

Федеральное агентство по образованию
САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

Ю. Э. Адамьян И. М. Богатенков Ю. Н. Бочаров
Э. И. Янчус

ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКА
ИСПЫТАТЕЛЬНЫЕ И ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИЕ
УСТАНОВКИ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Учебное пособие

Санкт-Петербург
Издательство Политехнического университета
2012

УДК 621.373 (075.8)

Электроэнергетика Испытательные и электрофизические установки высокого напряжения: Учеб. Пособие / Ю.Э. Адамьян, И.М. Богатенков, Ю.Н. Бочаров, Э.И. Янчус. СПб.: Изд-во СПбГПУ, 2012. 232 с.

Пособие соответствует государственному образовательному стандарту подготовки бакалавра и инженера по направлению 140200 “Электроэнергетика” специальность 140201 “Высоковольтные электроэнергетика и электротехника”.

Приведено изложение теоретического материала по высоковольтным и электрофизическим установкам, способам измерений высокого напряжения постоянного и переменного токов, импульсных напряжений, частичных разрядов в изоляции и испытанию изоляции высоковольтного оборудования.

Пособие предназначено для студентов 4-го курса подготовки бакалавра и специалиста по направлению 140200 “Электроэнергетика” специальности 140201 “Высоковольтные электроэнергетика и электротехника”.

Табл.20 . Ил.167. Библиогр.:15 назв.

Печатается по решению редакционно-издательского совета Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

Введение

Высокие напряжения широко используются во многих отраслях науки и техники. Современная электротехника и электротехника, связанные с генерированием, передачей и распределением электрической энергии, невозможны без применения высокого напряжения. Высоковольтная техника используется и в электрофизических установках. Последние отличаются большим разнообразием в связи с тем, что в основе их технического применения лежат различные физические явления и процессы, возникающие в сильных электрических и магнитных полях. Наиболее известные области применения электрофизических установок: исследования по проблеме управляемого термоядерного синтеза, получение больших импульсных токов и сильных магнитных полей для физических исследований, ускорители заряженных частиц, лазерная и рентгеновская техника, плазмохимия, магнитно-импульсная и электро-гидравлическая обработка материалов.

Изоляция высоковольтных аппаратов и конструкций в реальных условиях эксплуатации может подвергаться как длительному воздействию рабочего напряжения так и кратковременному – внешних и внутренних перенапряжений. Импульсные воздействия характерны и для многих типов электрофизических установок. Изоляция должна иметь определенный запас электрической прочности, который выбирается при проектировании оборудования на основе технико-экономических расчетов и проверяется затем при всесторонних испытаниях его в условиях, близких к эксплуатационным. В процессе этих испытаний оказывается необходимым измерять высокое напряжение промышленной частоты и постоянного тока, величину, крутизну и длительности высоковольтных импульсов напряжения и больших импульсных токов.

Данное пособие написано на основе лекций, читаемых авторами на электромеханическом факультете СПбГПУ. Основной задачей пособия является ознакомление студентов с требованиями норм и ГОСТов на испытания высоковольтного оборудования, сведениями, необходимыми для установления основных нормативов по технике безопасности при создании и эксплуатации установок высокого напряжения, с методами испытания оборудования, а также способами измерения больших напряжений и токов.

В первой части пособия рассматриваются схемы высоковольтных установок переменного и постоянного токов, особенности работы испытательных трансформаторов и регуляторов напряжения, схемы каскадного соединения трансформаторов. Приводятся схемы однокаскадных и многокаскадных генераторов импульсных напряжений, расчет их зарядного и разрядного режимов, рассматриваются конструкции современных генераторов на напряжения в несколько миллионов вольт. Здесь же излагаются особенности работы генераторов импульсных токов и генераторов внутренних перенапряжений, анализируются различные методики исследования отключающей способности высоко-

вольтных выключателей, а также схемы и методы проведения рабочих испытаний нелинейных ограничителей перенапряжений.

Вторая часть пособия рассматривает особенности работы электрофизических установок. Основой электрофизических импульсных установок является накопитель энергии. В настоящее время наибольшее распространение получили емкостные накопители энергии. Основными их элементами являются высоковольтные импульсные конденсаторы, формирующие линии и газоразрядные коммутирующие приборы. Энергия, накопленная при зарядке конденсаторов от выпрямителя, или другого источника питания, может быть выделена в сосредоточенной нагрузке в течение короткого интервала времени, что позволяет получать весьма большие импульсные мощности, вплоть до 10^{12} – 10^{13} Вт. Особо широкое применение имеют высоковольтные импульсные установки, работающие в частотно-периодическом режиме. В таких установках в качестве коммутирующего прибора используются импульсные тиратроны, тиристоры, или транзисторы. Так как эти приборы имеют сравнительно невысокое рабочее напряжение, то для повышения напряжения используются импульсные трансформаторы и другие трансформирующие устройства, а для повышения импульсной мощности применяют сжатие энергии импульса во времени путем перекачки ее из одного накопителя в другой, имеющий большее быстродействие.

В третьей части приводятся различные способы измерения высокого напряжения электростатическими киловольтметрами и шаровыми разрядниками, а также низковольтными приборами с дополнительными резисторами и конденсаторами. Большое внимание уделяется вопросам измерения импульсного напряжения при помощи делителей напряжения и электронного осциллографа. Рассматриваются особенности измерения напряжения различными видами делителей (омических, емкостными, смешанными), а также методы экспериментального определения реакции измерительной системы на прямоугольный импульс. Приводятся также наиболее распространенные способы измерения больших импульсных токов с использованием низкоомных шунтов и воздушных трансформаторов. Излагаются общие вопросы осциллографирования импульсных процессов, методы борьбы с электромагнитными помехами при высоковольтных измерениях. В отдельной главе рассматриваются вопросы измерения частичных разрядов в изоляции, методика этих измерений, измерительные схемы и способы их градуировки.

В четвертой части изложены методы высоковольтных испытаний электрического оборудования. Приводится методика проведения типовых и приемосдаточных испытаний напряжением промышленной частоты, стандартными грозовыми и коммутационными импульсами. Рассматривается методика определения выдерживаемых напряжений внешней изоляции, а также методика испытаний загрязненной и увлажненной изоляции.

ВЫСОКОВОЛЬТНЫЕ УСТАНОВКИ

1. ИСПЫТАТЕЛЬНЫЕ УСТАНОВКИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

1.1 Назначение и типы высоковольтных испытательных установок

Наиболее достоверными являются испытания изоляции в действующих сетях, поскольку она при этом подвергается всему комплексу электрических, механических, термических и других реальных воздействий. Однако в ряде случаев такие испытания оказываются чрезвычайно трудоемкими и опасными для действующего оборудования, а иногда (например, при разработке изоляции установок с предельными параметрами) и невозможными. Поэтому исследования изоляции чаще ведутся в высоковольтных лабораториях: заводских, энергосистем, научно-исследовательских институтов и учебных заведений.

В заводских лабораториях проводятся испытания выпускаемой продукции и осуществляются исследования, связанные с производством. Лаборатории энергосистем предназначены для профилактических и приемных испытаний изоляции оборудования и линий электропередачи, а также для наблюдения за состоянием устройств защиты от перенапряжений и их испытаний. В научно-исследовательских институтах проводятся фундаментальные исследования и технические разработки крупных проблем в области техники высоких напряжений. Высоковольтные лаборатории вузов необходимы для обеспечения учебного процесса и проведения научно-исследовательских работ. Современные лаборатории ТВН включают установки промышленной частоты, установки выпрямленного напряжения и генераторы импульсных напряжений и токов.

К генераторам импульсных токов можно также отнести колебательный контур Горева и разнообразные цепные схемы. Кроме того, в ряде высоковольтных лабораторий имеются комбинированные установки, позволяющие подавать на изоляцию одновременно импульсное напряжение и напряжение от источника промышленной частоты. К ним относятся синтетическая схема, используемая в лабораториях разрывных мощностей для испытания отключающей способности высоковольтных выключателей, и схемы для испытаний нелинейных ограничителей перенапряжений.

При всем многообразии испытательных установок все они содержат высоковольтные трансформаторы, регуляторы напряжения и другие элементы, работающие от источника переменного напряжения.

1.2. Схема испытательной установки переменного тока

Установки высокого напряжения переменного тока предназначены для воспроизведения в лабораторных условиях воздействия напряжения промыш-

ленной частоты на изоляцию линий электропередач и высоковольтного оборудования. На таких установках проводятся исследования электрической прочности и стойкости к тепловому пробоев внутренней изоляции, а также испытания внешней изоляции в сухом состоянии и в условиях загрязнения и увлажнения.

Требования к испытательному напряжению и параметрам отдельных элементов установки формулируются ГОСТ 1516.2–97. Форма кривой напряжения на испытуемом объекте должна быть практически синусоидальной, и оба полуцикла близки друг к другу. Отношение амплитудного значения к действующему должно составить $\sqrt{2} \pm 0.07$ (согласно нормам МЭК оно равно $\sqrt{2} \pm 0.05$), а частота испытательного напряжения 50 ± 5 Гц. При испытаниях внутренней или внешней изоляции трансформаторов и реакторов индуктированным напряжением допускается повышение частоты до 400 Гц.

Такие жесткие требования к форме воздействующего напряжения определяются необходимостью получения сопоставимых результатов испытаний, проводящихся в разных лабораториях. Пробой или перекрытие изоляции происходит при мгновенном значении напряжения, близком к амплитудному. За величину испытательного напряжения в соответствии с ГОСТ 1516.2–97 принимается условно действующее значение напряжения, определенное делением измеренного амплитудного значения на $\sqrt{2}$, что справедливо лишь для синусоидальной формы кривой. При значительном отличии формы испытательного напряжения от синусоидальной результаты измерений могут иметь существенную погрешность. Кроме того, форма кривой напряжения предопределяет характер образования объемного заряда и его внедрения внутрь промежутка, что в итоге оказывает влияние на разрядное напряжение.

Применение повышенной частоты для испытания трансформаторов и реакторов объясняется тем, что в ряде случаев не удается провести такие испытания на 50 Гц. Вследствие насыщения сердечника при повышенном напряжении индуктивность обмоток понижается, и, следовательно, поднять необходимое напряжение на трансформаторе не удастся. При увеличении частоты испытательного напряжения (обычно при испытаниях силовых трансформаторов применяется напряжение частотой $f = 225$ Гц) индуктивное сопротивление обмоток $x = \omega L$ возрастает пропорционально росту частоты, что значительно снижает требования к мощности испытательной установки. Если испытания проводятся при повышенной частоте, то длительность T воздействия напряжения на изоляцию трансформатора или реактора сокращается в соответствии с формулой

$$T = T_{50}100/f, \quad T = T_{50}100/f$$

где f – Гц; T – с; T_{50} – время приложения испытательного напряжения 50 Гц. Указанное соотношение недостаточно обосновано физически, но подтверждается опытом эксплуатации. При проведении испытаний изоляционных конструкций напряжением промышленной частоты существенное значение имеет мощность испытательной установки, определяемая видом нагрузки. Так,

при неэнергоемких испытаниях, например, воздушных промежутков или сухой наружной изоляции, действующее значение тока короткого замыкания на стороне высшего напряжения испытательной установки должно составлять не менее 0.3 А (для жидкой и твердой изоляции не менее 0.1 А).

При испытаниях загрязненной и увлажненной изоляции мощность испытательной установки должна быть существенно больше с тем, чтобы уменьшить падение напряжения на внутреннем сопротивлении источника при протекании токов утечки по испытуемому изолятору (снижение напряжения на испытуемом объекте не должно превышать 10 %). При таких испытаниях ток короткого замыкания должен составлять не менее 5 А (по МЭК – не менее 6 А).

ГОСТ 1516.2–97 определяет также требования к величине нагрузочной емкости, включенной в высоковольтной части испытательной установки. При испытании изоляции, кроме газовой, суммарная емкость испытуемого объекта и дополнительных элементов, установленных параллельно объекту (делителя напряжения, измерительного шарового разрядника), а также специальной добавочной емкости должна быть не менее 500 пФ (по МЭК – не менее 1000 пФ). Это требование также определяется необходимостью создания при испытаниях таких же условий развития перекрытия или пробоя изоляции, как и в реальных условиях эксплуатации. При перекрытии внешней или пробое внутренней изоляции на стадии перехода от стримера к лидеру от источника напряжения за очень короткое время должен поступить значительный заряд. В реальных условиях заряд поступает из емкости ошиновки подстанции, подключенной параллельно аппарату, в котором развивается разряд. При испытаниях аппарата в лаборатории источник напряжения промышленной частоты не может обеспечить необходимых условий развития лидера, поскольку обладает значительной индуктивностью, а в некоторых случаях отделен от объекта защитным резистором. Поэтому для правильного воспроизведения условий развития разряда и подключается специальная емкость параллельно испытуемому объекту, если недостаточна емкость самого объекта и измерительных устройств.

Большое значение имеет скорость подъема напряжения на испытуемом образце. Для правильной оценки величины разрядного или пробивного напряжения изоляции необходимо, чтобы нарастание испытательного напряжения производилось плавно. С другой стороны, для сокращения времени на проведение испытаний целесообразно иметь возможность быстрого подъема напряжения вблизи нуля, т. е. при напряжениях, значительно меньших разрядного напряжения. Поэтому ГОСТ 1516.2–97 допускает произвольную скорость подъема напряжения до 1/3 испытательного (причем указанное напряжение может быть приложено даже толчком). Дальнейшее повышение напряжения должно быть плавным и быстрым, но позволяющим при напряжении более 3/4 испытательного производить отсчет показаний измерительного прибора. После достижения требуемого значения напряжение должно быть снижено до нуля либо при значении, равном или меньшем 1/3 испытательного, произведено отключение. Источником высокого напряжения испытательной установки переменного

тока, принципиальная схема которой показана на рис. 1.1, служит испытательный трансформатор $T2$. Питание на него подается от сети ~ 220 В с помощью

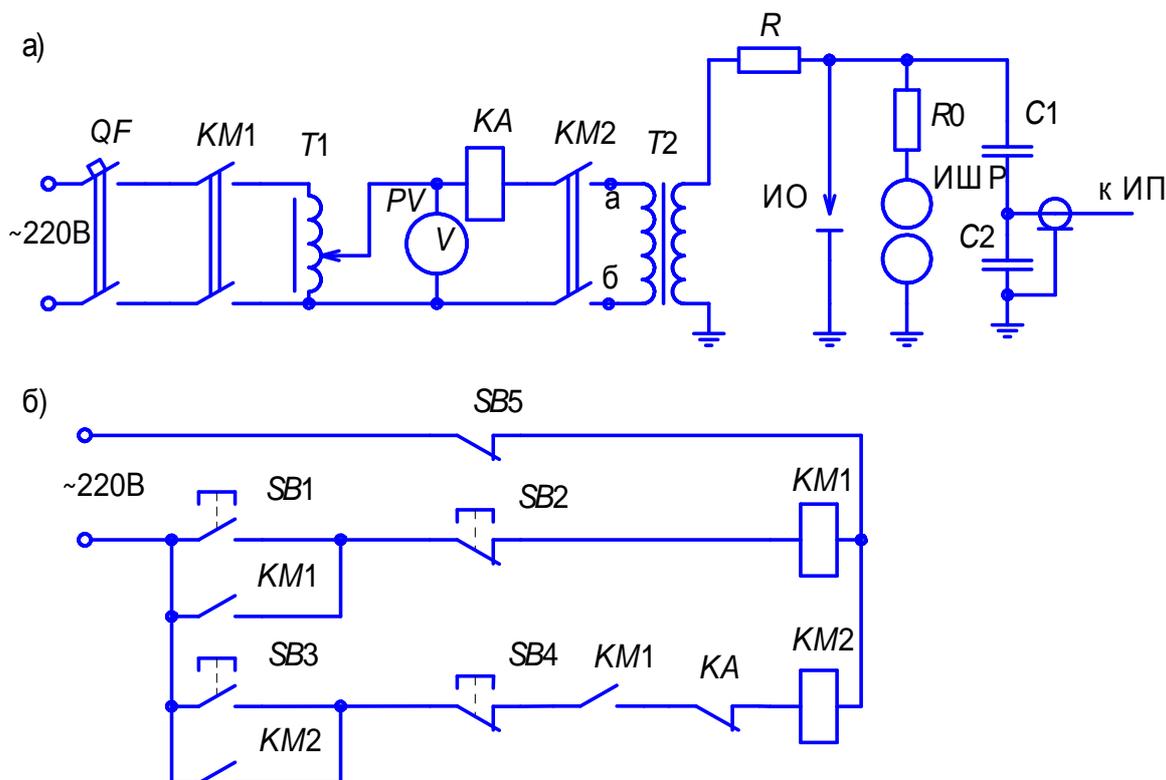


Рис. 1.1. Принципиальные схемы: а – установки переменного тока; б – ее управления

автоматического выключателя QF и двух контакторов $KM1$ и $KM2$. Управление контакторами производится кнопками управления $SB1 - SB4$ (см. рис. 1.1,б). Нормально разомкнутый контакт $KM1$ в цепи катушки контактора $KM2$ задает необходимую последовательность их работы. Включение контактора $KM2$ после $KM1$ обеспечивает возможность контроля с помощью вольтметра PV напряжения, подаваемого на первичную обмотку испытательного трансформатора $T2$. Питание схемы управления установкой осуществляется через блокировочные дверные контакты $SB5$, замыкающиеся при закрывании двери в ограждении установки. При входе на испытательную площадку установки блокировочные контакты $SB5$ размыкают цепи питания соленоидов $KM1$ и $KM2$, что предотвращает возможность их включения при открытой двери ограждения. Включение установки производится следующим образом: при замкнутых контактах $SB5$ замыкание кнопки управления $SB1$ (контакты кнопки управления $SB2$ нормально замкнуты) приводит к срабатыванию контактора $KM1$. Его замкнувшиеся главные контакты подключают к источнику регулятор напряжения $T1$ (автоматический выключатель QF включается предварительно). Одна пара вспомогательных контактов $KM1$ готовит цепь управления контактором $KM2$, а другая

– осуществляет блокирование кнопки управления $SB1$, и контактор остается включенным при отпущенной кнопке. При замыкании кнопки управления $SB3$ происходит срабатывание контактора $KM2$, блокирующего своими вспомогательными контактами кнопку $SB3$ и подающего через главные контакты напряжение на первичную обмотку испытательного трансформатора.

Отключение установки производится контакторами и автоматическим выключателем QF . Контактторы $KM1$ и $KM2$ обесточиваются при размыкании нормально замкнутых контактов кнопок управления $SB2$ и $SB4$. Следует отметить, что отключение контактора $KM2$ происходит при нажатии любой кнопки $SB2$ или $SB4$.

Основными элементами испытательной установки переменного тока (см. рис. 1.1,а) являются испытательный трансформатор $T2$ и регулятор напряжения $T1$. Защитный резистор R предназначен для ограничения тока короткого замыкания и защиты трансформатора при крутых срезам напряжения после пробоя испытуемой изоляции. Минимальное допустимое значение сопротивления резистора устанавливается заводом-изготовителем. Введение защитного резистора нежелательно при влагоразрядных испытаниях, когда падение напряжения на R от тока утечки по изолятору может быть сравнимо с падением напряжения на испытуемом объекте ИО. Современные трансформаторы на напряжение 100–200 кВ, как правило, допускают возможность проведения таких испытаний без защитного резистора.

Вольтметр PV служит для контроля напряжения на испытательном трансформаторе $T2$. Представляется целесообразным устанавливать его на выходных зажимах регулятора напряжения $T1$, отделенного от $T2$ контактами $KM2$. Такая установка вольтметра позволяет определить положение регулятора напряжения при разомкнутых контактах $KM2$ и исключить возможность включения напряжения толчком на первичную обмотку испытательного трансформатора. Кроме того, такое включение вольтметра дает возможность приблизительно оценить разрядное напряжение после пробоя или перекрытия изоляции и отключения высокого напряжения с помощью реле максимального тока KA , что особенно важно в случае повреждения изоляции, когда повторение опыта оказывается невозможным.

1.3. Регуляторы напряжения

Изменение напряжения на низковольтной обмотке испытательного трансформатора осуществляется с помощью регулятора напряжения. Регулятор должен обладать достаточной мощностью, т. е. малой реактивностью, давать при всех возможных режимах работы испытательного трансформатора неискаженную форму кривой напряжения, а также плавно изменять напряжение, поскольку резкие скачки сопровождаются неустановившимися режимами, приводящими к снижению точности измерений и нарушению условий испытаний. Регулятор напряжения должен быть снабжен устройством, допускающим включение толчком напряжения, равного примерно 30–50 % от испытательно-

го, а затем плавное повышение его со скоростью 2–3 % в секунду.

В регуляторах малой мощности обычно изменение напряжения производится вручную, а регуляторы большой мощности часто снабжаются устройствами полуавтоматического регулирования.

Для регулирования напряжения в установках большой мощности широко применяются автотрансформаторы различной конструкции. Если первичное напряжение подводится к зажимам А В (см. рис. 1.2,а), то с выхода вторичной цепи а б снимается напряжение $U_2 = U_1 w_2 / w_1$, где w_1 и w_2 – число витков

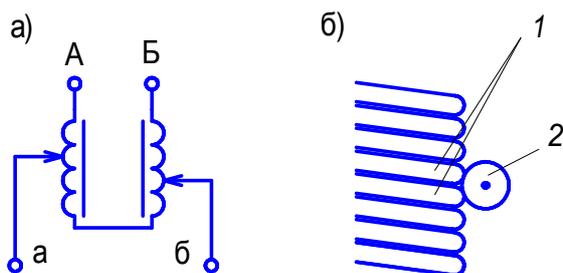


Рис. 1.2. Принципиальные схемы:
а – регулировочного автотрансформатора; б – образования короткозамкнутого витка

первичной и вторичной обмотки (между точками а б). Контакты, а б выполняются роликовыми, что позволяет плавно регулировать величину напряжения на выходе трансформатора с точностью, определяемой напряжением на одном витке.

Для получения неискаженной формы кривой испытательного напряжения необходимо обеспечить плавный переход ролика 2 (см. рис. 1.2,б) с витка на виток обмотки автотрансформатора без разрывов во вторичной цепи. Для этого ролик должен одновременно касаться, по крайней мере, двух соседних витков, образуя

при этом короткозамкнутый виток 1 (см. рис.1.2,б). Необходимость уменьшения тока в этом витке ограничивает мощность регулятора. Обычно роликовые контакты 2 выполняются из графита и движутся по зачищенному от изоляции участку обмотки автотрансформатора. Максимальная мощность регулировочных трансформаторов обычно не превышает 50–100 кВА (при мощности более 10 кВА трансформаторы, как правило, изготавливаются в баках, заполненных трансформаторным маслом).

Плавное регулирование напряжения под нагрузкой в установках большой мощности можно производить с помощью трансформатора, принципиальная схема расположения обмоток, которого приведена на рис. 1.3. В этом трансформаторе напряжение сети подается на две первичные обмотки, соединенные встречно-параллельно. Создаваемые этими обмотками магнитные потоки направлены навстречу друг другу. Вторичная обмотка в процессе регулирования может перемещаться по отношению к первичным так, как показано на рис. 1.3. Когда магнитный поток, создаваемый первой первичной обмоткой, будет полностью охватывать вторичную, в ней будет индуцироваться напряжение $+U$ (см. рис. 1.3,а), когда вторичную обмотку будет полностью охватывать магнитный поток, создаваемый второй первичной обмоткой – $-U$ (рис. 1.3,в) и когда вторичная обмотка будет находиться по середине между ними – 0. Следовательно, регулирующий трансформатор с передвигющимися обмотками дает воз-

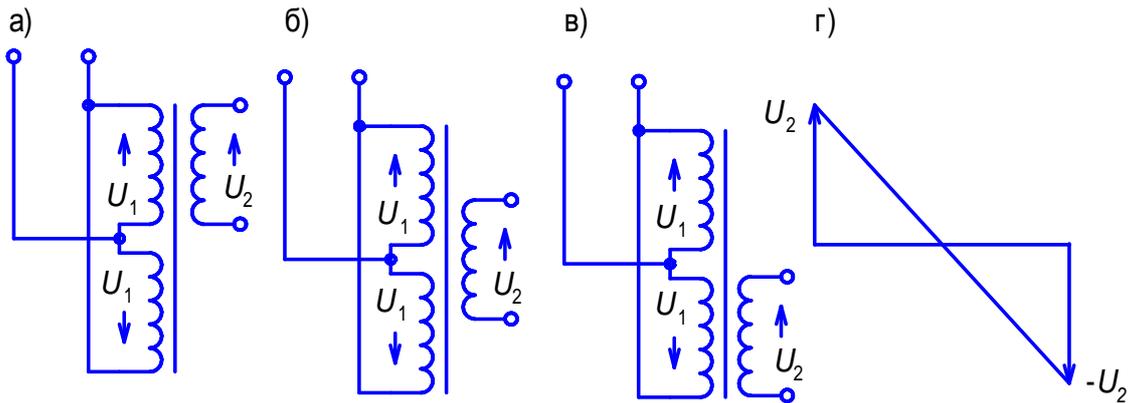


Рис. 1.3. Принципиальная схема расположения вторичной обмотки регулирующего трансформатора: а – рядом с первой первичной; б – между ними; в – рядом со второй первичной; г – график изменения напряжения на вторичной обмотке

возможность получить на выходе напряжение, плавно изменяющееся от $+U$ до $-U$ (см. рис. 1.3,г). Для обеспечения регулирования напряжения от 0 до U , что имеет физический смысл, для установок высокого напряжения промышленной частоты, перемещение вторичной обмотки по отношению к первичным ограничивается положением, показанным на рис. 1.3,б.

Наиболее часто применяется схема с двумя трансформаторами, вторичные обмотки которых соединены последовательно (см. рис. 1.4). Один из них – обычный, с постоянным коэффициентом трансформации $k = U_2/U_1$, а другой – регулировочный, на выходе которого напряжение может изменяться от $+U$ до $-U$. В результате на выходе схемы напряжение регулируется от 0 до $2U$.

Наиболее совершенным устройством для регулирования напряжения является двигатель-генератор, состоящий из синхронного трехфазного генератора, смонтированного на одном валу с двигателем постоянного или переменного токов. Регулирование напряжения осуществляется изменением возбуждения генератора. Этот способ питания обеспечивает плавность регулирования и синусоидальность кривой напряжения. Преимущество питания трансформатора от двигателя-генератора заключается в полной независимости напряжения испытательной цепи от параметров питающей сети. Это обстоятельство имеет большое значение при производстве точных измерений. При наличии двигателя постоянного тока имеется возможность регулировать в определенных пределах частоту испытательного напряжения. Синхронный двигатель обеспечивает строгое постоянство частоты в соответствии с частотой питающей сети. Однако высокая по сравнению с другими регуляторами стоимость и сложность обслу-

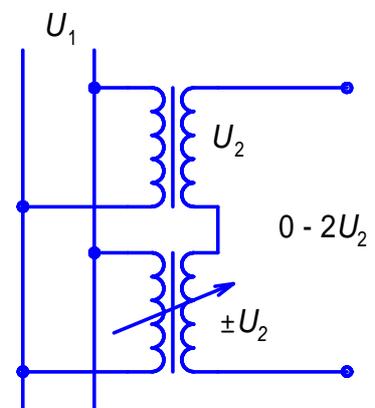


Рис. 1.4. Принципиальная схема регулятора напряжения с двумя трансформаторами

живания двигателя-генератора ограничивают его применение только для питания мощных испытательных установок.

1.4. Испытательные трансформаторы

Одним из основных элементов высоковольтных установок промышленной частоты является испытательный трансформатор $T2$ (см. рис. 1.1). Большой частью испытания изоляции проводятся путем приложения напряжения относительно земли. Поэтому в основном испытательные трансформаторы изготавливаются однофазными с одним заземленным концом обмотки высшего напряжения. Характерными особенностями испытательных трансформаторов являются высокий коэффициент трансформации (100–500), ограниченное время включения, малая мощность и, как следствие, значительная индуктивность рассеяния. Кроме того, изоляция этих трансформаторов испытывается напряжением $(1.1–1.2)U_{ном}$ и, таким образом, имеет существенно меньшие запасы электрической прочности, чем изоляция силовых трансформаторов.

Одно из основных требований, предъявляемых к испытательным трансформаторам, – отсутствие собственных частичных разрядов внутри трансформатора вплоть до номинального напряжения. Кроме того, параметры обмоток должны быть такими, чтобы исключалось возникновение резонансов на промышленной частоте в контурах, образованных индуктивностью рассеяния и емкостью обмотки и объекта.

При испытаниях изоляции часто происходят разряды вблизи амплитудного значения, сопровождающиеся срезом напряжения и приводящие к короткому замыканию на зажимах обмотки высшего напряжения испытательного трансформатора. Эта обмотка должна изготавливаться так, чтобы распределение напряжения по ее длине было относительно равномерным не только в установленном режиме, но и при воздействии срезов или импульсов. Преимущественно обмотки высшего напряжения выполняются слоевыми. Существенная емкость между слоями обеспечивает более равномерное распределение напряжения по длине обмотки при крутых срезах. Изоляция между слоями обмотки выполняется из кабельной бумаги и цилиндров из изолирующего материала.

В мощных испытательных трансформаторах применяется более компактная секционированная дисковая обмотка. Обмотка выполняется обычно по принципу конденсаторного ввода с радиальным регулированием электрического поля. Отдельные секции обмотки соединяются при помощи разрезанных по образующей металлических цилиндров и проводников, причем секции, имеющие более высокий потенциал, постепенно удаляются от сердечника трансформатора и обмотки низкого напряжения.

Для того, чтобы импульс напряжения не передавался с обмотки высшего напряжения на обмотку низшего напряжения по емкостным связям, между этими обмотками располагают разрезной проводящий защитный экран, который соединяется с сердечником и землей. Этот экран выполнен из листового металла и располагается в изолирующем цилиндре.

Для закрытых помещений используются трансформаторы с изолирующим корпусом. Они представляют собой бакелитовый или стеклопластиковый цилиндр с двумя фланцами – выводами в виде экранов. Внутри цилиндра располагается магнитный сердечник с обмотками. Иногда в этом цилиндре размещается дополнительная катушка индуктивности для компенсации реактивной мощности при испытании объектов с большой емкостью. Примером такого трансформатора может служить трансформатор типа ТВО–140 с максимальным напряжением 140 кВ, используемый в передвижных испытательных лабораториях.

Зарубежные фирмы выпускают трансформаторы и на более высокие напряжения 350 и 550 кВ. При осуществлении принудительной циркуляции масла внутри корпуса мощность этих трансформаторов достигает 75 кВА. При кратковременном их включении мощность может быть увеличена в 2–4 раза.

Наиболее надёжными и распространёнными для наружных установок являются трансформаторы с металлическим корпусом, бумажно-масляной изоляцией и одним ребристым фарфоровым проходным изолятором. В настоящее время широко используются трансформаторы типа ИОМ (испытательный, однофазный, масляный) на напряжение до 100 кВ с током до 1 А, а также трансформаторы, рассчитанные на напряжение 300 и 500 кВ с током 1 А.

Зарубежными фирмами разработано множество разновидностей таких трансформаторов с напряжением до 1,2 МВ. Однако экономически выгодным оказывается применение трансформатора с одним проходным изолятором только на напряжения до 600 кВ. Конструкция проходного изолятора и изоляция испытательного трансформатора существенно упрощаются, если для вывода высокого напряжения из бака использовать два проходных изолятора 7 (см. рис. 1.5). Обмотка низшего напряжения 1 располагается на одном стержне сердечника 4 и изолируется от него на половину номинального напряжения. Обмотка высшего напряжения 2 состоит из двух частей, расположенных на обоих стержнях магнитопровода. При этом средняя точка обмотки соединяется с магнитопроводом и баком 3 трансформатора, который при заземлении одного из концов обмотки высшего напряжения оказывается под потенциалом относительно земли, равным половине напряжения трансформатора. Поэтому бак изолируется от земли с помощью опорных изоляторов. Расположение обмотки высшего напряжения на двух стержнях сердечника уменьшает связь с обмоткой низшего напряжения, которая размещается на левом стержне, что увеличивает рассеяние магнитного потока. Для усиления электромагнитной связи между обмоткой низшего напряжения 1 и правой половиной обмотки высшего напряжения 2 применяются специальные обмотки связи 5. Они располагаются на обоих стержнях магнитопровода, имеют одинаковое число витков и встречно соединяются одна с другой. Уравнительный ток, протекающий по обмоткам связи, создает магнитный поток, который в левой половине сердечника направлен против основного, созданного обмоткой питания, магнитного потока, а в правой половине – совпадает с ним. В результате увеличивается магнитный по-

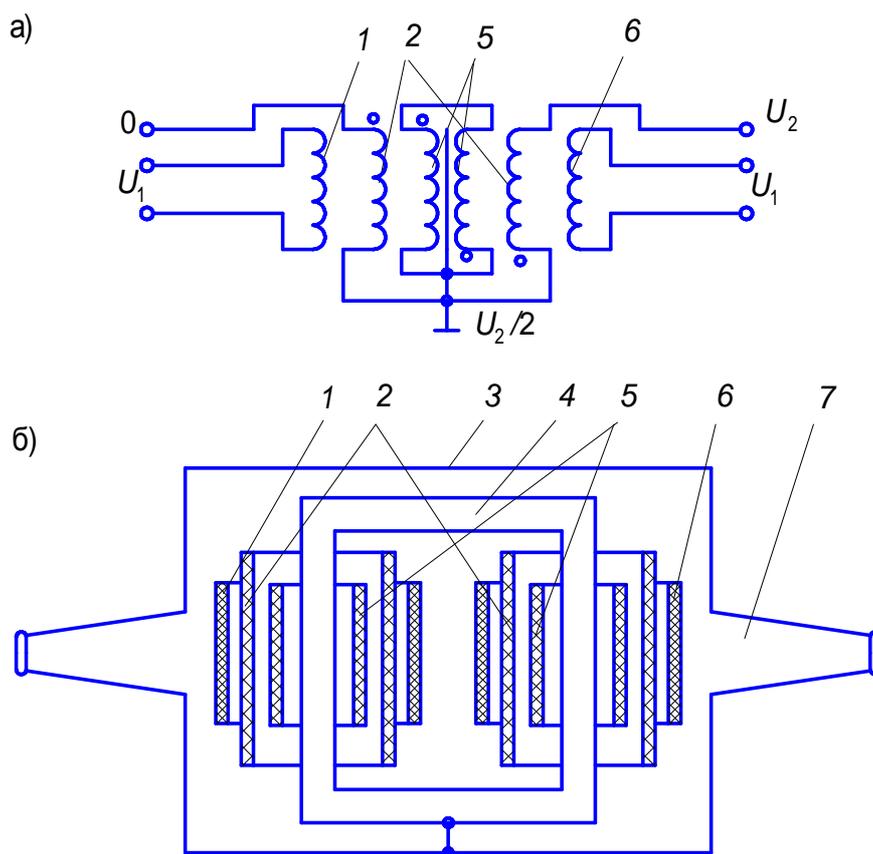


Рис. 1.5. Принципиальные схемы: а – соединения обмоток и б – расположения на магнитном проводе трансформатора с двумя выводами

ток в правой половине сердечника, что существенно снижает индуктивность рассеяния трансформатора ($e_k = 10-15\%$).

Между обмотками высокого и низкого напряжений располагают разрезной проводящий защитный экран, соединенный с баком и сердечником. Он препятствует передаче импульсов напряжения, возникающих при пробое или перекрытии испытуемой изоляционной конструкции, с высоковольтной обмотки на низковольтную. Обмотка низкого напряжения б используется при соединении трансформаторов в каскад с последовательным питанием.

1.5. Каскадное включение трансформаторов

Для получения очень высоких испытательных напряжений применяют каскадное включение трансформаторов, обмотки высшего напряжения которых соединяются последовательно, а питание каждого последующего трансформатора осуществляется через предыдущий. Первичная обмотка и обмотка питания следующего трансформатора должны быть изолированы относительно друг друга на полное напряжение трансформатора. В целях упрощения изоляции их располагают на разных стержнях магнитопровода. Уравнительная обмотка существенно улучшает связь первичной обмотки не только с обмоткой высшего

напряжения, но и с обмоткой, питающей последующий трансформатор каскада, и тем самым снижает индуктивность рассеяния установки.

Схема включения обмоток при каскадном соединении трех трансформаторов на 750 кВ каждый приведена на рис. 6. Корпуса трансформаторов $T1$, $T2$, $T3$, находящихся под различными потенциалами по отношению к земле, уста-

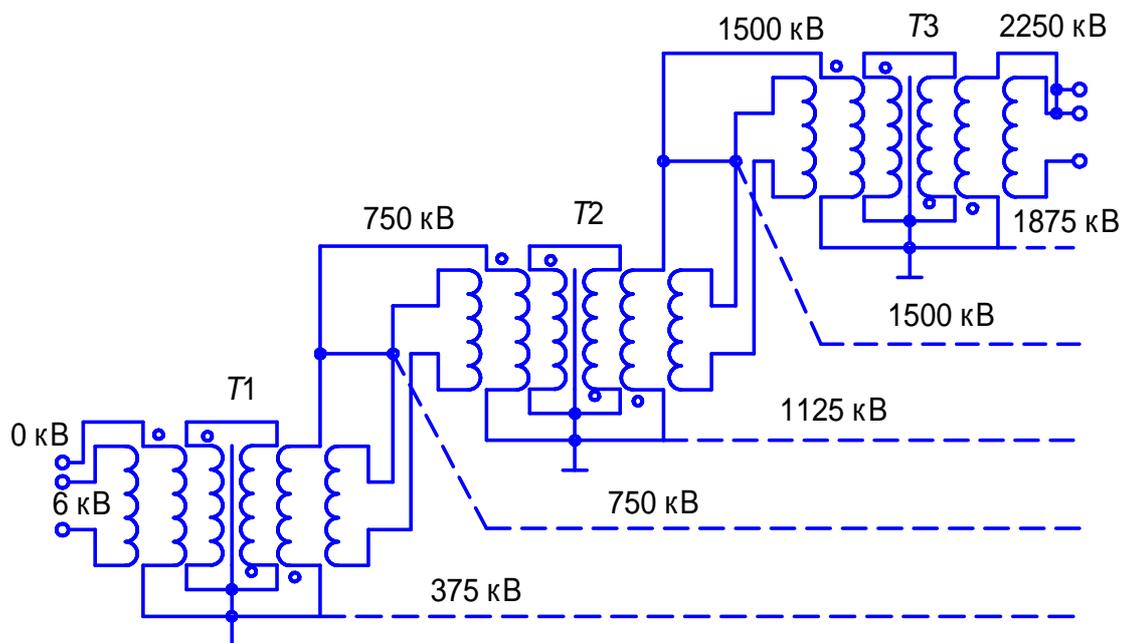


Рис. 1.6. Принципиальная схема каскада трансформаторов с последовательным питанием

навливаются на опорных изоляционных конструкциях. Для принудительного выравнивания напряжения по высоте этих конструкций применены специальные экраны (на рис. 1.6. обозначены пунктирной линией), соединенные с корпусами и выводами трансформаторов. Экран выполнен из листового металла с большими радиусами закругления, что снижает напряженность электрического поля на их поверхности и тем самым увеличивает начальное напряжение короны и разрядное напряжение с экрана на землю или на соседний экран. Как видно из рис. 1.6, вся изоляция элементов установки, в том числе и изоляция между экранами, рассчитана на воздействие напряжения, равного половине номинального напряжения одного трансформатора. Для уменьшения площади, занимаемой каскадом, в некоторых случаях трансформаторы размещают вертикально один над другим.

В испытательных установках на очень высокие напряжения из-за большой емкости испытуемых объектов, а также собственной емкости на землю трансформаторов и экранов каскада значительно возрастает потребляемая реактивная мощность. Поэтому первый трансформатор каскада, поскольку он осуществляет питание всех остальных, становится чрезмерно громоздким.

Второй трансформатор каскада $T2$ (см. рис. 1.6), через который осуществляется питание трансформатора $T3$, также должен быть рассчитан на большую мощность, чем трансформатор $T3$. Таким образом, все трансформаторы каскада оказываются неодинаковыми по мощности и габаритам. Изготовление разных трансформаторов является технически нецелесообразным и экономически невыгодным. В некоторых случаях используют одинаковые трансформаторы, однако в первую ступень каскада устанавливают два параллельно соединенных трансформатора. При этом оказывается, что в наиболее тяжелых условиях работает вторая ступень. Если допустить номинальную нагрузку для второй ступени, то первая и последняя ступени каскада оказываются недогруженными. Для того чтобы трансформаторы всех ступеней каскада были одинаково нагружены, применяют схему с параллельным питанием (см. рис. 1.7). В этой

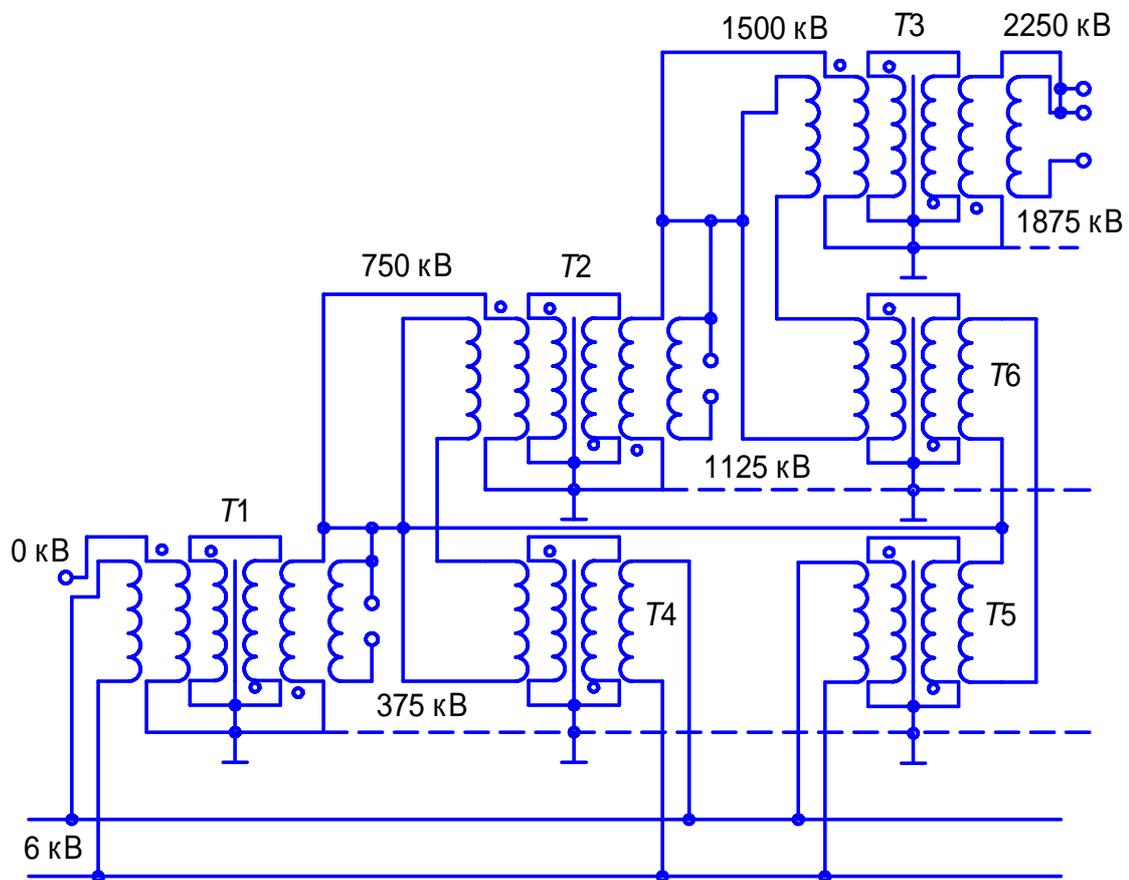


Рис. 1.7. Каскад трансформаторов с параллельным питанием

схеме трансформатор второй ступени каскада $T2$ питается через изолирующий трансформатор $T4$, а трансформатор $T3$ – через два изолирующих трансформатора $T5$ – $T6$, соединенных последовательно.

Следует отметить, что каскад трансформаторов можно использовать и при проведении испытаний в трехфазных схемах, например, при измерении потерь на корону на опытной линии электропередачи. Для этого каждый отдель-

но взятый трансформатор каскада должен быть подключен через свой регулятор напряжения к соответствующей фазе трехфазной сети питания.

Каскады трансформаторов обычно работают на емкостную нагрузку, которая может быть весьма значительной. В этих случаях для снижения требуемой мощности трансформаторов каскада и регулятора напряжения иногда применяют компенсирующие реакторы, установленные параллельно испытываемому объекту или последовательно с ним. Включив реактор на выходе каскада, можно существенно уменьшить мощность трансформатора и регулятора. Однако в этом случае конструкция реактора окажется сложной, поскольку она должна быть рассчитана на полное напряжение каскада. При включении реактора на низковольтной стороне существенно снижается мощность регулятора, однако остается большой необходимой мощностью трансформаторов каскада. При использовании компенсирующих реакторов достигается наиболее близкая к синусоиде форма испытательного напряжения. Однако недостатком таких схем становится необходимость изменения индуктивности реактора при замене испытываемого объекта.

Каскад трансформаторов занимает сравнительно большую площадь, обладает значительной реактивностью, обусловленной последовательным соединением реактивностей трансформаторов, а также низким коэффициентом полезного действия, поскольку суммарная мощность трансформаторов значительно превышает номинальную мощность установки. Указанные недостатки каскадного включения ограничивают число трансформаторов в нем до двух или трех единиц.

Основные технические данные ряда испытательных трансформаторов и каскадов трансформаторов, выпускавшихся ранее приведены в табл. 1.1

Т а б л и ц а 1.1

Характеристики испытательных трансформаторов и каскадов

Тип трансформатора	$U_{\text{ном}}$, кВ	$P_{\text{ном}}$, кВА	$I_{\text{ном}}$, А	$e_{\text{к}}$, %	Примечание
ИОМ 100/25	100	25	0.25	10.0	Одна единица
ИОМ 100/100	100	100	1.0	10.0	Одна единица
TUR – 600	600	2000	3.33	7.0	Одна единица
TUR – 1200	1200	2400	2.0	20.0	Из двух единиц
TUR – 1800	1800	2250	1.25	30.0	Из трех единиц
TUR – 750	750	1500	2.0	7.7	Одна единица
TUR – 1500	1500	1500	1.0	15.0	Из двух единиц
TUR – 2250	2250	2250	1.0	35.0	Из трех единиц
TUR – 1200	1200	3600	3.0	11.0	Одна единица

2. ИСПЫТАТЕЛЬНЫЕ УСТАНОВКИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

2.1. Однокаскадные схемы выпрямления

Постоянное напряжение применяют для испытаний реже, чем переменное. Это связано с меньшей распространенностью электропередач и электрооборудования постоянного тока. Кроме того, переменное напряжение может быть в ряде случаев применено как эквивалент импульсных воздействий, чего нельзя сказать о напряжении постоянного тока. Однако постоянное напряжение все же достаточно часто используется при приемо-сдаточных или профилактических испытаниях, в особенности для изоляции конденсаторов, кабелей и вращающихся машин. Применительно к этим видам изоляции выявление крупных дефектов эффективно именно на постоянном напряжении, при котором отсутствует опасность появления мощных частичных разрядов и практически исключается разрушающее действие на бездефектную изоляцию. Кроме того, во время испытаний на постоянном напряжении можно измерять ток утечки и тем самым получать дополнительную информацию о состоянии изоляции. При использовании переменного напряжения необходимы мощные трансформаторы, что связано с наличием емкостных токов через испытываемую изоляцию. Преимуществом испытаний на постоянном напряжении является возможность использования компактных испытательных установок относительно небольшой мощности, рассчитанных лишь на малые токи утечки. С другой стороны, при испытаниях изоляции оборудования переменного тока на установке постоянного тока напряжение распределяется вдоль толщины изоляции по сопротивлениям утечки, а не обратно пропорционально емкостям, как это имеет место при переменном напряжении или перенапряжениях. По этой причине отношения испытательных напряженностей к рабочим в разных слоях испытываемой изоляции могут существенно различаться.

Для получения высоких напряжений постоянного тока применяют в основном различные выпрямительные установки. Самая простая схема однополупериодного выпрямления, графики напряжений и тока через вентиль приведены на рис. 2.1. Заметим, что эта схема и все высоковольтные схемы, приведенные ниже, левее точек а – б должны содержать все элементы как в схеме, приведенной на рис. 1.1. Через вентиль VD проходит ток в течение промежутков времени $t_1 - t_2$, $t_3 - t_4$, $t_5 - t_6$, положительных полупериодов переменного тока, когда мгновенное значение напряжения U_m превышает напряжение на конденсаторе U_+ (см. рис. 2.1,в). При этом происходит зарядка конденсатора C . В промежутки времени $t_2 - t_3$, $t_4 - t_5$, вентиль VD заперт и конденсатор C разряжается на сопротивление нагрузки R_n . Падение напряжения ΔU в элементах схемы и пульсация напряжения δU , обусловленная разрядом конденсатора C (см. рис. 2.1,б), определяются током нагрузки, и при $I = 0$ ($R_n \rightarrow \infty$) значения ΔU и δU будут также равны нулю. Конденсатор C в этом случае будет заряжен до напряжения, равного амплитуде вторичного напряжения $U_+ = U_{2\max}$. При $R_n \neq \infty$ в

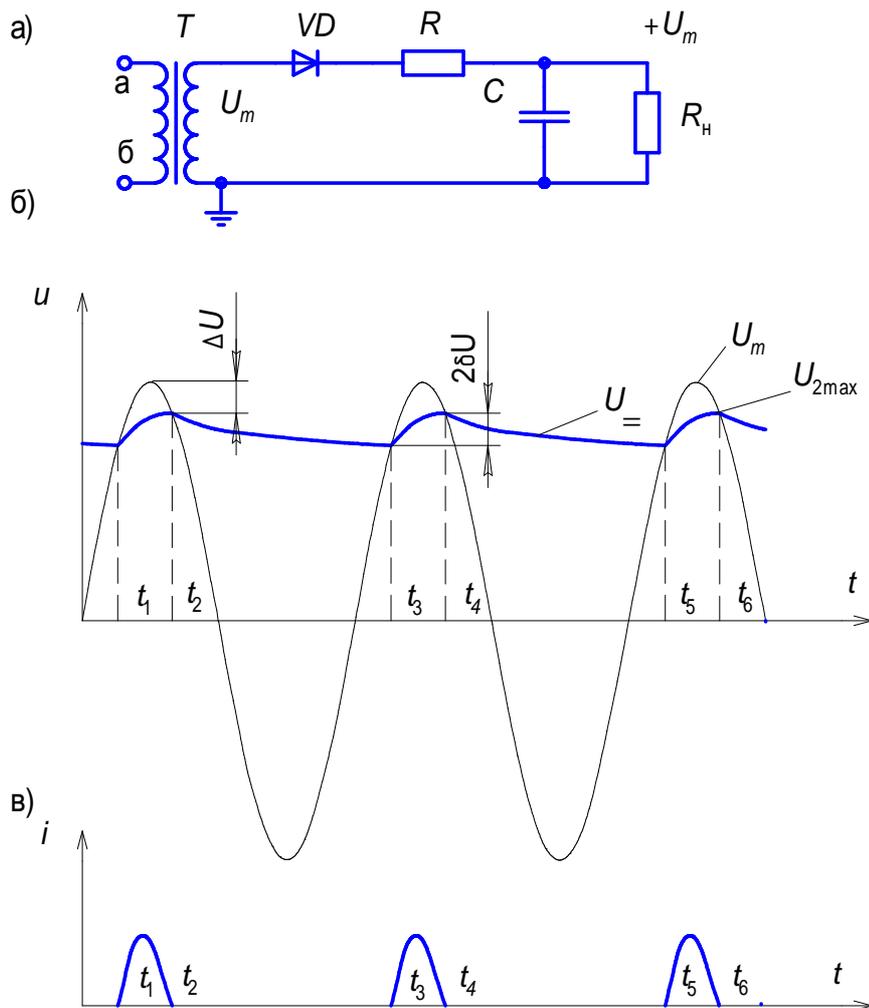


Рис.2.1. а – принципиальная схема выпрямительной установки; графики: б – напряжений и в – тока через вентиль

установившемся режиме на нагрузке значение напряжения $U_{\text{ср}}$ будет всегда меньше $U_{2\text{max}}$ на величину $\Delta U + \delta U$, причем пульсация δU по нормам МЭК не должна превышать 5% от выпрямленного напряжения $U_{\text{ср}}$.

Для получения выпрямленного напряжения большего чем напряжение трансформатора применяют схемы удвоения напряжения. На рис. 2.2 приведена схема с симметричным выводом напряжения. Конденсатор $C1$ заряжается через вентиль $VD1$ в полупериоды одной полярности, а конденсатор $C2$ – через вентиль $VD2$ в полупериоды противоположной полярности. Каждый из конденсаторов $C1$ и $C2$ может быть заряжен до напряжения, близкого к амплитуде U_m . Напряжение на выходе схемы симметрично относительно зем-

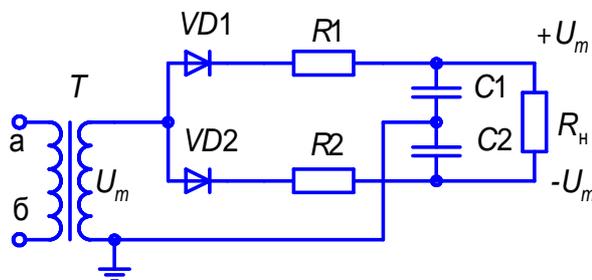


Рис.2.2. Схема удвоения напряжения с симметричным выводом

ли и равно сумме напряжений конденсаторов $C1$ и $C2$, т. е. близко к двойному амплитудному значению $2U_m$. Поэтому схема и называется схемой удвоения напряжения.

В другом варианте схемы удвоения (см. рис. 2.3), конденсатор $C1$ заряжается примерно до амплитудного значения в те полупериоды, когда вентиль $VD1$ открыт. В полупериоды противоположной полярности открывается вентиль $VD2$ и конденсатор $C2$ оказывается включенным на сумму напряжений U_m трансформатора T и U_m уже заряженного конденсатора $C1$. На выходе схемы получают несимметричное относительно земли напряжение, по величине близкое к удвоенной амплитуде U_m . При выборе вентилялей нужно иметь в виду, что во всех рассмотренных схемах напряжение на них в непроводящую часть периода равно $2U_m$.

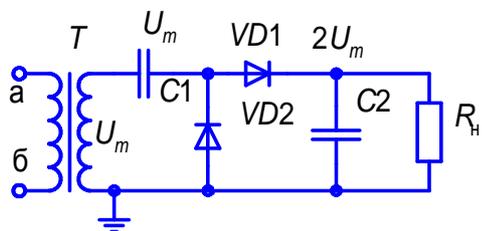


Рис.2.3. Схема выпрямителя с удвоением напряжения по отношению к земле

Для получения постоянного напряжения свыше 200 кВ применяют схемы умножения, которые позволяют резко уменьшить габариты и массу установки по сравнению с однокаскадными схемами выпрямления. Одна из таких схем, в которой использован принцип выпрямления, представленный на рис. 2.3, показана на рис. 2.4. Емкости конденсаторов $C1 - C6$ для упрощения конструкции, как правило, выбираются одинаковыми. При числе ступеней n и сопротивлении нагрузки $R_n = \infty$ $U_{вых} = n2U_m$.

2.2. Схемы умножения

Для получения постоянного напряжения свыше 200 кВ применяют схемы умножения, которые позволяют резко уменьшить габариты и массу установки по сравнению с однокаскадными схемами выпрямления. Одна из таких схем, в которой использован принцип выпрямления, представленный на рис. 2.3, показана на рис. 2.4. Емкости конденсаторов $C1 - C6$ для упрощения конструкции, как правило, выбираются одинаковыми. При числе ступеней n и сопротивлении нагрузки $R_n = \infty$ $U_{вых} = n2U_m$.

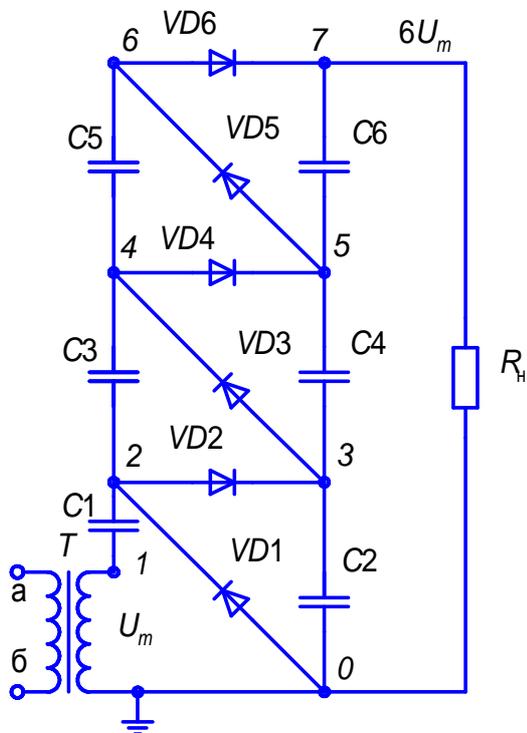


Рис.2.4. Схема умножения

При наличии нагрузки напряжение на выходе не достигает этого значения из-за падения напряжения на элементах схемы. Кроме того, наблюдаются пульсации выходного напряжения. Кривая напряжения на выходе схемы умножения (рис. 2.5) в установившемся режиме имеет, участок а с резким подъемом напряжения, соответствующий зарядке конденсаторов правой части схемы, участок плавного спада б, вызванный стеканием заряда с конденсаторов схемы через нагрузку, и участок резкого уменьшения напряжения в, связанный с подзарядкой конденсаторов левой части схемы от конденсаторов правой части. Пе-

реходный процесс установления напряжений в точках 2, 3, 5, 7 схемы (см. рис. 2.4), рассчитанный с помощью Micro-Cap V для емкости каждого конденсатора 0.03 мкФ, $R_n = 30$ Мом и включения напряжения толчком, показан на рис. 2.6.

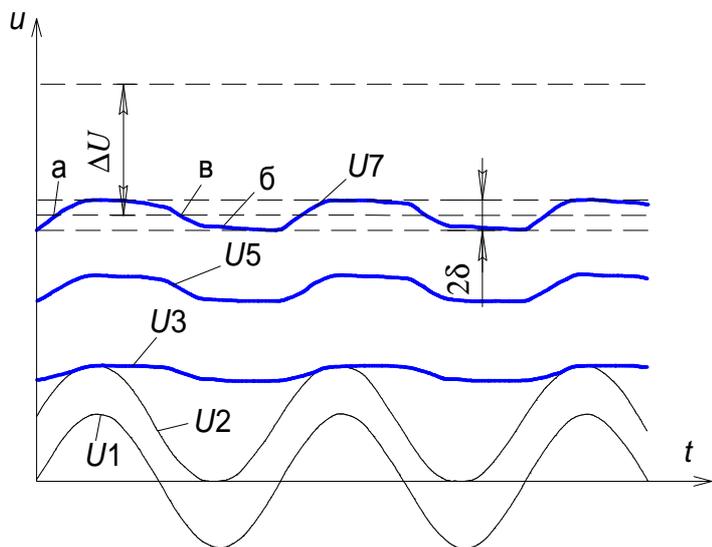


Рис.2.5. Пульсации напряжения на выходе схемы умножения

Падение напряжения ΔU и пульсация δU могут быть рассчитаны по выражениям:

$$\Delta U = (I_{cp} / fC) \left(\frac{2}{3}n^3 + \frac{1}{2}n^2 - \frac{1}{6}n \right);$$

$$\delta U = (I_{cp} / 2fC)(n+1)n, \quad (1)$$

где I_{cp} – среднее значение тока нагрузки, A ; f – частота питающего напряжения, Гц; n – число ступеней; C – емкость ступени, Ф. Из уравнений (1) видно, что с увеличением тока нагрузки и числа ступеней быстро растут как падение напряжения ΔU , так и пульсации δU . Поэтому каскадные схемы применяют при сравнительно небольших токах нагрузки, а число ступеней редко превышает 3.

При заданном числе ступеней n снижение ΔU и δU возможно путем увеличения частоты питающего напряжения, увеличения емкостей конденсаторов, а также параллельного соединения двух одинаковых схем при их питании от трансформатора с двумя последовательными высоковольтными обмотками, имеющими заземленную среднюю точку.

При заданном числе ступеней n снижение ΔU и δU возможно путем увеличения частоты питающего напряжения, увеличения емкостей конденсаторов, а также параллельного соединения двух одинаковых схем при их питании от трансформатора с двумя последовательными высоковольтными обмотками, имеющими заземленную среднюю точку.

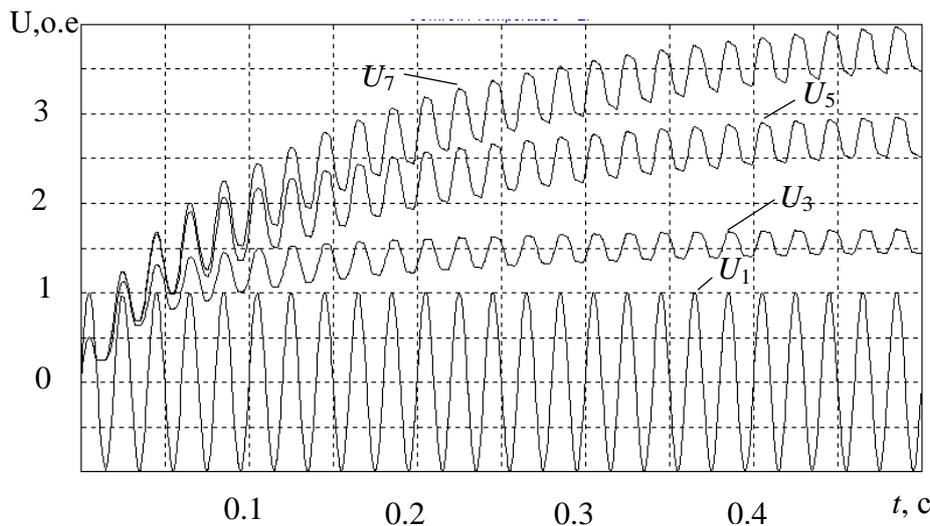


Рис. 2.6. Графики установления напряжений в точках 2, 3, 5 и 7 схемы рис. 2.4 при включении питания толчком

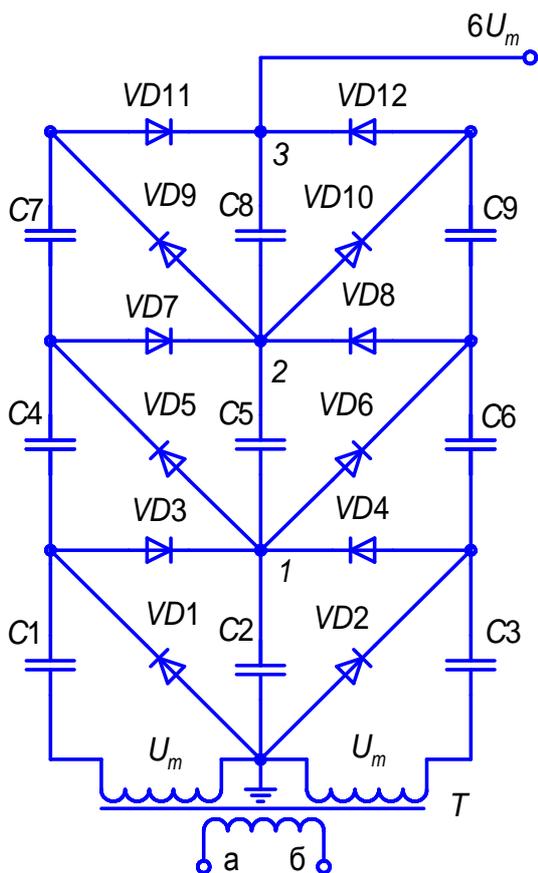


Рис. 2.7. Двухполупериодная схема умножения напряжения

Схема умножения напряжения с питанием от трансформатора с заземленной средней точкой показана на рис. 2.7. Подзарядка конденсаторов $C2$, $C5$, $C8$ происходит в оба полупериода напряжения питания, в один – от конденсаторов $C1$, $C4$, $C7$ в другой, следующий за ним, – от $C3$, $C6$, $C9$. Переходный процесс установления напряжений на конденсаторах $C2$, $C5$, $C8$ при таких же значениях емкостей конденсаторов и сопротивлении нагрузки как в схеме (см. рис. 2.4) показан на рис. 2.8. Видно, что падение напряжения ΔU и пульсации δU в этом случае существенно меньше, чем на рис. 2.6.

Падение напряжения ΔU и пульсация δU для схемы (см. рис. 2.7) могут быть оценены по выражениям:

$$\Delta U = \frac{I_{cp}}{fC} \frac{2n^2 + 3n^2 + 4n}{12};$$

$$\delta U = (I_{cp} / fC)(n/4) \quad (2)$$

Сравнение формул (1) и (2) при заданном значении числа ступеней (например, при $n=3$) показывает, что значения ΔU и δU в схеме (см. рис. 2.7) уменьшаются примерно в 8 раз при увеличении числа конденсаторов в 1.5 раза и числа вентилях – в 2 раза. Еще большие уменьшения ΔU и δU могут быть получены в установках, в которых используется параллельное соединение трех схем (см. рис. 2.4) при питании их от трехфазной сети.

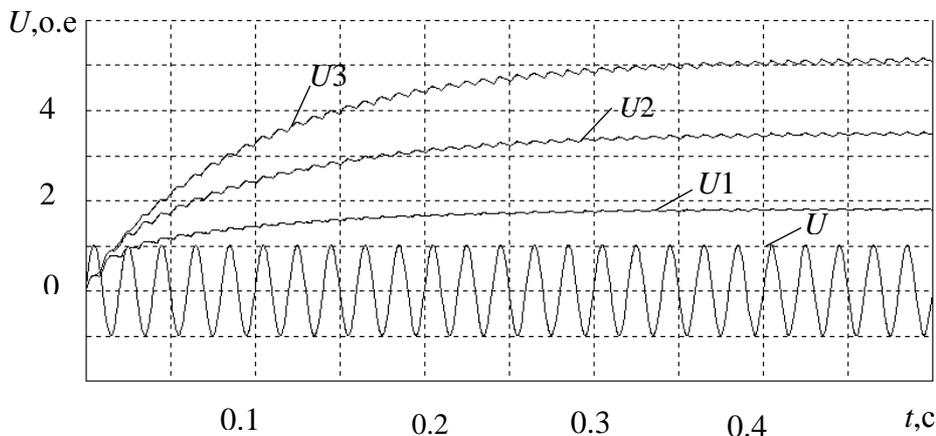


Рис. 2.8. Графики установления напряжений в точках 1, 2 и 3 схемы рис. 2.7 при включении питания толчком

2.3. Электронные регуляторы напряжения

Испытательные установки постоянного тока можно питать переменным напряжением любой формы, в том числе и знакопеременными импульсами. Это, в частности, позволяет для изменения выходного напряжения вместо автотрансформатора (см. рис. 1.1) применить электронный фазовый регулятор, обеспечивающий питание высоковольтного трансформатора фрагментами синусоиды. Промышленные регуляторы с фазовым управлением широко применяются в установках большой мощности. В маломощных установках их применение не всегда оправдано.

На рис. 2.9 приведена одна из многочисленных схем простого, маломощного регулятора с фазовым управлением, который легко может быть изготовлен в лабораторных условиях.

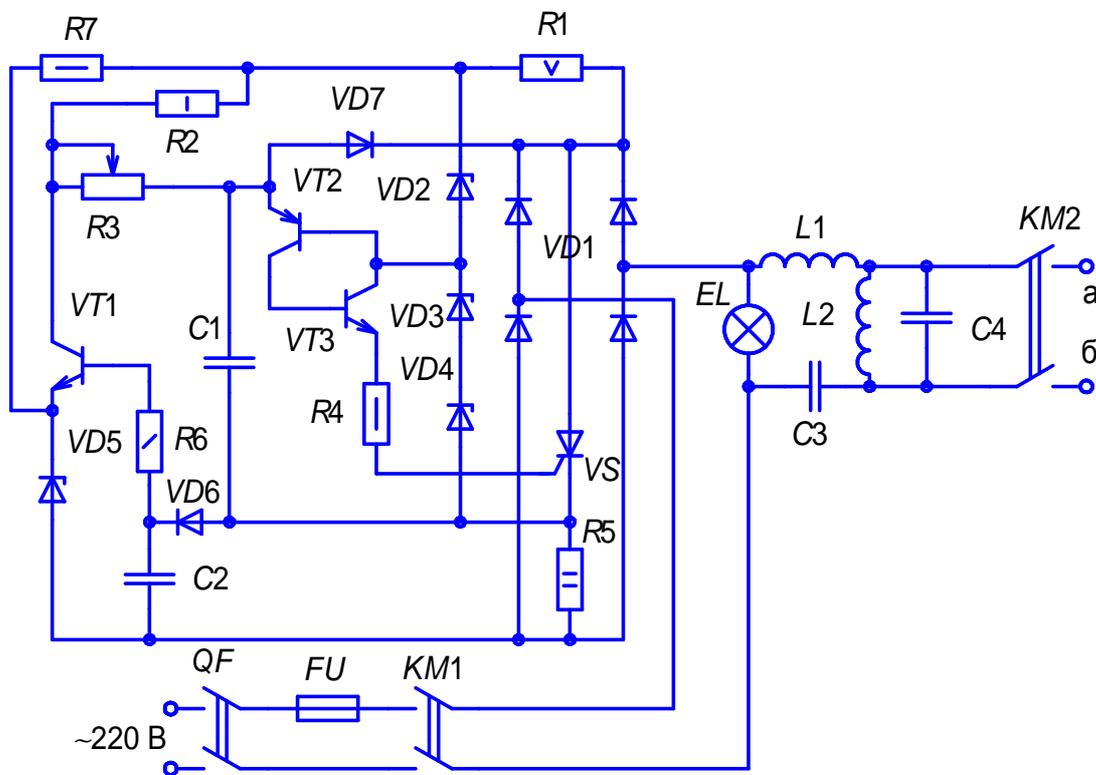


Рис.2.9. Схема простого регулятора напряжения с фазовым управлением

В рассечку питающего провода включен вентильный мост $VD1$ с тиристором VS . Когда тиристор заперт, ток через мост не проходит и на трансформатор напряжение не подается. При отпирании тиристора VS на трансформатор подаются знакопеременные импульсы напряжения 1 (см. рис. 2.10,а). Изменение угла включения тиристора β от 0 до π регулирует выходное напряжение от 0 до 220 В. Для повышения плавности регулирования напряжения перед пускателем $KM2$ полезно включить полосовой Г-образный фильтр $L1 - C3, L2 - C4$, настроенный на частоту 50 Гц. Форма кривой напряжения 2 после фильтра показана на рис. 2.10,а.

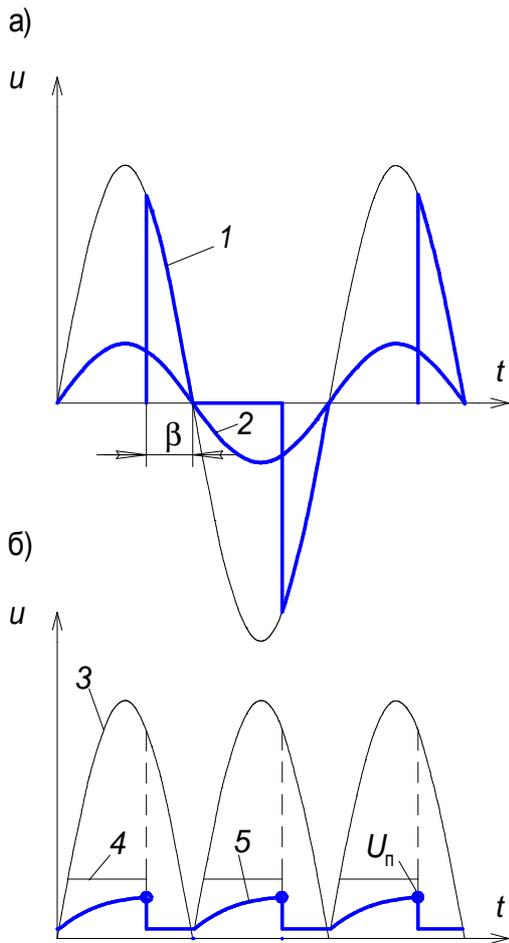


Рис. 2.10. Диаграммы напряжений

Регулятор напряжения работает следующим образом. От катодной шины диодного моста (см. рис. 2.9) полуволны выпрямленной синусоиды (см. рис. 2.10,б) подаются через резистор $R1$ на делитель напряжения, состоящий из стабилитронов $VD2, VD3, VD4$. На входе делителя формируется напряжение 4 (см. рис. 2.10,б). От этого напряжения через резисторы $R2$ и $R3$ заряжается конденсатор $C1$ (см. рис. 2.10,б кривая 5). К конденсатору $C1$ подключен электронный ключ, состоящий из транзисторов $VT2$ и $VT3$ с порогом включения U_n , равным падению напряжения на стабилитронах $VD3$ и $VD4$. Когда напряжение 5 (см. рис. 2.10,б) на эмиттере $VT2$ достигает порога срабатывания U_n , ключ срабатывает, и конденсатор $C1$ разряжается через резистор $R4$ на управляющий электрод тиристора VS . Тиристор включается и на полосовой Г-образный фильтр $L1 - C3, L2 - C4$ (см. рис. 2.9) подается фрагмент синусоиды. Так происходит на каждой полуволне питающего напряжения. Уменьшение величины $R3$ приводит к более быстрому заряду конденсатора $C1$, следовательно, более раннему достижению порога срабатывания электронного ключа $VT2, VT3$, увеличению угла опережения β и увеличению выходного напряжения.

Если ток, протекающий через тиристор VS , превысит заданное значение, падение напряжения на шунте $R5$ станет больше, чем напряжение на стабилитроне $VD5$. При этом через диод $VD6$ и резистор $R6$ откроется транзистор $VT1$. Его коллекторный ток, протекая через резистор $R2$, уменьшает напряжение на конденсаторе $C1$. Это приводит к тому, что уменьшаются угол опережения β , выходное напряжение и ток нагрузки до заданного в схеме значения, определяемого напряжением на стабилитроне $VD5$ и сопротивлением резистора $R5$.

Лампа накаливания EL с напряжением 40 – 60 В служит для облегчения условий включения транзистора при индуктивной нагрузке. Холодная вольфрамовая нить лампы имеет сопротивление в 20 раз меньше, чем горячая и поэтому лампа существенно эффективнее линейного резистора и кроме того может служить в первом приближении индикатором режима зарядки.

2.3. Высоковольтные вентили

Одним из элементов высоковольтного выпрямителя является полупроводниковый вентиль. Наиболее часто вентиль должен выдерживать обратное напряжение 100 – 300 кВ. Так, например, если выпрямитель (см. рис. 2.1,а) питается от стандартного трансформатора ИОМ – 100, то конденсатор C в пределе может быть заряжен до 140 кВ. Следовательно, обратное напряжение, прикладываемое к вентилю в непроводящий полупериод, будет составлять 280 кВ. Вентили на такое обратное напряжения промышленность не выпускает. Разработаны и выпускались серийно вентили типа СДЛ на обратное напряжение 80, 100, 125 кВ с током 400 мА. Они предназначены только для работы в масле, т.е. для стационарных аппаратов, например, рентгеновских, когда вентиль находится в том же баке, что и обмотки высоковольтного трансформатора. Но такие тяжелые и громоздкие агрегаты не удобны для испытательных установок, когда требуется получение напряжений больших, чем 125 кВ, изменение полярности выходного напряжения и не применимы при создании установок постоянного тока, основанных на использовании схем умножения. Поэтому возникает необходимость изготовления вентилях в лабораторных условиях из выпускаемых промышленностью кремневых выпрямительных столбов, приведенных в табл. 2.1.

Т а б л и ц а 2.1

Столбы выпрямительные для высоковольтных вентилях

№	Тип столба	Ток прямой, мА	Обратное напряжение, кВ	Частота, кГц	Размеры, мм	$I_{д50}$, А	$I_{дн}$, А
1	КЦ117Б	3	12	15	5*5*20	0.1	0.5
2	КЦ106Г	10	10	20	6*6*22	0.3	2.0
3	КЦ105Д	50	10	1.0	10*18*40	1.5	10
4	КЦ1008	50	10	1.0	18*18*100	1.5	10
5	2Ц110А	100	10	1.0	8*15*70	3.0	20
6	2Ц119А	100	10	20	6*6*22	3.0	20
7	2Ц110Б	100	15	1.0	8*15*70	3.0	20
8	КЦ201Д	500	10	1.0	18*18*100	15	100
9	КЦ201Е	500	15	1.0	18*24*100	15	100
10	2Ц203В	1000	10	1.0	10*20*70	30	200

П р и м е ч а н и я: $I_{д50}$ – допустимая амплитуда тока при 50 Гц, пакет не более 1 с; $I_{дн}$ – допустимая амплитуда одиночного импульса тока длительностью до 50 мкс.

Высоковольтный вентиль содержит до несколько десятков последовательно включенных столбов. При обратном напряжении все диоды запираются и представляют собой длинную цепочку пренебрежимо малых проходных емкостей C_0 (см. рис.2.11). При приложении переменного напряжения эти продольные емкости совместно с паразитными емкостями $C_{п}$ столбов на землю приводят к неравномерному распределению напряжения по длине вентиля. По

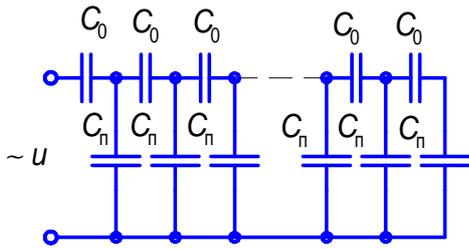


Рис. 2.11. Схема замещения цепочки столбов при обратном напряжении

этой причине происходит сначала пробой наиболее перенапряженных столбов, а потом и всего вентиля. Для устранения этого опасного явления необходимо принудительно выровнять распределение напряжения по длине вентиля с помощью подключения параллельно к каждому столбу, т.е. параллельно емкости \$C_0\$, малоиндуктивного конденсатора. Этот конденсатор, с одной стороны, способствует более равномерному распределению напряжения по столбам, с другой, создавая заметный обратный ток – ухудшает свойства вентиля. На практике неравномерность распределения напряжения оценивается коэффициентом \$K\$. Для получения оптимальных характеристик высоковольтных вентилях этот коэффициент должен составлять \$K \le 1.2\$. Чтобы обеспечить такую неравномерность распределения напряжения емкость подключаемого конденсатора должна в три раза превышать паразитную емкость \$C_n\$, величина которой может быть оценена по следующей формуле

$$C_n = \frac{2\pi\epsilon_0 l}{\ln \frac{2h}{r}} \cdot \frac{1}{n},$$

где \$l\$ – длина вентиля, \$h\$ – расстояние до земли, \$r\$ – эквивалентный радиус цилиндра и \$n\$ – число столбов, определяемое по формуле

$$n = \frac{U_{\text{обр}}}{U_c} \cdot K.$$

Эскиз высоковольтного вентиля показан на рис. 2.12. Здесь: 1 – торцевые экраны; 2 – экраны кольцевые для исключения коронного разряда на составных элементах вентиля; 3 – столбы выпрямительные КЦ1008; 4 – конденсаторы КВИ-3 на напряжение 10 кВ; 5 – соединительные скобы для крепления столбов и конденсаторов; 6 – плата монтажная из оргстекла толщиной 8 мм; 7 – стойки крепежные из орг-

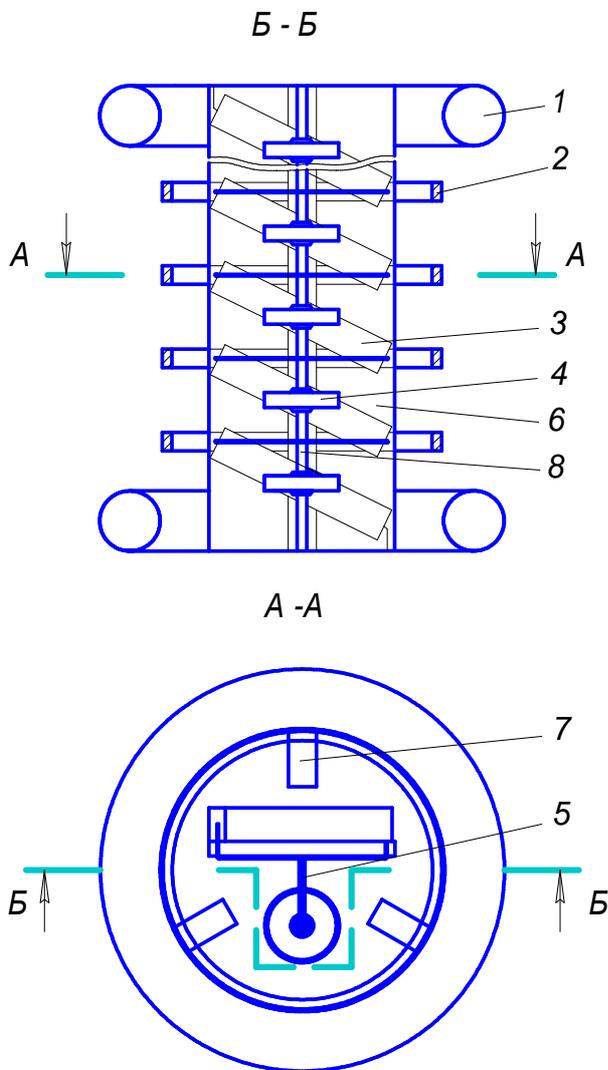


Рис. 2.12. Эскиз высоковольтного вентиля

стекла 8 мм; δ – втулки дистанционные.

Кремневые вентили боятся токовых перегрузок. Допустимые импульсы прямого тока для выпрямительных столбов приведены в табл. 2.1. Эти данные получены экспериментально на кафедре ИЭ и ТВН в результате выполнения ряда дипломных проектов.

При коротком замыкании на выходе схем умножения или удвоения напряжения (например, см. рис. 2.3) через вентили $VD1$ и $VD2$ протекают два тока: ток короткого замыкания от питающей сети 50 Гц и высокочастотный ток от конденсатора $C2$, разряжающегося в колебательном режиме с частотой 10 – 100 кГц.

Ток 50 Гц может быть ограничен до допустимой величины включением на стороне низкого напряжения реактора или резистора. Часто высоковольтный трансформатор имеет ток короткого замыкания меньше допустимого вентилями.

Недопустимо большой импульс прямого тока может возникнуть при пробое испытуемого объекта, и даже после отключения установки от сети при ее заземлении, за счет знакопеременных колебаний напряжения на конденсаторе при его разряде на паразитную индуктивность и сопротивление проводов контура разряда L_k , R_k (см. рис. 2.13,а). Ограничение этого тока может быть обеспечено включением защитного резистора R_3 , величина сопротивления которого приблизительно может быть определена из соотношения

$$R_3 = \frac{U_{C2}}{I_{дн}},$$

где U_{C2} – напряжение на конденсаторе $C2$, $I_{дн}$ – допустимая амплитуда одиночного импульса тока длительностью до 50 мкс (см. Табл. 2.1).

Формы напряжения на емкости $C2$ U_{C2} , вентилеях $VD1$ и $VD2$ U_{VD} и тока через вентили I_{VD} при защите вентилей резистором показаны на рис. 2.13,б,в,г соответственно. Здесь вентили нагружаются прямым током (см. рис. 2.13,г) и быстрым приложе-

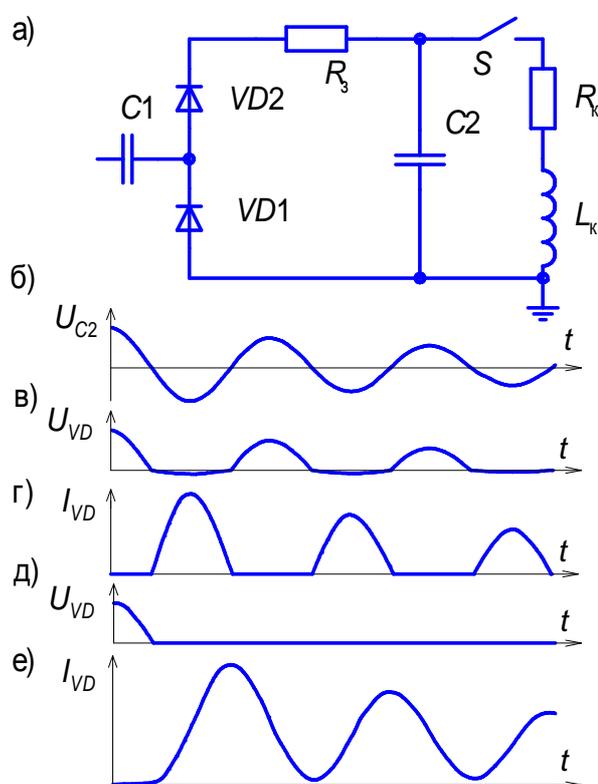


Рис. 2.13. К защите вентилях от прямого тока: а – принципиальная схема заземления выпрямителя; б – напряжение на конденсаторе $C2$; в, г – напряжение на вентилях и ток через них при защите резистором R_3 ; д, е – напряжение на вентилях и ток через них при защите реактором L_3 , включенным вместо резистора R_3

нием к вентилю обратного напряжения (см. рис. 2.13,в), что может привести к пробоем отдельных столбов и в целом вентиля. Кроме того, на этом резисторе выделяется значительная мощность в процессе нормальной работы выпрямительной установки. Более предпочтительной является защита вентиля включением реактора L_3 вместо резистора R_3 . Вентили $VD1$ и $VD2$ отпираются в момент перехода напряжения, приложенного к ним, через нулевое значение (см. рис. 2.13,д). Известно, что при включении реактора в момент, когда напряжение равно нулю, в цепи возникает максимальное значение апериодической составляющей тока. При этом если

$\frac{L_3}{R_k} \geq 6\pi\sqrt{L_k C_2}$, то ток в вентилях не будет

переходить через нуль, и к ним не будет прикладываться импульсы обратного напряжения. Индуктивность защитного реактора приближенно может быть определена по следующей формуле

$$L_3 = \frac{2U_{C2}}{\omega I_{дн}},$$

где ω – круговая частота, определяемая из соотношения

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_k C_2}}.$$

3. ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ

3.1. Принципиальные схемы однокаскадных генераторов импульсных напряжений

Генераторы импульсных напряжений предназначены для воспроизведения импульсных воздействий грозового характера на изоляцию высоковольтного оборудования и генерирования импульсов высокого напряжения микро- и наносекундного диапазонов. Наиболее часто на таких генераторах получают грозовые импульсы напряжения, отвечающие требованиям ГОСТ 1516.2–97.

Полный грозовой импульс напряжения представляет собой импульс, как правило апериодический, характеризуемый быстрым повышением напряжения до максимального значения за время от долей микросекунды до нескольких десятков микросекунд (фронт импульса) и последующим менее быстрым снижением напряжения до нуля (спад импульса).

Длительность фронта импульса T_ϕ определяется как время, превышающее в 1,67 раза интервал времени T между моментами, когда напряжение составляет 30 и 90 % своего максимального значения (точки A и B на рис. 3.1). При линейной развертке длительность фронта импульса равна длине отрезка O_1O_2 , и находится графически согласно рис. 3.1.

Длительность полного импульса $T_{и}$ определяется как интервал времени

между условным началом импульса 0_1 и моментом на спаде импульса, когда напряжение понизилось до половины максимального значения. При линейной временной развертке длительность импульса равна длине отрезка $0_1 - 0_3$ (см. рис. 3.1).

Стандартный полный грозовой импульс имеет следующие параметры: длительности фронта $T_{\Phi} = 1.2 \pm 0.36$ мкс, импульса $T_{\text{и}} = 50 \pm 10$ мкс, допуск на максимальное значение напряжения $\pm 3\%$.

Обозначение импульса “1.2/50”.

При наличии вблизи максимума импульса наложенных колебаний или одиночных выбросов за значение испытательного напряжения принимают:

- максимальное значение средней кривой, если длительность периода высокочастотных колебаний не превышает 2 мкс (см. рис. 3.2,в) или длительность выброса не более 1 мкс (рис. 3.2,а).

- максимальное значение импульса, если длительность периода высокочастотных колебаний более 2 мкс (см. рис. 3.2,г) или длительность выброса превышает 1 мкс (рис. 3.2,б).

Для некоторых видов электрооборудования, имеющего обмотки (трансформаторы, реакторы и т. д.), значительную опасность представляют срезанные

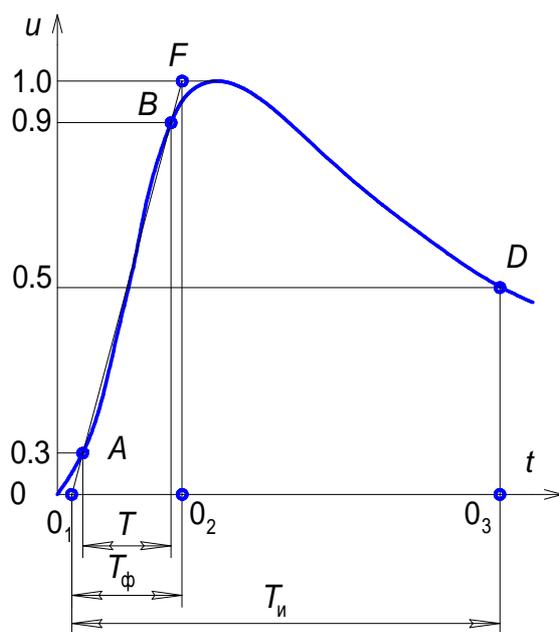


Рис. 3.1. К определению параметров грозового импульса

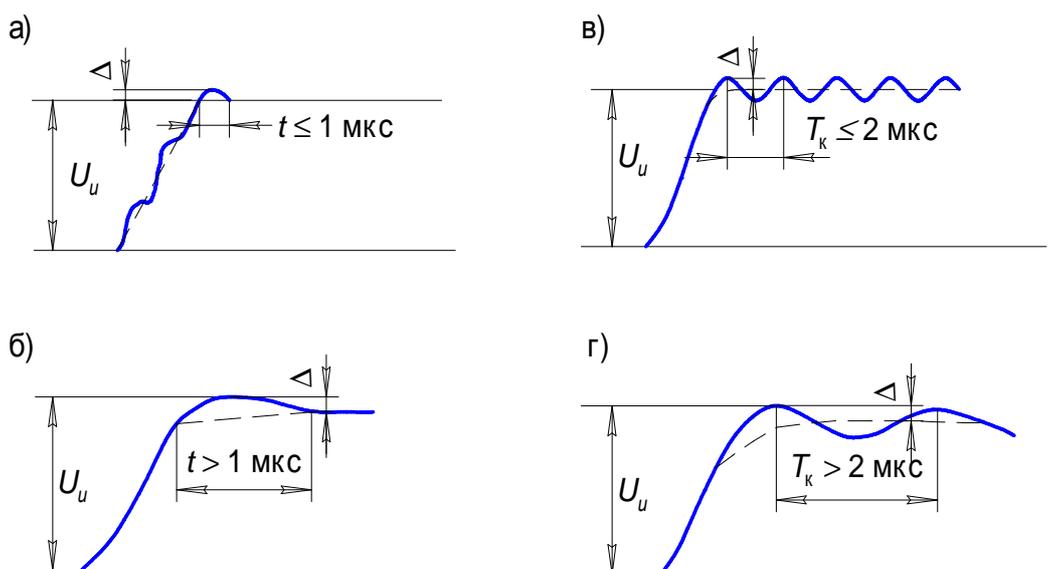


Рис. 3.2. Определение максимального значения аperiodического импульса: а, б – с одиночными выбросами; в, г – наложенными колебаниями

импульсы напряжения. Импульсы, как правило, возникают при грозовых перекрытиях наружной изоляции либо при срабатывании трубчатых разрядников и защитных стержневых промежутков. При этом могут возникнуть опасные перенапряжения на продольной изоляции обмоток. Для исследования электрической прочности продольной изоляции оборудования применяют стандартный срезанный импульс с предразрядным временем $T_c = 2-5$ мкс (см. рис. 3.3). Предразрядное время 2 мкс соответствует срезу на фронте импульса, а – 5 мкс – на его спаде.

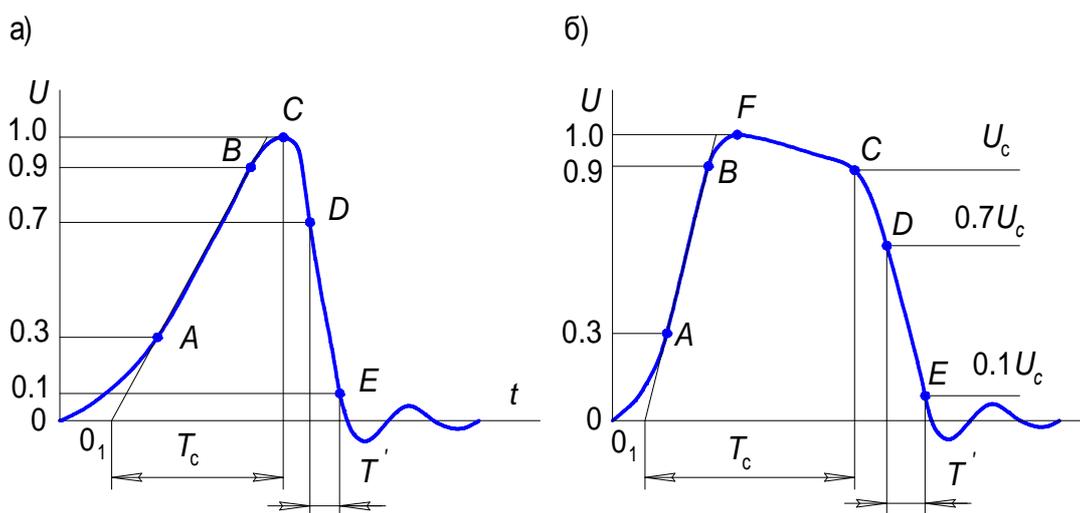


Рис. 3.3. Грозовой срезанный импульс: а – на фронте; б – на спаде

Для получения срезанного импульса могут быть применены управляемые и неуправляемые шаровые или стержневые разрядники.

В соответствии с ГОСТ 1516.2–97 предразрядное время (время среза) T_c импульса определяется как интервал времени между условным началом импульса 0_1 и моментом среза, т. е. моментом резкого изменения формы импульса вследствие быстрого снижения напряжения (точки C на рис. 3.3).

Длительность среза импульса может быть найдена как время, превышающее в 1.67 раза интервал времени T' между моментами, когда напряжение на срезе составляет 70 и 10 % значения напряжения U_c в момент среза (точки D и E на рис. 3.3).

Допускается применять аperiodический импульс с наложенными колебаниями и единичными выбросами напряжения при условии, что максимальные отклонения напряжения Δ (см. рис. 3.2,а) от средней кривой вследствие колебаний и выбросов не превышают вблизи максимума импульса 5% от $U_{и}$. Допускаются колебания на фронте импульса, однако амплитуды их должны быть таковы, чтобы кривая напряжения не выходила за пределы прямой линии, проведенной через точки A и B (см. рис. 3.4,а), которые лежат на вертикалях, проведенных через точки A и B. Причем, расстояние AA' должно быть равно 25 %, а BB' – 5 % от максимального значения напряжения.

Импульс, скорость нарастания напряжения которого остается приблизи-

тельно постоянной до момента среза, считается линейно нарастающим срезанным на фронте импульсом, если фронт импульса в интервале времени между моментами, когда напряжение составляет 30 и 100 % значения напряжения U_c в момент среза, находится между двумя прямыми, параллельными прямой FG и отстоящими от нее на интервал времени, равный 0.05 длительности фронта T_ϕ (см. рис. 3.4,б). Точки F и G – точки пересечения с горизонталями, соответствующими 30 и 90 % значения напряжения в момент среза.

Длительность фронта T_ϕ для линейно нарастающего импульса определяют как время, превышающее в 1.67 раза интервал времени T между точками F и G .

Скорость нарастания напряжения (крутизну) S линейно нарастающего импульса определяют как частное от деления напряжения U_c момент среза на длительность фронта T_ϕ .

Стандартный импульс напряжения можно получить на установке, принципиальная схема которой приведена на рис. 3.5. Емкость конденсатора C в первом приближении на порядок превышает емкость конденсатора C_2 , которая включает в себя емкость испытуемого объекта и специально установленного конденсатора в случае, когда емкость объекта имеет недостаточную величину. Резистор R_1 служит для демпфирования высокочастотных колебаний, определяемых паразитной индуктивностью контура разряда L и емкостью C_2 . Он, как и емкость C_2 , формирует длительность фронта импульса. Через резистор R_2 , сопротивление которого примерно на порядок больше, чем сопротивление резистора R_1 , происходит полный разряд конденсатора C . Он совместно с конденсатором C формирует необходимую длительность им-

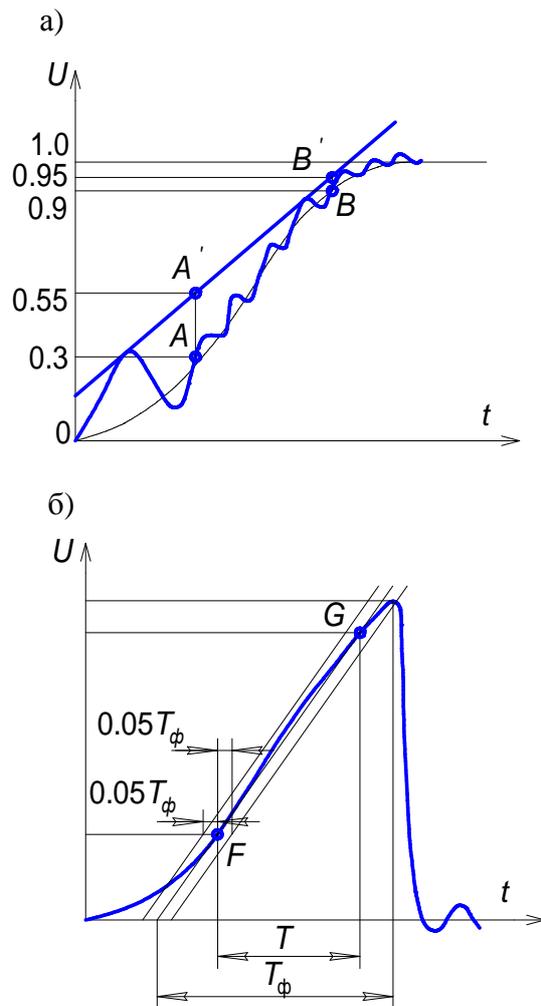


Рис. 3.4. К определению: а – допустимых колебаний на фронте; б – линейности нарастающего импульса

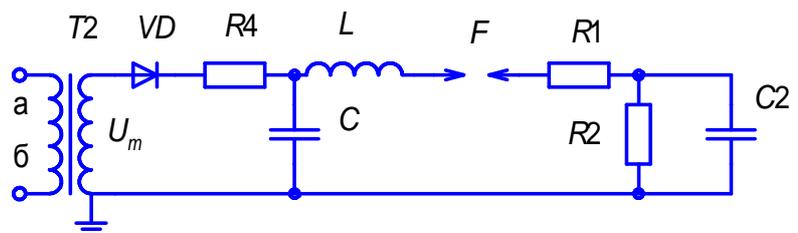


Рис. 3.5. Принципиальная схема одноступенчатого генератора импульсных напряжений

пульса напряжения.

Работа схемы протекает следующим образом. Конденсатор C от трансформатора $T2$ через вентиль VD и зарядный резистор $R4$ заряжается до напряжения U_m . Пробой шарового разрядника F приводит к разряду конденсатора C по двум контурам: по контуру $C - R1 - C2$, где формируется длительность фронта импульса, и контуру $C - R1 - R2$, где определяется длительность импульса. При пренебрежении собственными сопротивлениями соединительных проводов и искры, паразитными емкостями элементов схемы на землю, паразитной индуктивностью разрядного контура L и учитывая, что $R2$ и C на порядок больше $R1$ и $C2$ соответственно, изменение напряжения на конденсаторе $C2$ при разряде конденсатора C по первому контуру может быть описано уравнением

$$u_{C2} = U_m (1 - \exp(-t / R_1 C_2))$$

и по второму

$$u_{C2} = U_m \exp(-t / R_2 C).$$

Резистор $R1$ совместно с резистором $R2$ образует делитель напряжения и поэтому конденсатор $C2$ зарядится не до напряжения U_m , а до напряжения несколько меньшего

$$u_{C2} = \frac{U_m R_2}{R_1 + R_2}.$$

Для увеличения амплитуды импульса применяют схему с тремя резисторами (см. рис. 3.6), причем резистор $R1$ служит для демпфирования колебаний, определяемых паразитными параметрами разрядного контура, а резистор $R3$ совместно с резистором $R1$ – для регулирования длительности фронта импульса. Поскольку сопротивление резистора $R1$ в схеме (см. рис.3.6) меньше чем в схеме (см. рис. 3.5), то падение напряжения на нем в процессе разряда будет меньше и, следовательно, амплитуда выходного импульса больше.

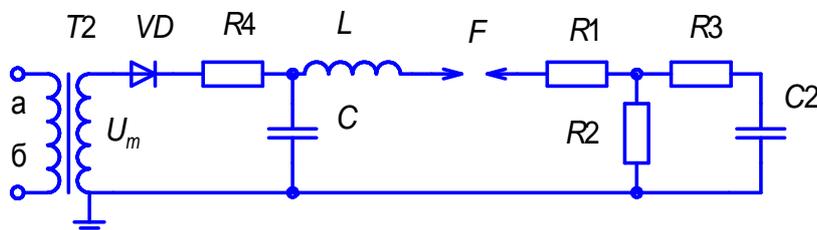


Рис. 3.6. Схема одноступенчатого генератора импульсных напряжений с разделенными фронтовым и демпферным резисторами

Поскольку сопротивление резистора $R1$ в схеме (см. рис.3.6) меньше чем в схеме (см. рис. 3.5), то падение напряжения на нем в процессе разряда будет меньше и, следовательно, амплитуда выходного импульса больше.

3.2. Схемы многокаскадных генераторов импульсных напряжений

Максимальное значение амплитуды импульса напряжения в схеме ГИН (см. рис. 3.5, 3.6) ограничивается рабочим напряжением конденсатора C и выпрямителя VD . Максимальное рабочее напряжение современных бумажно-масляных конденсаторов не превышает 400 кВ. Конденсаторы с газовым диэлектриком изготавливаются на напряжения до 1000 кВ, но в схемах ГИН они не

ду этажами ГИН C_m , между электродами разрядников и подходящих к ним шин C_F и емкости на “землю” C_3 , т.е. емкости этажей на металлические заземленные элементы установки (проводящий пол, стены, заземленные корпуса оборудования, ограждения и т.д.). Кроме этого, имеются емкости этажей на ошиновку, подключенную к высоковольтному выводу ГИН и нагрузку, а также взаимные емкости между дальними ступенями. Последние на рис. 3.7 и 3.8 не показаны и в дальнейшем, в виду их чрезвычайной малости, рассматриваться не будут. Все конструктивные емкости невелики и составляют единицы (десятки) пикофарад, однако они влияют на срабатывание разрядников ГИН и на форму импульса напряжения на выходе генератора. Для упрощения схемы принят ряд допущений. Так как до срабатывания последней ступени напряжение на выходе ГИН равно нулю (предимпульсное не учитываем), то ошиновка выхода ГИН находится под потенциалом “земли”. Поэтому емкости на высоковольтную ошиновку могут быть объединены с емкостями на землю C_3 . Как видно из эскиза этажерки (см. рис. 3.7), емкости на землю имеют как корпуса конденсаторов и металлические перекрытия этажей, на которых они установлены, так и выводы конденсаторов с подходящими к ним шинами. Так как в импульсном режиме, возникающем при срабатывании разрядников, переходные сопротивления конденсаторов C весьма малы, то эти емкости можно объединить и отнести к любому выводу конденсаторов. В данном случае суммарные емкости этажей C_3 отнесены к выводам, обозначенным точками 2, 4, 6, 8 (см. рис. 3.8).

Конденсаторы C и конструктивные емкости C_3 и C_F заряжаются по отношению к “земле” от выпрямительной установки через резисторы R_4 и R_0 до напряжения $-U$. Первый разрядник $F1$ управляемый. Он срабатывает от внешнего запускающего импульса. Остальные разрядники $F2 - F5$ неуправляемые и должны сработать за счет появления на них перенапряжения, возникающего при срабатывании предыдущего разрядника.

Для определения этого перенапряжения в момент срабатывания первого разрядника схему (см. рис. 3.8) можно представить в несколько ином виде (см. рис. 3.9,а). Здесь первая ступень представлена разрядником $F1$ и конденсатором C , которые вместе с ошиновкой ступени имеют индуктивность L и сопротивление R_F . Последующие ступени представлены их емкостями C и C_F , соединенными последовательно. Так как напряжения на емкостях разрядников C_F и конденсаторов C имеют противоположную полярность, то результирующее напряжение в схеме (см. рис. 3.9,а) между точками 2 – 4, 4 – 6 и 6 – 8 будет равно нулю. Поскольку емкость конденсаторов C во много раз больше, чем емкость разрядников C_F , то влиянием емкости конденсаторов C на распределение напряжения вдоль контура разряда можно пренебречь. Следовательно, между точками 2 – 4, 4 – 6 и 6 – 8 вместо двух емкостей C и C_F , может быть включена одна незаряженная C_F .

Зарядные сопротивления R_0 выбирают достаточно большими, так чтобы они не ухудшали условия срабатывания разрядников.

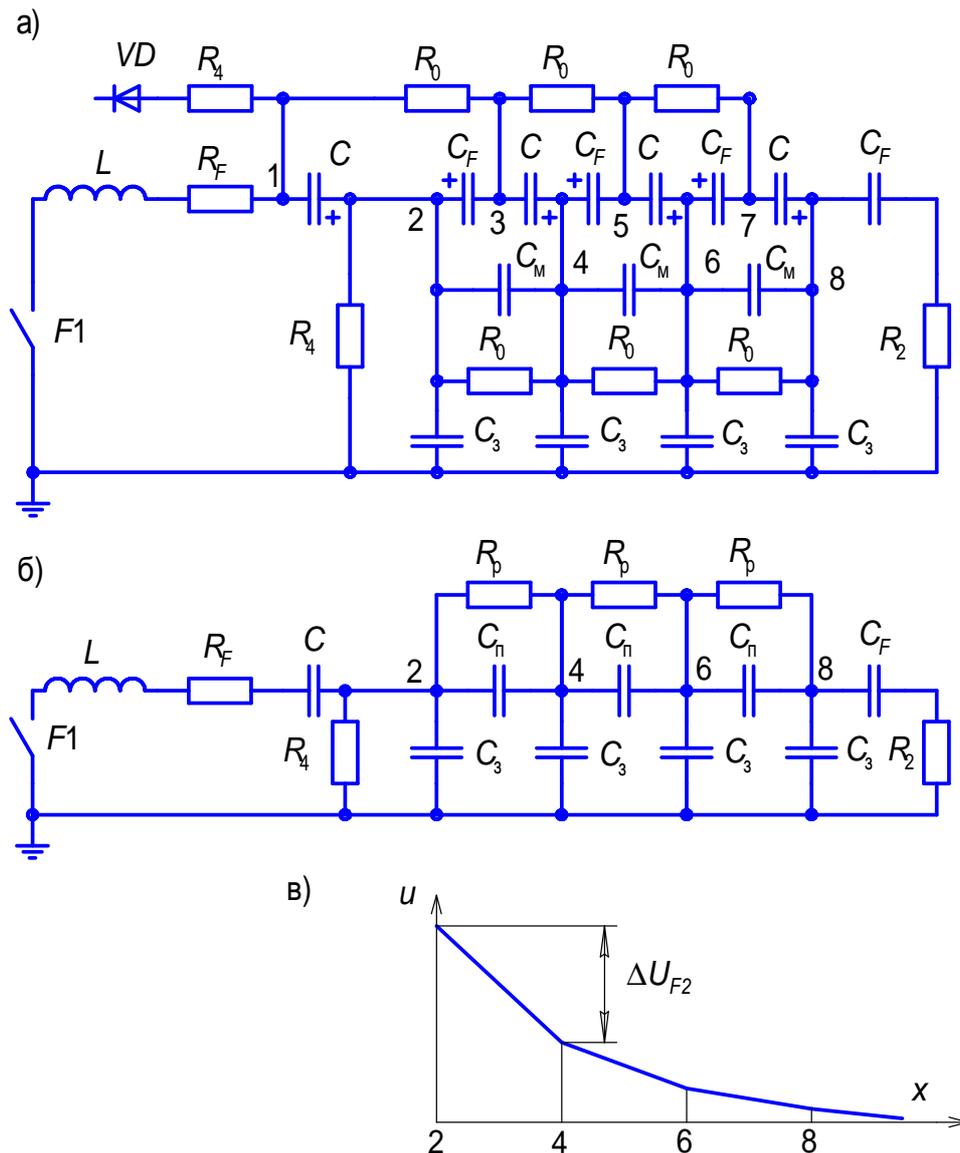


Рис. 3.9. К определению перенапряжения на разряднике $F2$

С учетом изложенного эквивалентная схема (см. рис. 3.9,а) может быть заменена более простой цепной схемой (см. рис. 3.9,б), состоящей из емкостей ступеней ГИН на землю C_3 , продольных емкостей ступеней $C_n = C_F + C_M$ и разрядных резисторов $R_p = R_0 / 2$. В данной схеме емкости C_n и C_3 незаряжены и при срабатывании разрядника $F1$ происходит их зарядка от конденсатора C первой ступени. Малые емкости в этой цепи заряжаются от большой емкости C через индуктивность L и сопротивление R_F . Процесс зарядки происходит в течение несколько десятков наносекунд. В зависимости от соотношения L и R_F процесс нарастания напряжения в точке 2 может быть как колебательным, так и аperiodическим. Характерное распределение напряжения по цепочке емкостей как на схеме (см. рис. 3.9,б) при приложении скачка напряжения показано на рис. 3.9,в. Наибольший скачок напряжения ΔU_{F2} возникает на емкости C_n второй ступени ГИН между точками 2 – 4. Между этими точками включены кон-

денсатор C и разрядник второй ступени с емкостью C_F . Так как $C_F \ll C$, то все напряжение скачка приложено C_F . Учитывая то, что до срабатывания разрядника $F1$ напряжение между точками 2 – 3 было и осталось U , и полярность этого напряжения совпадает с полярностью скачка ΔU_{F2} (см. рис. 3.9,б), напряжение на емкости на C_F становится равным $U + \Delta U_{F2}$.

Коэффициент увеличения напряжения на разряднике второй ступени

$$K_2 = \frac{U + \Delta U_{F2}}{U} = 2 - \exp\left(-\sqrt{\frac{C_3}{C_{\Pi}}}\right),$$

т.е. стремится к двум, если $C_3 > C_{\Pi}$. При колебательном процессе зарядки конструктивных емкостей ступеней он может быть приблизительно в 1.3–1.6 раза больше.

Однако для надежного срабатывания разрядников с малым временем запаздывания коэффициент увеличения напряжения желательно иметь еще выше.

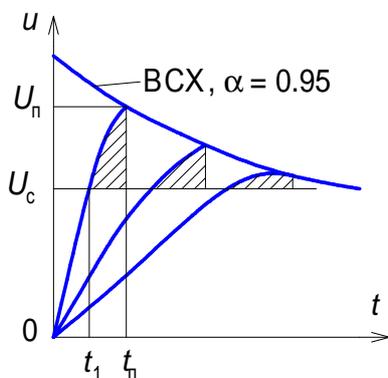


Рис. 3.10. К определению времени пробоя искрового разрядника

Зависимость времени наступления пробоя разрядника от напряжения показана на рис. 3.10. Здесь U_c – пробивное статическое напряжение разрядника, т.е. напряжение самопробоя при воздействии постоянного напряжения или амплитудное значение напряжения при частоте 50 Гц в условиях облучения. Пробивное импульсное напряжение выше статического. При воздействии импульса напряжения с крутым фронтом критерием пробоя является условие

$$\int_{t_1}^{t_n} \frac{u - U_c}{U_c} dt \geq A,$$

где t_1 – время, когда напряжение разрядника становится выше статического U_c , t_n – время наступления пробоя с вероятностью $\alpha = 0.95$. Этот критерий по существу сводится к условию равенства подинтегральных заштрихованных площадей (см. рис. 3.10), при разных скоростях нарастания напряжения. В принципе пробой может наступить и раньше $t_{n,0.95}$, но с меньшей вероятностью. Параметр A имеет размерность времени. Для промежутков с однородным полем, используемых в искровых разрядниках на напряжение 50–100 кВ, при давлении воздуха или азота 0.1–0.4 МПа параметр $A = 5–25$ нс.

Срабатывание разрядников с малым временем запаздывания является необходимым условием устойчивой работы ГИН. Следует иметь в виду, что перенапряжение на разрядниках, например, на $F2$ после срабатывания $F1$, очень кратковременно. Конструктивные емкости $C_{\Pi} = C_F + C_M$ и C_3 , заряженные в результате скачка напряжения, разряжаются через резисторы R_0 . Может оказаться, что разрядник $F2$ не успеет сработать, так как напряжение на нем упадет до

U . Поэтому сопротивление резисторов R_0 выбирают в пределах 20–100 кОм, так чтобы постоянные времени разряда конструктивных емкостей C_{Π} и C_3 были больше времени запаздывания срабатывания разрядника $F2$.

После срабатывания $F2$ напряжение последовательно включенных конденсаторов C двух ступеней (см. рис. 3.9,а) будет приложено к точке 4. На последующих ступенях возникает распределение напряжения такое же, как при срабатывании $F1$, только амплитуда его теперь будет $2U$. Коэффициент увеличения напряжения на разряднике $F3$ третьей ступени будет

$$K_2 = 3 - \exp\left(-\sqrt{\frac{C_3}{C_{\Pi}}}\right),$$

т.е. напряжение увеличится почти в 3 раза и разрядник пробьется. Так последовательно все с большим и большим перенапряжением будут пробиваться все разрядники и на выходе ГИН (в точке 8 на рис.39,а) получится напряжение

$$U_{\text{вых}} = nU,$$

где n – число последовательно соединенных конденсаторов.

При сооружении многоступенчатых генераторов на напряжение несколько миллионов вольт применяют схемы двухполупериодного заряда с расположением по два конденсатора на каждой ступени (см. рис. 3.11). По сравнению со схемой (см. рис. 3.8) они обладают одним существенным преимуществом. В них удвоено напряжение на ступени и уменьшено в среднем в два раза число искровых промежут-

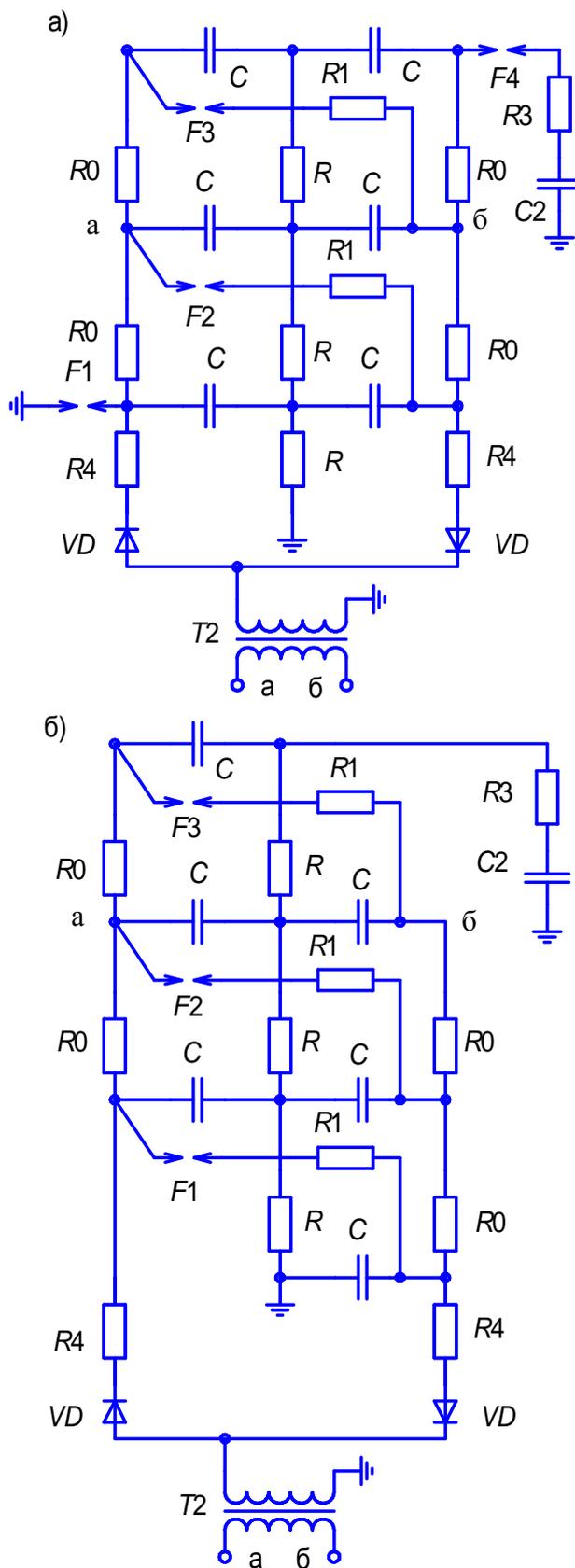


Рис. 3.11. Схемы ГИН с двумя конденсаторами: а – на ступени; б – на полуступени

ков, что делает работу ГИН более стабильной. Коэффициенты повышения напряжения на каждом последующем разряднике после срабатывания предыдущего примерно такие же. Если в схеме (см. рис. 3.8) $K_2 \cong 2$, $K_3 \cong 3$, то в схеме (см. рис. 3.11,а) $K_2 \cong 1.5$, $K_3 \cong 2.5$ и в схеме (см. рис. 3.11,б) $K_2 \cong 2$, $K_3 \cong 3$. Схема (см. рис. 3.11,б) является более предпочтительной по сравнению со схемой (см. рис. 3.11,а), так как коэффициенты повышения напряжения в ней выше, а число искровых разрядников на единицу меньше. Недостатком ее является то обстоятельство, что она требует более сложных устройств управления, поскольку управляемый разрядник $F1$ находится под потенциалом конденсатора первой полуступени. Схемы (см. рис. 3.11) более выгодны и с точки зрения условий работы высоковольтного трансформатора $T2$. В них используются оба полупериода тока, чем исключается подмагничивание сердечника и тем самым неоправданное увеличение тока в трансформаторе, которое имеет место в зарядных схемах, использующих импульсы тока только одной полярности.

3.3. Зарядный режим ГИН

Процесс зарядки конденсаторов ГИН производится в основном на выпрямленном напряжении по схеме (см. рис. 3.12) при включении питания толчком. Изменение напряжения на конденсаторах отдельных ступеней показано на рис. 3.13. Здесь U_{VD} – напряжение за вентилям (см. рис. 3.12); U_1, U_2, U_3, U_4 – напряжения на первой, второй, третьей и четвертой ступенях генератора импульсных напряжений.

До момента времени t_1 – вентиль VD открыт и на всех конденсаторах нарастает напряжение. Скорость нарастания напряжения на первых ступенях больше, поскольку они заряжаются через меньшее сопротивление. Так, например, конденсатор первой ступени заряжается через сопротивление $2R_4$, второй ступени – через $2(R_4 + R_0)$, третьей – через $2(R_4 + 2R_0)$ и т.д. В момент времени t_1 , когда напряжение U_{VD} становится меньше, чем U_1 вентиль закрывается и начинается выравнивание напряжения по конденсаторам, т.е. конденсаторы, напряжение которых больше, разряжаются на конденсаторы, у которых напряжение меньше. В момент времени t_2 напряжение

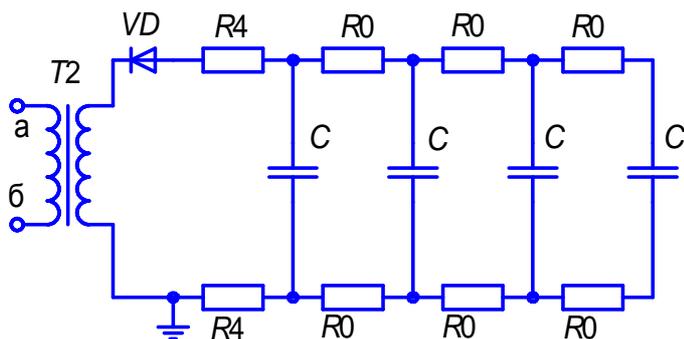


Рис. 3.12. Принципиальная схема зарядки конденсаторов ГИН

становится больше, чем U_1 вентиль открывается и начинается новая подзарядка всех конденсаторов, которая продолжается до момента времени t_3 . Отметим, что каждое последующее включение и отключение вентиля будет происходить при все большем напряжении на конденсаторах (см. рис. 3.13 моменты

U_{VD} становится больше, чем U_1 вентиль открывается и начинается новая подзарядка всех конденсаторов, которая продолжается до момента времени t_3 . Отметим, что каждое последующее включение и отключение вентиля будет происходить при все большем напряжении на конденсаторах (см. рис. 3.13 моменты

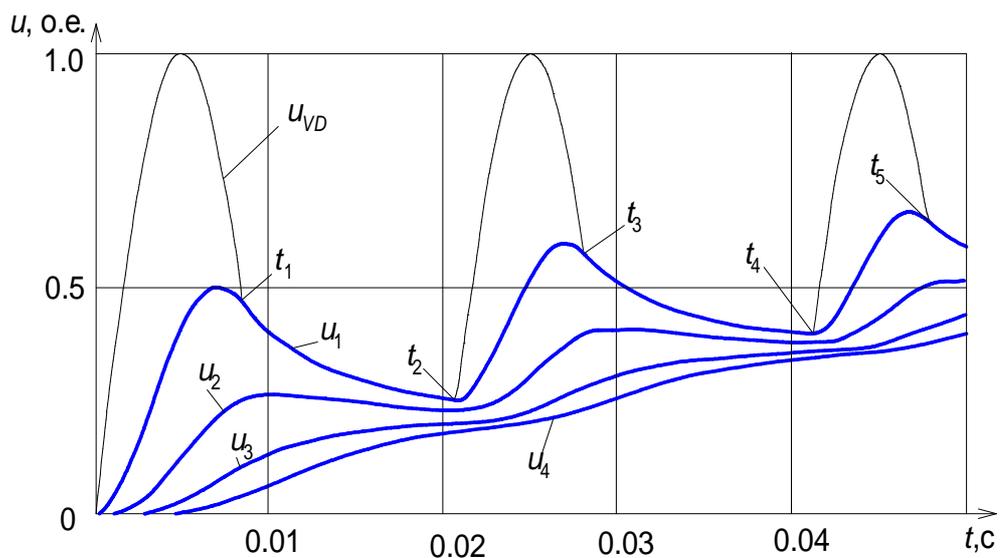


Рис. 3.13. Кривые изменения напряжения на конденсаторах ГИН

времени t_2 , t_4 и t_3 , t_5). Полный расчет изменения напряжений на конденсаторах ГИН может быть произведен с помощью пакетов программ Micro-Cap V, OrCAD 9.2 и других им подобных программ. Результаты одного из таких расчетов показаны на рис. 3.14.

Оценка времени заряда может быть произведена с помощью постоянной времени

$$\tau = CR_{\Sigma} \cdot \frac{n}{2},$$

где C – емкость конденсатора ступени, R_{Σ} – сопротивление, равное сумме всех

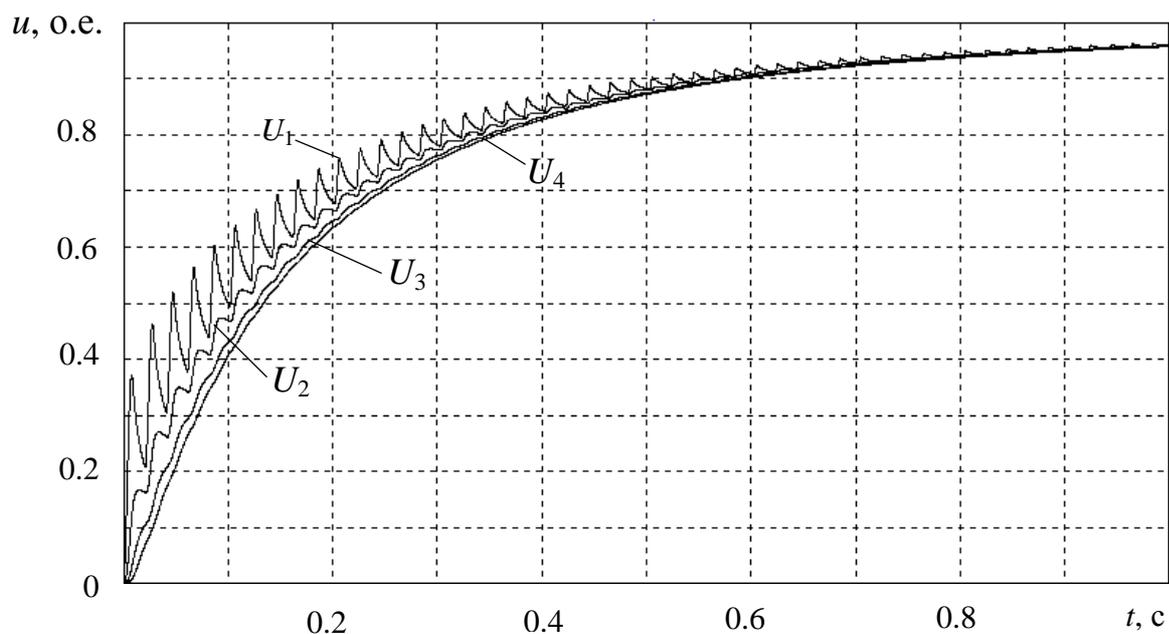


Рис. 3.14. Расчетные кривые нарастания зарядного напряжения на конденсаторах

сопротивлений резисторов зарядного контура и n – число конденсаторов.

Из расчетных кривых вытекает, что время заряда конденсаторов ГИН до напряжения 0.9–0.95 от максимального зарядного в первом приближении равно

$$t_3 \cong (10-15)\tau.$$

Величина сопротивления зарядных резисторов R_4 (см. рис. 3.12) может быть определена из следующего соотношения

$$R_4 \geq \frac{U_m}{I_{д50}},$$

где U_m – максимальное значение амплитуды питающего напряжения, а $I_{д50}$ – допустимая амплитуда тока при 50 Гц при суммарной длительности пакета импульсов не более 1с (см. табл. 2.1).

В качестве высоковольтного трансформатора может быть использован любой из испытательных трансформаторов. Выбор трансформатора осуществляется по напряжению на высоковольтной стороне и мощности. Мощность, необходимая для зарядки конденсаторов ГИН незначительна в основном в виду того, что время между зарядками при проведении исследований составляет примерно 30–40 с. Такое время необходимо экспериментатору для записи результатов проведенного опыта и подготовки регистрирующих приборов для последующего опыта. Желательно выбрать трансформатор с мощностью наиболее близкой к мощности зарядки, которая может быть оценена по следующей формуле

$$P_T \approx \frac{5nCU_K}{t_3},$$

где n – число конденсаторов; C – емкость конденсатора; U_K – номинальное напряжение конденсатора и t_3 – время зарядки.

3.4. Разрядный режим ГИН

Расчет процесса разряда конденсаторов многоступенчатого генератора импульсных напряжений является достаточно сложной задачей даже при применении вычислительной техники. Однако если пренебречь влиянием конструктивных емкостей и сопротивлением искровых промежутков, и предположить, что зарядные напряжения конденсаторов всех ступеней одинаковы, то все многоступенчатые схемы ГИН могут быть приведены к эквивалентной схеме

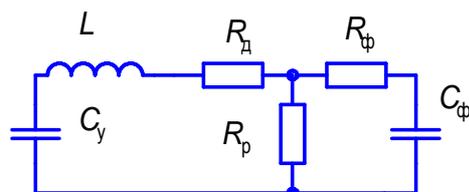


Рис. 3.15. Эквивалентная схема ГИН

(см. рис. 3.15). При замещении схемы (см. рис. 3.8), состоящей из большого числа ступеней, данной эквивалентной схемой ее параметры могут быть рассчитаны при помощи соотношений:

$$C_y = \frac{C}{n}; R_d = R1n - 1; R_\phi = R3; C_\phi = C2;$$

$$U_{cy} = Un,$$

где C_y – емкость ГИН в ударе, R_d – демпферное сопротивление, R_ϕ – фронтовое сопротивление, C_ϕ – фронтовая емкость и n – число конденсаторов многоступенчатых ГИН.

Разрядное сопротивление R_p может быть определено следующим образом. Конденсатор C , расположенный между точками 3 – 4 (см. рис. 3.8) разряжается на резистор $R2$ по основному пути разряда. Кроме того, он так же параллельно разряжается на резистор $R0$ по пути 3 – $R1$ – $F2$ – $R0$ – 4 и на другой резистор $R0$ по пути 3 – $R0$ – $R1$ – $F3$ – 4. Так как сопротивление $R0$ на много больше, чем сопротивление $R1$, то сопротивление дополнительного разрядного пути может быть принято для одного конденсатора $R0 / 2$ и, следовательно, для всех – $nR0 / 2$. Поэтому эквивалентное сопротивление R_p будет равно

$$R_p = \frac{nR0R}{nR0 + 2R2}.$$

При замещении схем (см. рис. 3.11) параметры эквивалентной схемы будут:

$$C_y = \frac{C}{n}; R_d = R1(n/2 - 1); R_\phi = R3; C_\phi = C2; U_{cy} = Un$$

для схемы (см. рис. 3.11,а) и

$$C_y = \frac{C}{n}; R_d = R1n/2; R_\phi = R3; C_\phi = C2; U_{cy} = Un$$

для схемы (см. рис. 3.11,б).

В обеих схемах конденсаторы, расположенные между точками а – б, разряжаются по трех путям: первый а – $R0$ – $F3$ – б, второй а – $F2$ — $R0$ – б и третий а – $F2$ – $R1$ – C – R – C – а. Так как $R1 < R0$ и $R1 < R$, то в первом приближении можно считать, что конденсатор, примыкающий к точке а, по первому пути разряжается на сопротивление $R0 / 2$ и по второму также – $R0 / 2$. Поскольку эти пути параллельны друг другу, то результирующее сопротивление будет равно $R0 / 4$. По третьему пути на сопротивление резистора R разряжаются два последовательно соединенных конденсатора. Так как напряжения на конденсаторах равны, то можно считать, что каждый из них разряжается на сопротивление, равное $R / 2$. Учитывая то, что все три пути параллельны и число соединенных последовательно конденсаторов n , эквивалентное сопротивление R_p будет

$$R_p = \frac{nR0R}{2R0 + 4R}.$$

Расчет изменения напряжений на конденсаторах C_y и C_ϕ может быть произведен с помощью тех же пакетов программ Micro-Cap V, OrCAD 9.2 и др. Однако эти расчеты обладают некоторыми недостатками. Они требуют дополнительных построений после вывода результатов расчета на печать, чтобы получить искомые параметры импульса напряжения.

Изменение напряжений на емкостях C_y и C_ϕ в процессе разряда конденсаторов ГИН может быть найдено из решения системы дифференциальных уравнений, написанных в форме Коши

$$\begin{aligned} du_y / dt &= -i / C_y; \\ du_\phi / dt &= -g / C_\phi; \\ di / dt &= (u_y - u_\phi - iR_d - gR_\phi) / L, \end{aligned}$$

где $g = (iR_p - u_\phi) / (R_p + R_\phi)$, i – ток, протекающий через емкость C_y , u_y – напряжение на емкости C_y и u_ϕ – напряжение на емкости C_ϕ .

Решение данной системы может быть осуществлено любым численным методом решения дифференциальных уравнений с использованием современных языков программирования высокого уровня. Более предпочтительным является метод Рунге-Кутты-Мерсона четвертого порядка с автоматическим изменением шага. С помощью этого метода для $C_y = 16.7$ нФ, $L = 0.01$ мГн, $R_d = 0.09$ кОм, $R_p = 3.97$ кОм, $R_\phi = 0.22$ кОм и $C_\phi = 1.5$ нФ (см. рис. 3.15) получены кривые изменения напряже-

ния U_{cy} и $U_{c\phi}$ на емкостях соответственно C_y и C_ϕ (см. рис. 3.16).

Если написать небольшие процедуры для преобразования схем ГИН в эквивалентную схему по выше приведенным формулам и построения длительности фронта импульса, что реализовано в лабораторной программе Gin, то в процессе расчета можно получить длительность фронта импульса, длительность импульса и коэффициент использования зарядного напряжения при вводе в программу параметров реальных схем ГИН.

Коэффициент использования зарядного напряжения

$$\eta = U_{c\phi m} / U_{cy},$$

где $U_{c\phi m}$ – максимальное значение импульса на емкости C_ϕ , а U_{cy} – зарядное напряжение всех последовательно соединенных конденсаторов. При помощи этого коэффициента можно определить зарядное напряжение конденсаторов ступеней U_k , которое необходимо

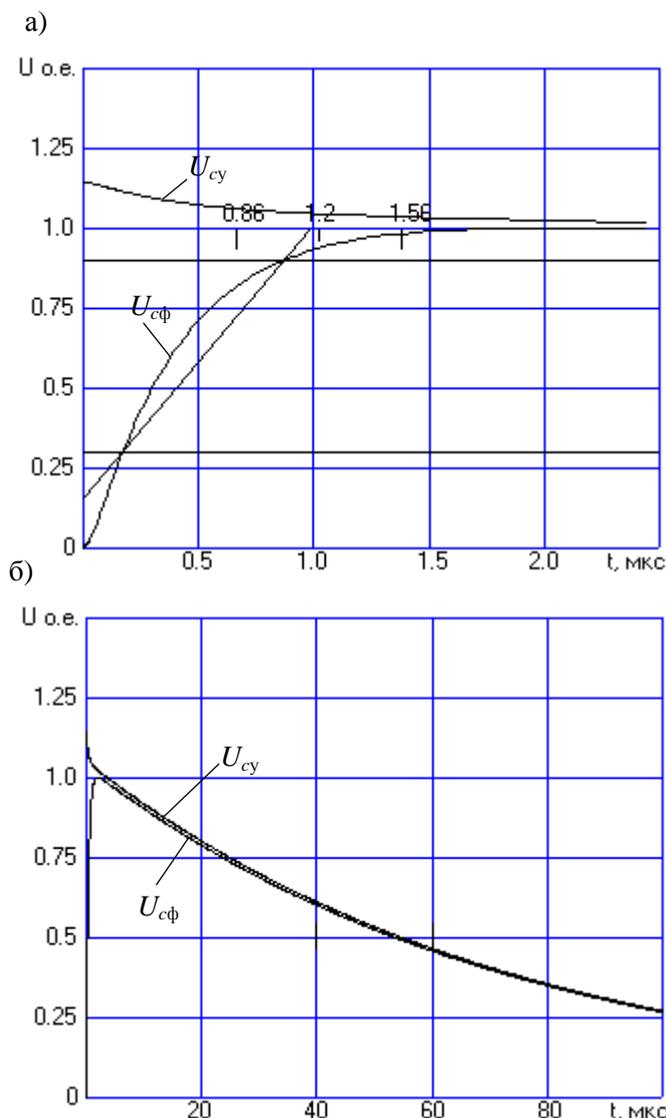


Рис. 3.16. Кривые напряжения на емкостях C_y и C_ϕ при разряде ГИН

для получения заданного условиями испытания максимального значения импульса U_m

$$U_k = \frac{U_m}{\eta n}.$$

Приближенная оценка длительности фронта импульса и длительности импульса может быть произведена по следующим формулам

$$T_\phi = 3.2 C_\phi (R_d + R_\phi);$$
$$T_i = 0.7 C_y R_p.$$

3.5. Конструкции генераторов импульсных напряжений

Генератор импульсных напряжений – одна из основных установок каждой высоковольтной лаборатории. Первоначально импульсный генератор предназначался только для исследований и испытаний электрической изоляции как установка, воспроизводящая воздействие атмосферных перенапряжений. В настоящее время область применения импульсных генераторов не ограничивается испытаниями и исследованиями изоляции. Они используются в качестве источников высокого напряжения в физических лабораториях при изучении ядерных процессов, в медицинских лабораториях для терапевтических целей, в импульсной рентгенографии, в нефтяной промышленности для удаления некоторых эмульсий, в горной и горнодобывающей промышленности для разрушения горных пород и обогащения полезных ископаемых.

В зависимости от назначения различают генераторы импульсных напряжений для работы в помещениях или на открытом воздухе, стационарные или передвижные, опорные или подвесные. ГИН на несколько миллионов вольт по своим размерам и необходимой изоляционной зоне занимает значительную часть всего объема высоковольтного зала. Так как наряду с импульсным напряжением в лаборатории всегда необходимо иметь установки постоянного и переменного напряжений, важно выбрать наиболее рациональную конструкцию ГИН. Подвесная конструкция механически менее устойчива по сравнению с опорной, хотя и позволяет использовать место под генератором для размещения испытуемого объекта, измерительного шарового разрядника, делителя напряжения. Чаще всего применяют опорные конструкции. Конструкция импульсного генератора должна обеспечить малую индуктивность разрядного контура, малый вес, доступность обслуживания и ремонта, возможность регулировки формы и амплитуды импульса и возможность переоборудования с целью увеличения амплитуды импульса или емкости в разряде.

Основными электрическими параметрами генератора импульсных напряжений являются:

– максимальная амплитуда импульса

$$U_m = U_k n \eta$$

где U_k – напряжение одного конденсатора ступени; n – число конденсаторов; η – коэффициент использования зарядного напряжения;

– емкость в ударе (разряде)

$$C_y = C_k / n,$$

где C_k – емкость одного конденсатора;

– количество энергии, запасаемой в генераторе,

$$W_r = C_y U_{cy}^2 / 2.$$

Техническое совершенство конструкции генератора определяется величиной удельной энергии, запасаемой в единице строительного объема ГИН,

$$K_1 = W_r / V_r,$$

где W_r – запасаемая энергия, кДж; V_r – строительный объем генератора, м³.

Рациональный выбор изоляции конструкции генератора характеризуется средним градиентом напряжения по высоте H_r ГИН при разряде

$$K_2 = U_m / H_r.$$

Конструкция ГИН в значительной степени определяется типом используемых конденсаторов. Обычно применяются конденсаторы с бумажно-масляной изоляцией в металлических или изоляционных корпусах. Многоступенчатые генераторы импульсных напряжений с опорной изолирующей конструкцией подразделяются на лестничные, этажерочные, башенные и колонные.

Генераторы лестничного типа состоят из деревянного или деревометаллического каркаса с фарфоровой изоляцией между ступенями и землей. Конденсаторы располагаются на ступенях каркаса. Генераторы лестничной конструкции были построены в основном в первые два десятилетия с начала создания импульсных установок высокого напряжения. Вследствие невысоких значений удельных технических характеристик крупные генераторы лестничной конструкции строились лишь до 1940 г. Удельная энергия, запасаемая в единице объема K_1 для генераторов лестничного типа равна 0.01–0.5 кДж/м³. Низкие значения K_1 обусловлены большим “подлестничным” объемом.

Генераторы этажерочной конструкции имеют каркас из металлических рам, разделенных опорными изоляторами. Конденсаторы располагаются на рамах друг под другом. Удельная энергия генераторов этажерочной конструкции (см. рис. 3.7) выше, чем у лестничных, и находится в пределах от 0.2 до 1.2 кДж/м³.

Генераторы башенной конструкции выполняются с использованием маслобарьерной изоляции между отдельными конденсаторными ступенями. Конденсаторы с бумажно-масляной изоляцией, составленные из отдельных секций в виде плоских шайб, расположенных друг над другом, помещаются в изолированный цилиндр, заполненный маслом. Через отверстия в цилиндре выведены втулки с проводами для соединения шаровых разрядников. Разрядники расположены на изолирующих штангах, укрепленных около цилиндра. Вследствие использования масляной изоляции башенная конструкция позволяет создать импульсные генераторы, имеющие весьма компактное устройство, что позволяет изготавливать их передвижными. Удельные технические характеристики у генераторов башенной конструкции выше, чем у генераторов лестничной и

этажерочной конструкций ($K_1 = 0.5-3.5$ кДж/м³). Недостаток башенной конструкции генератора состоит в том, что ремонт и текущее наблюдение за состоянием изоляции отдельных элементов генератора весьма затруднены.

Рост требований к техническим и эксплуатационным характеристикам ГИН привели к созданию генераторов колонной конструкции. В таком генераторе используются конденсаторы цилиндрической формы в изолирующем корпусе. Конденсаторы устанавливаются друг на друга в одну или несколько колонн и разделяются по высоте изолирующими цилиндрами (см. рис. 3.17). Многоколонные генераторы имеют большую эксплуатационную гибкость, так как имеется возможность путем несложных переключений изменять число параллельно и последовательно соединенных конденсаторов в одной конденса-

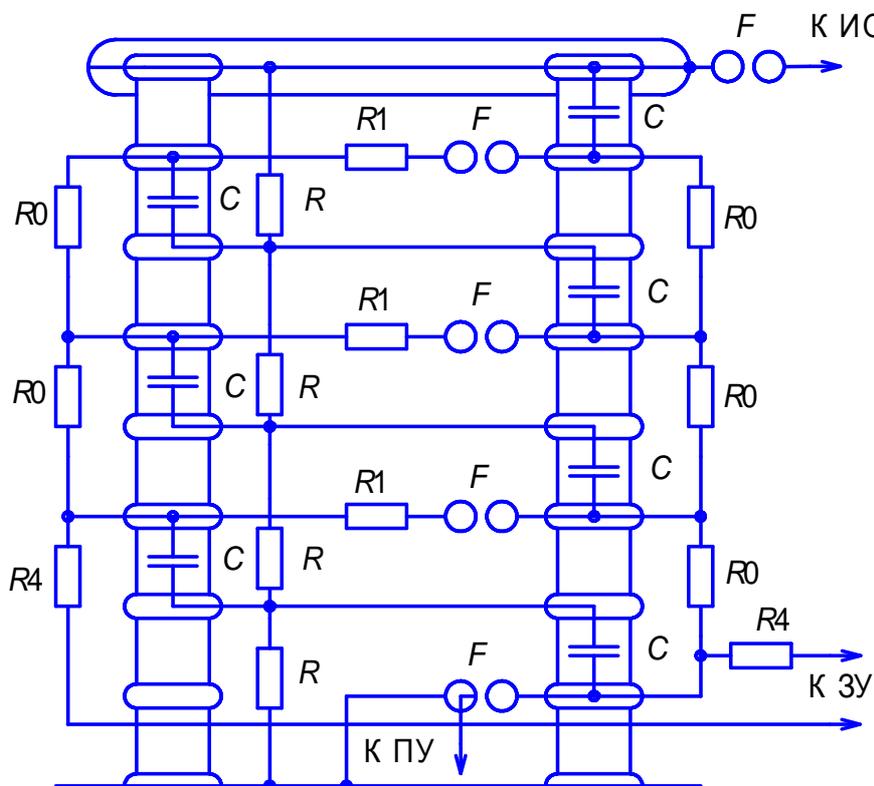


Рис. 3.17. Эскиз конструкции ГИН колонного типа

торной ступени. Такая конструкция позволяет создавать передвижные и стационарные генераторы, имеющие высокие технические и электрические параметры. Для генераторов колонной конструкции $K_1 = 1-4$ кДж/м³.

Необходимыми элементами каждого генератора импульсных напряжений являются демпферные, фронтовые, разрядные и зарядные резисторы и коммутирующие разрядники.

Резисторы, используемые в генераторе, должны иметь малую собственную индуктивность, достаточную теплоемкость и стабильную величину сопротивления. Они могут изготавливаться из проволоки с большим удельным сопротивлением, намотанной бифилярно на изолирующей трубке или пластине,

или из изолирующих трубок, наполненных жидкостью. Могут применяться также проводниковые материалы (например, уголь) в форме трубок или стержней.

Проволочные резисторы обладают значительной индуктивностью и малой теплоемкостью, а также большой вероятностью коронирования. Жидкостные резисторы практически безындуктивны и имеют большую теплоемкость, однако недостаточно стабильны. Жидкостные резисторы чаще всего используются в качестве зарядных, поскольку их нестабильность сказывается только на изменении времени зарядки ГИН, которое строго не регламентируется.

Шаровые разрядники, чаще всего, используемые в импульсных генераторах в качестве коммутирующих элементов, выполняются полыми. Диаметр шаров связан с величиной зарядного напряжения генератора. Конструкция, на которой укрепляются шаровые разрядники, должна иметь устройство для одновременного раздвижения и сближения шаров. Шаровые разрядники располагаются один под другим для того, чтобы ультрафиолетовое излучение от искры в первом промежутке попадало на другие промежутки и способствовало стабильной работе ГИН. Практически стабильная работа многоступенчатого генератора возможна при числе ступеней не более 50.

В качестве запального (поджигающего) разрядника чаще всего применяют тригатрон – трехэлектродный шаровой разрядник. Тригатрон состоит из двух шаров, один из которых содержит поджигающий электрод 2 (см. рис. 3.18). Промежуток между шарами является основным промежутком, через который происходит разряд ГИН. Пробой основного разрядного промежутка инициируется разрядом между электродами 1 и 2, которые разделены диэлектрической втулкой 3. Шпилька 6, изолированная от шара 1 втулками 4 и 5, и упругая пластинка 7 служат для подачи управляющего импульса напряжения на поджигающий электрод 2. Изолирующая втулка 3 изготавливается из дугостойкого материала (фарфор, фторопласт).

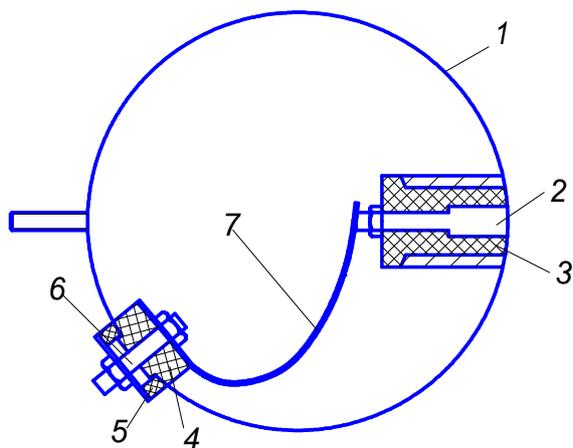


Рис. 3.18. Эскиз шара с поджигающим электродом

При относительной простоте конструкции шаровых разрядников их применение в качестве коммутирующих элементов ГИН ограничивается рядом недостатков, связанных с необходимостью варьирования расстояния между шарами при изменении максимального значения выходного импульса ГИН, а также возможностью самопроизвольного срабатывания разрядников и трудностью синхронизации работы генератора и осциллографа. Поэтому в некоторых конструкциях ГИН применяют другие виды коммутирующих разрядников, например

многоэлектродные разрядники типа “политрон”, в которых поджигающие импульсы на каждый последующий разрядник подаются от предыдущей ступени ГИН после срабатывания ее искрового промежутка.

3.6. Размещение ГИН в высоковольтном зале

При размещении оборудования в высоковольтном зале необходимо определить расстояния между соседними установками, до стен и потолка зала и другого оборудования, находящегося под нулевым потенциалом. При номинальном напряжении установки до 1000 кВ эти расстояния принимаются равными:

- при напряжении промышленной частоты – 350 кВ/м (действующее значение),
- при напряжении постоянного тока – 400 кВ/м,
- при импульсных напряжениях – 500 кВ/м.

Если номинальное напряжение установки более 1000 кВ, то для определения зоны установки, т.е. расстояний от проектируемой высоковольтной установки до других установок высокого напряжения и других предметов, находящихся под нулевым потенциалом, используются кривые разрядных напряжений промежутка стержень-плоскость (см. рис.3.19,а). Здесь разрядные напряжения при: 1 – напряжении промышленной частоты (действующее значение); 2 – импульсах с длительностью фронта 2500 – 3000 мкс; 3 – импульсах “1.2/50” положительной полярности; 4 – импульсах “1.2/50” отрицательной полярности; 5,6 – напряжении постоянного тока положительной и отрицательной полярностей соответственно.

Для ГИН на 1000 кВ зона установки с двадцатипроцентным запасом определяется эквидистантной кривой, приведенной на рис.3.15,б. Эта кривая удалена от ГИН на расстояние S , которое определено по кривой 4 (см. рис.3.19,а). Для 1000 кВ с 20-ти процентным запасом $S = 2.4$ м.

При размещении делителя напряжения и испытуемого объекта зоны установки ГИН, испытуемого объекта и делителя могут пересекаться, но расстояние между ними во избежание наводок не

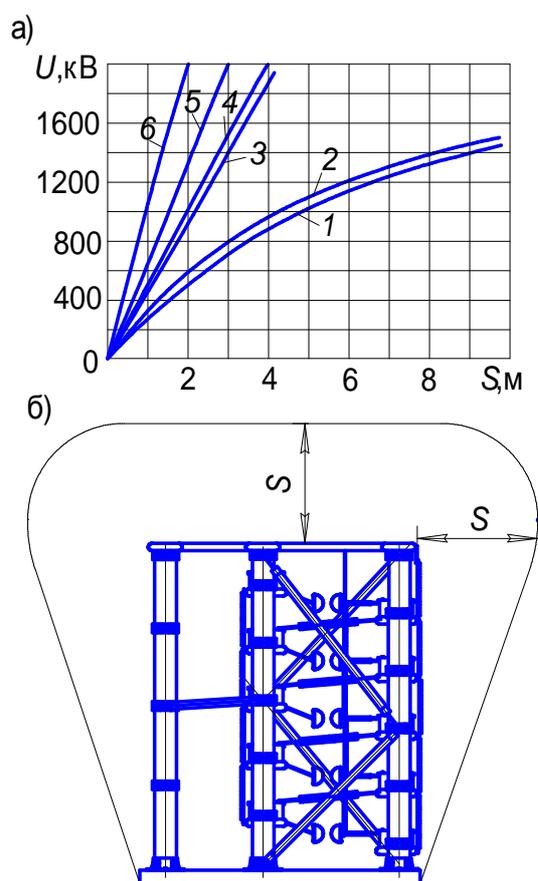


Рис. 3.19. К размещению ГИН: а – разрядные напряжения воздушных промежутков стержень-плоскость; б – зона установки

должно быть меньше чем 0.5 радиуса зоны установки ГИН. Шаровой измерительный разрядник в соответствии с ГОСТ 17512–82 требует больших расстояний, и он должен устанавливаться согласно этим требованиям, чтобы не увеличить погрешность измерения.

Для соединения ГИН с объектами испытаний и измерительными устройствами используется специальная ошиновка. При напряжении более 700 кВ выполнить некоронирующую ошиновку достаточно трудно. Поэтому допускается ее коронирование, однако корона не должна иметь стримерный характер. Для этого нужно применять расщепленные или спиральные провода. Критическое напряжение короны ошиновки должно быть выше испытательного напряжения объекта.

Расчет критического напряжения короны в первом приближении можно проводить как для случае расположения провода в цилиндре. Такое упрощение представляется допустимым, поскольку в высоковольтных залах расстояние от токоведущих частей установок до земли обычно бывает соизмеримым с расстоянием до потолка и стенок зала.

В качестве справочного материала в табл. 3.1 приведены габаритные размеры крупнейших, наиболее известных высоковольтных залов разных стран мира.

Т а б л и ц а 3.1

Габаритные размеры крупнейших высоковольтных залов

Страна	Длина, м	Ширина, м	Высота, м	Объем, м ³
Канада	83	68	52	285000
Франция	63	64	46	185000
Россия (ВЭИ)	73	36	37	90000
Польша	45	46	35	70000
Англия	50	40	35	65000
Италия	45	42	35	63000
Япония	40	42	30	50000

4. ГЕНЕРАТОРЫ КОММУТАЦИОННЫХ ИМПУЛЬСОВ

4.1. Основные параметры коммутационных импульсов напряжения

В реальных условиях эксплуатации изоляция электрооборудования подвергается воздействию внутренних перенапряжений, среди которых наибольшее значение для классов напряжений 330 кВ и выше имеют коммутационные. Поэтому испытательные установки, воспроизводящие воздействия на изоляцию этих перенапряжений, называются генераторами внутренних перенапряжений (ГВП) или генераторами коммутационных перенапряжений. При испытании изоляции электрооборудования в соответствии с ГОСТ 1516.2–97 применяют

следующие виды коммутационных импульсов:

- аperiodический (см. рис. 4.1,а),
- колебательный, представляющий собой затухающие колебания напряжения около нулевого значения (см. рис. 4.1,б);
- колебательный, представляющий собой затухающие колебания вокруг составляющей более низкой частоты (см. рис. 4.1,в).

Применение тех или иных видов импульсов, а также их параметры указываются в стандартах на отдельные виды оборудования. Приведенные в стандартах величины испытательных напряжений определяют максимальное значение напряжения импульса. За разрядное напряжение принимается максимальное значение импульса, если разряд произошел на максимуме напряжения и за ним, и напряжение в момент разряда (среза), если разряд произошел на подъеме напряжения (фронте импульса).

Время подъема импульса T_n определяется как интервал времени между моментами, когда напряжение равно нулю (начало импульса 0_1) и когда оно достигает своего максимального значения A (см. рис. 4.1). Длительность импульса T_w находится как интервал времени между началом импульса 0_1 и моментом, когда напряжение понизилось до половины максимального значения. При испытании внутренней изоляции силовых трансформаторов, трансформаторов напряжения и шунтирующих реакторов длительность импульса T_w определяется как интервал между началом импульса 0_1 и первым переходом напряжения через нулевое значение (T_0 см. рис. 4.1,б). Время свыше 90 % (T_{90} см. рис. 4.1,а) определяют как интервал времени между точками на фронте и спаде импульса, где значение напряжения равно 90 % от максимального значения импульса.

Стандартный аperiodический коммутационный импульс применяется для испытания внешней изо-

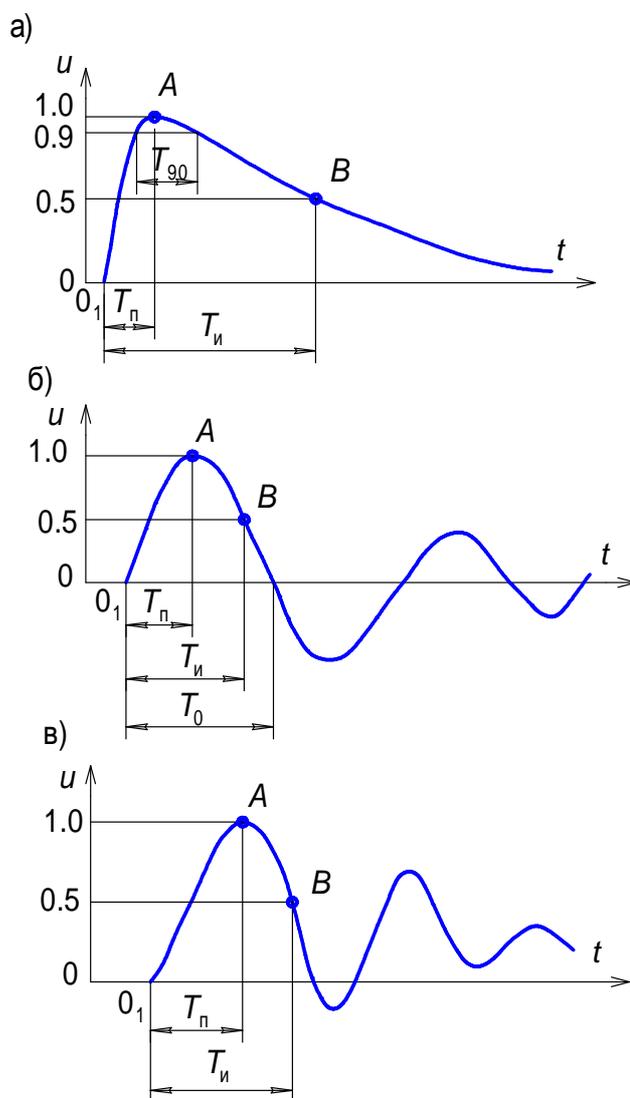


Рис. 4.1. Формы коммутационных импульсов

ляции электрооборудования и внутренней изоляции трансформаторов напряжения и тока, аппаратов, конденсаторов связи, изоляторов и КРУЭ. Он (см. рис. 4.1,а) должен иметь время подъема $T_{\text{п}} = 250 \pm 50$ мкс, длительность импульса $T_{\text{и}} = 2500 \pm 750$ мкс и допуск на максимальное значение импульса ± 3 %. Обозначение импульса “250/2500”.

Допускается применение апериодических импульсов “100/2500”, “500/2500” и “1000/5000” с допусками на время подъема ± 20 %, длительность импульса ± 30 % и максимальное значение ± 3 %. Необходимость применения этих импульсов должна быть указана в нормативных документах на электрооборудования отдельных типов.

Стандартный колебательный коммутационный импульс (см. рис. 4.1,б) применяется для испытания внутренней (испытываемой отдельно от внешней) изоляции газонаполненного оборудования и для линейной изоляции, в том числе гирлянд изоляторов. Он должен иметь время подъема $T_{\text{п}} = 4000 \pm 1000$ мкс, длительность импульса $T_{\text{и}} = 7500 \pm 2500$ мкс и допуск на максимальное значение ± 3 %. Обозначение импульса “4000/7500”. Полярность импульса определяется полярностью первого полупериода. Допускается применение импульса (см. рис. 4.1,в). При этом его параметры должны быть такими, как для стандартного колебательного импульса (см. рис. 4.1,б).

Для испытания внутренней изоляции силовых трансформаторов и шунтирующих реакторов применяется коммутационный импульс “20/500” с временем подъема $T_{\text{п}}$ не менее 20 мкс, длительностью импульса T_0 не менее 500 мкс, с временем свыше 90 % T_{90} не менее 200 мкс и допуском на максимальное значение импульса ± 3 %.

Форма и параметры коммутационного импульса, которым должна испытываться та или иная изоляция, а также отношение максимального значения второго полупериода к максимальному значению первого и время свыше 90 %, если они влияют на результаты испытания, должны быть указаны в нормативных документах на электрооборудование отдельных видов.

Требования к значениям суммарной емкости объекта и дополнительной емкости испытательных установок такие же, как и при испытании изоляции оборудования напряжением промышленной частоты (см. п. 1.2).

При испытании объектов с емкостной характеристикой (выключатели, разъединители, вводы, трансформаторы тока, конденсаторы и т.д.) апериодическим коммутационным импульсом напряжения рекомендуется использовать ГИН, а при испытании приложением колебательного импульса напряжения – применять схемы на основе испытательного трансформатора (каскада трансформаторов).

При испытании трансформаторов индуктированным колебательным импульсом напряжения рекомендуется применять схемы, основанные на принципе разряда конденсаторной батареи на обмотку низшего напряжения испытуемого трансформатора.

4.2. Схемы генераторов коммутационных импульсов

Стандартный апериодический коммутационный импульс “250/2500” получают на обычном генераторе импульсных напряжений (например, см. рис. 3.11) при соответствующем увеличении емкостей конденсаторов ГИН и фронтового конденсатора, сопротивлений фронтового, зарядных и разрядных резисторов. Расчет кривых выходного напряжения и на последовательно соединенных конденсаторах ГИН может быть произведен точно так же, как в п. 3.4. Выбор параметров для получения стандартной формы производится, как правило, путем расчета этих кривых в зависимости от параметров схемы ГИН. Для этой цели оказывается предпочтительнее использовать специальную программу, написанную на современных языках программирования высокого уровня, так как в ней можно учесть все необходимые построения и преобразования для непосредственного получения желаемого результата. Все это реализовано в лабораторной программе Gik, при помощи которой произведен расчет стандартной кривой напряжения (см. рис. 4.2) на выходе генератора $U_{сф}$ и напряжения на последовательно соединенных конденсаторах $U_{сy}$ схемы ГИН (см. рис. 3.11) для $R0 = 500$ кОм, $R1 = 33$ Ом, $R = 30$ кОм, $R3 = 9$ кОм, $C = 200$ нФ, $C2 = 6$ нФ и числа конденсаторов $n = 6$.

Длинные колебательные коммутационные импульсы могут быть получены только в схемах на основе испытательных трансформаторов. Стандартный колебательный коммутационный импульс напряжения, затухающий около ну-

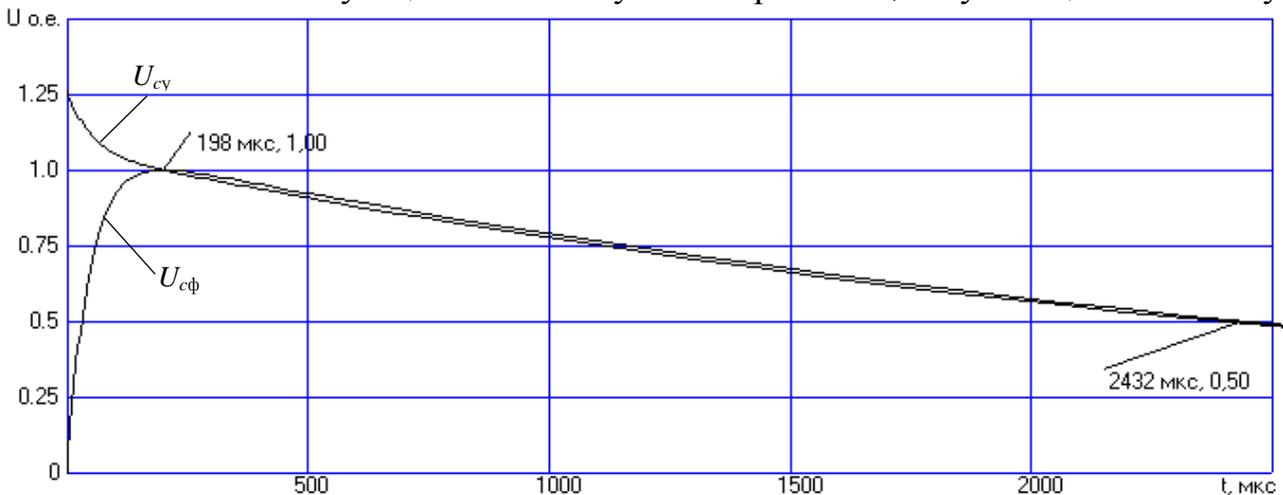


Рис. 4.2. Кривые напряжения на емкостях C_y и C_ϕ при разряде ГИН

левого значения “4000/7500” можно получить в схеме (см. рис. 4.3,а), в которой батарея конденсаторов $C1$ разряжается на обмотку низкого напряжения испытательного трансформатора T . Здесь C_T – собственная емкость испытательного трансформатора, R – резистор, регулирующий время подъема импульса и $C2$ – емкость испытуемого объекта и дополнительного конденсатора. Поскольку значения испытательных напряжений велики, то в качестве испытательного трансформатора может быть использован только каскад трансформаторов. Как

видно из расчетной схемы, все элементы которой приведены к одному из напряжений трансформатора (см. рис. 4.3,б), конденсатор C_1 , разряжаясь через индуктивность короткого замыкания трансформатора L_k и сопротивление R_n на емкость C_2 , формирует время подъема коммутационного импульса. Этот же конденсатор совместно с индуктивностью

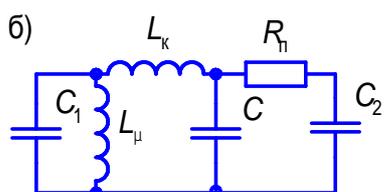
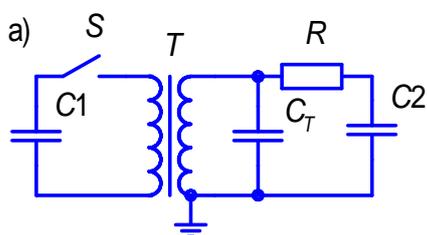


Рис. 4.3. ГКИ на основе трансформатора, возбуждаемого разрядом конденсаторной батареи: а – принципиальная и б – расчетная схемы

холостого хода трансформатора L_u образует колебательный контур, в котором формируется длительность коммутационного импульса. К недостаткам этой схемы можно отнести трудность регулирования длительности импульса, низкий коэффициент использования зарядного напряжения и невозможность ее применения, когда по условиям испытания требуется ограничение напряжения второго полупериода по сравнению с первым.

Более гибкой с точки зрения регулирования параметров импульса является схема, приведенная на рис. 4.4. В ней после срабатывания разрядника F напряжение на первичной обмотке трансформатора T определяется сложением затухающих колебаний в контурах $L1 - C1$ и $L2 - C2$, частоты которых $f_1 = 1/2\pi\sqrt{L1C1}$ и $f_2 = 1/2\pi\sqrt{L2C2}$ соответственно.

Длина фронта импульса определяется параметрами контура с более высокой частотой собственных колебаний. Изменяя частоты колебаний контуров f_1 и f_2 можно регулировать форму напряжения на трансформаторе T в достаточно широких пределах.

Для расчета формы импульса напряжения в зависимости от параметров схемы можно воспользоваться расчетной схемой (см. рис. 4.4,б), все значения элементов которой приведены к стороне низкого напряжения трансформатора T . При применении в качестве трансформатора T , например, каскада трансформаторов типа FPEO 1550/750 с мощностью $P = 4900$ кВА, напряжением питания $U = 6$ кВ, напряжением короткого замыкания $u_k = 46\%$, коэффициентом транс-

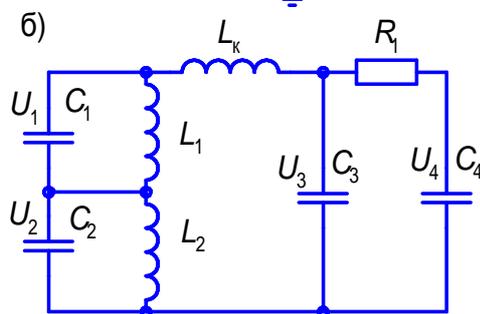
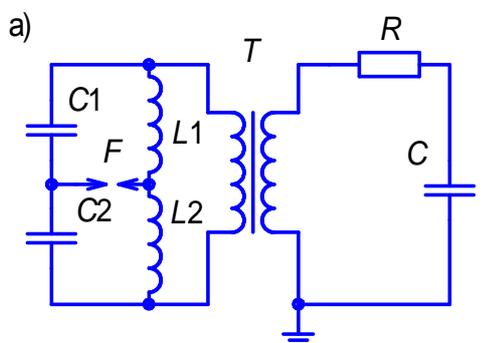


Рис. 4.4. ГКИ на основе двух колебательных контуров и трансформатора: а – принципиальная и б – расчетная схемы

формации $K = 375$ и собственной частотой 600 Гц индуктивность короткого замыкания

$$L_k = \frac{u_k U^2}{100 \cdot P \cdot 314} = \frac{46 \cdot 6000^2}{100 \cdot 4900000 \cdot 314} = 0.0108 \text{ Гн},$$

собственная емкость трансформатора

$$C_3 = \frac{1}{f^2 \cdot 6.28^2 \cdot L_k} = \frac{10^6}{600^2 \cdot 6.28^2 \cdot 0.0108} = 6.5 \text{ мкФ}.$$

Емкость объекта и дополнительного конденсатора

$$C_4 \geq K^2 \cdot 500 \cdot 10^{-12} = 375^2 \cdot 500 \cdot 10^{-12} = 70 \text{ мкФ}.$$

Выбор параметров схемы для получения стандартного колебательного коммутационного импульса может быть осуществлен путем вариантного расчета изменения напряжения на емкости C_4 в зависимости от того или другого значения элемента. Применение известных программных пакетов для определения изменения кривых напряжения на емкостях C_1 , C_2 и C_4 в зависимости от параметров схемы встречает определенные затруднения при задании начальных условий.

Система дифференциальных уравнений в форме Коши, описывающая переходные процессы в схеме (см. рис. 4.4,б) при разряде емкостей C_1 и C_2 имеет следующий вид

$$\frac{du_1}{dt} = -\frac{g_1}{C_1}$$

$$\frac{du_2}{dt} = -\frac{g_2}{C_2}$$

$$\frac{du_3}{dt} = \frac{g_3}{C_3}$$

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{u_2 - i_2 r_2}{L_2}$$

$$\frac{di_k}{dt} = \frac{u_1 - u_2 - u_3 - i_k r_k}{L_k}$$

$$\frac{du_4}{dt} = \frac{g}{C_4}$$

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{u_1 - i_1 r_1}{L_1},$$

где i_1 , i_2 , i_k – токи, протекающие через индуктивности L_1 , L_2 и L_k соответственно; $g = (u_3 - u_4) / R_1$; $g_1 = i_1 - i_k$; $g_2 = i_2 - i_k$ и $g_3 = i_k - g$.

Сопротивления r_1 , r_2 и r_k определяют затухание колебаний в контурах. Экспериментально установлено, что отношение предыдущей амплитуды к по-

следующей той же полярности приблизительно равно 1.2 – 1.3. Отсюда

$$\ln 1.2 = \frac{r}{2L} 2\pi\sqrt{LC} \text{ или } r = 0.06\sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Следовательно $r_1 = 0.06\sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$, $r_2 = 0.06\sqrt{\frac{L_2}{C_2}}$ и $r_k = 0.06\sqrt{\frac{L_k}{C_k}}$.

Решение этой системы дифференциальных уравнений численным методом Рунге-Кутты-Мерсона показывает, что для получения стандартного колебательного импульса “4000/7500” параметры схемы (см. рис. 4.4,б) должны быть: $C_1 = 10000$ мкф, $L_1 = 6000$ мкГн, $C_2 = 3500$ мкф, $L_2 = 600$ мкГн, $R_1 = 5$ Ом, $C_4 = 75$ мкф, $L_k = 10800$ мкГн и $C_3 = 6.5$ мкф.

Коэффициент использования зарядного напряжения (см. рис. 4.5,б)

$$\eta = U_{4m} / U_{1m} \approx 2,$$

где U_{4m} – максимальное значение напряжения на емкости C_4 , а $U_{1m} = U_{2m}$ – напряжение на емкостях C_1 и C_2 в момент срабатывания разрядника F (см. рис. 4.4,а), т.е. зарядное напряжение. Зарядное напряжение, до которого необходимо

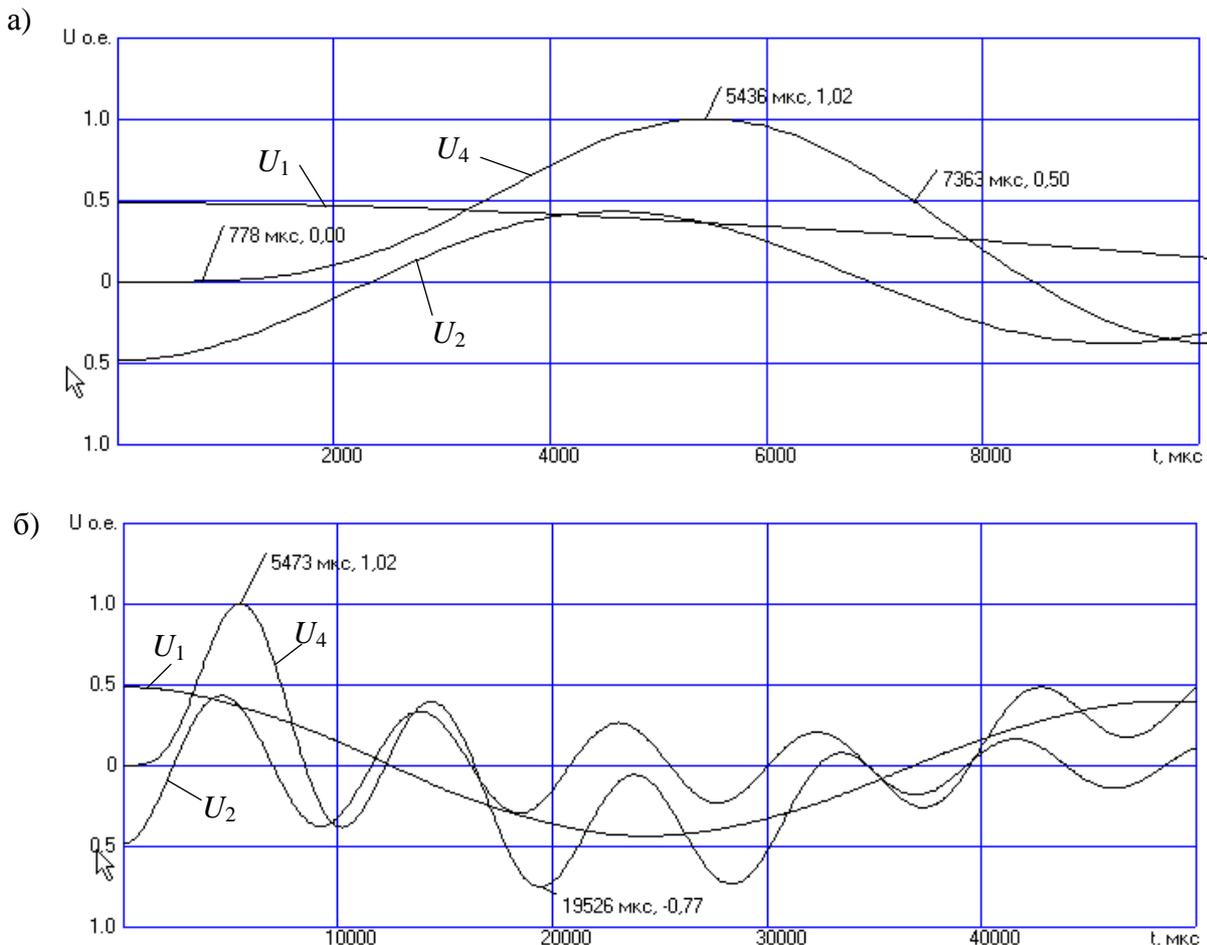


Рис. 4.5. Расчетные кривые напряжений на емкостях C_1 , C_2 и C_4 для определения: а – формы импульса; б – отношения значения второго полупериода к максимальному значению первого

зарядить батареи конденсаторов для получения заданной условиями испытания максимального значения импульса

$$U_6 = U_m / \eta.$$

Как видно из рис. 4.5,б максимальное значение напряжения второго полупериода по отношению максимальному значению напряжения первого полупериода составляет значительную величину. Поэтому в случаях, когда эта величина превышает допустимую, определяемую нормативными документами на испытания, эта схема не может быть использована. В таких случаях следует применить схему, показанную на рис. 4.6. Она отличается от только что рассмотренной схемы тем, что в контур низкой частоты вместо реактора $L1$ включен резистор $R0$.

Система дифференциальных уравнений, написанная в форме Коши и описывающая те же переходные процессы как в схеме (см. рис. 4.4,б) имеет следующий вид

$$\begin{aligned} \frac{du_1}{dt} &= -\frac{g_1}{C_1} \\ \frac{du_2}{dt} &= -\frac{g_2}{C_2} \\ \frac{du_3}{dt} &= \frac{g_3}{C_3} \\ \frac{di_2}{dt} &= \frac{u_2 - i_2 r_2}{L_2} \\ \frac{di_k}{dt} &= \frac{u_1 - u_2 - u_3 - i_k r_k}{L_k} \\ \frac{du_4}{dt} &= \frac{g}{C_4}, \end{aligned}$$

где i_2, i_k – токи, протекающие через индуктивности L_2, L_k соответственно;
 $g = (u_3 - u_4) / R_1$; $g_1 = u_1 / R_0 + i_k$; $g_2 = i_2 - i_k$
 и $g_3 = i_k - g$.

Проведенный аналогичный расчет, как в схеме (см. рис. 4.4,б) показывает, что рассматриваемая схема обеспечивает стандартную форму импульса при следующих параметрах: $C_1 = 10000$ мкф, $R_0 = 10$ Ом, $C_2 = 3500$ мкф, $L_2 = 600$ мкГн, $R_1 = 5$ Ом, $C_4 = 75$ мкф, $L_k = 10800$ мкГн и $C_3 = 6.5$ мкф (см. рис. 4.7). При этом максимальное значение напряжение U_4 второго полупериода имеет очень малую величину, по сравнению с максимальным значением напряжением первого полупериода.

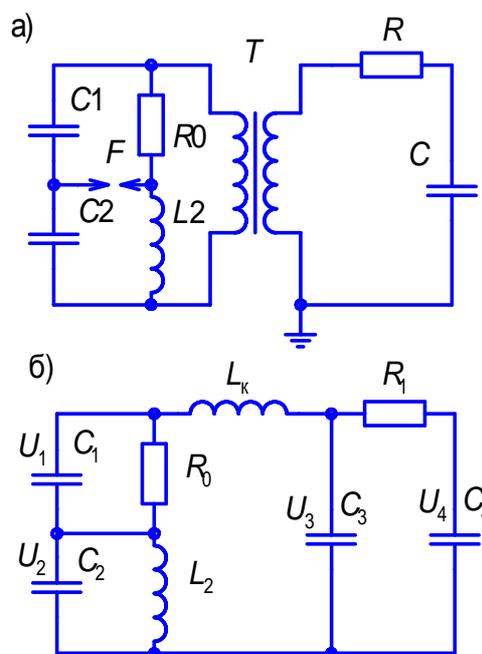


Рис. 4.6. Схемы ГКИ на основе колебательного контура, контура апериодического разряда и трансформатора: а – принципиальная ; б – расчетная

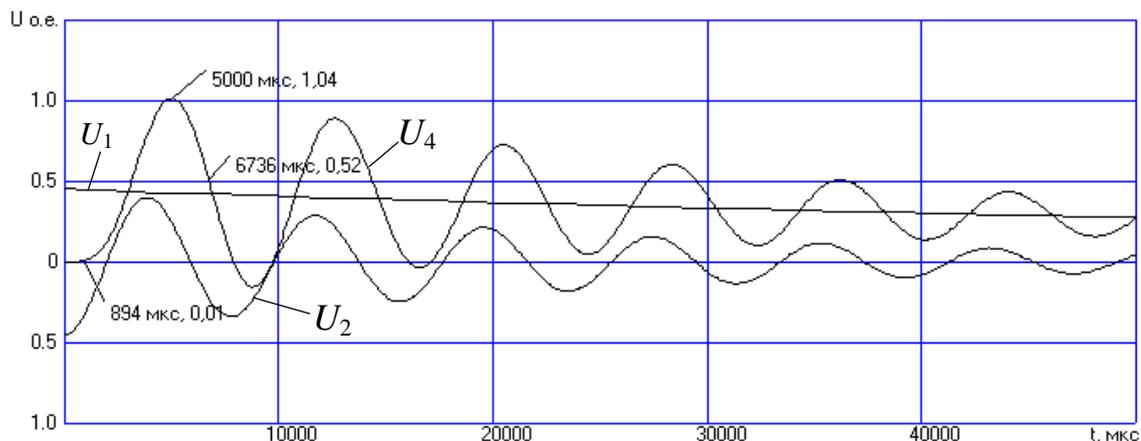


Рис.4.7. Расчетные кривые напряжения на емкостях C_1, C_2, C_4

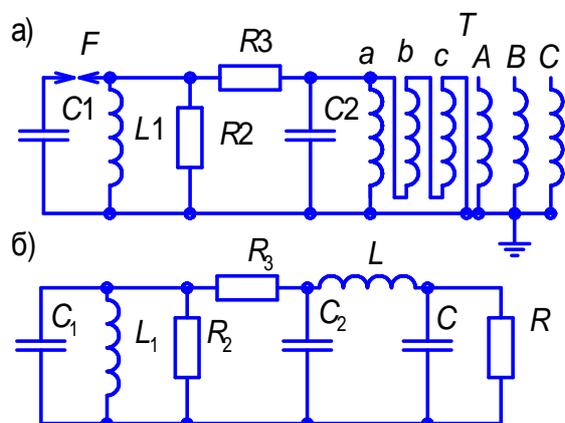


Рис. 4.8. Схемы ГКИ для испытания силовых трансформаторов индуктированным напряжением: а – принципиальная; б – расчетная

Для проведения испытаний силовых трансформаторов индуктированным напряжением может быть использована схема, показанная на рис. 4.8,а. В ней батарея конденсаторов C_1 , разряжаясь на реактор L_1 и резистор R_2 , формирует длительность коммутационного импульса. Параллельный разряд этой же батареи на резистор R_3 , конденсатор C_2 и обмотку низкого напряжения испытуемого трансформатора T создает время подъема.

В расчетной схеме (см. рис. 4.8,б) параметры испытуемого трансформатора приведены к стороне низкого напряжения. Вследствие насыщения стали

магнитопровода, индуктивность холостого хода трансформатора зависит как от величины напряжения, так и длительности импульса. Поскольку в расчетной схеме трансформатор замещен только индуктивностью короткого замыкания, собственной емкостью и сопротивлением, эквивалентирующим потери в стали, то форма импульса, рассчитанная по этой схеме, может несколько отличаться от формы, получаемой в реальных испытательных схемах.

Для силового трансформатора, например ТЦ 1000000/330, на класс напряжения 330 кВ, у которого: $P = 1000000$ кВА, $U_{вн} = 347$ кВ, $U_{нн} = 24$ кВ, $u_k = 11\%$, $P_{хх} = 480$ кВт и емкость, измеренную на стороне 330 кВ $C_T = 2300$ пФ, параметры замещения могут быть определены следующим образом.

Индуктивность короткого замыкания

$$L_{кз} = \frac{U_{нн}^2 u_k}{100 \cdot P \omega} = \frac{24^2 \cdot 10^6 \cdot 11}{100 \cdot 10^9 \cdot 314} = 0.202 \text{ мГн.}$$

Приведенная индуктивность L , согласно принципиальной схеме (см. рис. 4.8,а)

$$L = L_{кз} \cdot 2/3 = 0.202 \cdot 2/3 = 0.135 \text{ мГн.}$$

Емкость C , приведенная на сторону низкого напряжения силового трансформатора, согласно ГОСТ 1516.2–97

$$C = C_T \cdot 0.5 \cdot K^2 = 2300 \cdot 0.5(346/24)^2 = 245 \text{ нФ.}$$

Значение сопротивления резистора R , эквивалентирующего потери в стали

$$R = \frac{U_{нн}^2 \cdot 2}{P_{xx} \cdot 3} = \frac{24^2 \cdot 2}{480 \cdot 3} = 0.8 \text{ кОм.}$$

Расчет формы выходного импульса может быть произведен с помощью известных пакетов программ для анализа переходных процессов в электронных схемах. Однако, поскольку для получения необходимой кривой, как правило, приходится просчитать достаточно большое число вариантов, более рациональным оказывается создание специальной программы. Система дифференциальных уравнений в форме Коши, описывающая переходные процессы в схеме (см. рис. 4.8,б), имеет следующий вид

$$\frac{du_1}{dt} = -\frac{i_1 + u_1/R_2 + (u_1 - u_2)/R_3}{C_1}$$

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{u_1}{L_1}$$

$$\frac{du_2}{dt} = \frac{(u_1 - u_2)/R_3 - i}{C_2}$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{u_2 - u}{L}$$

$$\frac{du}{dt} = \frac{i - u/R}{C},$$

u_1 , u_2 и u – напряжения на емкостях C_1 , C_2 и C , а i_1 и i – токи через индуктивности L_1 и L соответственно.

Решение этой системы дифференциальных уравнений показывает, что в схеме (см. рис. 4.8,б) может быть получен стандартный коммутационный импульс напряжения “20/500” для испытания силового трансформатора ТЦ 1000000/330 при следующих ее параметрах: $C_1 = 10000$ нФ, $L_1 = 50$ мГн, $R_2 = 0.6$ кОм, $R_3 = 0.04$ кОм и $C_2 = 5$ нФ. Соответствующие кривые напряжения приведены на рис. 4.9.

Значение зарядного напряжения конденсаторной батареи может быть определено из следующего соотношения

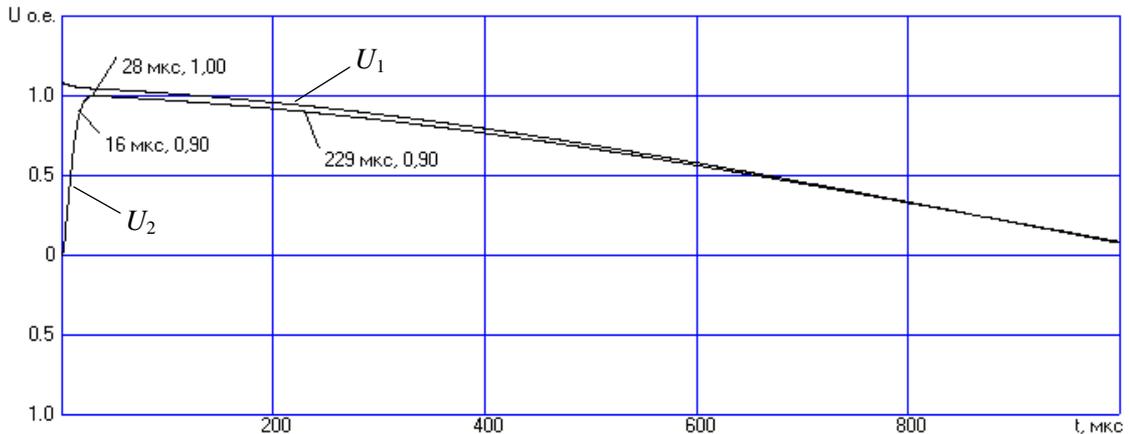


Рис. 4.9. Расчетные кривые коммутационного импульса напряжения

$$U_c = \frac{U_m}{K\eta},$$

где U_m – максимальное значение испытательного напряжения, K – коэффициент трансформации испытуемого трансформатора и η – коэффициент использования зарядного напряжения.

5. СХЕМЫ ДЛЯ ИСПЫТАНИЯ КОММУТАЦИОННОЙ И ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТЕЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

5.1. Генератор импульсных токов

При разработке высоковольтных аппаратов возникает необходимость проводить их испытания значительными импульсными токами. Такие токи в условиях эксплуатации появляются в результате грозовых разрядов и коротких замыканий в энергосистемах. В лабораторных установках их получают с помощью накопителей энергии, т. е. устройств, в которых в течение длительного времени происходит накопление энергии от источника ограниченной мощности. Разряд за короткий промежуток времени приводит к резкому увеличению мощности, выделяющейся в нагрузку, и протекающего через нее тока. Наиболее распространены накопители емкостные (конденсаторные батареи), индуктивные (катушки с током), механические (большие вращающиеся маховики) и химические (аккумуляторы). При ударах молнии в линии электропередачи и подстанции оборудование подвергается воздействию униполярных импульсов тока порядка 10^4 – 10^5 А с длительностью в несколько десятков микросекунд.

Для имитации токов молнии в лабораторных условиях применяют емкостные накопители, называемые генераторами импульсных токов (ГИТ). Эти же генераторы используют и для исследования явлений, связанных с воздействием больших импульсных токов на элементы электротехнических установок.

К подобным исследованиям относится изучение характеристик заземлителей, термических и электродинамических воздействий импульсных токов на провода, шины и токоведущие части аппаратов. Кроме того, ГИТ используется в физических исследованиях для получения больших импульсных токов, магнитных полей, газоразрядной плазмы и т. д.

Короткие замыкания в мощных сетях сопровождаются протеканием синусоидальных токов в несколько десятков килоампер с длительностью 5–6 периодов промышленной частоты. Такие токи в лабораториях могут быть получены с помощью емкостного накопителя энергии, называемого колебательным контуром.

Для электроэнергетики, большое значение имеет получение импульсов тока с длительностью фронта 4–20 мкс и длиной импульса 10–40 мкс, используемых для испытаний вентильных разрядников и нелинейных ограничителей перенапряжений. Под таким импульсом понимается униполярная волна тока, нарастающая без заметных колебаний до максимума и затем, как правило, более медленно спадающая до нуля. Длина фронта определяется на осциллограммах тока по спрямленному фронту импульса, полученному проведением прямой через значения, равные 10 и 90 % амплитуды импульса. Длительность импульса находится по осциллограммам тока от условного нулевого значения, полученного путем спрямления фронта импульса при определении длины фронта, до момента, когда значение тока на хвосте импульса равно половине амплитуды.

Принципиальная схема ГИТ показана на рис. 5.1. В ней конденсаторная батарея C заряжается от трансформатора T через вентиль VD и зарядный резистор R_3 до максимального значения напряжения трансформатора. После срабатывания разрядника F батарея конденсаторов разряжается на реактор L и резистор R . При этом, если

$$R < 2\sqrt{\frac{L}{C}},$$

то ток разряда будет иметь синусоидальный затухающий характер, собственная круговая частота которого

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Максимальное значение этого тока может быть оценена как

$$I_m = \frac{U_c}{\sqrt{\frac{L}{C}}},$$

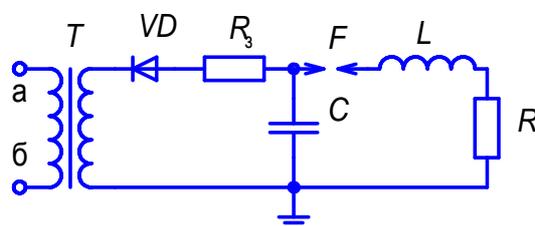


Рис. 5.1. Принципиальная схема ГИТ

где U_c – зарядное напряжение конденсаторной батареи.

Если

$$R \geq 2\sqrt{\frac{L}{C}},$$

то разрядный ток будет иметь аperiodический униполярный характер. На практике требуется получение максимально возможных значений разрядного тока. Поэтому для получения униполярных токов используют, так называемый, критический режим, когда

$$R = 2\sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Тогда время нарастания тока до амплитудного значения может быть оценено

$$t_m = \frac{2L}{R} = \sqrt{LC}$$

и максимальное значение импульсного тока

$$I_m = \frac{U_c}{\sqrt{\frac{L}{C}}} \cdot \frac{1}{e},$$

где $e = 2.73$ – основание натурального логарифма.

5.2 Схемы для испытания высоковольтных выключателей на отключающую способность

Разработка и конструирование высоковольтных выключателей требует многочисленных экспериментов на опытных макетах и образцах, так как важнейшие узлы этих аппаратов – дугогасительные устройства – не могут быть достоверно рассчитаны. Часто возникает необходимость в учете противоречивых требований, предъявляемых к аппарату с точки зрения его коммутационной и пропускной способности, механических характеристик, уровня изоляции и т. д.

Для проверки характеристик высоковольтных выключателей проводят их многочисленные испытания, основными из которых являются исследования коммутационной способности. Эти испытания выполняются для проверки работы выключателей при включении и отключении предельных токов короткого замыкания.

Наибольшую достоверность результатов дают сетевые испытания выключателей. При испытаниях в реальных сетях не требуются дорогостоящие установки, однако им присущ и ряд серьезных недостатков.

При испытаниях на отключение предельной мощности выключатель должен отключить ток короткого замыкания порядка десятков и сотен килоампер при данном номинальном напряжении. В связи с этим для испытаний, проводимых в сети, необходимо выбирать соответствующую схему, при которой

обеспечивается испытательная мощность. Часто для проведения испытаний в сетях нужно частично отключать потребителей энергосистемы. Как показывает опыт, постановка таких испытаний связана с большими трудностями, поскольку для технологического процесса ряда промышленных предприятий требуется бесперебойное энергоснабжение. Кроме того, сильные толчки нагрузки при испытаниях могут нарушить нормальную работу энергосистемы.

Проводить испытание выключателей в полевых условиях не всегда возможно, так как число испытаний при исследовании новых конструкций дугогасящих устройств весьма велико, а режим работы энергосистемы зачастую не позволяет проводить опыты. Кроме того, при разработке выключателей для будущих энергосистем их испытания в существующих сетях могут оказаться просто невозможными из-за недостаточной мощности или номинального напряжения действующих сетей. Поэтому в сетях возможны лишь эпизодические, контрольные испытания выключателей. Для проведения исследования отключающей способности вновь разрабатываемых выключателей, рассчитанных на большие токи отключения, чем токи короткого замыкания в существующих системах, требуются специальные лабораторные установки, которые должны обеспечивать необходимые по величине и форме кривых отключаемого тока и восстанавливающегося напряжения.

Наиболее простая принципиальная схема исследования отключающей способности высоковольтных выключателей с применением ударного генератора приведена на рис.5.2, где e – ЭДС генератора, а L_r – его индуктивность. Ротор генератора предварительно раскручивается в течение длительного времени асинхронным двигателем относительно небольшой мощности до номинальных оборотов. При этом в роторе запасается значительная кинетическая энергия. После замыкания контактов вспомогательного выключателя $Q1$ в момент t_0 (см. рис. 5.2,б) через замкнутые контакты испытуемого выключателя $Q2$ начинает протекать ток короткого замыкания i . Величина этого тока при заданной ЭДС генератора e определяется индуктивностью генератора L_r и внеш-

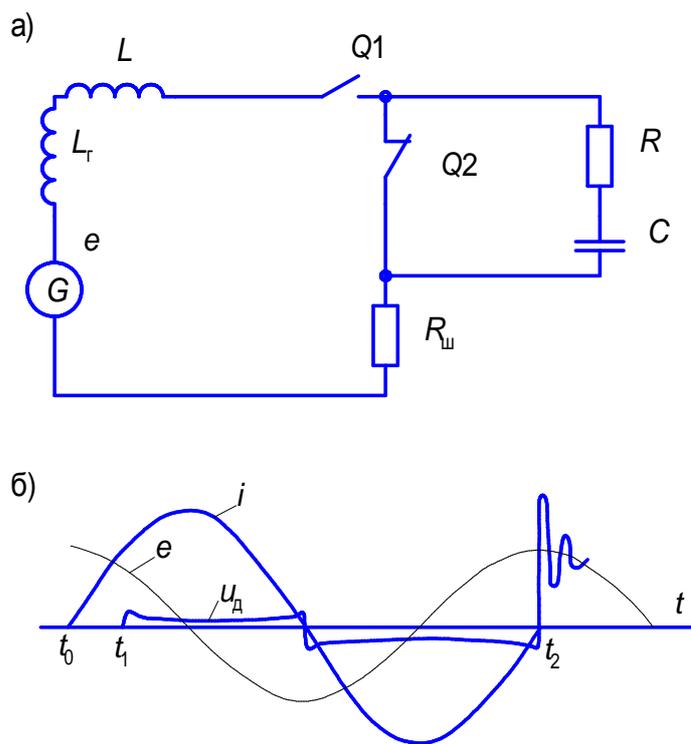


Рис. 5.2. Испытания высоковольтных выключателей с применением ударного генератора: а – принципиальная схема; б – графики тока и напряжений

ней индуктивностью L . В момент t_1 размыкаются контакты испытуемого выключателя $Q2$ и на его контактах появляется напряжение дуги u_d . При переходе тока через нулевое значение (момент t_2), когда контакты испытуемого выключателя разошлись на достаточное расстояние, дуга гасится и происходит восстановление напряжения. Скорость восстановления напряжения определяется индуктивностями L_T и L и специально включенной цепочкой, состоящей из резистора R и емкости C , равной по величине емкости ошиновки, подсоединенной к выключателю. Ток при проведении испытаний записываются на осциллографе с помощью шунта тока с сопротивлением $R_{ш}$, а напряжение – при помощи делителя напряжения (на рис. 5.2 не показан).

Ударные генераторы отличаются от обычных синхронных генераторов тем, что нормальными режимами их работы являются режимы короткого замыкания и холостого хода. В режиме короткого замыкания ударный генератор должен обладать возможно большей мощностью при заданных габаритах, иметь высокую электродинамическую и термическую устойчивость обмоток. В режиме восстановления напряжения на испытуемом выключателе генератор подвергается частым воздействиям значительных коммутационных перенапряжений, что определяет повышенные требования к изоляции его обмоток. Для увеличения мощности испытательной установки используется параллельное включение нескольких генераторов, что, однако, существенно усложняет установку и увеличивает ее стоимость.

Необходимо отметить высокую трудоемкость и стоимость проведения испытаний выключателей на установках с ударными генераторами. Кроме того, эти испытания связаны с некоторой вероятностью повреждения дорогостоящего генератора

В 1937 г. профессор Ленинградского политехнического института А. А. Горев предложил использовать схему с колебательным разрядом емкости (называемую колебательным контуром Горева) для испытания выключателей на отключающую способность. Разряжая мощную батарею конденсаторов $C1 - Cn$ через реактор L на испытуемый выключатель Q (см. рис. 5.3), при надлежащем подборе параметров колебательного контура можно получить заданную частоту колебательного разряда и необходимую амплитуду тока. Форма восстанавли-

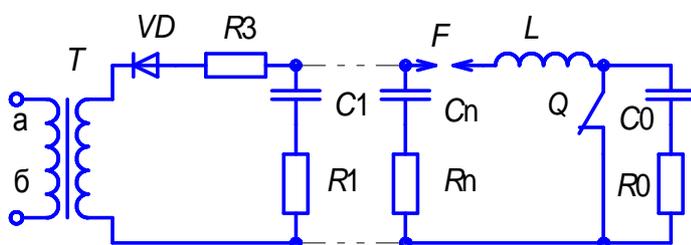


Рис. 5.3. Схема для испытания высоковольтных выключателей с помощью колебательного контура

вающегося напряжения регулируется цепочкой $R0 - C0$. Резисторы $R1 - Rn$ с сопротивлением порядка одного Ома служат для защиты от взрыва конденсаторной батареи в случае пробоя одного из ее конденсаторов. Изготавливаются они из стальной проволоки путем намотки на фарфоровый цилиндр диаметром

около 200 мм и длиной 400–500 мм в заготовленные пазы с шагом 3–5 мм.

Применение этой схемы позволяет создать мощную испытательную установку при сравнительно ограниченных капиталовложениях. Необходимо отметить, что и эксплуатационные расходы в этом случае существенно ниже, чем в схемах с ударными генераторами. Однако для получения предельных токов отключения емкость конденсаторов становится чрезмерно большой, а так как напряжение на дуге испытуемого выключателя приводит к усилению затухания тока колебательного контура, то, несмотря на внешнюю простоту, испытания коммутационной способности выключателей на колебательных контурах становятся затруднительными. Поэтому в последнее время нашли широкое применение методы синтетических исследований коммутационной способности выключателей сверхвысокого напряжения.

В процессе горения мощной электрической дуги напряжение между контактами выключателя U_d , как правило, составляет лишь несколько процентов от номинального напряжения. После ее погасания между контактами восстанавливается высокое напряжение, а ток в цепи становится равным нулю (см. рис. 5.2,б). Это дает возможность применить для испытания два определенным образом синхронизированных между собой источника относительно небольших мощностей: источника основного тока отключения с напряжением порядка 6–20 кВ и источника высокого напряжения с током в 3–6 раз меньшим, чем ток отключения.

При таких синтетических испытаниях (см. рис. 5.4,а), источником ЭДС e_T цепи отключаемого тока является ударный генератор или сеть энергосистемы, которые для увеличения тока отключения подключаются через понижающие силовые

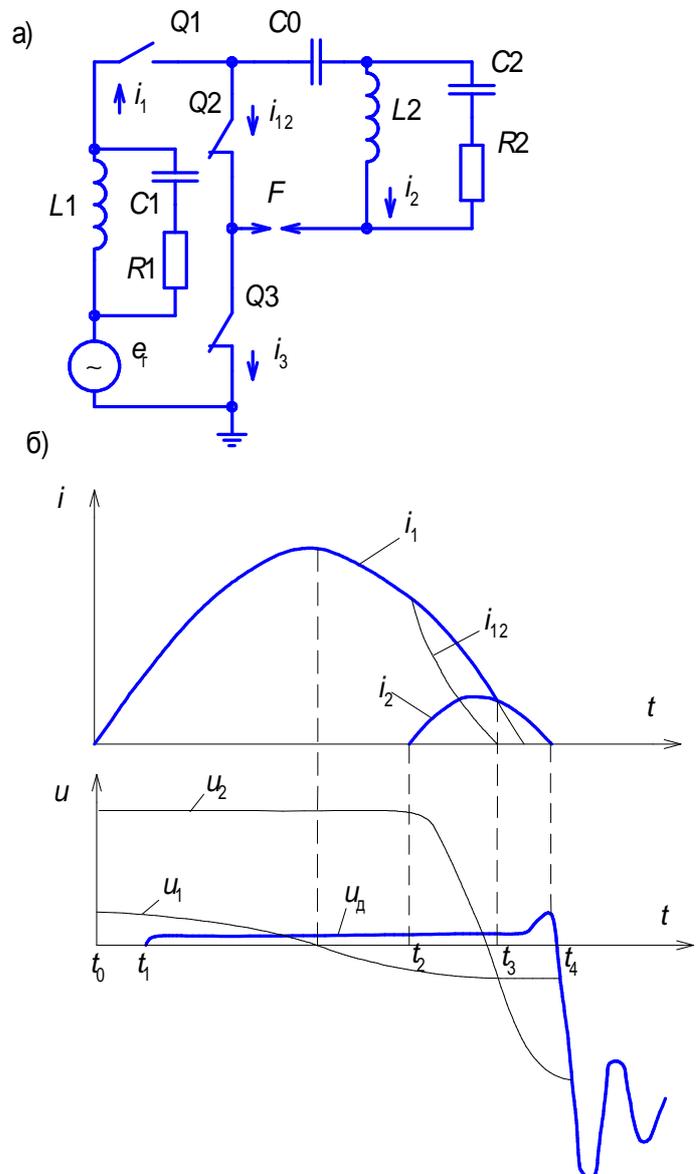


Рис. 5.4. Синтетические испытания выключателей: а – принципиальная схема; б – графики токов и напряжений

трансформаторы. Индуктивность $L1$ представляет собой эквивалентную индуктивность генератора (или энергосистемы) и силовых трансформаторов. Источником цепи высокого напряжения является колебательный контур Горева $L2 - C0$, настроенный на повышенную частоту порядка $f_2 = 150-300$ Гц.

В момент времени t_0 (см. рис. 5.4,б) включается аппарат $Q1$ и через замкнутые контакты выключателей $Q2$ и $Q3$ начинает протекать ток i_1 . В момент времени t_1 одновременно размыкаются контакты отключающего устройства $Q2$ и испытуемого выключателя $Q3$. За заданный промежуток времени (определяемый частотой f_2) до перехода тока i_1 через нулевое значение, в момент времени t_2 срабатывает управляемый разрядник F и в контуре высокого напряжения $C2 - L2 - F - Q2$ начинает протекать ток i_2 . Батарея конденсаторов C_0 заряжена так, что через отключающее устройство $Q2$, после момента времени t_2 , будет проходить ток i_{12} , равный разности токов i_1 и i_2 . Поэтому в момент времени t_3 , когда токи i_1 и i_2 по абсолютной величине становятся равными, ток в $Q2$ проходит через нуль и дуга в нем гасится. При этом испытуемый выключатель $Q3$ еще за некоторый промежуток времени (порядка 300–800 мкс) до перехода в нем тока через нулевое значение оказывается включенным в последовательную цепь $L1 - C2 - L2$, образованную из двух контуров, параметры которых в первом приближении выбираются из следующих соотношений:

$$U = U_1 + U_2; L = L1 + L2; U_1 / L1 = U_2 / L2,$$

где U – наибольшее рабочее фазное напряжение, заданное условиями испытания; L – индуктивность, определяющая величину тока отключения выключателя (тока короткого замыкания, заданного условиями испытания); U_2 – зарядное напряжение конденсаторной батареи $C0$ и U_1 – напряжение в контуре тока i_1 .

Производные токов di_1 / dt , di_2 / dt и di / dt при подходе к нулевому значению будут совпадать между собой, так как

$$di_1 / dt |_{i_1=0} = U_1 / L1; \quad di_2 / dt |_{i_2=0} = U_2 / L2$$

$$di / dt |_{i=0} = (U_1 + U_2) / (L1 + L2) = U_1 / L1 = U_2 / L2.$$

Ток I_2 в контуре высокого напряжения $L2 - C0$ будет в несколько раз меньше тока отключения, поскольку

$$\omega_2 / \omega_1 = n, \quad I_2 = U_2 / \omega L2 = U_2 / n \omega_1 L2_2,$$

или с учетом равенства $U_2 / L2 = U_1 / L1$

$$I_2 = U_1 / n \omega_1 L1 = I_1 / n,$$

т.е. значение тока в контуре высокого напряжения понижается пропорционально увеличению его частоты.

Цепочки $R1 - C1$ и $R2 - C2$, подключенные параллельно индуктивностям $L1$ и $L2$ соответственно, позволяют регулировать скорость нарастания и форму восстанавливающегося напряжения.

Так как процессы, определяющие условия гашения дуги, начинают развиваться за несколько сот микросекунд до перехода тока через нуль, а испытуемый выключатель в схеме (см. рис. 5.4,а) при этом уже находится в тех же

условиях, что и в цепи полной мощности, то синтетическая схема обеспечивает эквивалентные условия испытания.

Выбор параметров синтетической схемы на примере испытания элегазового выключателя на напряжения 110 кВ с током отключения 40 кА осуществляется следующим образом. Сначала определяется полная индуктивность контура испытательной схемы

$$L = \frac{U_{\text{нб}}}{\sqrt{3}I\omega} = \frac{126}{\sqrt{3} \cdot 40 \cdot 314} = 5.8 \text{ мГн.}$$

Здесь $U_{\text{нб}}$ – наибольшее рабочее напряжения, а I – ток отключения, задаваемый нормативными документами на выключатель.

Далее вычисляется индуктивность контура тока. Если учесть, что на многих испытательных стендах $U_1 = 6$ кВ (см. рис. 5.4,б), то

$$L1 = \frac{U_1}{I\omega} = \frac{6}{40 \cdot 314} = 0.48 \text{ мГн.}$$

Индуктивность контура напряжения

$$L2 = L - L1 = 5.8 - 0.48 = 5.32 \text{ мГн}$$

и зарядное напряжение конденсаторной батареи $C0$

$$U_2 = U_{\text{нб}} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} - U_1 = 126 \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} - 6 = 97 \text{ кВ.}$$

Скорость нарастания напряжения сразу после погашения дуги определяется сопротивлением резистора, шунтирующим индуктивность контура испытательной схемы. Скорость нарастания напряжения согласно нормативным документам для этого выключателя $du/dt = 2$ кВ/мкс. Тогда

$$R = \frac{du/dt}{\sqrt{2}I\omega} = \frac{2 \cdot 10^6}{\sqrt{2} \cdot 40 \cdot 314} = 113 \text{ Ом.}$$

Если распределить это сопротивление по контурам, то получим

$$R1 = \frac{RL1}{L} = \frac{113 \cdot 0.48}{5.8} = 9.35 \text{ Ом} \text{ и } R2 = \frac{RL2}{L} = \frac{113 \cdot 5.32}{5.8} = 103.6 \text{ Ом.}$$

Форму восстанавливающегося напряжения определяет емкость, включенная последовательно с сопротивлением R . Для того чтобы получить превышение максимального значения восстанавливающегося напряжения над максимальным значением наибольшего рабочего, эта емкость может быть вычислена по следующей формуле

$$C = 0.737^2 \frac{L}{R^2} = 0.737^2 \frac{5.8 \cdot 10^{-3}}{113^2} = 0.25 \text{ мкФ.}$$

Если распределить пропорционально индуктивностям по контурам, то получим

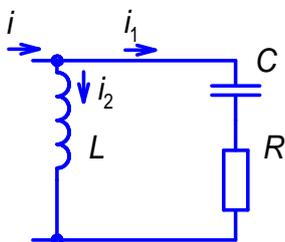
$$C1 = \frac{CL}{L1} = \frac{0.25 \cdot 5.8}{0.48} = 3 \text{ мкФ} \text{ и } C2 = \frac{CL}{L2} = \frac{0.25 \cdot 5.8}{5.32} = 0.27 \text{ мкФ.}$$

Для расчета восстанавливающегося напряжения схема (см. рис. 5.4,а) на основе метода эквивалентного генератора может быть преобразована в более

простую, показанную на рис. 5.5,а. Здесь L , C , R – индуктивность, емкость и сопротивление соответственно контура полной мощности (параметры их рассчитаны выше), а i – ток источника линейно нарастающего тока, равный

$$i = \sqrt{2}I\omega = \sqrt{2} \cdot 40 \cdot 10^3 \cdot 314 = 17.8 \text{ А/мкс.}$$

а)



б)

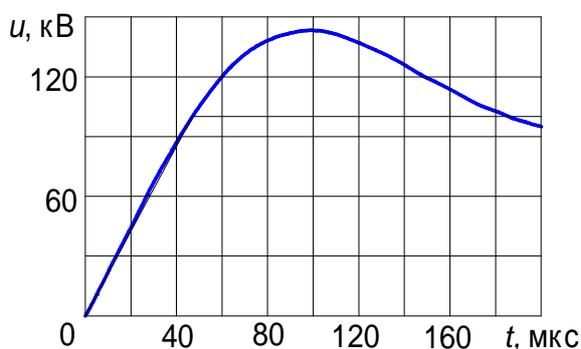


Рис.5.5. К расчету напряжения: а – расчетная схема; б – кривая восстанавливающегося напряжения

Расчет кривой восстанавливающегося напряжения может быть произведен при помощи любых программных пакетов, позволяющих проводить анализ переходных процессов в электрических схемах. Он так же может быть осуществлен путем решения численными методами следующей системы дифференциальных уравнений, написанных в форме Коши

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{u + i_1 R}{L}$$

$$\frac{du}{dt} = \frac{i_1}{C},$$

где $i_1 = i - i_2$, а u – напряжение на емкости C .

Для примера на рис. 5.5,б приведена кривая восстанавливающегося напряжения на контактах выключателя, рассчитанная по схеме (см. рис.5.5,а) с

помощью пакета Micro Cap V и обработанная средствами “Компас 5.10”. Тонкой горизонтальной линией указано установившееся значение напряжения.

5.3. Схемы для исследования пропускной способности нелинейных ограничителей перенапряжений

Одним из основных видов испытаний ОПН являются рабочие испытания, в ходе которых он подвергается комплексу воздействий токов и напряжений различной формы, в наибольшей степени воспроизводящих в лаборатории реальные воздействия в условиях эксплуатации.

Как показывает опыт эксплуатации, длительный ток, протекающий через ОПН, не приводит к каким-либо заметным изменениям его защитных характеристик. Однако остается открытым вопрос о том, не изменяются ли эти характеристики после протекания через варисторы большого импульсного тока грозовых перенапряжений. При этом можно предположить, что такие изменения могут появиться при приложении к ОПН рабочего напряжения промышленной частоты как сразу после протекания через него импульсного тока, так и спустя некоторое время (секунды или даже минуты). В этих случаях характеристики ОПН перестают быть стабильными, что может привести при дальнейшей экс-

плуатации к его повреждению.

Во всех случаях рабочих испытаний ОПН испытательные установки имеют много общего. Они должны предусматривать подачу на испытуемый образец в определенной последовательности напряжения промышленной и определенной комбинации импульсных воздействий, имитирующих прямой удар молнии (импульсы большого тока), грозовые воздействия (импульсы нормированного тока 8/20 мкс) или воздействия коммутационных перенапряжений (прямоугольные импульсы заданного тока длительностью 2000-4200 мкс) нормированного тока “8/20” представляет собой униполярный импульс тока с условной длительностью фронта $T_{\phi} = 8 \pm 1$ мкс и длительностью импульса $T_{и} = 20 \pm 2$ мкс. Условная длительность фронта представляет собой время, превышающее в 1.25 раза время нарастания тока от 10 до 90 % от максимального значения импульса тока. Условным началом импульса является точка пересечения оси времени и прямой, проведенной через точки, когда значение импульса равно 10 и 90 % (см. рис. 5.6,б). Интервал времени между условным началом импульса и моментом на спаде, когда ток уменьшается до половины от максимального значения, принимается за длительность импульса.

Расчет кривой импульсного тока может быть произведен с помощью пакета Micro Cap V. При этом может использоваться только часть вольт-амперной характеристики, т. е. только те ее точки, которые находятся в пределах рассчитываемых токов. Для варистора, вольт-амперная характеристика которого представлена в табл. 5.1, импульс тока “8/20” может быть получен в схеме, показанной на рис. 5.6,а.

Т а б л и ц а 5.1
Расчетная вольт-амперная характеристика варистора

I , А	0,001	25	70	175	1050	2000
U , кВ	2,68	3,44	3,5	3,83	4,12	4,25

При этом, как показывает анализ, параметры схемы должны иметь следующие значения: $C_1 = 5$ мкФ; $L = 16$ мкГн; $R = 2$ Ом. Для этих параметров длительность фронта импульса $T_{\phi} = 7.8$ мкс и длительность импульса $T_{и} = 22$ мкс (см. рис. 5.6,б). При зарядном напряжении батареи $U_c = 11$ кВ максимальное значение импульса тока составляет 2 кА. Для получения других значений тока следует изменить величину зарядного напряжения.

Одним из видов типовых испытаний нелинейных ограничителей перенапряжений являются испытания прямоугольными импульсами тока. Такие испытания входят также в качестве одного из этапов в рабочие испытания ОПН грозовыми импульсами.

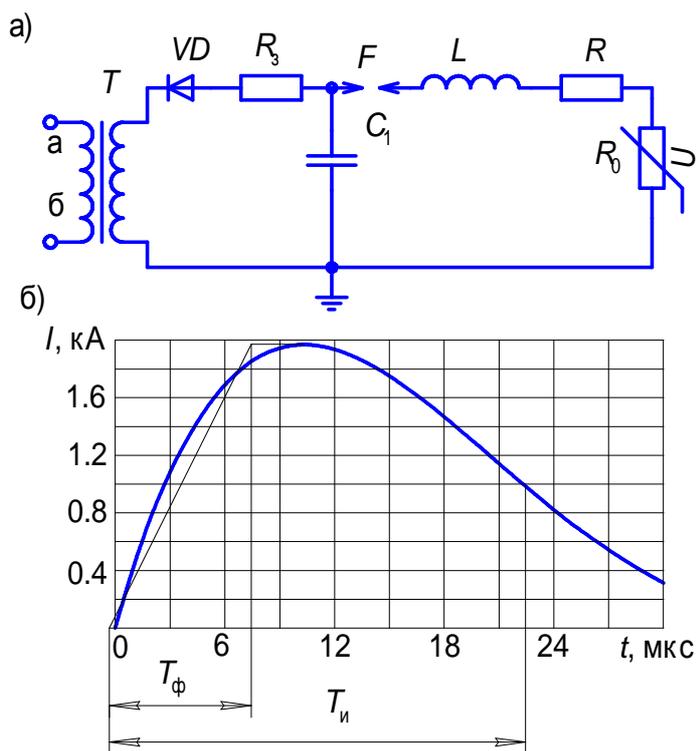


Рис.5.6. К испытанию ОПН: а – принципиальная схема установки; б – импульс тока “8/20”

По рекомендациям МЭК под прямоугольной импульсной волной понимается волна, которая быстро возрастает до максимальной величины, остается практически постоянной в течение установленного времени, а затем быстро падает до нуля.

Параметрами, определяющими прямоугольную импульсную волну, являются полярность, максимальное значение, условная длительность максимальной величины и условная полная длительность. За условную длительность максимальной величины прямоугольной волны T (см. рис. 5.7,б) принимается время, в течение которого мгновенное значение волны больше 90 % от максимального значения. Полная условная длительность волны T_{Π} – это время в течение которого мгновенное значение волны превышает 10 % максимального значения. Если есть незначительные колебания на фронте волны, то должна быть вычерчена средняя кривая для определения момента достижения значения, равного 10 %.

При испытаниях в коммутационном режиме ограничителей перенапряжений с номинальным разрядным током 10 и 20 кА генератор импульсов представляет собой модель линии электропередачи, причем нормируется волновое сопротивление линии, зарядное напряжение генератора и условная длительность амплитуды импульса. В процессе испытаний ограничителей, рассчитанных на меньшую пропускную способность, нормируются не характеристики моделируемой линии электропередачи, а параметры прямоугольного импульса тока, подаваемого на образцы. Эти импульсы должны удовлетворять следующим требованиям:

- условная длительность максимального значения должна составлять 100–120 % от нормированного значения;
- условная полная длительность не должна превышать 150 % от условной длительности максимального значения;
- колебания или первоначальный бросок не должны превышать 10 % от максимального значения тока; если имеются колебания, то для определения максимального значения тока должна быть проведена средняя кривая.

– максимальное значение тока должно составлять 90–110 % нормируемого значения.

Прямоугольный импульс тока с нормированной условной длительностью $T = 2$ мс может быть получен в схеме (см. рис. 5.7,а) при числе ячеек $n = 7$. Для варистора с вольт-амперной характеристикой, представленной в табл. 5.2 необходимо параметры схемы сделать следующими:

Т а б л и ц а 5.2

Расчетная вольт-амперная характеристика варистора

I, A	185	285	440	5000
$U, кВ$	8.1	8.4	8.7	11.1

$L = 2.2$ мГн; $C = 15$ мкФ; $L1 = 4$ мГн и $R = 12$ Ом. Для получения импульса тока с максимальным значением 400 А зарядное напряжение конденсаторов цепочки должно быть 18.5 кВ. Как видно из рис. 5.7,б условная длительность импульса составляет $T = 2.2$ мс и полная длительность – $T_n = 3.1$ мс, что укладывается в допустимые требования пределы. Резистор $R = \sqrt{\frac{L}{C}}$ обеспечивает

спад тока до нуля. При большем его значении импульс тока не спадает до нуля, а при меньшем – после окончания импульса возникает обратный импульс, имеющий значительное максимальное значение. Кроме этого резистор R уменьшает длительность фронта импульса и одновременно удлиняет его хвост, что вызывает резкое увеличение полной длительности импульса.

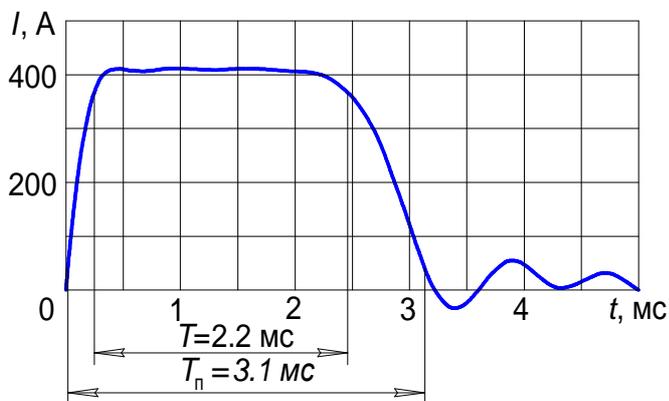
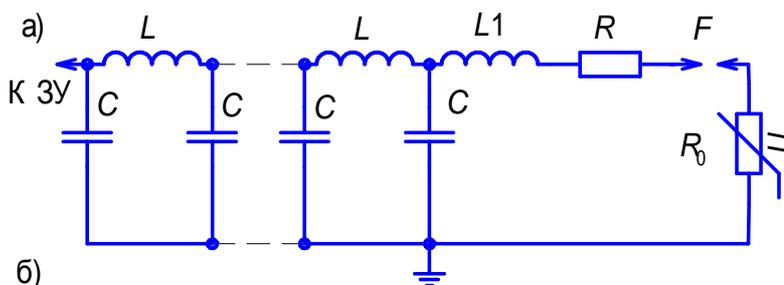


Рис. 5.7. ГИТ прямоугольных импульсов: а – принципиальная схема; б – форма импульса

Необходимые параметры импульса тока через испытуемый образец определяются числом звеньев цепной схемы и величиной ее отдельных элементов. Как показывают расчеты, условные длительность импульса T и полная длительность T_n увеличиваются с ростом индуктивности звена L или его емкости C , а также при увеличении числа звеньев. Изменение $L1$ мало влияют на условную и полную длительность импульса, однако при малых значениях $L1$ наблюдаются значительные колебания тока на фронте и максимальном значении

импульса, превышающие допустимые 10 % от максимального значения. Параметры импульса, удовлетворяющие нормам, обычно могут быть получены лишь при $L1 > L$ (см. рис. 5.7,а). Однако при увеличении выходной индуктивности имеет место большое сглаживание фронта импульса, главным образом, на уровне 0.9–1.0 максимального значения, и заметный спад тока в пределах заданных величины тока и длительности импульса. Этот спад может быть снижен при уменьшении емкости выходного звена, а также при шунтировании двух ближайших к ОПН индуктивностей резисторами, сопротивления которых близки к характеристическому сопротивлению цепной схемы.

Испытания оксидно-цинковых варисторов ОПН импульсами тока 8/20 мкс и прямоугольными импульсами тока позволяют оценить их пропускную способность. Однако полную информацию о защитных характеристиках и пропускной способности ОПН могут дать только их рабочие испытания. В соответствии с международными нормами предусмотрены два вида рабочих испытаний металлооксидных разрядников без искровых промежутков (ОПН):

- рабочие испытания грозowymi импульсами;
- рабочие испытания коммутационными импульсами.

При рабочих испытаниях ОПН грозowymi импульсами образцы подвергаются воздействию двух импульсов большого тока (от 10 до 100 кА в зависимости от класса ограничителя) 4/10 мкс. Между импульсами производится нагрев испытуемого образца до температуры 60 ± 3 °С. Не позже, чем через 100 мс после последнего импульса большого тока к образцу должно быть приложено напряжение промышленной частоты, равное наибольшему рабочему $U_{нб}$, которое через 10 с должно быть уменьшено до нормированного напряжения $U_{норм}$. Последнее напряжение выдерживается на образце в течение 30 мин для подтверждения термической стабильности или термической неустойчивости ОПН. Для контроля такой стабильности должен непрерывно регистрироваться один из трех следующих параметров образца:

- температура варисторов;
- активная составляющая тока;
- мощность потерь в варисторах.

Схема испытательной установки при проведении рабочих испытаний ОПН грозowymi импульсами по методике МЭК приведена на рис. 5.8. Установка содержит генератор импульсных токов и источник напряжения промышленной частоты. Генератор состоит из батареи конденсаторов C , демпферного резистора R , реактора L и искрового разрядника F . Напряжение промышленной частоты подается на испытуемый образец R_{03} через трансформатор T от ударного генератора или мощной сети питания, которые подключаются к точкам а – б (см. рис. 5.8). Для защиты трансформатора от импульсных воздействий служат реактор $L1$ и конденсатор $C1$, а так же ограничитель перенапряжений R_{01} . Ступенчатое изменение напряжения промышленной частоты на испытуемом образце обеспечивается с помощью выключателя $Q2$, который в нужный момент

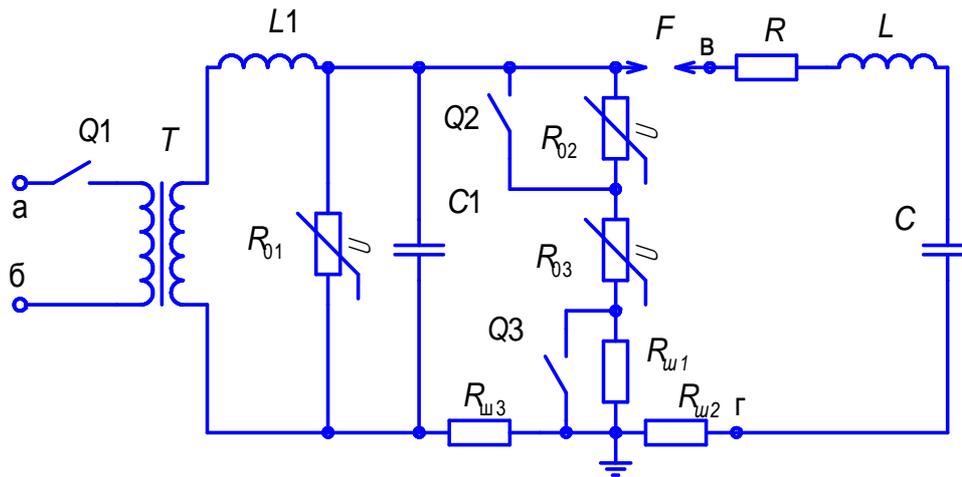


Рис. 5.8. Принципиальная схема установки для рабочих испытаний ОПН

шунтирует нелинейный резистор R_{02} . Для измерения токов в соответствующих цепях установлены малоомные резисторы – шунты $R_{ш1}$, $R_{ш2}$ и $R_{ш3}$. Выключатель $Q1$ обеспечивает подачу напряжения питания на силовой трансформатор. Выключатель $Q3$ шунтирует $R_{ш1}$ на время протекания импульсного тока, чтобы исключить подачу повышенного напряжения на регистрирующий прибор. Работа коммутирующих аппаратов обеспечивается от специального автоматического прибора управления.

Аналогичным образом работает и схема испытательной установки для рабочих испытаний ОПН коммутационными импульсами по методике МЭК, только вместо ГИТ к точкам в – г (см. рис. 5.8) подключается цепная схема (см. рис. 5.7,а), которая формирует прямоугольный импульс тока.

ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИЕ УСТАНОВКИ

6. МАЛОИНДУКТИВНЫЙ ГЕНРАТОР ИМПУЛЬСНЫХ ТОКОВ

6.1 Принципиальные схемы

Для электрофизических исследований применяют малоиндуктивные генераторы импульсных токов с энергией до 10^5 МДж. ГИТ на энергию до 50 кДж может быть выполнен в виде батареи конденсаторов с одним разрядником. Накопители с энергией 10^5 Дж и выше создают в виде однотипных модулей (ячеек), состоящих из одного или нескольких конденсаторов с общим коммутатором. Энергия одного модуля, исходя из условий взрывобезопасности и пропускной способности коммутатора по току, выбирается равной 10–30 кДж, и лишь в отдельных случаях может быть увеличена до 50–100 кДж. Все модули работают синхронно, параллельно на общую нагрузку. При этом возникает необходимость в дополнительных сборных шинах (коллекторах), к которым подводится ток от модулей и присоединяется нагрузка. Принципиальная схема ГИТ на большую энергию, состоящего из N модулей (ячеек), показана на рис. 6.1,а, где C_k – емкости конденсаторов модулей; S – коммутаторы; L – передающая линия; ЦШ – центральные шины и H – нагрузка. Для определения параметров ГИТ или расчета кривой импульсного тока этой схеме следует придать более простой вид. На основании принципиальной схемы ГИТ можно составить эквивалентную схему (рис. 6.1,б), где $C_m = n_k C_k$ – емкость модуля; n_k – количество конденсаторов модуля; L_m и R_m – индуктивность и сопротивление модуля; L_s и R_s – индуктивность и сопротивление коммутатора; L_l и R_l – индуктивность и сопротивление передающей линии одного модуля; $L_{цш}$ и $R_{цш}$ – индуктивность и сопротивление центральных шин; L_n и R_n – индуктивность и сопротивление нагрузки.

Эта схема приводится к простейшей схеме (см. рис. 6.1,в), где

$$C_{\Gamma} = C_m N, \quad L_{\Gamma} = \frac{L_m}{N} + \frac{L_s}{N} + \frac{L_n}{N} + L_{цш}, \quad R_{\Gamma} = \frac{R_{\Gamma}}{N} + \frac{R_s}{N} + \frac{R_n}{N} + R_{цш}$$

и затем к схеме (см. рис. 6.1,г), $C = C_{\Gamma}$; $L = L_{\Gamma} + L_n$; $R = R_{\Gamma} + R_n$.

Переходный процесс разряда емкости в этой схеме, как известно, описывается дифференциальным уравнением

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di}{dt} + \frac{1}{LC} = 0.$$

В случае индуктивной нагрузки, когда ток разряда имеет колебательный характер, решение этого уравнения имеет вид

$$i(t) = I_m e^{(-\delta t)} \sin(\omega t),$$

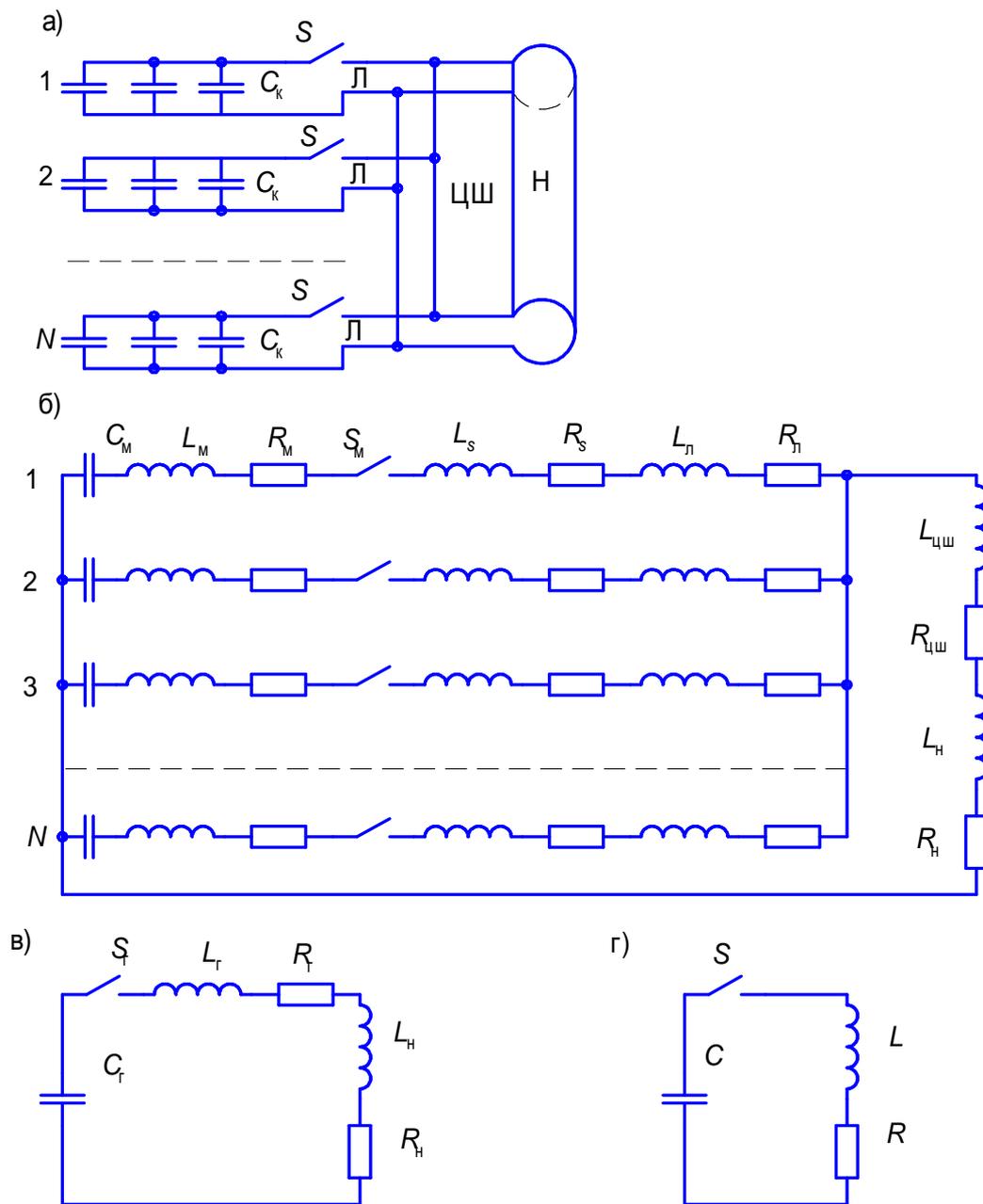


Рис. 6.1. Схемы малоиндуктивного ГИТ: а – принципиальная; б – эквивалентная; в – одноконтурная; г – расчетная

где $I_m = \frac{U_c}{\sqrt{\frac{L}{C}}}$ – амплитудное значение тока разряда; U_c – зарядное напряжение конденсаторной батареи;

$\delta = R / 2L$ – декремент колебаний и $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ – собственная круговая частота.

В тех случаях, когда возникает необходимость получения графического отображения тока разряда можно воспользоваться пакетами программ, такими как Micro Cap, Or Cad и им подобными, где для получения результата требуется только нарисовать средствами пакетов схему и задать параметры.

Для получения импульсов тока униполярной формы путем включения в цепь разряда активного сопротивления колебательный разряд переводят в аperiodический режим разряда. При этом, как известно, существенно уменьшается максимальное значение импульса. Чтобы избежать этого уменьшения, в малоиндуктивных ГИТ используют метод кроубар – закорачивание нагрузки разрядником в момент первого максимума тока или после первого полупериода тока (метод отсечки). Эквивалентная схема для этого случая и кривые импульсного тока в нагрузке и напряжения на конденсаторах для $C = 50$ мкф, $L_T = 50$ нГн, $R_T = 3$ мОм, $L_2 = 20$ нГн, $R_2 = 3$ мОм, $L_H = 400$ нГн, $R_H = 1$ мОм при зарядном напряжении конденсаторов $U_0 = 30$ кВ показаны на рис. 6.2.

При включении ключа S_1 начинается протекание тока в контуре ГИТ и в

нагрузке. Нарастание этого тока происходит по синусоидальному закону. К моменту максимума тока энергия из конденсаторов ГИТ

$$W_{\Gamma} = \frac{CU_0^2}{2}$$

переходит в энергию магнитного поля нагрузки и индуктивности контура ГИТ

$$W_H = \frac{L_H I_m^2}{2}, W_{\Gamma} = \frac{L_{\Gamma} I_m^2}{2}.$$

При включении ключа S_2 в момент максимума тока ($t = 8$ мкс см. рис. 6.2,б) образуются два связанных контура, и возникает переходный процесс, в результате которого энергия, запасенная в нагрузке W_H и в индуктивности ГИТ W_{Γ} , рассеивается в активных сопротивлениях цепей.

Между ветвями цепи с ключом S_2 и нагрузкой ток делится обратно пропорционально индуктивностям. Амплитуда колебаний на вершине импульса после момента времени $t = 8$ мкс определяется в

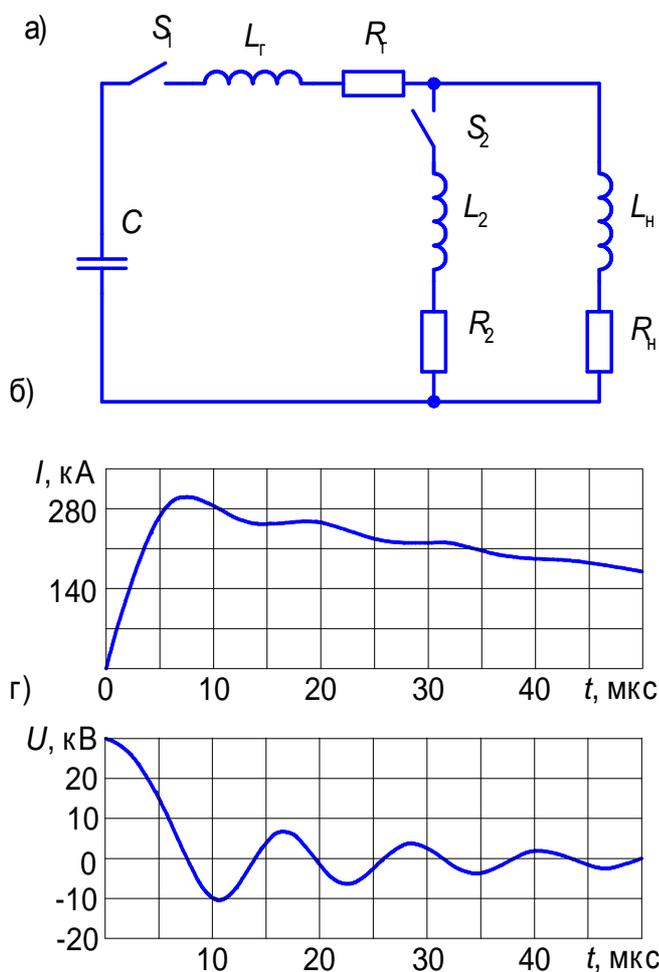


Рис. 6.2. Метод “Кроубар”: а – эквивалентная схема; б – график тока; г – кривая изменения напряжения на конденсаторах

основном индуктивностью L_2 . Для уменьшения амплитуды этих колебаний надо уменьшать L_2 так, чтобы соблюдалось условие $L_2 \ll L_H$.

При включении ключа S_2 в момент максимума тока напряжение на нагрузке и на ключе S_2 близко к нулю. Поэтому при выборе коммутатора, используемого в качестве ключа S_2 , необходимо иметь в виду, что сначала при включении S_1 он должен выдерживать полное рабочее напряжение батареи U_0 , а его включение должно производиться, когда напряжение на нем близко к нулю. Таким образом, коммутатор должен иметь пределы срабатывания по напряжению от почти нулевого напряжения до номинального напряжения установки.

6.2. Импульсные конденсаторы

Один из наиболее важных показателей ГИТ – удельная энергоемкость – энергия, запасаемая в единице объема накопителя, или единице массы. Для импульсных конденсаторов этот показатель составляет 50–100 кДж/м³ (30–70 Дж/кг), для батареи в целом, с учетом других элементов ГИТ, он в несколько раз ниже. При заданной энергии батареи $W = \frac{1}{2}CU^2$ импульсная мощность пропорциональна U^2/R в случае питания активной нагрузки с сопротивлением $R > 2\sqrt{L_0/C}$, где L_0 – собственная индуктивность ГИТ, и пропорциональна $U \sqrt{\frac{W}{L_0 + L_H}} \cdot \left(\frac{L_H}{L_0 + L_H} \right)$ – в случае питания индуктивной нагрузки L_H .

Отсюда следует, что для получения максимальной импульсной мощности при заданной энергии, с одной стороны, можно увеличивать рабочее напряжение U , а с другой стороны, необходимо уменьшать L_0 – собственную индуктивность ГИТ. Однако эти два условия несовместимы. При возрастании рабочего напряжения увеличиваются толщина изоляции и длина всех изоляционных промежутков, а вследствие этого и собственная индуктивность ГИТ. Причем в процентном отношении рост индуктивности значительно превышает рост напряжения, особенно при напряжении выше 50 кВ. Поэтому рабочее напряжение ГИТ обычно не выше указанного значения. Уменьшение собственной индуктивности ГИТ достигается параллельным включением специальных малоиндуктивных конденсаторов с высокой удельной энергоемкостью, использованием плоской или коаксиальной ошиновки с малой толщиной изоляции, параллельным включением большого числа малоиндуктивных кабелей, а также за счет применения малоиндуктивных коммутаторов и сокращения длин всех изоляционных промежутков. Использование энергоемких конденсаторов позволяет сократить размеры установки и тем самым уменьшить длину токоведущих элементов а, следовательно, их индуктивность.

Большинство типов импульсных конденсаторов для ГИТ из соображения взрывобезопасности делают в металлическом баке. Один вывод конденсатора (см. рис.6.3) соединен с его корпусом *1* и выполнен в виде ряда шпилек *2*, проходящих по краю бака, другой, высоковольтный вывод, выполнен также в виде

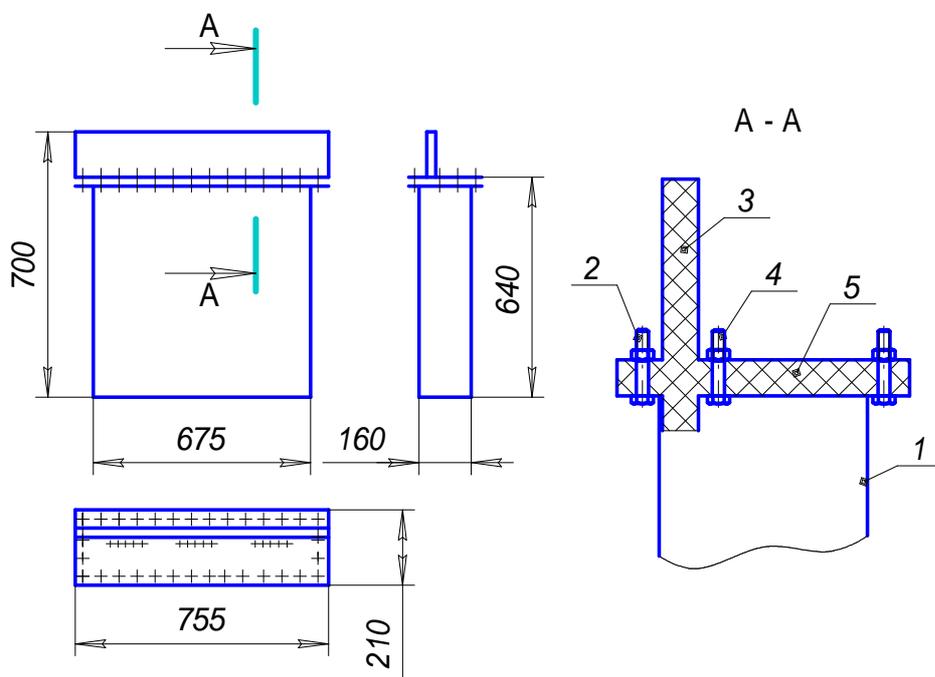


Рис. 6.3. Конструктивное выполнение малоиндуктивного конденсатора с плоскими шинами вывода

ряда шпилек *4* в изоляционной крышке *5*. Между этими рядами шпилек установлена изоляционная перегородка *3* (гребешок). Подсоединение такого конденсатора к разрядному контуру ГИТ производится плоскими шинами с пленочной изоляцией между ними. Другой вариант конструкции малоиндуктивного вывода конденсатора показан на рис.6.4. Здесь высоковольтный вывод конденсатора выполнен в виде металлической шпильки *2* в центре проходного изолятора *3*. Другим выводом является бак конденсатора *1*, в котором имеются отверстия с резьбой для крепления шин при помощи болтов.

В импульсных конденсаторах в качестве изоляции используется конденсаторная бумага, пропитанная растительным или минеральным маслом. Рабочая напряженность электрического поля в таких конденсаторах может достигать 70–80 кВ/мм. Энергия, запасаемая в единице объема (удельная энерго-

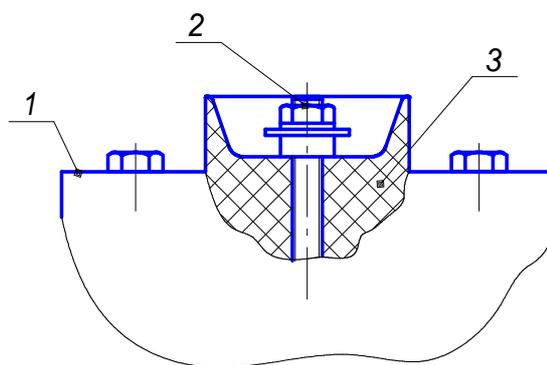


Рис. 6.4. Конструктивное выполнение вывода малоиндуктивного конденсатор

емкость), для таких конденсаторов может составлять 100 Дж/дм^3 . Конденсаторы с бумажно-масляной изоляцией на частоте $10^4 - 10^5 \text{ Гц}$ имеют добротность 10–15 и применяются для работы в режиме одиночных импульсов. Они могут быть использованы при небольшой частоте повторения импульсов (1–2 импульса в минуту), но при этом импульс тока разряда должен иметь аперiodическую форму или колебательную форму с большим декрементом колебаний 2–10 и более.

Основные технические характеристики некоторых типов импульсных конденсаторах, выпускаемых отечественной промышленностью, приведены в табл. 6.1 и 6.2.

Т а б л и ц а 6.1

Параметры и номинальный режим работы конденсаторов

N п/п	Конденсатор	$U_{\text{ном}}$ кВ	$C_{\text{н}}$ мкФ	$W_{\text{н}}$ Дж	w , Дж/дм ³	L , нГн	Режим разряда			Ресурс 10 ³ , имп.
							$I_{\text{нм}}$, кА	Δ	f , Гц	
1	ИК–6–150	6	150	2700	98	60	40	2	0.01	10
2	ИК–25–12	25	12	3750	57	40	200		0.01	3
3	ИКМ–25–12	25	12	3750	57	25	250	1.5	0.05	3
4	ИК–40–5	40	5	4000	60	40	200	1.5	0.01	3
5	ИК–50–3	50	3	3750	57	40	200	1.5	0.01	3
6	ИК–100–0.25	100	0,25	1250	56	150	50	1.5	0.05	5
7	ИК–100–0.4	100	0,4	2000	90	150	50	1.5	0.05	2
8	КМК–30–10	30	10	4500	65	10	300	1.4	0.1	10
9	КМК–40–6	40	6	4800	55	10	300	1.4	0.1	10
10	КМКИ–50–0.1	50	0.1	125	30,6	20	80	1.4	0.1	10
11	КМВД–50–0.1	50	0.1	125	8	15	80	1.2	1.0	10000
12	КМК–50–4	50	4	5000	64	15	4000	1.4	0.1	10
13	КМКИ–60–2	60	2	3600	160	20	300	25	0.004	1.0
14	КМКИ1–100–0.1	100	0.1	500	23	30	80	25	1.0	100
15	КМКИ–100–0.5	100	0.5	2500	110	20	150	25	0.02	100
16	КК–100–1.3	100	1.3	6500	54	-	150	1.4	0.1	10

П р и м е ч а н и е. Ресурс указан при номинальном напряжении и колебательной форме тока разряда с указанным в таблице декрементом колебаний Δ .

Повышение добротности конденсаторов достигается за счет уменьшения потерь в обкладках секций и выводах путем равномерного распределения тока между выводами секций. Для уменьшения потерь в изоляции секций используются синтетические пленки из неполярных диэлектриков. Такая изоляция имеет низкий $\text{tg}\delta$ на частоте приложенного напряжения вплоть до 10^7 Гц . В качестве пропитывающей среды при высоких частотах могут использоваться фторорганические жидкости. Конденсаторы с комбинированной пленочно-бумажной

изоляция (см. табл. 6.2, тип изоляции Б+ПЭ+К и Б+ПЭТФ+К) имеют добротность 20–50. Их можно использовать в схемах с частотой изменения напряжения 3–5 МГц. Рабочая напряженность электрического поля в них может достигать 100–20 кВ/мм, а удельная энергоемкость – 0.12 МДж/м³. При сниженной рабочей напряженности поля до 30 кВ/мм они могут работать с частотой повторения импульсов несколько герц.

Т а б л и ц а 6.2

Данные по конструкции и изоляции конденсаторов.

N п/п	Конденсатор	Масса, кг	Габариты, мм	Диэлектрик, корпус	E _{ном} , кВ/ мм	tgδ f=50 Гц	tgδ f=1000Гц
1	2	3	4	5	6	7	8
1	ИК–6–150	50	310*150*590	Б+К,М	86	0.6	–
2	ИК–25–12	108	314*314*670	Б+К,М	70	1.0	–
3	ИКМ–25–12	110	314*314*670	Б+К,М	67	1.0	–
4	ИК–40–5	106	314*314*670	Б+К,М	72	1.0	–
5	ИК–50–3	108	314*314*670	Б+К,М	70	1.0	–
6	ИК–100–0.25	32	455*150*326	Б+К,Д	70	0.6	–
7	ИК–100–0.4	32	455*150*326	Б+К,Д	87	0.6	–
8	КМК–30–10	95	675*160*640	Б+К,М	75	–	0.6
9	КМК–40–6	132	380*360*630	Б+К,М	72	–	0.6
10	КМКИ–50–0.1	6	230*70*230	Б+К,Д	80	–	0.6
11	КМВД–50–0.1	22	326*131*320	Б+ПЭ+КМ,Д	56	–	0.1
12	КМК–50–4	98	520*225*650	Б+К,М	78	–	0.6
13	КМКИ–60–2	32	455*150*326	Б+ПФ+К,Д	140	–	0.5
14	КМКИ1–100–0.1	28	390*172*325	Б+ПФ+К,Д	73	–	0.1
15	КМКИ–100–0.5	23	450*150*326	Б+ПФ+К,Д	115	–	0.5
16	КК–100–1.3	200	510*280*810	Б+К,М	77	–	0.6

П р и м е ч а н и я: 1. Тип изоляции: Б – конденсаторная бумага; ПЭ – полиэтиленовая пленка; ПФ – лавсановая пленка; К – касторовое масло; КМ – конденсаторное нефтяное масло. 2. Тип корпуса: М – корпус металлический; Д – корпус из диэлектрического материала.

6.3. Кабели

Высоковольтные импульсные кабели выпускаются промышленностью в изоляции из синтетических материалов – полиэтилена, фторопласта. Жилу кабеля изготавливают из алюминиевого прутка или жгута медной проволоки, а в малоиндуктивных кабелях – в виде оплетки, наложенной на центральный полиэтиленовый стержень. Внешний токоведущий слой также сделан в виде оплетки из медной проволоки или слоя лент. Внешняя проводящая оболочка кабеля (оплетки) покрывается дополнительным защитным слоем из полиэтилена. В некоторых типах кабелей в области основной изоляции переход от диэлектрика к жиле и к оплетке осуществляется с помощью полупроводящих покрытий,

слоя сажистого полиэтилена или сажистой бумаги. Основные характеристики кабелей приведены в табл. 6.3 и 6.4.

Таблица 6.3

Размеры импульсных высоковольтных кабелей

N п/п	Тип кабеля	Диаметры, мм				Толщина изоляции, мм	Ради- ус из- гиба, мм	Кон- струк- ция-
		жилы	изоляции	оплетки	внешний			
1	ВК-50-11-13	3.5	11.0	12.6	14.2	3.75	225	ЦЖ
2	КВП 1/50	4.1	10.1	13.1	16.6	2.5	225	ЦЖ
3	КВП 1/60	4.1	13.1	16.1	21.6	4.0	225	ЦЖ
4	КВП 1/75	15.6	33.6	36.8	45.0	8.0	450	ЦЖ
5	КВП 1/300	12.7	43.9	46.1	54.5	14.4	560	ЦЖ
6	КПВМ 1/30	17.4	23.6	25.4	32.0	2.0	300	Д
7	МКПВМ 1/30	7.3	11.0	12.6	16.0	1.3	155	Д
8	АКПВМ 1/50	9.0	13.0	14.4	20.0	2.0	190	ЖА
9	КПВМГ 1/50	14.6	27.0	29.2	36.5	5.0	350	Д
10	КВИМ	7.5	14.5	16.0	18.1	2.5	200	Д
11	КВИ-120	2.6	12.2	12.6	15.0	4.0	250	ЖО
12	ФКП	9.9	12.6	13.8	15.4	1.2	-	Д

Примечание. Конструкция: ЦЖ – с центральной жилой и оплеткой; Д – двухоплеточный; ЖА – жила из алюминия; ЖО – жила и оплетка.

Таблица 6.4

Электрические характеристики кабелей

N п/п	Тип кабеля	L , нГн/м	C , пФ/м	Z , Ом	U_p , кВ	$U_{исп}$, кВ	Ресурс имп.
1	ВК-50-11-13	250	100	50	50	100	10^4
2	КВП 1/50	238	110	47	50	75	10^4
3	КВП 1/60	270	95	53	60	100	10^4
4	КВП 1/75	170	142	35	75	200	10^6
5	КВП 1/300	260	100	51	300	600	$5 \cdot 10^4$
6	КПВМ 1/30	100	340	17,2	30	60	$5 \cdot 10^4$
7	МКПВМ 1/30	110	234	22	30	50	10^4
8	АКПВМ 1/50	110	274	20	50	75	$3 \cdot 10^4$
9	КПВМГ 1/50	180	170	33	50	110	10^4
10	КВИМ	120	250	22	80	110	-
11	КВИ – 120	315	77.5	64	60	120	-
12	ФПК	62	460	11.6	30-40	-	-

Примечание: L , C – индуктивность и емкость на единицу длины; Z – волновое сопротивление; U_0 – рабочее напряжение; $U_{исп}$ – испытательное напряжение постоянного тока.

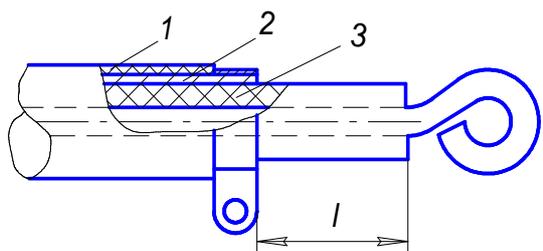


Рис. 6.5. Разделка кабеля

При использовании в высоковольтной установке отрезков кабелей на концах они должны иметь разделки (см. рис. 6.5). С концевой участка кабеля удаляют верхний защитный слой 1 и оплетку 2, оставляя жилу в изоляции. Длину разделки l выбирают так, чтобы вероятность перекрытия хотя бы одной из общего количества разделок N была мала $\alpha_N = 10^{-3} - 10^{-2}$. При этом вероятность перекрытия каждой одной разделки α_1 должна быть еще меньше.

При импульсном напряжении на жиле кабеля конфигурация электрического поля в области разделки такова, что по поверхности изоляции 3 может развиваться скользящий разряд, который начинается с оплетки. Так как электрическая прочность по поверхности диэлектрика при наличии скользящих разрядов весьма мала, то для уменьшения длины разделки применяют специальные конусные насадки (см. рис. 6.6,а). Здесь жила кабеля подсоединена к

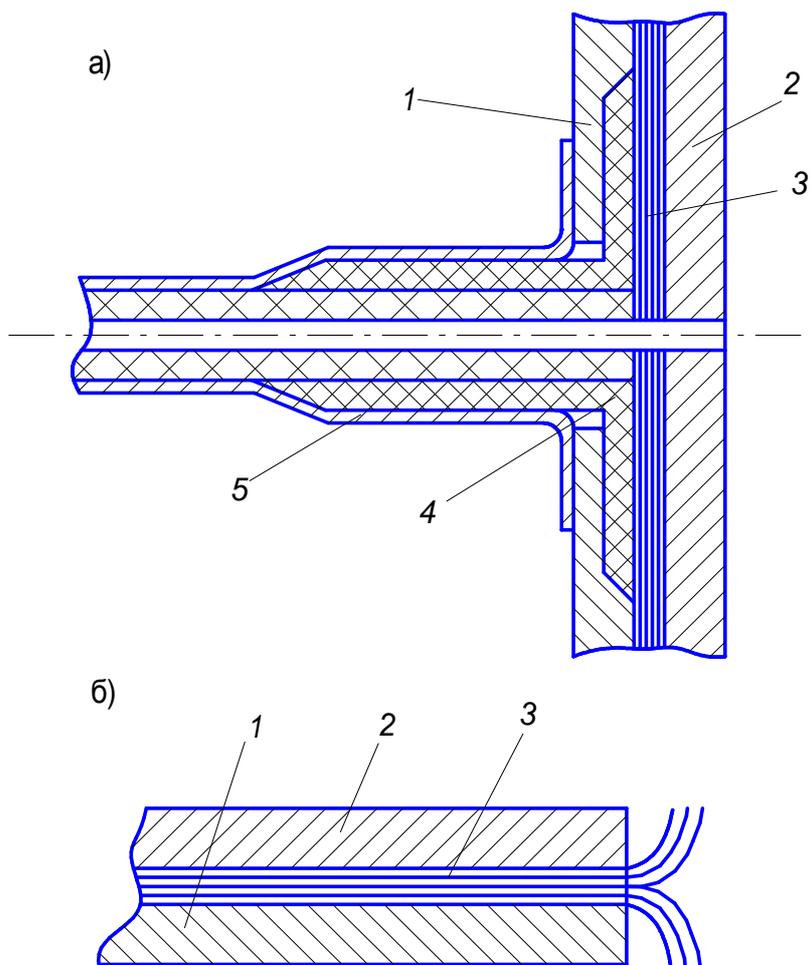


Рис. 6.6. Способы увеличения электрической прочности: а – разделок кабелей; б – изоляции на краях шин

плоскому электроду 2, под оплетку вставлена конусная угловая шайба 4, оплетка 5 натянута на конус и подсоединена к электроду 1. Между электродами заложена пленочная изоляция 3. На краях шин пленочную изоляцию делят пополам и разводят в разные стороны (см. рис. 6.6,б). Таким образом, делают малоиндуктивный переход от коаксиальной системы кабеля к плоским шинам.

6.3. Коммутирующие устройства

В генераторах импульсных токов в качестве коммутирующих устройств используются вакуумные, игнитронные, искровые и твердотельные разрядники, а также мощные импульсные тиристоры. Вакуумные, искровые и твердотельные разрядники на большие напряжения и токи серийно промышленностью не выпускаются. Поэтому в каждом случае их приходится разрабатывать исходя из конкретных условий. Пример конструкции вакуумного разрядника щелевого типа показан на рис. 6.7. Здесь токоведущие шины, между которыми заложена пленочная изоляция подходят к основным электродам 1 и 2. Ток от источника напряжения, конденсатора С, к нагрузке протекает по контуру, показанному стрелочками. Разрядник имеет несколько поджигающих электродов 5, расположенных вдоль щели, что при подаче на них управляющего напряжения позволяет зажечь разряд во всей внутренней камере разрядника. Такой разрядник имеет малую индуктивность

$$L = \mu_0 \frac{hd}{b},$$

где h – расстояние между электродами, и b – ширина электродов (длина щели), d – расстояние от центра щели до обратной шины. Через патрубок 4 и прорези в электроде 2 разрядник откачивается до давления 10^{-3} – 10^{-4} Торр. При поджиге на катоде минимальное напряжение срабатывания вакуумных разрядников составляет 300–500 В. Поэтому в схемах ГИТ вакуумные разрядники могут работать параллельно без кабелей задержки. По

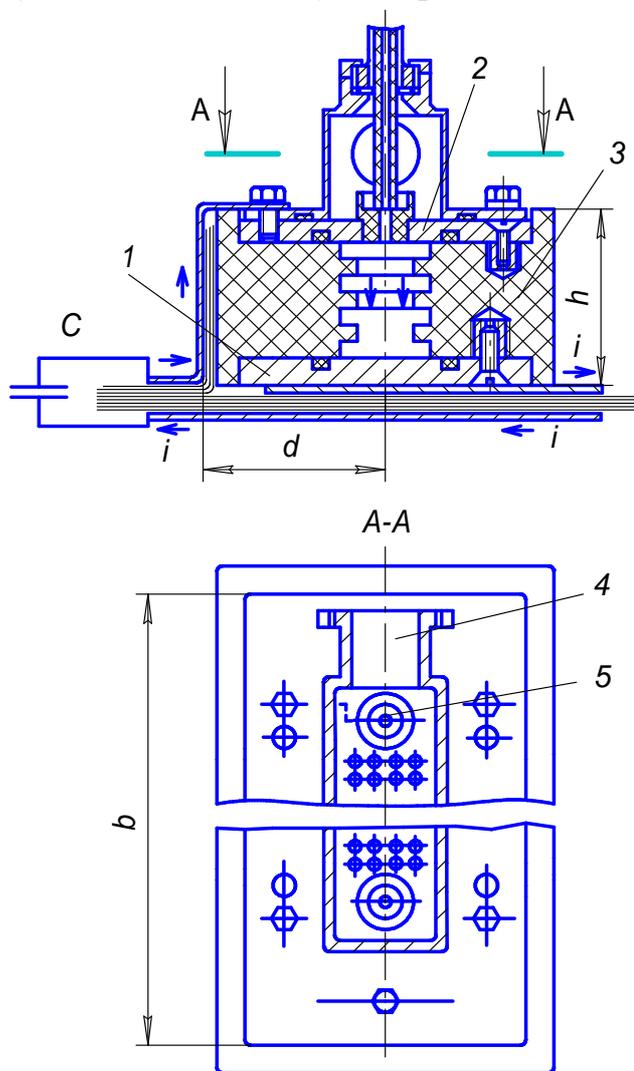


Рис. 6.7. Эскиз вакуумного разрядника щелевого типа

той же причине вакуумный разрядник удобно использовать для закорачивания индуктивной нагрузки в момент максимума тока в системе “кrouбар”. Максимальное рабочее напряжение односекционного вакуумного разрядника ~ 30 кВ. На рабочее напряжение 50 кВ можно использовать двухсекционный разрядник с двумя последовательно включенными вакуумными зазорами, напряжение на которых в заряжном режиме задается омическим делителем напряжения. Рабочий ток вакуумного разрядника может составлять 0.5–1.0 МА.

Искровые разрядники тригatronного типа и каскадного типа с искажением поля показаны на рис. 6.8 и рис. 6.9. В качестве рабочего газа в искровых разрядниках используется воздух, азот, смесь азота с водородом или аргоном.

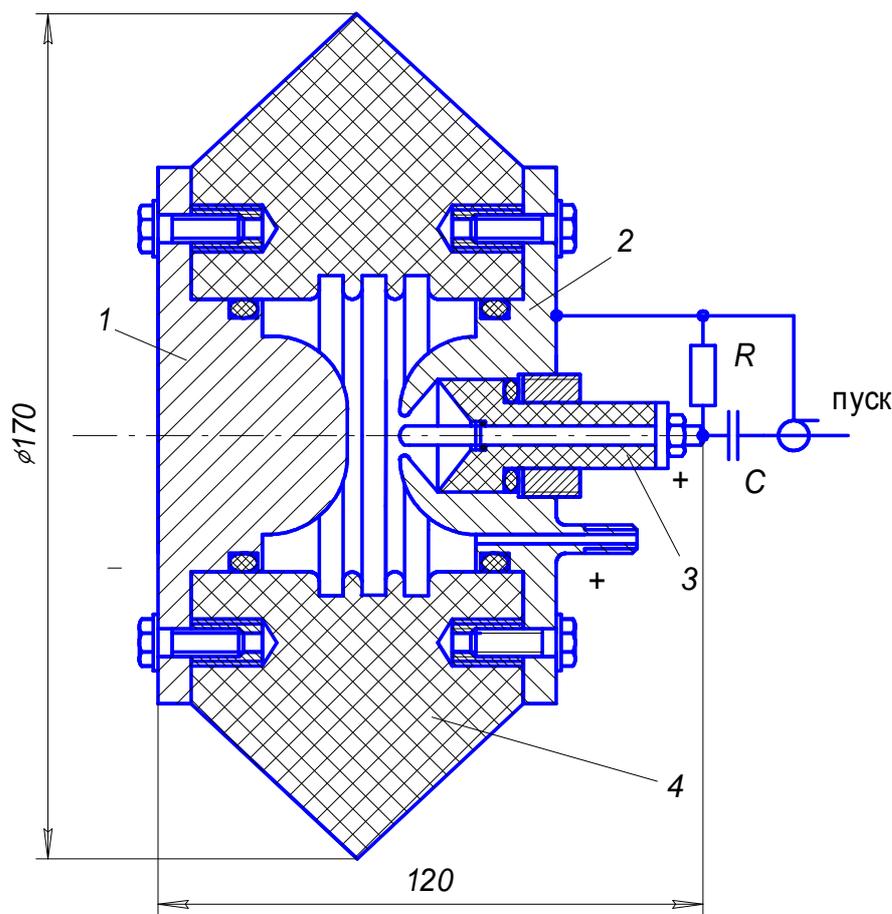


Рис. 6.8. Эскиз разрядника тригatronного типа

Рабочее давление газа 1–5 атм., а при усилении механической прочности корпуса разрядника может достигать 15–20 атм. Максимальное рабочее напряжение искровых разрядников составляет 50–100 кВ и в некоторых случаях может достигать 0.5–1.0 МВ. Рабочий ток до 250 кА на один канал. Как показано на рис. 6.8 и рис. 6.9 пусковые импульсы на управляющие электроды разрядников 3 подаются, как правило, через разделительную емкость C . До подачи пускового импульса напряжение на управляющих электродов задается резистором R в тригatronном разряднике (см. рис. 6.8) или делителем напряжения $R1 - R2$ в разряднике с искажением поля (см. рис. 6.9). В тригatronном разряд-

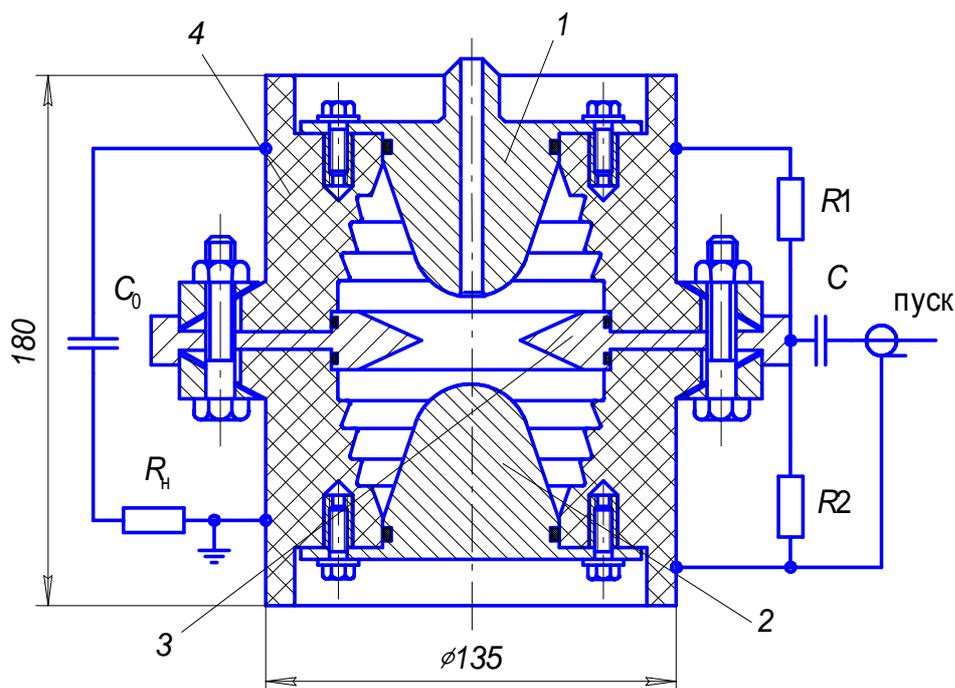


Рис. 6.9. Эскиз искрового разрядника с искажением поля

нике наиболее благоприятной с точки зрения лучшей управляемости является комбинация полярности, показанная на рис. 6.8. Плюс на управляющем электроде 3 и минус на противоположном основном электроде 1. Минимальное напряжение срабатывания тригatronного разрядника составляет $\sim (0.5-0.6) U_c$, а для разрядника с искажением поля $\sim (0.4-0.5) U_c$, где U_c – пробивное статическое напряжение. Время коммутации у разрядников, работающих на воздухе при давлении $P = 1$ атм. вблизи пробивного статического напряжения составляет ~ 20 нс., а при увеличении давления уменьшается обратно пропорционально давлению и может составлять $\sim 1-2$ нс.

6.4. Конструктивное выполнение ГИТ

Общая компоновка конденсаторной батареи зависит от запасаемой энергии, характера нагрузки, ее формы и размеров. При получении сильных магнитных полей различного назначения, а также при возбуждении разряда в плазме индукционным способом, как, например, в системе тэта-пинч, нагрузка имеет преобладающе индуктивный характер. В этих случаях ток замыкается через обмотку соленоида и декремент колебаний в контуре ГИТ обычно не превышает 1.3–1.5. При питании систем с прямым разрядом ток батареи протекает через разрядную камеру, и режим разряда может быть колебательным с большим затуханием колебаний $\Delta = 2-5$, а также критическим или аperiодическим. Наибольшую сложность представляет подвод тока от конденсаторной батареи к низкоиндуктивной и низкоомной нагрузке.

На энергию менее 50 кДж ГИТ может быть выполнен в виде одного модуля. При работе на индуктивную нагрузку L_H коэффициент использования ГИТ

$$\eta = \frac{L_H}{L_T + L_H},$$

где L_T – собственная индуктивность ГИТ. Она складывается из трех основных составляющих: индуктивности конденсаторов, индуктивности разрядников и индуктивности ошиновки. При современном развитии импульсной техники емкостной накопитель с энергией 10–50 кДж может работать на нагрузку с минимальной индуктивностью 5–10 нГн. При этом еще можно обеспечить достаточно высокий коэффициент использования ГИТ $\eta \geq 0.5$. Первая амплитуда тока $I_m = \sqrt{2W\eta/L}$ в таком ГИТ составляет 1–4 МА и исходя из этого выбирают разрядник. Искровые разрядники могут коммутировать токи до 250 кА на один канал. На ток 1 МА и больше необходимо использовать разрядник с многоканальной коммутацией (с несколькими параллельными каналами). В таком случае не имеет смысла делать ГИТ в виде одной ячейки. Для увеличения индуктивной развязки между каналами лучше на каждый канал включить отдельную группу конденсаторов, то есть использовать несколько параллельных ячеек (модулей).

Большие токи могут коммутировать вакуумные разрядники до 1 МА на канал. В комбинации с включающим вакуумным разрядником удобно использовать закорачивающий вакуумный разрядник при работе ГИТ в режиме "крупбар". Оба разрядника могут быть смонтированы в одном корпусе, и иметь общую систему откачки. Поэтому, когда требуется обеспечить режим работы ГИТ с замыканием нагрузки в момент максимума тока, предпочтение можно отдать вакуумным разрядникам. Наряду с искровыми и вакуумными разрядниками в ГИТ средних энергий нередко используются твердотельные разрядники. Они требуют замены изоляции между электродами разрядника после каждого импульса. При небольших размерах установки это вполне приемлемо. Пример компоновки ГИТ средней энергии показан на рис. 6.10. Нагрузкой ГИТ является одновитковый соленоид 1. Конденсаторы 7 расположены по периметру сборных шин 4, имеющих прямоугольную форму. Выводы конденсаторов выполнены под плоскую ошиновку в виде двух рядов шпилек с изоляционным гребешком между ними (см. рис. 6.3). К сборным шинам конденсаторы подсоединены отрезками плоских шин 6. Разрядник 2 включен между сборными шинами и нагрузкой. После него следует линейный участок шин, предназначенный для обеспечения равномерного подтекания тока к нагрузке на всей ее ширине b . Длина линейного участка l выбирается равной $(0.3-0.5) b$. Разрядник 2 (см. рис. 6.10) показан условно, однако ясно, что для уменьшения индуктивности системы он должен обеспечивать многоканальную коммутацию. Между шинами заложена пленочная изоляция 5 (на рисунке не показана), у выводов

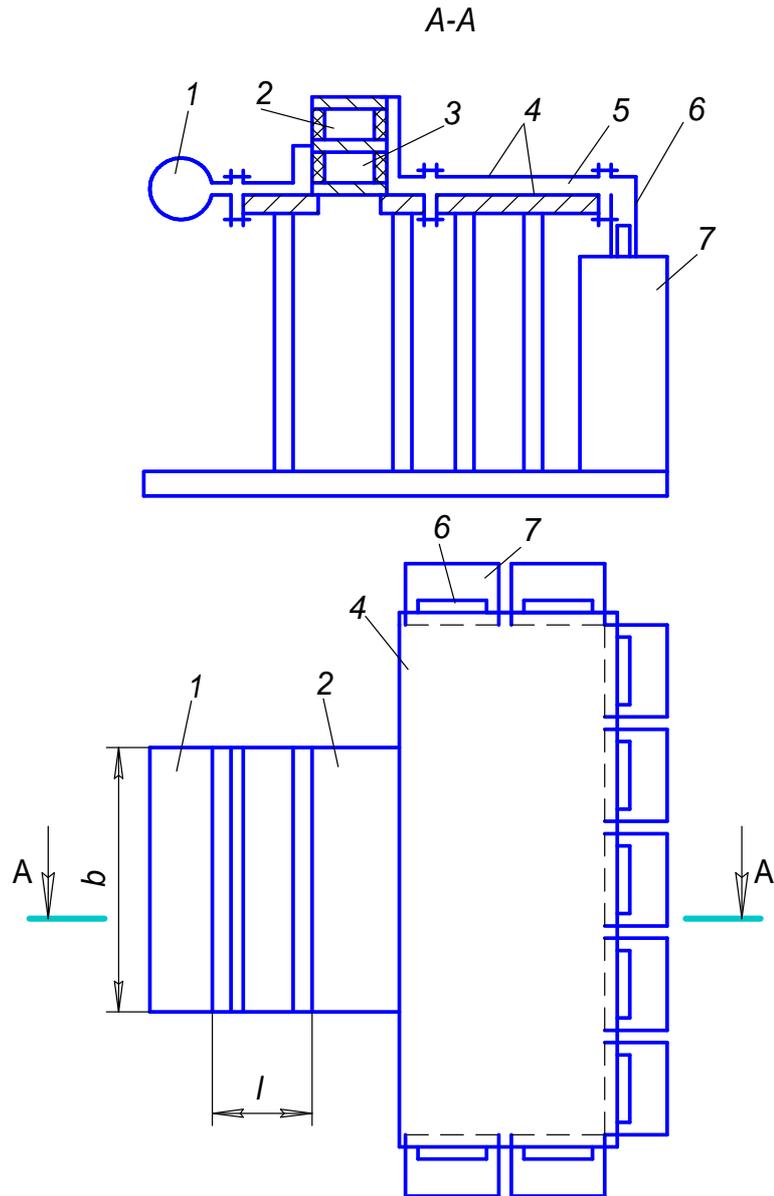


Рис. 6.10. Конструктивное выполнение малоиндуктивного ГИТ средних энергий

конденсаторов она заходит за гребешки. Индуктивность генератора складывается из следующих составляющих:

$$L_{\Gamma} = \frac{L_{\text{к}}}{n_{\text{к}}} + \frac{L_{\text{п}}}{n_{\text{к}}} + L_{\text{ш}} + L_{\text{р}} + L_{\text{л}},$$

где $L_{\text{к}}$, $L_{\text{р}}$, $L_{\text{п}}$, $L_{\text{ш}}$, и $L_{\text{л}}$ – индуктивности конденсатора, разрядника, подключения конденсатора к сборным шинам, сборных шин и прямолинейного участка соответственно, а $n_{\text{к}}$ – число конденсаторов.

Вопросы расчета индуктивностей элементов ГИТ рассмотрены в п.4. При проектировании ГИТ необходимо добиться оптимальной конфигурации сборных шин, при которой их индуктивность минимальна. Ширина токоподвода к нагрузке b задана. Ширина токоподвода к сборным шинам (от конденсаторов)

определяется количеством конденсаторов и их размерами. С увеличением энергии ГИТ внешний периметр сборных шин, необходимый для подсоединения всех конденсаторов, увеличивается. Соответственно увеличивается индуктивность шин, которая в первом приближении пропорциональна $\ln(b_{\text{ш}}/b)$, где $b_{\text{ш}}$ – внешний периметр шин. Следовательно, конденсаторы необходимо располагать таким образом, чтобы периметр был минимальным.

Для подсоединения конденсаторов могут быть использованы, так называемые, “проткнутые” шины (см. рис. 6.11,а), к которым конденсаторы подсоединяют в несколько рядов. В этом случае используют конденсаторы с коаксиальными выводами (см. рис. 6.11,б). Корпус конденсатора 1 с помощью цилиндра 2 крепится к нижней сборной шине 3, а высоковольтный вывод 8 цилиндра 6 – к верхней сборной шине 9. Изоляция обеспечивается фигурным

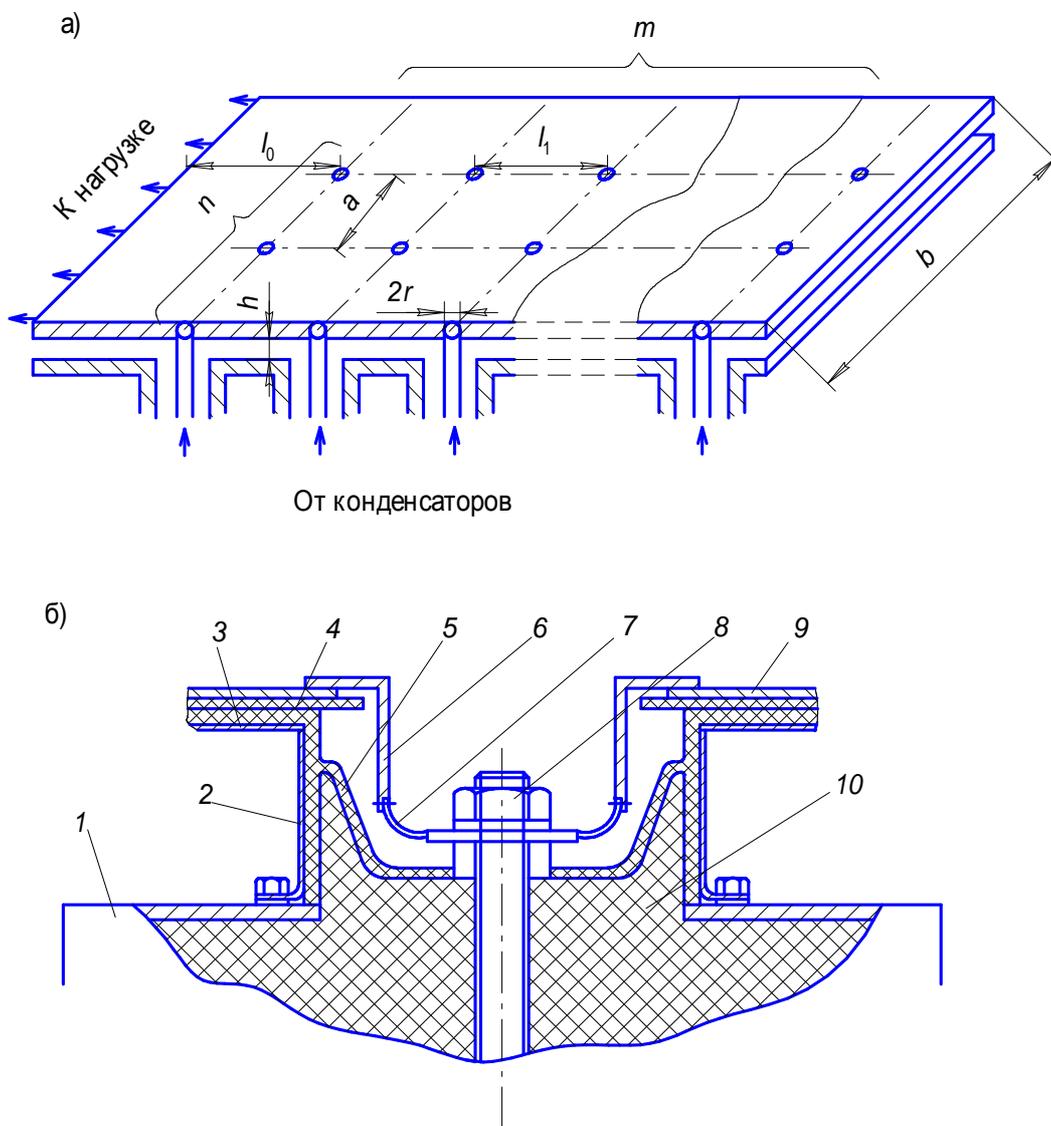


Рис. 6.11. Эскиз подсоединения конденсаторов к сборным шинам: а – по всей плоскости шин; б – по каждому конденсатору

проходным изолятором 10, установленным в корпусе конденсатора, главной междушинной изоляцией 4 и угловой шайбой 5. При условии $r_0 \ll a, l_0, l_1$; $l_0, l_1 \geq a$ (см. рис. 6.11,а) их индуктивность

$$L_{\text{ш}} = \mu_0 h \left[\frac{l_0}{b} + \frac{1}{2\pi n} \ln \frac{a}{2\pi r} + \frac{l_1}{b} \frac{1}{6m} (2m^2 - 3m + 1) \right].$$

Индуктивность подсоединения конденсатора к шинам может быть уменьшена за счет применения угловых шайб 5 (рис. 6.11,б) или изготовления герметизированных узлов сочленения конденсаторов с шинами, залитых маслом

При использовании одного разрядника вклад индуктивности разрядника в общую индуктивность ГИТ может оказаться преобладающим, особенно если в качестве коммутатора выбран одноканальный искровой разрядник. В этом случае целесообразно применять не один, а несколько параллельных разрядников.

Пример компоновки крупного ГИТ, состоящего из большого количества модулей показан на рис. 6.12. Батарея конденсаторов занимает половину зала по одну сторону от нагрузки. В данном случае это одновитковый соленоид для получения сильных магнитных полей. Другая половина зала предназначена для экспериментального оборудования. Модули с конденсаторами 1 и разрядниками 3 размещают на стеллажах 4, установленных с трех сторон от сборных шин. Конденсаторы с разрядниками в пределах модуля соединены короткими отрезками кабелей 2. Конденсаторы каждого модуля имеют поддон для сбора масла в случае аварии. Модули на стеллажах могут располагаться в несколько этажей. Для обслуживания ячеек между стеллажами предусмотрены проходы. Они должны обеспечивать возможность проведения ремонтных работ и замену отдельных конденсаторов и разрядников, а также перемещение транспортных средств для этих целей или использование подъемного крана.

Центральные сборные шины имеют форму прямоугольника (рис.6.13). Толщина шин составляет 20 – 30 мм. Их выполняют из латуни. По краям шины 1 имеют отбортовку (сечение А – А) в виде ребер жесткости, к которым крепят разделки кабелей 3. Между шинами уложена пленочная изоляция 2. Жилы кабелей колодками 4 и шпильками 6 крепят к верхней шине. Точно так же оплетки кабелей стянуты колодками 5 и привинчены к нижней шине. Кабели по периметру шин расположены в три ряда.

В ГИТ с большой запасаемой энергией и весьма большим количеством кабелей целесообразно использовать “проткнутые” сборные шины. Вариант конструкции таких шин показан на рис. 6.14. Оплетки кабелей 4 прикреплены к верхней шине 1, а жилы с помощью конусных втулок 8 и кулачков 9 – к нижней шине 2. Наибольшую трудность представляет устранение возможностей развития скользящих разрядов по поверхности диэлектрика через отверстия в

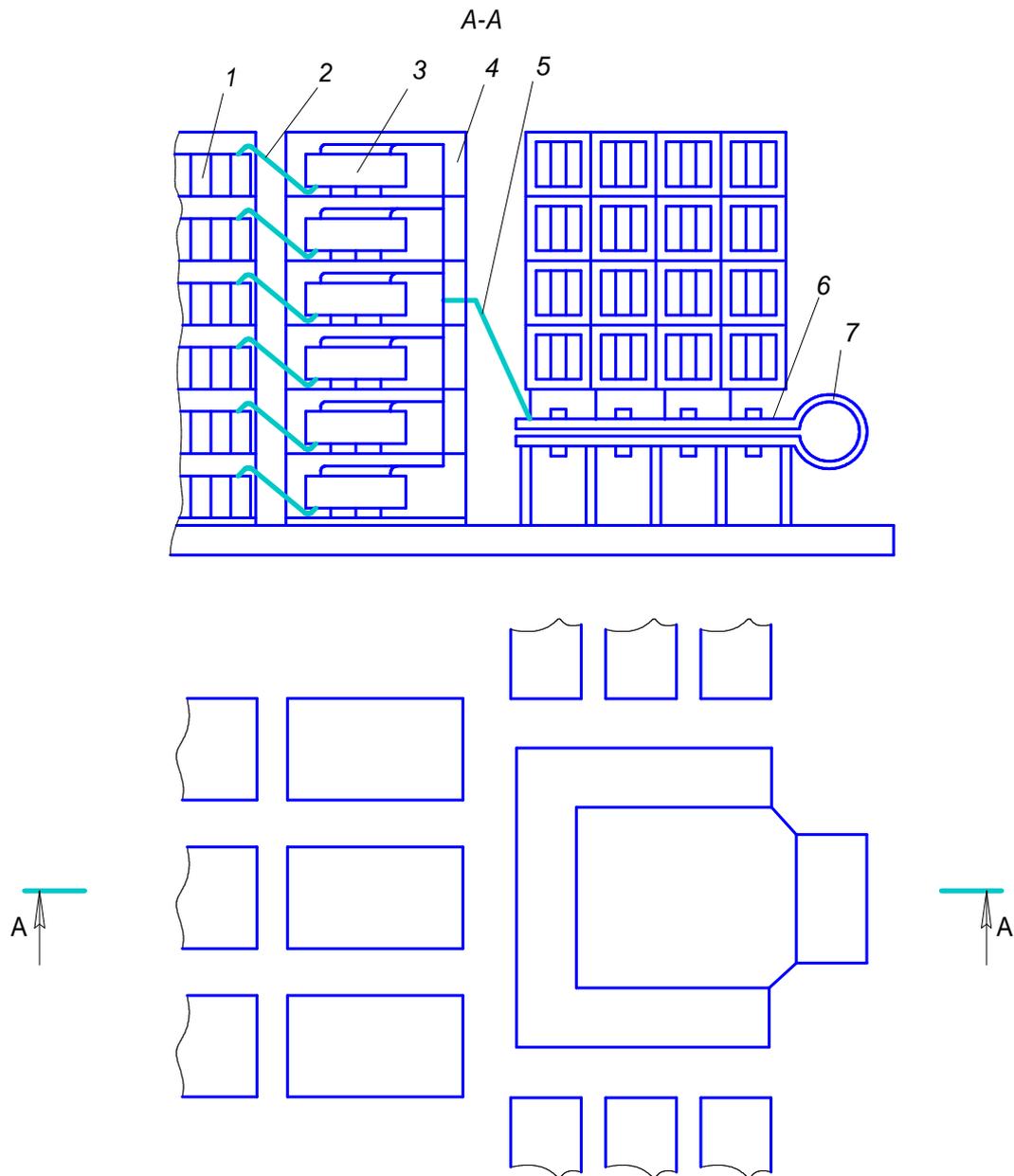


Рис.6.12. Компоновки ГИТ на большую энергию

междушинной изоляции 12. Разряд может развиваться между верхней шиной и жилой кабеля 3. Для его предотвращения устанавливают угловые шайбы 10. В этом случае среднюю рабочую напряженность для пленочной междушинной изоляции 12 приходится снижать до ~ 10 кВ/мм. Так как в шинах сделано углубление под угловые шайбы, то за счет этого их индуктивность несколько увеличивается. Для удержания шин используются изолированные болты 7 с изоляционными втулками 6 и 11. Количество болтов и их сечение выбирают на основе расчета динамических усилий.

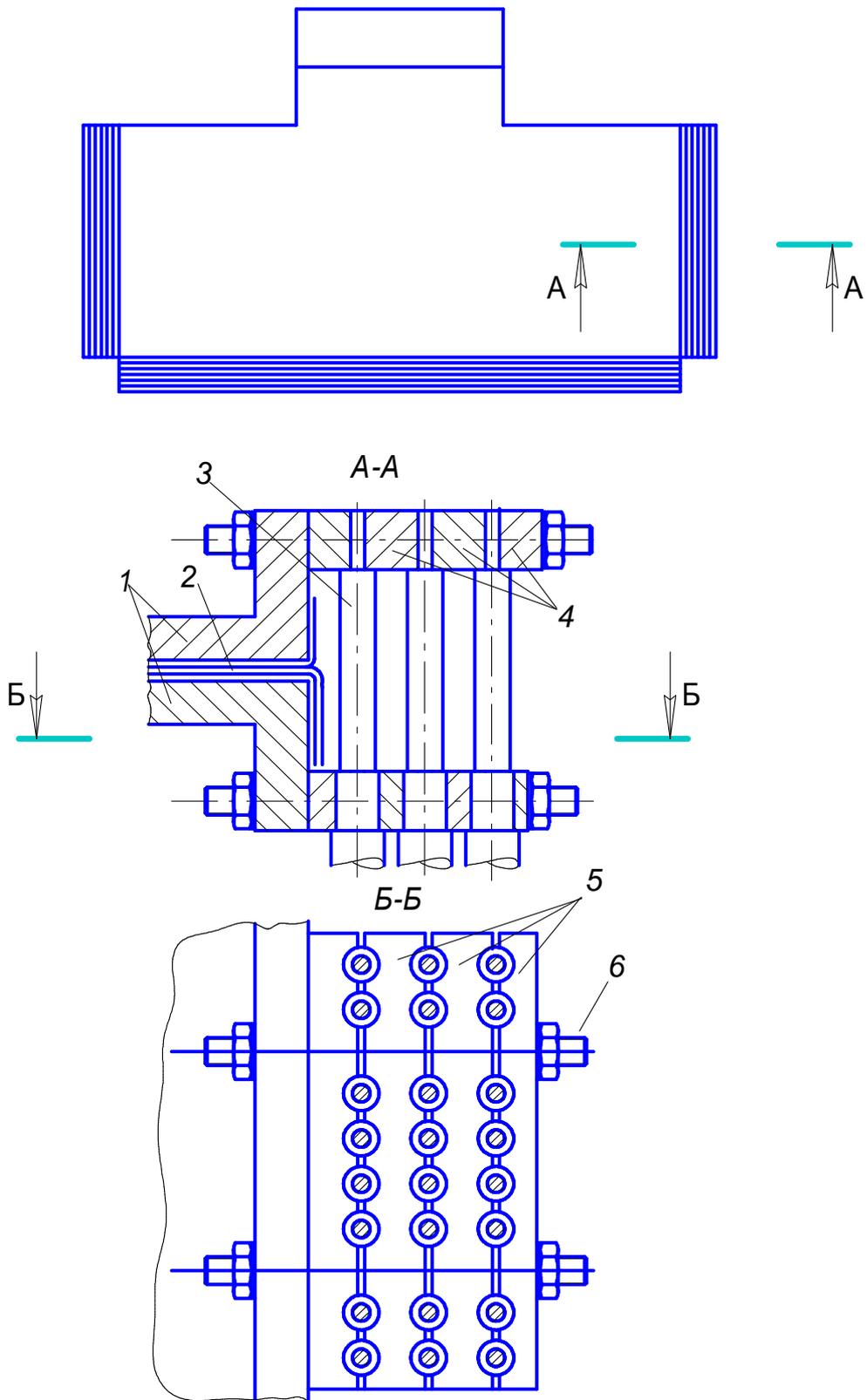


Рис. 6.13. Эскиз коллектора с подключением кабелей в несколько рядов по периметру шин

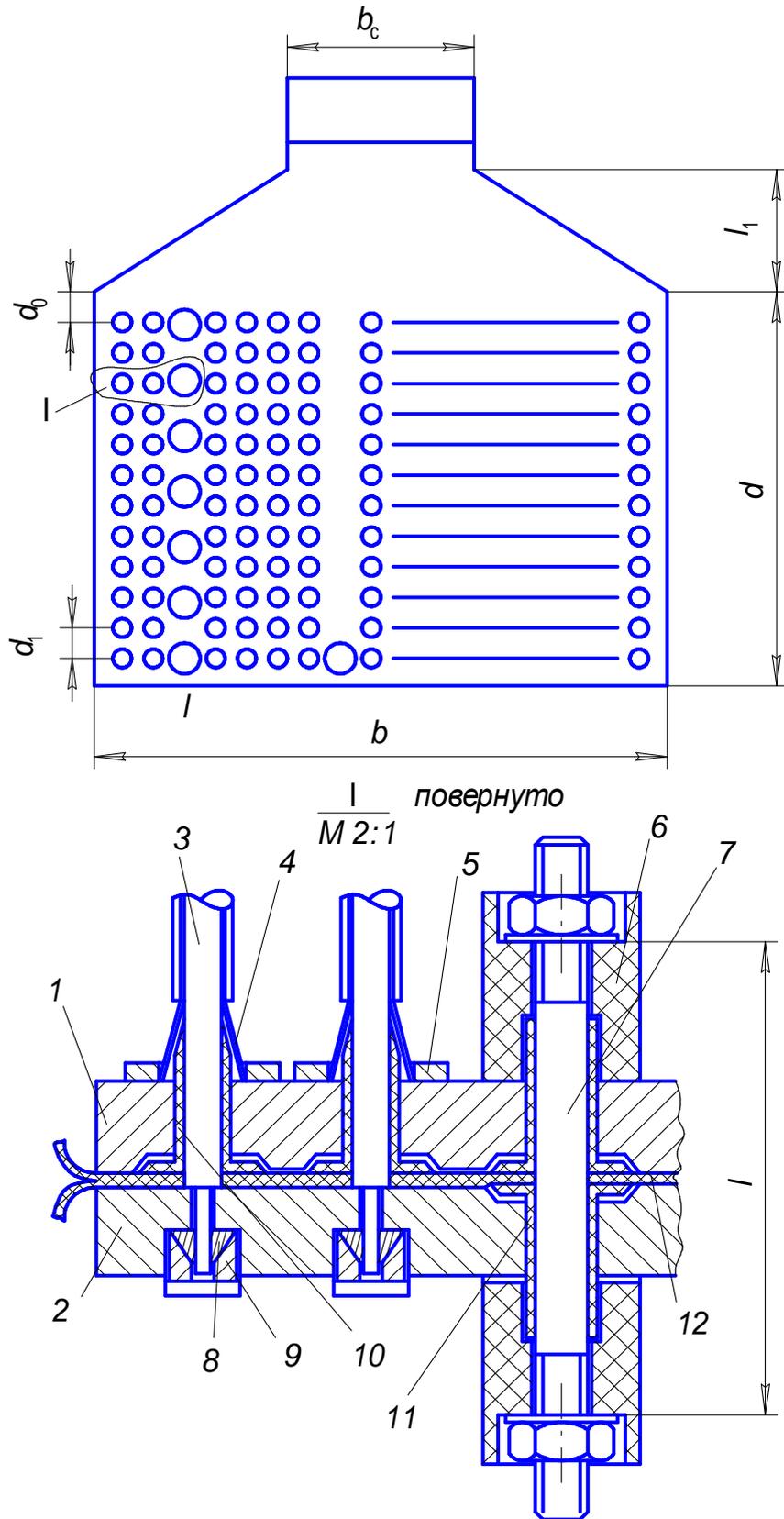


Рис. 6.14. Эскиз сборных шин с подсоединением кабелей по всей площади

6.5. Расчет параметров цепи разряда ГИТ и магнитных сил

В ГИТ как правило используются плоские или коаксиальные токоведущие шины, так как они дают минимальную индуктивность. Эквивалентная частота колебаний импульсов токов в ГИТ обычно составляет 10–100 кГц. В проводниках токоведущих элементов на таких частотах резко выражен поверхностный эффект (скин-эффект). При синусоидальном токе с круговой частотой ω 63 % тока сосредоточено в толщине

$$\Delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu_0\omega}}$$

и 86 % в слое 2Δ , здесь ρ – удельное сопротивление материала проводника. Например, в меди на частоте 10 кГц толщина скин-слоя $2\Delta = 1.4$ мм. Это обстоятельство учитывается при определении индуктивности токоведущих шин и эквивалентного сопротивления проводников переменному току. В шинах с прямым и обратным направлением тока расположенных близко друг от друга (см. рис.6.15) ток протекает по внутреннему скин-слою. Для соленоида с узкой щелью d и размерами $2R_1 < b$; $R_2 / R_1 < 1.5$ можно считать, что линейная плотность тока по ширине соленоида (по размеру b) постоянна и $j = \frac{i}{b}$ и соответ-

ственно напряженность поля внутри соленоида $H = \frac{i}{b}$. За пределами внутреннего объема соленоида напряженность магнитного поля мала ($H \sim 0$). Магнитный по-
ток

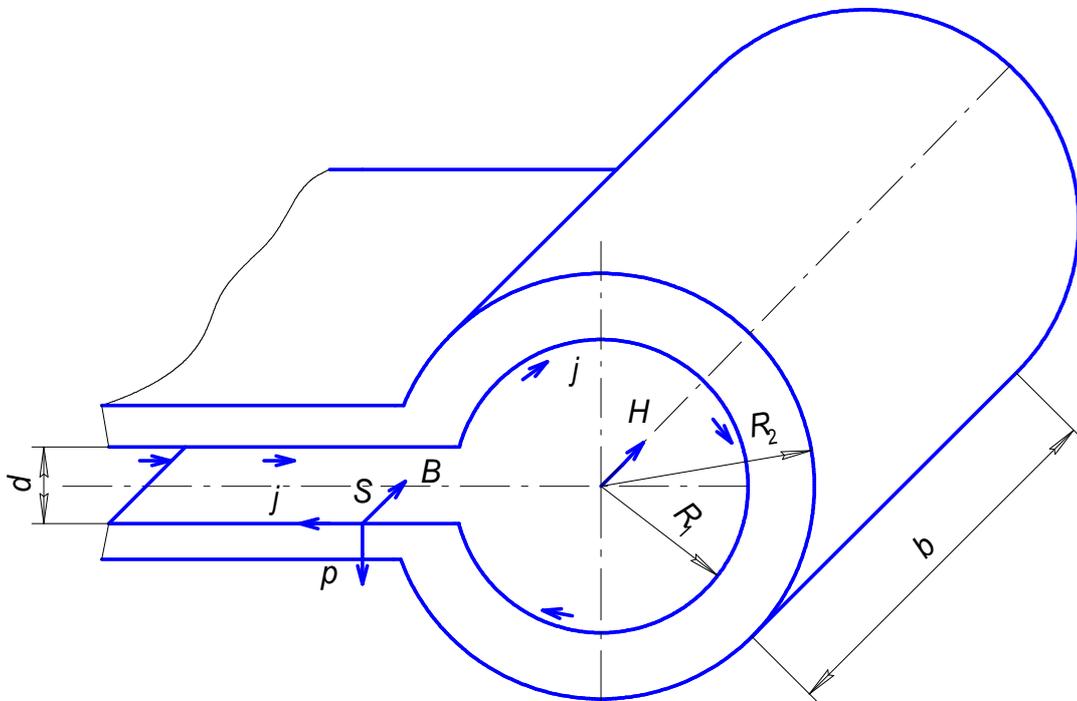


Рис. 6.15. К определению параметров шин и соленоида

$\Phi = \oint_S B dS$ проходит через площадь ограниченную радиусом R_1 , так как ток протекает по скин-слою с этим радиусом

$$\Phi = \int_0^{R_1} B 2\pi r dr = \mu_0 \pi R_1^2 H = \mu_0 \pi R_1^2 \frac{i}{b}.$$

Следовательно, индуктивность соленоида

$$L = \frac{\Psi}{i} = \frac{\Phi}{i} = \frac{\mu_0 \pi R_1^2}{b} \quad (6.1)$$

Эта формула не учитывает вытеснение тока на торцевые поверхности соленоида в связи, с чем было введено ограничение $R_2 / R_1 < 1.5$.

Расчетные формулы для индуктивности системы проводников (токоведущих шин) можно использовать при определении их внутреннего активного сопротивления, а также для расчета электродинамических усилий, действующих на шины.

Поверхностная плотность тока в точке S и напряженность магнитного поля связаны соотношением (см. рис.6.15)

$$\vec{j} = [\vec{n} \cdot \vec{H}] \text{ или } J(s) = H_\tau(s), \quad (6.2)$$

где n – нормаль к поверхности проводника.

При идеальной проводимости сила, действующая на единицу поверхности проводника, направлена по нормали к ней:

$$\vec{P}_m = \frac{1}{2} [\vec{J}, \vec{B}],$$

где \vec{J} – поверхностная плотность тока в точке S , \vec{B} – индукция магнитного поля на поверхности проводника в той же точке. На основании (6.2) имеем:

$$P_m = \frac{1}{2} J B_\tau = \frac{1}{2} H_\tau B_\tau.$$

Это так называемое магнитное давление, которое численно равно удельной энергии магнитного поля на поверхности проводника:

$$P_m = w_m = \frac{1}{2} H_\tau B_\tau = \frac{1}{2} \mu_0 H_\tau^2. \quad (6.3)$$

Используя формулу (6.3) для энергии магнитного поля можно найти вектор обобщенной силы, действующей на проводник или на его часть. Силу, действующую на k -й проводник в направлении координаты q_k , можно найти путем дифференцирования энергии магнитного поля по обобщенной координате q_k при неизменном токе

$$F_k = \partial W_m / \partial q_k.$$

В случае системы из двух параллельных проводников с прямым и обратным током $I_1 = I_2 = I$:

$$W'_m = \frac{1}{2} L' I^2.$$

Здесь L' – погонная индуктивность системы из двух проводников.

Сила отталкивания на единицу длины

$$F' = \frac{1}{2} i^2 \left(\frac{\partial L'}{\partial q} \right)_{I=\text{const}}, \quad (6.4)$$

где q – расстояние между проводниками. В случае соленоида (см. рис. 6.15) его индуктивность (см. 6.1) и соответственно энергия

$$W = \frac{\mu_0 \pi R_1^2 i^2}{2b}.$$

Сила, действующая в радиальном направлении по координате R , стремящаяся разорвать соленоид

$$F_R = \frac{\partial W}{\partial R} = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L}{\partial R} = \frac{\mu_0 \pi R_1 i^2}{b}. \quad (6.5)$$

Используя выражения (6.3) для удельной энергии магнитного поля и формулы для индуктивности токоведущих шин можно получить расчетные формулы для их комплексного внутреннего сопротивления

$$z'_i = r'_i + j\omega L'_i = \frac{(1+j)}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\omega \rho}{\mu_0}} \frac{\partial L'}{\partial n}, \quad (6.6)$$

где $r'_i = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\omega \rho}{\mu_0}} \frac{\partial L'}{\partial n}$ – эффективное значение активного сопротивления i -ой

шины с учетом того обстоятельства, что ток протекает по скин-слою. Для одно-виткового соленоида (см. рис. 6.15)

$$r = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\omega \rho}{\mu_0}} \frac{\partial L}{\partial R} = \frac{\pi R_1 \sqrt{2\omega \mu_0 \rho}}{b}.$$

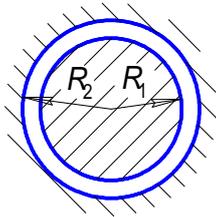
Таким образом, дифференцируя выражение для индуктивности системы из двух проводников по координате, определяющей расстояние между ними, можно найти электродинамические усилия, действующие на шины (6.4) и внутреннее комплексное (переходное) сопротивление проводников (6.6). Следует отметить, что эти формулы справедливы не только для протяженных параллельных проводников, но и для контуров более сложного вида, например для осесимметричных систем (6.5). Надо лишь в этих формулах погонную индуктивность L' заменить на L .

6.6. Расчетные формулы

В этом разделе приведем формулы для расчета L – индуктивности, Z – внутреннего переходного сопротивления при резком скин-эффекте и F – электромагнитной силы, действующей на проводник с током. Для контуров, обра-

зованных параллельными проводниками со встречным направлением тока, даны формулы погонных значений, что отмечено знаком “штрих”.

6.6.1. Коаксиальный кабель (коаксиальная линия).

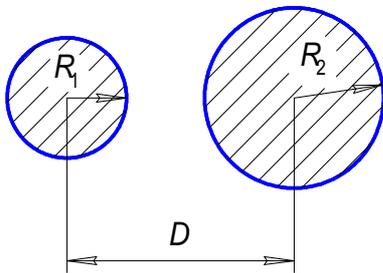


$$L' = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{R_2}{R_1}.$$

$$Z'_{12} = \frac{(1+j)}{2\sqrt{2}\pi R_{1,2}} \sqrt{\omega\mu_0\rho_{1,2}}.$$

Индекс 1 соответствует проводу, индекс 2 – внешнему цилиндру.

6.6.2. Двухпроводная линия.



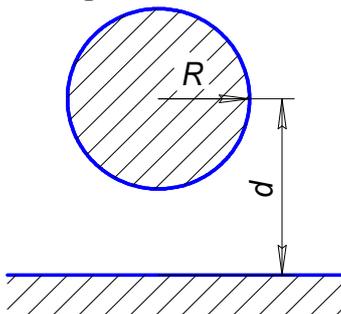
$$L' = \frac{\mu}{2\pi} \text{Arch} \frac{D^2 - R_1^2 - R_2^2}{2R_1R_2};$$

Индекс 1 соответствует проводу 1, индекс 2 – проводу 2. В предельном случае $D > 2(R_1 + R_2)$, $D \gg R_1, R_2$ (тонкие провода)

$$L' = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{D^2}{R_1R_2}; \quad Z'_{i1,2} = \frac{1+j}{2\sqrt{2}\pi R_{1,2}} \sqrt{\omega\mu_0\rho_{1,2}};$$

$$F' = \frac{\mu_0}{2\pi D} i^2.$$

6.6.3. Провод – плоскость.



$$L' = \frac{\mu_0}{4\pi} \text{Arch} \frac{2d^2 - R^2}{R^2};$$

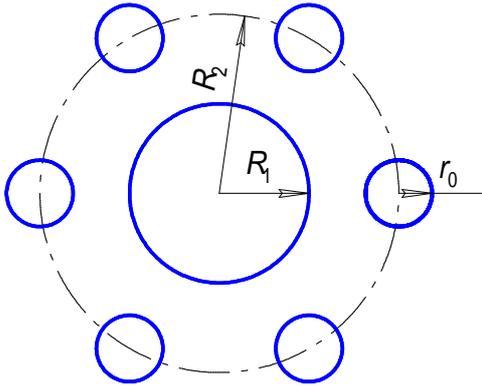
$$Z'_1 = \frac{(1+j)}{\sqrt{2}\pi} \sqrt{\omega\mu_0\rho_1} \cdot \frac{d^2}{R\sqrt{(2d^2 - R^2)^2 - R^4}};$$

$$Z'_2 = \frac{(1+j)}{\sqrt{2}\pi} \sqrt{\omega\mu_0\rho_2} \cdot \frac{d}{\sqrt{(2d^2 - R^2)^2 - R^4}};$$

$$F' = \frac{\mu_0 d i^2}{2\pi\sqrt{(2d^2 - R^2)^2 - R^4}}.$$

Здесь индексы 1 и 2 соответствуют проводу и плоскости соответственно. В пределе $d \gg R$ ($d > 2R$)

$$L' = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{2d}{R}.$$



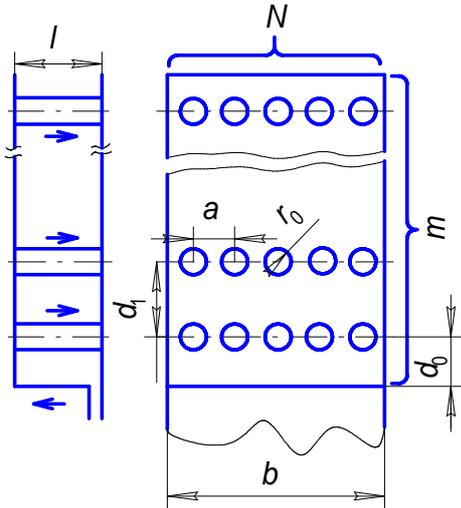
6.6.4. Параллельно соединенные круглые провода (N штук) симметрично расположенные по отношению к проводнику круглого сечения с обратным током в центральном проводнике.

При условии $R_1 < R_2, r_0 < R_1$

$$L' = \frac{\mu_0}{2\pi} \left(\ln \frac{R_2}{R_1} + \frac{1}{N} \ln \frac{R_2}{Nr_0} \right).$$

6.6.5. Ряд параллельно соединенных круглых проводов с одинаковым током, расположенных вблизи плоскости, по которой идет обратный ток.

Эта конфигурация встречается при расчете кабельных разделок, расположенных вблизи плоской шины. Для тонких проводов ($r_0 \ll d_0, r_0 < a$), расположенных в один ряд ($m = 1$), при количестве проводов в ряду $N > 5$



$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi N} \left[\frac{a}{\pi r_0} \operatorname{sh} \frac{2\pi d_0}{a} \right].$$

При дополнительном условии $d_0 \geq a$

$$L = \mu_0 l \left[\frac{d_0}{b} + \frac{1}{2\pi N} \ln \frac{a}{2\pi r_0} \right].$$

Если же $d_0 \ll a$, то

$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi N} \ln \frac{2d_0}{r_0}.$$

Сопротивление и внутренняя индуктивность системы тонких проводов в N раз меньше, чем у одиночного провода. При плотном ($d_0, d_1 > a$) расположении проводов в m рядов

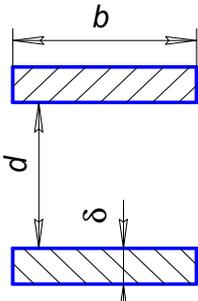
$$L = \frac{\mu_0 l}{b} \left[d_0 + \frac{d_1}{6m} (2m^2 - 3m + 1) \right].$$

6.6.6. Плоские параллельные шины малой толщины $\delta \ll d$.

В случае $b \gg d$ ($b \geq 3d$)

$$L' = \frac{\mu_0 d}{b} \left[1 - \frac{d}{\pi b} \left(1 + \ln \frac{2\pi b}{d} \right) \right];$$

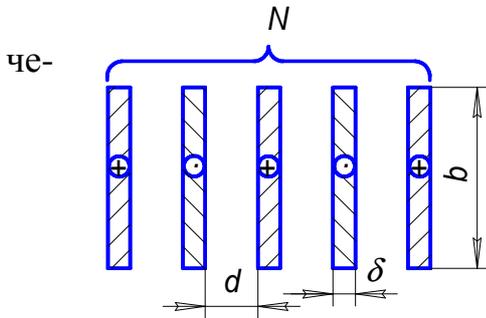
$$Z'_{1,2} = \frac{(1+j)}{\sqrt{2b}} \sqrt{\omega \mu_0 \rho_{1,2}} \left[1 + \frac{d}{\pi b} \left(2\pi - 1 - 2 \ln \frac{2\pi b}{d} + 2 \ln \frac{d}{\delta} \right) \right].$$



В противоположном предельном случае $b \ll d$ ($b \leq 2d$)

$$L' = \frac{\mu_0}{\pi} \ln \frac{4d}{b}.$$

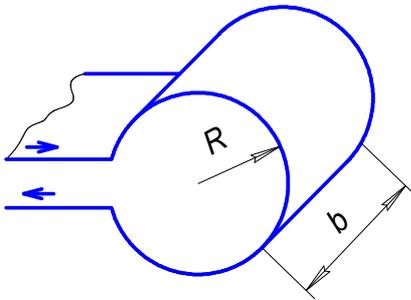
6.6.7. Пакет из N пар шин (плюс одна) со встречным направлением токов.



Пакет можно рассматривать как N параллельно "трехшинок" При ($\delta \leq d \leq b$)

$$L' = \frac{1}{N} \frac{\mu_0 d}{2b} \left(1 + \frac{4d \ln 2}{\pi b} \right)^{-1}.$$

6.6.8. Одновитковый тонкостенный соленоид.



$$L = \mu_0 \frac{\pi R^2}{b} K_L.$$

Зависимость $K_L = f\left(\frac{b}{2R}\right)$ для постоянной плотности тока по длине соленоида дана в п. 6.6.10 кривая для. Приближенная формула при

$$b \geq 2R \quad L = \mu_0 \frac{\pi R^2}{b + 1.24R}.$$

6.6.9. Толстостенный одновитковый соленоид с большим отношением R_2/R_1 ($R_2/R_1 \geq 1.5$) при $b \leq 2R_1$ (см. рис. 6.15).

$$L = \frac{2\mu_0 R_1}{1 + \frac{2b}{\pi R_1}}.$$

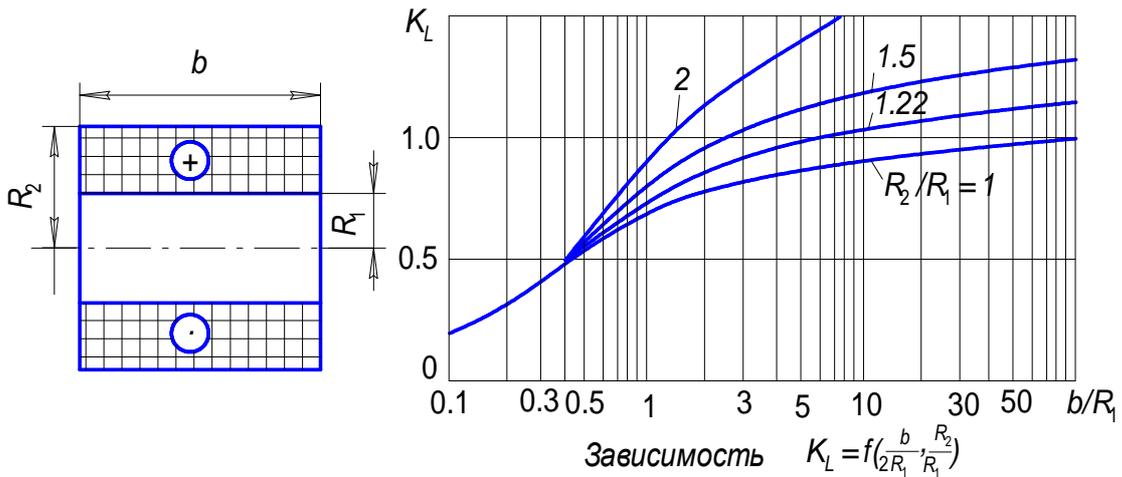
Индукция в центре соленоида для $b/2R_1 \geq 1$

$$B_c = \frac{\mu_0 i}{b + \frac{\pi R_1}{2}}.$$

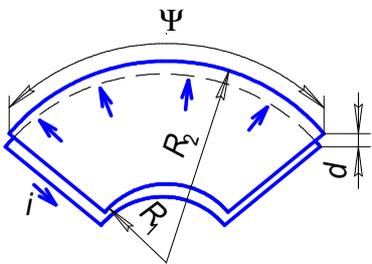
6.6.10. Многовитковый соленоид, средняя плотность тока одинакова по сечению всей обмотки.

$$L = \mu_0 \frac{\pi R_1^2}{b} K_L.$$

Зависимость $K_L = f\left(\frac{b}{2R_1}, \frac{R_2}{R_1}\right)$ дана на графике.



6.6.11. Плоские шины секторной формы

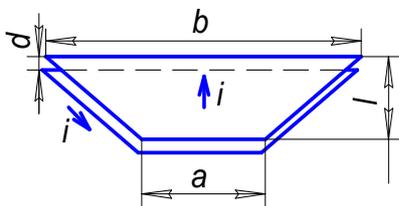


Расстояние между шинами d , участки токопровода и токосъема имеют форму дуг радиуса R_1 и R_2 , $d < R_1$, $d \ll R_2$.

$$L = \mu_0 \frac{d}{\Psi} \ln \frac{R_2}{R_1}.$$

Для полукруглых шин $\Psi = \pi$, для круглых шин $\Psi = 2\pi$.

6.6.12. Плоские шины трапециевидальной формы.



Расстояние между шинами d , токопровод и токосъем осуществляется на участках шириной a и b

$$L = \mu_0 \frac{dl}{b-a} \ln \frac{b}{a}.$$

6.7. Крепление токоведущих шин

Магнитные силы расталкивают токоведущие шины. Особенно большие усилия возникают в области центральных шин. Для их удержания используется дополнительный груз или болтовые стяжки. Расчет массы груза проводится следующим образом.

Сила, действующая на шины,

$$F(t) = \frac{1}{2} i^2(t) \frac{\partial L}{\partial n} = \frac{1}{2} \frac{L}{d} \left(I_m e^{-\delta t} \sin \omega t \right)^2.$$

Импульс силы

$$P = \int_0^{t_u} F(t) dt = \frac{1}{2} I_m^2 \frac{L}{d} \int_0^\infty e^{-2\delta t} \sin^2 \omega t dt = \frac{1}{2} I_m^2 \frac{L}{d} \frac{1}{4\delta},$$

где $1/\delta = \tau$ – постоянная времени затухания колебаний в контуре ГИТ, $\tau = 2L/r$, d – толщина изоляции между шинами.

Нижняя шина покоится на фундаменте и, следовательно, неподвижна, а верхняя шина под действием силы поднимается вверх. Величина перемещения h не должна превышать 5 – 10 % от толщины изоляции d . Работа, совершаемая магнитной силой по перемещению шины, равна

$$W = F \frac{1}{2} at^2 = F \frac{1}{2} \frac{F}{M} t^2 = \frac{1}{2} \frac{P^2}{M} = Mgh, \quad (7.1)$$

где $a = F/M$ – ускорение, Mgh – энергия тела, поднятого на высоту h , g – ускорение силы тяжести. Из последнего соотношения находим массу, необходимую для удержания верхней шины

$$M = \frac{P}{\sqrt{2gh}}.$$

В эту массу входит и масса самой шины. Удерживающий груз должен быть рассредоточен по поверхности шины пропорционально квадрату линейной плотности тока в шине.

При удержании шин болтами (см. рис. 6.14) Возможны два варианта. Первый – нижняя шина лежит на жестком фундаменте и под действием магнитной силы не смещается. Второй – шины установлены вертикально и не зажаты дополнительными конструкциями, или нижняя шина лежит на подставке, не обладающей достаточно высокой жесткостью. В этом случае обе шины будут перемещаться в разные стороны относительно средней плоскости, которую можно считать неподвижной. Рассмотрим именно этот случай, так как он требует большее количество болтов. Считаем шины жесткими, давление магнитного поля рассредоточено по всей площади шин равномерно, время воздействия магнитной силы τ существенно меньше периода собственных колебаний шин $\tau \ll T_M$, где $T_M = 2\pi/\omega_M$, ω_M – частота собственных упругих колебаний шин, стянутых болтами.

Импульс силы магнитного поля

$$P = \int_0^{t_c} F(t) dt = \frac{1}{2} I_m^2 \frac{L}{d} \frac{1}{4\delta}.$$

Работа, совершаемая импульсной магнитной силой по перемещению одной из шин относительно средней плоскости в соответствии с (7.1), равна

$$\frac{1}{2} \frac{P^2}{M} = \frac{1}{2} KX_0^2,$$

где X_0 – перемещение шины относительно средней плоскости, M – масса шины, K – коэффициент жесткости болтов,

$$K = ES/(l/2), \quad (7.2)$$

где E – модуль упругости материала болтов (модуль Юнга), для стали $E = 2 \cdot 10^{11}$ н/м²; S – суммарное сечение всех болтов; $l/2$ – активная длина болтов, условно закрепленных по середине.

Подставив (7.2) в (7.1), получим:

$$X_0 = P \sqrt{l/(2MES)}. \quad (7.3)$$

Условие механической прочности болтов

$$\frac{X_0}{l/2} \leq \frac{\sigma_{\text{доп}}}{E}, \quad (7.4)$$

где $X_0/(l/2)$ – относительное удлинение болтов; $\sigma_{\text{доп}}$ – допустимое механическое напряжение, для стали $\sigma_{\text{доп}} = 2 \cdot 10^8$ н/м² (20 кг/мм²).

Подстановка (7.4) в (7.3) дает

$$S \geq \frac{2E}{Ml} \frac{P^2}{\sigma_{\text{доп}}^2},$$

где M – масса шины.

Если нижняя шина покоится на жестком фундаменте, масса которого много больше массы шин, то в формулы (7.2) и (7.4) вместо $l/2$ надо подставить l , тогда количество болтов будет в два раза меньше. Время воздействия импульсной силы $\tau = 1/\delta = 10^{-4}$ с. Проверим, как соблюдается условие $\tau \ll T_M$,

где $T_M = \frac{2\pi}{\omega_M} = 2\pi \sqrt{M/K} = 2\pi \sqrt{\frac{M(l/2)}{SE}}$, $\omega_M = \sqrt{K/M}$ – собственная частота упругих колебаний шин.

Если условие $\tau \ll T_M$ не соблюдается, то расчет болтов проводится в предположении, что на них действует статическая сила, равная

$$F_m = 1/2 I_m^2 L/d.$$

Сечение болтов находим из условия

$$F_m = \sigma_m S.$$

7. ФОРМИРУЮЩИЕ И ТРАНСФОРМИРУЮЩИЕ ЛИНИИ

7.1. Линии с распределенными параметрами

В электрофизических установках для получения импульсов тока прямоугольной формы в активной нагрузке широко используются формирующие линии ФЛ. Импульсы наносекундного диапазона длительностью $t \leq 0.5$ мкс получают с помощью линий с распределенными параметрами, например, в виде

двух коаксиальных цилиндров или двух плоских шин (см. рис. 7.1) с помещенной между ними изоляцией.

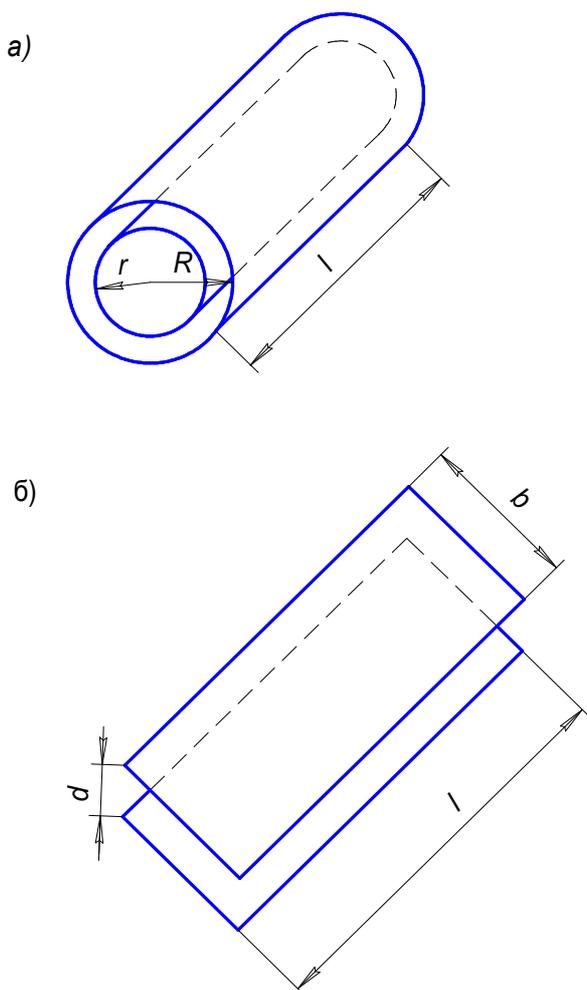


Рис. 7.1. Однородные линии: а – коаксиальная; б – плоская

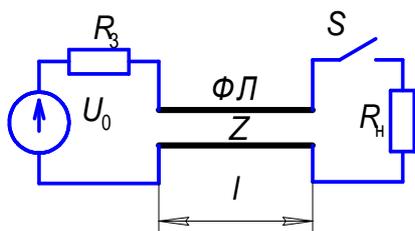


Рис. 7.2. Одиночная линия

где $V = (L_{\Pi} C_{\Pi})^{-2} \approx (\epsilon_0 \epsilon_r \mu_0)^{-2}$ – скорость электромагнитной волны в изоляции линии, а l – длина линии. Напряжение формируемого на нагрузке прямоугольного импульса $U = U_0 / 2$. Режим разряда линии на согласованную нагрузку $R_n = Z$ является оптимальным. При несогласовании сопротивления нагрузки с волновым сопротивлением линии $R_n \neq Z$ не вся энергия линии выделяется в нагрузке в течение импульса $t_{\text{и}} = 2l / V$, поэтому после основного импульса $t_{\text{и}}$ возникают дополнительные отраженные волны,

Волновое сопротивление линии

$$Z = \sqrt{\frac{L_{\Pi}}{C_{\Pi}}},$$

где L_{Π} и C_{Π} – погонные индуктивность и емкость. Условное обозначение ФЛ – две жирные линии (см. рис. 7.2). Наиболее часто используются ФЛ первого рода, в которых энергия запасается в электрическом поле емкости линии при зарядке ее до напряжения U_0 , то есть

$$W = \frac{1}{2} C_{\Pi} U_0^2.$$

В линиях второго ряда энергия запасается в магнитном поле индуктивности линии при зарядке ее током. Такая линия работает в режиме индуктивного накопителя энергии.

Одиночная линия первого рода (см. рис. 7.2), заряженная до напряжения U_0 , при включении ключа S разряжается на нагрузку $R_n = Z$. При этом от ключа в сторону другого конца линии бежит волна напряжения $-U_0 / 2$, которая снимает с линии половину напряжения. Добежав до конца, волна отражается с тем же знаком и разряжает линию до нуля.

Зарядное сопротивление R_3 не влияет на волновые процессы в линии, так как $R_3 \gg Z$. Длительность импульса на нагрузке

$$t_{\text{и}} = \frac{2l}{V},$$

где $V = (L_{\Pi} C_{\Pi})^{-2} \approx (\epsilon_0 \epsilon_r \mu_0)^{-2}$ – скорость электромагнитной волны в изоляции линии, а l – длина линии.

показанные на рис. 7.3. Эти кривые получены расчетным путем при помощи метода бегущих волн. При этом кривая (см. рис. 7.3,б) получена для случая, ко-

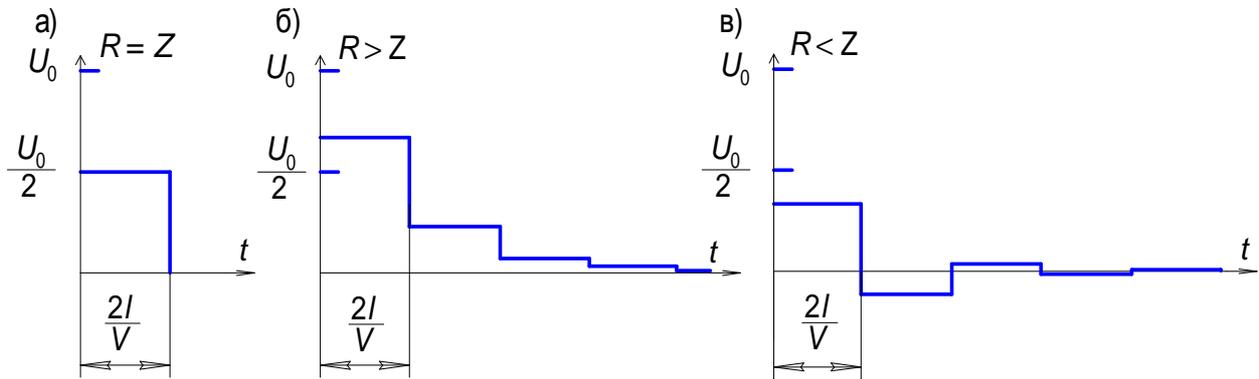


Рис. 7.3. Импульсы напряжения на нагрузке

гда $R = 2 Z$, а кривая см. рис. 7.3,в) – когда $R = 1/2 Z$.

Наряду с одиночной линией широко используется двойная формирующая линия ДФЛ (см. рис.7.4). Согласованный режим разряда на нагрузку имеет место при условии $R_n = 2 Z$. При включении S в линиях распространяются отраженные и преломленные волны, в результате чего на нагрузке формируется импульс напряжения с амплитудой $U = U_0$ и длительностью $t_n = 2l / V$, где l – длина одной линии.

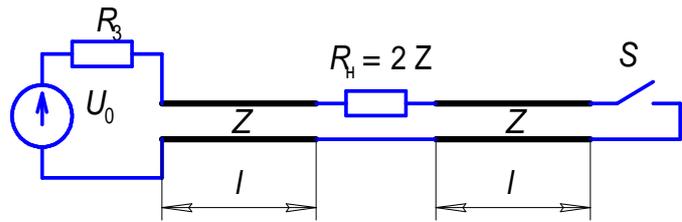


Рис. 7.4. Двойная формирующая линия

По сравнению с одиночной линией ДФЛ имеет то преимущество, что при том же зарядном напряжении U_0 на согласованной нагрузке она дает в два раза большее напряжение.

Для повышения напряжения в наносекундной импульсной технике применяют соединенные параллельно-последовательно однородные линии или трансформирующие линии с изменяющимся по длине волновым сопротивлением. На рис. 7.5 показана принципиальная схема импульсного трансформатора ИТ из отрезков линий (коаксиальных кабелей), которые с одной стороны все соединены параллельно, а с другой – последовательно. Если волновое сопротивление одного кабеля Z , то входное волновое сопротивление устройства Z / n , а выходное – $n Z$, где n – количество кабелей (в данном случае $n = 3$).

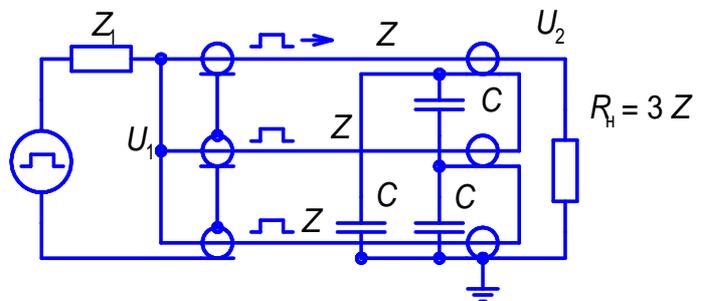


Рис.7.5. Схема трансформирующего устройства из отрезков кабелей

В качестве генератора импульсов может использоваться одна из рассмотренных ФЛ, например, одиночная, с волновым сопротивлением Z_1 . Для согласования входа и выхода такого трансформатора необходимо соблюсти условия $Z_1 = Z / n$, $R_n = n Z$. Пусть на выходе генератора, и следовательно, на входе трансформатора, амплитуда импульса напряжения U_1 и длительность t_n . Такой импульс распространяется по каждому кабелю, и так как на конце кабеля соединены последовательно, то напряжение складывается $U_2 = n U_1$.

Коэффициент трансформации стремится к n , но не достигает его. Это связано с тем, что между линиями имеются конструктивные емкости C (см. рис. 7.5). До прихода импульсов по линиям эти емкости не заряжены, а при появлении напряжения на концах кабеля они заряжаются до напряжения U_1 . На их зарядку тратится энергия в основном с фронта волн, проходящих по линиям. Поэтому длительность фронта импульса на нагрузке увеличивается, а амплитуда уменьшается, то есть форма импульса искажается. Для уменьшения искажения формы импульса необходимо чтобы время пробега импульса по линии $T = l / V$ было в 1.5–2 раза больше длительности импульса t_n , а между началом и концом каждой линии имелась индуктивная развязка. Для этого каждый кабель сворачивают в отдельную бухту в виде многовиткового соленоида, или на кабели надевают ферритовые кольца.

В мощных установках на напряжение 0.5–1 МВ и более в качестве трансформирующего устройства используется линия с переменным по длине волновым сопротивлением (см. рис. 7.6,а). В коаксиальной линии волновое сопро-

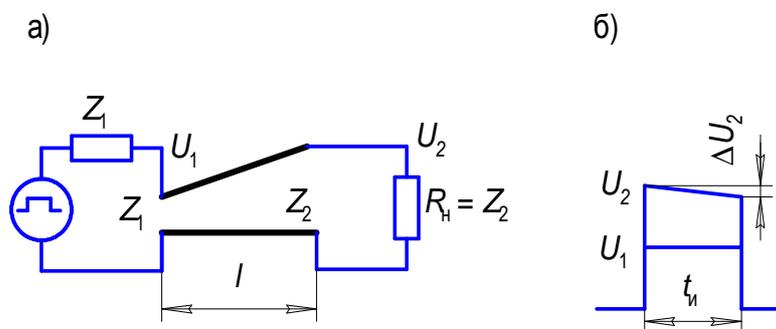


Рис. 7.6. Трансформирующая линия: а – принципиальная схема; б – форма импульса

тивление можно менять за счет изменения радиуса внутреннего или внешнего цилиндра, а в полосковой за счет изменения по длине шин их ширины или расстояния между ними, то есть толщины изоляции. Волновое сопротивление начала линии должно быть согласовано с волновым сопротивлением генератора импульсов, а конца линии с нагрузкой. Если волновое сопротивление линии увеличивается от начала к концу, то по мере продвижения импульса напряжения его амплитуда увеличивается. Коэффициент трансформации

$$K = \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}},$$

где Z_1 и Z_2 волновые сопротивления начала и конца линии. Амплитуда напряжения увеличивается, а амплитуда тока уменьшается, так что мощность $P = UI$ не изменяется (без учета потерь).

Трансформирующую линию, так же как и трансформирующее устройство (см. рис. 7.5) можно использовать для понижения напряжения и повышения амплитуды импульса тока. Для этого генератор импульсов надо подключить со стороны высокого волнового сопротивления Z_2 , а нагрузку со стороны Z_1 .

Трансформирующая линия, так же как и любое другое трансформирующее устройство, искажает форму импульса (см. рис. 7.6,б). Если на вход подан прямоугольный импульс напряжения U_1 правильной формы, то на выходе импульс $U_2 = K U_1$ имеет завал вершины. В относительных единицах

$$\frac{\Delta U_2}{U_2} = \frac{\ln K \cdot t_{и}}{2T}.$$

Искажение тем меньше, чем меньше коэффициент трансформации и больше время пробега импульса по линии $T = l/V$, то есть длина линии.

Волновые сопротивления коаксиальной и полосковой линий (см. рис. 7.1) соответственно равны

$$Z = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0 \epsilon_r}} \ln \frac{R}{r}; \quad Z = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0 \epsilon_r}} \frac{d}{b}.$$

В качестве коаксиальной линии часто используется высоковольтный коаксиальный кабель с полиэтиленовой изоляцией $Z = 10\text{--}50$ Ом. На напряжение более 100–200 кВ применяют линии с жидкой изоляцией, при этом диаметр коаксиальных цилиндров может достигать 1–2 м, а длина 10–15 м. В качестве изоляции используется дистиллированная, деионизованная вода $\epsilon_r = 81$, или глицерин $\epsilon_r = 40$.

Полосковая линия может быть двухшинка (см. рис. 7.7,а), или трехшинка (рис. 7.7,б). В трехшинке магнитный поток Φ замыкается по изоляционным зазорам и не выходит за пределы внешних шин. Полосковые линии на напряжение до 100 кВ могут быть выполнены с изоляцией конденсаторного типа, определенным образом сложенны и помещены в изоляционный бак с конденсаторным маслом.

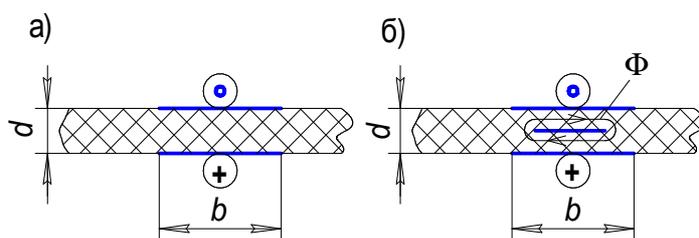


Рис. 7.7. Поперечный разрез плоских шин: а – двухшинка; б – трехшинка

При анализе формирующих и трансформирующих свойств линий с определенными параметрами предполагалось, что в линиях нет потерь, а в качестве коммутирующего прибора S используется идеальный ключ. Реально это не так. Прямоугольному импульсу при разложении его в ряд Фурье по нечетным гармоникам соответствуют частоты

$$f = \frac{1}{2t_{и}}(2k - 1),$$

где $k = 1, 2, 3 \dots$ – целое число. Например, импульсу длительностью 0.5 мкс соответствуют частоты 1 МГц и более. На высоких частотах увеличивается $tg\delta$ изоляции и сильно проявляется поверхностный эффект в токоведущих шинах.

Глубина проникновения тока в проводник $\sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu_0}}$ для меди на частоте 1 МГц составляет не более 0.1 мм. Все это дает заметное затухание волн в линиях.

Однако основные потери энергии и искажение формы импульсов дают коммутирующие приборы. Рассмотрим процесс включения линии, заряженной до $U = U_0$ на активную нагрузку $R_H = Z$ с помощью искрового разрядника (см. рис. 7.8,а). Искровой разрядник вместе с шинами, соединяющими линию с нагрузкой, имеет индуктивность L . Сопротивление искрового канала разрядника в процессе включения изменяется от ∞ до $r_{и} \ll R_H$. По формуле Ромпе – Вайцеля

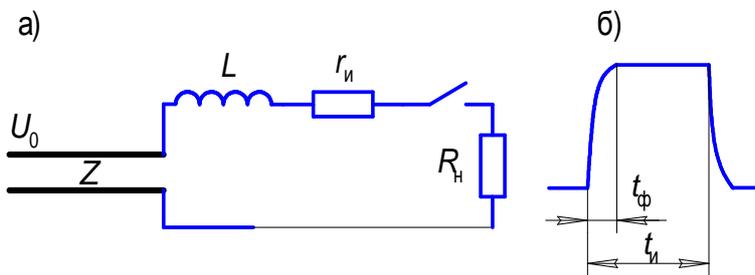


Рис.7.8. Включение линии на нагрузку: а – эквивалентная схема; б – форма импульса

грузкой, имеет индуктивность L . Сопротивление искрового канала разрядника в процессе включения изменяется от ∞ до $r_{и} \ll R_H$. По формуле Ромпе – Вайцеля

$$r_{и} = \frac{S}{\sqrt{\frac{2a}{p_0} \int i^2 dt}},$$

где S – длина искрового канала, см; a – постоянная для данного рода газа, атм.см²/В²с; p – давление газа в камере разрядника, атм. Дифференциальное уравнение для данного разрядного контура

$$U_0 = L \frac{di}{dt} + \frac{Si}{\sqrt{\frac{2a}{p_0} \int i^2 dt}} + R_H i. \quad (7.1)$$

В течение времени перехода разрядника в проводящее состояние напряжение на линии не успевает существенно измениться, и остается равным U_0 . Так как в данном уравнении содержится нелинейный элемент – сопротивление канала искры, то оно не имеет аналитического решения. Его приводят к безразмерному виду и решают численно на ЭВМ. На основании таких расчетов может быть предложена следующая эмпирическая формула для длительности фронта импульса (см. рис. 7.8,б)

$$t_{\phi} = t_k + 2.2 \frac{L}{R_H} = 21 \frac{pS^2}{aU_0^2} + 2.2 \frac{L}{R_H}. \quad (7.2)$$

Здесь S , a и p имеют ту же размерность, что и в формуле (7.1), а остальные переменные размерность СИ. Длительность фронта импульса зависит от времени коммутации разрядника

$$t_k = \frac{pS^2}{aU_0^2} = 21 \frac{1}{ap \left(\frac{E}{p} \right)^2}. \quad (7.3)$$

Обычно разрядник работает вблизи статического пробивного напряжения при

$$\frac{E}{p} \leq \frac{E_0}{p_0},$$

где $\frac{E_0}{p_0}$ – характеризует электрическую прочность газа, для воздуха

$\frac{E_0}{p_0} = 30$ кВ/см.атм. Поэтому из формулы (7.3) следует, что при использовании

газа с определенным коэффициентом a и данным $\frac{E_0}{p_0}$ время коммутации об-

ратно пропорционально давлению газа в разряднике. Для воздуха при $p = 1$ атм и $\frac{E}{p} = 25-27$ кВ/см.атм $t_k = 20-30$ нс. При увеличении давления t_k

можно уменьшить до 2–5 нс. Вторая составляющая формулы (7.2) $2.2 \frac{L}{R_H}$

показывает, что длительность фронта импульса даже при использовании идеального ключа с $t_k = 0$ зависит от индуктивности контура подсоединения нагрузки к линии. Поэтому в наносекундной импульсной технике используются ключи с временем коммутации существенно меньшим, чем длительность импульса и с малой индуктивностью. Кроме искровых разрядников в наносекундной импульсной технике возможно применение импульсных газоразрядных тиратронов, у которых $t_k \cong 20$ нс и максимальное рабочее напряжение до 50 кВ, а так же транзисторов. Последние применяются при напряжении до 1 кВ в установках с небольшой импульсной мощностью. Другие коммутирующие приборы прямого применения в наносекундной технике не имеют, так как их время коммутации составляет 0.5–1 мкс и более.

7.2. Искусственные формирующие линии

Для получения импульсов микро- и миллисекундной длительности формирующие линии с распределенными параметрами становятся слишком громоздкими. Так как $t_{\text{н}} = 2l/V$, то для получения импульса длительностью, например, 1 мкс требуется длина линии с полиэтиленовой изоляцией $\epsilon_r = 2.2$ $l = t_{\text{н}} V \cong 100$ м, где $V = 3 \cdot 10^8 \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$ м/с. При использовании изоляционного ма-

териала с более высокой диэлектрической проницаемостью, например, дистиллированной, деионизованной воды $\epsilon_r = 81$, длина линии уменьшается, но остается большой. Поэтому для получения импульсов длительностью более 0.5–1 мкс используются искусственные формирующие линии с сосредоточенными параметрами в виде $L - C$ ячеек. Одиночная линия лестничного типа показана на рис. 7.9. Здесь, так же как в линии с распределенными параметрами при

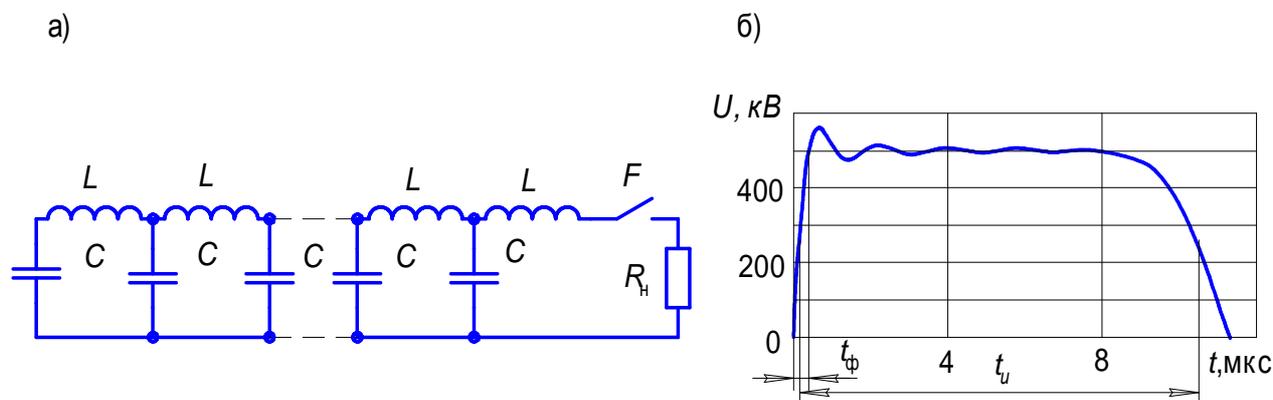


Рис. 7.9. Искусственная формирующая линия лестничного типа: а – принципиальная схема; б – форма импульса на нагрузке

включении ключа F на согласованной нагрузке $R_H = Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$ формируется квазипрямоугольный импульс напряжения длительностью $t_{и} = 2n\sqrt{LC}$, где L и C – индуктивности и емкости ячеек, n – количество ячеек. Из приведенных соотношений для R_H и $t_{и}$ следует:

$$L = \frac{R_H t_{и}}{2n}; \quad C = \frac{t_{и}}{2n R_H} \quad (7.4)$$

Количество ячеек выбирают $n = 8 - 12$. При этом получается импульс напряжения квазипрямоугольной формы с длительностью фронта импульса $t_f \cong 0.1 t_{и}$ и пульсациями напряжения на вершине импульса не превышающими 15%. На рис. 7.9,б приведена форма импульса, рассчитанная при помощи пакета Micro Cap V, для линии с параметрами $L = 5$ мкГн, $C = 0.05$ мкФ, $R_H = 10$ Ом, $n = 10$ и зарядном напряжении конденсаторов $U_0 = 1000$ В. Видно, что напряжение на нагрузке $U = U_0 / 2$. При увеличении количества ячеек форма импульса все более приближается к прямоугольной. Две линии лестничного типа образуют двойную формирующую линию (см. рис. 7.10). Согласованный режим имеет место при $R_H = 2 Z$. Индуктивности и емкости ячеек рассчитывают по формулам

$$L = \frac{R_H t_{и}}{4n}; \quad C = \frac{t_{и}}{n R_H}, \quad (7.5)$$

где n – количество ячеек в каждой линии. Тип конденсаторов ячеек должен выбираться с учетом рабочего напряжения линии. Индуктивности изготавливаются

в виде однослойных соленоидов на изоляционном каркасе, которые также должны выдерживать рабочее напряжение и ток $I = U_0 / 2 R_H$ в одиночной линии, или $I = U_0 / R_H$ – в двойной. Индуктивность соленоида

$$L = \frac{\mu_0 \pi r^2 w^2 k_\phi}{l},$$

где r и l – радиус и длина намотки, w – количество витков. При $l = 2r$ коэффициент формы $k_\phi = 0.7$.

Для уменьшения пульсаций на вершине импульса используются соленоиды с регулируемой индуктивностью L , а так же с регулируемой индуктивной связью M между катушками соседних ячеек. Регулировка производится при настройке линии, что позволяет при $n = 8-12$ уменьшить пульсации на вершине импульса до $\sim 0.5\%$.

Хорошую форму импульсов на активной нагрузке дают ФЛ из параллельно включенных $L - C$ контуров (см. рис. 7.11). Для расчета параметров L_k и C_k используется разложение прямоугольного импульса в ряд Фурье по нечетным гармоникам. Первая ветвь $L_1 - C_1$ формирует первую гармонику, $L_2 - C_2$ – третью гармонику, $L_3 - C_3$ – пятую и т.д. Разложение в ряд Фурье имеет вид

$$1(t) - 1(t + t_{\text{и}}) = \sum_{k=1}^{k=n} \beta_k \sin(\omega_k t),$$

где $\omega_k = \frac{\pi(2k-1)}{t_{\text{и}}}$ – частоты;

$\beta_k = \frac{4}{\pi(2k-1)}$ – коэффициенты

ряда Фурье; $k = 1, 2, 3$ и т.д. – целое число. Для электрической $L - C$ цепи

$$\beta_k = R_H \sqrt{\frac{C_k}{L_k}}; \quad \omega_k = \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}}.$$

Отсюда следует:

$$\frac{1}{\sqrt{L_k C_k}} = \frac{\pi}{t_{\text{и}}} (2k-1) \quad (7.6)$$

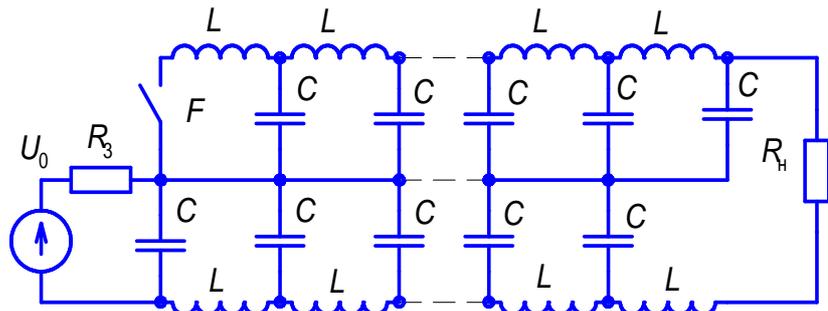


Рис. 7.10. Двойная формирующая линия лестничного типа

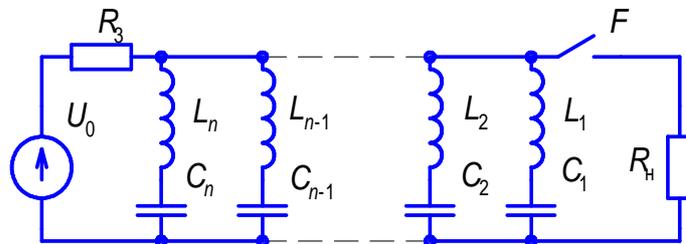


Рис. 7.11. Формирующая линия из параллельных $L - C$ контуров

$$R_H \sqrt{\frac{C_k}{L_k}} = \frac{4}{\pi(2k-1)} \quad (7.7)$$

Умножив (7.6) на (7.7) левую часть равенств на левую, правую на правую, а затем также поделив (7.7) на (7.6) получим:

$$L_k = \frac{t_{и} R_H}{4}; C_k = \frac{4t_{и}}{\pi^2 R_H (2k-1)^2}.$$

Известны и другие способы разложения прямоугольного импульса по нечетным гармоникам дающие коэффициенты β_k несколько отличающиеся от коэффициентов ряда Фурье. При использовании этих методов разложения можно получить импульс с плоской вершиной при использовании всего четырех – пяти $L - C$ цепочек, то есть семи – девяти первых гармоник. Последующие гармоники вносят очень малый вклад в форму импульса.

8. МАЛОИНДУКТИВНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ

8.1. Назначение малоиндуктивных ГИН

Наряду с использованием для испытаний электроэнергетического оборудования, генераторы импульсных напряжений находят широкое применение в электрофизических и электротехнологических установках. В частности, в ускорительной технике для получения сильноточных электронных и ионных пучков, а также в системах накачки мощных импульсных газовых лазеров. При этом они, как правило, являются частью крупной установки. Генераторы, используемые в таких установках, должны иметь большую импульсную мощность и формировать на нагрузке импульсы с крутым фронтом напряжения и тока. С этой целью в импульсных системах часто используется принцип компрессии электрической энергии в пространстве и во времени. Эскиз конструкции импульсного ускорителя электронов, в котором используется принцип компрессии, представлен на рис. 8.1. Основными его элементами являются: 1 – ГИН, 2 – отсекающий разрядник, 3 – коаксиальная формирующая линия ФЛ, 4 – коммутатор, 5 – электронная пушка и 6 – катод пушки. ГИН помещен в бак заполненный маслом. В качестве изоляции линии используется дистиллированная, де ионизированная вода. Конденсаторы ГИН в течение нескольких секунд заряжаются через выпрямитель от сети, а затем накопленная в них энергия при срабатывании разрядников ГИН передается в емкость формирующей линии ФЛ. В схеме замещения установки (см. рис. 8.2,а) ГИН представлен его эквивалентной емкостью C_r , заряженной до напряжения $U_r = nU_0$ и индуктивностью L , а линия – ее емкостью $C_{л}$. Обычно емкость линии выбирают примерно равной емкости генератора. Разряд емкости ГИН на емкость линии происходит в коле-

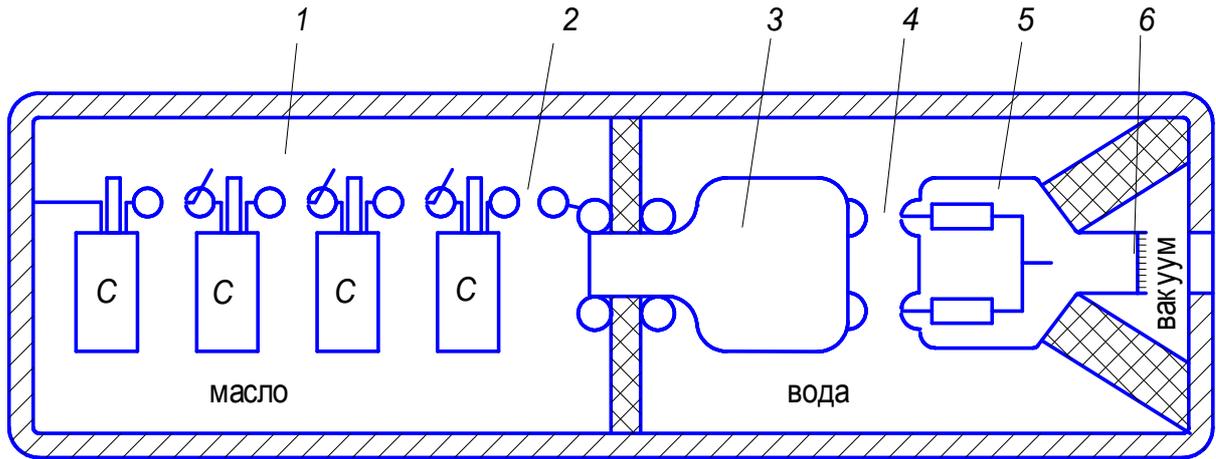


Рис. 8.1. Эскиз импульсного ускорителя электронов

батальном режиме (см. рис. 8.2,б). Конденсаторы ГИН разряжаются от U_r до нуля, а линия заряжается до напряжения U_n , примерно равного выходному напряжению ГИН. При этом энергия, запасенная в конденсаторах ГИН, переходит в линию. В момент, когда напряжение линии достигает максимума, срабатывает коммутатор 4 и на ускорительной трубке 5 формируется импульс напряжения длительностью несколько десятков (сотен) наносекунд. Таким образом, энергия, накопленная в течение нескольких секунд в ГИН, быстро передается в линию и затем, еще за более короткий интервал времени выделяется в нагрузку. Это позволяет получать предельные импульсные мощности порядка 10^{15} Вт и более.

Время передачи энергии из ГИН в линию

$$t_3 = \frac{T}{2} = \pi \sqrt{L \cdot \frac{C_r C_n}{C_r + C_n}} \cong \pi \sqrt{\frac{LC_n}{2}} \quad (8.1)$$

зависит от индуктивности генератора L . При использовании водяной линии это время должно быть ограничено. Так как известные методы очистки воды не позволяют повысить ее удельное сопротивление ρ выше $\sim 10^4$ Ом.м, то линия разряжается через свою изоляцию с постоянной времени $\tau = \rho \epsilon$. Для воды диэлектрическая проницаемость $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$ и соответственно $\tau = 10^{-5}$ с. Чтобы уменьшить потери энергии в линии за счет саморазряда длительность цикла заряд – разряд линии $t_3 + t_n$ не должна превышать $\sim (0.1-0.2)\tau$, т.е. $\sim 1-2$ мкс. Или, как следует

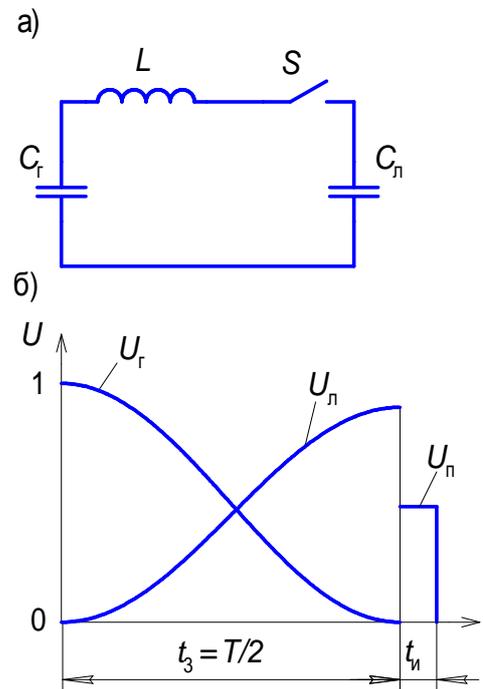


Рис. 8.2. Установка для ускорения электронов: а – принципиальная схема; б – формы напряжений

из (8.1), должна быть ограничена индуктивность ГИН.

$$L \leq \frac{0.02(\rho\epsilon)^2}{\pi^2}.$$

Это накладывает весьма жесткое требование на конструкцию ГИН, которую необходимо сделать малоиндуктивной.

Для уменьшения индуктивности ГИН возможно применение следующих технических мер:

– Генератор помещают в изоляционную среду, имеющую высокую электрическую прочность, например, минеральное масло или сжатый газ. Это позволяет уменьшить габариты генератора за счет сокращения длин всех изоляционных промежутков, уменьшить длину токоведущих шин, и как следствие, уменьшить индуктивность.

– В конструкции генератора применяют конденсаторы с высокой удельной энергоемкостью. Это также позволяет уменьшить габариты и индуктивность ГИН.

– Конденсаторы, разрядники и токоведущие шины генератора делают в малоиндуктивном исполнении. Конденсаторы и разрядники соединяют широкими, плоскими шинами, по возможности приближая друг к другу шины со встречным направлением тока.

– Крупный ГИН выполняют в виде нескольких однотипных параллельных генераторов, находящихся в одном баке и синхронизированных так, что все они срабатывают одновременно. Несколько параллельных источников тока имеют меньшую индуктивность, чем один источник с тем же суммарным током.

В малоиндуктивном генераторе конденсаторы ступеней максимально сближены. Поэтому конструктивные емкости между ступенями C_c увеличены. Точно также увеличена емкость разрядников C_p . В нее входит не только емкость электродов, но и емкость плоских шин, соединяющих их с конденсаторами. Условие $C_3 > C_c + C_p$ (см. п. 3.2), необходимое для срабатывания разрядников последующих ступеней после срабатывания первого разрядника, при этом не выполняется. Обычно получается наоборот $C_3 < C_c + C_p$.

Коэффициент увеличения напряжения на втором разряднике после срабатывания первого

$$K_{F2} = 2 - \exp \left[- \sqrt{\frac{C_3}{C_c + C_p}} \right]$$

в этом случае оказывается недостаточным и ГИН может не сработать. Для обеспечения срабатывания разрядников их делают или все управляемые, или применяют специальные схемы ГИН.

8.2. Компоновка и устройство малоиндуктивных ГИН

Эскиз расположения конденсаторов малоиндуктивного ГИН со всеми управляемыми разрядниками дан на рис. 8.1. Его принципиальная схема показана на рис. 8.3. В конструкции использованы малоиндуктивные конденсаторы

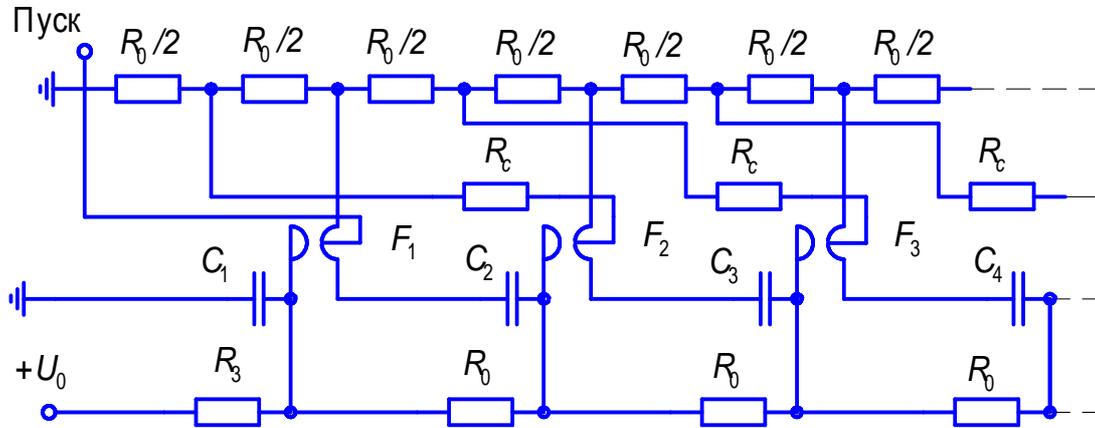


Рис.8.3. Принципиальная схема ГИН со всеми управляемыми разрядниками

с изоляционным гребешком и выводами под плоскую ошиновку. Между конденсаторами установлены герметизированные разрядники тригatronного типа. Зарядные резисторы (см. рис. 8.1) не показаны. Они в соответствии с принципиальной схемой (см. рис 8.3) расположены сбоку от конденсаторов с одной стороны – одна зарядная цепь и с другой – другая. Резисторы зарядной цепи, соединенной с “землей”, имеют средние выводы, с них через резисторы R_c подается напряжение на управляющий электрод разрядника следующей ступени. Первый разрядник F_1 управляется от внешнего импульса. На остальные подается управляющий импульс при срабатывании разрядника предыдущей ступени. Например, при срабатывании F_1 напряжение конденсатора C_1 прикладывается к резисторам $R_0/2$ нижней ступени. И с одного из них, второго слева, через резистор R_c и резисторы $R_0/2$ второй ступени подается на управляющий электрод разрядника F_2 . После его срабатывания по такой же цепочке управляющий импульс подается на разрядник F_3 и т.д. Индуктивность такого ГИН может быть сравнительно невелика, так как в его конструкции использованы малоиндуктивные конденсаторы, которые плоскими шинами соединены с разрядниками. Вся конструкция помещена в бак с трансформаторным маслом.

В крупных установках на напряжение выше ~ 1 МВ и энергию выше ~ 50 ДЖ конденсаторы и разрядники ГИН размещают таким образом, чтобы ток при срабатывании ГИН протекал по шинам, образующим бифилярный контур. В этом отношении наиболее известна S – схема ГИН. Эскиз конструктивного расположения конденсаторов и разрядников, а так же принципиальная схема такого ГИН показаны на рис. 8.3. ГИН смонтирован на изоляционной платформе 4 и помещен в бак с маслом 1. Он содержит большое количество

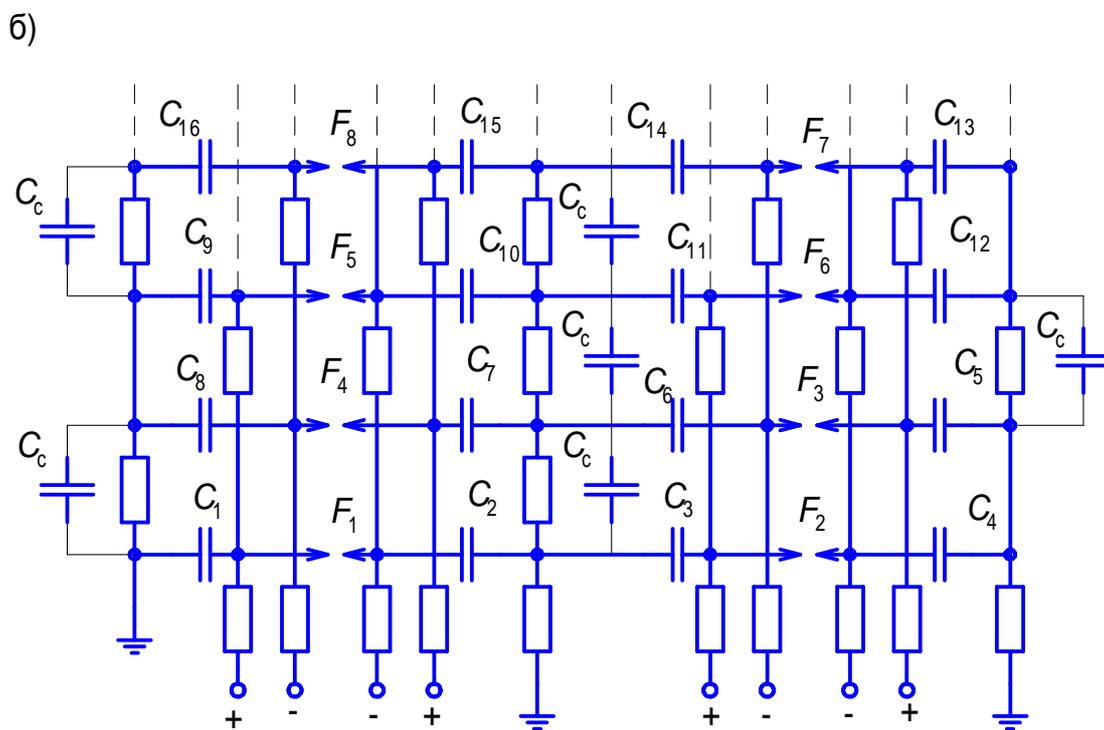
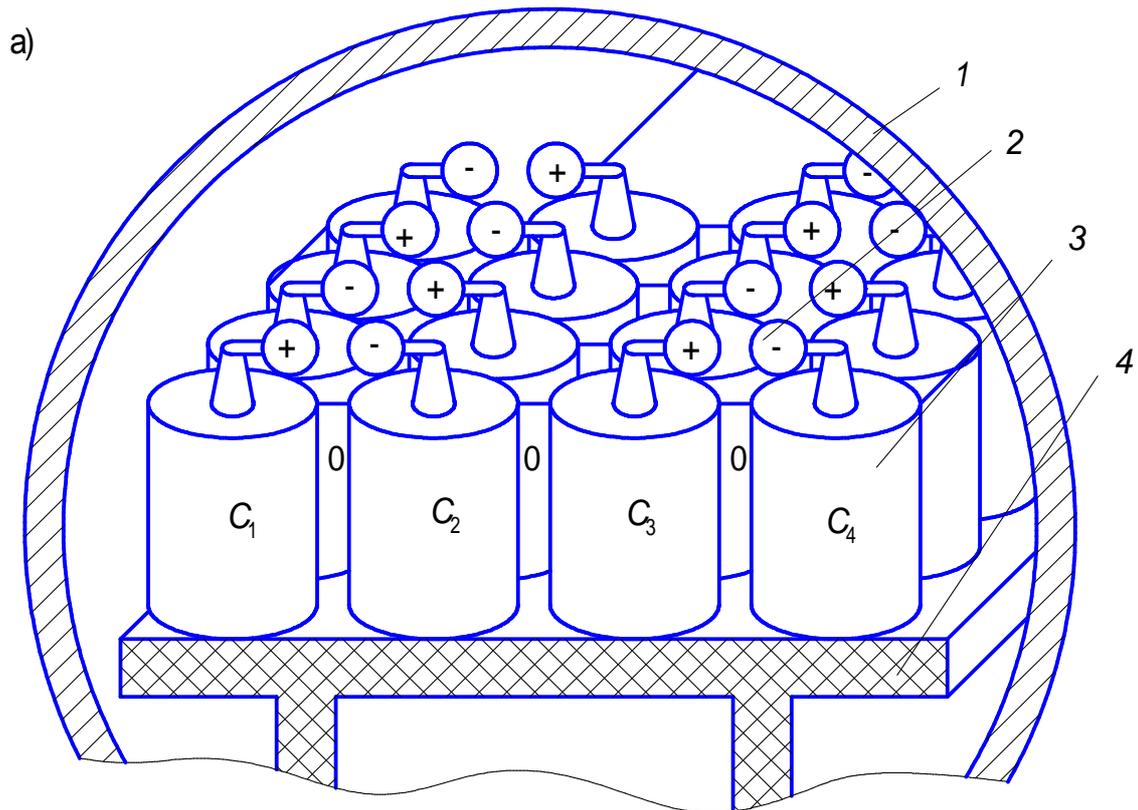


Рис. 8.4. Малоиндуктивный, многоступенчатый ГИН: а – эскиз конструкции; б – принципиальная схема

рядов конденсаторов и несколько цепей зарядных резисторов. В каждом ряду по N конденсаторов 3 и $N / 2$ разрядников 2 (типа см. рис. 6.9), изоляционные корпуса которых на 8.4,а не показаны. На рис. 8.4 количество конденсаторов в ряду $N = 4$, а может быть 6 или 8. Конденсаторы в металлических корпусах, с проходными изоляторами на выводах, которых закреплены электроды разрядников. Два конденсатора в одном ряду, баки которых соединены перемычкой, и закрепленные на их выводах электроды разрядников, образуют одну ступень ГИН. Между ступенями в соседних рядах существуют распределенные конструктивные емкости C_c . Это емкости между металлическими боками конденсаторов, соединяющими их шинами и электродами разрядников. Емкости разрядников и некоторые другие конструктивные емкости, ввиду их малости не показаны и в дальнейшем рассматриваться не будут. Все ряды соединены последовательно с разных сторон. Чтобы при срабатывании ГИН напряжения конденсаторов в нечетных и четных рядах складывались, их заряжают противоположенными знаками. В первом ряду знак $+$ справа, во втором $-$ слева и т.д. Для этого используются параллельные зарядные цепи положительной и отрицательной полярности, в которых резисторы соединены с выводами конденсаторов через один ряд.

Все разрядники первого ряда и разрядник F_3 второго ряда управляемые. На них подается управляющий импульс напряжения несколько десятков киловольт от внешнего генератора поджига. Остальные разрядники неуправляемые и пробиваются от скачка напряжения на них от срабатывания разрядников предыдущих ступеней. Основную роль при этом играют конструктивные емкости C_c между ступенями в соседних рядах и емкости ступеней на “землю”, т.е. на заземленный бак установки. Хотя каждый конденсатор ГИН перед его срабатыванием заряжен до напряжения $+U_0$ или $-U_0$, в среднем усредненная емкость каждой ступени на землю C_3 не заряжена. В силу того, что переходное сопротивление конденсаторов равно нулю распределенные конструктивные емкости между ступенями на принципиальной схеме (см. рис.8.4,б) заменены сосредоточенными C_c и помещены между конденсаторами соседних рядов. В зарядном режиме они не заряжены.

При срабатывании разрядников F_1, F_2, F_3 от внешнего поджига на правый электрод разрядника F_4 приходит импульс напряжения относительно земли с амплитудой $+7U_0$, а на левый электрод со стороны конденсатора C_8 , заряженного до $-U_0, -U_{01}$. Таким образом, к разряднику F_4 будет приложено напряжение $7U_0 - (-U_0) = 8U_0$. Коэффициент увеличения напряжения

$$K = \frac{8U_0}{2U_0},$$

где $2U_0$ – напряжение на разряднике F_4 в зарядном режиме. При таком увеличении напряжения он должен пробиться. После его пробоя на левый электрод разрядника F_5 приходит потенциал по основным конденсаторам $+9U_0$, а на правый электрод со стороны второго ряда передается потенциал $+5U_0$ (кон-

денсаторы $C_1 - C_6$ дают $+6U_0$, емкость между ступенями C_c незаряжена, а конденсатор C_{10} заряжен до $-U_0$. Разность потенциалов на электродах F_5 составляет $9U_0 - 5U_0 = 4U_0$ и коэффициент увеличения напряжения

$$K = \frac{4U_0}{2U_0} = 2.$$

Это недостаточно для надежного срабатывания разрядника F_5 . Но в действительности он существенно больше, так как в приведенных подсчетах не учтено влияние емкости между ступенями со стороны четвертого ряда. Средний потенциал четвертого и последующих рядов еще близок к нулю, его поддерживает незаряженная емкость этих рядов на землю. Поэтому потенциал на правом электроде F_5 будет не более $\sim 3U_0$, а коэффициент увеличения напряжения будет стремиться к трем. На всех последующих разрядниках коэффициент увеличения напряжения будет все больше и больше по мере нарастания напряжения при их поочередном срабатывании.

Модифицированная S – схема ГИН с использованием для запуска разрядников резистивных и емкостных связей представлена на рис.8.5. Зарядные резисторы не показаны. Здесь разрядники первого ряда управляемые. В других рядах, те разрядники, на которых за счет емкостных связей, получается большое перенапряжение сделаны неуправляемыми, а на которых небольшое перенапряжение управляемыми. Управляемые трехэлектродные разрядники с искажением поля (см. рис. 6.9). Средний электрод сделан в виде кольца с острой

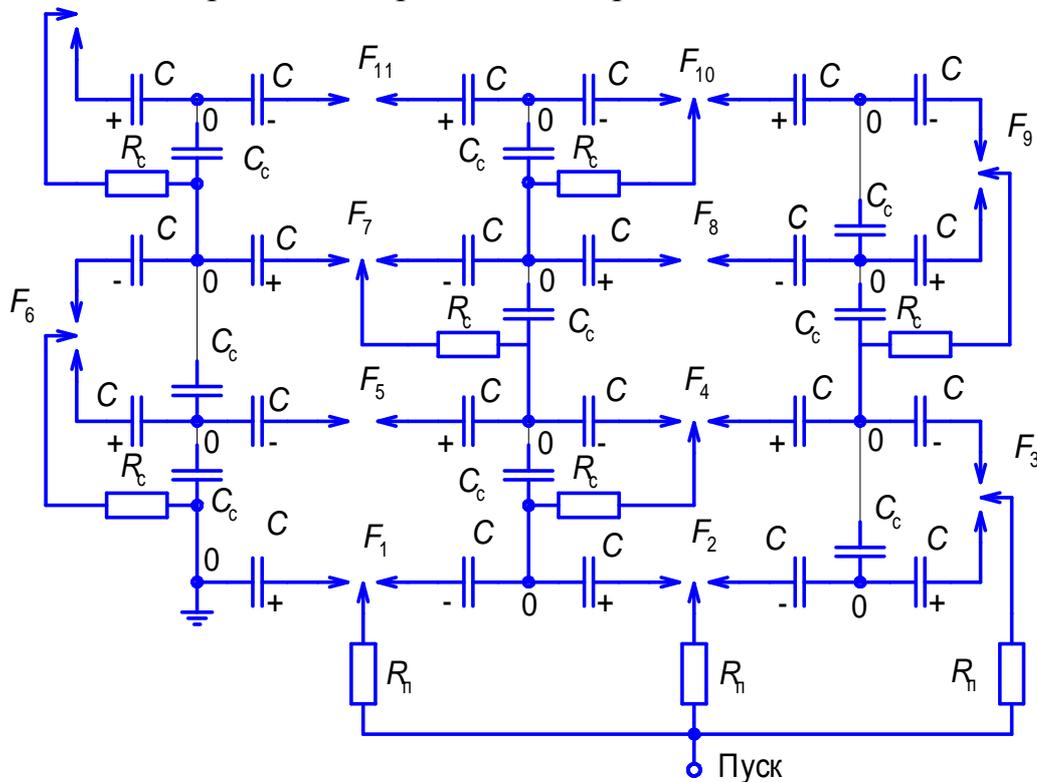


Рис. 8.5. Модифицированная S -схема ГИН

внутренней кромкой. На основные электроды подают потенциалы $+U_0$ и $-U_0$, а на средний через резисторы R_c подают нулевой потенциал, так что в зарядном режиме электрическое поле в разряднике однородно. При запуске разрядников первого ряда от генератора управляющих импульсов они срабатывают, и на правом электроде разрядника F_4 возникает относительно земли потенциал $+7U_0$. На управляющий электрод через резистор R_c подается потенциал $+2U_0$. К газовому промежутку между основным и управляющим электродами F_4 прикладывается напряжение $7U_0 - 2U_0 = 5U_0$. В условиях резкого искажения поля он пробивается с большим перенапряжением и потенциал на управляющем электроде становится $7U_0$. Так как на левом электроде за счет емкостных связей между рядами поддерживается существенно меньший потенциал, то на втором промежутке этого разрядника напряжение также возрастает, и он пробивается. Следующий разрядник F_5 неуправляемый и пробивается за счет емкостных связей. На его правый электрод приходит потенциал $+9U_0$, а на левый $-U_0$, то есть напряжение увеличивается в 5 раз по сравнению с зарядным. Таким образом, в этой схеме все разрядники пробиваются с большим перенапряжением. Это позволяет расширить пределы срабатывания ГИН без изменения давления газа в разрядниках. При номинальном давлении газа и соответствующем ему номинальном зарядном напряжении $U_{0н}$, ГИН может устойчиво работать в диапазоне напряжений $(0.5-1)U_{0н}$.

S-схема ГИН использована при создании ряда крупных высоковольтных установок. Например, ГИН установки "Гермес II" (США) для получения релятивистских электронных пучков имеет следующие параметры. Запасаемая энергия 1 МДж, выходное напряжение 18 МВ. Всего использовано 186 конденсаторов емкостью по 1 мкФ и 93 искровых разрядника, размещенных в 31-ом ряду. Зарядное напряжение конденсаторов 103 кВ, зарядное сопротивление на ступень 1.5 кОм. Генератор помещен в стальной бак внутренним диаметром 6.1 м и длиной 12.2 м, заполненный трансформаторным маслом. Емкость ГИН в ударе 5.38 нФ, индуктивность 80 мкГн, амплитуда тока в режиме разряда на емкостную нагрузку ~ 100 кА. Удельная энергоемкость ГИН в целом 3 кДж/м³, параметр $U/L = 0.22 \cdot 10^{12}$ А/с, средний градиент по длине ГИН $E_{ср} = 1.5$ МВ/м. Конструктивные емкости генератора: емкость связи между ступенями в соседних рядах $C_c = 190$ пФ, емкость разрядника и соседних ступеней в одном ряду $C_p = 45$ пФ, емкость ступеней на землю $C_3 = 10$ пФ.

Ряд крупных установок в 80-ые годы создано в России, например ускорительный комплекс "Ангара 5". Он содержит 49 модулей, каждый из которых представляет собой импульсный ускоритель электронов на энергию 2 МэВ, с током пучка 0.8 МА и длительностью импульса 85 нс. Первичным накопителем энергии в каждом модуле является ГИН на напряжение 2.3 МВ с запасаемой энергией 210 кДж. Для уменьшения индуктивности ГИН состоит из трех параллельных ветвей, каждая из которых представляет собой ГИН, собранный по схеме с двухсторонней зарядкой (см. рис.8.4,б) и управляемыми разрядниками

во всех ступенях (см. 8.3), каждая ветвь содержит 14 ступеней, в которых установлены конденсаторы по 0.8 мкФ на напряжение 100 кВ. Все три ветви, а по существу три ГИН, компактно собраны в одном баке (см. рис.8.4,а), срабатывают синхронно и заряжают одну формирующую линию. Для устойчивого запуска и надежной синхронизации ветвей во всех ступенях ГИН использованы искровые разрядники, управляемые по принципу искажения поля.

9. ИМПУЛЬСНЫЕ И ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

9.1 Схема замещения трансформатора

В высоковольтной технике широко используются различные методы повышения напряжения. Проще и дешевле иметь установку сравнительно невысокого напряжения, и за тем повысить его до требуемого значения. Для получения высокого постоянного напряжения применяется схема умножения напряжения – схема каскадного генератора КГ, а для получения высокого импульсного напряжения используются ГИН, спиральный генератор, импульсный повышающий трансформатор ИТ, устройства с быстрым обрывом тока в индуктивных накопителях энергии. Применение ИТ весьма актуально еще и по тому, что коммутирующие приборы, используемые в импульсных накопителях энергии, работающих с большой частотой повторения импульсов, имеют небольшое рабочее напряжение. Например, выпускаемые промышленностью импульсные тиратроны имеют предельное напряжение 50 кВ, а тиристоры 1–2 кВ. С помощью ИТ производится не только повышение напряжения, но и согласование внутреннего сопротивления генератора импульсов с сопротивлением нагрузки. ИТ используются для трансформирования колебательных, апериодических и прямоугольных импульсов напряжения. От трансформаторов промышленной частоты 50 Гц они, прежде всего, отличаются применением в качестве магнитопровода высокочастотных магнитных материалов. Для изготовления их магнитопроводов используются сплавы с высоким удельным сопротивлением, например, железоникеливый сплав пермаллой 50 НП ($\rho = 0.5 \cdot 10^{-6}$ Ом·м), аморфное железо. Если на промышленной частоте используется магнитная сталь с толщиной листа $\delta = 0.2\text{--}0.4$ мм, то на высоких частотах, чтобы не возникали вихревые токи внутри листов, их толщину приходится уменьшать. Вихревые токи размагничивают магнитопровод, снижая его эффективную магнитную проницаемость, и создают дополнительные потери, которые пропорциональны квадрату толщины листа δ^2 и обратно пропорциональны сопротивлению материала ρ . Высокочастотная магнитная сталь выпускается промышленностью в виде ленты, самая тонкая лента имеет толщину $\delta = 0.005\text{--}0.008$ мм. Кроме магнитной стали широко используются ферриты. Магнитопроводы из ферритов изготавливаются путем прессования порошка из окислов металлов. Например, никель – цинковые ферриты имеют формулу



где коэффициенты m , n и p определяют количественные соотношения между компонентами. В ферритах практически не возникают вихревые токи за счет их большого сопротивления $\rho = 10^3\text{--}10^5$ Ом·м. Граничная (предельная) рабочая частота ферритов может составлять 8–10 МГц.

Варианты расположения обмоток трансформаторов показаны на рис. 9.1 и 9.2. Здесь: 1 – магнитопровод; 2 – первичная обмотка; 3 – вторичная обмотка.

На рис. 9.1 первичная и вторичная обмотки разбиты на две равные части, одна половина первичной и половина вторичной обмоток расположены на одном стержне, а другие их половины на втором стержне. Половины каждой обмотки соединены последовательно, так что магнитные потоки и ЭДС, создаваемые ими, складываются. На рис. 9.2 магнитопровод трансформатора имеет тороидальную форму, первичная и вторичная обмотки расположены одна на другой, между ними помещена изоляция на соответствующее напряжение. Здесь n_1 , n_2 и k_1 , k_2 начала и концы обмоток соответственно. Изоляция обмоток трансформаторов на напряжение ниже ~ 25–30 кВ сухая, изготавливается по типу машинной изоляции. На большее напряжение используется бумажно-масляная и маслобарьерная изоляция, как у силовых трансформаторов на соответствующее напряжение.

Упрощенная схема замещения трансформатора показана на рис. 9.3. Все параметры трансформатора приведены к первичной стороне, приведенные параметры обозначены знаком “штрих”. Здесь: $r = r_1 + r'_2$ – сопротивление обмоток; L_{s1} – индуктивность рассеяния первичной обмотки; L'_μ – приведенная индуктивность

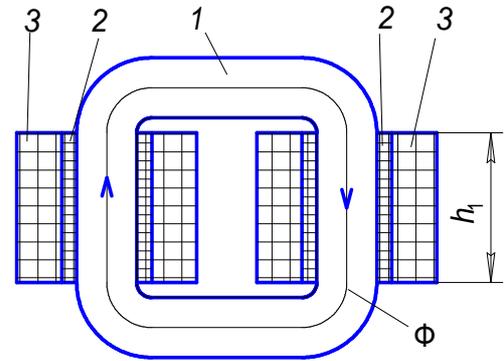


Рис. 9.1. Эскиз расположения обмоток на магнитопроводе ИТ

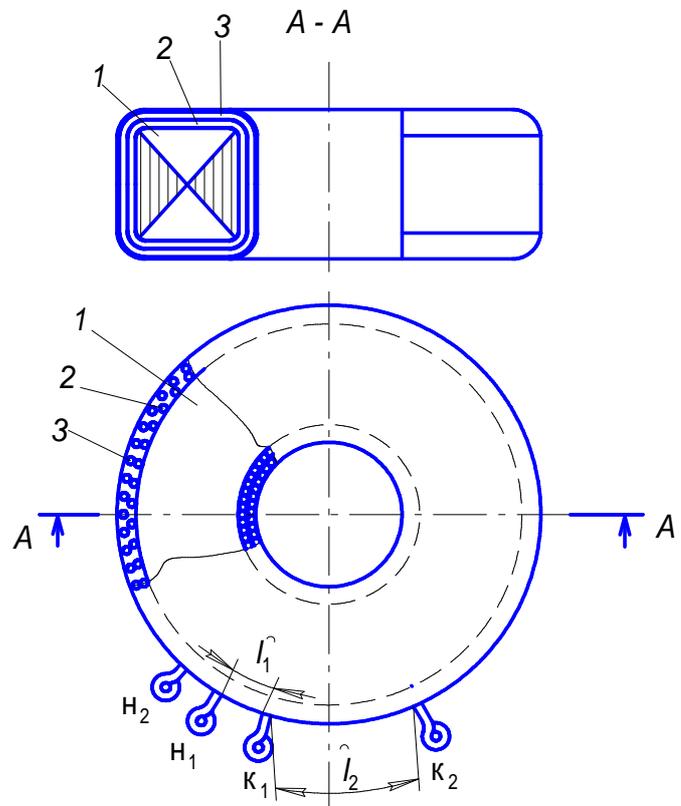


Рис.9.2. Эскиз импульсного трансформатора с тороидальным сердечником

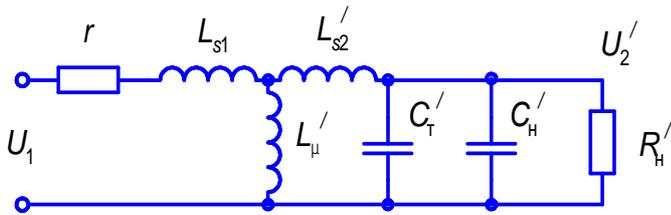


Рис. 9.3. Упрощенная схема замещения ИТ

намагничивания; L'_{s2} – приведенная индуктивность рассеяния вторичной обмотки; C'_T – приведенная конструктивная емкость обмоток трансформатора и токоведущих шин; R'_H, C'_H – приведенные сопротивление и емкость нагрузки.

Приведение к первичной стороне производится через коэффициент трансформации $K = w_2 / w_1$, где w_1 и w_2 – число витков первичной и вторичной обмоток. Параметры, приведенные к первичной стороне

$$r'_2 = r_2 / K^2; L'_\mu = L_\mu; L'_{s2} = L_{s2} / K^2; R'_H = R_H / K^2;$$

$$C'_H = C_H K^2; U'_2 = U_2 / K; i'_2 = i_2 K.$$

В некоторых случаях все параметры электрической цепи трансформатора приводят к вторичной стороне; приведенные параметры обозначают двумя штрихами:

$$U''_1 = K U_1; r'' = r K^2; L''_\mu = L'_\mu K^2; L''_{s1} = L_{s1} K^2; L''_{s2} = L_{s2};$$

$$C''_T = C'_T / K^2; U''_2 = U_2; R''_H = R_H.$$

Индуктивность намагничивания трансформатора, приведенная к первичной стороне $L'_\mu = L_1 - L_{s1}$, где L_1 – индуктивность первичной обмотки при холостом ходе на вторичной стороне. Так как $L_{s1} \ll L'_\mu$, то

$$L'_\mu \cong L_1 = \mu_0 \mu_r w^2 \frac{S}{l},$$

где μ_r – относительная магнитная проницаемость материала сердечника; S – сечение магнитопровода (см. рис. 9.4); l – длина магнитопровода по средней линии магнитного поля.

Индуктивности рассеяния трансформатора определяются магнитными потоками рассеяния. Основной поток Φ_0 (см. рис. 9.4) проходит по магнитопроводу и сцеплен с витками обеих обмоток. Поток рассеяния Φ_{s1} – сцеплен только с витками первичной обмотки и Φ_{s2} – только с витками вторичной обмотки. Эпюра напряженности поля магнитного потока, проходящего через обмотки, показана под обмотками (см. рис. 9.4). Токи в первичной и вторичной обмотках направлены встречно. В зазоре Δ_{12} – между обмотками магнитодвижущая сила $M = i_1 w_1 = i_2 w_2$ и напряженность магнитного поля $H_{12} = M / h$, где h – высота (длина) обмоток. В самих обмотках, при равномерной плотности расположения витков, МДС убывает от зазора Δ_{12} в обе стороны по линейному закону. В соответствии с этим убывает и напряженность магнитного поля

$$H_{1(x)} = \frac{i_1 w_1}{h} \frac{x}{\Delta_1}; H_{2(x)} = \frac{i_2 w_2}{h} \frac{x_1 - x}{\Delta_2}.$$

Здесь принято $x = 0$ на внутренней стороне первичной обмотки. Энергия магнитного поля между первым слоем первичной обмотки и последним слоем вторичной обмотки

$$W_M = \frac{1}{2} \mu_0 \int_V H^2 dV = \frac{1}{2} \mu_0 l_b h \int_0^{x_1} H^2 dx \quad (9.1)$$

где l_b – средняя длина витка, принимаемая одинаковой для первичной и вторичной обмоток, для обмотки в виде круглой катушки $l_b = \pi D_{cp}$, h – высота обмоток. Индуктивность рассеяния определяется по энергии полей рассеяния исходя из условия

$$W_M = \frac{1}{2} L'_s i_1^2 = \frac{1}{2} L''_s i_2^2. \quad (9.2)$$

При этом предполагается, что энергия полей рассеяния вне обмоток пренебрежимо мала. Подставив в (9.1) и (9.2) $H_{1(x)}$, $H_{2(x)}$, H_{12} , в результате интегрирования получим

$$L'_s = L_{s1} + L'_{s2} = \mu_0 \frac{l_b w_1^2}{h} \left(\frac{\Delta_1}{3} + \Delta_{12} + \frac{\Delta_2}{3} \right). \quad (9.3)$$

Чтобы найти L_{s1} и L_{s2} по отдельности (иногда это требуется) надо половину энергии в зазоре Δ_{12} отнести к первичной обмотке, а половину к вторичной и провести операции (9.1) и (9.2). Если первичная и вторичная обмотки однослойные, то есть $\Delta_1 \rightarrow 0$ и $\Delta_2 \rightarrow 0$, то без учета проникновения магнитного поля в проводники обмоток

$$L'_s = \mu_0 \Delta_{12} l_b \frac{w_1^2}{h}.$$

Динамические емкости трансформатора также определяют исходя из энергетического принципа. Для этого необходимо рассчитать энергию

$$W_3 = \frac{1}{2} \int_V \epsilon_0 \epsilon_r E^2 dV$$

всех электрических полей: внутри обмоток, между обмотками, между обмотками и магнитопроводом, обмотками и баком трансформатора, и за тем записать равенство

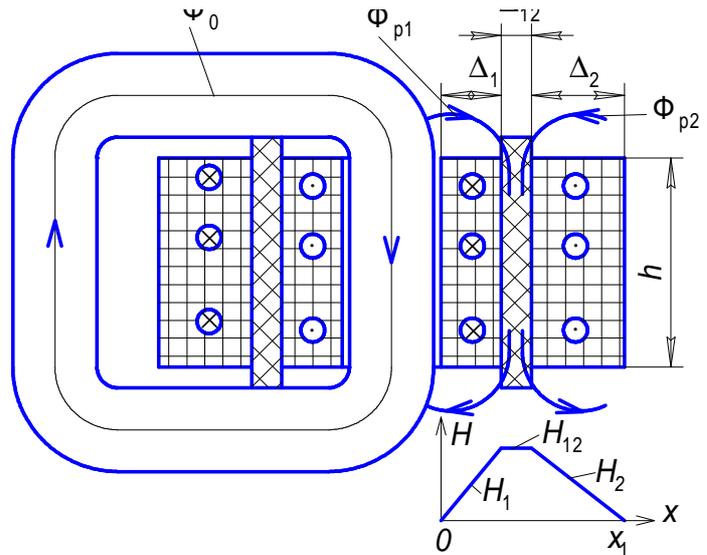


Рис.9.4. К расчету индуктивности рассеяния ИТ

$$W_{\text{э}} = \frac{1}{2} C'_T U_1^2.$$

Так как вариантов расположения и схем соединения обмоток может быть много, то рассмотрим простейший вариант (см. рис.9.5). Здесь первичная обмотка однослойная, вторичная трехслойная, число слоев $m = 3$. Магнитопровод, начала первичной и вторичной обмоток заземлены, намотка вторичной обмотки двухходовая. Найдем энергию электрического поля между первичной обмоткой и заземленным магнитопроводом. Напряжение от начала к концу обмотки на-

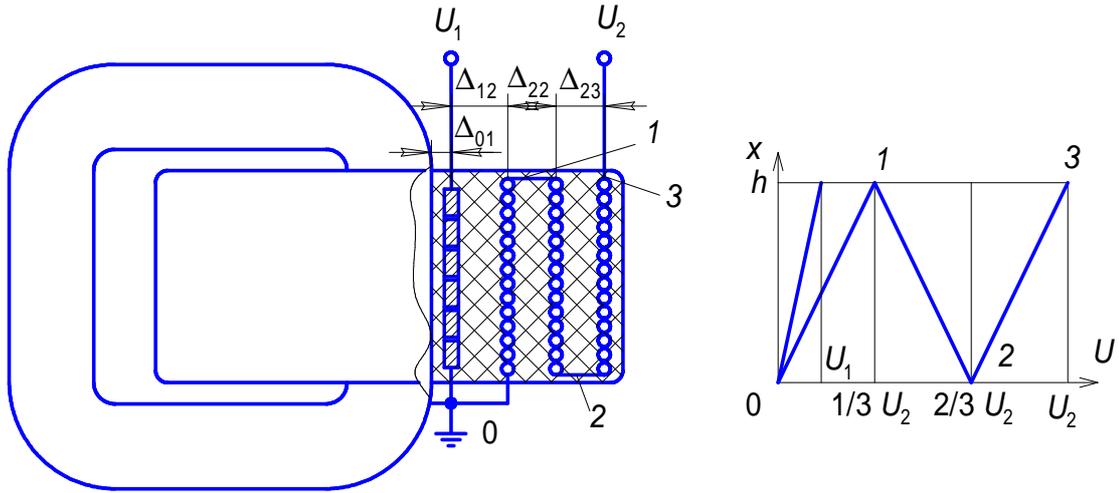


Рис.9.5. К определению конструктивной емкости трансформатора

растает по линейному закону

$$U_{(x)} = \frac{U_1}{h} x.$$

Расстояние между первичной обмоткой и магнитопроводом (толщина изоляции) Δ_{01} . При этом емкость участка dx на длине витка l_b

$$dC_{1x} = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{l_b}{\Delta_{01}} dx.$$

Энергия электрического поля в изоляции емкости dC_{1x}

$$dW_{1x} = \frac{1}{2} \epsilon_0 \epsilon_r \frac{l_b}{\Delta_{01}} U_{1x}^2 dx,$$

а во всей емкости C_1 между первичной обмоткой и магнитопроводом

$$W_{\text{э}1} = \int_0^h dW_{1x} = \frac{1}{2} \epsilon_0 \epsilon_r \frac{l_b h}{3\Delta_{01}} U_1^2.$$

Приравняв, $W_{\text{э}1} = \frac{1}{2} C_1 U_1^2$ получим

$$C_1 = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{l_b h}{3\Delta_{01}} \quad (9.4)$$

Таким же способом найдем емкость между обмотками C'_{12} . Напряжение между обмотками в зазоре Δ_{12} меняется по x следующим образом

$$U_{12x} = \left(\frac{KU_1}{m} - U_1 \right) \frac{x}{h},$$

где $\frac{KU_1}{m} = \frac{U_2}{m}$ – напряжение в конце первого слоя при $x = h$.

В результате интегрирования энергии поля в зазоре Δ_{12} получим выражение для емкости между обмотками

$$C'_{12} = \epsilon_0 \epsilon_r \left(\frac{l_b h}{3\Delta_{12}} \right) \left(\frac{K}{m} - 1 \right). \quad (9.5)$$

Во вторичной обмотке энергия электрического поля сосредоточена между слоями. Укладка витков в первом слое ведется снизу вверх, во втором сверху вниз и т.д. При такой схеме соединений слоев напряжение в изоляции между слоями изменяется от нуля, там, где они соединены, до $2K U_1 / m$ при $x = 0$ или при $x = h$. Применяя изложенный энергетический принцип, получим

$$C'_2 = \frac{4}{3} \epsilon_0 \epsilon_r \frac{l_b h}{\Delta_{22}} \frac{m-1}{m^2} K^2. \quad (9.6)$$

Суммарная динамическая емкость трансформатора, приведенная к первичной стороне

$$C'_T = C_1 + C'_{12} + C'_2. \quad (9.7)$$

Для повышающего трансформатора в схеме замещения ее помещают на стороне высокого напряжения. Если трансформатор помещен в металлический бак, то дополнительно необходимо учесть емкость обмоток относительно бака и емкость вывода трансформатора.

9.2 Применение импульсных трансформаторов

Наиболее часто источником питания трансформатора является заряженная батарея конденсаторов. Схема замещения, когда к трансформатору подключена емкостная нагрузка, показана на рис. 9.6. Если пренебречь сопротивлением обмоток трансформатора, то для случая, когда $C'_H \ll C_1$ и $C'_T \ll C'_H$ при включении ключа S напряжение на нагрузке может быть описано следующим выражением

$$U'_2 = U_1 \frac{C_1}{C_1 + C'_H} (\cos \omega_1 t - \cos \omega_2 t), \quad (9.8)$$

где $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{C_1 L'_\mu}}$; $\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L'_s C'_H}}$.

На практике из-за наличия сопротивления обмоток и потерь в магнитопроводе импульс напряжения будет иметь характер затухающих ко-

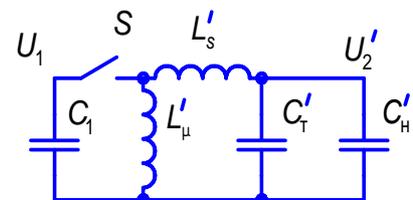


Рис. 9.6. Схема замещения трансформатора при емкостной нагрузке

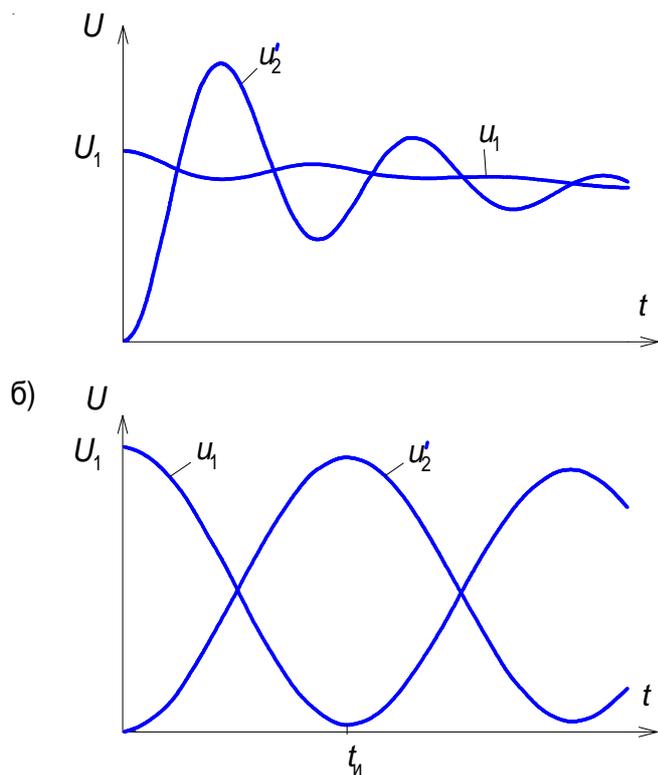


Рис. 9.7. Импульсы напряжения на емкостной нагрузке

лебаний (см. 9.7,а). Максимальное значение напряжения на нагрузке не превосходит $2KU_1$.

В импульсной технике часто используется зарядка высоковольтной емкости через повышающий трансформатор от другой емкости, заряженной до меньшего напряжения. Для этого частного случая характерно:

$$C_1 = C'_H; C'_T \ll C'_H; L'_\mu \gg L'_S.$$

После включения ключа S емкость C_1 разрезается через индуктивность рассеяния трансформатора на емкость нагрузки и при пренебрежении потерями.

$$U'_2 = U_1 \frac{C_1}{C_1 + C'_H} (1 - \cos \omega t),$$

где $\omega = \frac{1}{\sqrt{L'_S \frac{C_1 C'_H}{C_1 + C'_H}}}$. Характер

изменения напряжений U_1 и U'_2 с учетом потерь показан на рис. 9.7,б. За время

$$t_u = \frac{T}{2} = \pi \sqrt{L'_S \frac{C_1 C'_H}{C_1 + C'_H}} \quad (9.9)$$

емкость C_1 разрезается до нуля, а емкость C'_H заряжается до $U_2 = KU_1$. Если C_1 , U_1 , K и t_u заданы, то уравнение (9.9) является определяющим при проектировании трансформатора. Его индуктивность рассеяния должна удовлетворять условию

$$L'_S \leq \left(\frac{t_u}{\pi} \right)^2 \frac{C_1 + C'_H}{C_1 C'_H}. \quad (9.10)$$

Импульсный трансформатор часто используется для получения прямоугольных импульсов напряжения на активной нагрузке. Эквивалентная схема установки в этом случае дана на рис.9.8. Источником импульсов напряжения является формирующая линия с волновым сопротивлением Z . Согласованный режим имеет место при $Z = R'_H$. Любой трансформатор не является идеальным. При подаче на вход трансформатора прямоугольного импульса правильной формы U_1 (см. рис. 9.9,а) на выходе имеет место искажение фронта и “завал” вершины (см. рис. 9.9,б). Трансформатор проектируют таким образом, чтобы

эти искажения свести к минимуму. При анализе процессов на фронте импульса пренебрегают индуктивностью намагничивания, считают $L_{\mu} = \infty$. Действительно $L'_{\mu} \gg L'_s$ и в первый момент времени через L'_{μ} ток практически не протекает.

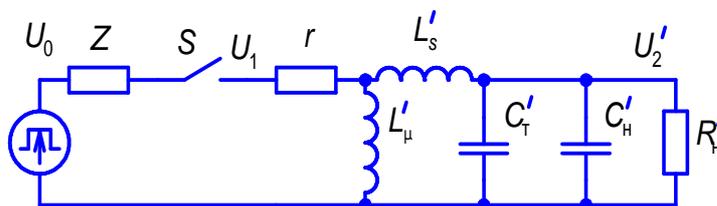
Схема замещения может быть представлена в виде, как показано на рис. 9.10,а. На фронте импульса емкость $C' = C'_T + C'_H$ заряжается через индуктивность L'_s от генератора импульсов. Сопротивления $(Z + r)$ и R'_H демпфируют колебания в этом $L - C$ контуре. Если

$Z + r \cong 1.4 \sqrt{\frac{L'_s}{C'}}$, то выброс на вершине импульса (см. рис.9.10,б) не превышает $\sim 5\%$, а время роста напряжения до максимума

$$t_{\phi} \cong 3\sqrt{L'_s C'} . \quad (9.11)$$

Чтобы сократить длительность фронта импульса и выброс на вершине надо уменьшать индуктивность рассеяния L'_s и конструктивную емкость трансформатора C'_T . Эти два параметра трансформатора зависят от размера обмоток и количества витков (см. формулы (9.3) и (9.7)). Поэтому для трансформирования коротких импульсов $t_{\mu} \cong 100$ мкс и менее приходится количество витков первичной и соответственно вторичной обмоток выбирать небольшим.

После окончания формирования фронта импульса напряжение на емкостях $(C'_T + C'_H)$ и ток в индуктивности L'_s достигают установившихся значений. Поэтому эти параметры не влияют на процессы на плоской вершине импульса, то есть ими можно пренебречь. Тогда схема замещения установки принимает вид (см. рис. 9.10,б). Зарядное напряже-



Зис.9.8. Эквивалентная схема ИТ для питания активной нагрузки импульсами прямоугольной формы

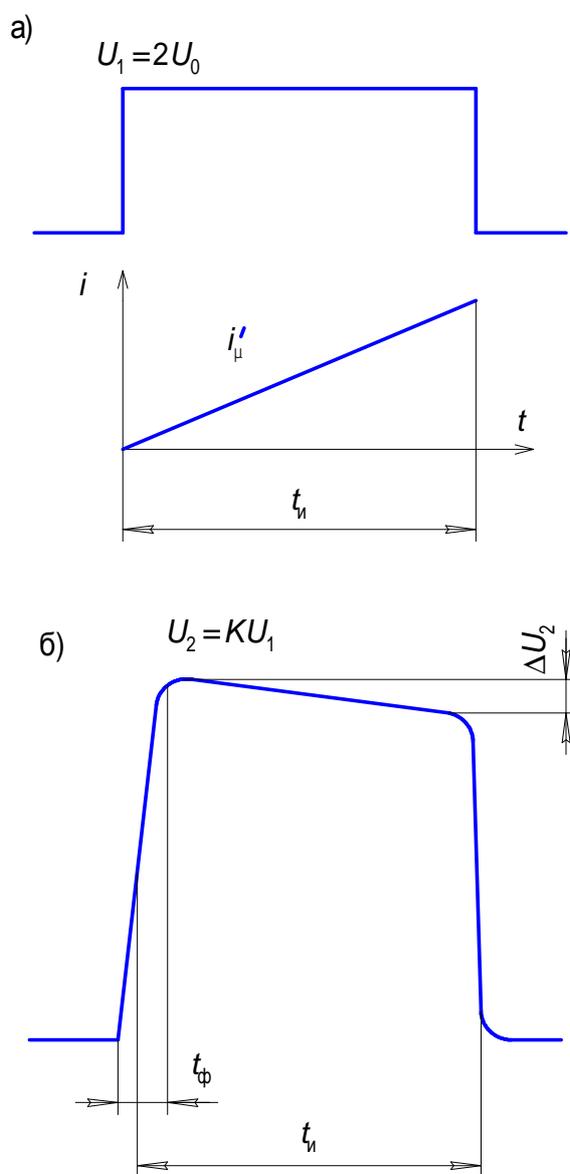


Рис. 9.9. К определению искажения формы трансформируемого импульса

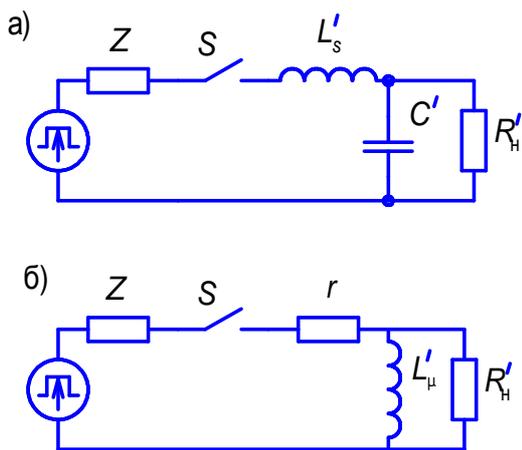


Рис. 9.10. Эквивалентные схемы ИТ к анализу искажения импульсов: а – на фронте; б – на вершине

ние формирующей линии U_0 делится между сопротивлением нагрузки R'_H и $(r + Z)$ то есть

$$U'_2 = U_0 k_u,$$

где $k_u = \frac{R'_H}{Z + r + R'_H}$ – коэффициент передачи напряжения из первичной цепи во вторичную. Ток намагничивания i_μ в индуктивности L'_μ (см. рис. 9.9,а) в первый момент времени равен нулю и затем в течении импульса нарастает по экспоненциальному закону с постоянной времени

$$\tau_\mu = \frac{L'_\mu}{R_3},$$

где $R_3 = \frac{(Z + r)R'_H}{Z + r + R'_H}$. Этот ток создает падение напряжения на сопротивлении

$(Z + r)$, что и дает “завал” напряжения на вершине импульса. Относительное падение напряжения на вершине импульса за время t_n (см. рис. 9.9,б)

$$\Delta = \frac{\Delta U_2}{U_2} = \frac{\Delta U'_2}{\alpha U_0} \cong \frac{t_n}{\tau} = t_n \frac{(Z + r)R'_H}{L'_\mu (Z + r + R'_H)}.$$

Это формула является основанием для выбора индуктивности намагничивания трансформатора

$$L'_\mu \geq \frac{t_n R'_H (Z + r)}{\Delta (Z + r + R'_H)}. \quad (9.12)$$

Обычно Δ задается не более 5%. Сопротивление проводов обмоток $r' \ll Z$, поэтому на первом этапе расчета трансформатора им можно пренебречь.

9.3. Магнитопровод импульсного трансформатора

Как было отмечено, в импульсных трансформаторах для изготовления магнитопровода используются высокочастотные магнитные материалы. Примерный вид предельного цикла намагничивания материала сердечника показан на рис. 9.11. Здесь B_s – индукция насыщения, B_r – остаточная индукция, H_c – коэрцитивная сила. Пунктиром показан рабочий цикл намагничивания при переменном напряжении или при импульсах разной полярности. В нормальном рабочем режиме трансформатор не должен входить в насыщение, поэтому выбирают $B_m < B_s$. Изменение индукции за один период колебаний $\Delta B = B_m - (-B_m) = 2 B_m$ и соответствующее ему изменение напряженности магнитного поля в сердечнике $\Delta H = 2 H_m$. Магнитная проницаемость для данного цикла

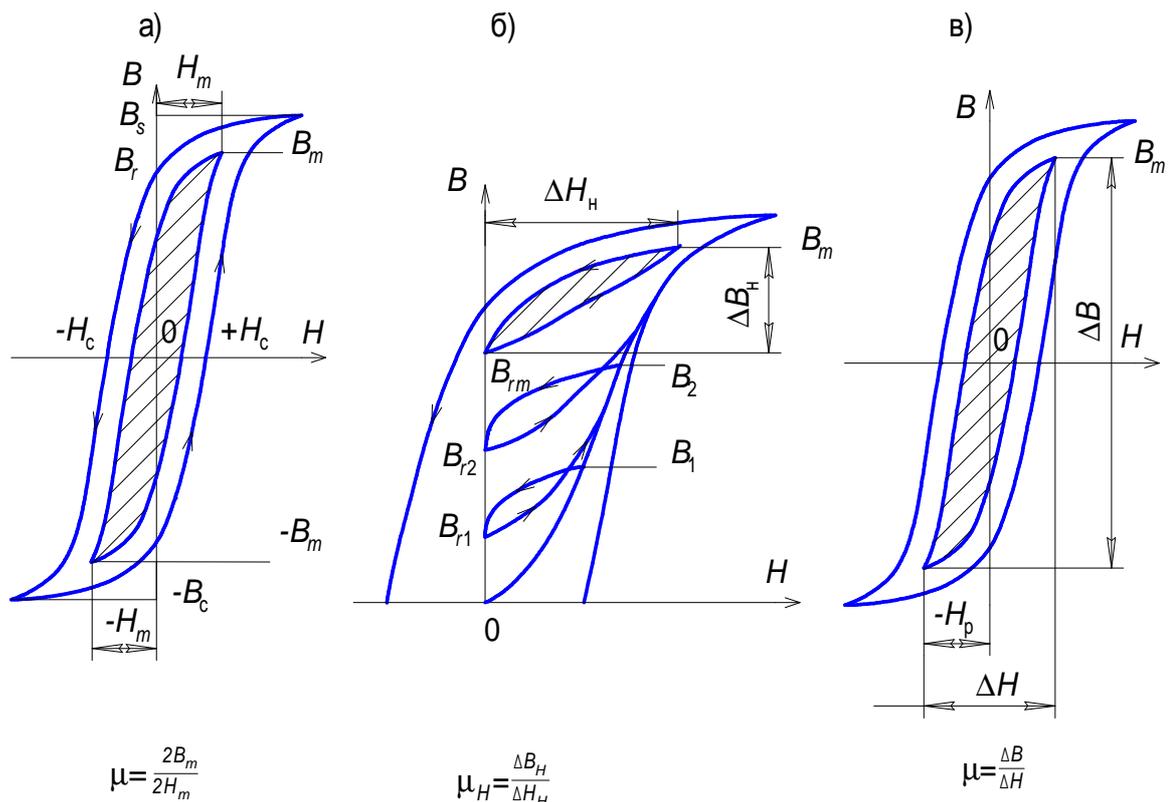


Рис. 9.11. Предельный гистерезисный цикл и рабочие циклы намагничивания (заштрихованы) ферромагнитных сердечников: а – симметричный цикл; б – несимметричный; в – несимметричный при наличии размагничивания ($-H_p$)

$$\mu_0 \mu_r = \frac{\Delta B}{\Delta H} = \frac{B_m}{H_m},$$

ей соответствует наклон прямой между точками B_m , H_m и $-B_m$, $-H_m$.

При трансформировании униполярных импульсов напряжения и тока напряженность магнитного поля H не переходит в область минусовых значений, поэтому кривая намагничивания материала резко меняется. Исходное состояние материала сердечника $H = 0$, $B = 0$ (см. рис. 9.11,б). При воздействии первого импульса индукция достигает значения B_1 , а при спаде тока до нуля становится равной B_{r1} . При воздействии второго импульса – изменяется от B_{r1} до B_2 и по окончании импульса переходит в точку B_{r2} и т.д., пока не достигнет точки B_m в максимуме и B_{rm} в минимуме. При всех последующих импульсах перемагничивание материала сердечника будет происходить по заштрихованной петле (см. рис. 9.11,б). Это так называемый предельный, несимметричный, частичный цикл намагничивания. При этом ΔB_H несимметричного цикла много меньше ΔB симметричного цикла, в соответствии с этим сильно уменьшается и магнитная проницаемость $\mu_H = \frac{\Delta B_H}{\Delta H_H}$. Все это ведет к увеличению габаритов

трансформатора и ухудшению его частотных характеристик. Поэтому в мощ-

ных импульсных трансформаторах, работающих в режиме однополярных импульсов, вводят размагничивание. Через первичную обмотку пропускают постоянный ток обратного знака относительно рабочего импульсного. При этом исходное состояние магнитного материала (см. рис. 9.11,в) к началу каждого очередного импульса равно $-B_r$, а в результате воздействия импульса увеличивается до B_m . Рабочий цикл намагничивания материала в этом случае указан стрелочками. Если размагничивание не вводится, то для трансформаторов, работающих в режиме однополярных импульсов, применяют материалы, имеющие небольшую остаточную индукцию B_r , например, сталь 47 НК или 68 НМ. Удельные потери на гистерезис, то есть энергия, затрачиваемая на перемагничивание единицы объема сердечника, пропорциональна площади петли рабочего цикла намагничивания $W_{\Gamma} = \oint HdB$. Так как для большинства магнитномягких материалов форма гистерезисного цикла близка к прямоугольной, то $W_{\Gamma} = \Delta B \cdot \Delta H$. Если частота повторения импульсов f , а объем магнитопровода V , то мощность потерь на гистерезис

$$P_{\Gamma} = VK_c \Delta B \Delta H f,$$

где $K_c \cong 0,8 - 0,9$ – коэффициент заполнения объема магнитопровода собственно магнитным материалом. При большой скорости изменения магнитного поля в сердечнике возникают вихревые токи, размагничивающие сердечник. Это ведет к уменьшению ΔB при том же значении ΔH , то есть к уменьшению эффективной магнитной проницаемости материала сердечника. Мощность потерь на вихревые токи

$$P_{\text{в}} = \frac{VK_c (\Delta B)^2 \delta^2 f}{12\rho t_{\text{и}}}.$$

Полная мощность потерь в сердечнике на гистерезис и на вихревые токи

$$P_c = VK_c \Delta B f \left(\Delta H + \frac{\Delta B \delta^2}{12\rho t_{\text{и}}} \right).$$

Эквивалентное изменение напряженности внешнего магнитного поля, учитывающее размагничивающее влияние вихревых токов, кажущееся изменение ΔH

$$\Delta H_{\text{к}} = \Delta H + \frac{\Delta B \delta^2}{12\rho t_{\text{и}}}$$

и в соответствии с этим вводится понятие кажущейся магнитной проницаемости

$$\mu_{\Delta\text{к}} = \frac{\Delta B}{\mu_0 \Delta H_{\text{к}}} = \frac{\mu_{\Delta}}{1 + \frac{\mu_0 \mu_{\Delta} \delta^2}{12\rho t_{\text{и}}}},$$

где $\mu_{\Delta} = \frac{\Delta B}{\mu_0 \Delta H}$ – относительная магнитная проницаемость при медленном изменении H . За счет размагничивающего действия вихревых токов $\mu_{\Delta k} < \mu_{\Delta}$.

9.4 Расчет трансформатора

В общем случае расчет и проектирование ИТ является технико-экономической задачей. Необходимо не только получить соответствующий импульс напряжения на нагрузке при заданном коэффициенте трансформации, но и удовлетворить требованиям надежности и экономической целесообразности. В данном случае рассмотрим методику технического расчета основных параметров трансформатора в первом приближении. Для окончательного расчета проводят ряд последующих уточнений. При проектировании обычно известно напряжение U_1 и U_2 , импульсная мощность $P_{и}$, длительность импульса $t_{и}$, сопротивление $R_{н}$ и емкость нагрузки $C_{н}$, частота повторения импульсов f , а также допуски на искажение формы импульса. В некоторых случаях вместо мощности может быть задана энергия импульса $W_{и}$. В этом случае ток в первичной цепи трансформатора I_{m1} и длительность импульса $t_{и}$ определяются исходя из пропускной способности коммутирующего прибора по току. Следовательно, если коммутирующий прибор выбран, то I_{m1} и $t_{и}$ определяются однозначно. Предполагается, что трансформатор должен иметь по возможности минимальные массогабаритные показатели и максимальный КПД.

В результате проектирования необходимо выбрать материал магнитопровода, схему соединения обмоток, изоляцию, рассчитать сечение и длину магнитопровода, сечение проводов и количество витков первичной и вторичной обмоток. Коэффициент трансформации $K = w_2 / w_1$ при согласовании параметров источника питания с параметрами нагрузки $K = U_2 / U_1$. Действующие значения токов в первичной и вторичной обмотках трансформатора

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_1^2 dt}; \quad I_2 = \frac{I_1}{K}.$$

В частном случае (см. рис. 9.12,а) импульсы тока имеют прямоугольную форму

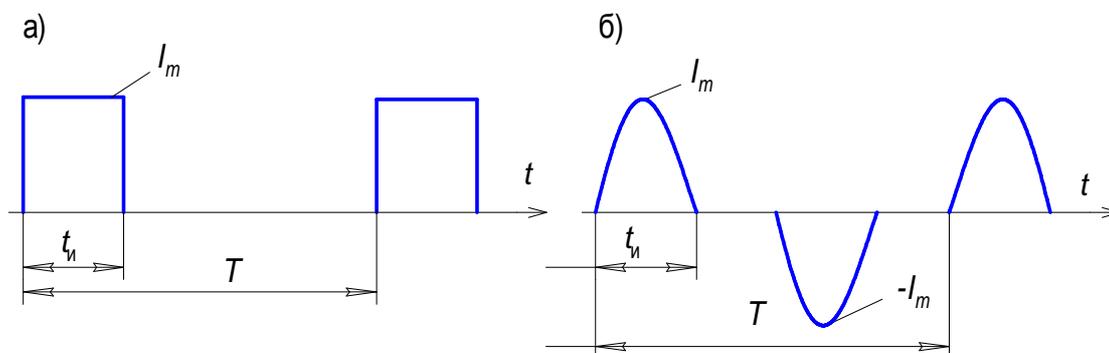


Рис. 9.12. К определению действующего значения тока

$$I_1 = I_{m1} \sqrt{\frac{t_{\text{и}}}{T}}.$$

Для разнополярных импульсов синусоидальной формы (см. рис. 9.12,б)

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{T} 2 \int_0^{t_{\text{и}}} i_{m1}^2 \sin^2\left(\frac{\pi}{t_{\text{и}}} t\right) dt} = \frac{I_{m1}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{2t_{\text{и}}}{T}}. \quad (9.13)$$

Чтобы найти сечение проводов обмоток надо задаться рабочей плотностью тока j . Она зависит от условий охлаждения обмоток. Температура обмоток не должна превышать предельно допустимого значения для данного вида изоляции, для большинства видов $\sim 80\text{--}90^\circ\text{C}$. Так как тепловой расчет трансформатора является самостоятельной задачей, то не будем его касаться. Воспользуемся литературными данными. В справочниках для трансформаторов с сухой изоляцией и обмоткой из меди рекомендуется выбирать плотность тока $j = 5\text{--}7 \text{ А/мм}^2$, в масляных трансформаторах $j = 10\text{--}15 \text{ А/мм}^2$. Таким образом, сечение проводов обмоток

$$S_{\text{п1}} = \frac{I_1}{j}; \quad S_{\text{п2}} = \frac{I_2}{j}.$$

Так как $I_2 = I_1 / K$, то $S_{\text{п2}} \cong S_{\text{п1}} / K$.

Общее сечение проводов обмоток

$$S_{\text{п}} = S_{\text{п1}} w_1 + S_{\text{п2}} w_2 = 2S_{\text{п1}} = 2w_1 \frac{I_1}{j}. \quad (9.14)$$

Далее необходимо найти сечение окна магнитопровода. В окне должны помещаться обе обмотки с изоляцией, и предусмотрены изоляционные промежутки от высоковольтных частей обмоток до магнитопровода, который чаще всего заземлен. Для предварительных расчетов вводят коэффициент заполнения окна проводником обмотки $K_3 = S_{\text{п}} / S_{\text{ок}}$. В высоковольтных трансформаторах большую площадь окна занимают изоляция и изоляционные промежутки, поэтому $K_3 \sim 0.05\text{--}0.1$, а в отдельных случаях может быть и меньше. При последующих расчетах, когда будут выбраны схема соединения обмоток и изоляция, его уточняют. Таким образом, сечение окна

$$S_{\text{ок}} = \frac{S_{\text{п}}}{K_3} = 2 \frac{I_1}{j} \frac{w_1}{K_3}. \quad (9.15)$$

Закон электромагнитной индукции для первичной обмотки трансформатора

$$|u_1| = S_{\mu} w_1 \frac{dB}{dt}.$$

Разделим переменные и проведем интегрирование

$$\int_0^{t_{\text{и}}} u_1 dt = S_{\mu} w_1 \int dB = S_{\mu} w_1 \Delta B, \quad (9.16)$$

где ΔB – приращение индукции за время импульса, а $\int_0^{t_n} u_1 dt = A$ – вольт-секундная площадь импульса; для прямоугольного импульса $A = U_1 t_n$.

Из уравнение (9.16) следует $S_\mu w_1 = \frac{A}{\Delta B}$. Для определения по отдельности S_μ и

w_1 умножим сечение магнитопровода $S_\mu = \frac{A}{\Delta B w_1}$ на сечение окна (9.15)

$$S_\mu S_{\text{ок}} = \frac{A}{\Delta B w_1} 2 \frac{I_1 w_1}{j K_3} = 2 \frac{A I_1}{\Delta B j K_3}. \quad (9.17)$$

Здесь все составляющие правой части уравнения найдены или выбраны раньше, поэтому произведение $S_\mu S_{\text{ок}}$ можно вычислить. Оно определяет размеры магнитопровода трансформатора. Промышленностью выпускаются стандартные типоразмеры магнитных сердечников для трансформаторов, в том числе из ферритов с разными размерами S_μ и соотношениями $K_{\mu 0} = \frac{S_\mu}{S_{\text{ок}}}$. Исходя из

произведения $S_\mu S_{\text{ок}}$ надо выбрать нужный из них. Если используется нестандартный магнитопровод, то необходимо задаться отношением $K_{\mu 0} = \frac{S_\mu}{S_{\text{ок}}}$. Для

высоковольтных трансформаторов наиболее подходят сердечники с большим окном $K_{\mu 0} \sim 0.1$ или меньше. Тогда из (9.17) найдем сечение магнитопровода

$$S_\mu = \sqrt{2 \frac{A I_1 K_{\mu 0}}{\Delta B j K_3}}.$$

Затем из (9.16) найдем количество витков первичной обмотки

$$w_1 = \frac{A}{\Delta B S_\mu}.$$

Зная S_μ и $S_{\text{ок}}$ найдем длину магнитопровода l_μ по средней линии магнитного поля. Исходя из размеров магнитопровода и сечения проводов необходимо рассмотреть конструкцию трансформатора и рассчитать индуктивность намагничивания L_μ , индуктивность рассеяния L_s , конструктивную емкость C_T , сопротивление обмоток r_1 и r_2 . Если эти параметры не удовлетворяют требованиям, предъявляемым к трансформатору с точки зрения искажения формы импульса, или другим требованиям данной электрической схемы, то необходимо внести изменения в конструкцию трансформатора и провести расчет снова. Известно, что чем меньше длительность импульса и больше рабочая частота, тем меньше должны быть индуктивность рассеяния L_s конструктивная динамическая емкость C_T трансформатора. Из выше изложенного следует, что L_s пропорциональна количеству витков w_1 (или $w_2 = w_1 K$) в квадрате, а емкость C_T пропорцио

нальна размеру обмоток ($l_b h$). Поэтому ясно, что для уменьшения этих параметров необходимо уменьшать количество витков в первичной, и соответственно во вторичной обмотках, и увеличивать ΔB . В пределе первичная обмотка может иметь один виток, выполненный широкой лентой. Чтобы уменьшить индуктивность выводов этого витка, сначала на магнитопроводе располагают вторичную обмотку, а затем сверху на нее надевают виток первичной обмотки.

Для уменьшения индуктивности рассеяния и динамической емкости трансформатора могут использоваться различные другие приемы. Например, разбивка первичной и вторичной обмоток на две половины и расположение их на разных стержнях (см. рис. 9.1) позволяет уменьшать индуктивность рассеяния трансформатора при тех же размерах магнитопровода. Две катушки длиной h_1 можно представить как одну длиной $h = 2 h_1$, что при подстановке в формулу (9.3) для индуктивности дает ее уменьшение в 2 раза. Кроме этого, при расположении обмоток на двух стержнях уменьшаются размеры Δ_1 и Δ_2 при прочих равных условиях, а именно количество витков w_1 и w_2 и сечение проводов в обеих катушках остается такое же, как в одной. В трансформаторе с кольцевым сердечником (см. рис. 9.2) для уменьшения индуктивности рассеяния обмотки располагают на всей длине магнитопровода, оставляя между началом и концами обмоток изоляционные промежутки l_1 и l_2 на соответствующее рабочее напряжение. Если первичная обмотка имеет мало витков, то ее мотают не круглым проводом, а широкой лентой (см. рис. 9.5), так чтобы обмотка заняла весь размер h . Это делается не только из соображения уменьшения индуктивности рассеяния, но и из-за проявления скин-эффекта и эффекта близости. На частоте ω , соответствующей импульсу, в круглом проводе ток протекает по скин-слою толщиной $\approx 2\Delta = 2\sqrt{\frac{2\rho}{\mu_0\omega}}$. Из-за эффекта близости он в основном концентрируется на стороне провода, обращенной к вторичной обмотки. Поэтому провод с диаметром $d \geq 3\Delta$ использовать для изготовления первичной обмотки не целесообразно. Ее мотают широкой лентой или несколькими параллельными проводниками $d < 3\Delta$ уложенными в ряд.

Для уменьшения динамической емкости трансформатора применяют изоляцию с небольшой относительной диэлектрической проницаемостью.

10. ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСОВ С МАГНИТНЫМИ КЛЮЧАМИ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ ПРЕРЫВАТЕЛЯМИ ТОКА

10.1. Магнитные генераторы импульсов

В высоковольтных установках, работающих с большой частотой повторения импульсов, в качестве коммутирующих приборов используются импульсные

тиратроны или тиристоры. Они не позволяют получать короткие высоковольтные импульсы большой мощности, так как имеют ограниченное амплитудное значение тока и сравнительно большое время перехода в проводящее состояние (время коммутации). Например, у тиристоров оно составляет 1–5 мкс. Для получения коротких импульсов тока $t \leq 1$ мкс в тиристорных генераторах используются дополнительные магнитные ключи. Их работа основана на нелинейных свойствах магнитных материалов. Для этого используются материалы с прямоугольной петлей гистерезиса ППГ (см. рис. 10.1). До насыщения $B < B_s$ относительная магнитная проницаемость таких материалов $\mu_r = 500\text{--}10000$, а при насыщении $\mu_{rн} = 2\text{--}3$. Причем кривые намагничивания этих материалов имеют резкий переход от большого значения μ_r к малому. Дроссель с сердечником из материала ППГ имеет весьма большую индуктивность до насыщения $B < B_s$ и малую индуктивность при насыщении

$$L_{н} = \mu_{rн} \frac{S}{l} w^2, \quad (10.1)$$

где S – сечение, l – длина магнитопровода, w – количество витков. В магнитных генераторах используются звенья сжатия, состоящие из дросселя с насыщающимся сердечником и емкости (см. рис. 10.2). В звене типа (см. рис. 10.2,а) емкость C заряжается от импульсного источника питания за время Δt_1 (см. рис. 10.3). В течение этого времени сердечник дросселя L находится в ненасыщенном состоянии, его индуктивность велика, и поэтому через него протекает ток $I_L \ll I_C$. Параметры дросселя подобраны таким образом, что под действием

медленно нарастающего тока $i_L = \frac{1}{L} \int_0^t u_1 dt$ к моменту времени

t_1 , когда напряжение на емкости достигает максимального значения U_m , сердечник входит в насыщение, его индуктивность резко падает и емкость C за интервал времени Δt_2 разряжается на нагрузку Z_n , или на другое аналогичное звено сжатия. В звене типа (см. рис. 10.2,б) также происходит накопление энергии в емкости C , в процессе ее зарядки, и за тем при насыщении сердечника дросселя L быстрое ее выделение в нагрузку. В отличие от звена типа (см. рис. 10.2,а) в этой

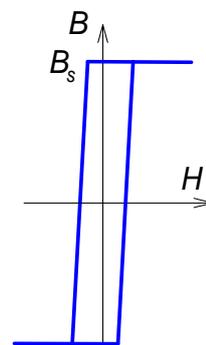


Рис. 10.1. Стилизованная петля гистерезиса для материала ППГ

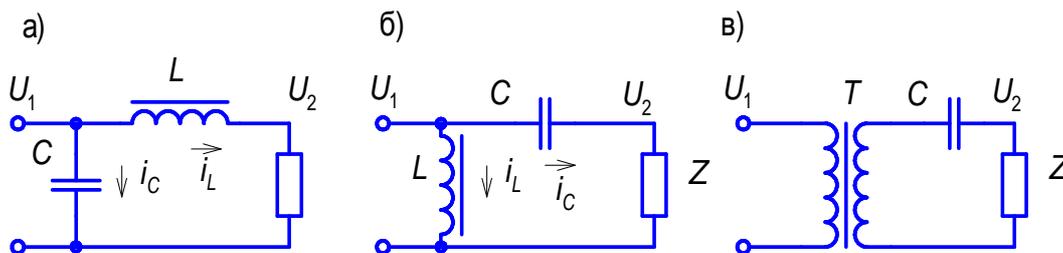


Рис. 10.2. Схемы магнитных звеньев сжатия

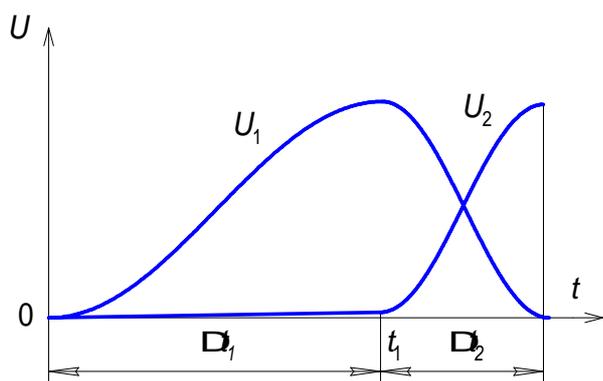


Рис. 10.3. Напряжения на входе и выходе звена сжатия (см. рис. 10.2,а)

схеме зарядный ток емкости C протекает через нагрузку. Однако амплитуда этого тока много меньше амплитуды тока разряда емкости C , и поэтому не дает больших потерь энергии в нагрузке, особенно, если нагрузка имеет комплексный характер. Звено типа (см. рис. 10.2,в) отличается от звена (см. рис. 10.2,б) тем, что емкость C заряжается через повышающий трансформатор T с насыщающимся сердечником. Параметры трансформатора подбирают так, что при достижении максимального напряжения на емкости C , его сердечник входит в насыщение, и емкость C через вторичную обмотку, имеющую при насыщенном сердечнике малую индуктивность, быстро разряжается на нагрузку. Во всех трех случаях емкость C медленно заряжается и в несколько раз быстрее разряжается на нагрузку, что позволяет повысить импульсную мощность генератора импульсов. Отношение времени заряда Δt_1 емкости C к времени разряда Δt_2 характеризует коэффициент сжатия звена

$$K_{сж} = \frac{\Delta t_1}{\Delta t_2}.$$

Рассмотрим простейшую схему генератора с магнитными звеньями сжатия (см. рис.10.4). Емкости всех звеньев сжатия приблизительно равны

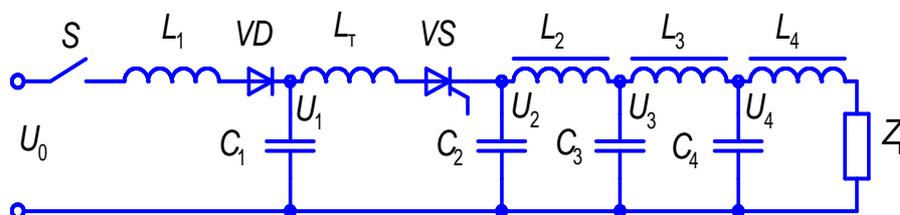


Рис.10.4. Принципиальная схема магнитно-тиристорного генератора импульсов

$C_1 \cong C_2 \cong C_3 \cong C_4$. Пусть в исходном состоянии все емкости не заряжены, токи во всех дросселях равны нулю. При включении схемы под напряжение U_0 с помощью выключателя S емкость C_1 заряжается через индуктивность и диод VD до напряжения $U_1 \cong 2 U_0$ (см. рис. 10.5). Удвоение напряжения происходит за счет того, что емкость фильтра выпрямителя C_ϕ много больше C_1 . Время зарядки C_1 до максимального напряжения $\Delta t_0 = \pi\sqrt{L_1 C_1}$. После выдержки времени $\Delta t_в$, необходимой для обеспечения частотного режима работы схемы, подается управляющий импульс на тиристор VS и при его срабатывании емкость C_1 через индуктивность L_t , в колебательном режиме разряжается на емкость C_2 в течение времени

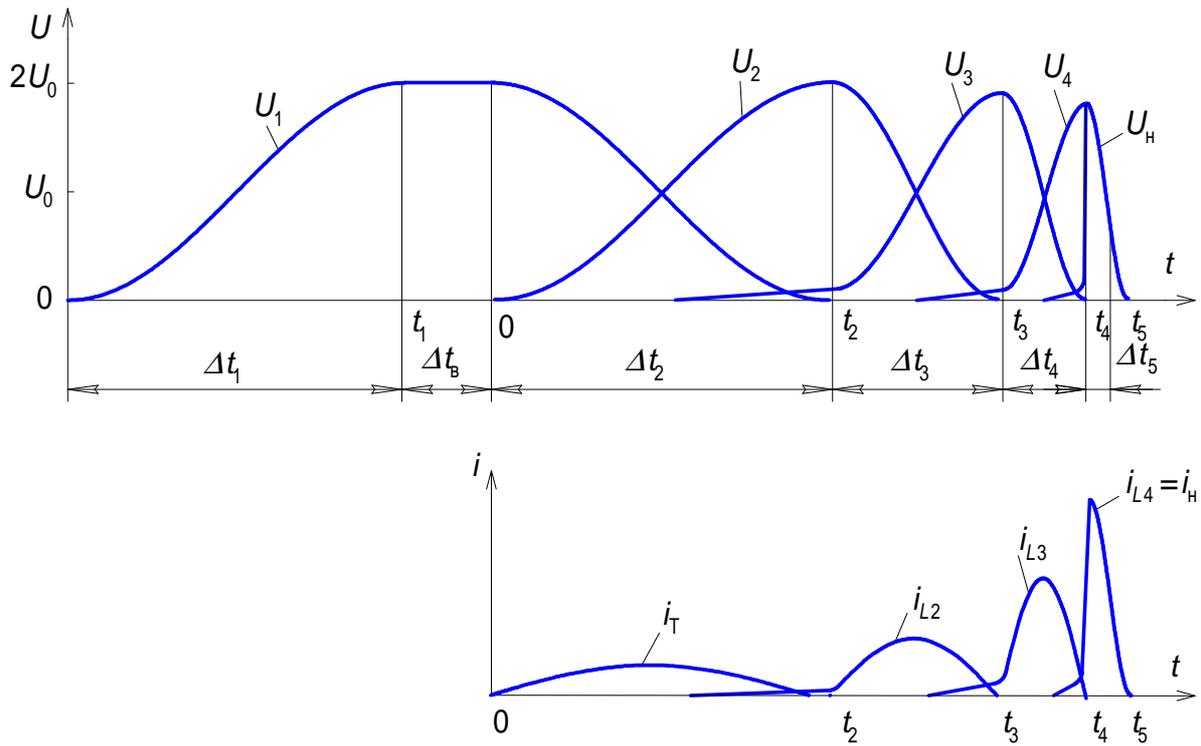


Рис. 10.5. Напряжения и токи в звеньях сжатия

$$\Delta t_2 = \pi \sqrt{L_T \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}. \quad (10.2)$$

Если за начало отсчета времени $t = 0$ принять момент включения тиристора, то напряжение на емкости C_2 меняется по закону

$$U_2 = U_0 \left(1 - \cos \left(\frac{\pi}{\Delta t_2} t \right) \right). \quad (10.3)$$

К моменту времени t_2 емкость заряжается до напряжения $2U_0$, а емкость C_1 полностью разряжается. Амплитуда тока

$$I_{mT} = 2U_0 \sqrt{\frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2) L_T}}. \quad (10.4)$$

Параметры переключающего дросселя L_2 подобраны таким образом, что к моменту времени t_2 его сердечник входит в насыщение, индуктивность резко уменьшается и емкость C_2 в колебательном режиме разряжается на емкость C_3 за интервал времени

$$\Delta t_3 = \pi \sqrt{\frac{L_{2H} C_2 C_3}{C_2 + C_3}}, \quad (10.5)$$

где L_{2H} – индуктивность дросселя L_2 при насыщенном состоянии сердечника (10.1). Так как $L_{2H} \ll L_T$, то $\Delta t_3 < \Delta t_2$. К концу зарядки емкости C_3 входит в насыщение дроссель L_3 и емкость C_3 за еще более короткий интервал времени Δt_4

разряжается на емкость C_4 . И наконец, когда входит в насыщение дроссель L_4 энергия импульса выделяется в нагрузке Z_n . Каждое $L-C$ звено имеет коэффициент сжатия $K_{сжi}$, суммарный коэффициент сжатия равен произведению

$$K_{сж} = \prod_1^n K_{сжi},$$

где n – количество звеньев сжатия. Известны установки, в которых количество звеньев доходит до десяти. Наряду с простыми звеньями типа (см. рис. 10.2, а и б) для повышения напряжения используются звенья типа (см. рис. 10.2, в). Переключающие дроссели обычно имеют сердечник тороидальной формы, как в импульсных трансформаторах (см. рис. 9.2) с однослойной обмоткой, уложенной равномерно по всему кольцу.

Рассмотрим порядок расчета переключающего дросселя на примере L_2 (см. рис. 10.4). В течение времени Δt_2 дроссель L_2 находится в ненасыщенном состоянии. К нему приложено напряжение, равное напряжению на емкости C_2 (10.3). В соответствии с законом электромагнитной индукции (9.16) для дросселя имеем

$$\int_0^{t_2} u_2 dt = U_0 \Delta t_2 = Sw \Delta B.$$

Отсюда находим произведение

$$Sw = \frac{U_0 \Delta t_2}{\Delta B}. \quad (10.6)$$

При импульсах длительностью более ~ 1 мкс в переключающих дросселях используются сердечники из пермаллоя 79НМ, 50 НП с толщиной ленты $\delta = 8-20$ мкм и индукцией насыщения $B_s \cong 1.5$ Тл. Для этих материалов перепад индукции без размагничивания $\Delta B = B_s = 1.5$ Тл, а при наличии размагничивания может составлять 2–2.5 Тл. Коэффициент сжатия таких дросселей $K_{сж} = 5-10$. При импульсах менее ~ 1 мкс используются дроссели с сердечниками из ферритов НН-400, НН-600, с индукцией насыщения $B_s \cong 0.3$ Тл. В этом случае коэффициент сжатия составляет 2.5–3. Таким образом, для дальнейших расчетов необходимо выбрать материал сердечника и задаться коэффициентом сжатия

$$K_{сж} = \frac{\Delta t_2}{\Delta t_3}.$$

Время Δt_2 определяется исходя из заданной энергии импульса

$$W = \frac{1}{2} C_2 U_{2m}^2 \quad (10.7)$$

и пропускной способности тиристора VS по току, который не должен превышать допустимого значения тока $I_{доп}$ для тиристора, используемого в установке. Если все эти параметры известны, то

$$\Delta t_2 = \frac{\sqrt{2\pi W}}{U_{2m} I_{\text{доп}}}. \quad (10.8)$$

Выразим Δt_3 (10.5) через Δt_2 и коэффициент сжатия $K_{\text{сж}}$

$$\Delta t_3 = \pi \sqrt{\frac{L_{2н} C_2 C_3}{C_2 + C_3}} = \frac{\Delta t_2}{K_{\text{сж}}}.$$

Воспользуемся уравнением (10.1) для $L_{2н}$ и проведем преобразования

$$\frac{(\Delta t_2)^2}{\pi^2 K_{\text{сж}}^2} = \mu_0 \mu_{\text{гн}} \frac{S w^2}{l} \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3}$$

получим

$$\frac{w}{l} = \frac{(\Delta t_2)^2 (C_2 + C_3)}{\pi^2 K_{\text{сж}}^2 \mu_0 \mu_{\text{гн}} S w C_2 C_3}. \quad (10.9)$$

Все параметры правой части уравнения известны: емкости $C_2 \cong C_3$ определяются по энергии импульса (10.7), время Δt_2 из (10.8) и $S w$ из (10.6), поэтому соотношение (10.9) можно вычислить.

Таким образом, для выбора магнитопровода дросселя найдены два параметра: произведение $S w$ из (10.6) и отношение $\frac{w}{l}$ из (10.9). Это позволяет выбрать нужный размер сердечника. Диаметр провода обмотки находим по допустимой плотности тока j , также как для трансформатора с учетом скин-эффекта. Из соотношения (10.9) находим внутренний радиус тороида при намотке в один слой виток к витку. Далее, исходя из произведения $S w$, выбираем сечение магнитопровода. Если в качестве магнитопровода используются стандартные, например ферритовые кольца, то, используя соотношения (10.6) и (10.9) необходимо подобрать нужный типоразмер колец. Также как для ИТ, обмотка должна быть наложена на всю длину сердечника (на все кольцо). Зазор между обмоткой и сердечником должен быть минимальным. Если обмотка имеет всего несколько витков $w = 2-5$, то они должны быть уложены широкой лентой, или большим количеством параллельных проводов в один слой. Ширина ленты, или количество параллельных проводников, выбирается исходя из допустимой плотности тока, с учетом скин-эффекта. В случае одного витка, обмотку выполняют в виде полого бублика, охватывающего весь сердечник. Все эти меры принимаются для того, чтобы индуктивность дросселя в насыщенном состоянии была минимальной. Основной задачей расчета магнитного генератора импульсов является получение максимального КПД при минимальном объеме дросселей и конденсаторов.

10.2. Наносекундные генераторы импульсов с полупроводниковыми прерывателями тока

В последнее десятилетие появился новый класс высоковольтных наносекундных генераторов импульсов на основе индуктивного накопителя энергии, в котором для обрыва тока используются полупроводниковые диоды. Эффект наносекундного обрыва тока обнаружен в полупроводниковой структуре $p^+ - p - n - n^+$. Знак + означает более высокую степень легирования полупроводниковой структуры. При плотности обрываемого тока $1-10 \text{ кА/см}^2$ время обрыва тока может составлять $5-10 \text{ нс}$ при напряжении на одном $p - n$ переходе до 1000 В . Такие диоды получили название дрейфовых диодов с резким восстановлением (ДДРВ). Принцип работы состоит в следующем (см. рис. 10.6,а). При замыкании цепи ключом S конденсатор C разряжается через индуктивность L и диод VD в прямом направлении. В течение положительной полуволны тока $i_{\text{п}}$ (см. рис. 10.6,б) в базе прибора, возле $p - n$ перехода, накапливается

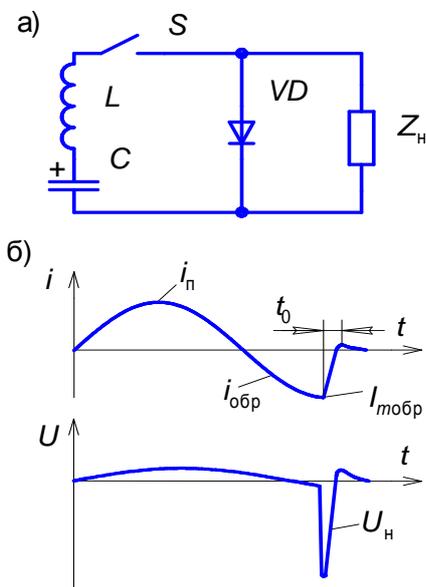


Рис. 10.6. Получение импульса высокого напряжения: а – схема включения диффузионного диода; б – ток в диоде и напряжение на нагрузке

электронно-дырочная плазма высокой плотности. После смены полярности на конденсаторе в контуре через диод начинает протекать обратный ток $i_{\text{обр}}$. При токе обратной полярности происходит удаление носителей тока (электронов и дырок) из базы прибора. Подбором параметров полупроводниковой структуры (длины базы и уровня легирования), а также режима накачки (длительности и плотности прямого тока) можно добиться, что к моменту максимума обратного тока весь объемный заряд будет вынесен из базы и произойдет быстрый обрыв тока в диоде. В индуктивности L в момент максимума обратного тока накапливается энергия

$$W = \frac{1}{2} LI_{\text{тообр}}^2$$

и так как ток в индуктивности мгновенно оборваться не может, то на нагрузке $Z_{\text{н}}$ возникает большой импульс напряжения с весьма крутым фронтом. Индуктивность разряжается на нагрузку в течение малого интервала времени t_0

(см. рис. 10.6,б).

На рис. 10.7 представлена зависимость времени обрыва тока t_0 от плотности тока J и времени прямой токовой накачки для диодов типа КЦ 105, серийно выпускаемых промышленностью. Малое время t_0 , то есть быстрый обрыв обратного тока имеет место при плотности тока прямой накачки $J \geq 8 \text{ кА/см}^2$ и времени накачки $t_{\text{п}} \leq 0.2 \text{ мкс}$. При этом время обрыва тока может составлять $8-12 \text{ нс}$. Область значений J и $t_{\text{п}}$ при которых $t_0 \leq 12 \text{ нс}$ на рис. 10.7

заштрихована. Таким образом, чтобы использовать диоды в качестве полупроводникового ключа для резкого обрыва тока в индуктивной цепи и получения высоковольтных импульсов наносекундной длительности, необходимо иметь генератор накачки, позволяющий достаточно быстро запитать индуктивность L и диод VD прямым током. Для работы в частотном режиме для этих целей наиболее подходит магнитно-тиристорный генератор импульсов. Диффузионный диод (ДДРВ) в таком генераторе используется в качестве оконечного каскада сжатия длительности импульса. Пример схемы генератора показан на рис.10.8. Генератор питается от трехфазного мостового выпрямителя $U_0 = 540$ В. Накопительный конденсатор $C_1 = 50$ мкФ заряжается до напряжения

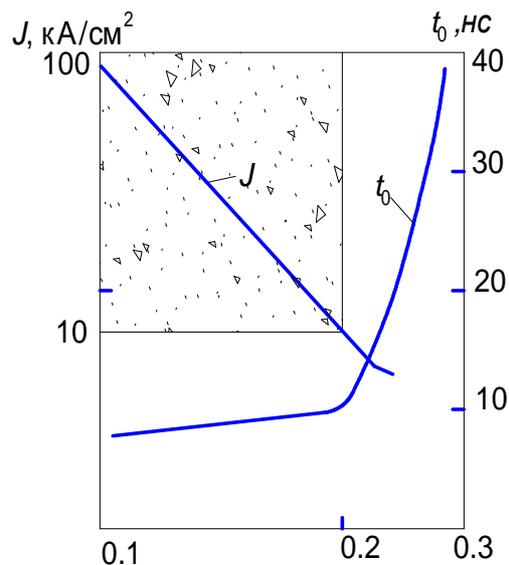


Рис. 10.7. Зависимость плотности тока прямой накачки $J_{\text{п}}$ и времени обрыва тока t_0 длительности прямой накачки $t_{\text{п}}$ для диодов типа КЦ 105

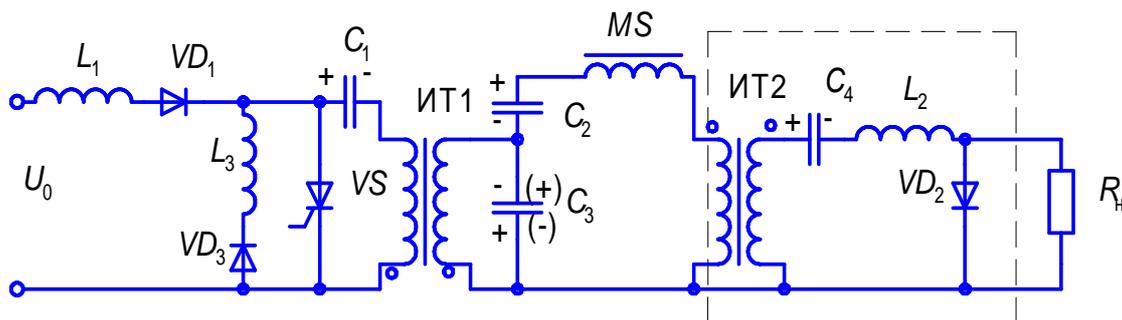


Рис. 10.8. Принципиальная схема магнитно-тиристорного генератора с полупроводниковым прерывателем тока в последнем звене сжатия

1000 В ($\sim 2U_0$) по контуру: L_1 – и первичная обмотка импульсного трансформатора ИТ1. Зарядный ток конденсатора C_1 размагничивает сердечник трансформатора ИТ1. При включении тиристора VS_1 конденсатор C_1 разряжается примерно до нуля через первичную обмотку ИТ1 с коэффициентом трансформации $K = 18$, и заряжает конденсаторы C_2 и C_3 до напряжения ~ 18 кВ за время t_1 . Емкость конденсаторов $C_2 = C_3 = 60$ нФ. Сумма этих емкостей, приведенная к первичной стороне ИТ1 $C'_2 + C'_3 = 120 \cdot 10^{-9} \cdot 18^2 = 38.8$ мкФ, незначительно меньше емкости C_1 . Зарядный ток конденсатора C_2 протекает через магнитный ключ MS и первичную обмотку трансформатора ИТ2, размагничивая их сердечники. Трансформатор ИТ1 и конденсатор C_3 образуют звено сжатия типа (см. рис. 10.2,в). Параметры ИТ1 подобраны таким образом, что к моменту максимума напряжения 18 кВ на конденсаторах C_2 и C_3 , сердечник ИТ1 входит в насыще-

ние и конденсатор C_3 в колебательном режиме перезаряжается через вторичную обмотку ИТ1. Напряжение на C_3 меняет знак на обратный (на рис. 10.8 этот знак указан в скобках). Время, за которое происходит процесс перезарядки C_2 $t_2 < t_1$. В результате перезарядки C_3 напряжения конденсаторов C_2 и C_3 складываются $U_{c2} + U_{c3} = 36$ кВ. Суммарное напряжение приложено к магнитному ключу MS . В течение перезарядки C_3 он находился в ненасыщенном состоянии, его индуктивность была велика, а к концу перезарядки C_3 , то есть к концу интервала t_2 его сердечник входит в насыщение, индуктивность резко падает и напряжение конденсаторов $U_{c2} + U_{c3}$ прикладывается к первичной обмотке трансформатора ИТ2. Происходит разряд этих конденсаторов через трансформатор ИТ2 с повышением напряжения $K = 4$ на конденсатор $C_4 = 1.5$ нФ, который заряжается до напряжения $U_{c4} = 100$ кВ. Зарядный ток конденсатора C_4 обеспечивает прямую накачку диффузионного диода VD_2 . К моменту максимума напряжения на конденсаторе C_4 сердечник ИТ2 входит в насыщение, и конденсатор C_4 начинает перезаряжаться по контуру: вторичная обмотка ИТ2 – диод VD_2 – индуктивность L_2 . Ток в диоде VD_2 проходит в обратном направлении и к моменту максимума этого тока $I_{тобр}$ резко обрывается. Энергия указанного колебательного контура, сосредоточенная к моменту начала обрыва тока в индуктивности L_2 и индуктивности вторичной обмотки трансформатора ИТ2, в течении короткого интервала времени выделяется в нагрузке R_n . На нагрузке $R_n = 200$ Ом формируется импульс напряжения $U_n = 200$ кВ длительностью ~ 40 нс, частота повторения импульсов 50 Гц. Установка предназначена для накачки импульсного газового лазера. Высоковольтная часть установки, обведенная на рис. 10.8 пунктирной рамкой, помещена в бак с маслом.

ИЗМЕРЕНИЯ НА ВЫСОКОМ НАПРЯЖЕНИИ

11. ИЗМЕРЕНИЕ УСТАНОВИВШИХСЯ ЗНАЧЕНИЙ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

11.1 Абсолютные электростатические киловольтметры

Измерения высокого напряжения переменного и постоянного токов могут производиться с помощью электростатических киловольтметров, которые подразделяются на абсолютные и технические. В абсолютных киловольтметрах расстояние между электродами остается неизменным. Производится измерение силы электростатического воздействия на подвижный электрод, зависящей от напряжения между электродами, поэтому такие измерения являются прямыми.

Как известно из курса теоретических основ электротехники, сила F взаимодействия двух проводников в электростатическом поле при заданном напряжении между ними U равна приращению энергии этого поля W_e , отнесенному к приращению координаты x , направленной по линии действия силы F ,

$$F = \left(\frac{\partial W_e}{\partial x} \right)_{U=\text{const}} .$$

Так как $W_e = \frac{CU^2}{2}$, то $F = \frac{U^2}{2} \frac{\partial C}{\partial x}$, т. е. при постоянном значении емкости проводников сила взаимодействия проводников прямо пропорциональна действующему значению напряжения.

Электростатический киловольтметр впервые был создан в Петербургском политехническом институте в 1905 г. академиком А. А. Чернышевым. Этот киловольтметр называется абсолютным, поскольку позволяет определить напряжение путем непосредственного измерения силы взаимодействия между подвижным 1 и неподвижным 2 электродами (см. рис. 11.1). Подвижный электрод в форме диска подвешен на конце A заземленного коромысла 3. Неподвижный электрод в виде диска большого диаметра изолирован от земли. Измеряемое напряжение прикладывается между этими электродами. Благодаря нали-

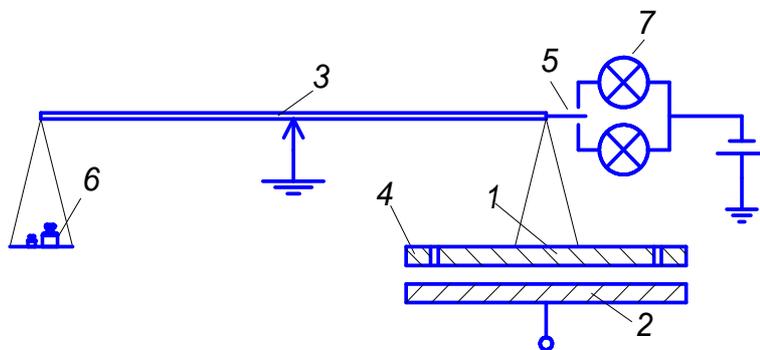


Рис. 11.1. Принципиальная схема электростатического киловольтметра А.А. Чернышева

чую охранного кольца 4, охватывающего диск 1 и устраняющего тем самым краевой эффект на его периферии, Поле между дисками 1 и 2 является однородным, и емкость между электродами может быть рассчитана по формуле,

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon S}{x},$$

где S – площадь диска 1, x – расстояние между дисками, ϵ_0 – диэлектрическая постоянная, ϵ – диэлектрическая проницаемость среды. При этом

$$\frac{\partial W_e}{\partial x} = -\frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 \epsilon S}{x^2} U^2,$$

т.е.

$$F = k_1 U^2, \quad (11.1)$$

где $k_1 = \frac{\epsilon_0 \epsilon S}{2x^2}$.

Сила F определяется путем уравновешивания весов с помощью гирек 6. Равновесное положение контролируется при помощи контактной системы 5 и сигнальных лампочек 7.

Абсолютными киловольтметрами можно измерить напряжения до 300–400 кВ. Для уменьшения габаритов их обычно изготавливают в баке с повышенным давлением газа.

Процесс измерения является достаточно неудобным, но так как погрешность таких вольтметров при измерениях составляет 0.01–0.4 %, то они могут применяться в качестве эталонных приборов при градуировке технических вольтметров высокого напряжения.

11.2. Технические электростатические киловольтметры

В технических электростатических киловольтметрах значение измеряемого напряжения оценивается величиной перемещения подвижного электрода. Существует два типа конструктивного исполнения таких вольтметров, в которых подвижный электрод совершает либо поступательное, либо вращательное движение. Наиболее широкое применение получили приборы с вращательным движением подвижного электрода. Пример конструкции электростатического киловольтметра с вращательным движением подвижного электрода приведен на рис. 11.2. Измеряемое напряжение прикладывается между двумя плоскими некоронирующими электродами 1 и 2. В центре электрода 2 имеется отверстие, в котором размещен подвижный электрод 3, укрепленный на коромысле 4 таким образом, что он может поворачиваться вокруг оси 5. Поворот электрода 3 под действием электрического поля между электродами 1 и 2 фиксируется световым указателем 6, состоящим из электрической лампочки, зеркальца и шкалы отсчета. Противодействующий момент создается спиральной пружиной, размещенной на оси 5. Для успокоения подвижной системы служат два воздушных демпфера 7. Отклонение подвижного электрода 3 настолько мало, что однород-

ность электрического поля между электродами 1 и 2 практически не нарушается.

Описанная схема киловольтметра с вращающейся подвижной системой использована, в частности, в конструкции киловольтметра С100 (см. рис. 11.3). В этом приборе подвижный электрод с зеркалом укреплен на упругих растяжках, которые образуют ось вращения подвижной системы и создают противодействующий момент. Киловольтметр С100 имеет три предела измерения: 25, 50 и 75 кВ. Переход с одного предела на другой осуществляется путем изменения расстояния между неподвижными электродами. Для повышения точности измерений и удобства отсчета киловольтметр снабжен тремя шкалами, смена которых должна производиться одновременно с изменением расстояния между электродами. Погрешность измерения напряжения киловольтметром С100 не превышает $\pm 1.5\%$ при условии, что заземленные металлические предметы располагаются на расстоянии не менее 1 м от прибора.

Широко распространен аналогичный электростатический киловольтметр С96 также на три предела измерения – 7.5, 15 и 30 кВ.

Вследствие квадратичной зависимости между усилием, воздействующим на подвижный электрод электростатического киловольтметра (см. формулу 11.1), и измеряемым напряжением шкалы у таких приборов являются квадратичными. Применяя электроды соответствующей формы, можно на небольшом отрезке сделать шкалу равномерной. При измерении постоянного напряжения отклонение электрода измерительного механизма не зависит от полярности.

Большое преимущество электростатических вольтметров состоит в том, что они очень мало нагружают измеряемую цепь, это оказывается особенно важным при измерении напряжения даже маломощных источников тока. Нагрузка на эти источники возникает только в момент заряда емкости вольтметра, подключаемого к цепи высокого напряжения. Так как емкость вольтметра колеблется в пределах 5–50 пФ, а сопротивление утечки при соответствующем выборе изоляционных материалов может быть очень велико (порядка 10^{15} Ом), можно считать, что электростатический вольтметр практически не создает никакой нагрузки на измеряемую цепь.

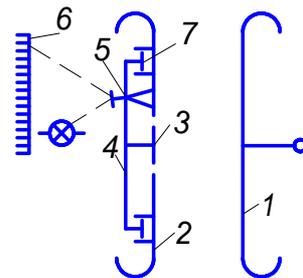


Рис. 11.2. Схема электростатического киловольтметра с вращательным движением подвижного электрода

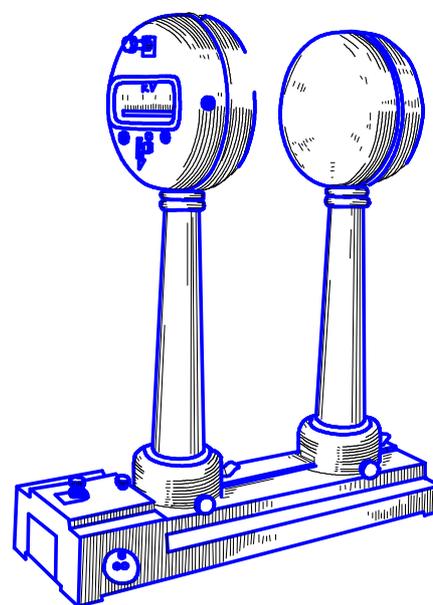


Рис. 11.3. Электростатический киловольтметр С100

11.3. Измерение высокого напряжения шаровым разрядником

Из теории газового разряда известно, что разрядное напряжение воздушных промежутков зависит от расстояния между электродами. Подключив такой промежуток к источнику высокого напряжения и измерив расстояние между электродами, при котором произошел разряд, можно определить величину приложенного напряжения. Однако необходимо иметь в виду, что зависимость разрядного напряжения от расстояния имеет статистический характер, причем величина разброса разрядных напряжений при заданном расстоянии существенно зависит от степени неоднородности поля между электродами. Наименьшими разбросами обладают промежутки со слабонеоднородным полем, поскольку в них напряжение возникновения самостоятельного разряда мало отличается от разрядного напряжения.

Наиболее распространенными промежутками со слабонеоднородным полем являются шаровой разрядник и промежуток между электродами Роговского. Однако на практике для измерения высоких напряжений применяются только шаровые разрядники. Электроды Роговского имеют более сложную форму, что затрудняет их изготовление. Кроме того, нарушение соосности между электродами Роговского при измерении высокого напряжения приводит к значительно большим погрешностям, чем при использовании шарового разрядника, поскольку это связано с искажением электрического поля в промежутке.

Шаровой разрядник как измерительное устройство весьма распространен в учебных, научно-исследовательских и промышленных лабораториях высокого напряжения благодаря простоте и приемлемой для практики точности измерений. Наличие в лаборатории шаровых разрядников разных диаметров обеспечивает измерение широкого диапазона напряжений, включая очень высокие, для которых изготовление электростатических киловольтметров представляет большие трудности.

Для практических целей вследствие отсутствия простой аналитической зависимости разрядного напряжения между шарами от расстояния используются таблицы, полученные путем тщательной обработки экспериментальных данных специальных измерений, проведенных во многих лабораториях мира. В этих таблицах указаны разрядные напряжения (максимальные значения) при нормальных атмосферных условиях: давлении 101,3 кПа (760 мм рт. ст.) и температуре 293 К (20⁰С).

На практике при испытании изоляционных конструкций применяют как симметричное (см. рис. 11.4,а), так и несимметричное (см. рис.11.4,б) включение измерительного шарового разрядника. При симметричном включении разрядное напряжение промежутка не зависит от полярности, поскольку оба шара находятся в одинаковых условиях по отношению к земле. При несимметричном включении, когда один из шаров заземлен, наблюдается эффект полярности из-за более высокой напряженности поля на поверхности незаземленного шара. Этот эффект ввиду незначительности при измерении напряжения постоянного

тока практически не учитывается. При измерении импульсных напряжений влияние полярности сказывается значительно сильнее.

При измерении высокого напряжения чаще всего применяется схема несимметричного включения шаров. Максимальные значения разрядного напряжения измерительных шаровых разрядников при заземлении

одного из шаров для нормальных атмосферных условий приведены в табл. 11.1.

Шаровой разрядник позволяет проводить измерения с погрешностью, не превышающей $\pm 3\%$. Однако при этом необходимо соблюдать ряд условий:

1. На электрическое поле между шарами оказывают влияние заземленные и незаземленные предметы, окружающие разрядник. Погрешность измерения напряжения будет зависеть от расстояния до этих предметов. Поэтому разрядник следует располагать так, чтобы условия измерений соответствовали условиям, при которых были получены разрядные напряжения в табл. 11.1. Для этого расстояние от точки возникновения разряда (точки с наибольшей напряженностью поля) до земли A и окружающих предметов B (см. рис. 11.5) должны соответствовать требованиям, приведенным в табл. 11.2.

2. Для снижения влияния проводов, соединяющих разрядник с источником измеряемого напряжения, на точность измерений целесообразно подводить эти провода в направлении, перпендикулярном к оси разрядника, и удалять их от шара на величину, не меньшую, чем диаметр шара.

3. Гарантированная точность измерений (погрешность, не превышающая $\pm 3\%$) может быть получена только при обеспечении расстояния S между шарами в пределах $0.05D \leq S \leq 0.5D$. При расстоянии между шарами свыше $0.5D$ погрешность возрастает из-за увеличения неоднородности поля, однако иногда допускается производить измерения при $0.5D \leq S \leq 0.75D$. Значения разрядного напряжения при этих расстояниях в табл. 11.1 указаны в скобках.

Уменьшение расстояния S ниже $0.05D$ также

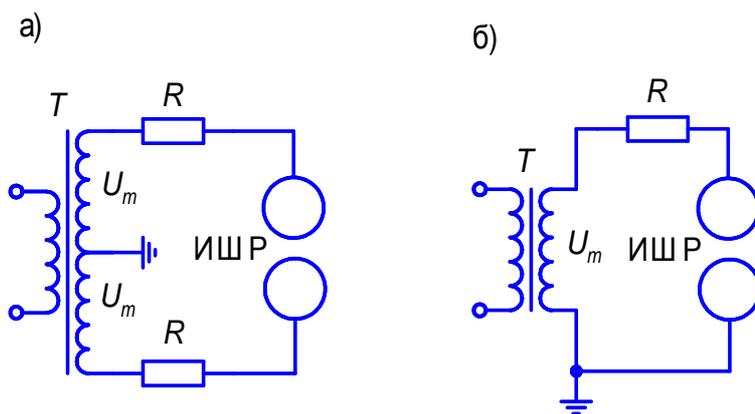


Рис. 11.4. Схемы включения измерительного шарового разрядника: а – симметричная; б – несимметричная

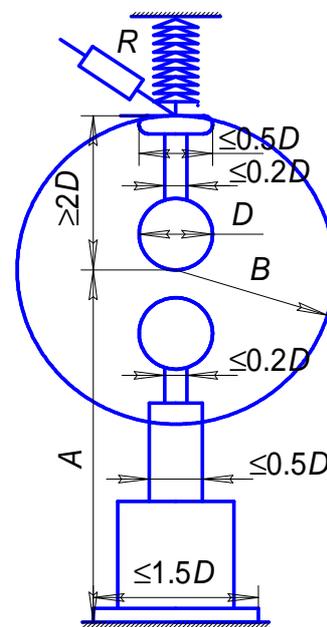


Рис. 11.5. Расположение измерительного шарового разрядника

Пятидесятипроцентные разрядные напряжения шарового разрядника U , кВ

Расстояние между шарами, см	Диаметр шаров, см							
	6.25		12.5		25		50	
	а	б	а	б	а	б	а	б
0.4	14.2	14.2						
0.5	17.2	17.2	16.8	16.8				
0.6	20.2	20.2	19.9	19.9				
0.7	23.2	23.2	23.0	23.0				
0.8	26.2	26.2	26.0	26.0				
0.9	29.1	29.1	28.9	28.9				
1.0	31.9	31.9	31.7	31.7	31.7	31.7		
1.2	37.5	37.6	37.4	37.4	37.4	37.4		
1.4	42.9	43.2	42.9	42.9	42.9	42.9		
1.5	45.5	45.9	45.5	45.5	45.5	45.5		
1.6	48.1	48.6	48.1	48.1	48.1	48.1		
1.8	53.5	54.0	53.5	53.5	53.5	53.5		
2.0	58.5	59.0	59.0	59.0	59.0	59.0	59.0	59.0
2.2	63.0	64.0	64.5	64.5	64.5	64.5	64.5	64.5
2.4	67.5	69.0	70.0	70.0	70.0	70.0	70.0	70.0
2.6	72.0	73.5	75.5	75.5	75.5	75.5	75.5	75.5
2.8	76.0	78.0	80.0	80.5	81.0	81.0	81.0	81.0
3.0	79.5	82.0	85.0	85.5	86.0	86.0	86.0	86.0
3.5	(87.5)	(91.5)	97.0	98.0	99.0	99.0	99.0	99.0
4.0	(95.0)	(101)	108	110	112	112	112	112
4.5	(101)	(108)	119	122	125	125	125	125
5.0	(107)	(115)	129	134	137	138	138	138
5.5			138	145	149	151	151	151
6.0			146	155	161	163	164	164
6.5			(154)	(164)	173	175	177	177
7.0			(161)	(173)	184	187	189	189
7.5			(168)	(181)	195	199	202	202
8.0			(174)	(189)	206	211	214	214
9.0			(185)	(203)	226	233	239	239
10.0			(195)	(215)	244	254	263	263
11.0					261	273	286	287
12.0					275	291	309	311
13.0					(289)	(308)	331	334
14.0					(302)	(323)	353	357
15.0					(314)	(337)	373	380
16.0					(325)	(350)	392	402
17.0					(336)	(362)	411	422
18.0					(347)	(374)	429	442

П р и м е ч а н и я: а – для переменных синусоидальных напряжений, напряжений постоянного тока обеих полярностей, полных стандартных и более длинных импульсных напряжений отрицательной полярности; б – для полных стандартных и более длинных импульсных напряжений положительной полярности.

Нормированные расстояния A и B в зависимости от диаметра шара

Диаметр шара D , см	Высота подвески верхнего шара A	Наименьшее допустимое расстояние B	
		$S \leq 0.5 D$	$0.5 D < S < 0.75 D$
До 6.25	$(7 - 9) D$	$14S$	$7D$
10 – 15	$(6 - 8) D$	$12S$	$6D$
25	$(5 - 7) D$	$10S$	$5D$
50 – 75	$(4 - 6) D$	$8S$	$4D$
100	$(3.5 - 5) D$	7	$3.5D$
150 – 200	$(3 - 4) D$	$6S$	3

вызывает существенное возрастание погрешности измерений вследствие большого влияния несоосного закрепления шаров, а также неточностей при изготовлении шаров и местных неоднородностей их поверхности.

4. Срабатывание измерительного шарового разрядника приводит к короткому замыканию в испытательной установке. Для ограничения тока короткого замыкания, который может повредить испытательную установку, а также привести к оплавлению поверхности шаров, последовательно с разрядником должен включаться защитный резистор R (см. рис. 11.5). Этот резистор одновременно служит для подавления высокочастотных колебаний, которые могут возникнуть при мощных частичных разрядах на испытуемом объекте в контуре, образованном емкостями шарового разрядника и испытуемого объекта и индуктивностью подводящих проводов. Наложение таких колебаний на постоянное напряжение или напряжение промышленной частоты может вызвать преждевременное срабатывание разрядника и резкое возрастание погрешности измерений шарового разрядника. Величина R зависит от измеряемого напряжения и составляет 1–10 Ом/В.

5. Высокая точность измерения напряжения может быть обеспечена при соответствующем состоянии поверхности шаров. Поэтому, прежде чем приступить к измерениям напряжения переменного и постоянного токов, необходимо дать несколько предварительных разрядов для приведения поверхности шаров, а также промежутка между шарами в рабочее состояние. Рекомендуется повторять предварительные разряды до тех пор, пока разброс в срабатывании разрядника (при неизменном значении приложенного напряжения), измеряемый по вольтметру на первичной стороне испытательного трансформатора, не войдет в пределы $\pm 3\%$.

После приведения поверхности шаров в рабочее состояние между ними устанавливается расстояние, несколько большее разрядного. Затем испытательную установку включают под напряжение и производят плавное уменьшение расстояния между шарами до пробоя. Скорость сближения шаров не должна

превышать 1 % диаметра шара в секунду. По результатам нескольких измерений определяют среднее разрядное расстояние, затем с помощью табл. 11.1 находят значение прибивного напряжения, оно должно быть приведено к атмосферным условиям, при которых производятся измерения.

Другой способ измерения напряжения заключается в сохранении неизменным расстояние между шарами и плавном увеличении напряжения до разряда. При этом скорость подъема напряжения должна быть такой, чтобы разряд происходил не ранее, чем через 30 с после начала подъема.

Если измерение производится при отклонении атмосферных условий от нормальных, то для получения истинного разрядного напряжения между шарами необходимо ввести поправку k_{Π} к табличному значению в зависимости от плотности воздуха δ (см. табл. 11.3). Фактическое разрядное напряжение при

Т а б л и ц а 1 1 . 3

**Зависимость поправочного коэффициента k_{Π}
от относительной плотности воздуха δ**

δ	0.7	0.75	0.8	0.85	0.9	0.95	1.0	1.05	1.1	1.15
k_{Π}	0.72	0.77	0.82	0.86	0.91	0.95	1.0	1.05	1.09	1.13

испытаниях вычисляется путем умножения табличного значения напряжения на поправочный коэффициент k_{Π}

$$U = U_{\text{табл}} k_{\Pi}.$$

Относительная плотность воздуха определяется по формуле

$$\delta = \frac{pT_0}{p_0T} = \frac{p}{101300} \frac{273 + 20}{273 + t} = 0.00289 \frac{p}{273 + t},$$

где p – атмосферное давление, Па; t – температура окружающего воздуха, °С.

С помощью шарового разрядника можно измерять не только напряжение промышленной частоты и постоянного тока, но и максимальное значение импульсов напряжения. Как известно, для координации изоляции наибольшее значение имеют ее вольт-секундные характеристики. Экспериментальное построение вольт-секундных характеристик достаточно трудоемко и требует применения осциллографической аппаратуры. Поэтому в некоторых случаях координацию изоляционных промежутков проводят по 50 %-ным разрядным напряжениям, представляющим собой максимальные значения таких импульсов напряжения, многократное приложение которых приводит к пробоем в 50 % всех случаев. Эти напряжения незначительно превышают минимальные импульсные разрядные напряжения и соответствуют горизонтальному участку вольт-секундной характеристики и времени разряда 6–10 мкс.

Такие 50 %-ные разрядные напряжения с достаточной для практики точностью можно определять с помощью измерительных шаровых разрядников, подключаемых параллельно испытываемому объекту. Емкость разрядников, дос-

тигающая 50 пФ, может оказывать влияние на форму испытательного импульса напряжения. Поэтому в процессе испытаний разрядник должен быть постоянно подключен к объекту. При проведении испытаний изоляции 50 %-ным разрядным напряжением расстояние между шарами увеличивают на 10–20 %, что незначительно уменьшает емкость разрядника и предотвращает его пробой. В дальнейшем при измерении этого напряжения расстояние между шарами уменьшают, добиваясь того, чтобы в 50 % случаев разрядник пробивался. Включение испытуемого объекта параллельно измерительному шаровому разряднику не может исказить результаты измерений, поскольку разряд в слабонеоднородном поле между шарами происходит вблизи максимального значения импульса, а разряд в резконеоднородном поле испытуемого объекта – на хвосте импульса, т. е. при значительно большем предразрядном времени.

В соответствии с ГОСТ 17512–82 при измерении 50 %-ного разрядного напряжения расстояние между шарами разрядника изменяется ступенями, составляющими 2–5 % расстояния для ожидаемого измеряемого напряжения. На каждой степени к объекту прикладывается не менее 10 импульсов с интервалами, превышающими 5 с. Измеряемое 50 %-ное напряжение определяется с помощью нормально-вероятностной бумаги путем интерполяции результатов, полученных на двух или более напряжениях. При одном расстоянии между шарами должно быть 1–4 разряда между шарами при воздействии 10 импульсов, а на другом – 6–9. По определенному интерполяцией значению расстояния между шарами, при котором происходит 50 % разрядов, определяют 50 %-ное разрядное напряжение, воспользовавшись табл. 11.1.

При измерении импульсных напряжений, как и для напряжений постоянного и переменного токов, в цепь измерительного шарового разрядника должен быть включен защитный резистор R , который необходим для демпфирования высокочастотных колебаний в контуре, состоящем из емкости разрядника и индуктивности подводящих проводов. Такие колебания могут вызвать преждевременный пробой разрядника и увеличить ошибку измерения. Наличие резистора R , кроме того, уменьшает крутизну среза импульса напряжения при срабатывании разрядника, что является особенно важным при испытаниях объектов, имеющих витковую изоляцию. Вместе с тем включение резистора R приводит к возникновению погрешности из-за падения напряжения на нем вследствие протекания тока, определяемого емкостью разрядника. Поэтому сопротивление резистора R при измерении импульсных напряжений не должно превышать 500 Ом.

При измерении напряжений с амплитудным значением ниже 50 кВ шарами всех размеров и в каждом случае при измерении шарами диаметром 12,5 см и менее необходимо дополнительное облучение шарового искрового промежутка. Это даёт возможность получать результаты измерений с малым разбросом. Образование начальных электронов путем облучения промежутка может производиться:

а) радиоактивным препаратом, который находится внутри незаземленного шара вблизи точки пробоя, радиоактивность препарата должна быть не менее $0.75 \cdot 10^{10}$ Бк (0.2 мКи), желательно на уровне $2 \cdot 10^{10}$ Бк (0.6 мКи);

б) ртутной кварцевой лампой, установленной на расстоянии B от шарового разрядника так, чтобы свет падал на ту часть поверхности шара, с которой начинается разряд; согласно рекомендациям МЭК мощность и ток ртутной кварцевой лампы должны быть не менее 35 Вт и 1А;

в) рентгеновской трубкой, располагаемой аналогично кварцевой лампе или радиоактивному изотопу.

Способы облучения радиоактивным препаратом или рентгеновской трубкой не нашли широкого применения и используются только в исследовательских работах. Это объясняется необходимостью применения сложных эффективных защитных мер при обращении с радиоактивными препаратами и рентгеновскими трубками.

Ввиду того, что процесс измерения напряжения шаровым разрядником является достаточно трудоемким, измерительный шаровой разрядник, как и абсолютные киловольтметры, применяется на практике в основном для градуировки других технических измерительных приборов.

11.4. Измерение высокого напряжения постоянного тока низковольтными приборами с дополнительными резисторами

Ввиду того, что устройства для непосредственного измерения высоких напряжений громоздки и сложны в эксплуатации, широкое распространение получили методы измерений напряжений с помощью низковольтных приборов, подключаемых к цепи высокого напряжения с помощью делителей напряжения или высоковольтных резисторов.

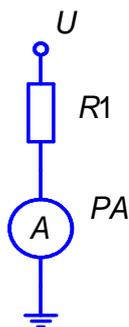


Рис. 11.6. Схема измерения высокого напряжения постоянного тока низковольтным прибором с добавочным резистором

Измерение высокого напряжения постоянного тока обычно проводят с помощью прибора постоянного тока, включенного последовательно с высоковольтным высокоомным резистором (см. рис. 11.6). В этом случае, измеряя прибором, ток через резистор I и пренебрегая внутренним сопротивлением прибора, можно определить измеряемое напряжение как $U = IR_1$. Сопротивление резистора может быть измерено заранее и с высокой точностью. Для снижения влияния измерительного устройства на испытательную схему, а также уменьшения нагрева высоковольтного резистора R_1 в качестве измерительного прибора чаще всего применяют микроамперметры.

Сопротивление высоковольтного резистора выбирается таким, чтобы при полном напряжении через него протекал ток порядка сотен микроампер. Большое значение тока приводит к недопустимому перегреву резистора

и нарушению его термической стабильности, а меньшее обуславливает необходимость применения резистора с чрезмерно большим сопротивлением, что усложняет его конструкцию, т.к. заставляет принимать меры по уменьшению влияния на погрешность измерения коронного разряда или утечки тока по изоляционной конструкции при ее загрязнении и увлажнении.

Многолетний опыт показал, что высоковольтные сопротивления на 50–300 кВ целесообразно изготавливать из радиотехнических резисторов типа МЛТ-2 0.5–1.0 МОм, допуская 500–1000 В на штуку при токе 1 мА. При повышенных требованиях к точности измерений резистор R_1 (см. 11.6) для защиты от паразитных утечек тока полезно поместить в изолирующую (например, фарфоровую) покрывку, наполнить ее элегазом и нижний фланец заземлить, а соединение с измерительным прибором осуществить через коаксиальный кабель.

На практике для измерения высокого напряжения постоянного тока применяют схему (см. рис. 11.7), в которую с целью защиты микроамперметра A включают разрядник с инертным газом FV . Пробивное напряжение этого разрядника обычно составляет около 300 В, поэтому для обеспечения его надежного срабатывания при частичном перекрытии резистора R_1 последовательное с микроамперметром включают резистор R_2 , сопротивление которого выбирается с таким расчетом, чтобы при максимальном отклонении прибора напряжение на нем еще не достигало пробивного напряжения разрядника. С учетом сопротивления резистора R_2 $U = I(R_1 + R_2)$. Для удобства эксплуатации устройства в схему введен переключатель SA , позволяющий изменять направление тока через микроамперметр A при переходе к другой полярности измеряемого напряжения. Параллельно переключателю SA включен резистор R_3 , который предназначен для изменения пределов измерения, шунтируя микроамперметр PA . Так, например, прибор на 0.1 мА с помощью шунтирующего резистора R_3 может измерять 1 мА или 100 кВ, но если R_3 отключить, то при том же R_1 прибор будет отклоняться на полную шкалу при 10 кВ.

Высоковольтный резистор R_1 на практике чаще всего выполняют в виде цепочки последовательно соединенных низковольтных радиотехнических резисторов с углеродистым или металлизированным слоем мощностью до 2 Вт. Кроме того, для изготовления резистора R_1 можно использовать проволоку с высоким удельным сопротивлением. Цепочка из резисторов наматывается на изоляционный цилиндр, который может быть помещен в масло. Это существ-

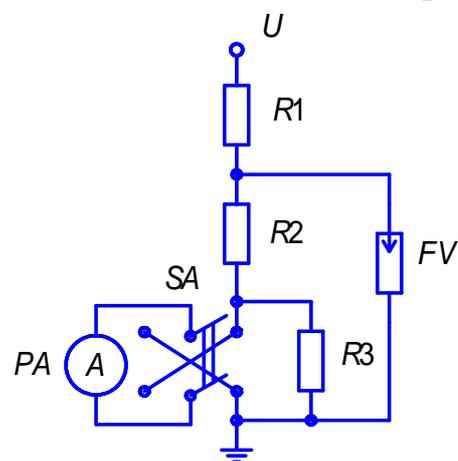


Рис. 11.7. Схема измерения высокого напряжения постоянного тока с помощью микроамперметра

венно улучшает теплоотвод и увеличивает допустимые напряженности по поверхности резисторов до 1500 кВ/м (в воздухе при нормальных атмосферных условиях это значение составляет 500 кВ/м).

Для высоковольтного резистора R_1 , выполненного из элементов, обладающих большим сопротивлением, существенную опасность могут представлять срезы напряжения, возникающие при пробое или перекрытии испытуемой изоляции. В этом случае распределение напряжения по длине делителя определяется паразитными емкостями и оказывается крайне неравномерным, что приводит к повреждениям элементов резистора или перекрытию по его поверхности.

Чтобы исключить эту опасность, между отдельными витками или элементами резистора включают конденсаторы, которые при переходных процессах выравнивают распределения напряжения по его элементам (см. рис. 11.8).

Необходимо иметь в виду, что в ходе измерения высокого напряжения происходит нагрев резистора R_1 . При этом сопротивление резистора изменяется в соответствии с известной формулой

$$R_1 = R_{01} [1 + \alpha_R (t - t_0)], \quad (11.2)$$

где R_1 – сопротивление резистора при температуре измерения t ; R_{01} – его сопротивление при температуре $t_0 = 0^\circ\text{C}$; α_R – температурный коэффициент сопротивления резисторов. Погрешность измерения высокого напряжения с помощью микроамперметра и высокоомного резистора R_1 связана с тем, что величина R_{01} определяется предварительно на низком напряжении. Значение R_1 находится расчетным путем в соответствии с формулой (11.2) по известной температуре t , до которой нагревается резистор в процессе измерения высокого напряжения. Необходимо отметить, что точное определение температуры t весьма затруднительно. Поэтому в целях снижения температурной погрешности измерений при расчете и конструировании резистора R_1 необходимо предусматривать меры для предотвращения сильного разогрева резисторов или использовать резисторы с малым α_R , например, из резисторов типа С2-14 или С2-29 имеющих температурный коэффициент сопротивления $\alpha_R = 25 \cdot 10^{-6}$ 1/град вместо $\alpha_R = 1000 \cdot 10^{-6}$ 1/град для обычных МЛТ-2.

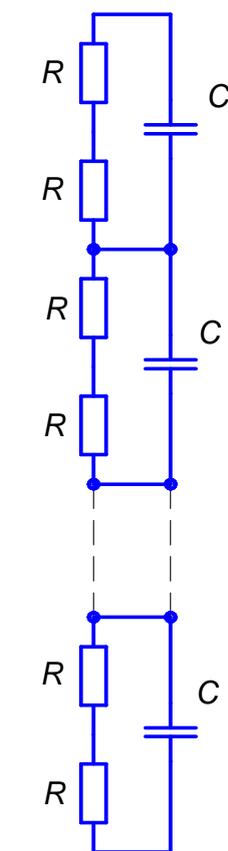


Рис. 11.8.
Схема высокоомного резистора R_1

При перегреве $\Delta t = 50^\circ\text{C}$

$$\Delta R = \alpha_R \cdot \Delta t R_0 = 25 \cdot 10^{-6} \cdot 50 \cdot R_0 = 0.125 \cdot 10^{-2} \cdot R_0.$$

Таким образом, при указанном перегреве $\Delta t = 50^\circ\text{C}$ увеличение сопротивления при использовании резисторов С2-14 или С2-29 составляет 0.125 % вместо 5 %

для резисторов МЛТ.

Влияние температуры на результат измерения можно существенно уменьшить, если высокоомный резистор изготовить в виде делителя напряжения, оба плеча которого выполнены из одинаковых элементов (см. рис.11.9). Тогда высокое напряжение определяется по формуле

$$U = U_{\text{в}} K_{\text{д}}$$

где $K_{\text{д}} = \frac{R1 + R2}{R2}$ – коэффициент деления делителя на-

пряжения, а $U_{\text{в}}$ – напряжение, измеренное с помощью электростатического вольтметра или универсального электронного вольтметра с большим внутренним сопротивлением (более 3 МОм), например, В7–15 с пределами измерения 0.3–1000 В со стрелочным отсчетом или цифровой вольтметр В7–27А / 1 на 0.1–1000 В.

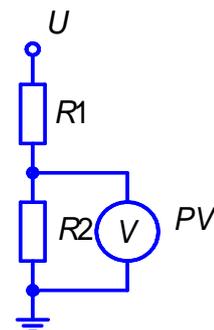


Рис. 11.9. Схема измерения высокого напряжения постоянного тока с помощью электростатического вольтметра

11.5. Измерение напряжения переменного тока низковольтными приборами с делителями напряжения

При измерении высокого напряжения переменного тока низковольтными приборами в качестве делителя напряжения более предпочтительным является применение емкостного делителя напряжения (см. рис. 11.10). Здесь $C1$, $C2$ – высоковольтный и низковольтный конденсаторы, а PV – низковольтный электростатический, электронный со стрелочным отсчетом или цифровой вольтметр. В качестве высоковольтного конденсатора могут быть применены конденсаторы для делителей напряжения, например, ДМРУ–80–1 (напряжение 80 кВ, емкость 1 нФ, вес 70 кг), М–100–1 (напряжение 100 кВ, емкость 1 нФ, вес 70 кг) или МК–190–0.1 (напряжение 190 кВ, емкость 1.1 нФ, вес 220 кг). Можно кроме этого использовать промежуток шар-плоскость (например, промежуток шар с диаметром 12.5 см и расстоянием между ним и плоскостью $S = 10$ см имеет емкость $C \approx 5$ пФ), а также гирлянду подвесных изоляторов (6 изоляторов имеют эквивалентную емкость $C \approx 6$ пФ).

По такому же принципу построен и ПИН (прибор измерения напряжения), в котором в качестве емкости высоковольтного конденсатора используется емкость 300 – 500 пФ проходных изоляторов конденсаторного типа на напряжение 110 кВ и выше.

Схема (см. рис. 11.10) позволяет измерить действующее значение напря-

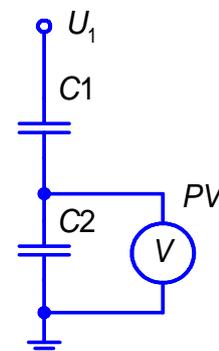


Рис.11.10. Схема измерения высокого напряжения переменного тока с помощью емкостного делителя напряжения

жения переменного тока. При измеренном вольтметром PV напряжении U_v высокое напряжение U_1 равно

$$U = U_v K_d,$$

где $K_d = \frac{C_1 + C_2}{C_1}$ – коэффициент деления делителя напряжения. Емкость низковольтного конденсатора составляет порядка десятых долей мкФ и более, поэтому параллельное подключение электростатического вольтметра на коэффициент деления практически не оказывает никакого влияния.

Измерение амплитудного значения высокого напряжения переменного

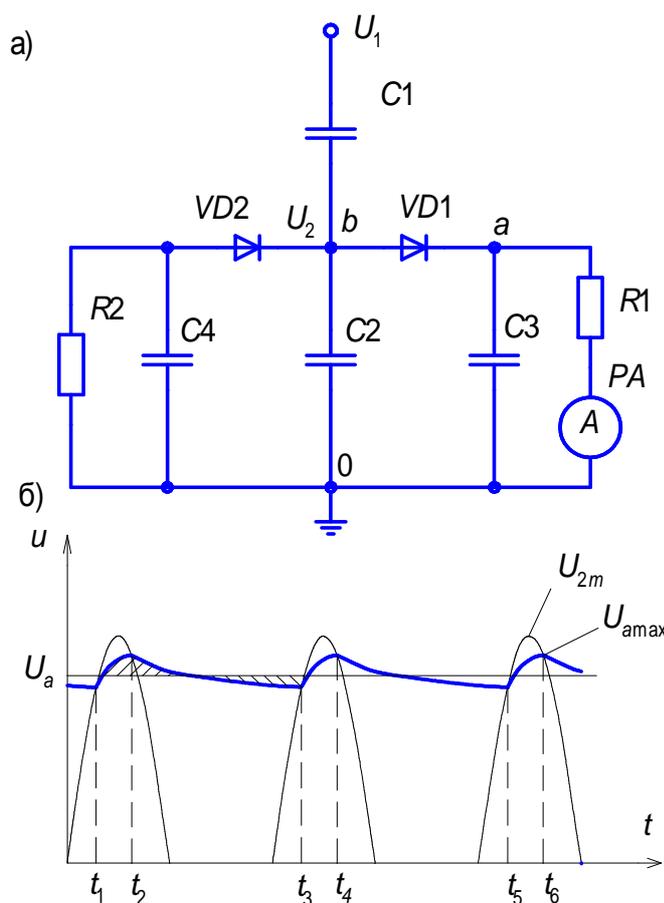


Рис. 11.11. Измерение амплитудного значения высокого напряжения переменного тока: а – схема измерения; б – кривые напряжения на низковольтном плече делителя

тока может быть осуществлено по схеме (см. рис. 11.11,а), в которой C_1 , C_2 – емкостный делитель напряжения, VD_1 , VD_2 – полупроводниковые диоды, C_3 – измерительный конденсатор, PA – измерительный прибор (микроамперметр), R_1 – дополнительный резистор и R_2 , C_4 – симметрирующие схему резистор и конденсатор. В установившемся режиме напряжение на измерительном конденсаторе C_3 меняется так, как показано на рис. 11.11,б. Т.е., когда напряжение в точке b превышает напряжение в точке a , вентиль VD_1 открыт и происходит подзарядка конденсатора C_3 (см. рис. 11.11,б времена $t_1 - t_2$, $t_3 - t_4$, $t_5 - t_6$). В течение времени, когда вентиль VD_1 закрыт, идет разрядка этого конденсатора на резистор R_1 и измерительный прибор PA . Отклонение стрелки измерительного прибора соответствует среднему значению пульсирующего на-

пряжения в точке a , которое определяется из равенства заштрихованных площадей (см. рис. 11.11,б). Следовательно, амплитудное значение высокого напряжения U_1 может быть найдено из соотношения

$$U_1 = I_A K_I,$$

где $K_I = \frac{C_1 + C_2}{C_1} R_1$, кВ/мкА – коэффициент пропорциональности между на-

пряжением и измеренным током I_A .

В моменты времени, когда клапан $VD1$ открыт, измерительный конденсатор оказывается подключенным параллельно к конденсатору $C2$. При этом коэффициент деления делителя напряжения становится равным

$$K'_d = \frac{C1 + C2 + C3}{C1}$$

и это приводит к погрешности при измерении. В литературе эта погрешность называется “зарядной погрешностью измерения”.

В моменты времени, когда клапан $VD1$ закрыт и происходит разряд измерительного конденсатора $C3$, возникает “разрядная ошибка измерения”.

Не трудно видеть, что величина обеих этих ошибок зависит от глубины пульсации напряжения в точке a , которая тем больше, чем меньше постоянная времени $\tau = R1C3$.

При постоянной времени $\tau \cong 1$ с и синусоидальном напряжении с частотой 50 Гц разница между наибольшим и наименьшим значениями напряжения на измерительном конденсаторе $C3$ примерно равно 2.2 %. Следовательно, погрешность измерения составляет порядка 1 %.

Подключения электростатического вольтметра к точкам $a - 0$ (см. рис. 11.11,а) обеспечивает измерения амплитудного значения напряжения U_{2m} , а к точкам $b - 0$ – действующего значения U_2 . Отношение U_{2m} к U_2 дает возможность оценить синусоидальность измеряемого напряжения.

Снижение глубины пульсации напряжения в точке a , а, следовательно, и общей погрешности измерения можно осуществить путем уменьшения времени разряда измерительного конденсатора (см. рис. 11.11,б времена $t_2 - t_3$, $t_4 - t_5$). Для этого, в место однополупериодного заряда измерительного конденсатора $C3$ следует применить двухполупериодный, путем применения мостовых зарядных схем. Такая измерительная схема показана на рис. 11.12. Благодаря тому, что подзаряд конденсатора $C3$ происходит в этой схеме как в положительный, так и

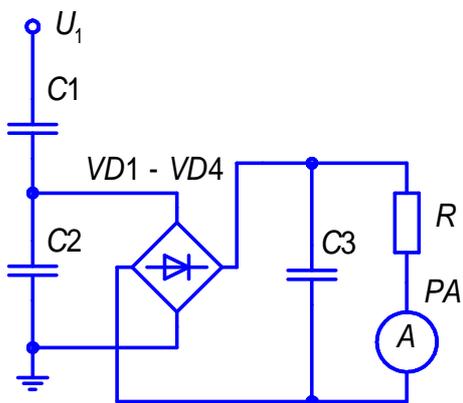


Рис.11.12. Схема измерения высокого напряжения переменного тока с использованием диодных мостов

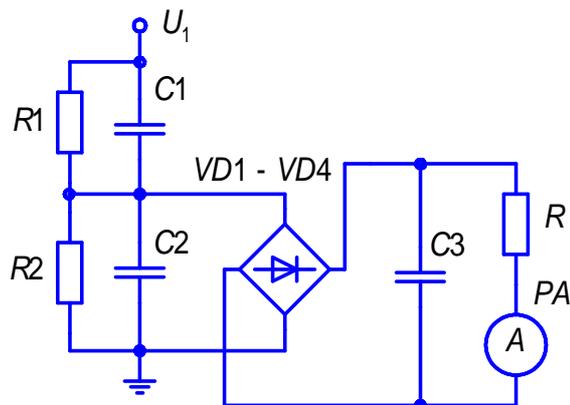


Рис.11.13. Схема измерения высокого напряжения переменного и постоянного токов

в отрицательный полупериоды, длительность разряда, а, следовательно, и глубина пульсации напряжения на нем сокращается практически в 2 раза.

На рис. 11.13 приведена схема измерения высокого напряжения переменного и постоянного токов. Для того, чтобы коэффициент деления делителя напряжения был одинаков как для переменного, так и для постоянного токов необходимо обеспечить строгое равенство постоянных времени, т. е.

$$R1C1 = R2C2.$$

Тогда при измерении напряжения переменного тока напряжение будет делиться одинаково по конденсаторам $C1 - C2$ и резисторам $R1 - R2$, а при измерении напряжения постоянного тока – по резисторам $R1 - R2$. Конденсаторы $C1 - C2$ будет обеспечивать при этом более равномерное распределение по резисторам при резких изменениях напряжения на них, которые возникают, например, при включении напряжения постоянного тока.

12. ИЗМЕРЕНИЕ ИМПУЛЬСНОГО ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

12.1. Измерение максимального значения импульсного напряжения

Делители напряжения и низковольтные измерительные приборы могут быть использованы не только для измерения напряжения постоянного и переменного токов, но и для импульсных напряжений. При проведении массового контроля выпускаемого заводом оборудования, например, высоковольтных резисторов для ОПН и разрядников оказывается достаточным измерение максимального значения импульсного напряжения. Простейшая схема для таких измерений примерно до 100 кВ приведена на рис. 12.1,а. Импульсное напряже-

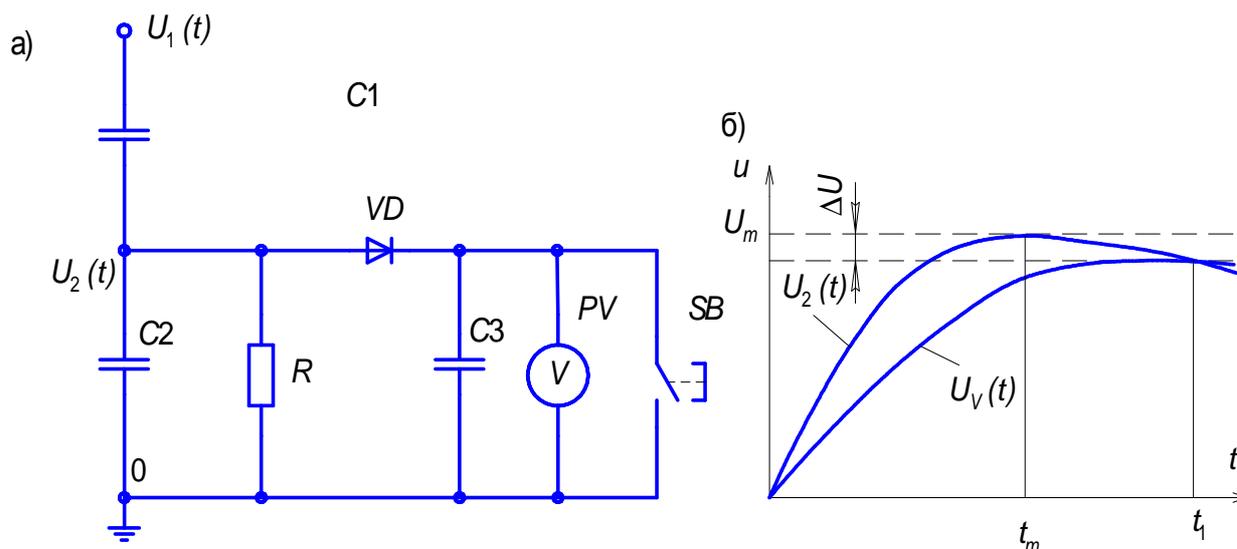


Рис.12.1. Измерение максимального значения импульсного напряжения: а – принципиальная схема; б – кривые напряжения

ние, снимаемое с низковольтного плеча делителя напряжения C_2 , заряжает измерительную емкость C_3 диод VD типа Д220В до величины, близкой к значению амплитуды импульса. На спаде импульса, когда напряжение на емкости C_2 становится меньше напряжения на C_3 , вентиль VD закрывается и разряд емкости C_3 практически отсутствует, так как обратное сопротивление диода составляет порядка 100 МОм. Значение напряжения, до которого зарядилась емкость C_3 , измеряется с помощью низковольтного вольтметра с очень высоким входным сопротивлением (например, вольтметрами электростатического или цифрового типов), что также исключает разряд измерительного конденсатора.

Вентиль VD имеет сопротивление в прямом направлении порядка 70–100 Ом. Поэтому импульс напряжения на C_3 будет отставать от снимаемого с C_2 на некоторое время, определяемое постоянной времени заряда емкости C_3 через сопротивление вентиля (см. рис.12.1,б). К моменту t_m , когда напряжение на C_3 достигнет максимума U_m , напряжение на C_3 оказывается меньшим U_m , однако в момент времени t_1 вентиль VD закрывается и дальнейшая зарядка емкости C_3 прекращается. Возникает зарядная погрешность ΔU , которая оказывается тем большей, чем больше крутизна измеряемого импульса и величина емкости C_3 . Эта погрешность может быть снижена при уменьшении емкости C_3 . Однако при этом возрастает погрешность, связанная с разрядом емкости C_3 через обратное сопротивление вентиля VD , входное сопротивление измерительного прибора и сопротивление изоляции самого конденсатора. Сопротивление резистора R , равное примерно 1 Мом, исключает возникновения составляющей постоянного напряжения на конденсаторе C_2 . Кнопочный выключатель SB служит для разрядки измерительного конденсатора C_3 и таким образом подготовки схемы для следующего сеанса измерения.

12.2. Общие требования к делителям напряжения при осциллографировании импульсов высокого напряжения

При выборе импульсных характеристик изоляции электрооборудования часто оказывается необходимым измерять не только максимальное значение воздействующих импульсов напряжения, но и другие их параметры. Например, для построения вольт-секундных характеристик, используемых при координации изоляции, измеряют максимальное значение импульса и предразрядное время. Грозозащита оборудования определяется не только максимальным значением воздействующих импульсов напряжения и тока, но и длиной их фронта, длительностью импульсов, интервалами времени между следующими друг за другом грозowymi импульсами. Все эти характеристики импульса можно измерить только при их регистрации с помощью электронных осциллографов.

Измерение высоких импульсных напряжений производится, как правило, с помощью делителей напряжения, поскольку величина напряжения, которое может быть подано на пластины осциллографа не превышает 1000 В. Применяются следующие типы делителей напряжения: омический, емкостный и ем-

костно-омический.

Осциллографирование импульсов высокого напряжения должно производиться с достаточной для практики точностью. Это требование определяется необходимостью получения достоверных сведений об электрической прочности изоляции дорогостоящего высоковольтного оборудования для обеспечения высокой степени надежности его работы. Завышенные результаты измерения максимальных значений воздействующих импульсов напряжения могут привести к увеличению аварийности оборудования в эксплуатации, а заниженные – к большей вероятности повреждения изоляции в процессе ее испытаний.

Делитель напряжения характеризуется коэффициентом деления K . Иногда его называют передаточным отношением или масштабным коэффициентом, равным отношению напряжения, приложенного к делителю к напряжению, снимаемому с его низковольтного плеча. Коэффициент K может быть определен как отношение полного сопротивления делителя (см. рис. 12.2,а) к сопротивлению его низковольтного плеча

$$K = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_2}.$$

Качество измерительной системы в целом оценивают ее полосой пропускания (частотной характеристикой), а также временем нарастания напряжения T_n и временем реакции на прямоугольный импульс T_p . Под временем нарастания напряжения понимают время, в течение которого рассматриваемый импульс возрастает от 0.1 до 0.9 максимального значения (см. рис. 12.2,б).

Важной характеристикой делителя напряжения является его реакция на приложенный прямоугольный импульс напряжения. На выходе идеального делителя при этом также должен появиться прямоугольный импульс напряжения, ослабленный в соответствии с коэффициентом деления делителя. В реальном делителе, обладающем паразитными емкостями и индуктивностями, импульс

напряжения на выходе $u_2(t)$ всегда искажается и запаздывает по отношению к входному импульсу $u_1(t)$. В случае, когда на вход делителя прикладывается прямоугольный импульс напряжения, напряжение $u_2(t)$ называется реакцией делителя на прямоугольный импульс. Если реакцию отнести к воздействию напряжению U_1 / K , то можно получить безразмерную функцию $h(t)$, называемую реакцией на единичный прямоугольный импульс, или нормированной единичной переходной функцией,

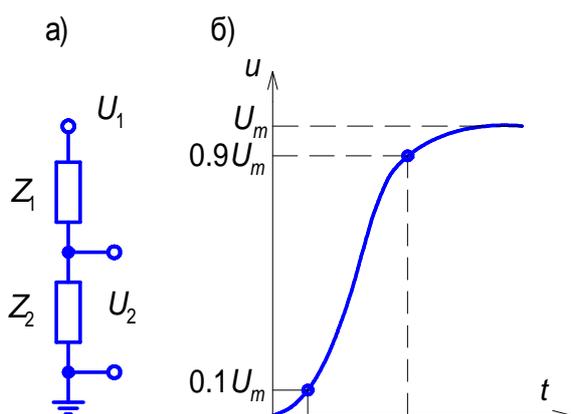


Рис. 12.2. К определению параметров делителя: а – коэффициента деления; б – времени нарастания импульса напряжения

которая является временной зависимостью напряжения на выходе измерительного устройства при приложении единичного скачкообразного напряжения на его вход.

Если эквивалентную схему делителя напряжения представить в виде контура $R - C$, то на выходе делителя получим экспоненциальную зависимость $u_2(t)$. Время нарастания T_H (см. рис. 12.3,а) может быть легко найдено через постоянную времени экспоненты τ . Действительно, при $t = t_1$ $0.1 = 1 - \exp(-t_1/\tau)$, а при $t = t_2$ $0.9 = 1 - \exp(-t_2/\tau)$, откуда $t_2 - t_1 = T_H = \tau \ln 9 = 2.2\tau$.

Постоянную времени τ можно определить по производной функции $h(t)$ при $t = 0$. С другой стороны, τ можно вычислить из заштрихованной площади (см. рис. 12.3,а), равной

$$S = \int_0^{\infty} [1 - h(t)] dt = \int_0^{\infty} \exp(-t/\tau) dt = -\tau \exp(-t/\tau) \Big|_0^{\infty} = +\tau.$$

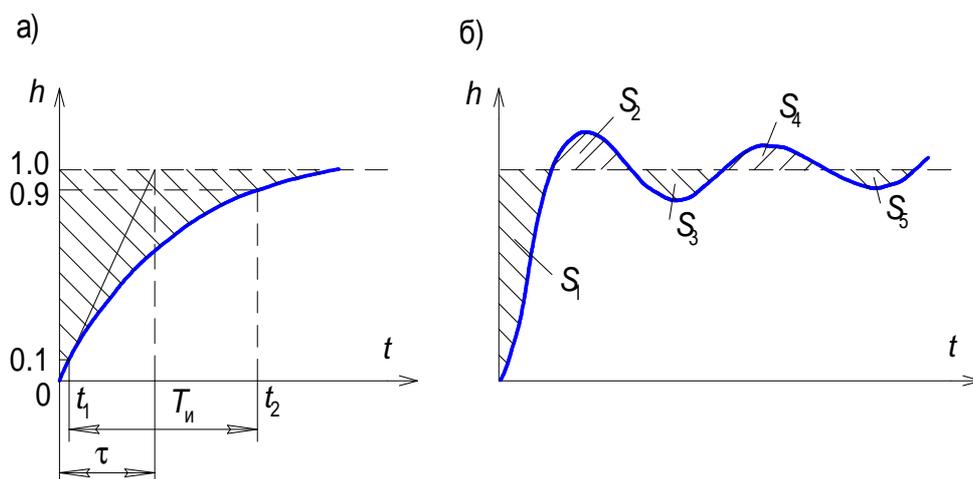


Рис. 12.3. К определению реакции делителя на прямоугольный импульс при изменениях напряжения на выходе: а – экспоненциальном; б – колебательном

Высоковольтные установки и делители напряжения, обычно имеющие значительные габариты, обладают заметными паразитными индуктивностями и емкостями. При этом на измеряемое на выходе делителя напряжение накладываются значительные колебания и определение τ по производной в момент $t = 0$ невозможно. В этом случае делитель характеризуют временем реакции T_p , которое пропорционально заштрихованной площади (см. рис. 12.3,б), заключенной между кривой $h(t)$ и единичным прямоугольным импульсом

$$T_p = S = \int_0^{\infty} [1 - h(t)] dt = S_1 - S_2 + S_3 - S_4 + \dots$$

12.3. Омический делитель напряжения

Для регистрации полных стандартных и срезанных импульсов напряжения, а так же более длинных импульсов чаще всего применяется омический делитель напряжения. Он состоит из двух последовательно соединенных резисторов, высоковольтного и низковольтного. Высоковольтный резистор рассчитан на полное измеряемое напряжение и имеет большое сопротивление, а низковольтный – на напряжение, подаваемое на осциллограф, и имеет маленькое сопротивление по сравнению с высоковольтным. Эскиз и схема замещения омического делителя напряжения показаны на рис. 12.4. Здесь (см. рис. 12.4,а)

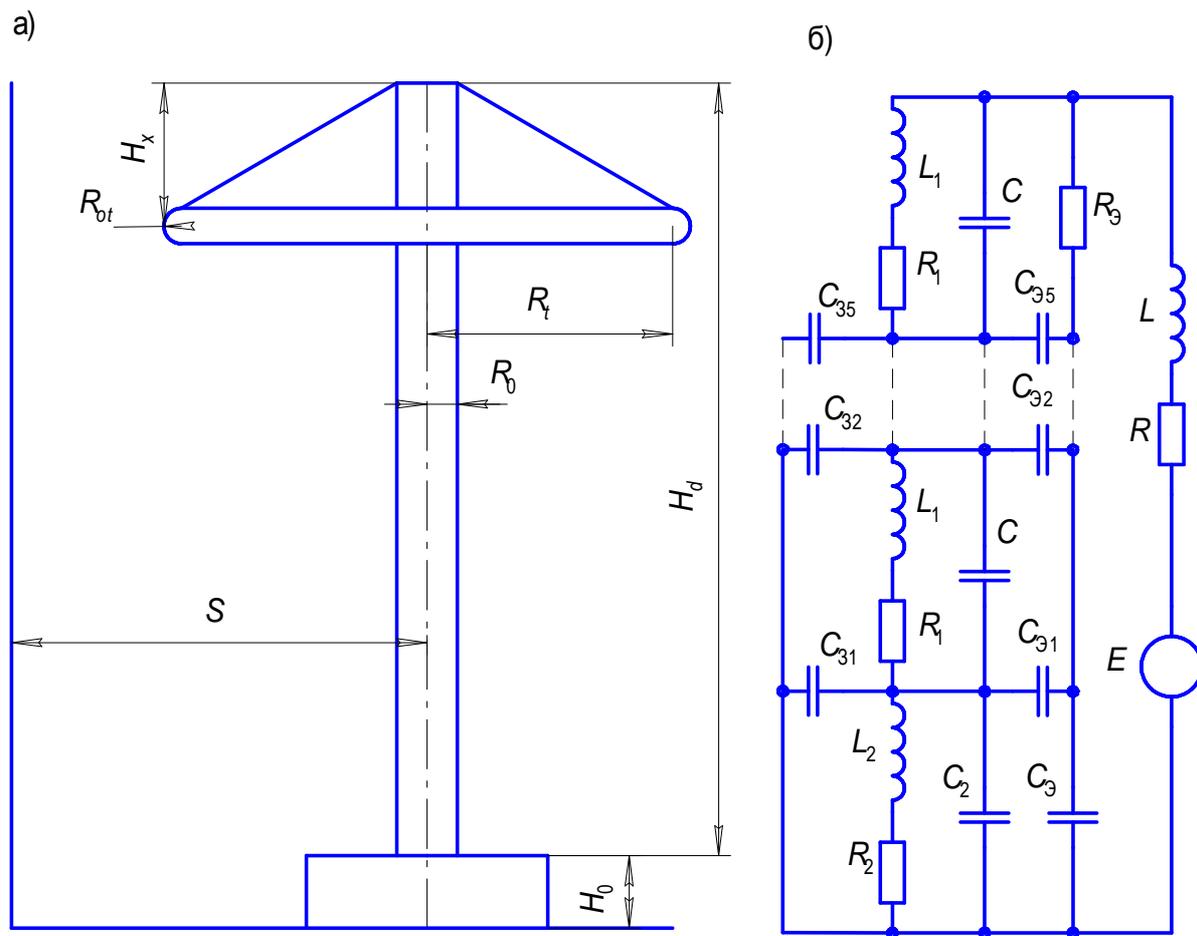


Рис. 12.4. Делитель высокого напряжения: а – эскиз делителя; б – схема замещения

H_d – высота делителя, H_x – глубина опускания экрана, R_{ot} – радиус трубы экрана, R_t – радиус экрана, R_0 – радиус делителя, S – расстояние до стены, H_0 – расстояние до земли. Если мысленно разделить высоковольтное плечо делителя на несколько одинаковых частей (цилиндров), то схема замещения может быть представлена в таком виде, как показано на рис. 12.4,б. Здесь L_1 и R_1 – индуктивность и активное сопротивление одной части высоковольтного плеча соответственно, L_2 и R_2 – индуктивность и активное сопротивление низковольтного плеча, с которого напряжение подается на вход осциллографа, $C_{31} - C_{35}$ – ем-

кость отдельных частей на землю, C – продольная емкость высоковольтного плеча (емкость между частями), C_2 – емкость на землю низковольтного плеча, C_3 – емкость экрана на землю, $C_{31} – C_{35}$ – емкость отдельных частей высоковольтного плеча на экран, R_3 – активное сопротивление между экраном и верхним концом делителя, L – индуктивность контура подсоединения делителя, R – демпфирующее сопротивление, E – измеряемый сигнал.

Для анализа искажения передаваемого на регистрирующий прибор импульса напряжения студентами-дипломантами кафедры инженерной электрофизики и техники высоких напряжений была создана для внутреннего пользования компьютерная программа Dn. В ней для расчета частичных емкостей $C_{31} – C_{35}$, $C_{31} – C_{35}$, C_3 и C использован приближенный метод средних потенциалов для расчета потенциальных коэффициентов и емкостей в системе проводов (метод Хоу), а для решения системы дифференциальных уравнений, описывающих переходный процесс изменения напряжения на низковольтном плече делителя (емкости C_2) – метод синтетических схем (дискретных резистивных схем).

На рис. 12.5 в качестве примера приведено расчетное окно программы для определения времени передачи делителя при $U_2 = 120$ В и ошибки измерения мгновенного значения импульса напряжения при $t = 700$ нс для делителя напряжения на 1.5 МВ, габаритные параметры которого приведены в окне рядом с эскизом. На графиках верхняя кривая представляет собой подаваемый на делитель и уменьшенный в соответствии с коэффициентом передачи

$$K = \frac{5R1 + R2}{R2}$$

импульс напряжения, а нижняя – рассчитанный программой импульс на резисторе $R2$.

Проведенный сравнительный анализ расчетных и экспериментальных результатов показал, что программа наряду с экспериментальными и аналитическими расчетными методами определения характеристик делителя имеет право на существование.

Наличие частичных емкостей на землю приводит к тому, что часть тока, протекающего по высоковольтному плечу делителя, ответвляется через эти емкости на землю и не протекает через его низковольтное плечо. Из-за этого возникают определенные искажения формы кривой передаваемого импульса, которые возрастают с уменьшением его длительности фронта. Для снижения этих искажений следует при конструировании делителя выбирать минимально возможный радиус несущей трубы делителя, который ограничивается механической прочностью и возможностью размещения элементов, из которых изготавливается высоковольтное плечо. В качестве второго мероприятия может быть рекомендовано уменьшение сопротивления высоковольтного плеча, которое ограничивается возрастающим влиянием делителя напряжения на параметры испытательного импульса напряжения. Влияние радиуса несущей трубы делителя и

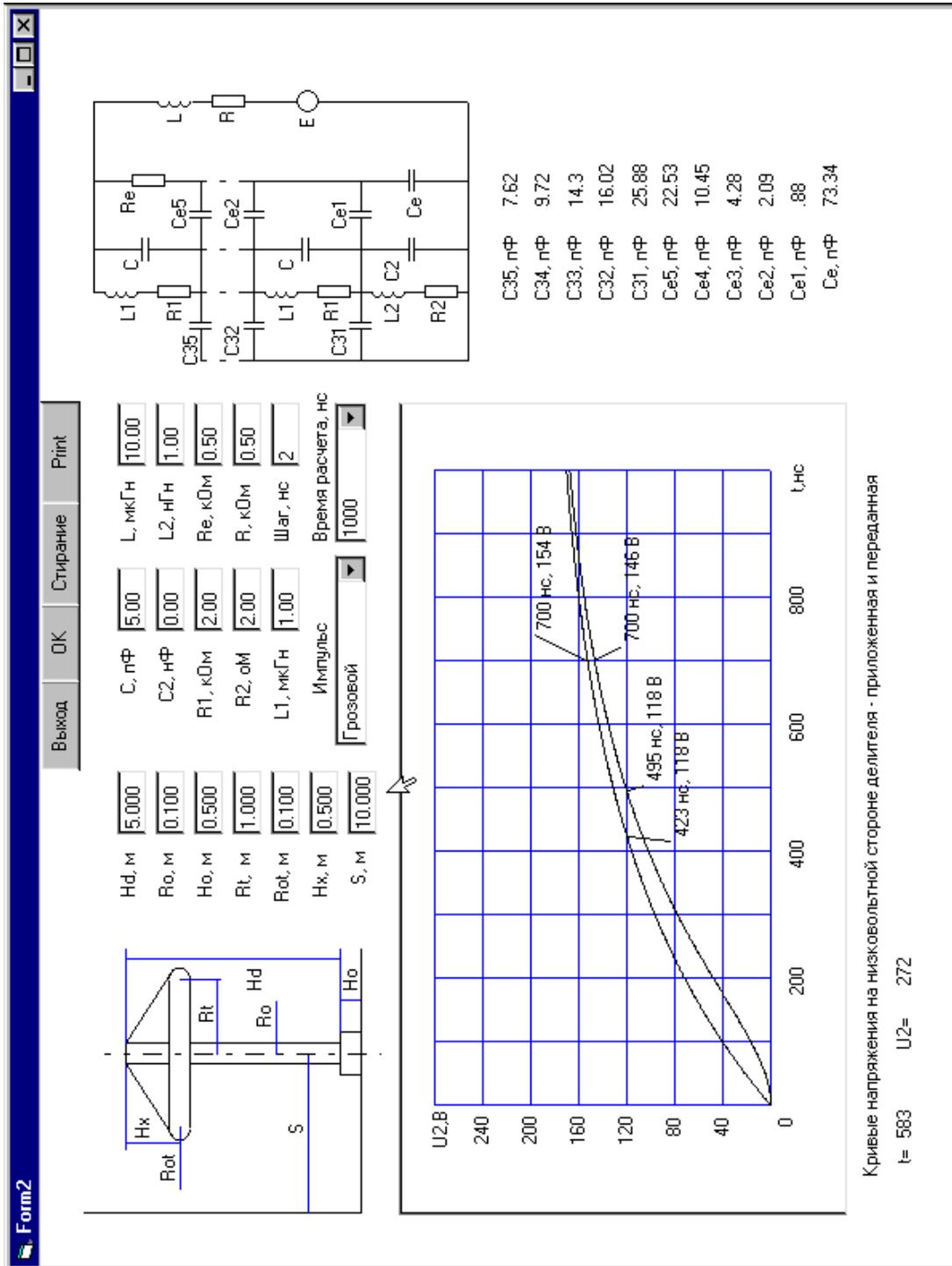


Рис.12.5. Расчетное окно

сопротивления высоковольтного плеча на форму передаваемого импульса показано на рис. 12.6. Здесь при прочих равных условиях (см. рис. 12.5) на

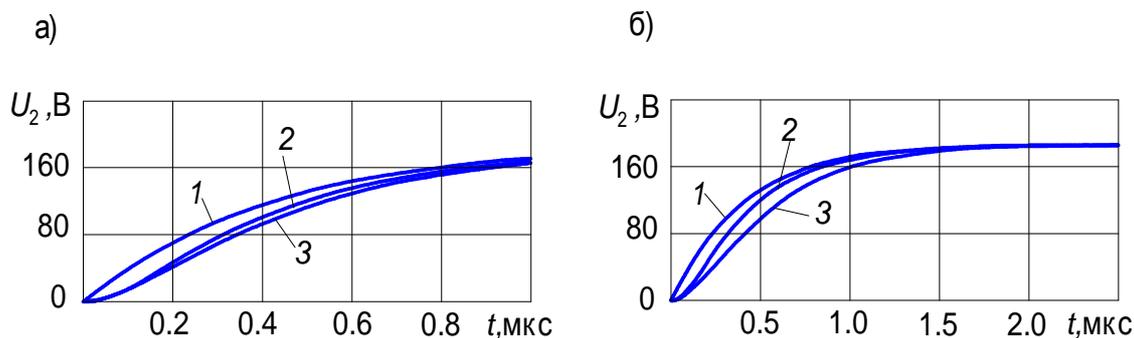


Рис. 12.6. К влиянию параметров делителя на форму передаваемого импульса: а – радиуса несущей трубы; б – сопротивления высоковольтного плеча

рис.12.6,а: 1 – стандартный грозовой импульс на входе делителя, уменьшенный в K раз; 2 – рассчитанный импульс при радиусе делителя несущей трубы $R_0 = 10$ см; 3 – то же при $R_0 = 30$ см и на рис.12.6,б: 2 – рассчитанный импульс при сопротивлении высоковольтного плеча 10 кОм и 3 – то же при сопротивлении высоковольтного плеча 25 кОм.

На рис. 12.7 показано влияние на форму передаваемого импульса расположения экрана и продольной емкости делителя. Здесь 1 – тот же импульс, как

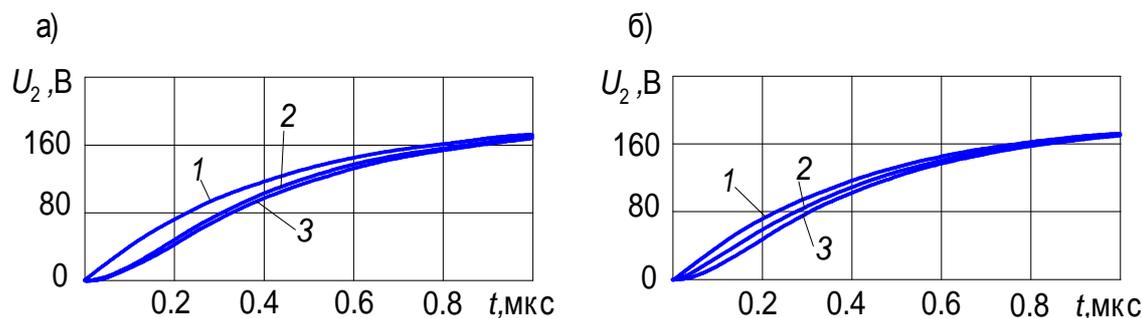


Рис. 12.7. К влиянию параметров делителя на форму передаваемого импульса: а – расположение экрана; б – продольной емкости делителя

и на рис. 12.6. При продольной частичной емкости делителя 5 пФ (см. рис.12.7,а) 2 – рассчитанный импульс при расположении экрана на 0.5 м ниже верхнего конца делителя; 3 – то же, но при расположении экрана на верхнем конце делителя. При расположении экрана на 0.5 м ниже верха делителя (см. рис.12.7,б) 2 – рассчитанный импульс при продольной частичной емкости 20 пФ; 3 – то же при 5 пФ.

Как видно (см. рис. 12.6 и рис. 12.7) используя конструктивные мероприятия можно влиять на форму передаваемого делителем импульса напряжения. В случае (см. рис.12.6,а) уменьшение диаметра несущей трубы делителя дает меньшие значения паразитных емкостей на землю, а, следовательно, и к меньшему значению тока, ответвляющегося на землю через эти емкости. В случае (см. рис. 12.6,б) уменьшение сопротивления высоковольтного плеча ведет к

увеличению тока через это плечо по сравнению с током, ответвляющимся на землю, и таким образом к уменьшению влияния паразитных емкостей делителя на землю. Уменьшение влияния паразитных емкостей (см. рис. 12.7,а) обеспечивается тем, что опускание экрана ниже верха делителя приводит к увеличению частичных емкостей делителя на экран и тем самым, через эти емкости осуществляется частичная компенсация тока, ответвляющегося на землю. Компенсация отклонения тока на землю (см. рис. 12.7,б) осуществляется через увеличенные продольные частичные емкости делителя.

На рис. 12.8 показано влияние индуктивности контура подсоединения делителя на форму передаваемого импульса. Здесь I – тот же импульс, как на рис. 12.6, 2 – импульс при $L = 10$ мкГн (см. рис. 12.4,б) и 3 – при $L = 50$ мкГн.

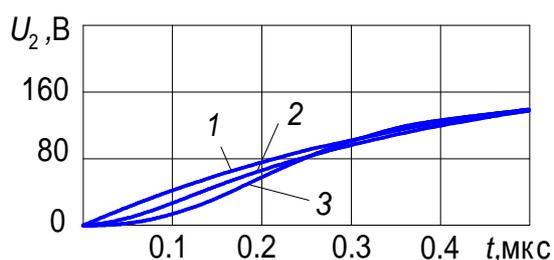


Рис. 12.8. Влияние индуктивности контура подсоединения делителя на форму передаваемого импульса

Как видно с увеличением индуктивности контура подсоединения делителя увеличивается и искажение формы передаваемого импульса, при чем в начале нарастания импульса намечается отставание, а при приближении к максимальному значению импульса – опережение. Следовательно, при пробоях испытуемых объектов в начальной части фронта импульса напряжения будут зарегистрированы заниженные значения напряжения, а в области максимальных значений – завышенные. Для того чтобы уменьшить выброс кривой передаваемого импульса за реальные значения в цепь контура подсоединения делителя включают активное сопротивление.

Результат действия такого сопротивления показан на рис. 12.9. Здесь 1 – подаваемый на делитель, но уменьшенный в K раз импульс с длительностью фронта 0.25 мкс, 2 – передаваемый импульс при индуктивности контура подсоединения $L = 20$ мкГн и 3 – тот же импульс при включении в контур подсоединения резистора с сопротивлением $R = 0.5$ кОм. Видно, что компенсирующее действие резистора заключается в замедлении нарастания импульса. Для того чтобы импульс 3 приблизить к импульсу 1 следует увеличить продольную емкость делителя (как следует см. рис. 12.7,б) или увеличить габариты экрана (радиус трубы экрана R_{ot} , см. рис. 12.7,а) или и то и другое. Следует заметить, что продольные емкости делителя более эффективны в самом начале фронта импульса напряжения, а тороидальный экран – в области максимальных значений.

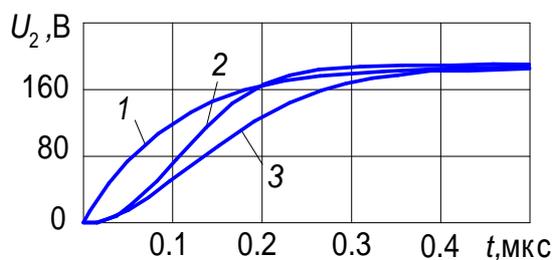


Рис.12.9. Компенсирующее действие активного сопротивления

Результат действия такого сопротивления показан на рис. 12.9. Здесь 1 – подаваемый на делитель, но уменьшенный в K раз импульс с длительностью фронта 0.25 мкс, 2 – передаваемый импульс при индуктивности контура подсоединения $L = 20$ мкГн и 3 – тот же импульс при включении в контур подсоединения резистора с сопротивлением $R = 0.5$ кОм. Видно, что компенсирующее действие резистора заключается в замедлении нарастания импульса. Для того чтобы импульс 3 приблизить к импульсу 1 следует увеличить продольную емкость делителя (как следует см. рис. 12.7,б) или увеличить габариты экрана (радиус трубы экрана R_{ot} , см. рис. 12.7,а) или и то и другое. Следует заметить, что продольные емкости делителя более эффективны в самом начале фронта импульса напряжения, а тороидальный экран – в области максимальных значений.

Видно, что компенсирующее действие резистора заключается в замедлении нарастания импульса. Для того чтобы импульс 3 приблизить к импульсу 1 следует увеличить продольную емкость делителя (как следует см. рис. 12.7,б) или увеличить габариты экрана (радиус трубы экрана R_{ot} , см. рис. 12.7,а) или и то и другое. Следует заметить, что продольные емкости делителя более эффективны в самом начале фронта импульса напряжения, а тороидальный экран – в области максимальных значений.

12.4. Емкостно-омический делитель напряжения

При регистрации срезанных импульсов напряжения грозового характера и более коротких возникают существенные погрешности, связанные с индуктивностью контура подключения делителя и необходимостью компенсации ее влияния на форму импульса (см. рис. 12.9). Как уже было отмечено выше, для устранения таких погрешностей следует увеличить продольную емкость делителя или, что то же самое, параллельно высоковольтному плечу омического делителя подключить высоковольтные малоиндуктивные конденсаторы. В результате получается делитель, который получил название емкостно-омического делителя. Принципиальная схема такого делителя показана на рис. 12.10, где $R1$, $C1$ – резистор и конденсатор высоковольтного плеча делителя; $R2$, $C2$ – резистор и конденсатор низковольтного плеча; L – индуктивность контура подсоединения; R – демпферный резистор. Чтобы свести к минимуму влияния паразитных емкостей на землю на форму передаваемого импульса по литературным данным рекомендуется, чтобы емкость конденсатора $C1$ в три и более раза превышала паразитную емкость делителя. Для того чтобы коэффициент передачи делителя по резисторам и конденсаторам был одинаков необходимо равенство постоянных времени

$$R1C1 = R2C2. \quad (12.1)$$

Тогда коэффициент деления по резисторам и соответственно по конденсаторам

$$K = \frac{R1 + R2}{R2} = \frac{C1 + C2}{C1}.$$

Однако наличие индуктивности контура подсоединения L и демпферного резистора R потребует (см. рис. 12.9), чтобы емкость конденсатора $C1$ была больше, чем необходима по соотношению (12.1).

В случае, когда допустимое импульсное напряжение высоковольтного конденсатора меньше, чем максимальное значение регистрируемого импульса применяется последовательное соединение нескольких конденсаторов.

12.5. Емкостный делитель напряжения

Широкое распространение емкостных делителей напряжения для измерения импульсов высокого напряжения обусловлено простотой их изготовления, надежностью эксплуатации и достаточной для практики точностью измерения.

Высоковольтное плечо емкостного делителя часто выполняется из специальных высоковольтных конденсаторов. При измерении сравнительно неболь-

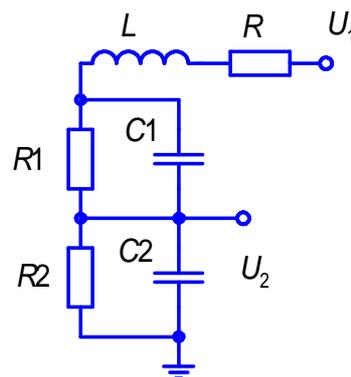


Рис. 12.10. Принципиальная схема емкостно-омического делителя напряжения

ших напряжений может применяться один конденсатор, а при напряжениях, превышающих рабочее напряжение конденсатора, – цепь в виде нескольких последовательно соединенных конденсаторов. В последнем случае, как и в омических делителях напряжения, весьма существенное влияние на точность измерения могут оказывать паразитные емкости конденсаторов на землю, в связи ответвлением тока на землю через эти емкости. Эта проблема решается достаточно просто путем увеличения емкости высоковольтных конденсаторов. Намного сложнее решить проблему индуктивности контура подсоединения делителя. В некоторых случаях эта проблема решается так, что в качестве высоковольтного плеча делителя используется фронтовая емкость $C2$ генератора импульсных напряжений (см. рис. 3.8). На ней формируется именно тот импульс, который и подлежит регистрированию. В случае, когда такая возможность отсутствует, приходится в контур подсоединения делителя включать резистор, который будет демпфировать высокочастотные колебания переходного процесса зарядки емкости делителя от регистрируемого импульса через индук-

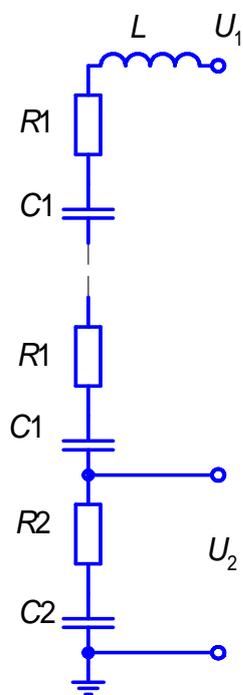


Рис. 12.11. Схема демпфированного емкостного делителя

тивность контура подсоединения. Если высоковольтное плечо делителя состоит из нескольких конденсаторов, соединенных последовательно, то более предпочтительным является распределение этого демпферного резистора по конденсаторам. Образуется так называемый демпфированный емкостный делитель напряжения, принципиальная схема которого приведена на рис. 12.11.

Экспериментально и теоретически установлено, что общее активное сопротивление демпфированного делителя напряжения должно быть в 3 – 4 раза больше волнового сопротивления

$$Z_B = \sqrt{\frac{L}{C_3}},$$

где C_3 – паразитная емкость на землю делителя, а L – суммарная паразитная индуктивность контура подключения.

Демпферный делитель напряжения обычно изготавливают из элементов, имеющих малую паразитную индуктивность. Поэтому наиболее часто применяются бифилярно намотанные проволочные или ленточные резисторы и малоиндуктивные конденсаторы (например, плоские керамические конденсаторы). Уменьшение индуктивности делителя достигается также путем соответствующего размещения его элементов и их последовательно-параллельного соединения. Сопротивление высоковольтного плеча делителя образует несколько последовательно соединенных резисторов, а низковольтную емкость – несколько параллельно соединенных конденсаторов.

Сопротивление высоковольтного плеча делителя образует несколько последовательно соединенных резисторов, а низковольтную емкость – несколько параллельно соединенных конденсаторов.

12.6. Подключение осциллографа к делителю

Источником погрешности регистрации импульсов напряжения помимо искажения сигнала в схеме делителя напряжения и внешних помех, создаваемых электромагнитным полем высоковольтной установки и импульсными токами в контуре заземления, может быть кабель присоединения осциллографа к делителю напряжения. Длина этого кабеля, учитывая габариты высоковольтной установки, может достигать нескольких десятков метров. Принципиальная схема подключения осциллографа к омическому делителю напряжения показана на рис. 12.12,а. На рис. 12.12, б, в, г, д приведены рассчитанные с помощью программы Dn кривые напряжения в относительных единицах на низковольтном плече делителя 1 и входе осциллографа 2 для коаксиального кабеля с волновым сопротивлением $75\ \text{Ом}$ и длиной $100\ \text{м}$. Кривые (см. рис.12.12,б) полу-

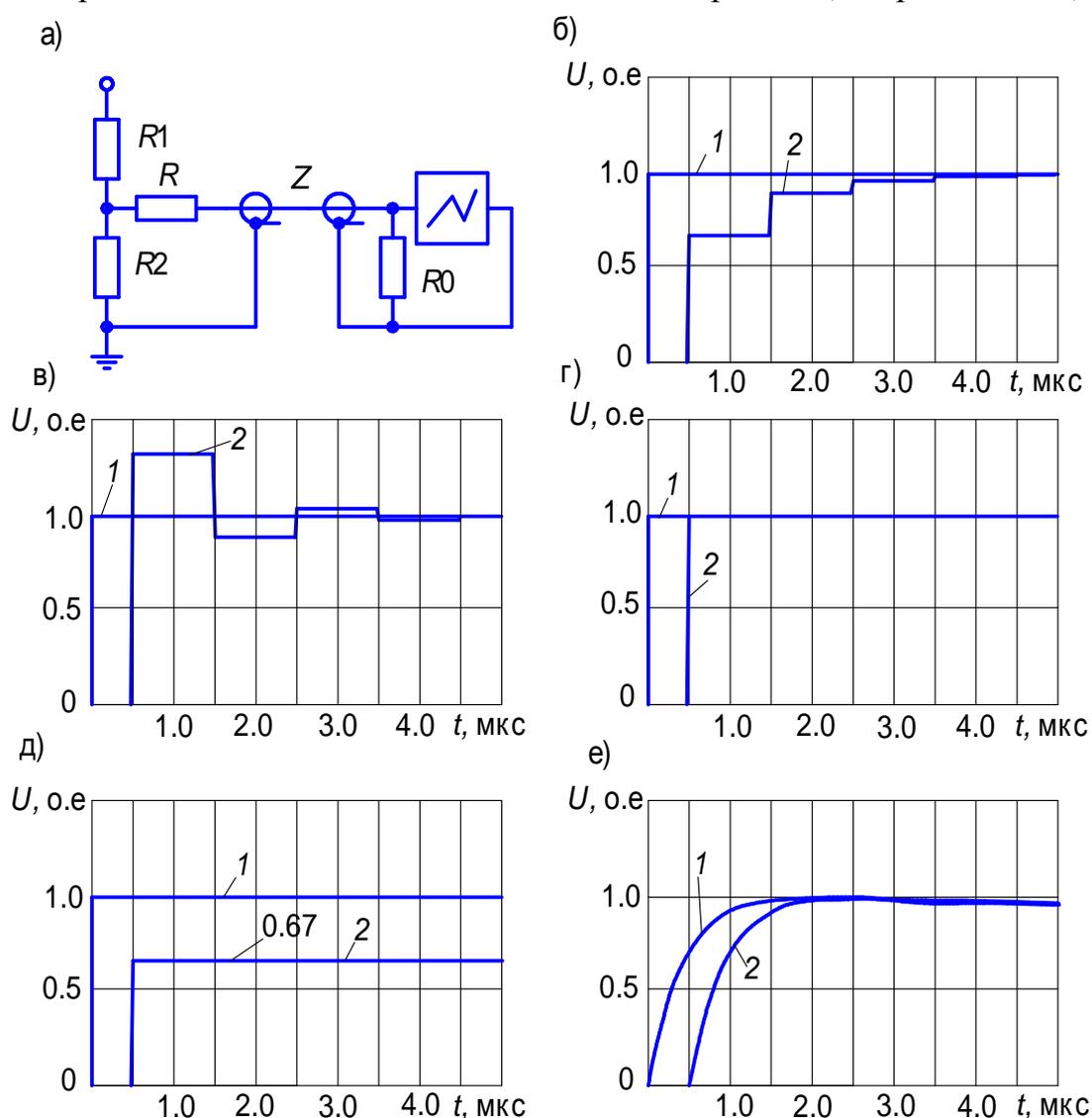


Рис. 12.12. К подключению осциллографа к делителю: а – принципиальная схема; б,в,г,д,е – кривые напряжения 1 – на низковольтном плече делителя и 2 – на осциллографе

чены при $R = R_2 = 75 \text{ Ом}$ и R_0 , равным входному сопротивлению осциллографа, которое для импульсного осциллографа находится в пределах от 100 до 200 кОм при входной емкости 20–100 пФ. Стандартные значения волновых сопротивлений коаксиальных кабелей определены ГОСТ 11326.6–78 и составляют 50, 75, 100, 150 и 200 Ом. Видно, что когда сопротивление, на которое замыкается на землю кабель, превышает его волновое сопротивление, в кабеле возникают многократные отражения от концов кабеля, в результате чего происходит запаздывание в передаче импульса напряжения.

При $R = 0$ и $R_2 = 37.5 \text{ Ом}$ (см. рис. 12.12,в), когда начало кабеля замкнуто на сопротивление меньше, чем волновое сопротивление кабеля наблюдаются “выбросы” на фронте передаваемого импульса. Как в этом, так и в предыдущем случае подключение кабеля несогласованно.

При $R = 0$ и $R_2 = 75 \text{ Ом}$ (см. рис. 12.12,г), когда сопротивление в начале кабеля равно его волновому сопротивлению напряжение делится пополам и по кабелю распространяется волна, амплитуда которой равна половине напряжения, приходящегося на резистор R_2 . В конце кабеля эта волна отражается с тем же знаком в виду большого сопротивления R_0 , напряжение удваивается и на осциллограф подается напряжение такое же, как и на резисторе R_2 . Для этого случая (см. рис. 12.12,е) приведены кривые, характеризующие работу кабеля при передаче импульса напряжения грозового характера. Напряжение на входе осциллографа появляется с запаздыванием на время, равное времени пробега по кабелю. Это время определяется скоростью распространения электромагнитной волны по кабелю, которая составляет $2 \cdot 10^8 \text{ м/с}$.

Подключение кабеля можно согласовать и со стороны осциллографа, если жилу с оболочкой замкнуть резистором с сопротивлением, равным волновому сопротивлению кабеля (см. рис.12.12,д). Однако такое согласование обладает тем недостатком, что увеличивает коэффициент передачи измерительной системы. Если при согласовании подключения в начале кабеля коэффициент передачи измерительной системы остается таким, как для делителя напряжения

$$K = \frac{R_1 + R_2}{R_2},$$

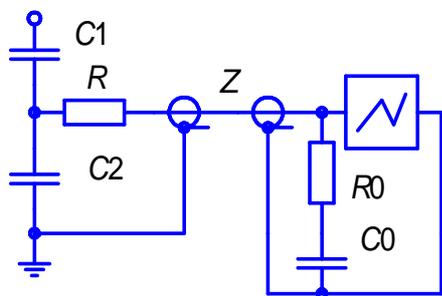


Рис.12.13. Схема согласованного подключения осциллографа к емкостному делителю

то при согласовании в конце, когда отсутствует удвоение –

$$K_0 = \frac{R_1}{Z} + \frac{R_1}{R_2} + 1 \cong \frac{R_1}{Z} + \frac{R_1}{R_2}.$$

Принципиальная схема подключения осциллографа к емкостному делителю напряжения при помощи коаксиального кабеля показана на рис. 12.13. Здесь для согласованного подключения кабеля, как для быстро, так и для медленно изменяющихся напряжений необходимо, чтобы параметры схемы (см. рис. 12.13)

удовлетворяли следующим условиям

$$R = R_0 = Z \text{ и } C_1 + C_2 = C_0 + C_k,$$

C_k – емкость кабеля. При этом коэффициент передачи системы

$$K_0 = \frac{2(C_1 + C_2)}{C_1}.$$

При коротких кабелях его емкостью можно пренебречь и тогда согласованное подключение обеспечивается при $C_2 = C_0$. На рис. 12.14 приведены рассчитанные с помощью программы Dn кривые напряжения в относительных единицах на низковольтном плече делителя 1 и входе осциллографа 2 при подключении осциллографа к делителю напряжения коаксиальным кабелем длиной 100 м и волновым сопротивлением 75 Ом. Кривые (см. рис. 12.14,а,б) соот-

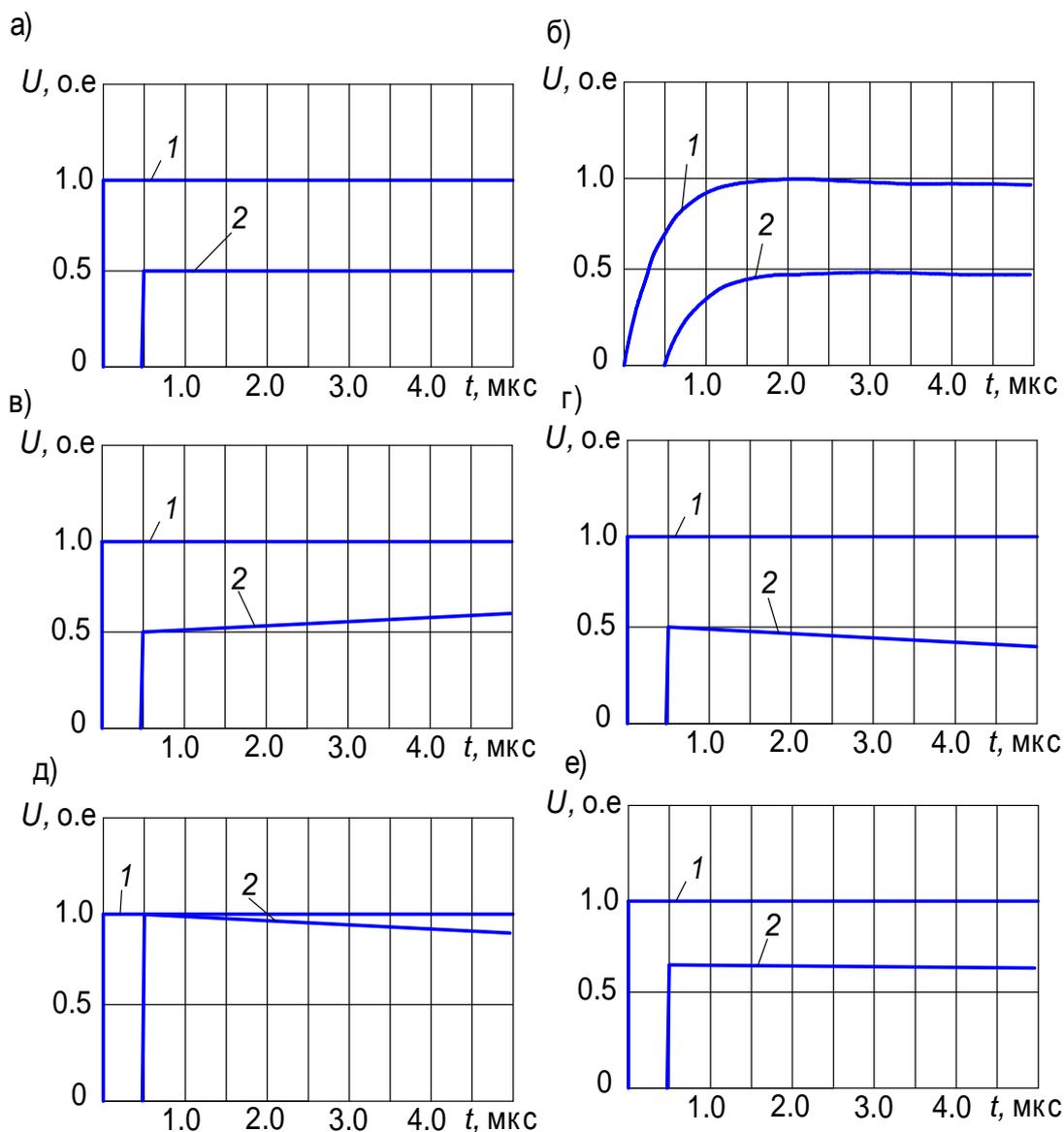


Рис. 12.14. Кривые напряжения: 1 – на нижнем плече емкостного делителя напряжения; 2 – на входе осциллографа

ветствуют согласованному подключению кабеля при записи прямоугольного и грозового характера импульсов соответственно для следующих параметров схемы (см. рис. 12.13) $R = R_0 = Z = 75 \text{ Ом}$ и $C_2 = C_0 = 0.5 \text{ мкФ}$. Видно, что импульс напряжения, как в первом, так и во втором случаях передается по кабелю без искажений и запаздывает на время волны пробега по кабелю.

В случае, когда емкость C_0 меньше емкости C_2 ($C_0 = 0.1 \text{ мкФ}$, $C_2 = 0.5 \text{ мкФ}$, см. рис. 12.14,в) наблюдается “задираание” хвоста импульса, а когда $C_0 > C_2$ ($C_0 = 0.5 \text{ мкФ}$, $C_2 = 0.1 \text{ мкФ}$, см. рис. 12.14,г) – “завал”.

При $R = 0$ наблюдается некоторый “завал” хвоста импульса (см. рис. 12.14,д). Увеличение сопротивления резистора R ведет к снижению напряжения на входе осциллографа, причем до значения напряжения $U_2 = 0.5$ происходит постепенное уменьшение напряжения на хвосте импульса, а при $U_2 < 0.5$ – увеличение. Степень увеличения и уменьшения зависит от величин емкостей C_0 и C_2 , причем при меньших значениях эта степень становится больше.

Влияние сопротивления R_0 на хвостовую часть импульса менее существенно, чем сопротивления R . Это сопротивление оказывает влияние на величину напряжения, подаваемого на вход осциллографа. С его увеличением напряжение увеличивается. При сопротивлении R_0 , при котором $U_2 > 0.5$ постепенное уменьшение напряжения на хвосте импульса практически не заметно ($R_0 = 150 \text{ Ом}$, см. рис. 12.14,е), так же как и понижение при $U_2 > 0.5$.

12.7. Экспериментальное определение переходных характеристик измерительной системы

Для экспериментального определения переходных характеристик измерительного устройства необходимо на его вход подавать прямоугольные импульсы напряжения. Получение таких импульсов представляет достаточно сложную задачу, поскольку требует использования генераторов с очень малым внутренним сопротивлением. Поэтому реакция измерительной системы на прямоугольный импульс экспериментально определяется при воздействии на нее срезаемых импульсов напряжения. Особые требования предъявляются к коммутирующему срезающему устройству, которое должно иметь минимальную индуктивность и обеспечивать максимально возможную крутизну среза.

Один из используемых на практике методов заключается в том, что на вход измерительного устройства подается сравнительно низкое постоянное напряжение U_0 , которое срезается с помощью специального малоиндуктивного коммутатора S (например, ртутного реле, см. рис. 12.15,а). Источник постоянного напряжения с коммутатором практически представляет собой генератор ступенчатых импульсов (ГСИ), который должен быть размещен в испытательной установке в точке расположения испытуемого объекта. Соединение ГСИ с установкой производится таким же проводом, что и провод, соединяющий испытуемый объект с делителем напряжения. Тем самым обеспечивается сохранение всех паразитных параметров измерительного устройства. Использование

низковольтного генератора ступенчатых импульсов требует применения более чувствительного осциллографа, имеющего входной усилитель, поскольку напряжение на низковольтной стороне делителя будет значительно меньшим, чем при обычном осциллографировании высоковольтных импульсов. Очевидно, что этот осциллограф должен обладать высокими скоростными характеристиками.

Для экспериментального определения времени реакции измерительного

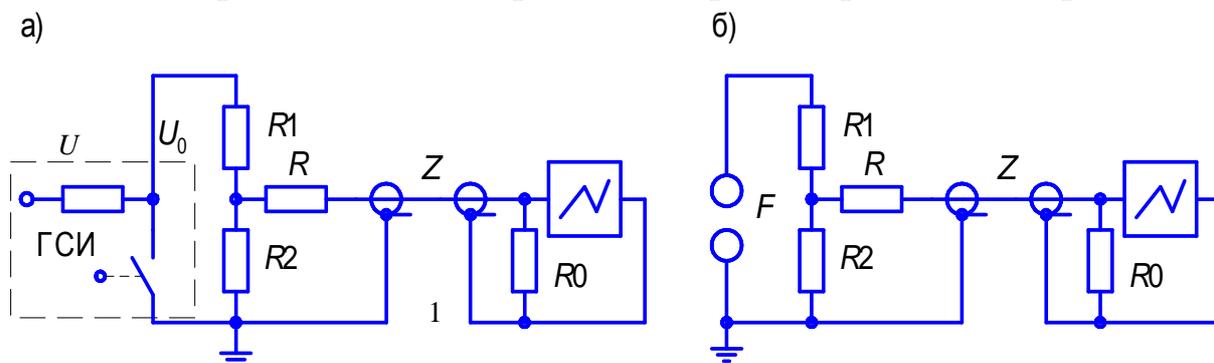


Рис. 12.15. Схемы для определения реакции на прямоугольный импульс: а – с помощью генератора ступенчатых импульсов; б – при помощи ГИН и шарового разрядника

устройства на прямоугольный импульс возможно использование срезанных высоковольтных импульсов. Такие импульсы, получаемые от генератора импульсных напряжений, срезаются с помощью шарового разрядника F при расстоянии между шарами около 1 мм (см. рис. 12.15,б). Для увеличения разрядного напряжения шарового разрядника его помещают в сосуд с газом при повышенном давлении.

По рекомендациям МЭК одним из способов определения времени передачи делителя напряжения и всей измерительной системы является метод шарового разрядника. Он основан на использовании зависимости разрядного напряжения шарового разрядника U с шарами диаметром 25 см и расстоянием между ними 6 см от крутизны s линейно нарастающего импульса напряжения отрицательной полярности, показанной на рис. 12.16. Для любой точки вольт-секундной характеристики (см. рис. 12.17), например точки C , крутизну импульса можно определить как $s = U_c / T_c$. Если измерительная система искажает форму импульса (например, так как показано пунктирной кривой см. рис. 12.17), то в момент пробоя она покажет напряжение $U_c - \Delta U$. Как видно из рис. 12.17, истинное значение напряжения измерительная система показывает с задержкой времени T_{Π} , которое является временем передачи или реакцией на прямоугольный импульс системы. Это время может быть определено из соотношения

$$T_{\Pi} = \Delta U \frac{T_c}{U_c}, \text{ или } T_{\Pi} = \frac{\Delta U}{s}.$$

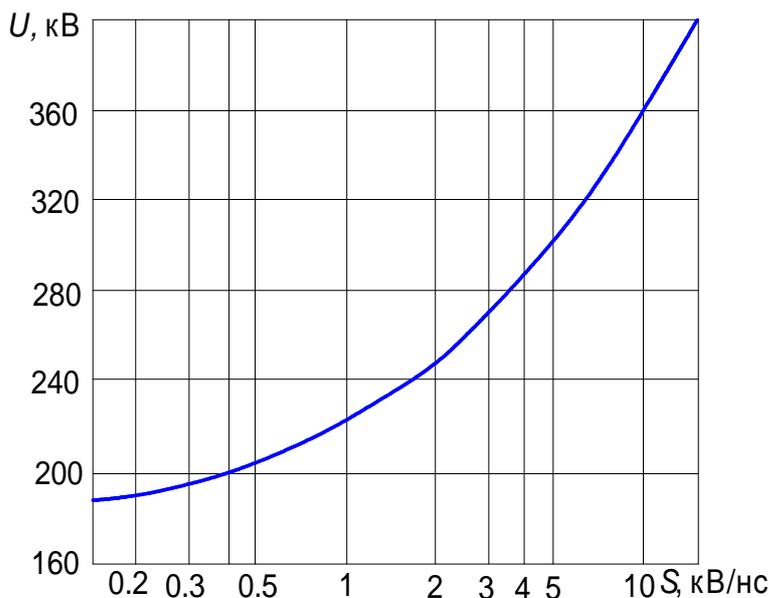


Рис. 12.16. Зависимость разрядного напряжения от крутизны линейно нарастающего импульса

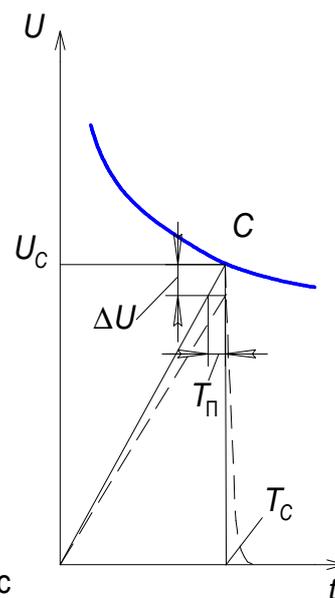


Рис. 12.17. К определению времени передачи

13. ИЗМЕРЕНИЕ БОЛЬШИХ ИМПУЛЬСНЫХ ТОКОВ

13.1. Измерение импульсных токов с помощью низкоомных шунтов

С большими импульсными токами, достигающими десятков и сотен килоампер, приходится встречаться как при исследовании атмосферных процессов (при разрядах молнии), так и при изучении физики плазмы, процессов в сильноточных выпрямителях, высоковольтных выключателях, вентильных разрядниках и нелинейных ограничителях перенапряжений. Для измерения больших импульсных токов обычно применяют низкоомные шунты и воздушные трансформаторы тока (называемые также поясами Роговского).

Наиболее распространенный способ измерения больших импульсных токов основан на измерении падения напряжения на малом активном сопротивлении, называемом шунтом тока, через который протекает измеряемый ток. Схема измерения тока с помощью шунта приведена на рис. 13.1,а. Для того чтобы исключить многократное отражение волн на концах кабеля, его подключают к шунту через резистор R , сопротивление которого равно волновому сопротивлению кабеля. Если предположить, что сопротивление шунта чисто активное, то падение напряжения на нем прямо пропорционально току

$$u = R_{ш} i$$

В действительности вокруг шунта имеются электромагнитное и электрическое поля, которые могут быть учтены включением в эквивалентную схему шунта паразитных индуктивности и емкости. Влияние такой емкости, включенной параллельно резистору $R_{ш}$ с малым сопротивлением, незначительно, а учет индуктивности L производится ее включением в эквивалентную схему последовательно с $R_{ш}$ (см. рис. 13.1,б). В этом случае падение напряжения на шунте

$$u = R_{ш} i + L di/dt,$$

причем индуктивная составляющая напряжения на шунте тем больше, чем выше скорость изменения тока. Этой составляющей обычно пренебрегают, если $\omega L < 0.05 R_{ш}$, где ω – эквивалентная частота фронта импульса. Составляющая $L di/dt$ определяет погрешность, обуславливая ошибку при измерении первого максимального значения тока Δi и искажая форму импульса из-за фазового сдвига Ψ между током, протекающим через шунт, и напряжением на нем (см. рис. 13.2). Здесь u_0 – падение напряжения на безиндуктивном шунте $R_{ш} = 0.026$ Ом, а u – то же, но при наличии индуктивности шунта $L = 32$ нГн.

Видно, что индуктивность шунта вызывает скачок напряжения в момент появления на нем напряжения и сдвигает влево кривую напряжения. Поэтому шунты тока стремятся изготовить так, чтобы обеспечить возможно меньшую их индуктивность. Наиболее простыми являются бифилярные конструкции шунтов, одна из которых приведена на рис. 13.3. Шунт содержит бифилярно сложенные ленты 2 из металла с высоким удельным сопротивлением. Ленты изолированы друг от друга тонким слоем диэлектрика 3. Для включения в токовую цепь предусмотрены медные пластинчатые зажимы 1, между которыми зажимаются ленты шунта и болтами прижимается к шинам токовой цепи. Съем напряжения происходит через коаксиальный разъем 4. Он устанавливается так, чтобы в напряжение, снимаемое с шунта, не входило падение напряжения на токовых контактах 1.

Индуктивность такого шунта может быть оценена по формуле

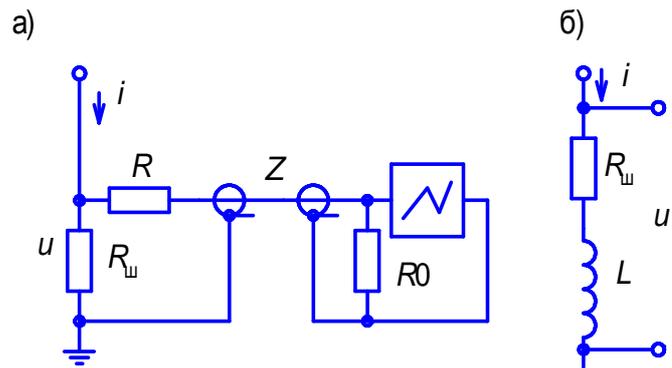


Рис. 13.1. Измерение импульсных токов с помощью низкоомного шунта: а – схема подключения осциллографа; б – эквивалентная схема замещения шунта

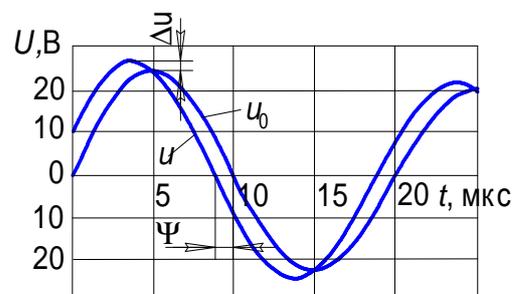


Рис. 13.2. Кривые падения напряжения на шунте

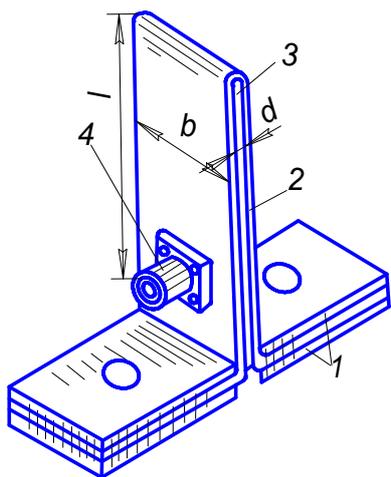


Рис. 13.3. Эскиз бифилярного шунта

и может иметь заметную величину, поскольку петля, образованная шунтом и подводными измерительными проводниками, пронизывается магнитным потоком, связанным с измеряемым током. Для уменьшения индуктивности шунта, что особенно важно при измерении быстро изменяющихся токов, переходят, к коаксиальным шунтам. Наиболее целесообразно выполнять такие шунты в виде цилиндрической конструкции (см. рис. 13.4), располагая полосы или проволоки 3 из материала с высоким удельным сопротивлением по образующим диэлектрического цилиндра 2 и припаявая их по концам к контактным медным фланцам 4 и 6. Напряжение между фланцами 4 и 6 подается на вход осциллографа с помощью стержня 5, соединенной с фланцем 4 и расположенной по оси шунта.

Вследствие того, что измеряемый ток создает практически равномерный токовый слой по поверхности диэлектрической трубы, магнитное поле внутри шунта отсутствует и измеряемое напряжение равно $u = Ri$.

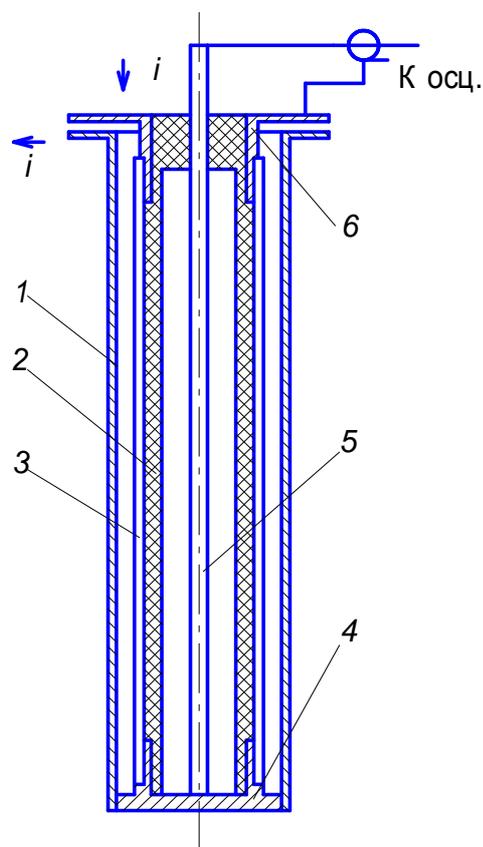


Рис. 13.4. Эскиз коаксиального шунта тока

Такой шунт вносит дополнительную индуктивность в силовой контур установки, что иногда недопустимо. Этот недостаток можно устранить, если поместив токовый шунт в медную трубку 1 и организовать по ней протекание обратного тока. Проводники 1 и 2 имеют близкие диаметры и поэтому образуют малоиндуктивный коаксиал.

В некоторых случаях простой безиндукционный шунт можно изготовить из обычного коаксиального кабеля с плетеной оболочкой (см. рис. 13.5). По медной оболочке 2 с сопротивлением порядка 1–4 мОм/м, в зависимости от диаметра кабеля, пропускается измеряемый ток i . Для включения в цепь на оболочку кабеля надеваются бандажи 1 и 5, причем бандаж 1 дополнительно закорачивает оболочку с жилой кабеля 4. Падение напряжения на оболочке может подаваться на осциллограф с помощью этого же кабеля.

Требования к шунтам для импульсных из-

мерений чрезвычайно широки. Поэтому практически для каждой установки приходится подбирать или изготавливать свой шунт. При этом необходимо учитывать как возможность нагрева шунта, увеличение его сопротивления для получения большего падения напряжения на нем, так и вероятность увеличения сопротивления шунта за счет поверхностного эффекта при большой крутизне измеряемого импульса тока.

При измерении импульсов тока с длиной фронта наносекундного диапазона применяют дисковые шунты, в которых измерительным элементом является тонкий диск из материала с высоким удельным сопротивлением.

13.2. Измерение больших импульсных токов с помощью воздушных трансформаторов тока

Для измерения больших импульсных токов широко применяется также воздушный трансформатор тока, часто называемый поясом Роговского. Пояс Роговского представляет собой тороидальную катушку, которая охватывает провод основного контура. Протекающий по этому проводу ток создает электромагнитное поле, силовые линии которого пронизывают витки катушки. Если пренебречь диаметром витка катушки по сравнению с расстоянием от его центра до токоведущего провода, то можно считать, что напряженность магнитного поля постоянна для всех точек в площади витка. При этом магнитный поток через сечение витка S (см. рис. 13.6) равен

$$\Phi = \mu_0 HS \cos \alpha,$$

где α – угол между вектором напряженности поля H и нормалью к сечению S .

Потокосцепление с витками пояса Роговского, расположенными на длине dl , равно

$$d\Psi_1 = \Phi(w/l)dl = \mu_0 HS \cos \alpha (w/l)dl,$$

где w – число витков пояса; l – длина средней линии, м. Потокосцепление со всеми витками пояса

$$\Psi_1 = \int d\Psi_1 = \mu_0 S (w/l) \oint H \cos \alpha dl.$$

По закону полного тока $\oint H \cos \alpha dl = i_1$,

где i_1 – измеряемый ток, т. е. полный ток, заключенный внутри контура интегрирования. Тогда

$$\Psi_1 = \mu_0 S (w/l) i_1.$$

При разомкнутом поясе напряжение на его выводах, индуцируемое потокосцеплением Ψ_1 , пропорционально производной измеряемого тока

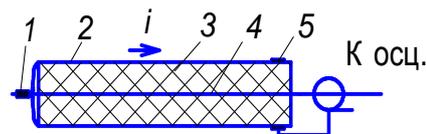


Рис. 13.5. Шунт на основе коаксиального измерительного кабеля

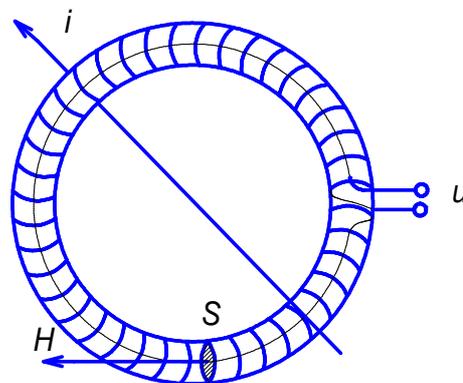


Рис. 13.6. Эскиз пояса Роговского

$u \approx di_1 / dt$. При замыкании выводов пояса накоротко в витках возникает ток i_2 , который создает потокосцепление самоиндукции $\Psi_2 = Li_2$, где L – индуктивность пояса. Поток, образованный током i_2 уравнивает поток, создаваемый измеряемым током i_1 , поэтому

$$Li_2 = \mu_0 S(w/l)i_1.$$

Поскольку диаметр пояса значительно больше диаметра витка, индуктивность пояса может быть рассчитана как индуктивность тороидальной катушки длиной l :

$$L \approx \mu_0 w^2 S / l.$$

Тогда

$$i_1 = wi_2,$$

т. е., измеряя ток в обмотке пояса Роговского, можно определить ток в проводе главной цепи, охватываемом этим поясом.

Для измерения тока в витках пояса Роговского его выводы замыкают на резистор с малым сопротивлением $R_{\text{ш}}$, являющийся шунтом тока (см. рис. 13.7).

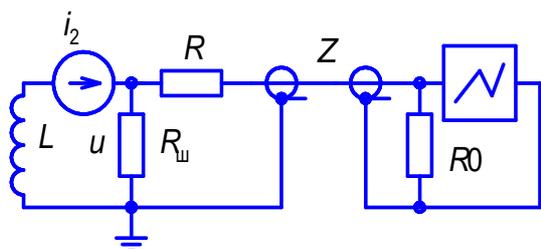


Рис. 13.7. Схема включения пояса с использованием шунта тока

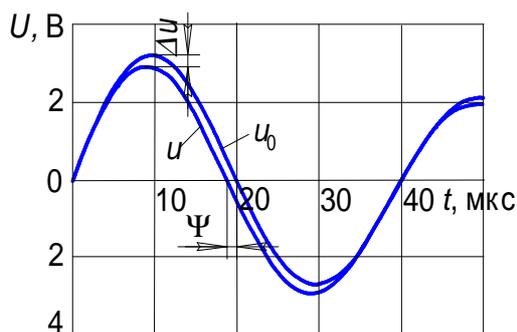


Рис. 13.8. Кривые напряжения на шунте тока

Условие $\omega L \gg R_{\text{ш}}$ должно соблюдаться для всех частот измеряемого тока. Реально таким способом удастся регистрировать только короткие импульсы длительностью 1–10 мкс.

В качестве примера (см. рис. 13.8) приведены рассчитанные с помощью программы Ibt кривые напряжения на шунте $R_{\text{ш}}$. Здесь u_0 – кривая падения напряжения для идеального пояса, когда отсутствуют искажения, и u – для пояса со следующими параметрами: $w = 280$ – число витков; диаметр 43 мм; длина 1.0 м; медный провод с диаметром 1.0 мм; $L = 143$ мкГн – индуктивность; $R_0 = 0.86$ Ом – активное сопротивление обмотки и $R = 1$ Ом – сопротивление шунта. Видно, что для затухающего синусоидального тока с частотой 25 кГц наблюдается существенная ошибка при измерении первой амплитуды Δu и фазовое искажение Ψ .

Более универсальным, обеспечивающим измерение импульсов длительностью до нескольких миллисекунд является способ интегрирования напряжения, снимаемого с разомкнутых выводов пояса Роговского с помощью RC – цепочки (см. рис.13.9).

Между проводом с током i , проходящим по оси тороида, и катушкой коэффициент взаимной индукции равен

$$M = \mu_0 w S / l,$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная постоянная; S – площадь витка, м²; l – длина средней линии тороида, м; w – число витков в катушке.

ЭДС взаимной индукции на разомкнутых зажимах катушки

$$e = M \frac{di}{dt}.$$

С учетом паразитных параметров катушки схема замещения может быть представлена так, как показано на рис. 13.10. Здесь: e – ЭДС взаимной индукции; L_{Π} , R_{Π} , C_{Π} – индуктивность, сопротивление и емкость обмотки соответственно; $R_{\text{д}}$ – демпферное сопротивление; $C_{\text{к}}$ – емкость кабеля; $R_{\text{с}}$ – согласующее сопротивление. Интегрирование осуществляется цепочкой, состоящей из $R + R_{\text{с}}$ и $C_{\text{к}} + C$.

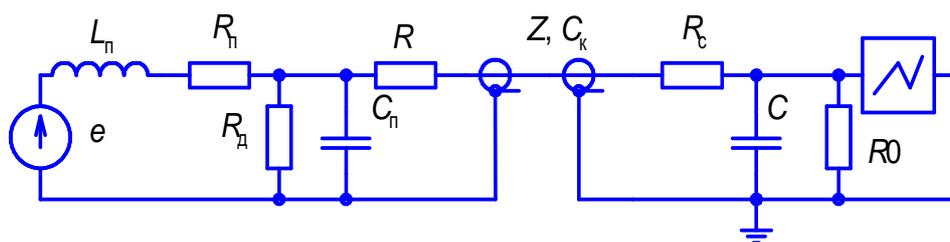


Рис. 13.10. Схема замещения пояса Роговского с $R - C$ интегратором

Импульс ЭДС e , индуктируемый в поясе Роговского, возбуждает колебательный процесс в контуре $L_{\Pi} - C_{\Pi}$. Эти паразитные колебания сильно искажают фронт импульса $u_{\text{с}}$ на выходе интегрирующей цепочки. Для их устранения параллельно поясу подключено демпфирующее сопротивление $R_{\text{д}}$ равное половине волнового сопротивления колебательного контура $L_{\Pi} - C_{\Pi}$.

Для снижения помех, связанных с наводками на соединительный кабель Z , интегрирующий конденсатор C и согласующее сопротивление $R_{\text{с}} = 50$ Ом расположены непосредственно около осциллографа и находятся в экране. В целях развязки паразитной индуктивности пояса L_{Π} и емкости $C_{\text{к}}$ соединительного кабеля Z интегрирующий резистор R включен между поясом и кабелем. Этим повышается собственная частота пояса и обеспечивается регистрация более крутых фронтов импульсов тока.

После интегрирования напряжение, снимаемое с емкости C и подаваемое на осциллограф, равно:

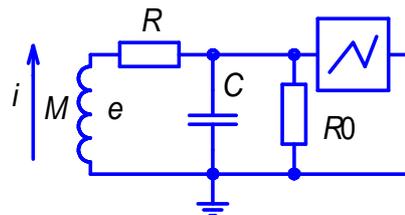


Рис.13.9. Схема пояса с интегрирующей цепочкой

$$u_C = \frac{1}{RC} \int_0^t e dt = \frac{M}{RC} i_1$$

При расшифровке осциллограмм удобно пользоваться крутизной преобразования K_i

$$K_i = \frac{i_1}{u_C} = \frac{RC}{M} \text{ A/B,}$$

которая определяется расчетным путем и проверяется экспериментально.

Измеряемый ток равен

$$i_1 = K_i u_C.$$

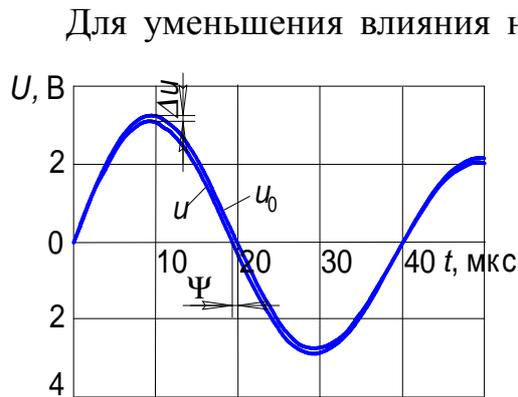


Рис. 13.11. Кривые напряжения на емкости C

Для уменьшения влияния на измерительную цепь внешних полей один конец обмотки пояса пропускают в обратном направлении по осям витков.

Для сравнения на рис. 13.11 приведены те же кривые напряжения, что и на рис. 13.8 и для того же пояса Роговского. Видно, что как погрешность в измерении амплитуды тока, так и фазовые искажения в случае применения $R - C$ интегратора при $R = 1430 \text{ Ом}$ и $C = 0.1 \text{ мкФ}$ существенно меньше, чем при применении $L - R$ интегратора.

13.3. Измерение токов с помощью датчиков Холла

В настоящее время ряд фирм освоил производство достаточно точных приборов с использованием эффекта Холла для измерения тока в широком диапазоне частот – от постоянного тока до 50 МГц. Имеются и аналогичные измерители напряжения. Ценной особенностью таких приборов является гальваническая развязка до десятков киловольт между первичной (силовой) и вторичной (измерительной) цепями.

Эффект Холла заключается в том, что при помещении полупроводниковой пластины с током I_y в магнитное поле с индукцией B , которое направлено перпендикулярно к плоскости пластины (см. рис. 13.12), за счет действия силы Лоренца в ней происходит смещение электронов в направлении перпендикулярном току, в результате чего на краях пластины появляется напряжение Холла U_x .

Напряжение Холла определяется толщиной пластины d , током I_y , индукцией магнитного поля B и коэффициентом Холла k_x , который зависит от материала полупроводника

$$U_x = \frac{k_x B I_y}{d}.$$

При измерении больших токов провод с током окружают ферромагнитным сердечником с воздушным зазором δ (см. рис. 13.12). В воздушном зазоре измеряемый ток i создает напряженность магнитного поля

$$H = \frac{i}{\delta}.$$

Датчик Холла при постоянном токе управления I_y создает напряжение

$$u = Ki,$$

где K – коэффициент пропорциональности, определяемый, как правило, экспериментальным путем.

С помощью сердечника, имеющего два симметричных зазора, и двух датчиков, расположенных в этих зазорах и имеющих отдельные источники управления, при последовательном соединении датчиков по напряжению добиваются строгой пропорциональности сигнала на выходе и измеряемого тока независимо от положения провода с током внутри сердечника.

В настоящее время, совместное российско-швейцарское предприятие ТВЕЛЕМ (г. Тверь) выпускает датчики тока от 25 до 10000 А типа LT (с вмонтированным токопроводом) и LS (с отверстием для пропускания шины с измеряемым током). Эти датчики выдают сигнал до 10 В, пропорциональный измеряемому току или напряжению. Они позволяют регистрировать импульсы тока длительностью от микросекундного диапазона до постоянного тока.

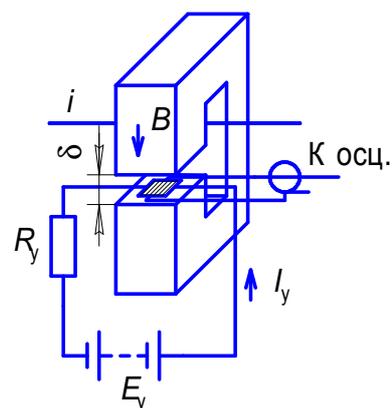


Рис. 13.12. Измерение переменного тока с помощью датчика Холла

14. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ОСЦИЛЛОГРАФИРОВАНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ПРОЦЕССОВ

14.1. Принцип работы импульсного осциллографа

Измерение высокого импульсного напряжения чаще всего производится с помощью низковольтных приборов, подключаемых через делитель напряжения. В том случае, если необходимо регистрировать не только максимальное значение, но и форму импульса, используют электронные осциллографы.

В отличие от осциллографов, применяемых в радиотехнических измерениях, осциллографы для измерения коротких импульсов высокого напряжения должны иметь однократную развертку и возможность пуска от внешнего сигнала. Это позволяет синхронизировать развертку луча осциллографа с регистрируемым явлением. Для регистрации быстро протекающих процессов длительностью ~ 10 мкс и менее используют скоростные специальные осциллогра-

фы, имеющие высокую импульсную яркость луча. Исследуемый сигнал, как правило, без усиления подается на пластины явления.

Блок-схема импульсного осциллографа приведена на рис. 14.1,а. Здесь:

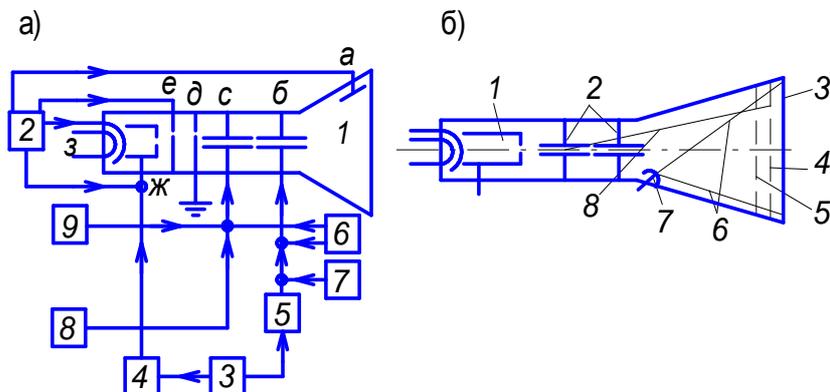


Рис. 14.1. К осциллографированию импульсов напряжения: а – блок-схема импульсного осциллографа; б – эскиз запоминающей электроннолучевой трубки

1 – электроннолучевая трубка (з – катод, ж – модулятор, е – фокусирующий анод, а и д – ускоряющие аноды, б – пластины времени, с – пластины явления); 2 – блок питания; 3 – схема пуска; 4 – блок управления яркостью; 5 – блок развертки; 6 – блок смещения лучей; 7 – блок калибровочных меток; 8 – калибратор амплитуды; 9 – линия задержки.

Электронно-лучевая трубка осциллографа должна давать достаточную яркость свечения луча. Эта яркость определяется энергией электронов, испускаемых катодом и ускоренных в промежутке между катодом и анодом. Для увеличения скорости электронов в высоковольтных осциллографах обычно используют несколько анодов (например, а и д см. рис. 14.1). Анод д заземляется, на катод з подается отрицательный потенциал около 10кВ, а на анод а – положительный потенциал 5–20 кВ. Таким образом в электроннолучевой трубке осциллографа образуются два ускоряющих промежутка: катод – анод д и аноды д – а. Питание всех блоков осциллографа, а также задание необходимых потенциалов на электродах трубки обеспечивается блоком питания 2. Высокая энергия электронов, попадающих на экран осциллографа, может вызвать его повреждение в том случае, если луч будет неподвижным. Для предотвращения этого на модулятор трубки ж подается отрицательное запирающее напряжение. Форсирование яркости луча должно производиться только при работе блока развертки 5. Блок управления яркостью 4 генерирует положительные прямоугольные импульсы напряжения, подаваемые на модулятор. Амплитуда импульсов определяет яркость свечения луча, а их длительность должна равняться времени прохождения луча по экрану в прямом направлении. Блок развертки вырабатывает линейно нарастающие (пилообразные) импульсы напряжения, длительность которых равна длительности прямоугольных импульсов схемы управления яркостью. Блок развертки и блок управления яркостью работают в

ждушем режиме и запускаются одновременно с помощью импульсов, поступающих от схемы пуска 3.

При отсутствии напряжения на пластинах трубки электронный луч направлен в центр экрана, поэтому для полного использования экрана пластины времени от блока смещения лучей 6 подается предварительное напряжение смещения, отклоняющее луч в сторону, противоположную отклонению, даваемому схемой развертки. Напряжение смещения подается также и на пластины явления.

Исследуемый сигнал подается на пластины явления либо непосредственно, либо через линию задержки 9. Последняя используется, если запуск осциллографа производится от измеряемого импульса. В этом случае сигнал поступает на пластины с некоторым запаздыванием по отношению к началу движения луча по экрану, что обеспечивает надежную запись начала явления на экране.

Чувствительность высоковольтных трубок невелика (0.05–0.1 мм/В), и при достаточном отклонении луча на экране на пластины явления должно подаваться напряжение до 2 кВ. Если измеряемый сигнал оказывается существенно меньшим, необходимо использовать широкополосные усилители, которые иногда входят в состав осциллографа. Однако применение, таких усилителей нежелательно, поскольку быстро изменяющиеся электромагнитные поля, возникающие при работе импульсных установок, могут оказывать существенное мешающее влияние на работу усилителей. Градуировка пластин осциллографа по времени и напряжению осуществляется блоком калибровочных меток 7 и калибратором амплитуды 8. Современные осциллографы с усилителями имеют калиброванную чувствительность, которую можно регулировать в пределах от 10 мВ до 100 В на деление, а развертку можно регулировать от 0.1 мкс до 0.1с на деление.

Синхронизация появления электронного луча, развертки времени и исследуемого явления производится с помощью специальной схемы, вырабатывающей одновременно импульсы на пуск осциллографа и на пуск генератора импульсов напряжения или генератора импульсов тока.

Съемка осциллограмм с экранов электронно-лучевых трубок производится на фотопленку, с помощью фотоаппаратов (или фотоприставок). Контактная съемка на фотопленку, как правило, невозможна из-за большой толщины стекла трубки. Однако, в некоторых осциллографах, например в осциллографе С7-10Б, обеспечивающих развертку до 0.1 нс/дел, применен световолоконный плоский экран с контактной съемкой на фотопленку. Световолоконный экран не дает рассеивания света в отличие от стеклянного и помогает увеличить яркость, более четко регистрировать процессы наносекундной длительности.

В 1950–1960 г.г. появился новый класс электроннолучевых трубок – запоминающие. Такие трубки дали возможность создать осциллографы для изучения однократных процессов без фотографирования. Это резко повысило опе-

ративность исследований, так как отпала необходимость в длительной процедуре осциллографирования, химической обработке пленки и расшифровки осциллограмм.

В запоминающих трубках (см. рис. 14.1,б) помимо люминесцентного экрана 3, отклоняющей системы 2 и электронного прожектора 1, называемого здесь записывающим, имеется ряд дополнительных элементов: воспроизводящий прожектор 7, дающий широкий поток электронов (облучающий весь экран б), мишень 4 и коллектор 5. Мишень 4 представляет собой мелкую металлическую сетку (около 10000 ячеек на 1 см²), покрытую диэлектриком с большим коэффициентом вторичной электронной эмиссии. Коллектор 5 предназначен для собирания и отвода вторичных электронов, выбитых из мишени записывающим лучом.

Трубка работает следующим образом: записывающий луч 8 бомбардирует диэлектрик мишени 4 и выбивает большое число вторичных электронов, уходящих на коллекторную сетку 5. Благодаря уходу на коллектор большого числа вторичных электронов на мишени создается положительный потенциальный рельеф, прозрачный для медленных электронов воспроизводящего прожектора. Эти электроны проходят к люминесцентному экрану и вызывают его свечение. Стирание записи производится подачей на мишень положительного импульса напряжения. При этом электроны воспроизводящего прожектора стирают положительный рельеф.

Имеются два типа запоминающих трубок – бистабильные и полутоновые. Они несколько отличаются конструкцией, потенциалами на электродах и довольно сильно характеристиками.

В бистабильной трубке имеются два устойчивых режима мишени: 1 – заперта, 2 – отперта положительным потенциальным рельефом, который автоматически поддерживает это состояние вторичными электронами. Поэтому яркость линии одинакова и на нулевой линии и на крутых фронтах или срезах импульса.

В полутоновой трубке воспроизводящие электроны ионизируют остаточный газ в колбе, положительные ионы попадают на мишень (ионный засев), весь экран начинает светиться и изображение импульса исчезает. При записи импульса на фронтах и срезах свечение слабее, чем на нулевой линии, т.е. передаются полутона

Особенно сильно отличается время воспроизведения записи. У осциллографа С8-13 с трубкой 13ЛН2 это время не менее 7 суток, а у осциллографа С8-12 с трубкой 13ЛН5 не более 1 минуты. С другой стороны осциллограф С8-12 более “быстрый”, он записывает импульсы длительностью порядка 0.1 мкс, а С8-13 только порядка 1 мкс, однако обладают высокой разрешающей способностью, значительной яркостью изображения.

Имеются двухлучевые осциллографы с запоминающими трубками – бистабильными С8-17 и полутоновыми С8-14.

В последние годы все большее распространение в различных областях техники получают цифровые осциллографы, в которых запись сигнала ведется с помощью аналого-цифровых преобразователей и быстродействующих оперативных запоминающих устройств. Структурная схема цифрового осциллографа приведена на рис. 14.2. Здесь: А – входной сигнал АЦП; D0 – D7 – разряды вы-

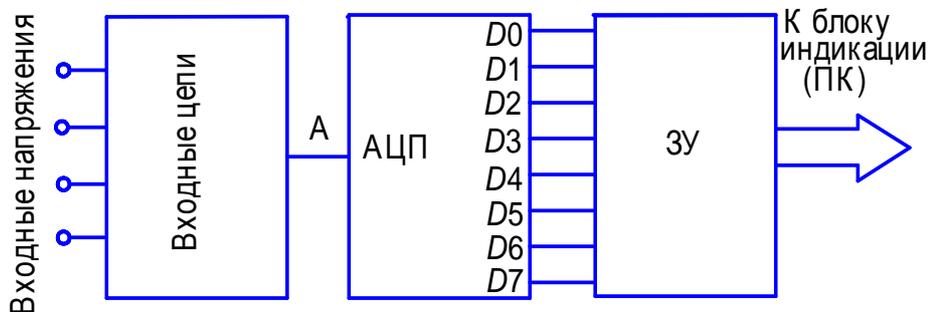


Рис.14.2. Блок-схема цифрового осциллографа

ходного сигнала АЦП.

Во входном блоке измеряемый сигнал с помощью делителей приводится к диапазону напряжений, являющихся нормальными для аналого-цифрового преобразователя (АЦП) (обычно +5– -5В). В современных цифровых осциллографах используются АЦП параллельного типа, имеющие максимальное среди других типов АЦП быстродействие (порядка 10 нс). В параллельном АЦП напряжение сигнала сравнивается с набором дискретных уровней, задаваемых компараторами (схемами сравнения). Количество дискретных уровней определяется разрядностью преобразования. Для наиболее распространенных восьмибитных преобразователей количество уровней сравнения составляет 256, что соответствует максимальному целому десятичному числу, кодируемому с помощью восьмиразрядного двоичного числа (слова). Таким образом, максимальная погрешность преобразования составляет примерно 0.25 %, что является вполне достаточным для применения в высоковольтных измерениях. На выходных выводах АЦП устанавливается комбинация логических уровней 0 и 1, кодирующих в двоичной системе значение измеренной величины. С помощью стробирующих импульсов, определяющих время выборки измеряемого напряжения, происходит запись текущего отчета в быстродействующее запоминающее устройство (ЗУ) для промежуточного хранения. Как правило, количество запоминаемых отчетов составляет несколько тысяч, в зависимости от емкости ЗУ. Полученная в результате полного цикла измерения информация передается для визуализации в блок индикации, который может быть встроен в осциллограф, или передается с помощью кабеля связи в персональный компьютер. В последнем случае компьютер, как правило, используется для управления осциллографом.

Преимуществом цифровых осциллографов, работающих с использованием компьютера, является более низкая стоимость и удобный пользовательский

интерфейс, который определяется установленным на компьютере программным обеспечением.

Преимуществом осциллографов, выполненных в виде отдельного самостоятельного прибора, является возможность использования батарейного питания, что резко повышает помехозащищенность измерительной системы. Передача информации для дальнейшей обработки может быть осуществлена с помощью встроенного в прибор накопителя на гибком диске.

Во всех случаях, получение информации в виде массива данных создает большое удобство при ее обработке (фильтрации, интегрировании, фурье-анализе и т.д.) с помощью компьютера. На рис. 14.3. окно экрана компьютерной программы управления осциллографом, поставляемой в комплекте с ним.

При работе пользователь с помощью мыши устанавливает нужный ему режим работы осциллографа. Информация с экрана может быть сохранена в виде текстового или графического файла. Сохраненный текстовый файл может быть легко импортирован в программу для обработки, например MathCad или Excel.

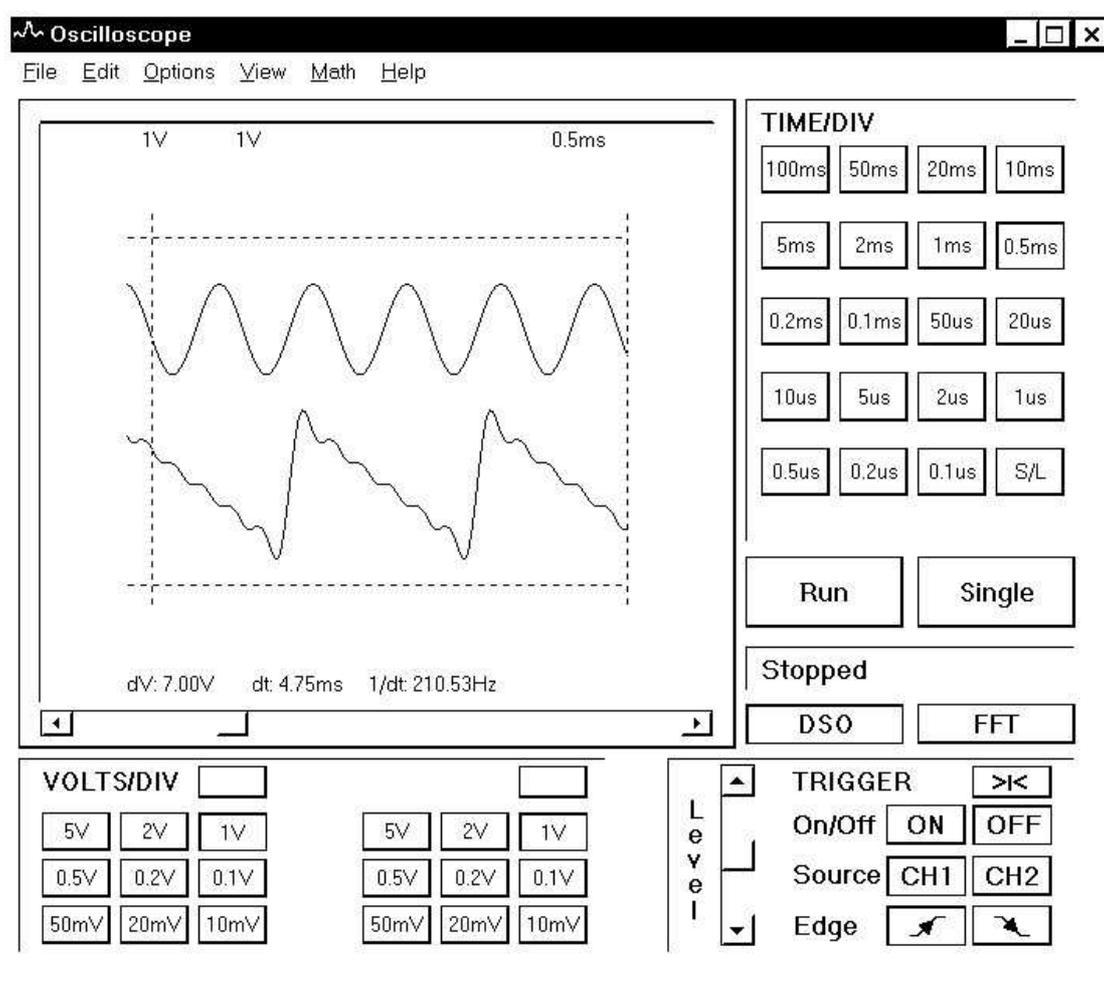


Рис. 14.3. Окно экрана компьютерной программы управления осциллографом *PCS64i*

Основным препятствием к использованию цифровых осциллографов в высоковольтных измерениях является их низкая устойчивость к воздействию напряжений, превышающих пороги, установленные производителем. Электрическая прочность входа осциллографа, как правило, не превышает 100 В. Воздействие более высоких напряжений приводит к необратимому выходу из строя дорогостоящих интегральных схем, стоимость которых составляет основную часть стоимости всего прибора.

В связи с этим весьма актуальным является применение следующих мер по защите прибора от повреждения высоким напряжением:

– Применение автономных источников питания. Большинство моделей цифровых осциллографов ведущих производителей (Tektronix, Hewlett-Packard и т.д.) имеют возможность автономной работы от батареи аккумуляторов напряжением 9–12В. Возможно также применение источников бесперебойного питания UPS для компьютеров, обеспечивающих автономное питание осциллографа ~220 В в течение времени, необходимого для проведения измерений (20–25 мин);

– Для осциллографов, связанных по кабелю с компьютером, крайне желательно наличие цифровой оптоэлектронной развязки между компьютером и осциллографом. Ряд моделей осциллографов имеют встроенную оптоэлектронную развязку в канале связи с компьютером и автономное батарейное питание. Электрическая прочность оптоэлектронных пар обычно составляет единицы киловольт;

– Применение аналоговой оптоэлектронной развязки в цепи поступления сигнала с первичного измерительного преобразователя (токового шунта, делителя напряжения, пояса Роговского и т.д.). В качестве элементов аналоговой оптоэлектронной развязки могут быть использованы как стандартные элементы развязки с высокой линейностью (погрешность порядка 0.1 %) так и различного рода специализированные высоковольтные элементы развязки с использованием ячеек Керра или быстродействующих оптоэлектронных светоизлучателей – фотоприемников. Достоинством промышленных аналоговых элементов оптоэлектронной развязки является высокая линейность, недостатками – невысокое быстродействие, связанное с применением корректирующих усилителей в цепи обратной связи (максимальная рабочая частота около 1 МГц) и электрическая прочность, не всегда соответствующая требованиям высоковольтных измерений (единицы киловольт).

14.2. Электромагнитные помехи при высоковольтных измерениях

При измерениях высоких напряжений из соображений безопасности и удобства обслуживания электронный осциллограф устанавливают, как правило, на некотором расстоянии от испытываемого объекта. Удаление осциллографа способствует уменьшению непосредственного электромагнитного влияния на него цепи высокого напряжения испытательной установки, но увеличивает ве-

роятность такого влияния на провода, соединяющие делитель или шунт тока с осциллографом. Ток испытательной установки I (см. рис. 14.4,а) создает изменяющееся во времени магнитное поле, которое пронизывает измерительные цепи. Индуцированное в этих цепях напряжение накладывается в виде помех на измеряемый сигнал. Одновременно через паразитную емкость C в измерительную цепь проникает электрическое поле, вызывающее помехи.

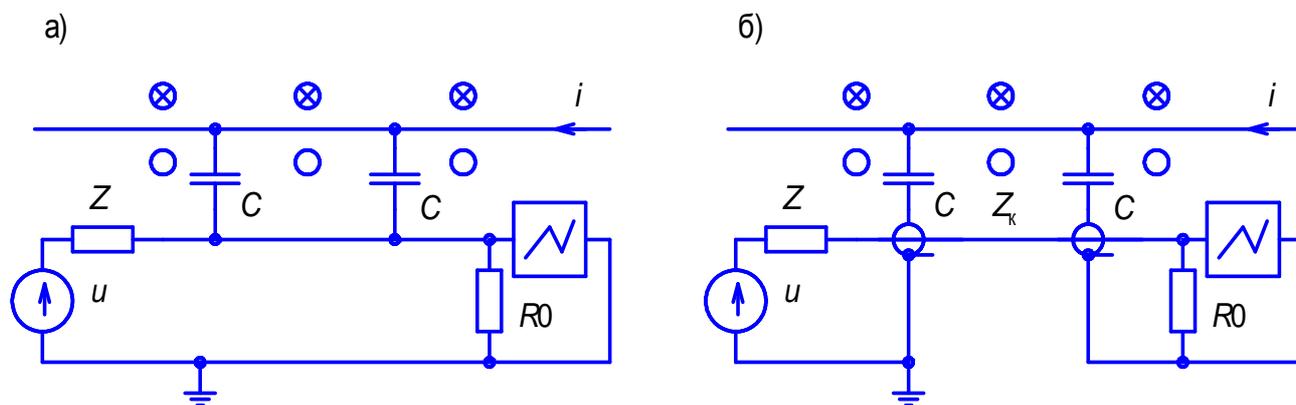


Рис. 14.4. Влияние высоковольтной цепи на осциллограф при применении: а – измерительных проводов; б – коаксиального кабеля

Для сравнительно медленно меняющихся напряжений уменьшение помех может быть достигнуто бифилярным расположением подводящих проводов и экранированием измерительных цепей от помех. В случае быстро изменяющихся процессов заметно снизить помехи можно, выполнив коаксиальными подводящие к осциллографу измерительные цепи. Чаще всего такие цепи изготавливают в виде коаксиальных кабелей (см. рис. 14.4,б). Тогда помеха, проникающая через емкость, может быть исключена, так как силовые линии электрического поля между проводом, обтекаемым током и измерительной цепью заканчиваются на заземленной оболочке кабеля. Экранирование магнитной составляющей представляет собой более сложную задачу. Электромагнитное поле наводит в оболочке кабеля вихревые токи, которые создают встречное поле, и помеха, приходящая к осциллографу по кабелю, существенно уменьшается.

Обычные немагнитные оболочки коаксиальных кабелей не экранируют постоянные магнитные поля и плохо экранируют переменные магнитные поля низкой частоты. Однако это не имеет существенного значения, поскольку и помехи в кабеле также пропорциональны частоте измеряемого явления. Соответственно при малых частотах напряжение помех невелико и не требует экранирования. С увеличением частоты экранирующее действие для магнитных полей возрастает. Для дополнительного уменьшения электромагнитных наводок, возникающих в контуре оболочка кабеля – земля, кабель помещают в стальную трубу, которая практически не пропускает магнитные силовые линии к оболочке кабеля. В некоторых случаях высокочастотные помехи могут быть снижены, если часть кабеля намотать на сердечник из магнитомягкого материала или на

кабель одеть ферритовые кольца.

Поле, создаваемое высоковольтной установкой, может проникать внутрь осциллографа сквозь его корпус и вызывать искажения измеряемого сигнала, оказывая непосредственное воздействие на отклоняющие пластины. Это воздействие может быть уменьшено, если осциллограф поместить в металлическую кабину.

При быстро изменяющихся процессах в испытательной установке происходит перезарядка паразитных емкостей между элементами установки и окружающими заземленными предметами. Токи перезарядки этих емкостей могут достигать значительной величины и вызывать падение напряжения на сопротивлении заземления установки (см. рис. 14.5,а). Возникают скачки потенциала на заземленных элементах испытательной установки. По этим элементам (в том числе и по оболочкам измерительных кабелей) протекают уравнительные токи, вызывающие помехи на экране осциллографа. Существенное сниже-

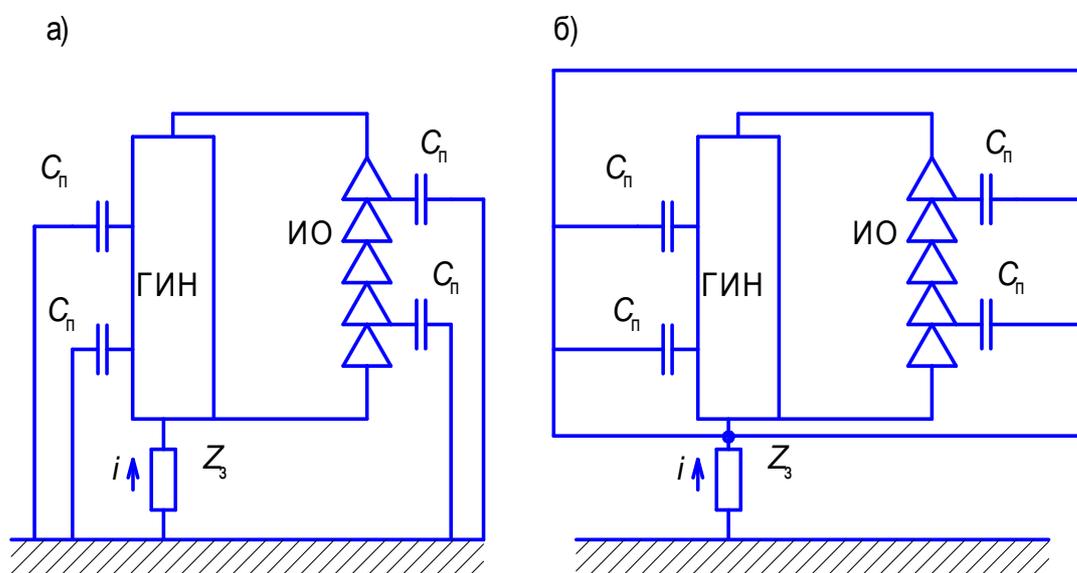


Рис.14.5. Смещение потенциала заземления испытательной установки:
а – неэкранированной; б - экранированной

ние помех достигается в том случае, если вся испытательная установка размещена внутри металлического экрана (в клетке Фарадея). Токи перезарядки паразитных емкостей (см. рис. 14.5,б) замыкаются по стенке экрана, минуя сопротивление заземления Z_3 . Между отклоняющими пластинами осциллографа и его блоком питания имеется гальваническая и электромагнитная связь. Поэтому возможно также появление наводок, приходящих по цепям питания осциллографа. Для борьбы с ними применяют разделительные трансформаторы, т. е. трансформаторы с коэффициентом трансформации, близким к единице. Изоляция его обмоток рассчитана на несколько киловольт, между обмотками расположен металлический заземленный экран. Такая конструкция разделительного трансформатора устраняет гальваническую связь блока питания осциллографа с питающей сетью и существенно уменьшает емкостную связь между ними. По-

межи, связанные с питающей сетью, устраняются также с помощью специальных фильтров, которые состоят из двух емкостных и одного индуктивного элементов, включенных по П-образной схеме. Иногда бывает достаточно намотки сетевого подводящего провода на ферритовый сердечник.

В настоящем пособии рассмотрены лишь наиболее распространенные методы измерения высоких напряжений и больших импульсных токов. Ими не исчерпывается все многообразие измерительных устройств и схем измерения, которые применяются в научных исследованиях, а также при проведении приемо-сдаточных и профилактических испытаний высоковольтных изоляционных конструкций.

15. ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ЧАСТИЧНЫХ РАЗРЯДОВ

15.1. Основные характеристики частичных разрядов

Под действием высокой напряженности электрического поля в изоляции в местах с пониженной электрической прочностью или с повышенной напряженностью электрического поля возникают частичные разряды (ч.р.), которые представляют собой пробой газовых включений, пробой малых объемов твердого или жидкого диэлектрика, местные разряды по поверхности твердого диэлектрика. Условия возникновения ч.р. определяются конфигурацией электрического поля изоляционной конструкции и электрофизическими характеристиками (в том числе электрической прочностью) рассматриваемой области изоляции.

Частичные разряды обычно не приводят к сквозному пробою изоляции, однако приводят к местному разрушению диэлектрика (особенно органического) и при длительном существовании в определенных условиях могут привести к нарушению электрической прочности изоляционной конструкции.

Обычно характеристики ч.р. достаточно хорошо коррелируются с размерами дефектов, т.е. позволяют определять степень дефектности изоляционной конструкции. В отдельных случаях качество изоляции может быть определено по какой либо одной характеристике, причем для различных изоляционных конструкций эти характеристики могут быть разными. В большинстве случаев наиболее объективная оценка качества изделия может быть произведена путем измерения совокупности характеристик ч.р. Для некоторых изоляционных конструкций ч.р. позволяют определять допустимые рабочие и испытательные напряженности.

Понятие частичного разряда в изоляции охватывает местный разряд в толще или на поверхности изоляции, шунтирующий часть изоляции между электродами, находящимися под разными потенциалами. В дальнейшем элемент диэлектрика, участвующий в ч.р., будет называться “включением”.

При рассмотрении ч.р. эквивалентная схема диэлектрика емкостью C_x

может быть представлена тремя емкостями (см. рис.15.1): C_B – емкостью элемента диэлектрика, участвующего в ч.р. (емкость включения); C_D – емкостью элемента диэлектрика, включенного последовательно с первым; C_A – емкостью остальной части диэлектрика, лишенной включений. При этом

$$C_X = C_A + \frac{C_B C_D}{C_B + C_D}.$$

Возникновение ч.р. произойдет тогда, когда напряжение на включении достигнет пробивного значения. Длительность процесса пробоя включения (длительность ч.р.) в большинстве случаев весьма мала и составляет $(3-10) \cdot 10^{-9}$ с. Лишь для мощных ч.р., представляющих раз-

ветвленные скользящие разряды или пробои больших прослоек жидкого диэлектрика, длительность ч.р. может достигать $10^{-7}-10^{-6}$ с.

Каждый из единичных ч.р. сопровождается нейтрализацией в толще диэлектрика и прохождением через включение определенного заряда q' и приводит к изменению (снижению) напряжения на внешних электродах объекта на ΔU_X . Если $C_A \gg C_B$ и $C_A \gg C_D$, то заряд q' , проходящий через включение, равен

$$q' = (C_B + C_D) (U_{ВЗ} - U_{ВП}) = (C_B + C_D) \Delta U_B,$$

где $U_{ВЗ}$ – напряжение зажигания (возникновения) разряда во включении; $U_{ВП}$ – напряжение погасания разряда во включении; $\Delta U_B = U_{ВЗ} - U_{ВП}$.

В момент возникновения ч.р. заряд на электродах испытуемого объекта не изменяется, так как длительность ч.р. весьма мала, а емкость объекта отделена от остальной емкости цепи индуктивностью соединительных проводов (шин). Изменение напряжения на объекте ΔU_X происходит вследствие увеличения емкости объекта при возникновении ч.р. за счет шунтирования емкости C_B в эквивалентной схеме (см. рис. 15.1). Однако для удобства дальнейших рассуждений можно представить, что изменение напряжения на объекте происходит вследствие фиктивного (кажущегося) изменения заряда q на электродах объекта с неизменной емкостью C_X , причем $\Delta U_X = q / C_X$.

Величина q называется кажущимся зарядом ч.р. Таким образом, кажущийся заряд ч.р. – это такой заряд, который будучи мгновенно введен между выводами испытуемого объекта, вызовет такое же изменение напряжения на объекте, как и реальный ч.р.

Соотношение между q и q' определяется соотношением

$$q = \Delta U_X C_X = \Delta U_B C_D = q' \frac{C_D}{C_D + C_B}. \quad (15.1)$$

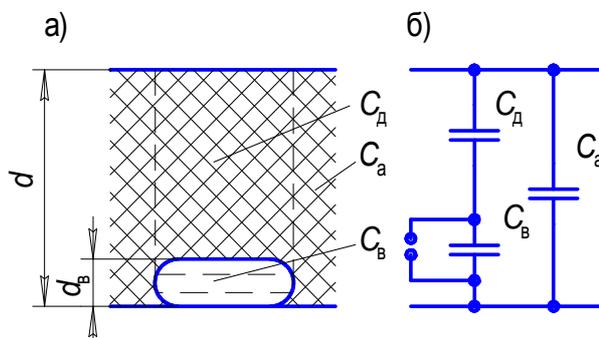


Рис.15.1. Частичные разряды в диэлектрике: а – эскиз диэлектрика; б – эквивалентная схема

Кажущийся заряд является основной количественной характеристикой единичного ч.р. Кроме этого используются интегральные характеристики ч.р., которыми являются: частота следования n , средний ток I , средняя мощность ч.р. P , квадратичный параметр D .

Частотой следования n называется среднее число ч.р. в единицу времени (секунду). При этом учитываются либо ч.р. с кажущимся зарядом выше установленного, либо ч.р. с кажущимся зарядом, находящимся в определенном интервале.

Средний ток I представляет собой сумму абсолютных значений зарядов, проходящих за одну секунду, и измеряется в Кл /с или А. Если сумма зарядов измеряется за интервал времени t_1 , то

$$I = \frac{1}{t_1} (|q_1| + |q_2| + \dots + |q_m|).$$

Если все заряды имеют одинаковое значение, то

$$I = n q.$$

Если заряды существенно различны, то

$$I = \sum_{k=1}^m \frac{|q_{(k+1)}| + |q_k|}{2} (n_{k+1} - n_k),$$

где q_k – k -й уровень кажущихся зарядов; n_k – частота следования ч.р., кажущийся заряд которых превышает k -й уровень (значению $k = 0$ соответствует $n = 0$).

При определении среднего тока ч.р. число уровней m кажущегося заряда рекомендуется выбирать не менее четырех, у которых начальный уровень должен соответствовать $k = 0$, при регулировке уровней не более чем через 20 дБ.

Средняя мощность ч.р. P – это средняя мощность, выделяемая в испытуемом объекте вследствие ч.р. в течение определенного интервала времени t_1 . Значение P может быть определено с помощью моста для измерения диэлектрических потерь на высоком напряжении, если из мощности полных потерь в испытуемом объекте P_x вычесть потери на поляризацию и активную проводимость P_d

$$P = P_x - P_d.$$

Квадратичный параметр D представляет собой сумму квадратов кажущихся зарядов в испытуемом объекте в результате ч.р. за одну секунду. Если измерение производится за интервал времени t_1 , то

$$D = \frac{1}{t_1} (q_1^2 + q_2^2 + \dots + q_m^2).$$

Если все разряды имеют одно значение $|q|$, то

$$D = n q^2.$$

Если ч.р. существенно различны, то

$$D = \sum_{k=1}^m \frac{q_{(k+1)}^2 + q_k^2}{2} (n_{k+1} - n_k),$$

где q_k – k -й уровень квадрата заряда; n_k – частота следования ч.р., квадрат заряда которых превышает k -й уровень (значению $k = 0$ соответствует частота следования $n = 1$).

15.2. Методика измерения характеристик частичных разрядов

Измерения характеристик ч.р. производятся при испытании изоляции высоким напряжением. Обычно эти измерения производятся при переменном напряжении с частотой 50 Гц и выполняются с целью: а) – установить, что в изоляции испытуемого объекта нет ч.р., измеряемые характеристики которых превышают нормированное (заданное) значение при нормированном (заданном) напряжении; б) – определить напряжение возникновения и напряжение погасания ч.р. определенной интенсивности; в) – установить, что интенсивность ч.р. в изоляции испытуемого объекта не изменяется во время действия нормированного (заданного) напряжения более, чем на нормированное (заданное) значение; г) – определить интенсивность ч.р. в испытуемом объекте при нормированном (заданном) напряжении.

В результате измерений характеристик ч.р. в готовых изделиях может быть определено качество изделия и выявлены конструктивные или технологические дефекты. В ряде случаев, главным образом на основании испытания образцов изоляции, можно прогнозировать срок службы и определить допустимые рабочие и испытательные напряженности.

Так как ч.р. имеют статистическое распределение по значению кажущегося заряда, то в ряде случаев важно отметить наибольший кажущийся заряд за время испытания.

Статистическое распределение количества ч.р. в единицу времени n по величинам их зарядов q часто называют амплитудным спектром ч.р. При исследовании ч.р., кроме указанных выше характеристик, целесообразно регистрировать амплитудный спектр ч.р., так как из таких спектров можно получить более полную информацию состоянии объекта. Площадь амплитудного спектра равна среднему току I . По спектру легко определяется заряд ч.р. с заданной частотой следования, что бывает необходимым для прогнозирования срока службы изоляции.

Для определения качества изоляции иногда информативной может явиться форма амплитудного спектра ч.р., которая характеризуется координатами точек, лежащих на спектре. Математическая обработка совокупностей координат этих точек с помощью методов, применяемых в теориях распознавания образов, может дать ценную информацию как о физике сложного процесса ч.р., так и о качестве исследуемой изоляции.

Существует ряд электрических и неэлектрических (оптических, акустических) методов измерения характеристик ч.р. В дальнейшем будут рассмотрены только электрические методы, основанные на регистрации высокочастотных колебаний, возникающих при возникновении ч.р. Эти схемы нашли наиболее широкое распространение, так как позволяют надежно измерять основные характеристики ч.р. и обеспечить высокую чувствительность схем измерения (минимальный регистрируемый заряд в ряде случаев составляет 10^{-14} – 10^{-15} Кл).

Основные варианты схем измерения ч.р. приведены на рис. 15.2. В состав каждой из них входят: источник регулируемого высокого напряжения – чаще всего испытательный трансформатор T ; испытуемый объект C_x ; соединительный конденсатор C_0 , служащий для создания пути замыкания импульсов тока ч.р.; измерительный элемент Z ; измерительное устройство (ИУ), подключаемое параллельно измерительному элементу.

Источник регулируемого высокого напряжения и соединительный конденсатор

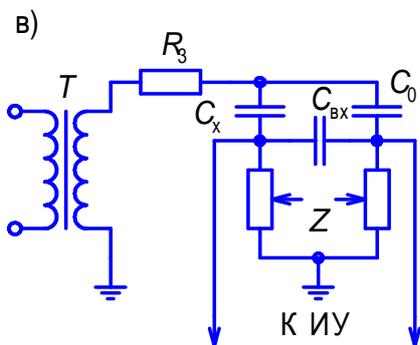
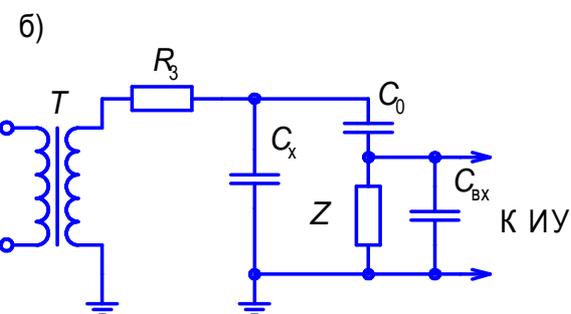
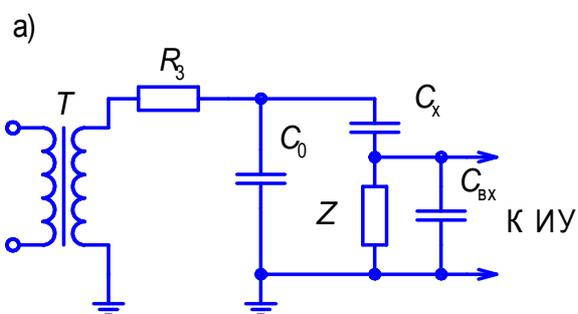


Рис. 15.2. Схемы для измерения характеристик ч.р.

не должны иметь ч.р., мешающих измерениям ч.р. в испытуемом объекте. Измерительный элемент Z может представлять собой резистор R (активное сопротивление) или катушку индуктивности.

Система шин установки должна быть выполнена трубами или другим способом, исключающим возникновение короны или разрядов, мешающих измерениям характеристик ч.р. до требуемого напряжения.

На рис. 15.2,а приведена схема со включением измерительного элемента в ветвь заземления испытуемого объекта, на рис. 15.2,б схема со включением измерительного элемента в ветвь заземления соединительного конденсатора, и на рис. 15.2,в – мостовая схема.

При применении измерительного элемента в виде резистора (активного сопротивления) рекомендуется использовать широкополосное измерительное устройство, а при применении катушки индуктивности – узкополосное.

При соответствующем выборе

параметров схем их чувствительности одинаковы. Схемы рис. 15.2,а,в обычно применяются в тех случаях, когда один из выводов испытуемого объекта может быть разземлен. В тех случаях, когда один из выводов объекта не может быть разземлен, используется схема рис. 15.2,б. Мостовая схема рис. 15.2,в обычно применяется для уменьшения влияния электрических помех. Проблема помехозащиты наиболее актуальна при регистрации слабых ч.р., особенно при напряжении свыше 100 кВ, или в изделиях большой емкости. Так, например, один и тот же ч.р. с $q = 10^{-10}$ Кл будет давать сигнал на входе измерительного устройства, равный 100 мВ при $C_x = 1000$ пф, 100 мкВ при $C_x = 1$ мкФ и 1 мкВ при $C_x = 100$ мкФ. Надежная регистрация таких слабых сигналов на фоне высокого напряжения является весьма сложной задачей.

Электрические помехи, затрудняющие, а иногда и делающие невозможной регистрацию ч.р., принято различать на внутренние (зависящие от напряжения на образце) и внешние (не зависящие от напряжения на образце). К внешним помехам относятся: собственные шумы усилителя ИУ, электрические сигналы, наведенные на элементы измерительной схемы при работе радиостанций или соседних установок, или возникающие в схеме питания. Внутренними помехами считаются сигналы, вызванные, например, коронными разрядами, возникающими на элементах высоковольтной схемы или вводах изделия.

Одним из способов борьбы с помехами является выбор рациональной схемы измерения. Наиболее помехозащищенной схемой является мостовая. Она позволяет избавиться от большинства видов помех (кроме помех, возникающих в контуре заземления) и регистрировать ч.р. даже на импульсном напряжении.

Принцип ослабления сигналов от внутренних помех (главным образом помех от короны) поясняется рис. 15.3. Так как источник внутренних помех (например, корона) обладает преимущественно емкостью на землю, ток I_n от источника помех, замыкаясь на землю, создает встречное падение напряжения на элементах измерительного сопротивления Z , включенных последовательно с емкостями C_1 и C_0 (см. рис. 15.3). Сопротивления этих элементов, а также емкость $C_{доп}$, подключаемая для компенсации паразитной емкости элементов либо в точке a , либо в точке $б$, могут быть подобраны таким образом, чтобы напряжение на входе ИУ от помехи было бы близко к нулю. В тоже время ток ч.р. I вызывает согласное падение напряжения на обоих элементах измерительного сопротивления, и полностью регистрируется ИУ.

Экранирование измерительных цепей также является весьма

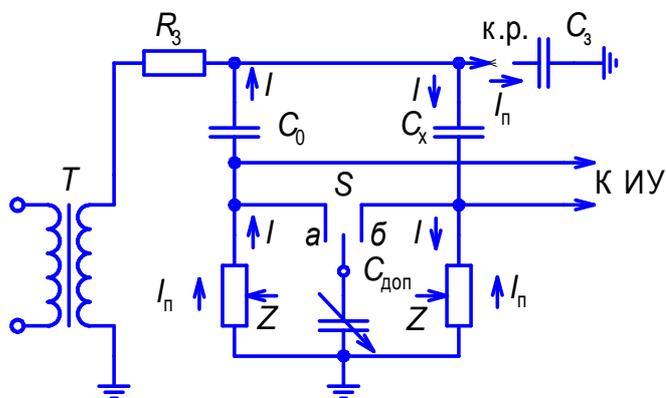


Рис. 15.3. К ослаблению внутренних помех

эффективным способом подавления внешних помех, позволяющим снизить их влияние на 2–3 порядка. В большинстве случаев экранируются не только ИУ, но и все помещение, в котором производятся испытания. Внутренние помехи, а также помехи, возникающие в сети питания, этим способом устранить невозможно. Устранение этих помех возможно при установке в сеть питания разделительных трансформаторов, фильтров или при питании схемы от автономной сети.

Для устранения внутренних помех необходимо повышение напряжения возникновения короны на элементах высоковольтной схемы путем увеличения диаметра проводов, экранирования острых углов и т.п. С помощью этих мер напряжение возникновения короны удастся повысить до 900–1000 кВ при минимальном регистрируемом заряде 1–5 пК. В ряде случаев удается различить внешние и внутренние помехи по их полярности. Обычно сигналы от ч.р. имеют одинаковую структуру на положительной и отрицательной полярности напряжения, а сигналы от короны существенно зависят от полярности: на положительной полярности чаще всего возникают редкие мощные сигналы от стримерной короны, а на отрицательной – большое количество сигналов меньшей амплитуды.

Влияние помех может быть снижено также с помощью соответствующей методики регистрации ч.р., например, измерение характеристик ч.р. отдельно на положительных и отдельно на отрицательных полупериодах напряжения. Однако эффективность мер по защите от помех значительно снижается, если помехи имеют спектр частот, близкий в спектре частот ч.р. (например, при внутренних помехах).

Рассмотрим процессы, протекающие в схеме при наличии ч.р. в испытуемом объекте. При возникновении в изоляции ч.р. напряжение на емкости C_x испытуемого образца скачком падает на величину

$$\Delta U_x = q / C_{\Sigma 1},$$

где $C_{\Sigma 1} = C_x + C_0 C_{\text{вх}} / (C_0 + C_{\text{вх}})$ – суммарная емкость испытуемого образца и всех элементов, подсоединенных к образцу. При $C_{\text{вх}} \ll C_0$ и $C_{\text{вх}} \ll C_x$ изменение напряжения на объекте

$$\Delta U_x = q / C_x.$$

Длительность скачка напряжения определяется длительностью развития ч.р. во включении, которая, как указывалось выше, составляет $(3–10) \cdot 10^{-9}$ с. Можно принять, что снижение напряжения на образце ΔU_x происходит по экспоненциальному закону

$$\Delta u_x = \Delta U \exp(-t / \tau),$$

где τ – постоянная времени, определяемая физикой развития разряда во включении, в большинстве случаев равная $(1–3) \cdot 10^{-9}$ с.

Рассмотрим схему, в которой на входе измерительного устройства включено достаточно большое активное сопротивление (измерительный элемент) R , значение которого выбирается из условия

$$\tau_{cx} \gg \tau, \quad (15.2)$$

где $\tau_{cx} = RC_{cx}$ и C_{cx} – эквивалентная емкость схемы относительно входа ИУ

$$C_{cx} = C_{вх} + \frac{C_0 C_x}{C_0 + C_x}.$$

При выполнении (15.2) в первом приближении можно принять форму изменения напряжения на образце при ч.р. в виде ступенчатого импульса с бесконечно крутым фронтом. При этом сигнал на входе ИУ имеет форму экспоненты (рис. 15.4,а)

$$\Delta u_{вх} = \Delta U_{вх} \exp(-\alpha t), \quad (15.3)$$

где $\alpha = 1/\tau_{cx}$. На экспоненту могут налагаться высокочастотные колебания.

В первый момент времени напряжение в схеме будет распределяться обратно пропорционально емкостям, и импульс напряжения, возникающий в первый момент на входе ИУ,

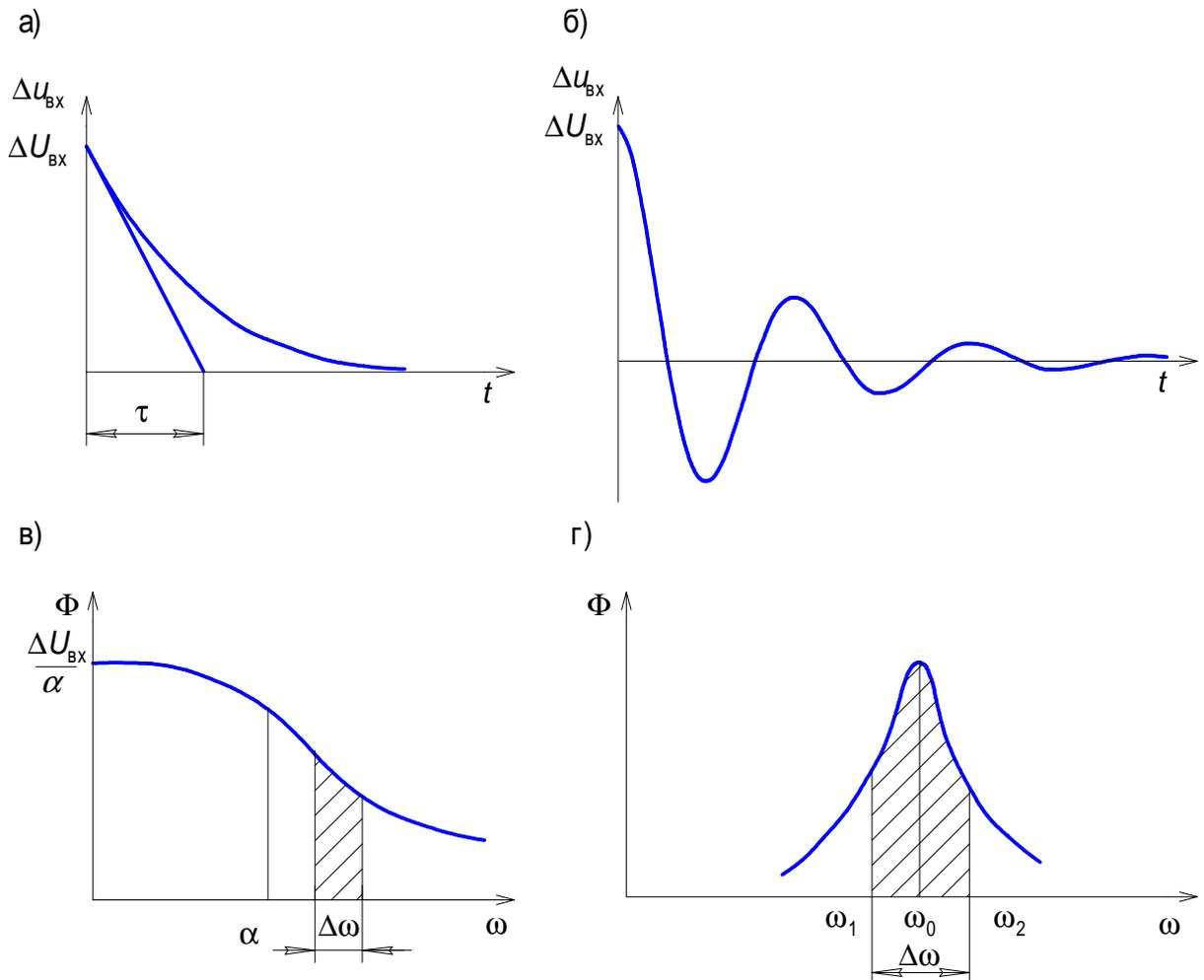


Рис. 15.4. Сигналы на входе усилителя

$$\Delta U = \Delta U_x \frac{1/C_{\text{ВХ}}}{1/C_{\text{ВХ}} + 1/C_0} = \frac{q}{C_x + C_{\text{ВХ}} + C_{\text{ВХ}} \frac{C_x}{C_0}} = \frac{q}{C_{\text{Э2}}}. \quad (15.4)$$

где $C_{\text{Э2}}$ – эквивалентная емкость схемы, которая участвует в распределении заряда q

$$C_{\text{Э2}} = C_x + C_{\text{ВХ}} + C_{\text{ВХ}} C_x / C_0.$$

Из (15.4) видно, что для того, чтобы получить максимальное значение $\Delta U_{\text{ВХ}}$ необходимо входную емкость $C_{\text{ВХ}}$ сделать возможно малой: $C_{\text{ВХ}} \ll C_0$ и $C_{\text{ВХ}} \ll C_x$. При этом $\Delta U_{\text{ВХ}} \approx \Delta U_x$ и $q = \Delta U_x C_x$, что соответствует (15.1).

Обычно значения R выбираются в пределах от нескольких десятков до нескольких тысяч Ом.

Теперь рассмотрим схему, в которой на входе ИУ включена катушка индуктивности. В этом случае форма входного сигнала имеет вид затухающих колебаний (см. рис. 4,б):

$$\Delta u_{\text{ВХ}} = \Delta U_{\text{ВХ}} \exp(-\alpha_1 t) (\cos \omega_0 t + \frac{\alpha_1}{\omega_0} \sin \omega_0 t), \quad (15.5)$$

где

$$\alpha_1 = \frac{R_k}{2L_k}; \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_k C_{\text{сх}}} - \alpha_1^2};$$

R_k – активное сопротивление катушки; L_k – индуктивность катушки.

$$\text{Так как обычно } \alpha_1^2 \ll 1 / (L_k C_{\text{сх}}), \text{ то } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_k C_{\text{сх}}}}.$$

Для измерения кажущегося заряда ч.р. целесообразно иметь схему с ИУ, показания которого пропорциональны заряду, протекающему через измерительный элемент Z , включенный на входе ИУ.

Рассмотрим, каким требованиям должны удовлетворять характеристики элементов схемы, чтобы амплитуда напряжения ΔU на входе ИУ была пропорциональна заряду, протекающему через Z .

В соответствии с (15.4) имеем

$$q = \Delta U C_{\text{Э2}}, \quad (15.6)$$

т.е. амплитуда напряжения на входе ИУ пропорциональна кажущемуся заряду ч.р. q . Выражение (15.6) получено исходя из предположения, что источник ч.р. заменен генератором скачкообразных импульсов, причем фронт этого импульса предполагается прямоугольным. В действительности длительность фронта ч.р. этого скачкообразного импульса имеет конечную длину, определяемую длительностью протекания процесса пробоя единичного включения ($t_{\text{ч.р}} \approx 3\tau$).

Амплитуда импульса на входе ИУ ΔU пропорциональна скачку напряжения на образце ΔU_x только при достаточно большом сопротивлении R либо при достаточно больших индуктивностях L_k . В этом случае при $Z = R$ постоянная времени схемы $\tau_{\text{сх}}$ больше длительности фронта $t_{\text{ч.р}}$, т.е.

$$t_{ч.р} \leq 0.1\tau_{сх}. \quad (15.7)$$

Условие (15.7) является необходимым для выполнения выражения (15.6).

Рассмотрим схему измерения, в которой измерительный элемент Z представляет собой резистор с достаточно малым сопротивлением R . При постоянных времени $\tau_{сх}$, соизмеримых с $t_{ч.р}$ или меньших, условие (15.6) не будет соблюдаться. При $\tau_{сх} \ll t_{ч.р}$ на сопротивлении будет фиксироваться напряжение, пропорциональное току, протекающему во внешнем контуре, амплитуда которого будет определяться волновым сопротивлением этого контура, в том числе его индуктивностью. В этом случае для оценки заряда Q_R , протекающего через сопротивление R , необходимо регистрировать форму импульса тока через сопротивление R за время $t_{ч.р}$

$$i_R(t) = \frac{\Delta u_R(t)}{R} \quad (15.8)$$

и

$$Q_R = \int_0^{t_{ч.р}} i_R(t) dt \quad (15.9)$$

Ток во внешнем контуре может быть зарегистрирован также с помощью высокочастотного трансформатора тока.

Из эквивалентной схемы рис. 15.1 следует, что соотношение между зарядом q и зарядом, протекающим во внешнем контуре Q_R , определяется выражением

$$q = Q_R \frac{C_x + C_0}{C_0}, \quad (15.10)$$

и тогда

$$q = \frac{C_x + C_0}{C_0} \int_0^{t_{ч.р}} i_R dt. \quad (15.11)$$

Такая оценка заряда приводит к существенным техническим трудностям, а в ряде случаев и ошибкам при измерении кажущегося заряда ч.р. Особенности такого способа измерения будут рассматриваться ниже.

15.3. Устройство для измерения характеристик частичных разрядов

Устройство для измерения кажущегося заряда состоит из следующих элементов (см. рис. 15.5): фильтра верхних частот 1, усилителя 2, отсчетного или индикаторного устройства 3 (электронный осциллограф ЭО и, если это целесообразно, амплитудный импульсный вольтметр). Рекомендуется дополнительно применять амплитудный дискриминатор и самопишущие приборы.

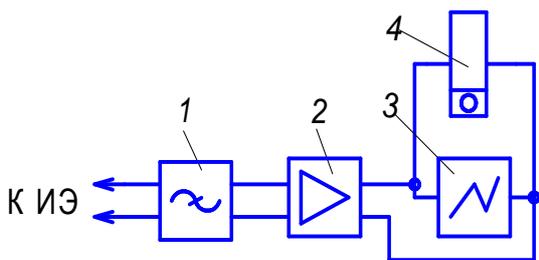


Рис. 15.5. Блок-схема измерительного устройства

Для измерения частоты следования ч.р. применяется измерительное устройство 4, определяющее среднее количество ч.р. в одну секунду с кажущимся зарядом, значение которого превышает заданный уровень или находится в интервале заданных уровней. ИУ для измерения частоты следования ч.р. определяет количество ч.р. обеих полярностей. Допускается измерение одной полярности с последующим удвоением результатов измерений.

ИУ для измерения частоты следования ч.р. состоит из следующих элементов: фильтра верхних частот, усилителя, амплитудного дискриминатора, отсчетного или индикаторного устройства (счетчик импульсов или измеритель скорости счета).

Для измерения среднего тока ч.р. применяется ИУ, которое состоит из аналогичных элементов: фильтра верхних частот и широкополосного усилителя. Однако в этом случае на выходе прибора используется выпрямительное устройство и отсчетное или индикаторное устройство (прибор средних значений). Показания прибора средних значений должны быть пропорциональны сумме абсолютных значений амплитуд импульсов напряжения, поступающих на вход прибора за одну секунду. Допускается измерение среднего тока ч.р. одной полярности с последующим удвоением результатов измерений. Рекомендуется дополнительное применение самопишущих приборов.

Для измерения одной из характеристик ч.р. в нескольких заданных интервалах ее значений применяются ИУ, содержащие несколько параллельных каналов. Отдельные элементы различных каналов могут быть отдельными или общими.

Для измерения нескольких характеристик ч.р. могут быть применены ИУ, в которых отдельные элементы (например, фильтр верхних частот, широкополосный усилитель) являются общими для нескольких измерительных каналов, каждый из которых измеряет одну из требуемых характеристик ч.р.

Рассмотрим более подробно рекомендуемые характеристики отдельных элементов, входящих в ИУ для измерения одной или нескольких характеристик ч.р.

Фильтр верхних частот предназначен для подавления напряжения рабочей частоты, возникающего на измерительном сопротивлении при испытании объекта высоким напряжением, и его гармонических составляющих. Это напряжение намного превышает измеряемый сигнал и мешает проведению измерений. Нижняя частота полосы пропускания фильтра обычно выбирается в диапазоне 5–30 кГц. Коэффициент затухания фильтра, который представляет собой отношение напряжения рабочей частоты и его гармонических составляющих на входе к соответствующему напряжению на выходе, определяется

условием надежного измерения требуемой минимальной интенсивности ч.р., которая задается условиями измерения характеристик ч.р. или предусматривается соответствующими нормами, стандартами или техническими условиями. Обычно для напряжения промышленной частоты коэффициент затухания принимается приблизительно равным коэффициенту усиления усилителя и при коэффициенте усиления, равном 10^6 , также принимается равным 10^6 . На более высоких частотах коэффициент затухания может быть меньше, так как амплитуды высших гармоник существенно меньше основной гармоники. Наиболее простой схемой фильтра верхних частот является RC -схема.

Можно не применять отдельный фильтр, если выполнение условий ограничения напряжения рабочей частоты и его гармонических составляющих обеспечивается параметрами усилителя, или уменьшать коэффициент затухания этого фильтра в тех случаях, когда выполнение этого требования обеспечивается с учетом параметров усилителя.

Усилитель измерительного устройства предназначается для усиления импульсов напряжения, вызванных ч.р., до значения, достаточного для их регистрации индикаторным устройством. В устройствах для измерения кажущегося заряда ч.р. характеристики усилителя должны быть выбраны таким образом, чтобы на выходе (на входе индикаторного устройства) возникало напряжение, амплитуда которого пропорциональна кажущемуся заряду q .

Таким образом, показания ИУ будут пропорциональны q , если амплитуда напряжения на выходе усилителя будет пропорциональна заряду Q_z , протекающему через измерительный элемент.

Рассмотрим, каким требованиям должны удовлетворять характеристики усилителя для выполнения этого условия при $Z = R$. В этом случае определяющей является связь между формой напряжения на входе, зависящей от высоковольтного контура схемы, и характеристиками регистрирующего устройства.

Форма напряжения на входе определяется выражением (15.3) и представлена на рис. 15.4,а, а модуль спектра этого сигнала – на рис 15.4,в.

Наиболее простое решение может быть осуществлено с помощью широкополосного усилителя (т.е. усилителя, для которого соблюдается соотношение $f_1 \ll f_2$, где f_1 и f_2 – соответственно нижняя и верхняя частоты полосы пропускания) с ограниченной верхней частотой $\omega_2 = 2\pi f_2$. В этом случае при условии передачи 90 % энергии входного сигнала верхняя частота полосы пропускания должна быть

$$f_2 = \frac{\omega_2}{2\pi} \approx \alpha = \frac{1}{RC_{сх}}$$

Например, при $C_{сх} = 1000$ пФ и $R = 1000$ Ом для использования 90 % входного сигнала требуется широкополосный усилитель с верхней частотой полосы пропускания $f_2 = 1$ МГц. При этом для корректного измерения кажущегося заряда ч.р., т.е. для выполнения (15.6), необходимо выполнить следующие условия

$$\tau_{cx} \approx RC_{cx} \gg \tau \text{ и } f_2 \approx 1/\tau_{cx} \ll 1/\tau.$$

В ГОСТ 20074–83 рекомендуется использовать ИУ с широкополосным усилителем, имеющим нижнюю полосу пропускания f_1 не более 30 кГц и верхнюю полосу пропускания f_2 – не более 2 МГц.

При применении узкополосного (резонансного) усилителя при $Z = R$ используется лишь малая часть энергии входного сигнала, что приводит к низкой чувствительности схемы.

Рассмотрим схему, в которой измерительный элемент Z представляет собой катушку индуктивности. Форма сигнала на входе измерительного устройства описывается выражением (15.5) и приведена на рис. 15.4,б, а форма модуля спектра – на рис. 15.4,г.

В данном случае основная часть энергии входного сигнала сосредоточена в относительно узкой полосе вблизи частоты ω_0 (см. рис. 15.4,г). При этом наиболее целесообразно применение усилителя с относительно узкой полосой пропускания, настроенного на частоту ω_0 . В этом случае для передачи 90 % энергии импульса требуется усилитель с полосой пропускания

$$\Delta f \approx 2\alpha_1 = R_k / L_k.$$

Обычно Δf принимается равным 8–10 кГц.

Рассмотрим требования, предъявляемые к усилителю с точки зрения разрешающей способности по числу импульсов.

Для того чтобы можно было четко различать один импульс ч.р. от другого, необходимо, чтобы интервал времени между импульсами был не менее длительность переходного процесса в ИУ. Это обеспечивается выбором определенной полосы пропускания частот усилителя.

В широкополосном усилителе длительность фронта импульса определяется длительностью переходных процессов t_{π} и может быть принята равной $2.2 \tau_y$, где τ_y – эквивалентная постоянная времени усилителя. Значение τ_y определяется верхней частотой f_2 полосы пропускания усилителя и может быть получено из соотношения

$$\tau_y = 1 / (2\pi f_2).$$

Таким образом

$$t_{\pi} = 2.2 \tau_y = 0.35 / f_2, \quad (15.12)$$

Если длительность импульса существенно меньше интервала времени между импульсами, то предельное количество импульсов в секунду, которое может быть четко зарегистрировано измерительным прибором, подключенным к выходу широкополосного усилителя на основании (15.12) равно

$$n_{\max} = 1 / t_{\pi} \approx 3 f_2$$

и разрешающее время ИУ

$$\Delta t_{\min} = 1 / (3 f_2).$$

Для узкополосного усилителя также может быть использовано выражение, аналогичное (15.12)

$$t_{\pi} = K_1 / \Delta f, \quad (15.13)$$

где K_1 – коэффициент, близкий к единице. Для идеального фильтра он равен 0.86.

Полоса пропускания Δf определяется эквивалентным затуханием d_k или добротностью контуров усилителя D_k

$$\Delta f = d_k f_0 = f_0 D_k,$$

причем для простейшего контура $R - L - C$

$$d_k = \frac{1}{D_k} = \frac{R}{\sqrt{L/C}} = \frac{2\alpha}{f_0},$$

где $\alpha = R/(2L)$.

Таким образом, если импульсы ч.р. будут следовать слишком часто с интервалами, меньшими, чем длительность переходного процесса в ИУ, то переходный процесс от одного импульса будет накладываться на переходный процесс от предыдущего импульса. При этом чем уже полоса пропускания (выше добротность схемы), тем дольше будет длиться переходный процесс в усилителе.

В связи с этим предельное количество импульсов в секунду, которое может быть четко зарегистрировано измерительным прибором, подключенным к выходу узкополосного усилителя, на основании (15.13) равно

$$n_{\min} = 1 / t_{\pi} \approx \Delta f,$$

а разрешающее время узкополосного усилителя ИУ

$$\Delta t_{\min} = 1 / \Delta f.$$

В качестве счетчика импульсов может быть применено пересчетное устройство, определяющее количество импульсов в течение заданного промежутка времени, или измеритель скорости счета, определяющий среднюю частоту следования импульсов в секунду.

Для того чтобы обеспечить возможность счета количества импульсов, по крайней мере при частоте их повторения до 100 импульсов за 1 полупериод, максимальная скорость счета не должна быть менее 10^4 имп /с.

При использовании узкополосного ИУ разрешающее время счетчика выбирается равным $1/\Delta f$, где Δf – ширина полосы пропускания ИУ. Так как при использовании счетчиков импульсов количество импульсов в секунду целесообразно определять как среднее значение за интервал времени до 10 с, то емкость счетчика импульсов не должна быть менее 10^5 импульсов.

15.4. Градуировка схем для измерения характеристик частичных разрядов

Целью градуировки является установление количественных соотношений между показаниями индикаторных устройств и соответствующими количественными характеристиками ч.р. Градуировка должна производиться в полностью собранной установке для испытаний и измерений характеристик ч.р. при присоединенном объекте испытаний. При градуировке ИУ определяется соот-

ношение между измеряемой характеристикой ч.р. и показаниями A соответствующего индикаторного или отсчетного устройства. Это соотношение для заряда q или для среднего тока ч.р. I выражается формулами:

$$q = K_q A_q; \quad I = K_i A_i,$$

где K_q и K_i – соответствующие масштабные коэффициенты.

Масштабные коэффициенты зависят от параметров всех элементов установки (объекта испытаний, соединительного конденсатора, соединительных кабелей, измерительного элемента, ИУ) и места их присоединения. В связи с этим градуировка должна производиться для каждого ИУ и для каждого объекта испытаний. Рекомендуется производить градуировку для всех диапазонов измеряемой величины, использование которых потребуется при испытаниях.

При градуировке должна определяться возможность надежного измерения минимального кажущегося заряда. Измерение считается надежным, если полезный сигнал (отклонение луча на экране осциллографа или показание другого индикаторного устройства) вдвое превышает общий уровень помех.

Градуировка может быть произведена одним из следующих способов.

По первому способу градуировочный генератор включается параллельно объекту испытаний через небольшую градуировочную емкость C_r . Схема соединений по этому способу изображена на рис. 15.6,а,б. Здесь: G – генератор

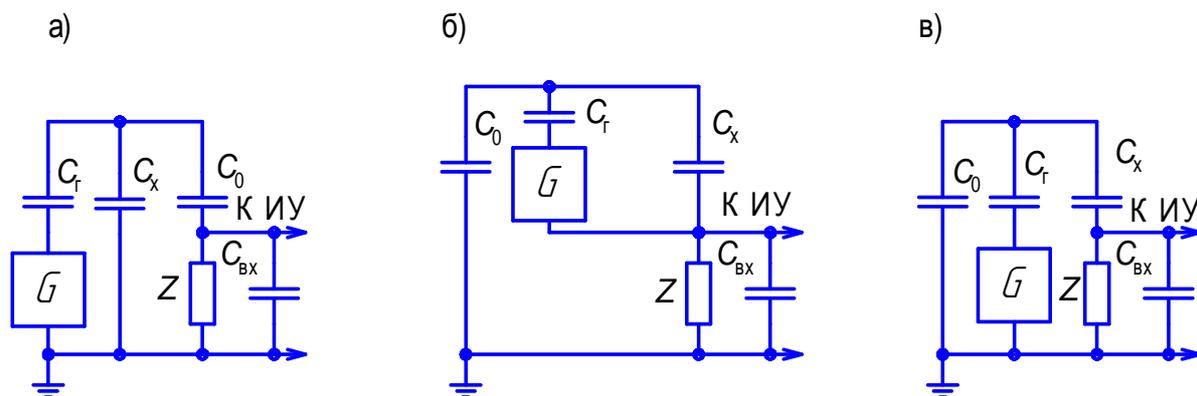


Рис. 15.6. Схемы градуировки установки для измерения характеристик ч.р. при параллельном включении градуировочного генератора

прямоугольных импульсов напряжения; C_0 – емкость соединительного конденсатора; C_x – емкость испытуемого объекта; Z – сопротивление измерительного элемента; $C_{вх}$ – входная емкость измерительного устройства ИУ; C_r – емкость градуировочного конденсатора.

Градуировочный заряд, вводимый в цепь, равен

$$q_r = C_r U_r, \tag{15.14}$$

где U_r – амплитуда выходного импульса напряжения градуировочного генератора, C_r – емкость градуировочного конденсатора.

Для k -ой ступени усиления масштабные коэффициенты определяются для схем рис. 15.6,а,б по формулам:

$$K_{qk} = q_{Гк} / A_{qk}; \quad (15.15)$$

$$K_{ik} = q_{Гк} f_{Г} / A_{ik}. \quad (15.16)$$

Схема рис.15.6,б требует возможности разземления вывода генератора при малой паразитной емкости генератора на землю. Это можно обеспечить, применяя градуировочные генераторы с автономным питанием (от батарей или аккумуляторов). Если градуировочный генератор не допускает разземления вывода, то можно применять схему рис. 15.6,в. Градуировочный заряд при этом также определяется (15.14), однако в масштабные коэффициенты должен быть введен поправочный коэффициент, учитывающий, что по этой схема градуировочный генератор присоединен не параллельно испытываемому объекту, а параллельно соединительному конденсатору с емкостью C_0 . В этом случае для k -ой ступени усиления масштабные коэффициенты равны:

$$K_{qk} = \frac{q_{Гк}}{A_{qk}} \frac{C_x}{C_0}; \quad K_{ik} = \frac{q_{Гк}}{A_{ik}} \frac{C_x}{C_0}.$$

Для того чтобы погрешность, вызванная введением в схему дополнительной емкости градуировочного конденсатора C_r , который отсутствует при измерениях, не превосходила 10 %, для схем рис. 15.6,а,б должно быть выполнено следующее условие

$$C_r < 0.1 C_x$$

и для схемы рис. 15.6,в

$$C_r < 0.1 C_0.$$

По второму способу градуировочный генератор включается последовательно либо в ветвь объекта испытаний (см. рис.15.7,а), либо в ветвь соединительного конденсатора (см. рис.15.7,б). Градуировочный заряд, вводимый при этом в цепь, равен

$$q_r = C_x U_r.$$

Масштабные коэффициенты при этом определяются по (15.15), (15.16).

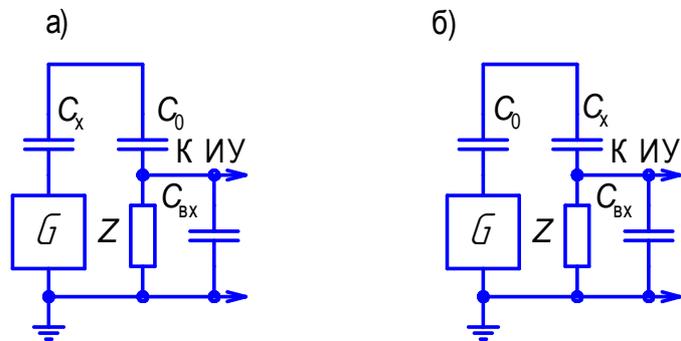


Рис. 15.7. Схемы градуировки установки для измерения характеристик ч.р. при последовательном включении градуировочного генератора

15.5.Особенность измерения характеристик частичных разрядов в силовых трансформаторах

Измерение характеристик ч.р. в силовых трансформаторах может быть произведено по схемам, изображенным на рис.15.8.

Схема рис. 15.8,а (с соединительной емкостью) наиболее чувствительна к ч.р. у высоковольтного ввода обмотки, однако требует наличия высоковольтно-

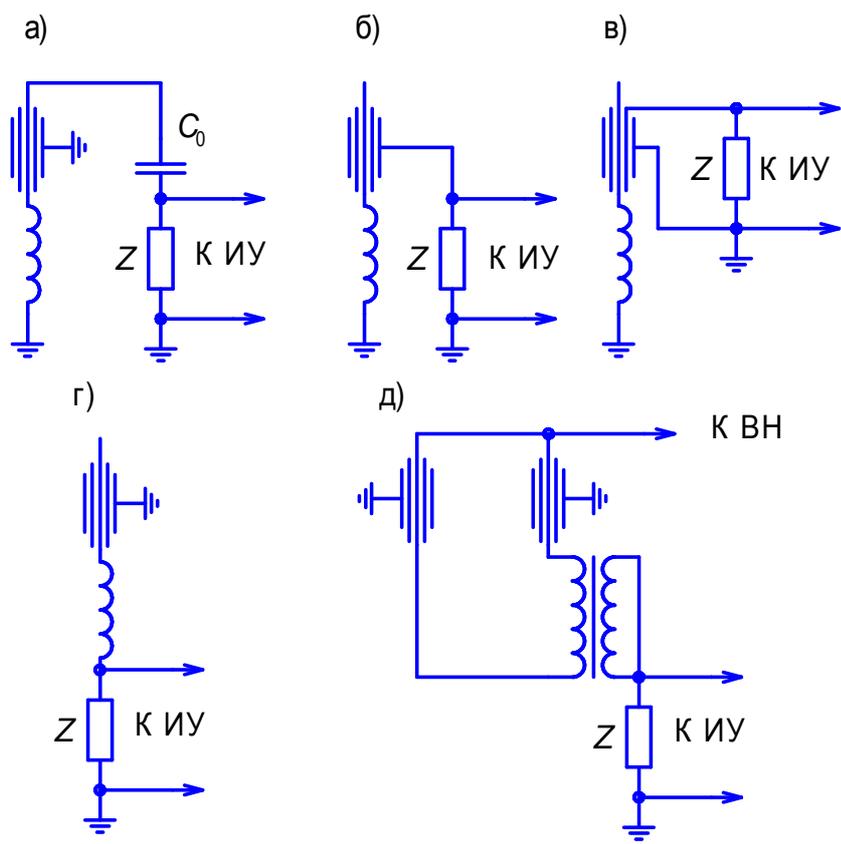


Рис. 15.8. Схемы измерения ч.р. в силовых трансформаторах

го конденсатора на требуемое испытательное напряжение, лишённого собственных ч.р., с емкостью, соизмеримой с входной емкостью трансформатора при соответствующих высоких частотах, используемых в ИУ.

Схема рис. 15.8,б (метод первой обкладки) использует в качестве соединительной емкости емкость ввода трансформатора. Однако для использования этого метода ввод трансформатора должен иметь возможность разземлять первую обкладку (нумерация обкладок от фланца).

Схема рис. 15.8,в (метод второй обкладки) также использует емкость ввода в качестве соединительной емкости, однако в этом случае система емкостей ввода представляет собой емкостный делитель напряжения, уменьшающий напряжение относительно высоковольтного ввода обмотки в n раз, где $n = C_1 / (C_1 + C_2)$, C_1 – емкость стержня ввода относительно второй обкладки, считая от заземленной, к которой присоединяется ИУ, а C_2 – емкость между первой и второй обкладками. Так как $C_2 \gg C_1$, то ослабление амплитуды сигнала от ч.р. достаточно значительно. Однако при этом возрастает длительность сигнала (увеличивается емкость относительно входа ИУ и соответственно постоянная времени импульса). Кроме того чувствительность схемы ограничивается помехами (шумами схемы и короной на испытуемом трансформаторе и подводящих проводах), и ослабление сигнала происходит в одинаковой степени как от ч.р., так и от помех. Это приводит к тому, что обычно чувствительность при измерении по схеме рис. 15.8,г не хуже, чем по другим схемам.

Схема рис. 15.8,г (метод нейтрали) наиболее простая, однако учитывая затухание импульса от ч.р. при распространении по обмотке, эта схема наиболее чувствительна к ч.р. у нейтрали и менее чувствительна к ч.р. у высоковольтного ввода обмотки, где напряжение на главной изоляции наибольшее.

Схема рис.15.8,д (метод обмотки низшего напряжения) использует в качестве соединительной емкости между обмотками высшего и низшего напряжений. Так как в этом случае емкость распределена вдоль обмотки, эта схема обладает близкой чувствительностью к ч.р. во всех точках обмотки ВН, если эта обмотка состоит из одного концентрика. Однако эта емкость (учитывая ее распределенность по длине обмотки) может не обеспечивать максимальную чувствительность схемы. Кроме того, эта схема может быть использована только в трансформаторах с номинальным напряжением 35 кВ и ниже, у которых нейтраль изолирована на полное напряжение обмотки.

В большинстве случаев чувствительность схем регистрации для всех рассматриваемых случаев приблизительно одинакова.

Для главной изоляции трансформатора напряжение, приложенное к изоляции, изменяется по длине обмотки. Кроме того, амплитуда и форма импульса ч.р., регистрируемого на одном из концов обмотки, зависят от места расположения ч.р. При рассмотрении высокочастотных процессов, связанных с ч.р., необходимо учитывать, что обмотка трансформатора имеет распределенные по длине обмотки: индуктивность L ; емкость на землю (на магнитопровод, бак трансформатора, соседние обмотки низшего напряжения, потенциал которых в первом приближении может быть принят близким к нулю); продольные емкости (между катушками, между слоями, между витками обмотки).

Обозначим через C'_3 и C'_k – соответственно емкости элементов обмотки на землю и продольные емкости между элементами обмотки в расчете на единицу длины обмотки и через L' – индуктивность в расчете на единицу длины обмотки. Эквивалентная схема обмотки для рассматриваемого случая представлена на рис. 15.9. Суммарная емкость обмотки на землю и эквивалентная продольная емкость обмотки при этом будут равны

$$C_3 = C'_3 l, \quad C_k = C'_k / l \quad \text{и} \quad L = L' l,$$

где l – длина обмотки.

Входная емкость трансформатора при высокой частоте при этом будет равна

$$C_{\text{вх}} = \sqrt{C_3 C_k}.$$

Индуктивность обмотки на высокой частоте будет определяться практически индуктивностью рассеяния обмоток, так как магнитная проницаемость сердечника (магнитопровода) на высокой частоте будет близка к μ_0 .

Эквивалентная схема ч.р. в элементе обмотки выполнена по аналогии с рис. 15.1 При этом в месте возникновения ч.р. возникает ступенчатый импульс напряжения, который, распространяясь по обмотке, деформируется и затухает.

Передача по обмотке ступенчатого импульса напряжения происходит преимущественно емкостным путем. Затухание этого импульса при распространении по обмотке может характеризоваться коэффициентом S , равным отношению амплитуды импульса напряжения на линейном конце обмотки при ч.р. у этого же конца к амплитуде импульса напряжения на линейном конце

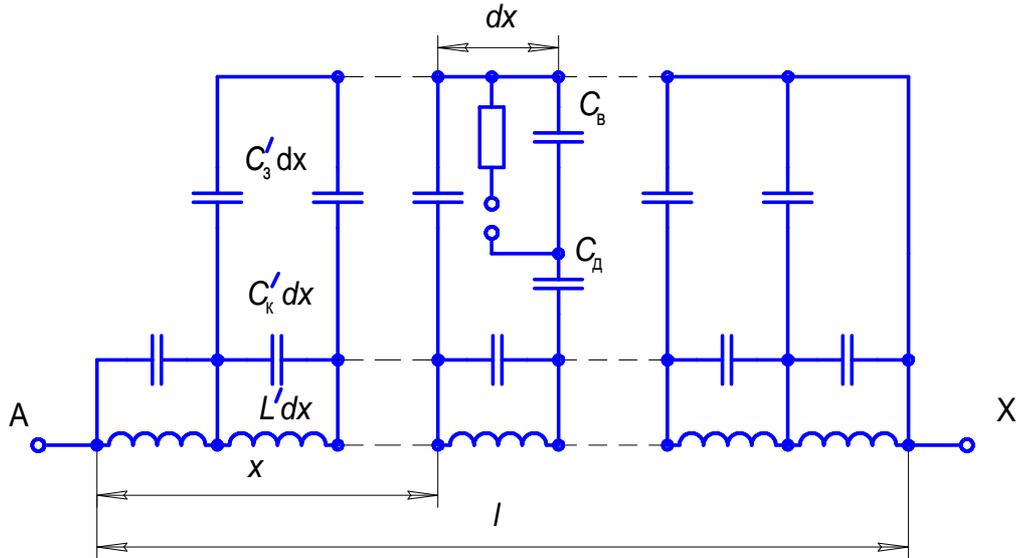


Рис. 15.9. Эквивалентная схема замещения обмотки трансформатора при возникновении ч.р. на расстоянии x от ее начала

обмотки при ч.р. в какой либо другой точки обмотки (на расстоянии x от начала обмотки). Коэффициент S равен

$$S = \frac{\text{sh } \alpha_T}{\text{sh}(1-n)\alpha_T},$$

где $n = x / l$ – доля обмотки от линейного конца А до места возникновения ч.р.;

$$\alpha_T = l \sqrt{\frac{C'_3}{C'_K}} = \sqrt{\frac{C_3}{C_K}}.$$

Скачек напряжения, образующийся на линейном конце обмотки за счет прохождения импульса ч.р. по системе емкостей обмотки, может быть существенно (в десятки раз) меньше скачка напряжения в месте возникновения ч.р., если последний произошел на большом расстоянии от линейного конца.

На измерительном элементе кроме скачка напряжения возникает колебательная составляющая, распространяющаяся по обмотке главным образом за счет взаимоиндукции между элементами обмотки (между катушками и витками). Эта составляющая при распространении по длине обмотки затухает значительно слабее.

15.6. Особенности схем регистрации характеристик частичных разрядов, основанных на измерении тока, протекающего во внешнем контуре

Как было указано в п.15.4, измерение кажущегося заряда ч.р. может быть произведено путем измерения тока во внешнем контуре. В таких схемах часто для измерения тока во внешнем контуре используется либо достаточно мало активное сопротивление R ($\tau_{cx} \ll t_{ч.р.}$), либо высокочастотный трансформатор тока, который представляет собой тороидальный сердечник из высокочастотного феррита с обмоткой, охватывающий провод внешнего контура (чаще всего

провод, соединяющий объект или соединительный конденсатор с землей). Кажущийся заряд ч.р. можно определить в результате интегрирования тока в измерительном контуре по времени с внесением поправочного коэффициента, учитывающего соотношение между емкостью испытуемого объекта C_x и соединительной емкостью C_0 . При применении измерительного трансформатора тока должны быть выполнены условия, необходимые для измерения тока: нагрузочное сопротивление должно быть существенно меньше индуктивного сопротивления вторичной обмотки трансформатора тока в области используемого диапазона частот. При выполнении этих условий заряд Q_R , протекающий во внешнем контуре через измерительное сопротивление определяется (15.8), а кажущийся заряд ч.р. с учетом (15.9) – выражением (15.10). При этом для определения кажущегося заряда в ИУ должен быть предусмотрен интегрирующий элемент.

Кажущийся заряд может быть также определен по амплитуде сигнала, получаемого схемой регистрации. В обоих случаях связь между амплитудой сигнала и q определяется с помощью градуировки схемы с использованием генератора прямоугольных импульсов, см. п. 15.4.

Как показали исследования, форма импульса тока имеет вид затухающих колебаний, частота которых лежит в диапазоне $5 \cdot 10^6 - 10^8$ Гц. В связи с этим в рассматриваемом случае используется ИУ, имеющее диапазон частот $5 \cdot 10^6 - 10^8$ Гц.

Рассмотренные варианты находят применение при приемо-сдаточных и профилактических испытаниях изоляции высоковольтных конструкций. Как показали результаты измерений, использование высокочастотного метода регистрации характеристик ч.р. в ряде случаев приводил к существенным ошибкам при измерении кажущегося заряда ч.р.

Одна из причин заключается в следующем. В области частот менее $2 \cdot 10^6$ Гц распределение токов между ветвями схемы определяется емкостями элементов схемы, а при $\tau_{cx} \gg t_{ч.р}$, т.е. при достаточно большом сопротивлении $Z = R$ также и сопротивлением, что и отражено на рис. 15.2. В то же время в области частот выше $5 \cdot 10^6$ Гц и при малом сопротивлении R (при $\tau_{cx} \ll t_{ч.р}$) распределение токов между ветвями схемы во многом определяется индуктивностями и волновыми параметрами схемы. Простейшая схема регистрации ч.р. с учетом индуктивностей элементов схемы представлена на рис. 15.10,а, а схема градуировки с учетом индуктивностей – на рис. 15.10,б. Здесь: C_a, C_b, C_d – трехэлементная трехэлементная схема замещения объекта при наличии в нем ч.р. (C_a – емкость части объекта, в котором нет ч.р., C_b – емкость области, в которой возникает ч.р. (включение), C_d – емкость диэлектрика, расположенная последовательно с включением); C_0 – емкость соединительного конденсатора; $C_{вх}$ – емкость входа измерительного устройства; C_r – емкость градуировочного конденсатора; R – измерительное сопротивление; R_k – сопротивление канала ч.р.; ИУ – измерительное устройство; G – генератор прямоугольных импульсов; R_r –

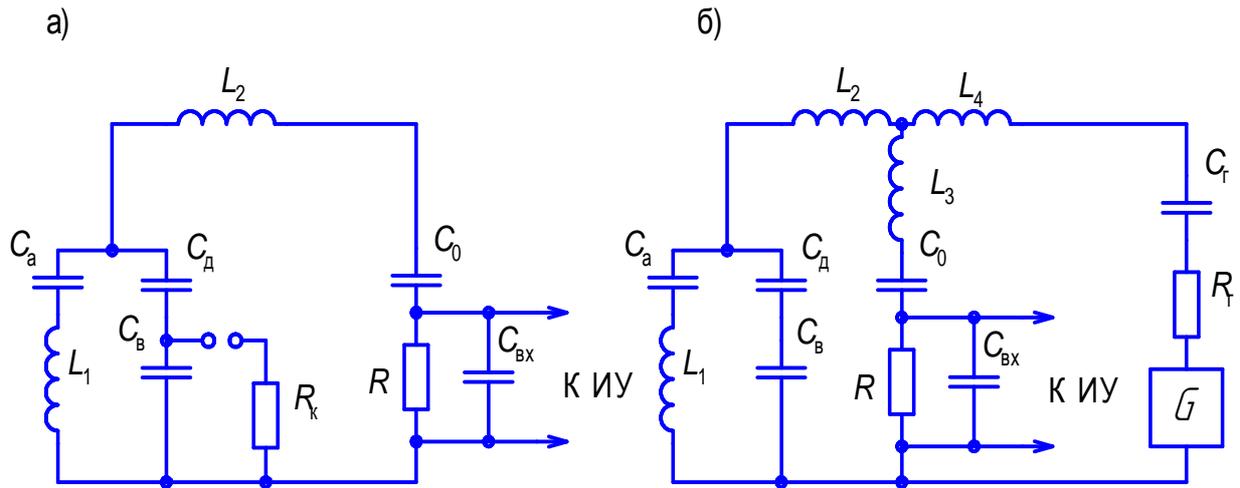


Рис. 15.10. Простейшие схемы: а – регистрации ч.р.; б – градуировки

внутреннее сопротивление генератора прямоугольных импульсов; $L_1 - L_4$ – индуктивности элементов схемы.

В первом случае, т.е. в области частот менее $2 \cdot 10^6$ Гц при достаточно большом сопротивлении R , импульс напряжения на нем имеет аperiodическую форму (см. рис. 15.11,а). Во втором случае, в области частот выше $5 \cdot 10^6$ Гц и при малом сопротивлении R импульс тока, протекающего во внешнем контуре, имеет форму затухающих синусоидальных колебаний (см. рис. 15.11,б) и для правильной регистрации тока во внешнем контуре необходимо выполнить соотношение $\tau_{сх} \ll T_0$, где T_0 – период колебаний внешнего контура.

В результате влияния индуктивностей амплитуда тока во внешнем контуре (в ветви включения R или трансформатора тока) при ч.р. в испытуемом объекте уменьшается. В то же время при градуировке, проводимой по эквивалентной схеме рис. 15.10,б, за счет ограничения тока в цепи испытуемого объекта индуктивностью цепи объекта тока амплитуда тока в цепи R увеличивается. Это приводит к значительному уменьшению масштабного коэффициента в соответ-

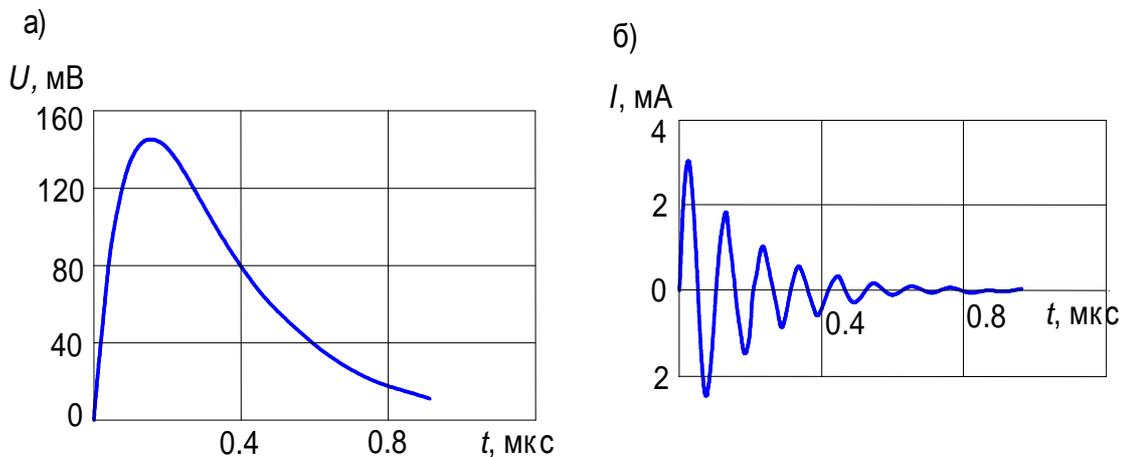


Рис.15.11. Формы импульса на линейном конце обмотки: а – при $\tau_{сх} \gg \tau$; б – при $\tau_{сх} \ll \tau$

ствии с (15.15) и значительному занижению измеряемого q

Вторая причина заключается в том, что если ч.р. имеет длительность τ порядка 10^{-6} с, что характерно для мощных ч.р. ($q = 10^{-7} - 10^{-6}$ Кл), то их частотный спектр в основном лежит в диапазоне частот ниже $1/\tau < 10^6$ Гц и не используется ИУ. Это также приводит к занижению измеряемого q .

Третья причина заключается в том, что кажущийся заряд должен определяться по (15.10), путем интегрирования сигнала, поступающего на вход измерительного устройства. При колебательной слабозатухающей форме сигнала тока в измерительном контуре его интегрирование приводит к значительным ошибкам, особенно если это интегрирование производится в ограниченном интервале времени, что обычно имеет место.

Перечисленные выше причины приводят к тому, что при регистрации слабых ч.р., имеющих длительность порядка 10^{-8} с, как с помощью схем с большим измерительным сопротивлением и ИУ, работающим в диапазоне частот $10^4 - 2 \cdot 10^6$ Гц, так и с помощью регистрации тока во внешнем контуре с ИУ, работающим в диапазоне частот $5 \cdot 10^6 - 10^8$ Гц, дают близкие результаты. Однако при регистрации мощных ч.р., имеющих длительность порядка 10^{-6} с, использование ИУ, работающего в диапазоне частот $5 \cdot 10^6 - 10^8$ Гц, приводит к значительному занижению (в десятки и сотни раз) измеряемого кажущегося заряда ч.р.

В этом случае трансформаторы, имеющие значительные повреждения в изоляции, могут быть признаны хорошими, что может в дальнейшем привести к авариям в процессе эксплуатации.

ВЫСОКОВОЛЬТНЫЕ ИСПЫТАНИЯ

16. ВЫСОКОВОЛЬТНЫЕ ИСПЫТАНИЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ

16.1. Общие характеристики испытаний

В процессе разработки, производства и эксплуатации изоляция электрооборудования подвергается типовым, приемосдаточным, периодическим и профилактическим испытаниям.

Типовые испытания проводятся на головных образцах или на образцах из первой производственной партии с целью оценки соответствия характеристик нового типа изделия требованиям стандарта или технических условий. Типовые испытания также проводятся полностью или частично в случае изменения конструкции изоляции или технологического процесса изготовления электрооборудования, а также замены применяемых материалов, если указанные изменения могут снизить электрическую прочность изоляции. Объем испытания устанавливается предприятием-изготовителем в зависимости от характера изменений.

Приемосдаточным испытаниям подвергается каждый образец при выпуске с предприятия-изготовителя.

Периодические испытания проводятся на каждом выпускаемом типе оборудования по истечении промежутка времени, указанного в соответствующем стандарте. Они служат для проверки качества и стабильности характеристик изоляции изделия и соответствия их требованиям стандартов или ТУ. Испытания у потребителя проводятся по программе приемо-сдаточных испытаний. При этом в соответствии с ГОСТ 1516.3–96 испытательные напряжения должны составлять не более 90 % заводского испытательного напряжения, а для керамических изоляторов – 100 %.

Профилактические испытания проводятся в процессе эксплуатации электрооборудования, целью которых является своевременное выявление развивающихся дефектов, которые могут привести к возникновению аварии. Установление типичных для данной изоляции дефектов, определение связи между электрическими характеристиками изоляции и возникающими дефектами, разработка и применение различных способов выявления дефектов и методов восстановления дефектной изоляции являются мероприятиями контроля и профилактики изоляции.

В данном разделе будут рассмотрены приемосдаточные и типовые испытания электротехнического оборудования.

К приемо-сдаточным испытаниям относятся:

– одномоментные переменным напряжением;

– напряжением полного грозового импульса для внутренней изоляции линейных концов обмоток ВН и СН силовых трансформаторов и автотрансформаторов класса 750 кВ:

– длительным переменным напряжением с измерением характеристик частичных разрядов для внутренней изоляции трансформаторов и шунтирующих реакторов классов 220 кВ и выше, изоляции вводов на напряжение 110 кВ и выше;

– переменным напряжением с измерением характеристик частичных разрядов для внутренней изоляции конденсаторов связи, вводов классов напряжения 110 кВ и выше, трансформаторов тока, трансформаторов напряжения с твердой изоляцией классов 3 кВ и выше, а также заполненных жидким или газообразным диэлектриком с элементами литой изоляции классов 110 кВ и выше и главных цепей КРУЭ.

К типовым испытаниям относятся

– напряжением грозового импульса (кроме случаев, указанных для приемосдаточных испытаний);

– напряжением коммутационных импульсов;

– выдерживаемое напряжение при плавном подъеме в сухом состоянии;

– выдерживаемое напряжение при плавном подъеме под дождем;

– испытание внешней загрязненной и увлажненной изоляции;

– испытание изоляции на стойкость к тепловому пробоя;

– испытание электрооборудования переменным напряжением с измерением радиопомех;

– испытание внешней изоляции переменным напряжением на отсутствие видимой короны.

– на стойкость в отношении теплового пробоя;

– на отсутствие видимой короны для внешней изоляции.

Кроме того, при испытании грозвым или коммутационным импульсами, при плавном подъеме переменного напряжения и при испытании загрязненной и увлажненной изоляции могут применяться:

– метод «вверх-вниз» для определений 50 % -го разрядного напряжения;

– метод разрядного напряжения (применяется для определения выдерживаемого напряжения для отдельного испытания самовосстанавливающейся внешней изоляции и испытания между контактами газонаполненных выключателей);

Значения классов, наибольших рабочих и испытательных напряжений для оборудования 3–750 кВ в соответствии с ГОСТ 1516.3–96 приведены в таб. 16.1–16.4.

Т а б л и ц а 16.1

Значения классов $U_{ном}$ и наибольших рабочих напряжений $U_{н.р}$, кВ

$U_{ном}$	1	3	6	10	15	20	24	27	35	110	150	220	330	500	750
$U_{н.р}$	1.1	3,6	7.2	12	17.5	24	26.5	30	40.5	126	172	252	363	525	787

Нормированные испытательные напряжения электрооборудования классов напряжения 3–35 кВ, кВ

Таблица 16.2

Класс напряжения		Уровень изоляции ¹⁾		Испытательное напряжение внутренней и внешней изоляции, кВ					
				Грозового импульса		кратковременное (одноминутное)		переменное	
		полного	срезанного	в сухом состоянии		под дождем ³⁾			
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
	Электрооборудование относительно земли и между фазами (полюсами) ²⁾ , между контактами выключателей и КРУ с одним разрывом на полюс								
3	а	40	46	50	10	10	12	10	12
	б								
6	а	60	70	70	20/28 ⁴⁾	20	23	20	23
	б								
10	а	75	85	90	28/38 ⁴⁾	28	32	28	38
	б								
15	а	95	110	115	38/50 ⁴⁾	38	45	38	45
	б								
20	а	125	145	150	50	50	60	50	60
	б								
24	а	150	165	175	60	60	70	60	70
	б								
27	а	170	190	200	65	65	85	65	75
	б								
35	а	190	220	220	80	80	95	80	95
	б								

Примечания: ¹⁾ – уровень изоляции оборудования: а – бумажно-масляная и литая, разработанная с требованием проверки на отсутствия ч.р., для остального – устанавливается соглашением между изготовителем и потребителем; б – без требования проверки на ч.р.; ²⁾ – для трехфазного исполнения; ³⁾ – для категории размещения 1 (кроме силовых трансформаторов и реакторов); ⁴⁾ – в знаменателе указаны значения для опорных изоляторов категории размещения 2, 3, 4, в числителе – для изоляции остального оборудования.

Таблица 16.3
Нормированные испытательные напряжения электрооборудования классов напряжения от 110 до 220 кВ, кВ

Класс напряжения	Испытательное напряжение внутренней и внешней изоляции, кВ													
	Грозового импульса						кратковременное (одноминутное) переменное							
	полного						в сухом состоянии и под дождем ¹⁾							
Силловые трансформаторы, шунтирующие реакторы	Трансформаторы напряжения, конденсаторы связи, токоограничивающие реакторы	Трансформаторы тока, аппараты ²⁾	Изоляторы	Выключатели с повышенным уровнем изоляции	Выключатели без повышения уровня изоляции	Разъединители, предохранители	срезанного		относительной земли и между фазами	в сухом состоянии		Изоляторы относительно земли	Между контактами разъединителей и предохранителей	
							Силловые трансформаторы, шунтирующие реакторы	Электромашинные трансформаторы на напряжение		Силовые трансформаторы, шунтирующие реакторы	Силовые трансформаторы, шунтирующие реакторы			
относительной земли и между фазами (полносами)		между контактами		относительной земли и между фазами		относительной земли и между фазами		Между фазами		относительной земли				
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
110	480		450	450/550 ³⁾	520	450	570	550	550	200	200	200/230 ⁴⁾	200/230 ³⁾	230
150	550		650		750	650	790	600	750	230	275	275/300 ⁴⁾	275	315
220	750	950	900	950	1050	900	1100	835	1100	325	395	395/440 ⁴⁾	395	460

П р и м е ч а н и я: ¹⁾ – под дождем для электрооборудования категории размещения 1 (кроме силовых трансформаторов, реакторов и изоляции между контактами разъединителей); ²⁾ – для аппаратов трехполусного исполнения и также между полюсами; ³⁾ – в знаменателе указаны значения для вводов, в числителе – для других изоляторов; ⁴⁾ – в знаменателе указаны значения для испытания в сухом состоянии аппаратов с немасляной изоляцией без проверки качества выполнения изоляции на отсутствия ч.р. или другими дополнительными методами, в числителе – для остального электрооборудования, а также для испытания под дождем.

Т а б л и ц а 16.4
Нормированные испытательные напряжения электрооборудования классов напряжения от 330 до 750 кВ, кВ

Класс напряжения	Испытательное напряжение внутренней и внешней изоляции, кВ																							
	Грозового импульса						срезанного						коммутационного импульса в сухом состоянии и под дождем ²⁾					кратковременное (одноминутное) переменное						
	Силовые трансформаторы		Шунтирующие реакторы, электромагнитные трансформаторы напряжения, трансформаторы тока, изоляторы, аппараты, конденсаторы связи		Между выключателями разъединителями		Силовые трансформаторы		Шунтирующие реакторы, электромагнитные трансформаторы напряжения		Электроборудование относительно земли		Между фазами силовых трансформаторов (внутренняя изоляция)		Между контактами выключателей и разъединителей		Относительно земли		Силовые трансформаторы шунтирующие реакторы		Электромагнитные трансформаторы напряжения		Между контактами выключателей и разъединителей	
а	б	а	б	а	б	а	б	а	б	а	б	а	б	а	б	а	б	а	б	а	б	а	б	
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17								
330	а	950	1050		1255	1050	1175	850	1275	950	1245	395	525	460	460	510/560 ⁵⁾	750							
	б	1050	1175		1380	1450	1150	1300	950	1425	1245	460	575	460	460	510/560 ⁵⁾	750							
500	а	1300	1425		1425	1725	1400	1550	1050	1575	1330	570	800	630	630	680/760 ⁵⁾	1030							
	б	1550	1675	1550	1550	2050	1650	1800	1230	1845	1660	630	830	630	630	680/760 ⁵⁾	1030							
750	а	1800	1950		1950	2250	1950	2100	1425	2400	2000/1675 ⁴⁾	750	1100	—	830	1250/950 ⁴⁾								
	б	2100	2250	2100	2100	2400	2250	2400	1550/1675 ³⁾	2550	2250/1800 ⁴⁾	800/900 ³⁾	1250	—	950	1400/1100 ⁴⁾								

Примечания: ¹⁾ – уровень изоляции; а – при применении для защиты ОПН, б – при применении для защиты вентиляционных разрядников; ²⁾ – под дождем для электрооборудования категории размещения 1 (кроме силовых трансформаторов, шунтирующих реакторов и изоляции между контактами разъединителей); ³⁾ – в знаменателе указаны значения для шунтирующих реакторов, в числителе – для остальных электрооборудования; ⁴⁾ – в числителе указаны значения для выключателей, в знаменателе – для разъединителей; ⁵⁾ – в знаменателе указаны значения для аппаратов с немагнитной изоляцией без проверки качества выполнения изоляции на отсутствия ч.р. или другими дополнительными методами, в числителе – для остальных электрооборудования.

16.2. Испытания напряжением промышленной частоты

При испытаниях напряжением промышленной частоты предъявляются следующие требования к испытательному напряжению и параметрам отдельных элементов испытательных установок. Прежде всего обращается внимание на отсутствие значительных искажений в форме кривой за счет наличия высших гармонических. Отношение амплитудного значения напряжения к действующему должно составлять $\sqrt{2} \pm 0.07$ (согласно нормам МЭК оно равно $\sqrt{2} \pm 0.05$), а частота испытательного напряжения 50 ± 5 Гц.

Такие жесткие требования к форме воздействующего напряжения определяются необходимостью получения достоверных результатов испытаний. При существенном отличии испытательного напряжения от синусоидального результаты испытаний будут иметь большую погрешность, так как форма кривой напряжения предопределяет характер образования объемного заряда и его внедрение внутрь промежутка, развитие частичных разрядов (ч.р.) в изоляции, что в итоге оказывает влияние на разрядное или пробивное напряжение.

За значение испытательного напряжения принимают условное действующее значение напряжения, определенное делением измеренного амплитудного значения на $\sqrt{2}$. При испытании напряжением ниже 150 кВ, приложенным от внешнего источника, допускается определять значение испытательного напряжения по его действующему значению, измеренному, например, электростатическим вольтметром, если отношение амплитудного значения к действующему лежит в пределах $\sqrt{2} \pm 0.028$.

В целях защиты испытуемого объекта от случайного чрезмерного повышения напряжения параллельно испытуемому объекту допускается присоединять шаровой разрядник с пробивным напряжением, равным 110–120 % испытательного. Рекомендуются между разрядником и испытуемым объектом включать защитный резистор.

Перед приложением к испытуемому объекту нормированного испытательного напряжения проводят градуировку испытательной установки при присоединенном объекте. Для объектов с самовосстанавливающейся изоляцией градуировку проводят при напряжении 90–100 % нормированного испытательного, а для несамовосстанавливающейся изоляции – при напряжении не менее 50 % нормированного испытательного.

При проведении испытаний изоляционных конструкций напряжением промышленной частоты существенное значение имеет мощность испытательной установки. Так, при неэнергоемких испытаниях, например, воздушных промежутков или сухой наружной изоляции, действующее значение тока короткого замыкания на стороне высшего напряжения испытательной установки должно составлять не менее 0.3 А (для жидкой и твердой изоляции – не менее 0.1 А).

При испытаниях загрязненной и увлажненной изоляции мощность испытательной установки должна быть существенно больше, с тем, чтобы уменьшить падение напряжения на внутреннем сопротивлении источника при протекании тока утечки по испытуемому изолятору (снижение напряжения на испытуемом объекте не должно превышать 10 %). При таких испытаниях ток короткого замыкания должен составлять не менее 5 А (по МЭК – не менее 6 А).

При испытании изоляции, кроме газовой, суммарная емкость испытываемого объекта и дополнительных элементов, установленных параллельно объекту (делителя напряжения, измерительного шарового разрядника), а также специально добавочной емкости должна быть не менее 500 пФ (по МЭК – не менее 1000 пФ). В лаборатории источник напряжения промышленной частоты не может обеспечить необходимых условий развития разряда, поскольку обладает значительной индуктивностью, а в некоторых случаях отделен от объекта значительным сопротивлением. Поэтому для правильного воспроизведения условий развития разряда и подключается специальная емкость параллельно испытываемому объекту, если недостаточна емкость самого объекта и измерительных устройств.

Метод испытания одномоментным напряжением. Нормированное испытательное одномоментное напряжение прикладывается к изоляции однократно. При испытании объекта напряжением, приложенным от внешнего источника, длительность выдержки должна быть 1 мин. Для электрооборудования класса напряжения 220 кВ и ниже с основной органической твердой изоляцией (кроме бумажно-масляной) или изоляцией из кабельных масс длительность выдержки должна быть увеличена до 5 мин.

Проведение испытаний силовых трансформаторов и реакторов повышенным напряжением затрудняется из-за насыщения стали их магнитопроводов. Поэтому такие испытания для трансформаторов на номинальное напряжение 110 кВ и выше производятся возбуждением напряжения в испытываемой обмотке при питании трансформатора со стороны обмотки низшего напряжения от специального генератора повышенной частоты (чаще всего $f = 225$ Гц). Так как при этом возрастает число периодов, воздействующих на изоляцию за время испытания, то в этом случае длительность воздействия напряжения на изоляцию трансформатора или реактора сокращается. При наиболее широко распространенной длительности испытания 1 мин время испытания определяется формулой

$$t_{\text{исп}} = 60 \cdot 100 / f,$$

где $t_{\text{исп}}$ – в с; f – в Гц.

Для правильной оценки величины разрядного или пробивного напряжения изоляции необходимо, чтобы нарастание испытательного напряжения производилось плавно. С другой стороны, для сокращения времени на проведение испытаний целесообразно иметь возможность быстрого подъема напряжения вблизи нуля, т.е. при напряжениях, значительно меньших разрядного напряже-

ния. Поэтому ГОСТ 1516.3–96 допускает произвольную скорость подъема напряжения до 1/3 испытательного (причём указанное напряжение может быть даже приложено толчком). Дальнейшее повышение напряжения должно быть плавным и быстрым, но позволяющим при напряжении более 3/4 испытательного производить отсчет показаний измерительных приборов. После достижения требуемого значения и выдержки при этом значении в течение нормированного времени напряжение должно быть снижено до нуля, либо при значении равном или меньшем 1/3 испытательного должно быть произведено отключение. Внутренняя изоляция конструкций испытывается однократным приложением нормированного испытательного напряжения с выдержкой в течение 1 или 5 минут.

Если при этом не произошел полный пробой и не появились недопустимые повреждения, которые могут быть определены по результатам последующих измерений $tg\delta$ и характеристик ч.р., то изоляция считается выдержавшей испытания.

Испытания длительным переменным напряжением. Испытания производятся напряжением частоты 50 Гц или повышенной частоты, но не более 400 Гц, с действующим напряжением для силовых трансформаторов и шунтирующих реакторов, указанным в таб. 16.5.

Т а б л и ц а 16.5

Нормированные испытательные длительные переменные напряжения внутренней изоляции силовых трансформаторов и шунтирующих реакторов

Класс напряжения, кВ	Испытательное длительное напряжение относительно земли обмотки ВН, кВ	
	трансформатора	реактора
220	220	-
330	295	-
500	425	425/350*
750	635	635/500*

П р и м е ч а н и е *– указанные в знаменателе значения устанавливаются по соглашению между изготовителем и потребителем.

Испытание должно проводиться приложением непосредственно или путем индуктирования в испытываемом трансформаторе к линейному концу обмотки ВН силового трансформатора или шунтирующего реактора напряжения, указанного в табл. 16.5. Длительность выдержки испытательного напряжения должна быть при типовых испытаниях 1ч; при приемо-сдаточных испытаниях для электрооборудования 220–500 кВ – не менее 0.5 ч, для класса 750 кВ – не менее 1ч.

При испытаниях длительным переменным напряжением должно производиться измерение характеристик ч.р.

Силовой трансформатор или шунтирующий реактор, при испытании которого интенсивность ч.р. во внутренней изоляции на стороне испытываемой обмотки не превысила $3 \cdot 10^{-10}$ Кл при испытании длительным переменным напряжением, равным $1.4 \frac{U_{н.р.}}{\sqrt{3}}$, или $5 \cdot 10^{-10}$ Кл при испытании длительным пере-

менным напряжением, равным $1.5 \frac{U_{н.р.}}{\sqrt{3}}$, считается выдержавшим испытание, где $U_{н.р.}$ – наибольшее рабочее (линейное) напряжение электрооборудования.

Внутренняя изоляция вводов в силовые трансформаторы и шунтирующие реакторы классов 110 кВ и выше должна выдерживать испытание длительным переменным напряжением, равным $1.5 \frac{U_{н.р.}}{\sqrt{3}}$. Напряжение должно быть плавно

поднято до нормированного значения, а затем выдержано в течение 0.5 ч вне зависимости от его частоты. Изолятор считается выдержавшим испытание, если интенсивность ч.р. во время выдержки напряжения не превысила значение 10^{-10} Кл.

Определение выдерживаемого напряжения при плавном подъеме внешней изоляции в сухом состоянии и внутренней газовой, имеющей элементы с несамовосстанавливающейся изоляцией, проводятся методом трехкратного приложения нормированного напряжения при плавном подъеме без последующей выдержки. Скорость подъема напряжения описана при изложении метода испытания одноминутным напряжением. Интервал времени между приложениями – не менее 1 минуты. Объект считается выдержавшим испытания, если не произошло ни одного полного разряда. Если произошел 1 полный разряд, то испытание должно быть повторено при шестикратном приложении напряжения. Если при повторном испытании не произошло ни одного разряда, то изоляция считается выдержавшей испытания.

Определение выдерживаемого напряжения внешней изоляции при плавном подъеме под дождем проводится методом трехкратного приложения нормированного напряжения при плавном подъеме, как и при испытании в сухом состоянии. Перед испытанием объект должен быть установлен в рабочее положение и на него должен падать дождь равномерной капельной структуры под углом 45° к горизонтали с силой $3 \pm 0,3$ мм/мин и удельным сопротивлением воды 100 ± 10 Ом·м, измеренном при 20°C . Определение силы дождя выполняется в течение не менее 30 с при помощи водосборника с горизонтальным отверстием площадью от 100 до 750 см^2 . Водосборник вносится в область дождя как можно ближе к объекту, но так, чтобы в него не попадали отраженные капли воды. Напряжение прикладывается к объекту после его предварительного пребывания под дождем в течение не менее минуты.

дования классов от 3 до 35 кВ и $1.1 \frac{U_{н.р.}}{\sqrt{3}}$ – классов 110 кВ и выше.. Испытание проводят, как правило, на полностью собранных изделиях.

Испытание электрооборудования переменным напряжением с измерением радиопомех проводят с изоляцией в сухом состоянии при относительной влажности воздуха не более 80 %. Непосредственно перед проведением испытания изолирующие поверхности должны быть протерты чистой сухой тканью для удаления волокон и пыли. Испытание следует проводить не ранее, чем через 2 часа после других испытаний данного объекта. Внешний фон радиопомех должен быть не менее чем на 6 дБ ниже нормированного уровня радиопомех.

Уровень радиопомех (напряжение в микровольтах) должен быть измерен после выдержки в течение 5 мин напряжения $1.1 \frac{U_m}{\sqrt{3}}$, где U_m – наибольшее ли-

нейное напряжение электрооборудования. Измерения следует проводить на частоте 500 ± 50 кГц. Могут быть использованы и другие частоты в диапазоне 0.5–2 МГц, если это указано в НД на электрооборудование отдельных видов. Объект считается выдержавшим испытание, если уровень радиопомех при указанном напряжении не превосходит нормированное значение, указанное в стандартах на электрооборудование отдельных видов.

Испытание внешней изоляции переменным напряжением на отсутствие видимой короны проводятся для трансформаторов напряжения и тока, аппаратов, конденсаторов связи и изоляторов в сухом состоянии в затемненном помещении, а на открытых площадках – в ночное время. Отсутствие видимой короны определяют визуально или фотографированием. При визуальном наблюдении для выявления возможных мест коронирования значение напряжения на испытываемом объекте поднимают плавно до 110–120 % нормированного напряжения относительно земли, затем снижают до нормированного значения, а при фотографировании поднимают до нормированного значения и выдерживают его 5 мин. Объект считается выдержавшим испытание, если при нормированном значении напряжения отсутствовала видимая корона или наблюдалась визуально или на фотографии только слабая корона без значительных стримеров, возникающих в отдельных точках. Нормированное напряжение при этих испытаниях принимается равным: $1.1 \frac{U_{н.р.}}{\sqrt{3}}$.

Испытания с измерением характеристик частичных разрядов. Измерения характеристик ч.р. должны проводиться приложением к испытываемой изоляции в течение 10 с переменного напряжения, предварительное значение которого должно быть равно $1.3 U_{н.р.}$ для электрооборудования классов 3–35 кВ, $1.05 U_{н.р.}$ – классов 110 кВ и выше. Затем напряжение должно быть без отклю-

чения снижено до $1.1 \frac{U_{н.р.}}{\sqrt{3}}$ и выдержано в течение не менее 1 мин; при этом должно производиться измерение интенсивности ч.р., допустимое значение которого должно быть не более:

– для трансформаторов тока и напряжения с твердой изоляцией $5 \cdot 10^{-11}$ Кл; для трансформаторов тока и напряжения для изоляции главных с масляной изоляцией 10^{-11} Кл;

– для изоляции главных цепей КРУЭ 10^{-11} Кл.

Повторные испытания на предприятии-изготовителе по требованию заказчика производятся по программе приемо-сдаточных испытаний. При этом испытательное напряжение (кроме длительного переменного) должно составлять:

– 100 % для электрооборудования от 3 до 15 кВ и для керамических изоляторов всех классов напряжения;

– 90 % для электрооборудования, кроме керамических изоляторов, классов напряжения от 20 до 750 кВ.

Испытания у потребителя допускается одноминутным переменным напряжением для оборудования, не вводившегося в эксплуатацию и находящегося в пригодном для эксплуатации состоянии. При этом испытательное напряжения не должно превышать 90 %, а для керамических изоляторов 100 % одноминутного испытательного напряжения. Длительность приложения испытательного напряжения должна быть не более 1 мин вне зависимости от вида основной изоляции.

16.3. Испытания изоляции импульсными напряжениями

Испытания изоляции производятся стандартными грозовыми импульсами – полным и срезанным и стандартными коммутационными импульсами. Испытания внутренней изоляции производятся приложением трех полных и трех срезанных импульсов заданных значений напряжения положительной и отрицательной полярности. Изоляция считается выдержавшей испытания, если не произошел полный пробой и не наблюдались недопустимые повреждения, которые могут быть определены по искажению прикладываемого импульса или по результатам последующих измерений $tg\delta$ или характеристик ч.р.

При испытании силовых трансформаторов, трансформаторов напряжения и реакторов для обнаружения недопустимых повреждений изоляции в качестве основного применяют метод, основанный на изменении при повреждении изоляции формы колебаний напряжений и токов в обмотках при приложении к испытываемой обмотке импульса напряжения. При сомнениях в интерпретации искажений формы колебаний допускается приложить дополнительно от одного до трех импульсов испытательного напряжения.

Испытания внешней и внутренней газовой изоляции производятся 15-ударным приложением полных и срезанных грозовых импульсов обеих полярностей. При испытании внешней изоляции поверхность изоляторов должна быть чистой и сухой, а испытательные напряжения приведены к фактическим условиям испытания. Эти приведения в соответствии с ГОСТ 1516.3–96 производятся следующим образом.

Испытания считаются успешными, если произошло не более двух полных разрядов в каждой серии из 15 приложенных импульсов.

При испытании полным импульсом допускается параллельно испытываемому объекту присоединять шаровой разрядник с разрядным напряжением 115–120 % прикладываемого испытательного напряжения в случае испытания силовых трансформаторов, трансформаторов напряжения и реакторов и 105–110 % – в случае испытания другого оборудования. При испытании на шаровом разряднике не должно быть разряда.

Выдерживаемое напряжение определяется по формуле

$$U_{\text{выд}} = U_{\text{ср}}(1 - 1.3\sigma^*), \quad (16.1)$$

где $\sigma^* = \sigma/U_{0.5}$ – стандартное отклонение в относительных единицах (коэффициент вариации); $U_{0.5}$ – 50%-ное разрядное напряжение, которое при нормальном законе распределения пробивных и разрядных напряжений равно среднему их значению $U_{\text{ср}}$.

Для определения выдерживаемого напряжения используются результаты измерения 50%-ного разрядного напряжения. Значение $U_{0.5}$ может быть определено или методом “вверх-вниз”, описанным в п.5, или методом ступенчатого подъема. При ступенчатом способе испытаний к изоляции на каждой ступени напряжения прикладывается по 10–100 одинаковых импульсов и определяется частота появления разрядов. Полученная зависимость частоты разрядов от напряжения импульса аппроксимируется функцией нормального закона распределения и с помощью статистической обработки определяется $U_{0.5}$ и $\sigma^* = \sigma/U_{0.5}$. Следует отметить, что такие испытания конструкций с элементами несамовосстанавливающейся изоляции возможны только в том случае, когда прочность последних значительно выше, чем прочность газовой изоляции.

При испытании изоляции полным грозовым импульсом используется импульс, форма которого описана в п. 3.1. Для проверки и испытания электрической прочности продольной изоляции трансформаторов, реакторов, электрических машин, а также для испытания внешней изоляции оборудования применяется срезанный импульс, форма которого также описана в п. 3.1.

При испытании изоляции коммутационным импульсом используются стандартные импульсы нескольких форм, описанных в п. 4.1. Испытание изоляции коммутационными импульсами проводится для оборудования на номинальное напряжение 330 кВ и более.

16.4. Испытание методом разрядного напряжения

Испытания внешней и газовой изоляции оборудования, у которого электрическая прочность элементов с несамовосстанавливающейся изоляцией существенно выше испытываемой, при плавном подъеме напряжения промышленной частоты, при грозовых и коммутационных импульсах могут проводиться также методом среднего разрядного напряжения.

Чаще всего испытания проводятся методом 100 % -го разряда. При испытании напряжением промышленной частоты к испытываемому объекту прикладывают серию напряжений, плавно поднимаемых до полного разряда. Интервал между приложениями напряжений – не менее 1 мин. При импульсных испытаниях к испытываемому объекту прикладывается серия импульсов, при которых разряд должен происходить всегда на фронте импульса. При испытании внешней изоляции значение среднего разрядного напряжения определяют с учетом поправочного коэффициента на атмосферные условия.

Изоляция считается выдержавшей испытания, если нормированное испытательное напряжение с вероятностью выдерживания 90 % или среднее разрядное напряжение меньше или равно соответственно фактическому выдерживаемому или оценочному среднему разрядному напряжению. Выдерживаемое напряжение определяется по формуле (16.1). В этой формуле стандартное отклонение σ^* принимают равным:

- для внешней изоляции при напряжении грозового импульса – 0.03;
- для элегазовой аппаратной изоляции при давлении 0.3–0.4 МПа при напряжении грозового импульса – 0.05, при напряжении коммутационного импульса – 0.06;
- для внешней изоляции при напряжении коммутационного импульса в зависимости от типа межэлектродного промежутка:
 - кольцо (экран) – плоскость (земля), в том числе при наличии опорной конструкции из изоляторов в этом промежутке – 0.06;
 - стержень – плоскость (неэкранированный нож разъединителя против заземленной плоскости) – 0.06;
 - кольцо – кольцо, горизонтальное расположение (между экранами разъединителя);
 - между экраном одного и того же полюса – 0.06;
 - между экранами соседних полюсов – 0.05;
 - провод в пролете – земля – 0.04;
 - провод – провод в пролете – 0.03;
 - провод – провод параллельно и в пересечении на подстанции – 0.05;
 - провод – опора, экран – опора, экран – траверса – 0.06.

16.5. Испытания методом “вверх-вниз”

Метод испытания «вверх-вниз» предусматривает приложение к объекту одинаковых по форме и различных для каждого из последующих приложений

по значению напряжений в зависимости от результата предшествующего приложения. Если при приложении данного напряжения на объекте испытания произошел полный разряд, то значение напряжения при последующем приложении уменьшается, если же полного разряда не было, то значение напряжения увеличивают. Данный метод испытания применяют преимущественно при испытаниях импульсным напряжением и при испытаниях внешней загрязненной и увлажненной изоляции. Его применяют, главным образом в тех случаях, когда значение стандартного отклонения нормировано и требуется определить только 50 %-е разрядное напряжение.

Разность между соседними уровнями напряжения ΔU принимают равной от $0.5\sigma^*U_{0.5}$ до $2\sigma^*U_{0.5}$. Результаты испытаний представляют в виде ряда возрастающих значений напряжения $U_1, U_2, \dots, U_i, \dots, U_m$, следующих через равные интервалы напряжения ΔU , и соответствующих этим значениям напряжений чисел разрядов $n_1, n_2, \dots, n_i, \dots, n_m$ и отсутствия разрядов $n'_1, n'_2, \dots, n'_i, \dots, n'_m$.

Если суммарное число разрядов N меньше суммарного числа отсутствия разрядов N' , т.е. $\sum_{i=1}^m n_i > \sum_{i=1}^m n'_i$, то оценочное значение напряжения $U_{0.5}$ приближенно определяют по формуле

$$U_{0.5} = U_1 + \Delta U \left[\frac{\sum_{i=1}^m i n_i}{\sum_{i=1}^m n_i} - \frac{1}{2} \right]. \quad (16.2)$$

Если $\sum_{i=1}^m n_i < \sum_{i=1}^m n'_i$, то

$$U_{0.5} = U_1 + \Delta U \left[\frac{\sum_{i=1}^m i n'_i}{\sum_{i=1}^m n'_i} + \frac{1}{2} \right], \quad (16.3)$$

где U_1 – напряжение самой низкой ступени, на которой было не менее двух приложений напряжения, m – полное число ступеней, n_i – суммарное число разрядов на i -той ступени напряжения, $U_i = U_1 + (i - 1)\Delta U$, n'_i – суммарное число отсутствия разрядов на i -той ступени.

Необходимое число приложений напряжения для определения $U_{0.5}$ с заданной точностью и доверительной вероятностью 0.95 при $0.5\sigma^* \leq \Delta U/U_{0.5} \leq 2\sigma^*$ и погрешность определения $U_{0.5}$ вычисляют по приближенным формулам

$$N + N' = 4 \left[\frac{\sigma_H^*}{\delta U_{0.5}} \right]^2 \quad (16.4)$$

$$\delta U_{0.5} = \frac{2\sigma_n}{\sqrt{N + N'}} \quad (16.5)$$

где σ_n^* – относительное значение нормированного стандартного отклонения.

16.6. Общие условия испытаний

Объект испытаний устанавливается на испытательном поле так, чтобы расстояние до посторонних окружающих предметов (стен, ограждений, испытательного оборудования) были не менее 150 % наименьшего изоляционного расстояния во внешней изоляции объекта (в воздухе между заземленными и имеющими высокий потенциал частями объекта испытаний).

При испытании кратковременным переменным напряжением или напряжением коммутационного импульса положительной полярности свыше 750 кВ (амплитудное или максимальное значение) расстояние от имеющей высокий потенциал части объекта до посторонних предметов (находящихся под напряжением или заземленных) должно быть не менее D , указанного на рис. 16.1.

Испытания проводятся на полностью собранном объекте, изоляция которого прошла технологическую обработку, нормально применяемую предприятием-изготовителем для данного электрооборудования.

Атмосферные условия. Нормальными атмосферными условиями испытаний электрической прочности изоляции являются:

- температура воздуха $t_0 = 20$ °С,
- атмосферное давление $P_0 = 101300$ Па (1013 мбар или 760 мм рт. ст.),
- абсолютная влажность $h_0 = 11$ г/м³.

Влажность измеряют с погрешностью не более 1 г/м³. Абсолютная влажность воздуха при испытаниях определяют по показаниям сухого и влажного термометров психрометра согласно рис. 16.2.

При испытании внешней изоляции при атмосферных условиях, отличающихся от нормальных, испытательные, выдерживаемые и разрядные напряжения должны быть приведены к нормальным атмосферным условиям.

Испытательное напряжение U_n , прикладываемое к объекту, должно быть равно нормированному испытательному напряжению $U_{н0}$, умноженному на коэффициент приведения K

$$U_n = U_{н0} K.$$

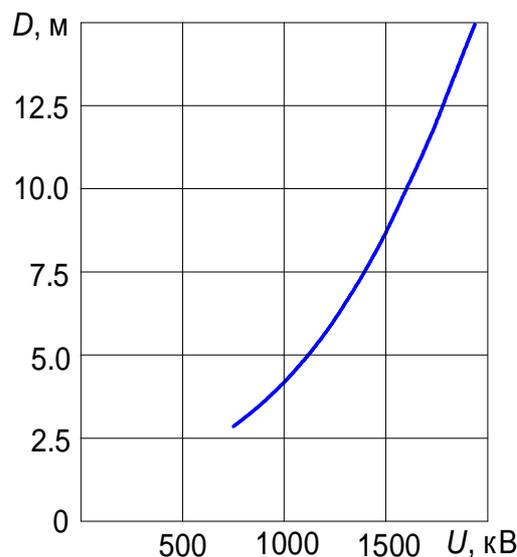


Рис. 16.1. Наименьшее расстояние до посторонних предметов

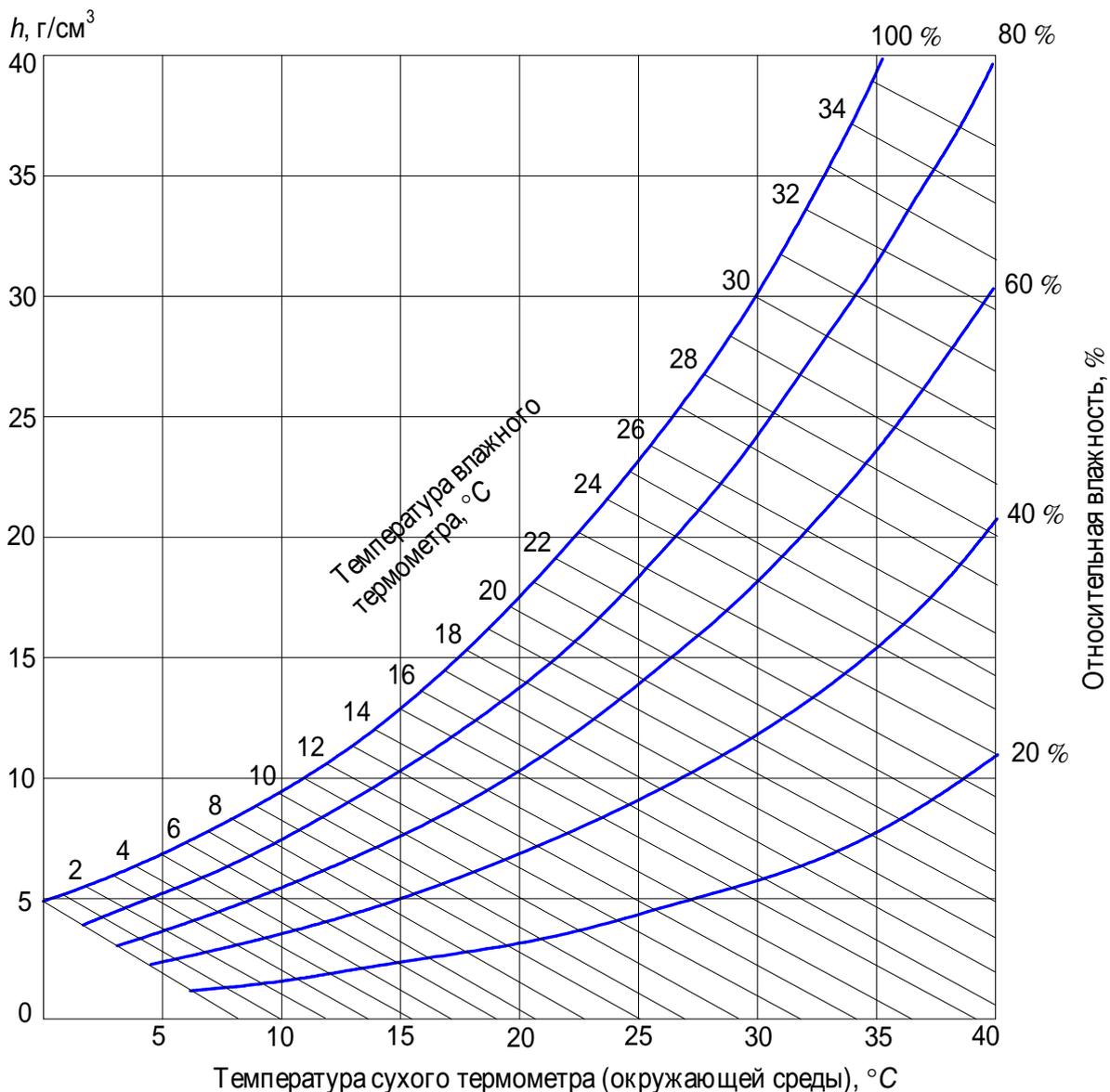


Рис. 16.2. К определению влажности воздуха

Выдерживаемое (разрядное) напряжение $U_{в0}$ ($U_{р0}$), приведенное к нормальным атмосферным условиям, должно быть равно измеренному при испытаниях $U_{ви}$ ($U_{ри}$), деленному на коэффициент приведения K

$$U_{в0} = U_{ви} / K,$$

$$U_{р0} = U_{ри} / K.$$

Коэффициент приведения K равен произведению двух поправочных коэффициентов

$$K = K_1 K_2,$$

где K_1 – поправочный коэффициент на плотность воздуха, K_2 – поправочный коэффициент на влажность воздуха. При испытании изоляции под дождем и в условиях загрязнения поправочный коэффициент на влажность воздуха $K_2 = 1$.

Поправочный коэффициент на плотность воздуха определяется по формуле

$$K_1 = \delta^m,$$

где δ – относительная плотность воздуха при испытании, определяемая по формуле

$$\delta = \frac{P}{P_0} \frac{293}{273 + t},$$

где P – атмосферное давление при испытании, выраженное в тех же единицах, что и нормальное атмосферное давление P_0 ; t – температура воздуха при испытании, °С;

m – показатель степени, зависящий от вида разряда и напряжения, длины и формы разрядного промежутка, атмосферных условий и может быть определен по рис. 16.3 с использованием параметра q , определяемого по формуле

$$q = \frac{U}{500L\delta k} \quad (16.3)$$

где L – длина минимального разрядного промежутка на испытуемом объекте, м;

U – 50 % -е разрядное или ожидаемое разрядное напряжение (кВ) или , когда они неизвестны, 1.1 испытательного напряжения, k – поправочный коэффициент на влажность воздуха.

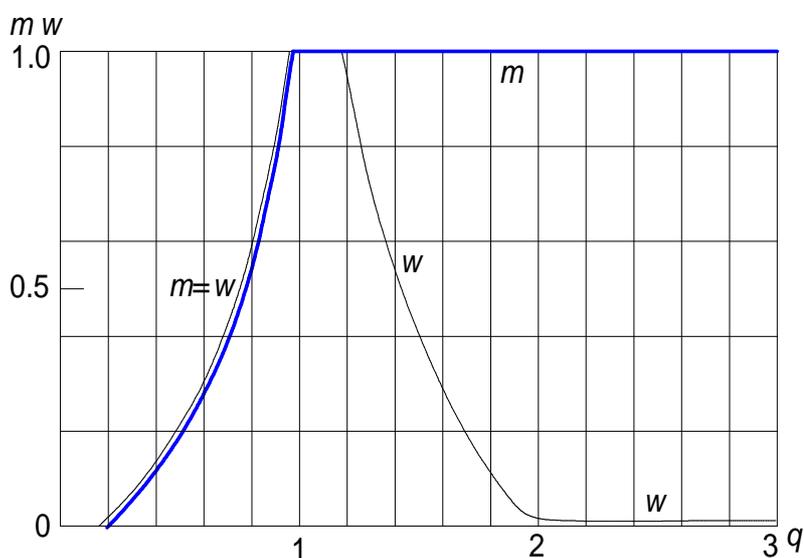


Рис. 16.3. К определению степеней m и w

Поправочный коэффициент на влажность воздуха определяют по формуле

$$K_2 = k^w, \quad (16.4)$$

где w – показатель степени, определение которого рассмотрено ниже; k – вспомогательный параметр, зависящий от вида испытательного напряжения и отношения абсолютной влажности воздуха при испытании h к относительной плотности воздуха δ . Значения параметра k определяют по рис.16.4. Здесь кривые для: 1 – переменного напряжения; 2 – импульсного напряжения; 3 – постоянного напряжения.

В диапазоне значений отношения h/δ от 1 до 15 для импульсного напряжения

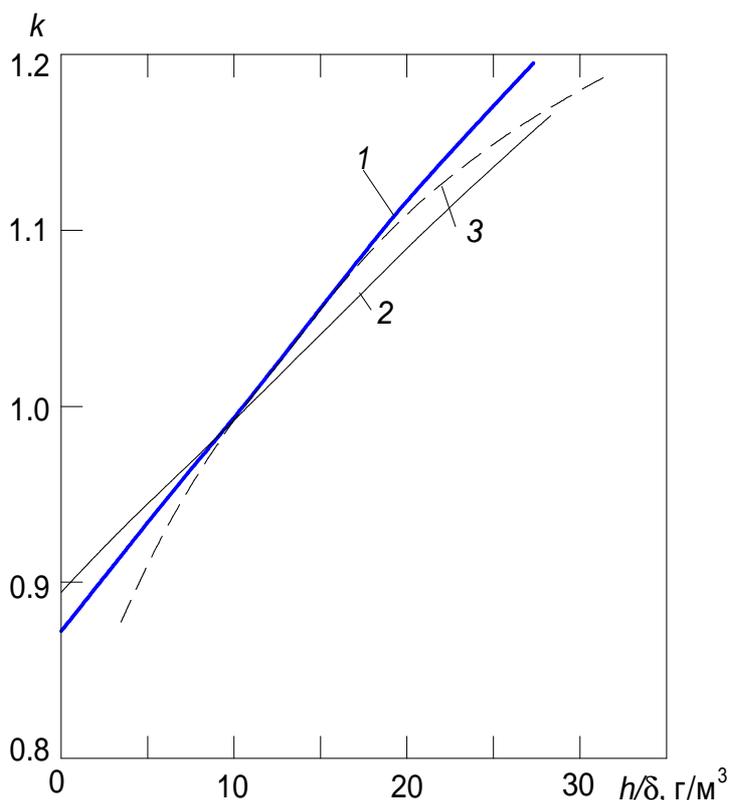


Рис. 16.4. К определению параметра k

$$k = 1 + 0.01 \left[\frac{h}{\delta} - 11 \right];$$

для переменного напряжения

$$k = 1 + 0.012 \left[\frac{h}{\delta} - 11 \right];$$

для постоянного напряжения

$$k = 1 + 0.014 \left[\frac{h}{\delta} - 11 \right].$$

Показатель степени w для поправочного коэффициента в (16.4) на влажность может быть также определен по рис.16.3 с использованием параметра q , определяемого по формуле (16.3).

16.7. Особенности испытаний изоляции силовых кабелей

Программа контрольных испытаний изоляции и нормы различны для кабелей разных типов и разных номинальных напряжений. Наиболее строгому контролю подвергается изоляция маслонаполненных кабелей на напряжение 110–500 кВ.

Приемосдаточным испытаниям на заводе-изготовителе подвергается каждая строительная длина маслонаполненного кабеля 110–500 кВ; типовые и периодические испытания проводят на отрезках кабелей длиной не менее 10 м.

Каждую строительную длину кабеля подвергают испытаниям приложением в течение 15 мин высокого напряжения частотой 50 Гц; значения испытательных напряжений указаны в табл. 16.7. Эти испытания могут проводиться с применением в качестве испытательного постоянного напряжения. В последнем случае значение испытательного напряжения увеличивается в 2.4 раза. Следует отметить, что при этих испытаниях проверяется отсутствие в изоляции грубых дефектов, но не проводится прямая проверка кратковременной электрической прочности и способности выдерживать внутренние перенапряжения.

Далее для каждой строительной длины кабеля измеряются значения $tg\delta$ при напряжениях от $0.5 U_{\phi}$ до $2.0 U_{\phi}$ для кабелей 110–220 кВ и от $0.1 U_{\phi}$ до $0.5 U_{\phi}$ для кабелей 500 кВ, где U_{ϕ} – номинальное фазное напряжение. Абсолютные значения $tg\delta$ должны быть соответственно не более 0.004 и 0.0025, а приросты $\Delta tg\delta$ – не более 0.001 и 0.003.

При типовых и периодических испытаниях отрезки кабелей, прошедших приемо-сдаточные испытания, подвергаются дополнительному контролю. После нагрева до рабочей температуры (80–90°С) и последующего охлаждения проверяют стойкость данного кабеля к изгибам, а затем выдерживают в течение 24 ч при испытательном напряжении промышленной частоты: $2.5 U_{\phi}$ – для кабелей 110–220 кВ и $2.1 U_{\phi}$ – для кабелей 330–500 кВ. Далее изоляция отрезков кабелей при рабочей температуре испытывается приложением по 10 грозовых импульсов каждой полярности; значения импульсных испытательных напряжений указаны в табл.16.7.

Т а б л и ц а 16.7

Испытательные напряжения для изоляции маслонаполненных кабелей 110–500 кВ

Номинальное напряжение,кВ	Испытательное напряжение 50 Гц, кВ		Импульсное напряжение, кВ
	Кабель низкого давления	Кабель высокого давления	
110	$2.0 U_{\phi}$	$0.9 U_{\phi}$	$8.5 U_{\phi}$
150	$2.0 U_{\phi}$	-	$8.5 U_{\phi}$
220	$1.67 U_{\phi}$	$0.7 U_{\phi}$	$8.5 U_{\phi}$
330	-	$0.65 U_{\phi}$	$7.0 U_{\phi}$
500	-	$0.50 U_{\phi}$	$6.0 U_{\phi}$

После импульсных испытаний и охлаждения отрезков кабелей на их изоляцию в течение 15 мин воздействуют напряжением $1.73 U_{\phi}$ промышленной частоты. Аналогичные по содержанию испытания проводятся и для кабелей с вязкой пропиткой на напряжения 6–35 кВ.

16.8. Особенности испытания изоляции вращающихся машин

Высоковольтные испытания статорных обмоток турбо- и гидрогенераторов, синхронных компенсаторов и крупных двигателей начинаются в рамках пооперационного контроля одноминутным напряжением промышленной частоты (см. табл. 16.8).

При приемосдаточных испытаниях готовых генераторов и синхронных компенсаторов изоляция их статорных обмоток испытывается пофазно одноминутным напряжением промышленной частоты. Значения испытательных напряжений определяются по формулам:

испытания на заводе-изготовителе

$$U_{\text{исп}} = 2.5 U_{\text{ном}}, \text{ кВ, при } U_{\text{ном}} \leq 6.3 \text{ кВ;}$$

$$U_{\text{исп}} = 2.0 U_{\text{ном}} + 3.0 \text{ кВ, при } U_{\text{ном}} \geq 10 \text{ кВ;}$$

испытания на месте установки

$$U_{\text{исп}} = 2.0 U_{\text{ном}}, \text{ кВ, при } U_{\text{ном}} \leq 6,3 \text{ кВ;}$$

$$U_{\text{исп}} = 1.6 U_{\text{ном}} + 2.4, \text{ кВ, при } U_{\text{ном}} \leq 6,3 \text{ кВ.}$$

Т а б л и ц а 16.8

Формулы для расчета испытательных напряжений промышленной частоты, используемых при испытании изоляции статорных обмоток турбогенераторов и синхронных компенсаторов

Наименование испытаний	Формулы для испытательного напряжения,кВ		
	$U_{\text{ном}} \leq 6.3$ кВ	$10.5 \leq U_{\text{ном}} \leq 6.3$ кВ	$U_{\text{ном}} = 24$ кВ
Испытание стержней до укладки их в пазы статора	$3.3U_{\text{ном}} + 3.25$	$2.75U_{\text{ном}} + 7$	$2.7U_{\text{ном}} + 5$
Испытания после укладки и уплотнения стержней нижнего ряда	$3.0U_{\text{ном}} + 2.5$	$2.5U_{\text{ном}} + 5$	$2.4U_{\text{ном}} + 4$
Испытания после укладки и уплотнения стержней верхнего ряда	$3.0U_{\text{ном}} + 0.5$	$2.4U_{\text{ном}} + 4$	$2.2U_{\text{ном}} + 4$
Испытания после пайки и заклиновки (по фазам)	$2.9U_{\text{ном}}$	$2.2U_{\text{ном}} + 4$	$2.1U_{\text{ном}} + 4$

Указанные значения испытательных напряжений установлены на основании длительного опыта производства и эксплуатации крупных электрических машин. В отличие от испытательных напряжений промышленной частоты, нормированных ГОСТ 1516.3–96 для силовых трансформаторов и другого оборудования электрических сетей, испытательные напряжения для вращающихся машин не скоординированы в явном виде с уровнями ожидаемых внутренних перенапряжений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Высоковольтные импульсные коммутирующие приборы: Учеб. пособие / Е.П. Бельков, Ю.Н. Бочаров; СПбГТУ. СПб., 1993. 104 с.
2. Высоковольтные импульсные установки: Учеб. пособие / Е.П. Бельков, Ю.Н. Бочаров; СПбГТУ. СПб., 1992. 100 с.
3. ГОСТ 1516.3-96. Электрооборудование переменного тока на напряжение от 1 до 750 кВ. Требования к электрической прочности изоляции. М.: Госстандарт, 1998.
4. ГОСТ 1516.2-97. Электрооборудование и электроустановки переменного тока на напряжение 3 кВ и выше. Общие методы испытаний электрической прочности изоляции. М.: Госстандарт, 1987.
5. ГОСТ 20074-83. Электрооборудование и электроустановки. Метод измерения характеристик частичных разрядов. М.: Госстандарт, 1983.
6. Генератор импульсных токов: Учеб. Пособие / Е.П. Бельков, Ю.Н. Бочаров, Г.А. Шнеерсон, Э.И. Янчус; СПбГТУ. СПб., 1998. 99с.
7. Высоковольтные испытательные установки: Учеб. пособие / И.М. Богатенков, Э.И. Янчус; ЛПИ. Л., 1985. 70 с.
8. Измерение напряжений и токов в высоковольтных установках: Учеб. пособие / И.М. Богатенков, Э.И. Янчус; ЛПИ. Л., 1986. 62 с.
9. Кучинский Г. С., Кизеветтер В. Е., Пинталь Ю. С. Изоляция установок высокого напряжения. Под рад. Г. С. Кучинского. М.: Энергоатомиздат, 1987. 368 с.
10. Кучинский Г. С. Частичные разряды в высоковольтных конструкциях. Л.: Энергия, Л. О., 1979.
11. Partial discharge measurements. IEC, Doc. 60270, Geneva, 1999.
12. Расчет параметров цепей разряда емкостных накопителей энергии: Учеб. пособие / Г.А. Шнеерсон; ЛПИ. Л., 1983. 58 с.
13. Техника высоких напряжений: Учеб. пособие / И.М. Богатенков, Г.М. Иманов, В.Е. Кизеветтер и др.; Под ред. Г.С. Кучинского; СПбПЭИПК. СПб., 1998. 700 с.
14. Шваб А.. Измерения на высоком напряжении. М. : Энергоатомиздат, 1983. 262с.
15. Электрические конденсаторы и конденсаторные установки / Под ред. Г.С. Кучинского; М.:Энергоиздат, 1987. 656 с.

СОДЕРЖАНИЕ

Введение.....	3
Часть 1	
Высоковольтные установки	
1. Испытательные установки переменного тока	
1.1 Назначение и типы высоковольтных испытательных установок.....	5
1.2. Схема испытательной установки переменного тока.....	5
1.3. Регуляторы напряжения.....	9
1.4. Испытательные трансформаторы	12
1.5. Каскадное включение трансформаторов.....	14
2. Испытательные установки постоянного тока	
2.1. Однокаскадные схемы выпрямления.....	18
2.2. Схемы умножения	20
2.3. Электронные регуляторы напряжения	23
2.3. Высоковольтные вентили	25
3. Генераторы импульсных напряжений	
3.1. Принципиальные схемы однокаскадных генераторов импульсных напряжений.....	28
3.2. Схемы многокаскадных генераторов импульсных напряжений.....	32
3.3. Зарядный режим ГИН	38
3.4. Разрядный режим ГИН	40
3.5. Конструкции генераторов импульсных напряжений.....	43
3.6. Размещение ГИН в высоковольтном зале	47
4. Генераторы коммутационных импульсов	
4.1. Основные параметры коммутационных импульсов напряжения	48
4.2. Схемы генераторов коммутационных импульсов.....	51
5. Схемы для испытания коммутационной и пропускной способностей электрических аппаратов	
5.1. Генератор импульсных токов.....	58
5.2 Схемы для испытания высоковольтных выключателей на отключающую способность.....	60
5.3. Схемы для исследования пропускной способности нелинейных ограничителей перенапряжений	66
Часть 2	
Электрофизические установки	
6. Малоиндуктивный генератор импульсных токов	
6.1 Принципиальные схемы	72
6.2. Импульсные конденсаторы	75
6.3. Кабели.....	78
6.3. Коммутирующие устройства.....	81
6.4. Конструктивное выполнение ГИТ	83
6.5. Расчет параметров цепи разряда ГИТ и магнитных сил.....	91
6.6. Расчетные формулы	93
6.7. Крепление токоведущих шин.....	97
7. Формирующие и трансформирующие линии	
7.1. Линии с распределенными параметрами	99
7.2. Искусственные формирующие линии	105
8. Малоиндуктивные генераторы импульсных напряжений	
8.1. Назначение малоиндуктивных ГИН	108
8.2. Компоновка и устройство малоиндуктивных ГИН.....	111
9. Импульсные и высокочастотные трансформаторы	
9.1 Схема замещения трансформатора	116
9.2 Применение импульсных трансформаторов.....	121
9.3. Магнитопровод импульсного трансформатора	124
9.4 Расчет трансформатора.....	127

10. Генераторы импульсов с магнитными ключами и полупроводниковыми прерывателями тока	
10.1. Магнитные генераторы импульсов	130
10.2. Наносекундные генераторы импульсов с полупроводниковыми прерывателями тока	136
Часть 3	
Измерения на высоком напряжении	
11. измерение установившихся значений высокого напряжения	
11.1. Абсолютные электростатические киловольтметры	139
11.2. Технические электростатические киловольтметры	140
11.3. Измерение высокого напряжения шаровым разрядником	142
11.4. Измерение высокого напряжения постоянного тока низковольтными приборами с дополнительными резисторами	148
11.5. Измерение напряжения переменного тока низковольтными приборами с делителями напряжения	151
12. Измерение импульсного высокого напряжения	
12.1. Измерение максимального значения импульсного напряжения	154
12.2. Общие требования к делителям напряжения при осциллографировании импульсов высокого напряжения	155
12.3. Омический делитель напряжения	158
12.4. Емкостно-омический делитель напряжения	163
12.5. Емкостный делитель напряжения	163
12.6. Подключение осциллографа к делителю	165
12.7. Экспериментальное определение переходных характеристик измерительной системы	168
13. Измерение больших импульсных токов	
13.1. Измерение импульсных токов с помощью низкоомных шунтов	170
13.2. Измерение больших импульсных токов с помощью воздушных трансформаторов тока	173
13.3. Измерение токов с помощью датчиков Холла	176
14. Общие вопросы осциллографирования импульсных процессов	
14.1. Принцип работы импульсного осциллографа	177
14.2. Электромагнитные помехи при высоковольтных измерениях	183
15. Измерения характеристик частичных разрядов	
15.1. Основные характеристики частичных разрядов	186
15.2. Методика измерения характеристик частичных разрядов	189
15.3. Устройство для измерения характеристик частичных разрядов	195
15.4. Градуировка схем для измерения характеристик частичных разрядов	199
15.5. Особенность измерения характеристик частичных разрядов в силовых трансформаторах	202
15.6. Особенности схем регистрации характеристик частичных разрядов, основанных на измерении тока, протекающего во внешнем контуре	205
Часть 4	
Высоковольтные испытания	
16. Высоковольтные испытания электротехнического оборудования	
16.1. Общие характеристики испытаний	208
16.2. Испытания напряжением промышленной частоты	213
16.3. Испытания изоляции импульсными напряжениями	219
16.4. Испытание методом разрядного напряжения	221
16.5. Испытания методом “вверх-вниз”	221
16.6. Общие условия испытаний	223
16.7. Особенности испытаний изоляции силовых кабелей	226
16.8. Особенности испытания изоляции вращающихся машин	227
Список литературы	229

АДАМЬЯН Юрий Эдуардович
БОГАТЕНКОВ Игорь Михайлович
БОЧАРОВ Юрий Николаевич
ЯНЧУС Эдуард Иванович

**ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКА
ИСПЫТАТЕЛЬНЫЕ И ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИЕ УСТАНОВКИ
ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ**

Учебное пособие

Редактор *О.В. Махрова*
Технический редактор *А.И. Колодяжная*
Оригинал-макет подготовлен авторами
Директор Издательства СПбГТУ *А.В. Иванов*

Свод. темплан 2012 г.
Лицензия ЛР N 020593 от 07.08.97

Подписано в печать Формат 60×84/16. Печать офсетная.
Усл. печ. л. . Уч.-изд. л. . Тираж 200. Заказ С130

Санкт-Петербургский государственный политехнический университет.
Издательство СПбГПУ,
член Издательско-полиграфической ассоциации вузов Санкт-Петербурга.
Адрес университета и издательства:
195251, Санкт-Петербург, Политехническая ул., 29