие неуравновешенности магнитных потоков может вызвать аварию трансформатора тока.

Вторичные обмотки всяких измерительных трансформаторов должны быть, как правило, заземлены. Это делается для того, чтобы в случае пробоя изоляции между первичной и вторичной

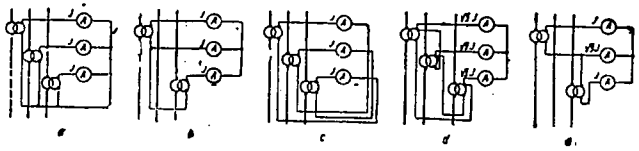


Рис. 131.

обмотками напряжение обмотки низкого напряжения относительно земли не достигало величины, опасной для обслуживающего персонала.

Таблица 20

Сопротивление обмоток измерительных и защитных приборов, включаемых в цепь трансформатора тока.

Название прибора	Сопротивление Ω
Электромагнитный амперметр	0,05–0,06
Индукционный амперметр	0,03–0,04
Тепловой амперметр	0,06
Токовая катушка ваттметра	0.02–0.3
Токовая катушка счетчика	0,01–0,2
Токовая катушка фазометра	0,1–0,2
Регистрирующий амперметр	0,5
Регистрирующий ваттметр	0,4–0,8
Максимальное реле без выдержки времени	0,4
Зависимое максимальное реле с выдержкой времени	0,8
Независимое максимальное реле	1,0
Выключающие катушки с механической выдержкой времени:	
а) при выключаемом токе 5 А	2,0
б) при выключаемом токе 7 А	1,0
в) при выключаемом токе 10 А	0,5
Реле обратной мощности	0,2–0,36
То же, но с выдержкой времени	0,2–0,3
Выключающие катушки с плавкой вставкой	0,02

Выбор трансформаторов тока производится:

1) в зависимости от номинальной силы тока и рабочего напряжения данного участка.

2) в зависимости от потребной мощности для присоединяемых измерительных и защитных приборов,

3) в зависимости от динамических и термических воздействий тока короткого замыкания.

Выбор трансформаторов в отношении первого пункта производится по табл. 19.

Количество (суммарное сопротивление) присоединяемых приборов к трансформатору тока должно соответствовать мощности последнего. Нарушение этого условия влечет за собой уменьшение точности приборов.

Для определения нагрузки вторичной цепи трансформатора тока приводится табл. 20 сопротивлений различных измерительных приборов и реле. Эти данные следует рассматривать как приближенные.

При определении сопротивления вторичной цепи трансформатора тока необходимо учитывать сопротивление приборов, соединяющих трансформатор с измерительными и защитными приборами, особенно в тех случаях, когда измерительные приборы удалены от трансформаторов тока на большое расстояние.

Как указывалось выше, точность приборов зависит от величины нагрузки измерительного трансформатора.

Для того чтобы судить, к какому классу точности могут быть отнесены трансформаторы тока при заданной величине сопротивления вторичной цепи, приводятся ниже табл. 21 и 22.

В этих таблицах мощность в вольтамперах отнесена к номинальной силе тока трансформатора, т. е. к току в 5 А во вторичной цепи.

Термическая устойчивость трансформаторов тока.

Трансформаторы тока нормальной конструкции, изготовляемые заводами ВЭО, выдерживают в термическом отношении в течение одной секунды 85-кратную величину номинального тока или в течение 2 секунд 60-кратную, за исключением малых типов, термическая устойчивость которых не превышает 30—35-кратной величины номинального тока.

Как было уже указано, кроме нормальных конструкций трансформаторов тока, выпускаются специальные усиленные типы, которые в отношение термической устойчивости выдерживают 130- и некоторые типы 260-кратные величины номинальных токов.

При подсчете приходится считаться с тем, что сила тока не остается постоянной за весь период короткого замыкания, а, постепенно спадая, переходит в установившееся значение.

Для определения термической устойчивости трансформатора тока в любых условиях короткого замыкания необходимы следующие данные:

1) установившийся ток короткого замыкания,

2) наибольшее действующее значение неустановившегося тока короткого замыкания,

Таблица 21

Распределение проходных трансформаторов тока по классам точности.

Класс точности	ТПО-1		ТП-2 и ТПО-2				ТП-7, ТП-7-М и ТПО-7				ТП-10, и ТП-10-М и ТПО-10			
	3—35 kV		3—10 kV		20—35 kV		3—10 kV		20—35 kV		3—10 kV		20—35 kV	
	VA	Ω	VA	Ω	VA	Ω	VA	Ω	VA	Ω	VA	Ω	VA	Ω
I	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	15	0,6	12,5	0,5
II	—	—	—	—	—	—	20	0,8	15	0,6	25	1	25	1
III	—	—	15	0,6	12,5	0,5	80	3,2	80	3,2	150	6	150	4
IV	20	0,8	50	2	50	2	300	12	300	12	350	14	350	14

Таблица 22

Распределение катушечных трансформаторов тока по классам точности.

Класс точности	ТК-2 и ТПОК-2; ТК-7 и ТПОК-7				ТК-10 и ТПОК-10	
	3 000 V					
	VA	Ω	VA	Ω	VA	Ω
I	—	—	—	—	—	—
II	—	—	10	0,4	20	0,8
III	10	0,4	40	1,6	60	2,4
IV	25	1,0	125	5,0	150	6,0

3) длительность (время выдержки) короткого замыкания.

Все сказанное выше касалось первичной обмотки трансформаторов тока. Вторичная обмотка всех типов выдерживает в термическом отношении 85-кратную величину номинального тока постоянной силы в течение 1 секунды.

Обычно вторичные кратности значительно ниже первичных, и поэтому выбранные по указанным выше нормам трансформаторы достаточно устойчивы в термическом отношении при токах короткого замыкания.

В отношении термической устойчивости самих приборов можно привести следующие данные:

1) выключающие катушки (завод „Электроаппарат“) предусмотрены для токов короткого замыкания, которые допустимы

для питающего трансформатора тока, т. е. выдерживает 55 кратный ток в течение 1 единицы.

2) максимальное реле (завод ХЭМЗ) выдерживает 140-кратный ток в течение 1 секунды,

3) амперметр и реле обратной мощности (завод „ХЭМЗ“) выдерживает 80-кратный ток в течение 1 секунды.

4) амперметр, вольтметр, ваттметр (завод „Электроаппарат“) выдерживает 26-кратный ток в течение 1 секунды.

Динамическая устойчивость трансформаторов тока.

Все три основные конструкции трансформаторов тока достаточно устойчивы в отношение электродинамических усилий, возникающих при токах короткого замыкания. Наиболее стойкими являются одновитковые трансформаторы, обладающие большим запасом прочности.

Катушечные трансформаторы тока также обладают значительным запасом прочности.

Допустимая кратность максимального значения токов короткого замыкания по отношению к амплитуде номинального тока для многовитковых трансформаторов тока катушечного типа лежит не ниже:

для типов		Т = 2 — 280	крат.
„	„	Т = 7 — 140	„
„	„	Т = 10 — 100	„

Наибольшие электродинамические усилия при коротких замыканиях возникают в многовитковых трансформаторах тока проходного типа, однако, конструкция этого типа обладает соответственно большей механической прочностью.

Установка трансформаторов тока.

Трансформаторы тока горшкового типа часто размещаются в камерах масляных выключателей и крепятся хомутиками на стене или на фасонном железе, либо подвешиваются к потолку. Проходные трансформаторы тока устанавливаются в стене или в потолке в зависимости от подхода проводов к масляному выключателю.

Трансформаторы напряжения.

Трансформаторы напряжения служат для преобразования высокого напряжения в низкое с целью увеличения безопасности при измерениях, а также облегчения конструкции измерительных приборов и строятся с таким расчетом, чтобы при нормальных напряжениях сети у первичной обмотки трансформатора вторичная его обмотка давала напряжение 110 V.

Трансформаторы напряжения подключаются своей первичной обмоткой параллельно к измеряемой цепи, вторичная же обмотка нагружается вольтметрами, а также шунтовыми обмотками ваттметров, счетчиков, фазометров и проч.

Конструкции и типы трансформаторов напряжения.

Трансформаторы напряжения изготовляются на заводах ВЭО как однофазные, так и трехфазные. Они обычно выполняются закрытой формы с кожухом, заполненным маслом. Для напряжений ниже 6000 V выпускаются также и сухие трансформаторы. Высокое напряжение вводится через 2 либо 3 проходных изолятора, размеры которых соответствуют величине высокого напряжения. На крышку, кроме того, выведены клеммы вторичной обмотки и на трехфазных трансформаторах выведена также нулевая точка низковольтной обмотки.

В табл. 23 приведены данные различных типов трансформаторов напряжения, изготовляемых московским „Электрозаводом".

Трансформаторы напряжения, изготовляемые заводами ВЭО.

Таблица 23

Тип	Рабочее напряжение V	Нормальная и максимальная мощность VA	Вес kg
	Однофазные с воздушным охлаждением		
НОС-3	3 300/110	30/100	19
	Трехфазные с воздушным охлаждением		
НТС-3	3 300/110	50/150	33
	Однофазные с масляным охлаждением		
НОМ-6	6 600/110	50/300	29
	Трехфазные с масляным охлаждением		
НТМ-6	6 600/110	80/500	49

Схемы включения трансформаторов напряжения.

Для измерения напряжений в трехфазных сетях применяются трехфазный трансформатор или два однофазных.

На рис. 132÷136 представлены различные схемы включения измерительных трансформаторов напряжения.

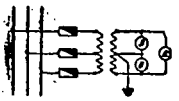


Рис. 132.

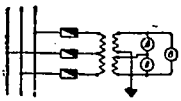


Рис. 133.

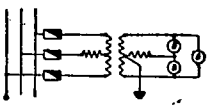


Рис. 134.

На рис. 132 показана схема включения двух однофазных трансформаторов открытым треугольником в трехфазную сеть без нейтрального провода.

На рис. 133 такие трансформаторы включены в трехфазную сеть с нулевым проводом, где первичные обмотки включены в звезду, а вторичные в треугольник.

На рис. 134 показано включение трехфазного трансформатора. Эта схема употребляется при малых мощностях. В случае опасности возникновения больших токов короткого замыкания включение производят по схеме рис. 135, вводя сопротивления для ограничения токов короткого замыкания.

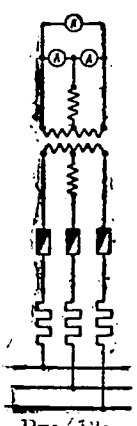


Рис. 135.

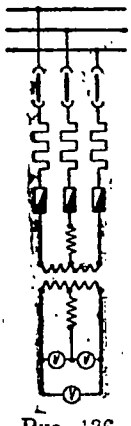


Рис. 136.

Иногда применяется схема рис. 136 с разъединителями для возможности производства работ с предохранителями без отключения линии.

Со стороны высокого напряжения обычно предусматриваются плавкие предохранители, служащие для защиты распределительного устройства при коротком замыкании на самом трансформаторе напряжения.

Для защиты самого трансформатора от перегрузки со стороны низкого напряжения предусматриваются предохранители на силу тока порядка 4÷6 А.

Как правило, вторичная обмотка заземляется из соображений безопасности.

Предохранители со стороны низкого напряжения не включаются в провода заземленные, а только в противоположные.

Заводом „Электроаппарат“ изготовляются предохранители специально для трансформаторов напряжения.

Выбор трансформаторов напряжения.

Выбор трансформаторов напряжения производится по первичному (высокому) напряжению сети и по мощности присоединяемых к трансформатору приборов.

Нормальное вторичное напряжение соответствует только определенной нагрузке со стороны низкого напряжения. При иных нагрузках оно разнится от номинального; следовательно, показания приборов, отградуированных на определенное (номинальное) напряжение, будут неточны.

Различают два рода мощности для трансформаторов напряжения:

1) номинальная мощность, указанная на щитке трансформатора, при которой трансформатор не делает ошибок, выходящих из границ класса точности, к какому он относится. Приключение прецизионных приборов, а также счетчиков, производят, исходя только из этой номинальной мощности;

2) предельная мощность — максимум нагрузки, которая обусловливается допустимым нагревом трансформатора напряжения.

Для суждения о нагрузке трансформатора напряжения приводится ниже табл. 24 с указанием потребления мощности различными приборами, приключаемыми к трансформаторам напряжения.

Таблица 24

Потребление мощности различными приборами в цепи трансформаторов напряжения

Наименование приборов	Вольтамперы при 110 V
Прецизионный вольтметр . .	6
Прецизионный ваттметр . .	3
Индукционный вольтметр . .	8
Индукционный ваттметр . .	7
Индукционный фазометр . .	7
Индукционный счетчик . . .	3—5
Электромагнитный вольтметр	10
Тепловой вольтметр	20
Регистрирующий вольтметр .	25
Регистрирующий ваттметр .	10

Установка трансформаторов напряжения.

Установка трансформаторов напряжения производится в большинстве случаев в отдельных специально предназначенных камерах. Реже они устанавливаются в камерах масляных выключа-

телей. Последнее имеет место, когда отсутствует особая защита их на стороне высокого напряженія.

При наличии предохранителей со стороны высокого напряжения, благодаря тому, что их нужно так разместить, чтобы облегчить их обслуживание, трансформаторы напряжения обычно выносятся в отдельную камеру.

Предохранители должны помещаться примерно на высоте роста человека, чтобы удобно было оперировать ими при помощи щипцов. Обычно их располагают так, чтобы средняя линия находилась на высоте 1,3÷1,5 m над уровнем пола. Кроме того нужно предусмотреть между предохранителями достаточное расстояние для выключения их щипцами.

Трансформаторы напряжения устанавливаются непосредственно на полу или, в зависимости от высоты помещения камер высокого напряжения, на некоторой высоте от пола на двух угольниках или швеллерах.

ГЛАВА VI[1]).

РАЗЪЕДИНИТЕЛИ, ШИНЫ, ИЗОЛЯТОРЫ И ЩИТЫ.

Разъединители.

Назначение разъединителей.

Разъединитель или разъединяющий выключатель служит для отключения отдельных цепей электрической высоковольтной системы с целью снятия напряжения с них для осмотра, ремонта, переключений и проч.

Разъеденители, как правило, применяются для оперирования в обесточенной цепи (без нагрузки), но находящейся под напряжением, т. е. прежде чем производить манипуляции с разъединитилем, нужно снять нагрузку путем выключения масляного выключателя.

Исключением являются разъединители для наружных установок, применяющиеся для отключения отдельных участков воздушной или кабельной линии. Они снабжены специальными дугогасящими приспособлениями для защиты контактов и служат для размыкания небольших по величине токов.

Выбор разъединителей.

Выбор разъединителей производится аналогично приведенному выше выбору масляных выключателей, причем основными факторами при этом являются:

---

[1]) Глава написана инж. В. Е. Вартельским.

а) рабочее напряжение сети,
б) рабочая сила тока данного участка,
в) характер установки.

Для удовлетворения первого условия разъединители надлежит выбирать так, чтобы максимальное рабочее напряжение системы не превышало данных второй графы нижеприводимой табл. 25.

Таблица 25

Номинальное напряж. разъединителей в kV .	6	10	35
Максимальное рабочее напряжение установки в kV	7,5	15	40

Для надлежащего выбора разъединителя по силе тока следует исходить из того, чтобы номинальная сила тока, указанная в табл. 26, была не меньше рабочего тока данного участка.

После произведенного, таким образом, выбора необходимо еще проверить, обеспечивает ли данный тип разъединителя надежность работы в условиях короткого замыкания. Поверка в этом случае сводится к поверке на электродинамическую и термическую устойчивость при коротком замыкании системы.

При коротком замыкании, под влиянием взаимодействия токоведущих частей, нож разъединителя испытывает усилия, стремящиеся его выключить, вследствие чего может возникнуть дуга и привести разъединитель к аварии. Для уменьшения этой опасности обычно разъединители снабжаются особыми запирающими приспособлениями, препятствующими самопроизвольному выключению ножа под влиянием электродинамических усилий, вызываемых токами короткого замыкания.

Способность данного разъединителя противостоять этим усилиям условно характеризуется максимальным допустимым током в течение одной секунды. Разъединитель удовлетворяет этому условию в том случае, если эффективное значение первой полуволны тока меньше указанной в табл. 26 величины односекундного тока. Расчет эффективного значения силы тока первой полуволны производится точно так же, как и для масляных выключателей (см. выше).

Токи короткого замыкания, допускаемые для разъединителей внутренних установок до 1 500 А и 35 kV включительно.

Поверка на термическую устойчивость разъединителя при коротком замыкании производится совершенно аналогично соответствующей поверке для масляного выключателя, причем условно характеризующая термическую устойчивость данного разъединителя пятисекундная сила тока приведена в табл. 26.

Таблица 26

Номинальная сила тока А	Ударный ток (амплитуда) А	Односекундный ток (эффективное значение) А	Пятисекундный ток (эффективное значение) А
400	34 000	21 000	13 400
600	38 000	23 000	20 000
1 000	75 000	46 000	40 000
1 500	98 000	60 000	60 000

Устройство разъединителей.

Основные типы разъединителей, изготовляемых заводами ВЭО, по своей конструкции разбиваются на:

1) рубящий тип — с вращением ножа в плоскости осей изоляторов,

2) поворотный тип — с вращением ножа в плоскости, перпендикулярной осям изоляторов,

3) качающийся тип — с качающимися при включении и выключении изолятором.

Все указанные типы разъединителей по числу полюсов разделяются на однополюсные и трехполюсные.

Кроме того, в зависимости от места установки, могут применяться различные исполнения в отношении характера и числа изоляторов:

а) на опорных изоляторах,

б) на опорных и проходных изоляторах с осью вращения ножей на проходных изоляторах,

в) на опорных и проходных изоляторах с осью вращения ножей на опорных изоляторах,

г) на проходных изоляторах и т. д.

При выборе того или иного типа разъединителя в отношении количества полюсов (для трехфазной системы) следует исходить из следующего.

Однополюсные разъединители являются самыми простыми и дешевыми из всех типов разъединителей.

Трехполюсные разъединители обладают рядом преимуществ перед однополюсными, выражающиеся в следующем:

1) более простое и быстрое управление,

2) одновременное выключение и включение всех трех фаз,

3) более простая сигнализация.

Конечно выбор того или иного типа разъединителя в отношении как числа полюсов, так и исполнения, в каждом отдельном случае должен решаться с учетом специфических условий данной установки.

Управление.

Однополюсные разъединители включаются и выключаются при помощи шальт-штанги, снабженной специальным пальцем, заводящимся в отверстие замка, связанного с ножом разъединителя (рис. 137).

Управление трехполюсными разъединителями (рис. 138) осуществляется либо от шальт-штанги, либо приводами различной конструкции с ручной непосредственной или дистанционной передачей.

Применение этих приводов дает возможность управлять разъединителями из одного места, что имеет большое значение для наглядности установки и сокращения числа ошибочных включений.

Применение рычажного привода обладает тем достоинством, что исключает всякую возможность самопроизвольного выключения разъединителей в случае коротких замыканий установки, так как включенное положение разъединителя совпадает с мертвым положением рычага привода.

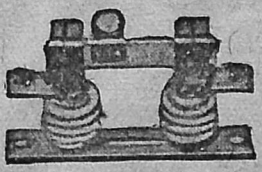


Рис. 137.

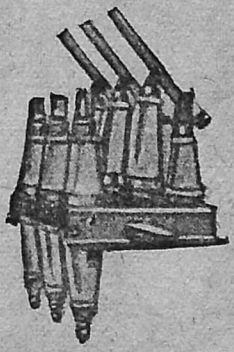


Рис. 138.

Для суждения о состоянии разъединителя последние иногда снабжаются специальными сигнальными контактами, к которым подключаются лампы, сигнализирующие включение или выключение разъединителя.

Установка разъединителей.

Для того чтобы избежать возможных аварий при неправильных манипуляциях с разъединителями, при проектировании силовой установки их обязательно следует соблюдать следующие основные условия:

1) контакты разъединителей, остающиеся под напряжением в разомкнутом положении, не должны помещаться вблизи других приборов или изоляторов, к которым может понадобиться подойти обслуживающему персоналу.

Кроме того контакты не должны выступать в проходы для обслуживания;

2) дуга, могущая возникнуть при выключении разъединителя, не должна иметь возможности затронуть оперирующего с ним монтера;

3) дуга, возникнув, не должна иметь возможности перебросится на землю (конструкцию), другие фазы или сборные шины.

Первое условие требует достаточно просторного помещения, где аппаратура могла бы быть расположена не скученно, а также рационального распределения последней.

Чтобы удовлетворить второму требованию, разъединители обычно устанавливаются на высоте выше человеческого роста и с таким расчетом, чтобы ими можно было манипулировать и при запертой двери ячейки.

Для выполнения третьего условия необходимо предусмотреть достаточно большие расстояния от заземленных предметов и между фазами.

Разъединители, как правило, при отсутствии основания должны быть установлены на металлической конструкции или вделаны в стену на профилированных балках. При наличии же основания, будь то разъединители однополюсные или трехполюсные, их можно устанавливать также на стене.

Следует всегда избегать такого расположения разъединителей, в котором замкнутый нож расположен горизонтально. Всегда следует отдавать предпочтение установке разъединителей с вертикальным расположением ножа в замкнутом положении.

Вертикальное расположение ножа уменьшает возможность самопроизвольного размыкания ножей при ударах короткого замыкания и в особенности удобно тем, что совершенно устраняет возможность самопроизвольного замыкания.

Шины.

В распределительных устройствах в качестве сборных и распределительных шин, где собирается или распределяется вся генерируемая или трансформируемая электрическая энергия, обычно применяется голый провод или голые полосовые проводники.

Полосовые проводники прямоугольного сечения нашли большое распространение благодаря лучшим условиям охлаждения вследствие относительно большой поверхности.

Кроме того все соединения высоковольтной аппаратуры в помещении распределительного устройства рекомендуется также производить голыми проводниками.

Материалом для шин и голых проводов служит медь или алюминий.

Выбор шин.

Выбор сечения медных и алюминиевых голых шин и проводов производится из приводимых в приложении таблицах.

В этих таблицах (кроме круглых проводов) приведенные на-

грузки подсчитаны согласно приказу ВСНХ за № 31 от 8/1—1933 г. для допускаемого нагрева 75°С (40°С выше температуры окружающего воздух, принятой в 35°С) и при условии обязательной окраски их черной матовой краской. Кроме того в этом случае также принят во внимание скин-эффект.

Цифры нагрузок для шин действительны при установке полос на ребро с расстоянием между отдельными полосами не менее двухкратной толщины их, таким расположением шин достигается хорошее охлаждение благодаря свободному протеканию воздуха снизу вверх. В случае неблагоприятного расположения шин в отношении охлаждения, например, очень близко к потолку, или в каналах, или в очень малых помещениях, нагрузку шин необходимо несколько уменьшить против величин, указанных в та лицах.

По приведенным таблицам шины или голый провод выбираются из условия допущения некоторой безопасной максимальной температуры нагрева шин, т. е. по плотности тока; однако при применении очень длинных кусков шин необходимо еще дополнительно проверить на падение напряжения.

В случае применения других материалов под шины соотношение плотностей тока определится следующей зависимостью

$$I_x = I_м \sqrt{\frac{\sigma_x}{\sigma_м}}, \tag{186}$$

где I_x и $I_м$ — соответственно допустимые плотности тока данного материала и меди, σ_x и $\sigma_м$ — соответствующие проводимости.

Плотность тока для различных превышений температуры (по сравнению с допускаемой) можно определить из аналогичной формулы

$$I_x = I_t \sqrt{\frac{t_x}{t}}, \tag{187}$$

где I_x и I_t — соответственно плотности тока при данной температуре и максимально допустимой t_x и t.

Следует иметь в виду, что помимо выбора шин по плотности тока (из таблиц) необходимо произвести поверочный расчет их на термическую устойчивость, т. е. нагревание при токах короткого замыкания.

Вычисление нагрева шин обычно производится при допущении, что отдача тепла проводом в окружающую среду вследствие краткости времени нагрева равна нулю.

Температуру нагрева можно вычислить при этом по следующей формуле

$$\Delta T = k \int_0^t \left(\frac{I}{q}\right)^2 dt, \tag{188}$$

Здесь t — время продолжительности тока короткого замыкания в секундах,

q — поперечное сечение проводника в миллиметрах,

k — коэфициент, равный

$$k = \frac{\rho}{4{,}19 \cdot S \cdot C}, \qquad (189)$$

где ρ — удельное сопротивление проводника при 15°C,

S — удельный вес материала проводника,

C — удельная теплоемкость cal/g на 1°C,

I — эффективное значение тока короткого замыкания, по прошествии некоторого времени с момента возникновения короткого, которое может быть выражено формулой

$$I = m \cdot I_a,$$

где I_a — эффективное значение симметричной слагающей ударного тока короткого замыкания,

m — коэфициент, определяемый из диаграммы рис. 139 в зависимости от отношения I_a к установившемуся току короткого замыкания.

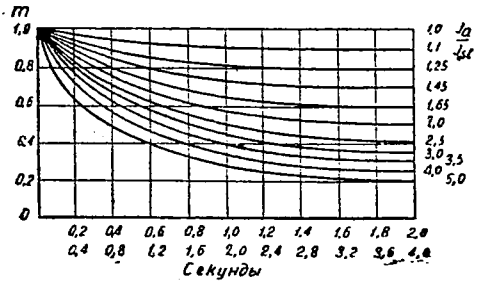


Рис. 139.

Этим методом подсчета можно пользоваться при условии пренебрежения повышением сопротивления проводника от нагрева. Для голых проводов и шин допустимые предельные температуры нагрева T при коротком замыкании связаны с величиной допустимых механических напряжений σ, возникающих при коротких замыканиях в материале проводов, а именно:

для голой меди при	$\sigma \leqslant 1000$ kg/cm²		$T \leqslant 400$°C
„ „ „ „	$\sigma \geqslant 1400$	„	$T \leqslant 250$°C
„ „ „ „	$1000 \leqslant \sigma 1400$	„	$T \leqslant 300$°C
для голого алюминия при	$\sigma >$ 800	„	$T \leqslant 200$°C
„ „ „ „	$\sigma \leqslant$ 500	„	$T \leqslant 300$°C.

После проверки шин на термическую устойчивость необходимо проверить, достаточна ли их прочность, чтобы противостоять весьма большим и опасным механическим усилиям, возникающим между проводами вследствие электромагнитного взаимодействия в момент короткого замыкания. Кроме того должна быть проверена на механическую прочность при коротком замыкании допустимость того или иного пролета между опорными изоляторами, на которых закрепляются шины.

Усилие, возникающее между двумя проводами вследствие электромагнитного взаимодействия в момент короткого замыкания, может быть выражено в следующем виде

$$F_1 = \frac{2{,}04 \cdot 10^{-8} \cdot I_m^2 \cdot l}{a} \text{ kg}, \qquad (190)$$

где I_m — максимальное амплитудное значение величины ударного тока короткого замыкания в амперах,

l — длина провода (пролет) в сантиметрах,

a — расстояние между проводами в сантиметрах.

Эта формула вполне справедлива для весьма тонких проводников; для плоских шин, имеющих б льшие поперечные сечения, вводится поперечный коэфициент k

$$F = kF_1.$$

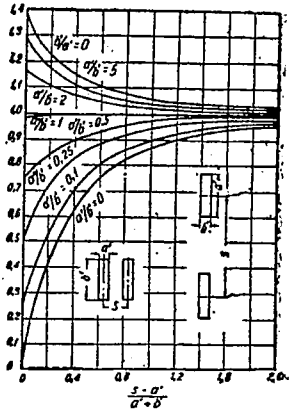


Рис. 140.

Коэфициент k, равный F/F_1, представляет отношение действительно имеющего место усилия к усилию, которое имело бы место в случае сосредоточения всего тока в центре проводника.

Выше приводятся кривые Dwight'a (рис. 140), позволяющие в зависимости от взаимного расположения шин непосредственно находить необходимое значение коэфициента k.

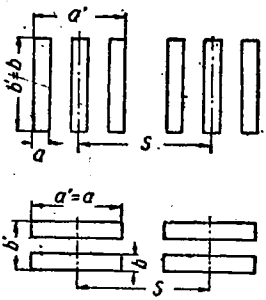


Рис. 141.

На рис. 141 приведены наиболее характерные случаи расположения шин с необходимыми обозначениями, соответствующими рис. 140.

Рассматривая шину как балку с защемленными концами и нагруженную равномерно распределенной нагрузкой $p = \frac{F}{l}$, можем определить стрелу прогиба из выражения

$$f_1 = \frac{pl^4}{E \cdot J \cdot 384}, \qquad (191)$$

где E — модуль упругости и J — момент инерции шины.

Полагая, что концы шин при изгибе не сближаются и самый изгиб сопровождается появлением горизонтальных усилий, а также учитывая, что нагрузка носит характер внезапности, а не является статически приложенной нагрузкой, действительную стрелу прогиба определим из уравнения

$$f = \frac{2f_1}{1 + \frac{a^2}{4}},$$

где α^2 в свою очередь определится из уравнения

$$\alpha^2\left(1+\frac{\alpha^2}{4}\right)^2=\frac{f_1^2}{r^2};$$

здесь r — радиус инерции поперечного сечения шины.

Величина продольно растягивающего усилия определится из уравнения

$$S=\alpha^2\frac{E\cdot J\cdot\pi}{l^2}.$$

Величина наибольшего изгибающего момента будет равна приблизительно

$$M=\frac{pl^2}{12}-\frac{Sf}{2}.$$

И, наконец, наибольшее растягивающее напряжение

$$\sigma_{max}=\frac{S}{F}+\frac{M}{W}.$$

Допустимые механические напряжения в шинах при коротких замыканиях не нормированы.

Считая допустимым напряжением величину в 2,5 раза меньшую величины временного сопротивления разрыву и учитывая влияние температуры на прочность материала шин, принимаем

для полутвердой меди $\sigma\leqslant 1\,400$ kg см^2 при $T\leqslant 250°C$

для мягкой и отожженной меди $\sigma\leqslant 1\,000$ „ „ $T\leqslant 300°C$

для твердотянутого алюминия $\sigma\leqslant 800$ „ „ $T\leqslant 200°C$

для твердотянутого алюминия $\sigma\leqslant 500$ „ „ $200<T\leqslant 300°C$

Здесь T — предельная температура нагрева при коротком замыкании.

Из соображений механической прочности, из опасений больших прогибов и разрывов не рекомендуется употреблять шины меньшего сечения, чем 2×25 mm, и провода меньше 7 mm в диаметре.

Установка шин.

Шины обычно укрепляются на опорных изоляторах (описаны в следущем параграфе), которые устанавливаются на расстоянии около метра друг от друга; в зависимости от размеров шин эти расстояния могут быть увеличены до 2 m.

Во всяком случае, как указывалось выше, допустимость того или иного пролета между опорными изоляторами должна быть проверена на механическую прочность при появлении токов короткого замыкания.

При установке опорных изоляторов нужно учитывать возможность удобной и простой зашиновки. Кроме этого условия к зашиновке предъявляется требование быть, с одной стороны, красиво выполненой и, с другой стороны, быть по возможности наиболее простой и наглядной. Последнее достигается путем избегания лишних углов, перегибов, закруглений и проч.

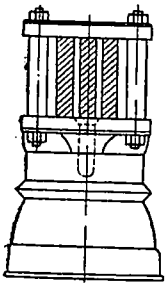


Рис. 142.

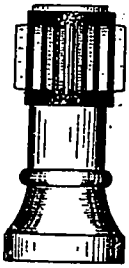


Рис. 143.

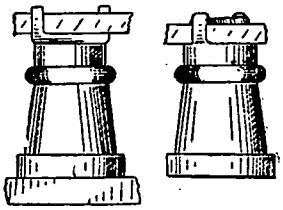


Рис. 144.

Сбалчивание шин производится нормально железными болтами (желательно вороненными). Облудка болтов и мест соединений шин и подкладок необязательна.

Крепление шин и проводов на изоляторах производится помощью различных зажимов. На рис. 142 изображен зажим, состоящий из нижней планки, укрепленной болтом к головке опорного изолятора, верхней планки и двух стяжных болтов.

На рис. 143 и 144 показаны различные типы шинодержателей.

На рис. 145 показан общий вид крепления круглых шин к изолятору. Для крепления круглых проводов предусмотрены так называемые концентрические зажимы.

На рис. 146 и 147 показаны различные случаи применения концентрических зажимов. Они употребляются для соединения круглых проводов между собой, для ответвлений и для присоединения к плоским шинам и различным аппаратам.

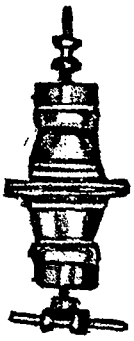


Рис. 145.

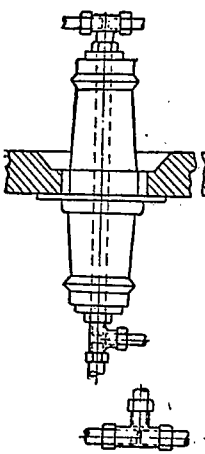


Рис. 146.

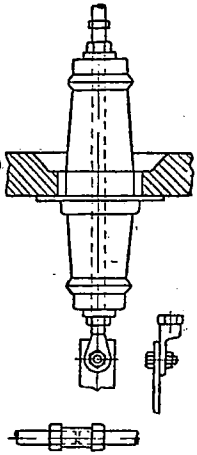


Рис. 147.

Для предохранения голых шин и проводов от окисления последние рекомендуется окрашивать. Окраска различных фаз

в целях лучшего распознавания выполняется с различными отличительными знаками.

Согласно постановлению ВСНХ № 31 от 8/1—1932 г. шины надлежит окрашивать в черно-матовый цвет для увеличения теплоотдачи шины в воздух. В этом случае отличительные обозначения фаз и полюсов осуществляются нанесением поперечных полосок соответствующих цветов.

Опорные и проходные изоляторы.

Опорные и проходные изоляторы служат для крепления проводов, главным образом голых, а также шин.

Они являются одним из ответственных элементов распределительного устройства, неправильный выбор и установка которых часто ведут к весьма неприятным последствиям в виде пробоев их, перекрытий вольтовой дугой, механических разрушений и проч.

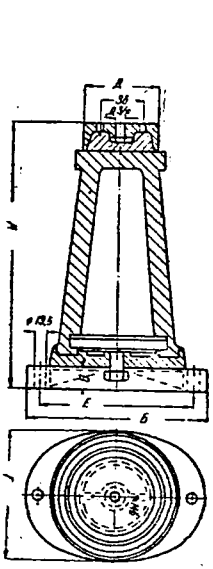


Рис. 148.

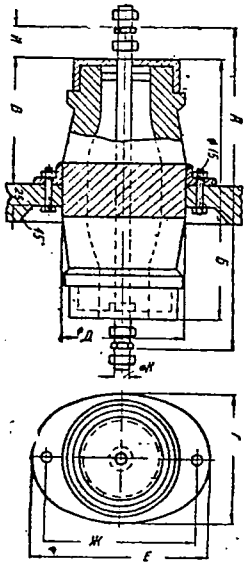


Рис. 149.

Опорные изоляторы изготовляются из фарфора и снабжаются с обоих концов чугунными колпачками, укрепленными на изоляторе при помощи специального состава (глета).

Нижний колпачок в центре имеет отверстие с нарезкой, служащее для укрепления изолятора, а верхний колпачок три нарезных отверстия для установки различных зажимов, служащих для крепления проводов или шин.

Таблица 27

Опорные изоляторы

Тип	Конструкция	Напряжение V	Размеры в mm					
			А	Б	В	Г	Д	Е
ИО-1	Обыкновенная	3 300	133	160	23	110	73	134
ИО 2	„	6 600	178	160	23	110	73	134
ИО-11	Усиленная	3 300	133	185	23	136	98	160
ИО-22	„	6 600	178	185	23	136	98	160

Иногда изолятор, армированный двумя колпачками, снабжается снизу основанием в виде чугунного фланца с двумя отверстиями для болтов, как это показано на рис. 148.

Размеры изготовляемых ВЭО опорных изоляторов приведены в табл. 27 (рис. 148).

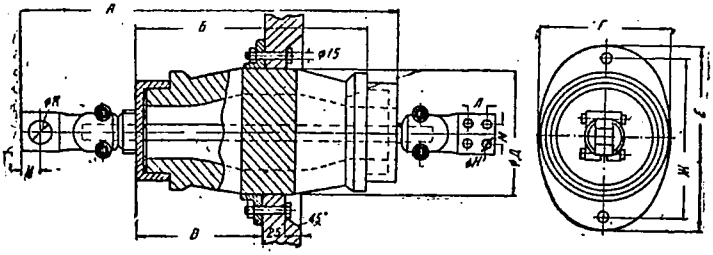


Рис. 150.

Проходные изоляторы применяются в тех случаях, когда необходимо пройти голыми проводами или шинами сквозь внутренние стены помещения или бетонные перегородки камер высокого напряжения. Этот тип изоляторов кроме концевых колпачков снабжается посредине фланцем для крепления.

Размеры проходных изоляторов приводятся в табл. 28 и 29 (рис. 149 и 150).

Выбор изоляторов.

Изоляторы выбираются по величине напряжения и силе рабочего тока согласно данным соответствующих граф табл. 28 и 29.

Однако этих данных недостаточно для выборов изоляторов, так как здесь учитывается только электрическая прочность изоляторов, но не механическая. Поэтому после ориентировочного выбора изолятора по напряжению и силе тока, необходимо произвести проверку его механической прочности. Последнее поверяется на могущие возникнуть между проводами или шинами усилия электродинамичиского характера при больших токах короткого замыкания.

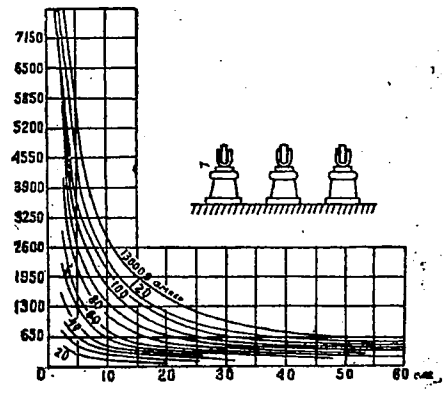


Рис. 151.

Поверка на механическую прочность изолятора производится по графику (рис. 151), где в зависимости от мгновенного значения тока короткого замыкания в начальный момент и расстояния между соседними про-

Таблица 28

Проходные изоляторы (рис. 149)

Тип	Напряжение в V	Размеры в mm																		
		А			Б			В			Г	Д	Е	Ж	И			К		
		Сила тока в А													Сила тока в А					
		200	400	600	200	400	600	200	400	600					200	400	600	200	400	600
ИП-1	3 300	300	315	330	240	270	240	110	110	110	110	92	160	134	25	30	40	10	14	20
ИП-2	6 600	385	395	415	330	330	330	155	155	155	110	92	160	131	25	30	40	10	14	20
ИП-3	11 000	450	460	480	394	394	394	181	181	181	124	105	170	144	25	30	40	10	14	20

Таблица 29

Проходные изоляторы (рис. 150)

Тип	Напряжение в V	Сила тока в А	Размеры в mm											
			А	Б	В	Г	Д	Е	Ж	И	К	Л	М	Н
ИП-11	3 300	1 000	537	240	110	136	118	185	160	25	20	—	—	—
ИП-11	3 300	1 500	573	240	110	136	118	185	160	—	—	30	30	11
ИП-11	3 300	2 000	627	240	110	136	118	185	160	—	—	40	40	13,5
ИП-22	6 600	1 000	626	330	165	136	118	185	160	25	20	—	—	—
ИП-22	6 600	1 500	663	330	155	136	118	185	160	—	—	30	30	11
ИП-22	6 600	2 000	716	330	155	136	118	185	160	—	—	40	40	13,5

водами определяется величина могущего возникнуть при коротком замыкании электродинамического усилия в килограммах.

Сравнивая полученный результат с данными табл. 30, можно убедиться в надлежащем выборе и олятора.

В табл. 30 приведены разрушающие и допустимые нагрузки на опорные и проходные изоляторы.

В случае, если получающиеся усилия превышают данные табл. 30, применяются два следующих способа крепления изоляторов:

1) провод или шина крепится на двух изоляторах, как показано на рис. 152, чем достигается увеличенная механическая прочность точки крепления;

2) изоляторы крепятся с меньшими пролетами.

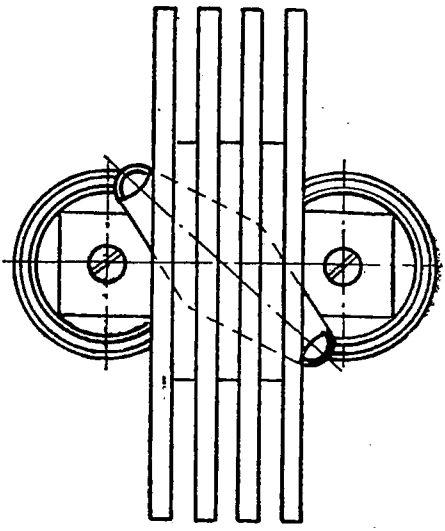


Рис. 152.

Данные графика построены при условии величин пролетов в 1 m, в случае иных расстояний приходящиеся на изолятор усилия следует пересчитать, помножив на отношение фактического пролета к условному (метровому).

Так например, пусть при однометровом пролете между изоляторами усилие на изолятор будет 400 kg; тогда при пролете 750 mm усилие будет равно

$$p = \frac{400 \cdot 750}{1000} = 300 \text{ kg}.$$

Таблица 30

Тип изолятора	Нагрузка в kg	
	разрушающая	допустимая
ИО-1	300	150
ИО-2	300	150
ИП-1	300	150
ИП-2	300	150
ИП-3	300	150
ИО-11	630	315
ИО-22	630	315
ИП-11	630	315
ИП-22	630	315

Установка изоляторов.

Установка опорных изоляторов производится таким образом, чтобы расстояние между проводами и стенами или частями здания не были меньше данных табл. 32, соответствующей нормам IX всесоюзного электротехнического съезда.

Таблица 31

Рабочее напряжение в V	Наименьшее расстояние в mm
до 750	50
выше 750 до 3 300	75
„ 3 300 до 6 600	100
„ 6 600 „ 11 000	120

Установка опорных изоляторов производится непосредственно на стенках камер или на железных скобах, изготовленных из полосового или углового железа. Скобы вмазываются в стенки и к ним помощью болтов крепятся изоляторы (рис. 153).

Реже крепят опорные изоляторы на двух полосах или угольниках, как это показано на рис. 154.

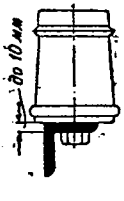


Рис. 153.

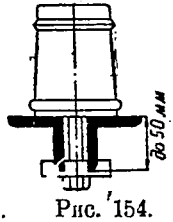


Рис. 154.

Установка опорных изоляторов непосредственно на стенах производится при помощи фланцев двумя болтами. Болты вмазываются в стену или пропускаются через нее.

Установку опорных изоляторов лучше всего производить вертикально, с головкой изолятора вверх, но следует избегать установки их с головкой вниз. Горизонтальная установка отличается несколько меньшей прочностью.

Проходные изоляторы устанавливаются обычно на специальных проходных плитах, имеющих надлежащие отверстия как для тела изолятора, так и для крепительных болтов. При установке проходных изоляторов следует избегать глухой вмазки, затрудняющей их замену.

Щиты.

Измерительные приборы и аппаратура управления как ручная, так и дистанционная, обычно размещаются на распределительных щитах и щитах управления.

Последние состоят из одной или нескольких панелей, изготовляемых из шифера, мрамора, бетона или железных листов, укрепленных на железных каркасах.

Мраморные и шиферные (а также из других изоляционных материалов) панели обычно применяются при установке рубильников с лицевой стороны, для которых панель одновременно служит и изоляцией.

Ввиду дороговизны мрамора и относительно небольшой прочности его в последнее время начали широко применяться щиты с панелями из железных листов толщиной не менее 2 mm. Они более прочны и легче мраморных поддаются очистке от грязи и масляных пятен.

При применении мраморных панелей последние ради экономии обычно делаются не во всю высоту щита, а устанавливаются на цоколях высотой примерно 600 mm. Это тем более допустимо, что на нижней части панели приборы не устанавливаются ввиду затруднений обслуживания и наблюдения за ними.

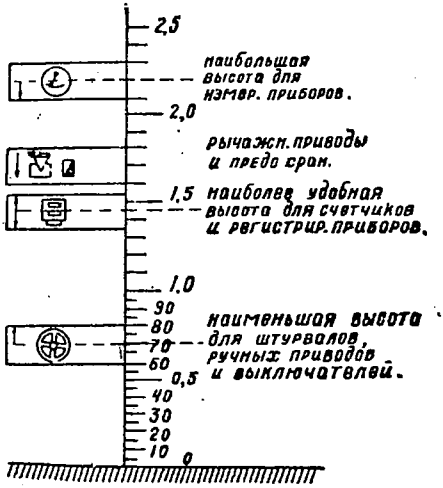


Рис. 155.

Приборы и аппараты на панелях стремятся всегда расположить таким образом, чтобы удобно было управлять и наблюдать за ними и вместе с тем, чтобы панели и щиты имели красивый вид.

Обычный порядок размещения приборов, считая снизу вверх, следующий: реостат, предохранители, рубильник, измерительные приборы. Из приводимого рис. 155 можно судить о высоте положения различных приборов и аппаратов. Стрелки на этом рисунке указывают направление, по которому могут быть передвинуты отдельные приборы.

При проектировании распределительных щитов всегда следует предусматривать место для расширения его.

За щитом обычно располагаются сборные шины низкого напряжения на опорных изоляторах, укрепляемых на верхней части каркаса щита.

Часто вместо щитов управления применяют пульты, колонки и проч. или же комбинации всех этих типов.

Пульты применяются в тех случаях, когда необходимо дежурному, оперирующему у аппаратов наблюдать за включаемыми устройствами. При применении панелей это неудобно, так как оперирующий обращается лицом к щиту.

Пульт представляет собой железный каркас с наклоненной вперед доской — столом, который служит для размещения измерительных приборов и аппаратов.

На колонках устанавливаются измерительные приборы, за которыми требуется постоянное наблюдение и которые хотят выделить из числа других.

При установке щитов, имеющих механические приводы к реостатам, выключателям и проч., должны быть учтены их детали и сопряжения с промежуточными частями.

В случае установки свободно стоящих щитов и пультов нижняя плоскость их должна находиться на уровне пола.

Укрепление конструкций лучше всего производить на специальных фундаментных болтах, так как при этом имеется возможность легкой съемки или замены панелей.

Все железные конструкции должны быть окрашены и надежно заземлены.

ГЛАВА VII.

СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ, БЛОКИРОВОК И СИГНАЛИЗАЦИИ.

Большинство современных передатчиков снабжены специальными системами, обеспечивающими возможность централизованного управления источниками питания с пульта или главного щита и предусматривающих безопасность как обслуживающего персонала, так и самого устройства при случайных неполадках или ошибочных включениях.

Осуществление указанных требований требует применения специальных дистанционных включателей (контакторов) и других приборов, работающих в цепи питания основных агрегатов и выпрямительных устройств радиостанции, управляемых с пульта путем посылки тока в обмотки их при нажатии кнопок, от вспомогательного напряжения, обычно постоянного 110 V.

Полная схема управления обычно распадается на следующие более или менее самостоятельные схемы:

1) схема дистанционного управления источниками питания и автоматической блокировки их, устраняющая опасность аварий ламп передатчика при неправильном включении;

2) схема сигнализации повреждений в отдельных цепях радиостанции;

3) блокировка безопасности обслуживающего персонала, устраняющая возможность прикосновения к проводам и приборам высокого напряжения.

Обратимся к рассмотрению перечисленных схем применительно к ламповым передатчикам, причем по ходу рассмотрения будут указаны особенности, связанные с системой питания радиостанции.

Блокировка управления.

В задачу блокировки входит, главным образом, обеспечение правильной последовательности операций по включению и выключению различных цепей передатчика при пуске и остановке.

Для любого передатчика, использующего лампы с водяным охлаждением анодов, можно указать следующую последовательность операций при пуске в ход:

1) подача охлаждающей воды,
2) включение напряжения накала,
3) подача смещающего напряжения на сетки ламп,
4) подача высокого напряжения на аноды промежуточных каскадов,
5) подача высокого напряжения на аноды мощных каскадов.

Обратимся к рассмотрению схем в указанной последовательности.

1. Открытие вентиля трубопровода, подающего воду для охлаждения анодов, или пуск моторов водяных насосов.

В зависимости от системы охлаждения указанная операция выполняется вручную или сводится к простому включению рубильника в цепи питания мотора.

Первой задачей блокировки является устранение возможности последующих включений — накала и др., пока скорость охлаждающей воды не достигнет нормальной величины.

Для этого широкое применение получили так называемые гидрокнопки и другие типы водяных реле, принцип действия которых основан на том, что при достижении водой определенной скорости, на которую отрегулированы гидрокнопки, замыкаются или размыкаются контакты, включенные в цепь питания обмоток остальных реле. Таким образом устраняется возможность пуска передатчика без охлаждающей воды.

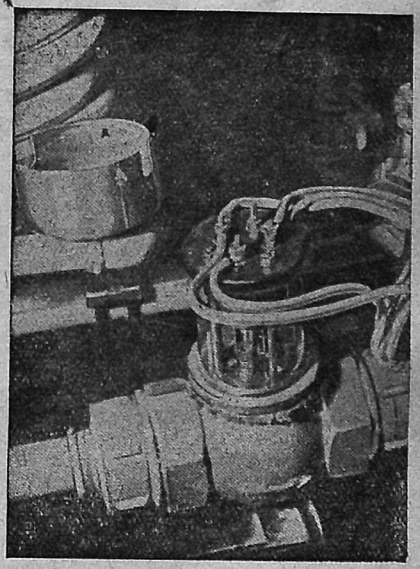


Рис. 156.

Общий вид гидрокнопки, смонтированной на трубопроводе системы охлаждения, изображен на рис. 156.

2. Пуск агрегата накала или включение трансформатора накала.

В большинстве случаев, в особенности на относительно небольших радиостанциях, пуск агрегата накала производится обычным способом вручную при помощи рубильника, монтированного на

силовом щите. В этом случае контакты гидрокнопки вводятся в цепь возбуждения генератора накала и тем самым устраняют возможность подачи напряжения на нити ламп до установления нормальной скорости воды. На радиостанциях с полным дистанционным пуском применяются так называемые пускатели, позволяющие запустить агрегат накала простым нажатием кнопки на пульте. В этом случае гидрокнопка вводится в цепь питания обмотки пускателей.

Для осуществления дистанционного включения агрегата накала на пульте должны быть установлены вольтметры, реостаты возбуждения машины, а также реостаты накала. При больших токах в цепи накала последнее может быть весьма затруднительным, ввиду чего на мощных радиостанциях прибегают к специальным сервомоторным приводам реостатов как возбуждения, так и реостатов накала.

Регулировка и поддержание постоянства напряжения накала сводится при этом к посылке тока в ту или иную обмотку сервомотора нажатием кнопок на пульте или автоматически. В особенности важным в эксплоатации мощных передатчиков является автоматическая регулировка напряжения накала. Описание схемы автоматической регулировки приведено в гл. I, ч. 2.

При питании цепи накала переменным током дистанционное включение осуществляется при помощи контакторов в цепи первичной обмотки трансформатора накала. Регулировка напряжения накала осуществляется в этом случае при помощи воздействия на сервомотор реостата накала или реактивной катушки.

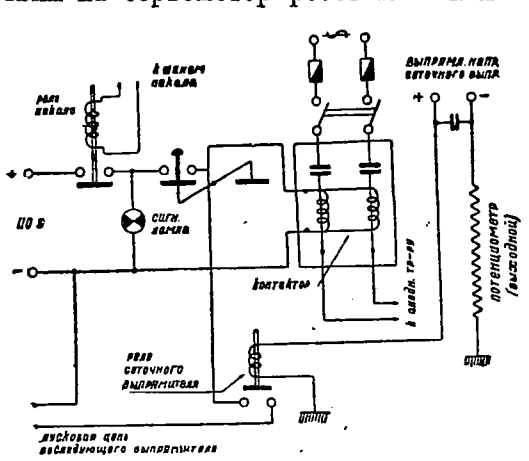


Рис. 157.

После того как установлено нормальное напряжение накала, срабатывает специальное реле, включенное своей обмоткой на шины накала и тем подготовляющее к пуску выпрямитель или агрегат сеточного смещающего напряжения.

3. Включение источника смещающего напряжения сеток.

Наиболее употребительным способом дистанционного включения выпрямителя, смещающего напряжение, как и остальных выпрямителей, является посылка тока в анодный трансформатор нажатием кнопки на пульте при помощи специальных контакторов в цепи питания анодного трансформатора. Последовательно

с обмоткой контактора включаются контакты реле накала срабатывающего при установлении нормального напряжения накала. Напряжение накала кенотронов или газотронов подается обычно с общих шин при включении главного рубильника на пульте.

Распространенная схема пуска и питания сеточного выпрямителя изображена на рис. 157.

При установлении нормального тока через потенциометр смещающего напряжения срабатывает реле, замыкая контакты в цепи питания обмоток контакторов последующих выпрямителей и тем подготовляя их к пуску.

При получении смещающего напряжения от машины постоянного тока контакты реле накала могут быть введены в цепь возбуждения машины.

4. Включение выпрямителя анодного напряжения.

Аналогично описанному выше осуществляется подача переменного напряжения к анодному трансформатору при помощи контакторов, обмотки которых получают ток от вспомогательных шин при нажатии кнопки.

Последовательно с обмоткой контакторов включаются контакты реле сеточного выпрямителя, максимального выключателя, а также блокировочные дверные контакты.

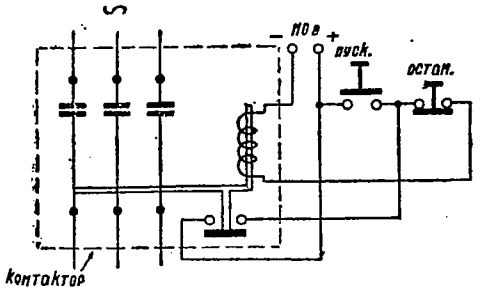


Рис. 158.

Для быстрого выключения высокого напряжения в случае какой либо неполадки предусматриваются несколько выключающих кнопок, смонтированных кроме пульта так же на каркасе выпрямительных устройств и мощных каскадов. Распространенная схема включения пусковых и выключающих кнопок изображена на рис. 158. При отжатии пусковой кнопки контакты последней шунтируются вспомогательными контактами, замыкающимися автоматически при включении контактора при помощи пластинки, связанной с ножами контакторов.

Общая схема блокировки.

Перечисленные выше элементы блокировки позволяют изобразить полную принципиальную схему рис. 159, являющуюся одной из наиболее употребительных и общих схем блокировки.

На описании указанной схемы не останавливаемся ввиду ее простоты и соответствия указанным выше элементам блокировки.

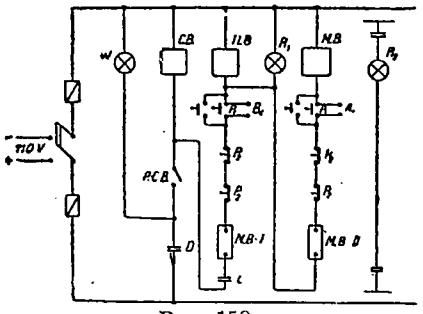


Рис. 159.

СВ — катушка контактора сет. выпрямителя, *П. В* — катушка контактора промеж. аноды. выпрям., *МВ* — катушка контактора мощного выпрямителя, P_1 и P_2 — контакты пуск. и остан. кнопок. *РСВ* — рубильник включения сеточного контактора, B_1 и A_1 — контакты вспомог. параллельн. кнопок. *МВ* — I и *МВ* — II — контакты максимальн. выкл., D_1 и *С* — контакты реле. накала и сеток, *W*, R_1 и R_2 — сигнальные лампы.

Отметим лишь, что при выключении блокировочных контактов в какой-либо цепи автоматически выключаются все последующие цепи. В зависимости от особенности электропитания, схемы блокировок в отдельных частях отличаются от описанной выше, сохраняя, конечно, общую последовательность манипуляций. Ниже приводится описание схем блокировок и управление нескольких действующих установок, ознакомление с которыми позволит составить себе достаточно полное представление о принципе построения подобных схем.

Автоматическая сигнализация неисправностей в отдельных цепях питания.

Применение системы автоматической сигнализации имеет своей целью облегчение нахождения повреждений и сводится обычно к комбинации бленкеров, помещаемых на пульте, и электрического звонка и сигнальных лампочек. Принцип действия системы сигнализации заключается в том, что основные реле, контролирующие нормальную работу радиостанции, гидрокнопки, максимальные выключатели, дверные контакты и проч., снабжаются дополнительными контактами, которые замыкаются при выпадении данного реле и сообщают при этом питание специальным реле, снабженным бленкерами (на пульте).

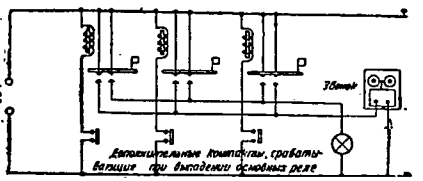


Рис. 160.

Одна из возможных принципиальных схем автоматической сигнализации изображена на рис. 160 (передающий радиоцентр в Москве).

Во многих случаях, однако, отказываются от подобной системы, связанной с известным усложнением схемы вспомогательными реле, и обходятся простыми сигнальными лампочками, шунтирующими обмотки основных реле и находящимися под напряжением во все время нормальной работы. Выпадение контакто-

или реле в той или иной цепи сопровождается погашением лампочек в поврежденной и во всех последующих цепях, что и служит средством, облегчающим нахождение неисправностей.

На мощных радиостанциях, сооруженных в самые последние годы (500 kW радиостанция в Москве), ввиду большого числа сигнальных ламп погашение одной из них может оказаться незамеченным, вследствие чего нормально лампы обесточены и зажигаются лишь при ненормальности в соответствующей цепи.

Блокировка безопасности.

Все виды блокировок безопасности сводятся к устранению возможности попадания в помещение выпрямителей, за ограждение передатчика, щита и вообще всех устройств, несущих высокое напряжение, пока последнее не выключено и высоковольтные провода не обесточены.

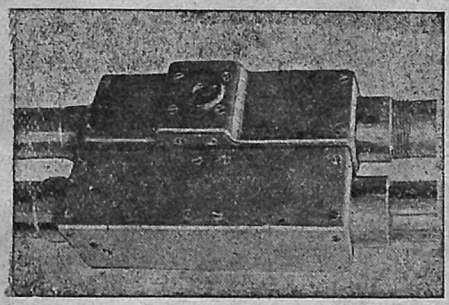


Рис. 161.

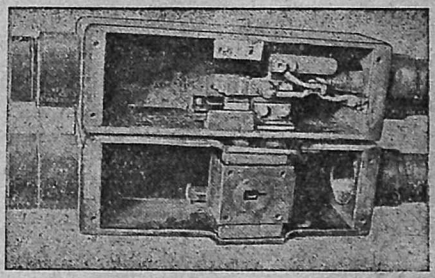


Рис 162.

Простейшим и наиболее употребительным средством к этому является снабжение соответствующих дверей и дверец блокировочными контактами, дающими соединение при полном закрытии двери и введенными в цепь обмотки соответствующего пускового реле, которое и обеспечивает автоматическое выключение высокого напряжения при открывании двери.

Чаще всего указанные контакты вводятся последовательно с контактами гидрокнопок в цепь реле накала, как это показано на схеме рис. 163.

Независимо от электрической блокировки, описанной выше, часто применяется еще и механическая блокировка, направленная к тому, чтобы исключить возможность случайной подачи высокого напряжения при нахождении в заблокированном месте обслуживающего персонала (при закрытых дверях).

Указанное положение, в особенности возможное при частых включениях высокого напряжения несколькими лицами в процессе

настройки и регулировки передатчиков, неоднократно приводило на практике к несчастным случаям.

Механическая блокировка сводится к применению специальных замков, запирающих соответствующие двери и устроенных таким образом, что ключ может быть вынут из замка только при закрытой двери. Тем же ключом открывается соответствующий рубильник на щите или пульте, благодаря чему исключается возможность подачи высокого напряжения, пока не закрыты все заблокированные двери и ключ не переставлен из дверных замков в замок рубильника или масляного выключателя.

Иногда механическая блокировка комбинируется с электрической. Примером подобной системы может служить рис. 161, изображающий замок в ограждении передатчика, который при запирании ключом замыкает блокировочные контакты, включенные в пусковую цепь маслянного выключателя. Таким образом пока дверцы ограждения не заперты ключом, не может быть подано напряжение к анодному трансформатору выпрямительного устройства.

На рис. 162 изображен тот же замок со снятыми крышками

Описание системы блокировки действующих радиостанций.

Передающий коротковолновый радиоцентр в Москве.

Прежде чем обратиться к пояснению схемы блокировки, опишем вкратце схему силового питания радиоцентра.

Питание 4 передатчиков радиостанции производится через понизительную подстанцию 6600/220 V от электрической сети.

Снижение до 220 V напряжение питает моторы агрегатов накала, смещающего напряжение сеток, повысительные трансформаторы выпрямительных устройств анодного напряжения 3000 V (для промежуточных каскадов) и 8000 V для мощных каскадов передатчиков.

Для регулировки анодного напряжения в цепи питания повысительных трансформаторов выпрямительных устройств включены моторгенераторы, состоящие каждый из асинхронного мотора трехфазного тока 220 V, 110 kW и альтернатора 220 V 100 kVA. Возбуждение всех динамомашин и альтернаторов производится от самостоятельного агрегата, состоящего из асинхронного мотора 29 kW и динамомашины постоянного тока 22 kW 110 V.

Питание всех вспомогательных цепей управления, блокировки и сигнализации производится от той же машины.

Обратимся к схеме рис. 163 и проследим последовательность операций при пуске передатчиков, а также зависимость между отдельными пусковыми цепями.

Прежде всего открывается вентиль труб подачи воды для охлаждения ламп, что сопровождается срабатыванием гидрокнопок *1* и замыканием их контактов и тем самым подготовляется включение реле *3*. Затем с пульта запускается агрегат накала, причем появление напряжения на зажимах машины накала сигнализируется зажиганием лампочки на пульте.

После соответствующей регулировки напряжения и установления нормального режима нажимается кнопка *2* и тем самым посылается ток от машины накала в обмотку реле *3*, которое при срабатывании подает на шины пульта вспомогательное напряжение 110 V для питания пусковых реле последующих цепей питания передатчиков.

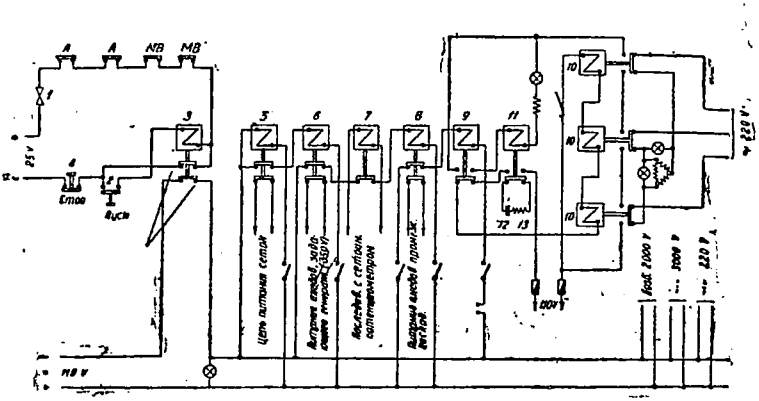


Рис. 163.

Для устранения возможности включения цепей высокого напряжения при открытых дверях выпрямительных кабин, ограждения передатчиков, щита и т. д., последовательно с обмоткой реле *3* включены дверные блокировочные контакты.

Кроме того в той же цепи включены контакты максимальных выключателей *MB*, разрывающих цепь обмотки реле *3* при опасных повышениях анодного тока, имеющих место при чрезмерном повышении анодного напряжения или неисправностях в цепи сетки и т. д.

Таким образом реле *3* может быть включено нажимом кнопки *2* только лишь при условии нормальной циркуляции охлаждающей воды, нормально работающего агрегата накала и закрытых дверей, ведущих в высоковольтные помещения, и наконец, при отсутствии неисправностей в анодных цепях 3000, 8000 и 10 000 V.

Срабатывание реле *3* сопровождается еще замыканием вспомогательных контактов, шунтирующих кнопку *2*, что позволяет применить пружинную кнопку, дающую контакт только лишь в момент нажатия.

Последовательно с кнопкой *2* включена аварийная кнопка *4*, позволяющая быстро выключить все цепи в случае какой-либо необходимости.

Следующей после подачи напряжения накала операцией является включение рубильником с пульта обмотки пускового реле *5*, замыкающего при этом цепь питания сеток смещающим напряжением и, кроме того, подготовляющего включение пускового реле *6*.

Последнее при повороте тумблера на пульте подает напряжение 350 V на аноды первых каскадов передатчиков (стабилизованных кварцем) и замыканием вспомогательных контактов подготовляет включение пускового реле *8*, подающего анодное напряжение 3000 V на промежуточные каскады передатчика.

Для срабатывания реле *8* необходимо, кроме того, включение реле *7*, обмотка которого питается током сеточного агрегата (последовательно с потенциометром).

Срабатывание реле *8* подготовляет также к включению вспомогательное реле *9*, название которого в рабочем положении заключается в присоединении обмоток пусковых реле *10* повысительных трансформаторов мощных выпрямителей на самостоятельные шины 110 V.

При обесточивании главных шин 110 V на пульте, имеющем место при нажатии кнопки *4* или выпадении блокировочных контактов в цепи реле *3* (при открывании дверец, прекращении подачи воды и т. д.), реле *9* возвращается в исходное положение, выключая тем самым питание выпрямителей и, кроме того, посылая ток от самостоятельных шин 110 V в обмотку реле *11*.

Назначение последнего заключается в автоматическом разряде фильтровых конденсаторов *12* через сопротивление *13*.

Выключение цепей питания при остановке передатчика производится в порядке, обратном описанному.

В заключение отметим, что описанная блокировка весьма сложна, что в особенности не оправдывается большим числом операции при пуске и остановке передатчиков.

Радиостанция 100 kW ВЦСПС.

Электропитание радиостанции производится от силовой магистрали 6500 V через понизительную подстанцию, причем анодные трансформаторы выпрямительного устройства получают напряжение непосредственно с шин высокого напряжения (см. схему рис. 164).

Для регулировки анодного напряжения в цепи питания анодных трансформаторов предусмотрен потенциал-регулятор (см. выше), управление которым сосредоточено на пульте в зале передатчиков.

Подача напряжения к анодным трансформаторам производится при помощи масляного выключателя с соленоидным приводом, управление которым также выведено на пульт.

Питание накала ламп нормально производится от специального агрегата накала, который резервирован, кроме того, питанием от переменного тока через понизительные трансформаторы.

Напряжение сеточного смещения доставляется также агрегатом; кроме того имеется еще один агрегат анодного питания задающего генератора и первых каскадов усиления высокой частоты. Для питания вспомогательных цепей — управления, блокировки и сигнализации, а также возбуждения динамомашин постоянного тока, предусмотрен агрегат, состоящий из асинхронного мотора и генератора постоянного тока 110 V.

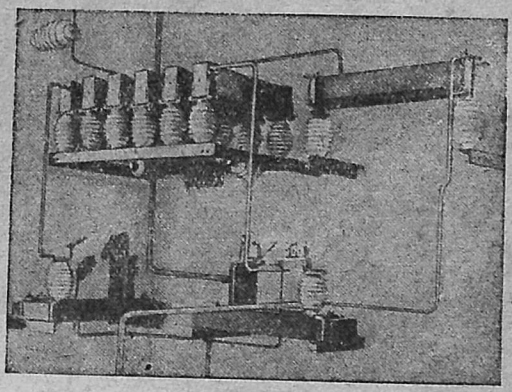


Рис. 165.

Наконец, имеются агрегаты водяного и воздушного охлаждения мощных ламп. После того как последние запущены и устанавливается нормальная циркуляция воды и охлаждающего воздуха, размыкаются контакты гидрокнопок, включенные в цепь промежуточного реле (см. схему рис. 164 в конце книги[1]), что сопровождается срабатыванием реле в цепи возбуждения агрегата накала и реле затормаживающего механизма на штанге привода масляного выключателя в цепи анодного трансформатора. Последняя операция подготавливает масляный выключатель к пуску. Кроме того одновременно срабатывается реле, заземляющие конденсаторы, благодаря чему фильтр отсоединяется от земли.

При открывании дверей ограждения должно автоматически выключиться высокое напряжение, для чего используются замки, аналогичные тем, которые изображены на рис. 161—162. При открывании замков ключом срабатывает реле, выключающее масляник и заземляющее фильтр. Повторное включение масляника не может быть выполнено, пока не закрыт замок. Общий вид установки реле заземления фильтра и сопротивлений к ним изображен на рис. 165.

Операции, связанные с пуском передатчика в ход, выполняются в следующей последовательности: дежурный у пульта сигнальной кнопкой передает сигнал в машинный зал о пуске агре-

---

[1]) Электросвязь, 1929 г., № 12, ст. инж. П. П. Иванова

гатов; после запуска агрегатов, отмечаемого на пульте зажиганием сигнальных ламп, первым включается рубильник автоматического зажигания ртутных колб выпрямителя; затем включается рубильник автоматического привода водяного крана и воздуходувки.

Установление циркуляции воды приводит посредством гидрокнопок к автоматическому включению накала ламп, так как рубильники в цепи возбуждения машины накала нормально замкнуты.

После этого включается масляник анодного трансформатора, и напряжение поднимается до рабочей величины при помощи шуб-трансформатора.

Выключение передатчика осуществляется в последовательности обратной пуску.

Дистанционное включение цепей питания, контакторы.

Как уже отмечалось выше, управление отдельными источниками питания современных радиостанций, тем более мощных, производится с пульта, на котором сосредоточены обычно кнопки уп-

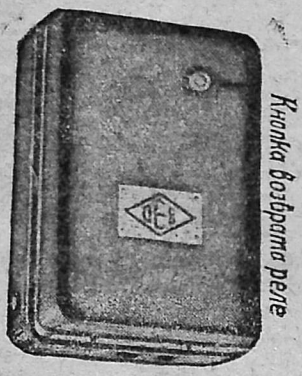


Рис. 166.

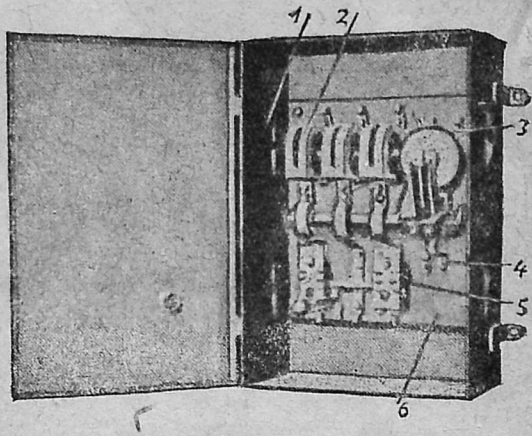


Рис. 167.

равления, рубильники вспомогательных цепей низкого напряжения и относительно малого тока, сигнальные лампочки и, наконец, измерительные приборы, регистрирующие работу основных цепей.

Совершенно очевидно, что подобная система требует целого ряда приборов, рубильников и проч., приводимых в действие на расстоянии путем посылки вспомогательного тока в их обмотки. В первую очередь это относится к дистанционному управлению асинхронными моторами при помощи контакторов (магнитных пускателей). Эти же контакторы с успехом применяются при небольших мощностях (до 75 kVA) для дистанционного вклю-

чения питания анодных трансформаторов в тех случаев, когда последние питаются от шин низкого напряжения (обычно 110 или 220 V).

В отношении масляных выключателей, снабжаемых, как правило, соленоидными приводами, остаются в силе соображения, изложенные выше (стр. 224).

Общие виды стандартных пускателей (завода ХЭМЗ) типа ПМ-0, ПМ-2, и ПМ-3 изображены на рис. 166, 167 и 168.

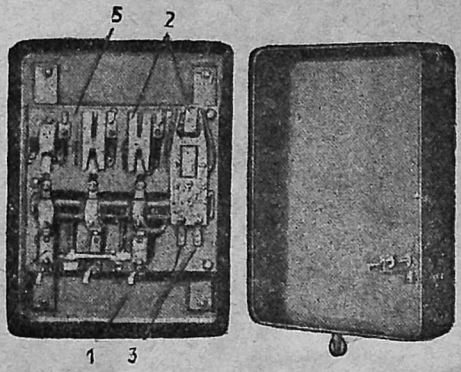


Рис. 168.

Схема управления контактором при помощи кнопок описана на стр. 261 (рис. 158).

В комплект пускателя входят тепловые реле, осуществляющие максимальную защиту.

Тепловое реле представляет собой биметаллическую пластинку, получающую тепло от нагревательных элементов, включаемых в главные провода. При достижении определенной величины деформации, соответствующей данной нагрузке, биметаллическая пластинка освобождает рычаг, имеющий замкнутые контакты в цепи катушки контактора. После того так реле срабатывает, его можно включить кнопкой в крышке ящика по

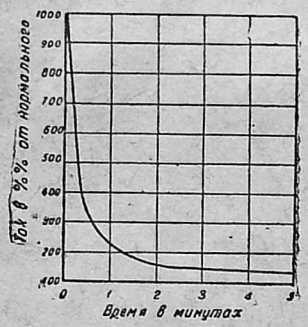


Рис. 169.

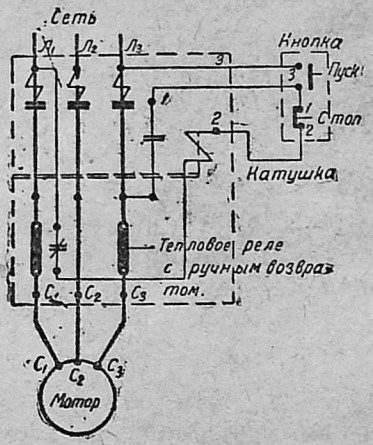


Рис. 170.

истечении некоторого времени (от 0,5 до 3 минут), необходимого для охлаждения биметаллической пластинки.

Примерная характеристика теплового реле приведена на рис. 169.

Для осуществления нулевого выключения применяется схема рис. 170, особенностью которой является питание катушки кон-

тактора не от постороннего вспомогательного напряжения, а от главных проводов (переменным током). Контактор пускателя при резком падении напряжения или при полном его исчезновении выключается автоматически, осуществляя тем самым нулевое выключение.

По восстановлении напряжения контактор, управляемый кнопками с моментными контактами, т. е. такими, которые возвращаются в исходное положение при прекращении нажатия, не включается до повторного нажатия на кнопку.

В заключение отметим, что максимальная тепловая защита пускателей рассчитана так, что при коротких замыканиях она не действует мгновенно.

Контакторы в свою очередь не рассчитаны на разрыв коротких замыканий и способны разрывать только перегрузки в пределах до 10-кратного тока.

Таким образом мощность короткого должна быть разорвана масляным выключателем или предохранителями, установленными на подводящем фидере.

Таблица

нагрузки плоских шин медных

Ширина и толщина в mm	Сечение mm^2	Вес kg/m	Постоянный ток		Переменный ток	
			старые нормы	новые нормы	старые нормы	новые нормы
15 × 3	45	0,41	150	211	150	210
20 × 3	60	0,54	225	271	225	270
20 × 8	160	1,44	380	482	380	480
25 × 3	75	0,68	275	331	275	330
30 × 8	240	2,46	580	665	530	658
40 × 4	160	1,44	450	575	450	572
40 × 8	320	2,88	680	850	665	840
50 × 5	250	2,25	630	796	620	788
50 × 6	300	2,70	675	880	660	860
50 × 8	400	3 60	760	1030	730	1015
60 × 6	360	3,24	800	1048	770	1030
60 × 8	480	4,32	930	1205	880	1182
60 × 10	600	5,40	1050	1370	980	1335
80 × 10	800	7,20	1450	1760	1220	1670
100 × 10	1000	9,00	1600	2160	1450	2015

Таблица

нагрузки круглых шин медных

Диаметр mm	Сечение mm^2	Вес kg m	Постоянный ток *A*	Переменный ток *A*
5	19,6	0,175	75	75
6	28,3	0,254	90	90
7	38,5	0,346	110	110
8	50,3	0,452	125	125
10	78,5	0,706	240	240
12	113,1	1,018	300	300
14	153,9	1,38	370	370
16	201,1	1,81	440	440
18	254,5	2,29	510	510
20	314,2	2,82	580	570

Таблица

нагрузки плоских шин алюминиевых

Ширина и толщина в mm	Сечение mm²	Вес kg/m	Постоянный ток		Переменный ток	
			старые нормы	новые нормы	старые нормы	новые нормы
15 × 3	45	0,12	116	162	114	160
20 × 3	60	0,16	130	208	158	206
20 × 8	165	0,43	280	370	277	365
25 × 3	75	0,24	250	252	196	252
30 × 8	240	0,65	376	510	372	503
40 × 4	160	0,43	340	440	336	438
40 × 8	320	0,86	472	650	468	645
50 × 5	250	0,68	448	609	440	606
50 × 6	300	0,81	496	675	488	670
50 × 8	400	1,08	580	790	512	780
60 × 6	360	0,97	588	800	580	795
60 × 8	480	1,30	688	923	680	905
60 × 10	600	1,62	776	1050	768	1025
80 × 10	800	2,16	1008	1349	996	1310
100 × 10	1000	2,70	1240	1654	1223	1590

Таблица

нагрузки круглых шин алюминиевых

Диаметр mm	Сечение mm²	Вес kg/m	Постоянный ток *A*	Переменный ток *A*
5	19,6	0,053	60	60
6	28,3	0,074	72	72
7	38,5	0,104	88	88
8	50,3	0,136	100	100
10	78,5	0,212	200	195
12	113,1	0,305	240	232
14	153,9	0,416	288	280
16	201,1	0,543	336	320
18	254,5	0,687	394	363
20	314,2	0,848	440	424

ОГЛАВЛЕНИЕ.

ЧАСТЬ ПЕРВАЯ.

ПИТАНИЕ АНОДНЫХ ЦЕПЕЙ.

Введение 3
Требования, предъявляемые передатчикам и классификация источников анодного питания 4

Глава I. Питание анодов генераторных ламп высоковольтной машиной постоянного тока.

Пульсация напряжения динамомашины 7
Выбор мощности и напряжения динамомашины 11

Глава II. Общая теория выпрямления.

Схемы и принцип работы выпрямительных схем 13
Многофазное выпрямление 18
Постоянная и переменная составляющие выпрямленного напряжения 21
Соотношения между токами и напряжениями в различных цепях многофазных выпрямительных схем 24
Трехфазная схема треугольник — звезда 26
Трехфазная схема звезда — звезда 28
Шестифазная схема треугольник — звезда 28
Мощность трансформатора, питающего выпрямитель 29
Коэфициент использования вторичной обмотки 30
Коэфициент использования первичной обмотки 31
Вольтамперы, потребляемые из сети, и коэфициент мощности 32

Глава III. Кенотронные выпрямители.

Характеристика кенотрона 33
Сопротивление кенотрона 37
Потери в кенотроне 38
Работа кенотрона в выпрямительном устройстве 40
Потери в кенотроне при выпрямлении, кпд кенотрона 44
Работа многофазного кенотронного устройства 46
Работа трансформатора на кенотронный выпрямитель 49
Схемы и конструкции кенотронных выпрямителей 50
Нагрузочная характеристика кенотронного выпрямителя 54
Схема ЛАТУРА 55
Соотношения между напряжениями и токами в схеме Латура 59
Достоинства и недостатки кенотронных выпрямителей 62

Глава IV. Ртутные выпрямители.

Работа ртутной колбы 63
Падение напряжения в колбе 66
Зажигательный потенциал 67

Обратный ток и обратное зажигание 68
Зависимость максимального обратного напряжения от схемы выпрямления 70
Выбор колб по заданной мощности 74
Нагрузочная характеристика выпрямителя при учете реактивного сопротивления вторичной обмотки 75
Ограничение тока короткого замыкания (в цепи нагрузки) 78
Условия устойчивой работы ртутного выпрямителя 80
Пуск ртутных выпрямителей 83
Автоматический пуск ртутных выпрямителей 84
Конструкции ртутных выпрямителей 85
Расчет ртутного выпрямительного устройства к телеграфному передатчику 88

Глава V. Газотронные выпрямители.

Устройство и работа газотронов 92
Нагрузочная характеристика газотронного выпрямителя 95
Пуск газотронных выпрямителей 96
Схемы и конструкции газотронных выпрямителей 97
Расчет газотронного выпрямительного устройства к телеграфному передатчику 100

Глава VI. Регулирование анодного напряжения.

Регулирование при помощи автотрансформаторов 103
Регулирование при помощи потенциал-регуляторов 106
Регулирование при помощи последовательного включения сопротивления 112
Применение потенциометров в качестве делителей напряжения . . . 115

ЧАСТЬ ВТОРАЯ.

ПИТАНИЕ КАТОДОВ И СЕТОК.

Глава I. Питание нитей накала генераторных ламп.

Питание накала постоянным током 118
Выбор напряжения и мощности машины 119
Устранение пульсации напряжения машины 121
Регулировка напряжения накала 123
Схема автоматической регулировки системы RCA 124
Схема автоматической регулировки системы BOCO 125
Питание накала переменным током 127

Глава II. Питание сеток генераторных ламп.

Требования, предъявляемые к сеточному смещающему напряжению . 129
Употребительные схемы выпрямителей сеточного питания 130
Расчет выпрямительного кенотронного устройства 134
Питание сеток от машины постоянного тока 139

ЧАСТЬ ТРЕТЬЯ.

СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ.

Глава I. Фильтры для ртутных и газотронных выпрямителей.

Расчет простого однозвенного фильтра 142
Расчет многозвенного фильтра 146
а) Расчет двухзвенного фильтра 146
б) Расчет трехзвенного фильтра 150
Экономический выбор элементов фильтра 152

Глава II. Фильтры к кенотронным выпрямителям.

Конденсатор в качестве фильтра 154
Расчет нормального фильтра 155
Расчет многозвенных фильтров 157

Глава III. Фильтры для сглаживания пульсации напряжения машин постоянного тока.

Расчет фильтров к динамомашине накала 159
Пример расчета фильтра к динамомашине накала 161
Фильтрующее действие аккумуляторной батареи 161
Расчет фильтров к машинам высокого напряжения 162

Глава IV. Влияние фильтра на работу передатчика.

Изменение напряжения на фильтре, связанное с телеграфной манипуляцией 164
Влияние фильтра на форму телеграфного сигнала 168
Выбор элементов фильтра в зависимости от скорости передачи . . . 170
Изменение напряжения на фильтре при модуляции 173
Обесточивание фильтра при выключении 175

Глава V. Условия работы деталей фильтра.

Данные для конструктивного расчета деталей фильтра 176
а) Дроссель фильтра 176
Расчет фильтрового дросселя 178
б) Конденсаторы фильтра 180

Глава VI. Влияние фильтра на включение выпрямителей.

Перенапряжения и перетоки в цепи нагрузки при включении. Ограничение перенапряжений и перетоков 181

Глава VII. Примеры расчетов фильтров с учетом режима включения и нагрузки.

Расчет фильтра к газотронному выпрямителю, питающему радиовещательный передатчик 184
Расчет того же фильтра к выпрямителю телеграфного передатчика 188
Расчет фильтра к ртутному выпрямителю телеграфного передатчика 191

ЧАСТЬ ЧЕТВЕРТАЯ.

ПЕРВИЧНОЕ ПИТАНИЕ РАДИОСТАНЦИЙ.

Глава I. Энергетические расчеты.

Требования, предъявляемые передатчиками к силовому оборудованию 194
Энергетический расчет 10 kW радиотелефонного передатчика . . . 198

Глава II. Понизительные подстанции.

Назначение подстанций 202
Схема и элементы подстанции 203
Распределительные устройства 204

Глава III. Трансформаторы.

Устройство и конструкция 206
Схемы соединения 208
Технические данные трансформаторов 208
Параллельная работа трансформаторов 209
Выбор трансформаторов 210
Установка и помещения для трансформаторов 211
Охлаждение трансформаторных камер 212

Глава IV. Масляные выключатели.

Назначение 214
Общее устройство 214
Выбор масляного выключателя 215
Управление масляными выключателями 221
Защита помощью масляного выключателя 225
Установка масляных выключателей 227

Глава V. Измерительные трансформаторы.

Назначение 231
Трансформаторы тока 231
Типы трансформаторов тока 232
Конструкция трансформаторов тока 234
Включение и выбор трансформаторов тока 234
Термическая устойчивость трансформаторов тока 236
Динамическая устойчивость трансформаторов тока 238
Установка трансформаторов тока 238
Трансформаторы напряжения 238
Конструкции и типы трансформаторов напряжения 239
Схемы включения трансформаторов напряжения 240
Выбор трансформаторов напряжения 241
Установка трансформаторов напряжения 241

Глава VI. Разъединители, шины, изоляторы и щиты.

Разъединители 242
Назначение разъединителей 242
Выбор разъединителей 242
Устройство разъединителей 244
Управление 245
Установка разъединителей 245
Шины 246
Выбор шин 246
Установка шин 250
Опорные и проходные изоляторы 252
Выбор изоляторов 253
Установка изоляторов 256
Щиты 256

Глава VII. Схема управления, блокировок и сигнализации.

Блокировка управления 258
Общая схема блокировки 261
Автоматическая сигнализация неисправностей 262
Блокировка безопасности 263
Описание системы блокировки действующих радиостанций 264
Передающий коротковолновой центр в Москве 264
Дистанционное включение питания, цепей контакторы 268

Приложения 271

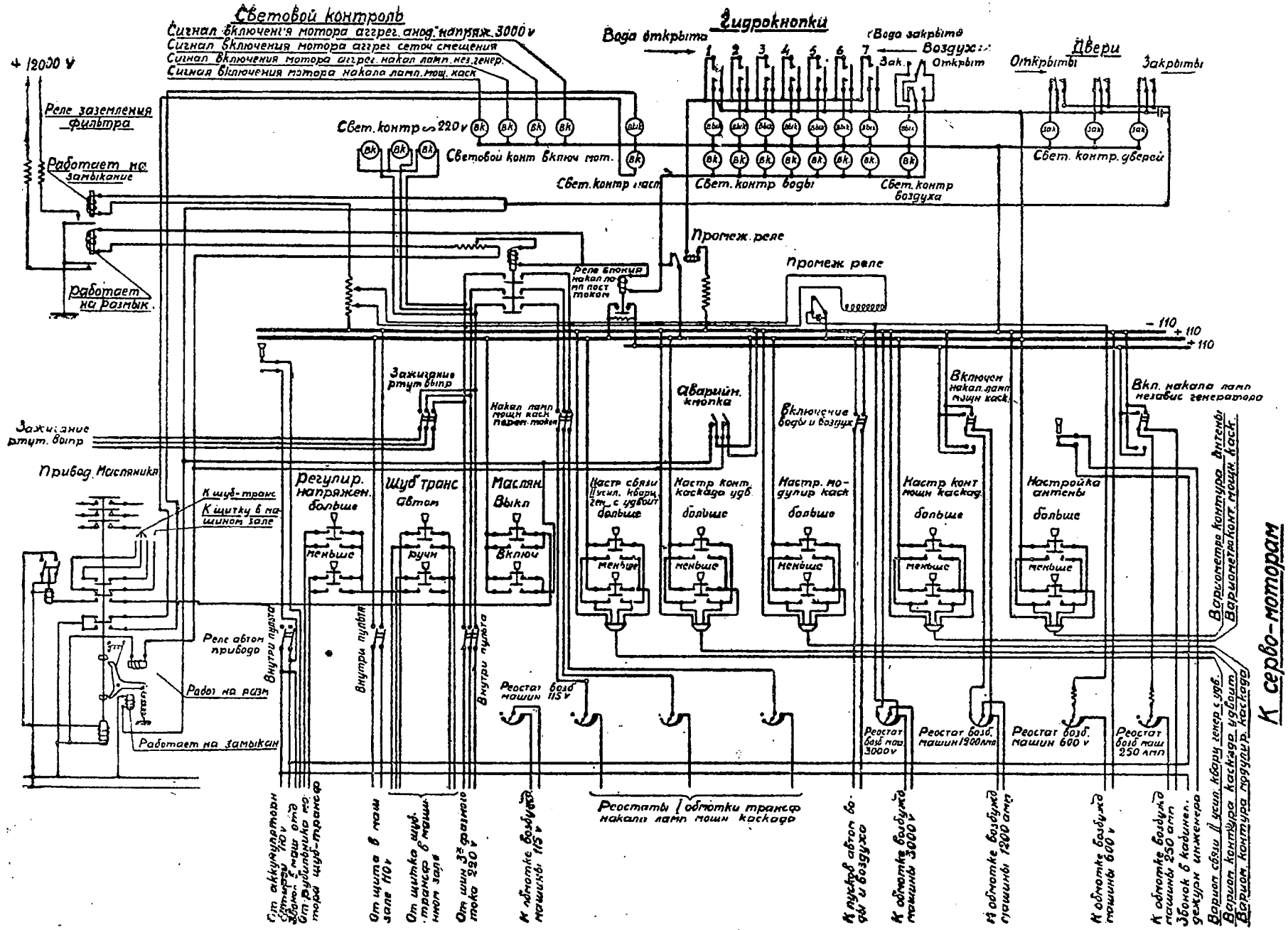

Световой контроль
Сигнал включения мотора аггрег. анод. напряж. 3000 v
Сигнал включения мотора аггрег. сеточ. смещения
Сигнал включения мотора аггрег. накал. ламп. нез. генер.
Сигнал включения мотора накала ламп. мощ. каск.
Гидрокнопки
Вода открыта
Вода закрыта
Воздух:
Открыт
Зак.
Двери
Открыты
Закрыты
+ 12000 v
Реле заземления фильтра
Работает на замыкание
Работает на размык.
Свет. контр ~ 220 v
Световой конт включ мот.
Свет. контр. дверей
Свет. контр воды
Свет. контр воздуха
Промеж. реле
Реле блокир. накал ламп пост. током
- 110
+ 110
Зажигание ртут. выпр
Прибор Маслянника
К щуб-транс
К щитку в машинном зале
Регулир. напряжен.
Щуб транс
Маслян.
Выкл
Вкл
меньше
больше
ручн
автом
Внутри пульта
Реле автом прибора
Работ на возм
Работает на замыкан
Накал ламп мощн каск. перем. током
Аварийн. кнопка
Включение воды и воздух
Настр. конт. каскада уд.
Настр. модулир. каск
Настр конт мощн каскад.
Настройка антенны
Вкл. накала ламп независ генератора
Вариометра контура Антенны
Вариом. конт. мощн. каск.
Реостат возб. машин 115 v
Реостаты обмотки трансф. накала ламп мощн. каскада
Реостат возб. маш 3000 v
Реостат возб. машин 1200 амп
Реостат возб. машин 600 v
Реостат возб. маш 250 амп
К обмотке возбужд. машины 1200 амп
К обмотке возбужд. машины 600 v
К обмотке возбужд. машины 250 амп
Вариом. конт. каскада удвоит.
Вариом. контура модулир. каскада
К серво-моторам

Рис. 164.

Д
27748