

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ
Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования
**«НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
ТОМСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»**

М.Т. Пичугина

ВЫСОКОВОЛЬТНАЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Учебное пособие

Издательство
Томского политехнического университета
2011

УДК 621.316.9. 001.4

Пичугина М.Т. Высоковольтная электротехника. – Томск: Изд-во ТПУ, 2011. – 136с.

Пособие включает в себя следующие разделы: генераторы импульсных напряжений по схеме Аркадьева-Маркса, генераторы Фитча, генераторы с последовательным соединением формирующих линий, магнитные генераторы импульсов высокого напряжения, генераторы на основе полупроводниковых прерывателей тока и высоковольтные импульсные трансформаторы. Пособие предназначено для магистрантов направления 140200, обучающихся по магистерской программе «Высоковольтная техника электроэнергетических систем», а также аспирантов и инженеров, работающих в области импульсной техники высоких напряжений.

Табл. 5. Илл. 85. Библ: 49 назв.

Рецензенты

Доктор технических наук, профессор ТПУ
В.И. Курец

Кандидат технических наук, зав. лабораторией ИФПМ
В.П. Черненко

©Пичугина М.Т., 2011
©Томский политехнический университет

ВВЕДЕНИЕ

Развитие ускорительной, лазерной техники, управляемого термоядерного синтеза, электроразрядных и пучковых технологий, радиолокации и т.д. стимулирует создание импульсных источников энергии на напряжение от нескольких киловольт до мегавольт, импульсные токи от ампер до сотен килоампер. Длительность импульса может быть доли миллисекунд и наносекунды, частота повторения импульса - от единиц до тысяч герц.

Импульсные источники напряжений включают в себя, как правило, накопитель энергии, систему умножения (трансформации) напряжения, систему коммутации и управления. В качестве накопителя энергии в них чаще всего используются емкостные и индуктивные накопители. Увеличение напряжения может достигаться разными способами: например, переключением элементов накопителя с параллельного на последовательное, использованием импульсного трансформатора, резким обрывом зарядного тока индуктивного накопителя, а также различными способами соединения и конструктивного исполнения формирующих линий. В качестве коммутаторов используются искровые разрядники, газоразрядные лампы, тиратроны и полупроводниковые коммутаторы. Обрыв тока осуществляется размыкателями тока, такими как плазменные размыкатели, размыкатели на основе электрического взрыва проводников, вакуумные и др.

Поскольку в последнее время интенсивно развиваются магнитные генераторы, в данном пособии рассмотрены принципы формирования высоковольтных импульсов с помощью магнитных звеньев сжатия.

Учебное пособие содержит ссылки на литературу, которая поможет желающим подробнее ознакомиться с затронутыми вопросами.

1. ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ

1.1 Генераторы импульсных напряжений, выполненные по схеме Аркадьева-Маркса

Наибольшее распространение среди методов умножения напряжения получили генераторы Аркадьева-Маркса (рис.1.1). Несколько конденсаторов (в общем случае n) с емкостью C каждый соединены параллельно и заряжаются до напряжения U_0 через зарядные сопротивления R_0 и сопротивление $R1$ от общего источника выпрямленного напряжения. При пробое запускающего разрядника F_1 происходит импульсная перезарядка паразитных емкостей C'_n и осуществляется пробой очередного промежутка с прогрессивно нарастающим напряжением. В итоге конденсаторы C оказываются соединены последовательно и на выходе получается напряжение nU_0 . Анализ работы схемы, состоящей из нескольких конденсаторов, соединенных параллельно и медленно заряжающихся от источника постоянного напряжения, а затем быстро разряжающихся на нагрузку при последовательном соединении, посвящено много работ [1-12].

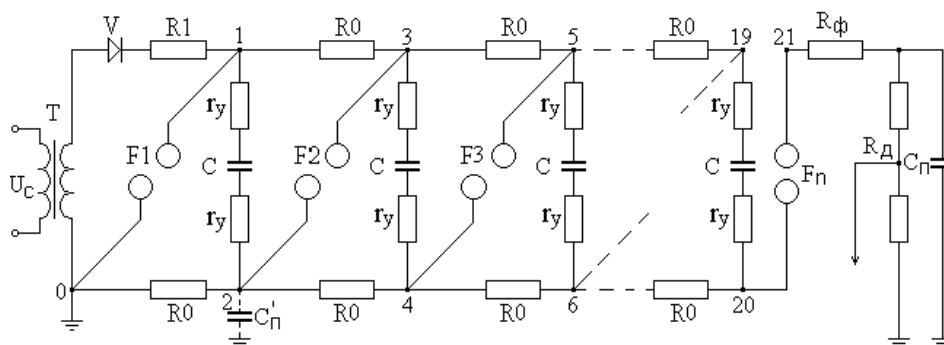


Рис.1.1. Принципиальная схема генератора Аркадьева-Маркса

Для увеличения напряжения на одной ступени схемы Маркса до $2U_0$ и увеличения соответственно амплитуды импульса на выходе до $2nU_0$ используется схема генератора импульсных напряжений с двухсторонней зарядкой. Тогда для заряда конденсаторов используются оба полупериода выпрямленного напряжения. Схема замещения разрядного контура генератора приведена на рис. 1.2, где $C_0 = C/n$ – емкость в «ударе», $U = U_0 \cdot n$ – выходное напряжение; n – число ступеней ГИН; $R_{и}$ – сопротивление искры коммутатора; $R_{д}$ – демпфирующие сопротивления; $R_{н}$ и $C_{н}$ – активное сопротивление и

емкость нагрузки; K – ключ, соответствующий идеальному коммутатору.

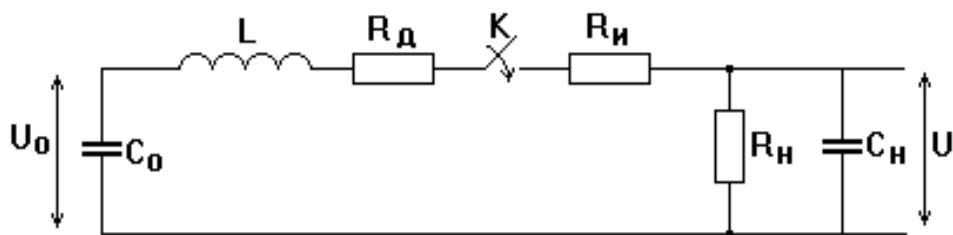


Рис.1.2. Разрядная схема ГИН

Если считать, что искровые промежутки в разрядниках пробиваются в условиях, близких к статическому режиму, то для одного разрядника сопротивление канала искры можно определить по формуле Ромпе и Вайцеля

$$R_i^2(t) = \frac{p \cdot d^2}{2a \int_0^t i^2 dt}, \quad (1.1)$$

где p – давление газа, ат; d – длина промежутка, см; i – ток, А;
 a – константа, характеризующая газ.

Для воздуха и азота $a \approx (0,8 \div 1)$ ат·см²/ В²·с [1]. При неизменном пробивном напряжении промежутка $pd = \text{const}$ (закон Пашена). Поэтому с ростом давления газа $R_{И}$ уменьшается. При определении амплитуды и длительности импульса обязательно надо учитывать $R_{И}$. Если не учитывать влияние L , $C_{Н}$ и $R_{Д}$ на параметры импульса, то с учетом сопротивления искры амплитуда импульса имеет вид:

$$U = U_0 \left(1 - \frac{1}{\sqrt[3]{1 + 2B}} \right)^{3/2} \cdot \sqrt{\frac{1 + 2B}{2B}}, \quad (1.2)$$

где $\hat{A} = \frac{R_i \cdot \tilde{N}_0}{\theta}$, $\theta = \frac{2p \cdot d^2}{a \cdot U_0^2}$.

Для $B \leq 20$ (1.3)
 $t_{И} = 2,2 \cdot \theta + 1,3 \cdot R_{Н} \cdot C_0$

При $B \geq 5$ (1.4)
 $t_0 \approx \frac{128}{27} \cdot \theta \cdot \frac{(1 - (2\hat{A})^{-1/3} \cdot j^{3/2})}{1 - \varphi(A)}$

где $\dot{A} = L/\theta \cdot R_i$, L – индуктивность разрядного контура.

Из формул (1.2-1.4) следует, что длительность импульса $t_{и}$, амплитуда импульса U и длительность фронта импульса $t_{ф}$ зависят не только от параметров R, L, C разрядного контура, но и от величины θ – постоянной времени искры. Чем меньше θ , тем больше амплитуда импульсов, меньше фронт и длительность. При неизменном напряжении $U_0 \sim pd$ величина $\theta \sim p^{-1}$. Следовательно, чем больше давление газов p , тем меньше величина θ .

В воздухе при атмосферном давлении и $d = 1$ см, $\theta = 2$, а длительность фронта импульса даже при отсутствии индуктивности ($L = 0$) не может быть меньше 10 нс. Следовательно, для получения импульсов с фронтом < 10 нс необходимо помещать разрядники в атмосферу сжатого газа. При высоком давлении газа θ очень мала, разрядник можно считать идеальным ключом. Фронт импульса будет определяться только паразитными параметрами разрядного контура L и C_H . Если пренебречь влиянием емкости C_H , то длительность фронта импульса между уровнями 0,1 - 0,9 амплитуды составит $t_{ф} = 2,2 L/R_H$.

Если $R_H \gg 2\sqrt{\frac{L}{C_H}}$, то $t_{и} = 0,7 R_H \cdot C_0$. Для получения фронта импульса $t_{ф} = 10^{-9}$ с необходимо, чтобы $L < R_H \cdot 10^{-9}$ Гн. При $R_H = 100$ Ом

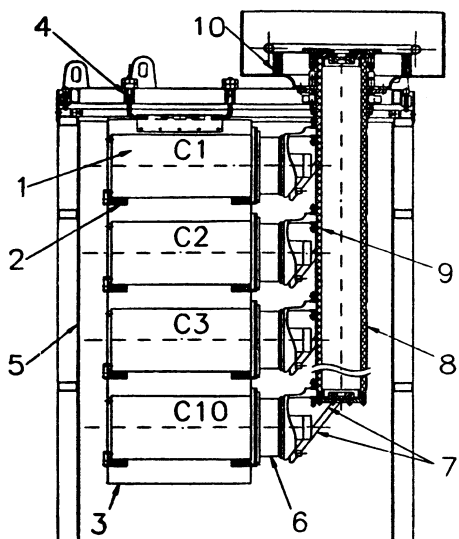


Рис.1.3. Генератор Аркадьева-Маркса с токопроводом в виде коаксиальной линии

индуктивность разрядного контура должна быть $L < 10^{-7}$ Гн. Следовательно, для снижения длительности фронта необходимо уменьшать индуктивность разрядного контура путем уменьшения габаритов конструкции генератора, которые определяются электрической прочностью среды. Для увеличения электрической прочности генератор помещают в атмосферу сжатого газа, что уменьшает θ и L одновременно.

Скорость вывода энергии из первичного накопителя определяется его индуктивностью, которая в значительной степени зависит от конструкции обратного токопровода. Обычно в качестве обратного токопровода генератора Аркадьева - Маркса используются стенки бака, в котором он размещен [13]. При этом, в связи с тем, что в

схеме Аркадьева - Маркса высшие ступени должны быть изолированы на полное выходное напряжение, стенки бака располагаются достаточно далеко от токоведущих частей, что приводит к возрастанию индуктивности и падению мощности генератора. В работе [7] предложено решение проблемы уменьшения индуктивности генератора Аркадьева - Маркса путем выполнения обратного токопровода в виде отрезков коаксиальной линии с твердой изоляцией. Конденсаторы 1 уложены на диэлектрические бруски 2, которые крепятся к вертикальным диэлектрическим плитам 3. Эти плиты висят на подвесах 4, вмонтированных в крышку бака 5. Каждый конденсатор снабжен разрядником 6, который с помощью коробчатых шин 7 соединяется с внешним электродом 8 коаксиальной линии. Внутренний электрод этой линии 9 подключен с одной стороны к нагрузке 10, а с другой – к выходному электроду разрядника последней ступени. Межэлектродный зазор коаксиала изолирован с помощью твердой изоляции (полиэтилена). Внутренний объем бака заполняется трансформаторным маслом. При такой компоновке емкостная связь, необходимая для возникновения перенапряжения на разрядниках в ходе переходного процесса, обеспечивается межэлектродной емкостью отрезков коаксиала.

Индуктивность разработанного генератора складывается из индуктивности накопительных конденсаторов (~ 100 нГн), коаксиальных разрядников (~ 85 нГн), коробчатых шин (~ 200 нГн), коаксиального токопровода (~ 210 нГн) и выходного узла (~ 60 нГн). Эти элементы сконструированы исходя из требований минимальной индуктивности и достаточной электрической прочности.

Для уменьшения времени срабатывания ГИН в разрядные промежутки вводятся поджигающие электроды, дополнительное ультрафиолетовое облучение. В РИЦ «Курчатовский институт» разработано и создано несколько частотных ускорителей. Особенности основных элементов источника питания ускорителей можно рассмотреть на примере ускорителя РС-20, схема одного из параллельных модулей ГИН которого приведена на рис. 1.4 [14].

ГИН ускорителя состоит из 4 модулей по 20 каскадов в каждом. Напряжение на выходе ГИН $U_{\text{ВЫХ}} = 1$ МВ. Модули ГИН расположены вокруг изолятора, и совместно с высоковольтным тоководом составляют квазикоаксиальную линию, соединяющую ГИН с размыкателем. Это позволяет при минимальной индуктивности соединения около половины индуктивности поместить в вакуумный объем и, следовательно, снизить напряжение на изоляторе, поскольку именно индуктивность контура определяет ускоряющее напряжение.

Изолятор набран из полиэтиленовых колец, высота каждого равна высоте одного каскада ГИН и составляет 10 см. Используются частотные конденсаторы ИМК-50-0,2 с параметрами: $U = 50$ кВ; $C = 0,2$ мкФ; $L = 150$ нГн; $f = 10$ Гц. Схема одного модуля приведена на рис. 2.4. Конденсаторы каждого модуля образуют две колонки, между которыми расположены разрядники 1. Для снижения индуктивности каждый конденсатор коммутируется отдельным разрядником. Нижний разрядник – управляемый, тригatronного типа, остальные – трехэлектродные с искажением поля. Разрядники модуля размещены в общей диэлектрической трубе, продуваемой воздухом. Соединение промежуточных электродов разрядников резисторами и их взаимоподсветка расширяют диапазон рабочих напряжений от 25 до 50 кВ. Кроме того, промежуточные электроды разрядников соответствующих каскадов соседних модулей ГИН связаны между собой и с

градиентными кольцами изолятора. Это позволяет синхронизировать работу модулей. Если один из модулей срабатывает быстрее остальных, напряжение с его каскадов автоматически подается на промежуточные электроды «отстающих» разрядников соседних каскадов и ускоряют их пробой. Разброс срабатывания всех четырех модулей не превышает 50 нс.

Для зарядки конденсаторов ГИН от источника постоянного тока используются зарядные индуктивности 2 (рис. 1.4), индуктивно связанные между собой в каждом каскаде. При зарядке магнитные потоки этих спиралей вычитаются, а при разрядке – суммируются. Индуктивность ГИН при зарядке составляет $\sim 7 \cdot 10^{-5}$ Гн, при разрядке $\sim 10^{-3}$ Гн.

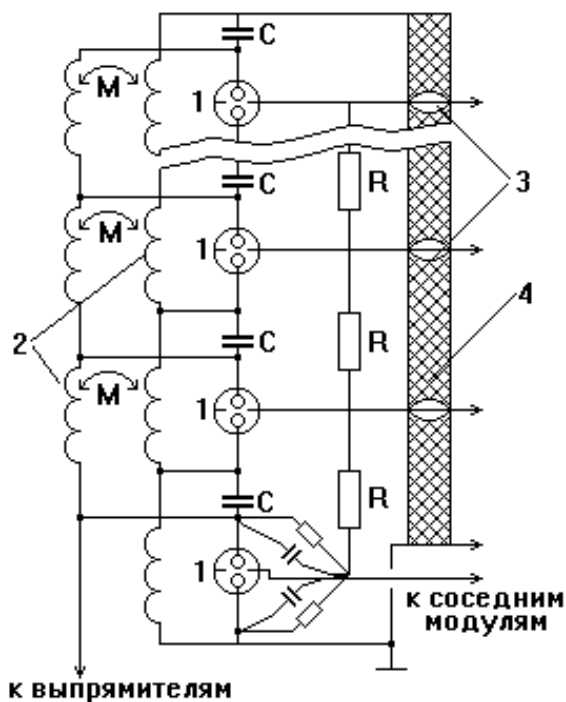


Рис. 1.4. Схема одного из параллельных модулей ГИН: 1 – разрядники; 2 – зарядные катушки; 3 – градиентные кольца; 4 – изолятор; R – резисторы связи C – конденсаторы;

В мощных генераторах высоковольтных (свыше 100 кВ) импульсов напряжения наносекундного диапазона, как правило, используют разрядники на сжатых газах. Размещают такие генераторы в герметичных газонаполненных – или маслонеполненных корпусах. Пуск многокаскадных ГИН осуществляют внешним иницированием значительного числа каскадов, что усложняет схему и конструкцию генератора.

При значительном увеличении числа каскадов величина U_H начальных каскадов мало отличается от $U_{ЗАР}$. Недостаточное поле в разрядниках этих каскадов ведет к увеличению времени запаздывания пробоя. В свою очередь это приводит к сужению диапазона устойчивой работы ГИН по $U_{ЗАР}$ и увеличению времени статистического разброса между пусковым и выходным импульсами. Таким образом, в ГИН наносекундного диапазона желательно иметь значительное перенапряжение на разрядниках и иницировать разрядники в момент максимума перенапряжения.

Необходимое перенапряжение на разрядниках можно обеспечить дополнительными резистивными и емкостными связями, при этом использование первых позволяет существенно увеличить длительность и кратность перенапряжения.

В работе [9] описан 14-ти каскадный генератор Аркадьева-Маркса на воздушных разрядниках, в котором высокое перенапряжение на разрядниках обеспечивается последовательным включением «земляных» зарядных сопротивлений через три каскада. Пуск ГИН

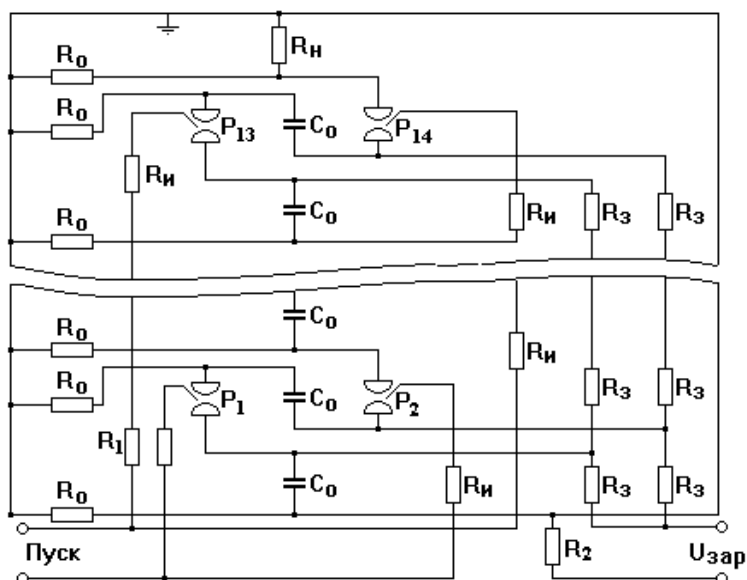


Рис. 1.5. Принципиальная электрическая схема генератора импульсных напряжений

осуществляется внешним инициированием разрядников первых двух каскадов, а разрядники остальных каскадов инициируются автоматически за счет резистивных связей электродов поджига с предыдущими каскадами. Диапазон рабочих разрядных напряжений $U_{\text{ЗАР}} = 9 \div 18$ кВ; выходное напряжение ГИН на нагрузке 225 Ом – до 250 кВ; время нарастания тока ≈ 10 нс; ударная емкость 400 пФ при энергозапасе до 12 Дж; габаритные размеры 20×12×29 см. Генератор предназначен для работы в воздухе при атмосферном давлении. Принципиальная электрическая схема ГИН представлена на рис. 1.5. «Земляные» зарядные сопротивления R_0 включены в четыре параллельные ветви. При коммутации разрядника P_1 напряжение на разряднике P_2 стремится к значению $2U_{\text{ЗАР}}$, на разряднике P_3 (после срабатывания P_1 и P_2) к $3U_{\text{ЗАР}}$, для разрядников последующих каскадов оно составляет $4U_{\text{ЗАР}}$. Это позволяет при внешнем запуске тригatronных разрядников двух первых каскадов выполнить условие $U_{\text{П}} \geq 2 U_{\text{СТ}}$ при $U_{\text{ЗАР}} \geq 2/3 U_{\text{СТ}}$ ($U_{\text{СТ}}$ – статическое пробивное напряжение разрядников) независимо от числа каскадов и обеспечить устойчивую работу ГИН. Следует отметить, что при этом отпадает необходимость в точной подгонке межэлектродных зазоров разрядников. Разрядники ГИН инициируются до достижения на них максимума перенапряжения. При этом импульс напряжения через сопротивление $R_{\text{И}}$ после пробоя разрядника n – го каскада поступает на инициирующий электрод $(n + 2)$ – го каскада. Ток инициирования $I_{\text{И}} \approx 2U_{\text{ЗАР}}/R_{\text{И}}$.

Номиналы резисторов «земляной» цепи R_0 выбраны из условия поддержания тока в разряднике $I_{\text{Р}} = U_{\text{Р}}/R_0$ в интервале 1 – 10 А. Резисторы R_0 двух последних каскадов подключены напрямую к «земляной» шине. Это позволило отсечь проникновение по «земляным» цепям предимпульса напряжения в нагрузку.

Резисторы зарядных цепей R_3 разнесены в две колонны из конструктивных соображений. Развязку цепей пуска и зарядки от «земляного» контура ГИН на момент срабатывания обеспечивают резисторы R_1 и R_2 . Конструктивной особенностью ГИН является взаимное расположение шин соседних каскадов и разрядников, при котором шины соседних каскадов имеют одинаковые статические потенциалы и образуют значительную межкаскадную емкость (~ 100 пФ).

Генератор собирается из предварительно изготовленных секций, в состав которых входят конденсаторы и припаянные к ним короткими гибкими проводниками шины с электродами разрядников. Такая компоновка каскадов существенно снижает индуктивность ГИН за счет

уменьшения его объема и приближения наиболее индуктивной части контура разрядников к обратным токопроводам.

Системы параллельно или синхронно включаемых одинаковых генераторов высоковольтных импульсов (ГИН), умножающих напряжение по методу Аркадьева-Маркса, используются в мощных электрофизических установках [13]. При создании комплексов ГИН предварительно тщательно отработывают электрическую схему и конструкцию одиночного ГИН, испытывают его в номинальном и более жестких режимах для получения заданных характеристик. Сборку и наладку последующих ГИН и общего комплекса проводят на основе экспериментально проверенных однотипных конструкций, технологических и метрологических приемов. Это упрощает ввод комплекса в действие и его эксплуатацию.

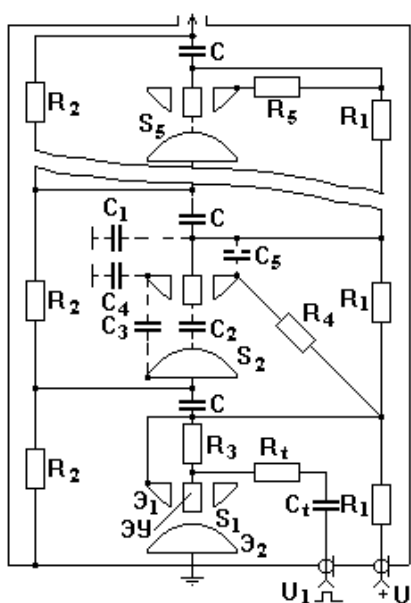


Рис.1.6. Принципиальная схема генератора импульсных напряжений

Электрическая схема ГИН (рис. 1.6) [10] содержит 5 каскадов (ступеней) умножения напряжения U по методу Аркадьева-Маркса. Разрядники $S_1 - S_5$ – газонаполненные тригатроны, управляемые возмущением электрического поля. $C_1 - C_5$ – емкости рассеяния электродов разрядника (изображены только для S_2) и присоединенных к ним участков контура. Особенностью данной схемы является создание указанными емкостями рассеяния условий быстрого срабатывания разрядников $S_2 - S_5$ во время переходных процессов. Для этого электроды $Э_1$ тригатронов

присоединены к зарядной цепи через резисторы R_4, R_5 .

Кроме того, основной электрод $Э_1$ каждого коммутатора и размещенный соосно в его отверстии управляющий стержневой электрод $ЭУ$ находятся при зарядке постоянным напряжением U под положительным потенциалом относительно второго основного электрода $Э_2$. Работает ГИН следующим образом: пусть обеспечиваются обычно выполняемые в подобных ГИН условия: $R_1 C \gg t_{\Gamma}$, $R_2 C \gg t_{\Gamma}$, $C \gg C_1 \geq C_2$, где t_{Γ} – суммарный интервал времени задержки последовательного срабатывания всех разрядников каскадов и требуемой длительности импульса выходного напряжения ГИН на

нагрузке. Кроме того, пусть выполняются неравенства: $C_3 \geq C_4 > C_5$, $C_1 R_1 \gg t_{\Pi}$, $C R_4 \gg t_r$, $C_4 R_4 \ll t_{\Pi}$, где t_{Π} – задержка времени пробоя разрядника в рассматриваемом каскаде относительно момента срабатывания разрядника в предыдущем каскаде. После подачи через цепь $C_i R_i$ напряжения U_i на S_i и его пробоя потенциал электрода \mathcal{E}_1 в S_2 быстро снижается с $+U$ до нуля из-за разряда емкости C_4 через R_4 и S_1 .

В результате этого импульсная разность потенциалов между ЭУ и \mathcal{E}_1 может достичь значения U , а между ЭУ и $\mathcal{E} - 1,7 U$. Такие разности напряжений резко возмущают распределение поля между всеми электродами в S_2 . Поскольку потенциал ЭУ положителен относительно обоих электродов \mathcal{E}_1 и \mathcal{E}_2 , то S_2 быстро срабатывает. Затем аналогичные процессы будут происходить в тригатроне S_3 , но задержка его пробоя будет короче, чем задержка пробоя S_2 , так как импульсная разность потенциалов между его электродами ЭУ и \mathcal{E}_2 может составить $2,4 U$. Если общие условия и выше приведенные неравенства, а также дополнительно $C_5 R_5 \gg t_{\Pi}$ выполняются и в тригатронах S_4, S_5 , то они тоже быстро поочередно включаются, тем более, что напряжения между ЭУ и \mathcal{E}_2 в них могут составить до $3,1 U$ и $3,8 U$ соответственно.

Геометрические размеры разрядников в каскадах, их электропроводность, нагрузочные, пусковые и ресурсные характеристики определяют в значительной мере подобные характеристики одиночного ГИН и комплекса в целом.

Разрядная камера тригатрона заполняется смесью 40 % SF_6 + 60 % N_2 под давлением 1 МПа. Два экземпляра тригатрона были испытаны при $U = 100$ кВ, коммутируемой энергии 2,5 кДж (при номинале 1,25 кДж), амплитуде разрядного тока 60 кА, запасе электропрочности $K = 100$ %, амплитуде 50 кВ с фронтом 13 нс и включением через каждые 30 – 60 с. Измерения показали, что у обоих разрядников в сериях до 10^4 запусков средняя задержка времени срабатывания 25 нс практически не изменилась, а максимальный ее разброс в диапазоне до $5 \cdot 10^3$ включений не превысил ± 5 нс, а по завершении испытаний ± 8 нс.

Высоковольтный контур ГИН смонтирован в стальном заземленном герметичном баке с изоляцией контура от бака трансформаторным маслом. Габаритные размеры бака – $1,33 \times 0,73 \times 0,75$ м. Бак является обратным сильноточным низкоиндуктивным токопроводом разрядной цепи. Он служит экраном от рассеяния электромагнитных полей в окружающее пространство при срабатывании тригатронов. Бак предохраняет персонал от поражения

электрическим током и позволяет перемещать собранный ГИН грузоподъемным механизмом.

Принципиально новым способом получения импульсов с крутым фронтом практически от любой схемы умножения является импульсная зарядка малоиндуктивного накопительного элемента [13]. Из ранее приведенного анализа разрядного контура схемы Маркса следует, что параметры импульса даже при высоком давлении газа в разряднике определяются индуктивностью разрядного контура и емкостью нагрузки. Для устранения влияния этих факторов на фронт импульса необходимо включать между высоковольтным электродом

отсекающего разрядника ГИН и землей безиндуктивный конденсатор емкостью C_K (рис. 1.7). Работа схемы основана на импульсной зарядке емкости C_K накопительного конденсатора с последующим разрядом ее через промежуток P_2 на нагрузку R_H .

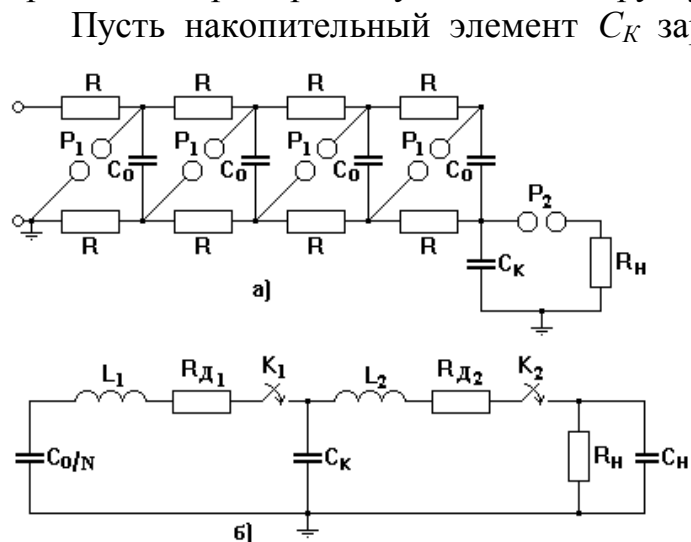


Рис. 1.7. Принципиальная схема ГИН (а) и разрядная схема (б)

промежутка P_2 , а затем уже параметрами разрядного контура ГИН. Схема замещения приведена на рис. 1.7(б). Включение K_1 и K_2 соответствует пробое промежутков P_1 и P_2 . Сопротивление $R_{д1}$ равно сумме остаточного сопротивления разрядников P_1 , сопротивления ГИН, демпферного сопротивления.

Основной недостаток схемы – малый КПД использования энергии ГИН в C_K и нагрузке. Для повышения КПД следует увеличить $C_K / (C_0/N)$, однако при этом напряжение на нагрузке будет падать. Анализ схемы разряда ГИН на C_K показывает, что при $C_K / (C_0/N) \rightarrow 1$, КПД $\rightarrow 1$, хотя выигрыш по напряжению пропадает. После замыкания ключа K_2

так, чтобы после пробоя всех разрядников ГИН процесс коммутации в них практически закончился. При быстром пробое отсекающего промежутка P_2 и при малой L_2 по сравнению с L_1 импульс на нагрузке R_H будет определяться вначале в основном параметрами L_2 , C_K , R_H и сопротивлением искры

при условии, что $R_H \cdot C_K \gg t_3 = \pi/\omega_2$, где $\omega_2 = \sqrt{2/\sqrt{L_1 C_2}}$, $R_{p1} \approx 0$ практически вся энергия, запасенная в C_K , выделяется на нагрузку R_H . Оптимальное значение $L_1 \approx 5R_H t_{II}$. Этот режим работы ГИН называется импульсной зарядкой накопительного элемента, и получил широкое распространение в мировой практике. На рис. 1.8 приведена схема ГИН с импульсной зарядкой C_K . На разомкнутом конце напряжение удваивается и амплитудное значение $U_{ВЫХ} \sim 500$ кВ, фронт импульса $\tau_{\Phi} = 1,5$ нс.

Для получения импульсов тераваттной мощности в качестве малоиндуктивных накопителей энергии используются линии с водяным диэлектриком при многокаскадном обострении импульса в водяных разрядниках.

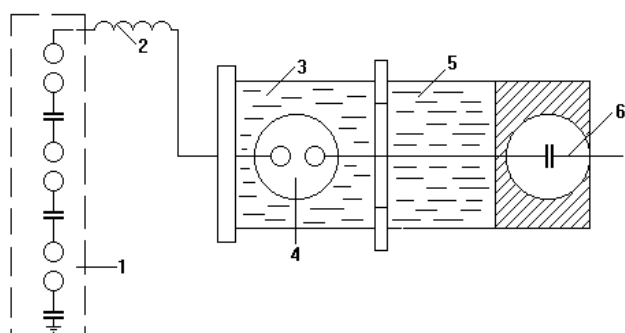


Рис. 1.8. Схема ГИН с накопительным конденсатором: 1 – $C_{ГИН} = 12,5$ нФ, $U_{ГИН} = 150$ кВ; 2 – дополнительная индуктивность; 3 – малоиндуктивный конденсатор $C_K = 1$ нФ; 4 – разрядная камера под давлением $P = 1,6$ МПа (азот); 5 – передающая глицериновая линия; 6 – срезающий разрядник]

Для генераторов мощностью ~ 10 ГВт емкость малоиндуктивного накопителя составляет 0,1 нФ, а обостритель работает в трансформаторном масле [13].

1.2 LC – генераторы Фитча

LC – генератор описан Фитчем в [5]. Принципиальная его схема приведена на рис. 1.9. В исходном состоянии емкости C заряжены от источника постоянного напряжения. В момент времени $t = 0$ четные емкости при замыкании ключей начинают разряжаться через индуктивности L . Через время $t = \pi\sqrt{LC}$ напряжение на них меняет знак, и на выходе

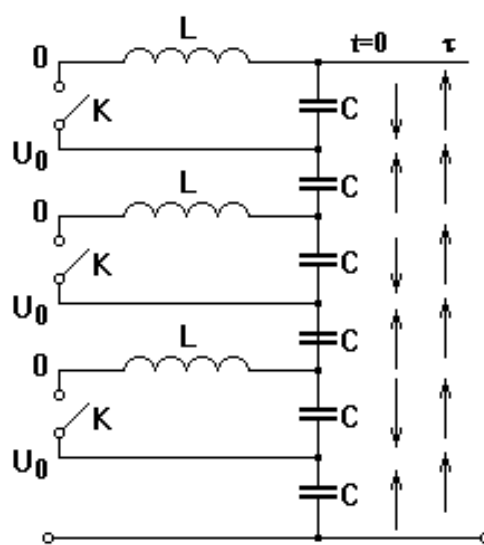


Рис.1.9. Схема LC-генератора

генератора получается напряжение $U_{ВЫЛХ} = N \cdot U_0$, где N – число каскадов. При отсутствии нагрузки напряжение на выходе изменяется по закону

$$U_{ВЫЛХ}(t) = N \cdot U_0 (1 - e^{-\alpha t} \cdot \cos \omega t) \quad (1.5)$$

где $\omega^2 = 1/LC$; $\alpha = R/2L$; R – сопротивление LC - контура, Ом.

Из формулы (1.5) видно, что напряжение определяется специально включенной индуктивностью L . Если уменьшить L , то уменьшится напряжение на выходе из-за увеличения α .

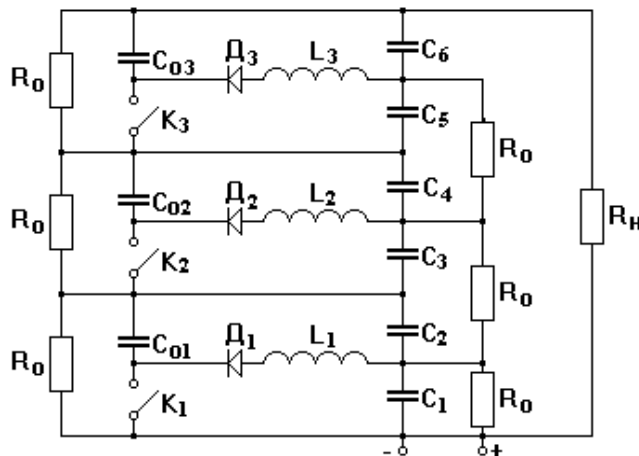


Рис.1.10. Схема LC – генератора с необратимым перезарядом емкостей каскадов и автоматическим запуском коммутаторов

Эта схема имеет ряд преимуществ по сравнению с ГИН: вдвое уменьшается количество разрядников, но увеличивается точность их включения; сопротивление разрядников, их индуктивность не влияют на выходной импеданс схемы, если LC

– генератор включить на нагрузку через дополнительный быстродействующий коммутатор.

Можно выполнить схему с автоматическим запуском неуправляемых коммутаторов (рис. 1.10) [6]. Схема работает следующим образом. В исходном состоянии все конденсаторы $C_1 - C_6$ и $C_{01} - C_{03}$ заряжены до U_0 . После включения управляемого коммутатора K_1 на искровом промежутке K_2 возникает удвоенное напряжение. Сначала пробивается промежуток K_2 , затем под тройным напряжением - K_3 . После включения всех коммутаторов $K_1 - K_3$ конденсаторы C_1, C_3, C_5 перезаряжаются через индуктивности $L_1 - L_3$ и вентили $D_1 - D_3$. Четные конденсаторы C_2, C_4, C_6 остаются в исходном состоянии. В результате на нагрузке суммируется напряжение конденсаторов $C_1 - C_6$. Время включения искровых промежутков $K_1 - K_3$ определяется параметрами коммутаторов $K_1 - K_3$, емкостей $C_{01} - C_{03}$, паразитными индуктивностями и может быть порядка наносекунд. Это время много меньше времени перезарядки накопительных

конденсаторов. Конденсаторы $C_{01} - C_{03}$ дозаряжаются до двойного напряжения, которое прикладывается к вентилям $D_1 - D_3$. Дозарядка продолжается до тех пор, пока полностью не перезарядятся конденсаторы C_1, C_3, C_5 .

1.3 Генераторы с последовательным соединением формирующих линий

Простейший генератор с заряженной до напряжения U_0 однородной формирующей линией приведен на рис. 1.11.

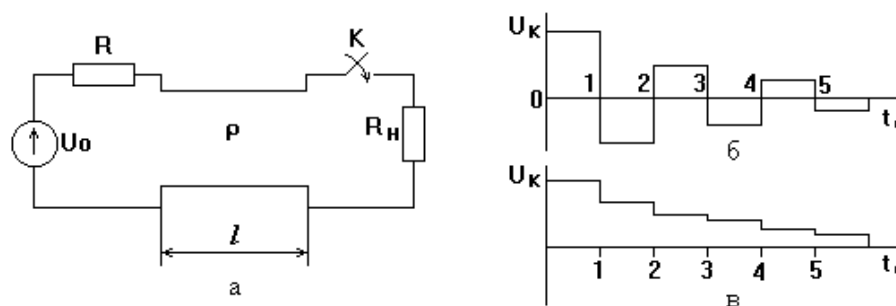


Рис. 1.11. Схемы генератора импульсов с одинарной линией (а) и форма импульса на нагрузке при $R_H/\rho < 1$ (б) и $R_H/\rho > 1$ (в)

Линия с волновым сопротивлением ρ заряжается от источника постоянного напряжения до U_0 . При замыкании ключа K на активной нагрузке появится прямоугольный импульс напряжения с амплитудой

$$U_i = \frac{U_0 \cdot R_i}{R_i + \rho}. \quad (1.6)$$

Если $R_H = \rho$, то $U_H = U_0/2$. Если $R_H \neq \rho$, то вслед за основным импульсом появятся дополнительные, при $R_H > \rho$ (в), при $R_H < \rho$ (б). Длительность импульса t_H равна двойному времени пробега электромагнитной волны по отрезку линии

$$t_H = \frac{2l}{C/\sqrt{\epsilon\mu}}, \quad (1.7)$$

где C – скорость света в вакууме; l – длина линии; ϵ и μ – относительные электрическая и магнитная проницаемости диэлектрика линии.

Формула для напряжения κ -ой ступени ($\kappa=1$ – основной импульс)

$$U_{\kappa} = U_0 \frac{R_H}{R_H + \rho} \cdot \left(\frac{R_H - \rho}{R_H + \rho} \right)^{\kappa-1}, \quad (1.8)$$

где $\kappa = 1, 2, 3, \dots$

Физически изменение напряжения на нагрузке в соответствии с формулой (1.6) можно представить следующим образом. При замыкании K на нагрузке выделяется основной импульс напряжения амплитудой $U_0 \cdot R_H / (R_H + \rho)$. Одновременно отраженная отрицательная волна напряжения распространяется к началу линии.

$$-\frac{U_0 \cdot \rho}{R_H + \rho} = \frac{U_0 \cdot R_H}{R_H + \rho} - U_0. \quad (1.9)$$

Отразившись от разомкнутого конца линии с тем же знаком, она возвращается к нагрузке и создает на ней дополнительный импульс амплитудой

$$-\frac{2 \cdot \rho \cdot U_0}{R_H + \rho} \cdot \frac{R_H}{R_H + \rho}, \quad (1.10)$$

который складывается с основным (для $\kappa = 1$) и дает результирующую амплитуду последующего (для $\kappa = 2$) импульса. Теперь к началу линии будет распространяться вторичная отраженная волна напряжения

$$\frac{-U_0 \cdot \rho}{R_H + \rho} \cdot \frac{R_H - \rho}{R_H + \rho}, \quad (1.11)$$

которая опять отразится с тем же знаком от разомкнутого конца линии и на нагрузке выделится второй дополнительный импульс

$$\left[-\frac{2U_0 \cdot \rho}{R_H + \rho} \cdot \frac{R_H - \rho}{R_H + \rho} \right] \cdot \frac{R_H}{R_H + \rho}, \quad (1.12)$$

и так далее. При $R_H < \rho$ знак отраженных волн из-за $(R_H - \rho)/(R_H + \rho) < 0$ каждый раз меняется.

Основной недостаток этой схемы заключается в том, что амплитуда импульса на нагрузке равна половине зарядного напряжения при согласованной нагрузке.

Для генерирования высоковольтных наносекундных импульсов можно использовать схему Введенского (рис. 1.12) [15]. В ней концы экранов формирующей кабельной линии с волновым сопротивлением ρ соединены вместе. Концы жил подключены с одной стороны к нагрузке R_H , с другой – к согласующему сопротивлению R_C .

Коммутатор K включен между общей точкой соединения экранов и землей. Зарядное напряжение U_0 подается между оплеткой и землей. В такой схеме униполярный импульс формируется на несогласованной нагрузке ($R_H \neq \rho$) при

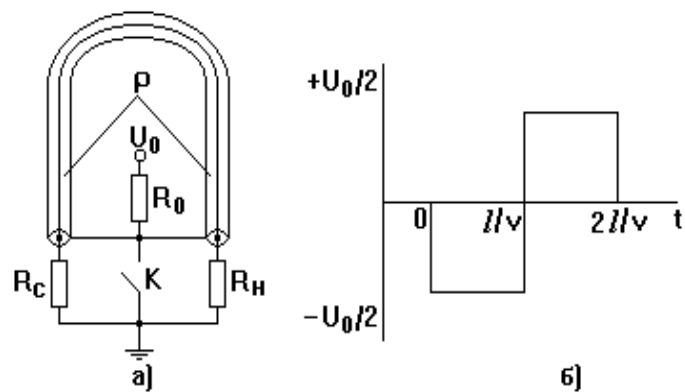


Рис. 1.12. Схема Введенского (а), биполярный импульс напряжения при $R_C=0$ и $R_H=\rho$ (б)

$R_C = \rho$, а биполярный импульс – в случае $R_C = 0$ и $R_H = \rho$. Биполярный импульс, показанный на рис. 1.12,б, имеет амплитуду $U = \pm U/2$ и общую длительность $\tau = 2l / v$, где l – длина линии; v – скорость распространения электромагнитной волны в линии.

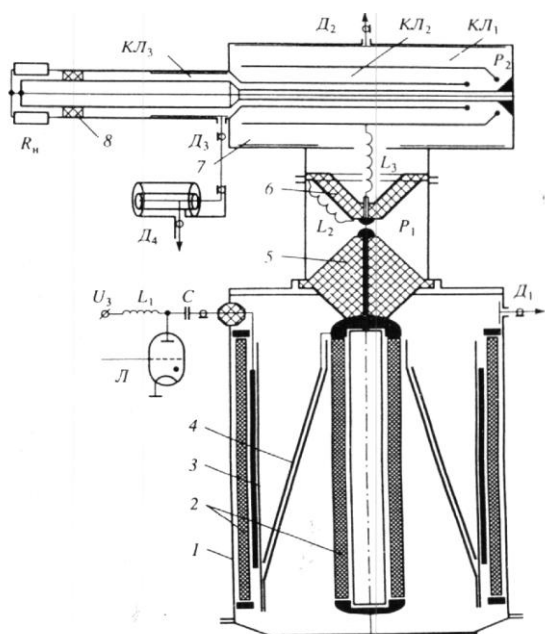


Рис. 1.13. Генератор высоковольтных биполярных импульсов

На основе этой схемы авторами [15] разработан генератор биполярных импульсов длительностью $\tau = 3,5$ нс, амплитудой $U = \pm 100$ кВ и частотой следования 100 Гц. Схема генератора приведена на рис. 1.13. Импульс напряжения зарядки формирователя 7 длительностью 10нс вырабатывается источником, состоящим из накопительного конденсатора C емкостью 0,25мкф, тиратрона L (ТГИ1-270/12), трансформатора Тесла с встроенной формирующей линией и обостряющего разрядника P_1 .

Трансформатор Тесла размещен в цилиндрическом корпусе 1 в среде элегаза под давлением 1 МПа и имеет разомкнутый сердечник 2, первичную 3 и вторичную 4 обмотки. Центральная и наружная части магнитопровода одновременно являются проводниками формирующей линии. Разрядник P_1 выполнен в среде N_2 под давлением 2 МПа. В формирователе 7 генерируется биполярный импульс, 8 – выходной изолятор. Две внешние коаксиальные линии KL_1 и KL_2 являются аналогом формирующей линии на рис. 1.12 (а), а линия KL_3 – линией передачи сформированного импульса к нагрузке. Линии KL_1 и KL_2 и правая часть линии KL_3 размещены одна в другой так, что внутренний проводник одной линии является внешним проводником другой. Отношение внешнего D и внутреннего d диаметров проводников выбраны из условия $D/d = 2,3$ для обеспечения равенства всех трех волновых сопротивлений $\rho = 50$ Ом и согласования их с нагрузкой. Общий потенциальный проводник коммутируется на корпус встроенным разрядником P_2 . Внутренний объем формирователя заполнен N_2 под давлением 3,5 МПа.

Общий проводник линий KL_1 и KL_2 заряжается через индуктивность L_3 импульсом отрицательной полярности до напряжения самопробоя $-U_0$ разрядника P_2 . После срабатывания разрядника в линии KL_1 напряжение падающей волны равно $+U_0$, а в линиях KL_2 и KL_3 соответственно $+U_0/2$ и $-U_0/2$. Длительность фронта определяется параметрами коммутатора и конфигурацией прилегающего участка линии.

При одинаковых электрических длинах формирующих линий KL_1 и KL_2 длительность отрицательного импульса равна суммарному времени задержки сигнала в этих линиях. После этого ко входу KL_3 поступает волна напряжения $+U_0$. Складываясь с предыдущей волной $-U_0/2$, она вызывает появление в KL_3 положительного импульса $+U_0/2$. При этом вследствие равенства волновых сопротивлений линий KL_3 и KL_2 отраженная волна в линию KL_2 не поступает. Волна напряжения с амплитудой $+U_0/2$, распространяющаяся сначала по KL_2 , а затем и KL_1 , приходит к короткозамкнутому концу KL_1 и, отразившись, меняет знак на $-U_0/2$. Пройдя по линиям KL_1 и KL_2 и попадая на вход KL_3 , она формирует спад положительного импульса. После этого линии KL_1 и KL_2 разряжены и переходный процесс заканчивается. Из-за равенства волнового сопротивления линии KL_3 и сопротивления нагрузки отражения не происходит. На нагрузке $R_H = 50$ Ом формируется биполярный импульс с амплитудой $\pm U_0/2$ и длительностью, равной двойному суммарному пробегу по линиям KL_1 и KL_2 [15].

Для получения амплитуды импульса, равной величине зарядного напряжения, можно использовать генератор с двойной формирующей линией (генератор Блюмлейна) (рис. 1.14) [13]. Две одинаковые линии с волновым сопротивлением ρ и длиной l заряжаются до напряжения U_0 . Нагрузка $R_H = 2\rho$ включена на стыке между ними последовательно. Через время $t = l/v$ после замыкания ключа K на сопротивлении R_H появляется отрицательный импульс напряжения амплитудой U_0 и длительностью $2l/v$. При этом вся энергия, накопленная в линии, передается в нагрузку. Если сопротивление нагрузки $R_H \neq 2\rho$, то в нагрузке возникает серия

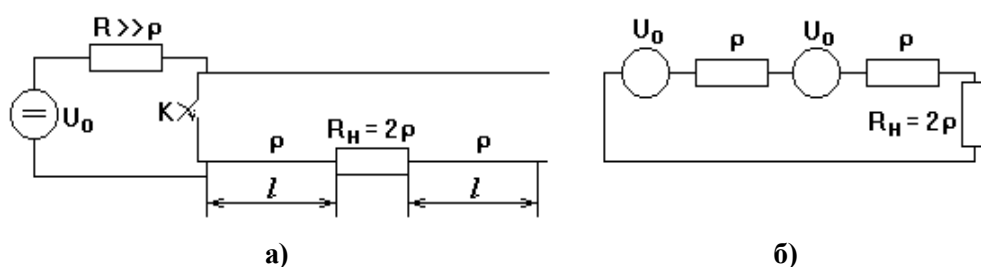


Рис. 1.14. Схема генератора с двойной формирующей линией (а), эквивалентная схема (б)

отраженных импульсов. Каждый последующий импульс появляется

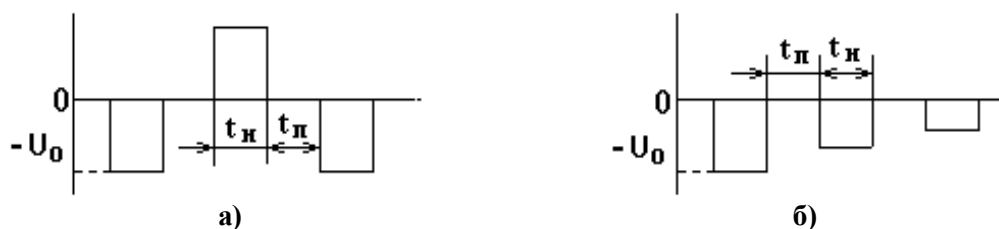


Рис. 2.15. Форма импульса на нагрузке: а – $R_H/2\rho < 1$; б – $R_H/2\rho > 1$ [7]

через интервал времени, равный t_H после конца предыдущего (рис. 1.15 ,а, б). Амплитуда и полярность этого импульса определяются соотношением

$$U_k = -\frac{2R_H \cdot U_0}{2\rho + R_H} \left(\frac{R_H - 2\rho}{R_H + 2\rho} \right)^{k-1}, \quad (1.13)$$

где $k = 1, 2, 3 \dots$

Физически процесс формирования импульса на нагрузке показан на рис. 1.16. В момент времени $0 < t < l/v$ после замыкания ключа K в сторону нагрузки распространяется падающая волна напряжения $U_{П1} = -U_0$. В момент времени $t = l/v$ падающая волна напряжения $U_{П1}$ достигает нагрузки. Этому моменту соответствует окончание процесса полного

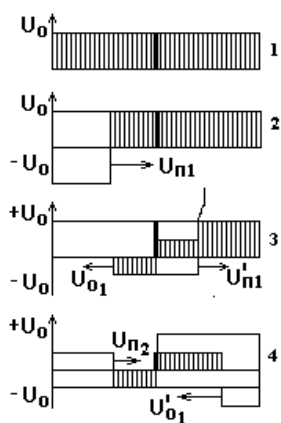


Рис. 1.16. Эпюры напряжения

1- $t = 0$

2- $0 < t < l/v$

3- $l/v < t < 2l/v$

4- $2l/v < t < 3l/v$

разряда активной линии с переходом энергии электрического поля в энергию магнитного поля и начало обратного процесса перехода энергии магнитного поля в энергию электрического поля. Достигнув нагрузки, падающая волна $U_{П1}$ частично отражается без изменения полярности, образуя первую отраженную волну U_{O1} , а частично проходит во вторую формирующую, образуя первую падающую волну $U'_{П1}$. Из рассмотрения эквивалентной схемы, приведенной на рис. 1.14,б, легко определить величины отраженных и падающих волн:

$$U_{O1} = -\frac{U_0}{2}, \quad U'_{П1} = -\frac{U_0}{2}, \quad i'_{П1} = \frac{U_0}{2\rho}. \quad (1.14)$$

Напряжение на нагрузке с момента времени $l/v < t < 2l/v$ равно

$$U_{ВЫХ} = i_H \cdot R_H = \frac{U_0}{2} \cdot 2\rho = U_0. \quad (1.15)$$

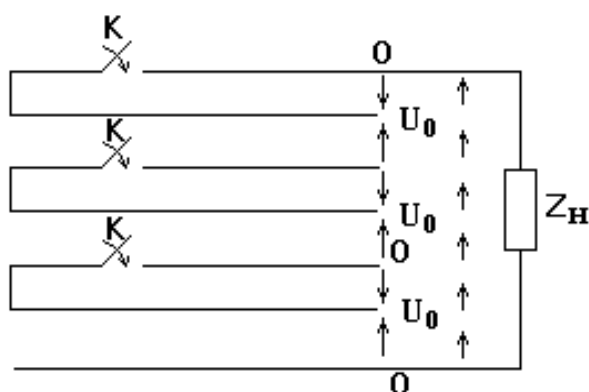


Рис. 1.17. Генератор с последовательным включением полосковых линий

В момент времени $t = 2l/v$ волна напряжения U_{O1} достигает короткозамкнутого конца и, отражаясь с обратным знаком, образует падающую волну $U_{П2} = U_0/2$. В то же время волна $U'_{П1}$ достигает разомкнутого конца правой формирующей линии и, отразившись с тем же знаком, образует отраженную волну $U'_{O1} = -U_0/2$. По мере

продвижения обеих волн ($U_{П2}$ и U'_{01}) по направлению к нагрузке напряжение на линии становится равным 0.

Генераторы с каскадным включением длинных линий.

На рис. 1.17 показано последовательное включение трех двойных формирующих линий и нагрузки. В этой сборке двойных линий начала и концы нижних общих обкладок совмещены. При $t = 0$ ключи разомкнуты и линии заряжены до напряжения U_0 , а результирующее напряжение равно нулю. При одновременном замыкании ключей через время, равное τ , в идеальном случае напряжение на выходе n последовательно соединенных линий будет определяться по формуле (1.16), длительность импульса – по формуле (1.17) [13]

$$U_{\text{вых}} = nU_0 \cdot \frac{Z_H}{n\rho + Z_H}, \quad (1.16)$$

$$t_{\text{И}} = 2\tau = \frac{2l}{V} = \frac{2l\sqrt{\varepsilon}}{C}. \quad (1.17)$$

Если $Z_H = n \cdot \rho$, то на нагрузке не будет послеимпульсов. Как и в случае двойной линии, послеимпульсы будут появляться после паузы, равной длительности импульса $t_{\text{И}}$.

На практике выходные параметры сформированного импульса определяются также параметрами разрядника, омическими и

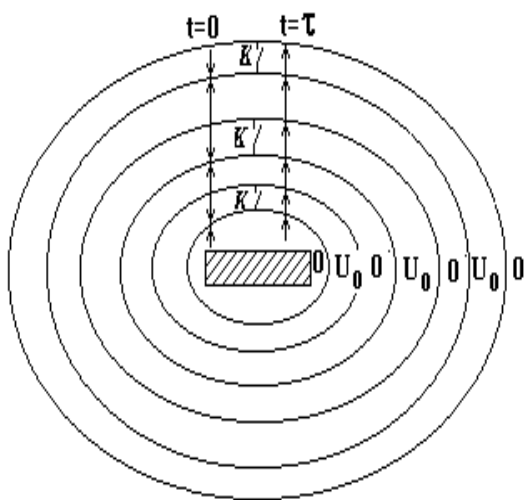


Рис. 1.18. Коаксиальная компоновка

диэлектрическими потерями при распространении падающей волны в линии, паразитной емкостью на краях полосковых линий. Эти факторы влияют на длительность фронта и амплитуду выходного импульса.

Для уменьшения длительности фронта применяют специальные быстрые разрядники и соединяют их параллельно в каждом каскаде. Для уменьшения влияния паразитной емкости на края линий на фронт и амплитуду импульса нужно уменьшить волновое сопротивление линии ρ

и $\rho_{СП}$. Очевидно, что с уменьшением ρ возрастает индуктивная

постоянная времени разрядника, оптимальным является случай равенства индуктивной L_n/ρ и емкостной ρC_{Π} составляющих фронта импульса [13].

Радикальный путь уменьшения C_{Π} – коаксиальная компоновка полоскового генератора, когда полосы выполняются в виде цилиндров, которые вставляются один в другой (рис. 1.18).

Нагрузка включена в точке, равноудаленной от ключей. Если нужно заменить много ключей

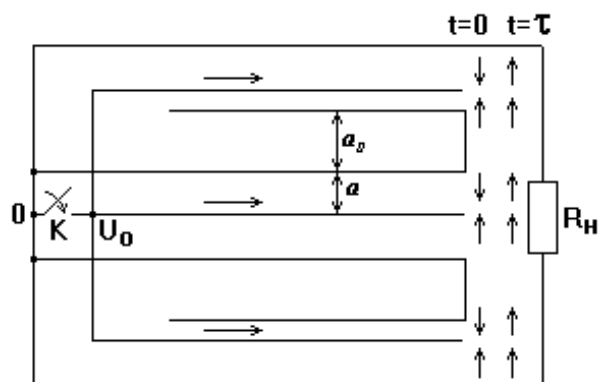


Рис.1.19. Схема с общим коммутатором

одним, то следует в схему генератора на полосковых линиях ввести дополнительные развязывающие импедансы для предотвращения разряда длинных линий через общий проводник (рис. 1.19).

Развязывающий импеданс $\rho_0 \gg \rho$, что соответствует $a_0 \gg a$, где a_0 – расстояние между полосками развязывающей линии. Амплитуда волны напряжения, распространяющаяся в пассивных линиях в сторону нагрузки, после удвоения на конце линии равна

$$U_a \approx \frac{U_0 \cdot a}{a_0}. \quad (1.18)$$

Это дает значение выходного напряжения основного импульса

$$U_{ВЫХ} = \frac{NU_0 R_H}{R_H + N\rho} \left(\beta - \frac{a}{a_0} \right), \quad (1.19)$$

где β - коэффициент, учитывающий изменение плоской части импульса за счет потерь в линиях.

Спиральный генератор. Если свернуть двойную полосковую линию с волновым сопротивлением 2ρ и длиной $2l$ в спираль, то получается спиральный генератор Фитча (рис. 1.20) [5,13]. Центральный проводник полосковой линии заряжается до напряжения U_0 , а затем на ее середине общий проводник из составляющих линию полос замыкается на одну из внешних полос ключом К. В обоих направлениях от ключа К по закороченной одинарной линии начинают распространяться волны снятия напряжения. Если при $t = 0$

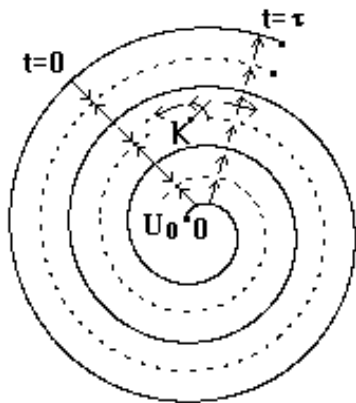


Рис. 1.20. Схема спирального генератора

направленные встречно векторы напряжения по сечению спирали компенсировали друг друга, то при $t > 0$ постепенно по мере распространения волны снятия напряжения в соответствующих витках снимаются компенсирующие векторы. Коаксиальные конденсаторы с напряжением U_0 на каждом, образованные смежными витками спирали, включаются последовательно. Когда волны снятия напряжения достигают концов спирали, напряжение между внутренним и внешним витками спирали становится равным $N \cdot U_0$, где N – число витков. После отражения от разомкнутых концов спирали при движении отрицательной волны напряжения постепенно изменяется полярность напряжения в активной полосковой линии. Когда отраженные волны достигают ключа К, процесс перезарядки активной линии прекращается, и напряжение между внутренним и внешним витками спирали достигает максимального значения $2 \cdot N \cdot U_0$. Однако на этом переходный процесс не прекращается. После отражения от замкнутого ключа К в активной линии опять распространяются волны снятия напряжения и т.д. Таким образом, напряжение между витками генератора колеблется от 0 до $2 \cdot N \cdot U_0$. Время нарастания напряжения до максимума определяется выражением

$$\tau = 2l \frac{\sqrt{\varepsilon}}{C} = \pi \cdot N \cdot D \frac{\sqrt{\varepsilon}}{C}, \quad (1.20)$$

где D – средний диаметр спирали.
Выходное напряжение для $0 < t < \tau$

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = 2 \cdot \frac{t}{\tau_T} \cdot U_0 \quad (1.21)$$

где τ_T – среднее время прохождения волной одного витка спирали.
Для интервала времени $\tau < t < 2\tau$

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = 2 \left(N - \frac{t - \tau}{\tau_T} \right) U_0. \quad (1.22)$$

Выходная емкость спирального генератора, когда внешний диаметр мало отличается от внутреннего

$$C_{ВЫХ} \approx \left(\frac{1}{2N}\right)^2 \cdot C, \quad (1.23)$$

где C – полная емкость линии, свернутой в спираль.

Амплитуда и форма импульса в реальном генераторе зависят от характеристики коммутации разрядника, от потерь в диэлектрике и проводнике, а также от шунтирующего влияния индуктивности каждого витка спирали. Анализ формы импульса, получаемого от спирального генератора, приведен в [16].

Преимуществом спиральных генераторов является сравнительная простота компоновки и возможность умножения напряжения в 30-40 раз и более. Кроме того, требуется только один коммутатор. К недостаткам следует отнести необходимость использовать малоиндуктивный быстрый коммутатор и малую выходную емкость.

1.4 Магнитные генераторы мощных импульсов

1.4.1 Принцип работы магнитных генераторов импульсов

Формирование импульсов в магнитных импульсных генераторах основано на использовании нелинейных свойств сердечников. Пока сердечник не насыщен, напряженность H магнитного поля в нем не превышает некоторой величины H_s , зависящей от свойств магнитного материала [17]. Согласно закону Ампера ограничен и ток i , протекающий через обмотку дросселя.

$$iN = Hl, \quad (1.24)$$

где N – число витков обмотки, l – длина сердечника.

Магнитное состояние сердечника определяется законом Фарадея, согласно которому магнитный поток пропорционален интегралу напряжения на обмотке дросселя

$$\hat{O} = \frac{1}{N} \int U dt. \quad (1.25)$$

Поскольку ток намагничивания i в ненасыщенном состоянии мал, напряжением на R_H можно пренебречь и считать, что все напряжение

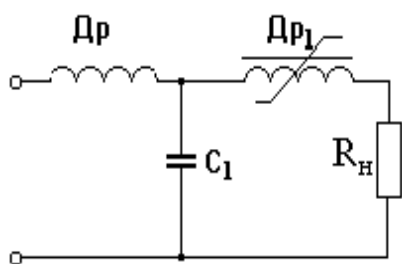


Рис.1.21 Схеме однозвенного генератора

конденсатора C_1 приложено к обмотке дросселя L_1 (рис. 1.21). Поэтому одновременно с зарядом C_1 магнитный поток будет нарастать до тех пор, пока не достигнет значения Φ_S , при котором сердечник переходит в область насыщения. В области насыщения напряженность поля уже не ограничена значением H_S , и характер процесса будет определяться крутизной характеристики

намагничивания, т.е. величиной индуктивности дросселя в насыщенном состоянии. Если эта индуктивность будет значительно меньше индуктивности зарядного дросселя, то конденсатор за короткое время разрядится на нагрузку. Дроссель с насыщающимся сердечником играет роль ключа в магнитном генераторе. В ненасыщенном состоянии ток через обмотку дросселя должен быть минимальным, в насыщенном состоянии желательно иметь как можно меньшее напряжение на обмотке. Очевидно, что чем глубже насыщение сердечника, тем ближе характеристика дросселя к идеальному ключу.

Если магнитный генератор питается от источника переменного напряжения и не содержит никаких других нелинейных элементов, кроме переключающего дросселя, то после разряда конденсатора начинается его заряд током противоположного направления, при этом сердечник перемагничивается в обратном направлении. В установившемся режиме сердечник перемагничивается по симметричной предельной петле гистерезиса, насыщаясь через каждые полпериода колебаний э.д.с. источника [17]. Соответственно в нагрузке получаются импульсы чередующейся полярности.

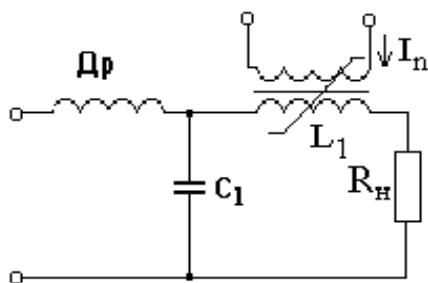


Рис. 1.22. Схема генератора с подмагниченным дросселем

Для получения в нагрузке однополярных импульсов необходимо использовать подмагничивание дросселя L_1 постоянным током I_n от вспомогательного источника (рис. 1.22) В этом случае перемагничивание сердечника будет происходить по несимметричной петле гистерезиса, причем возможен такой режим, когда сердечник насыщается только в одном

направлении, а в нагрузке получаются импульсы одной полярности. Такой режим называется асимметричным с одним насыщением за период. Схема магнитного генератора, питаемого от источника постоянного напряжения, обязательно должна содержать хотя бы один управляемый ключ, например, тиристор, чтобы стало возможным преобразование постоянного тока в периодический переменный. Обычно в качестве управляемых ключей в магнитных генераторах используются тиристоры. Тиристоры могут находиться не только в зарядной цепи, но и в цепи разряда конденсатора. В этом случае они вместе с конденсатором образуют звено с управляемым ключом.

Основным элементом, общим для всех схем магнитных генераторов, является звено, содержащее конденсатор и дроссель (трансформатор) с ферромагнитным сердечником (рис. 1.23).

На практике наиболее часто применяются комбинированные схемы генераторов, содержащие звенья того и другого типа (рис. 1.24).

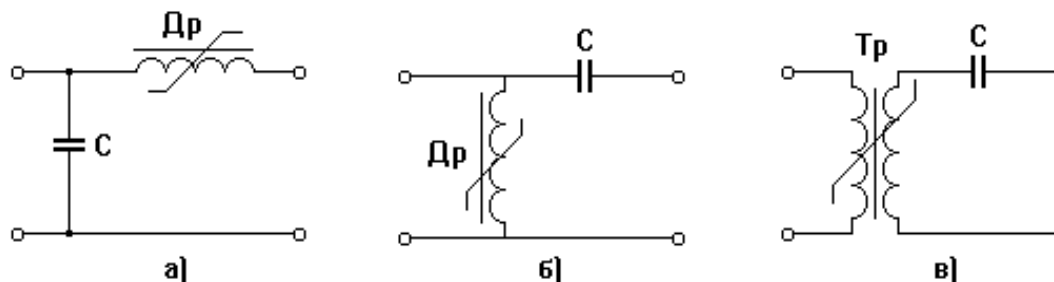


Рис. 1.23. Схемы магнитного звена: типа А(а), типа Б (б, в)

В схемах наносекундного диапазона нелинейные элементы используются, главным образом, не как коммутаторы, а как элементы, формирующие волны с крутыми перепадами из сформированных генератором исходных импульсов волн с относительно медленно нарастающим фронтом. По существу это обострители со свойствами, определяемыми параметрами фронта.

В магнитных звеньях осуществляется сжатие импульсов во

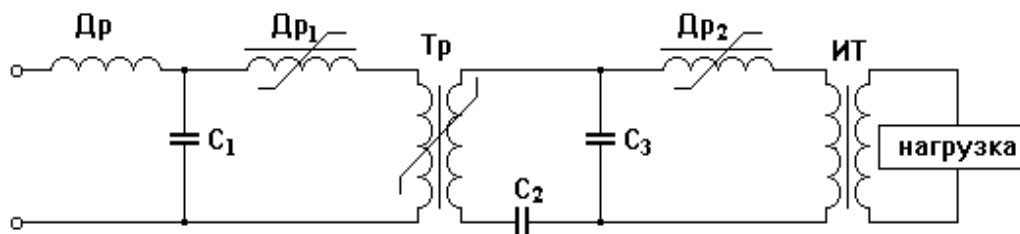


Рис. 1.24. Комбинированная схема генератора (АБА)

времени и в результате при сохранении энергии растет мощность импульсов. Магнитные звенья сжатия получают энергию для

формирования импульсов либо от сети переменного тока, либо от источника импульсов, который может быть выполнен на тиристорах или тиратронах. Тогда соответственный генератор исходных импульсов называется магнитотиристорным или тиратрономагнитным.

Основное преимущество устройств на магнитных звеньях по сравнению с генераторами, использующими искровые разрядники, заключается в том, что возможна устойчивая, надежная работа их на частоте. Однако магнитные генераторы равной мощности по габаритам превышают генераторы на разрядниках в $1,5 \div 2$ раза [18].

1.4.2 Формирование импульсов в многозвенной схеме

Рассмотрим формирование импульсов в многозвенной схеме, не содержащей управляемых ключей.

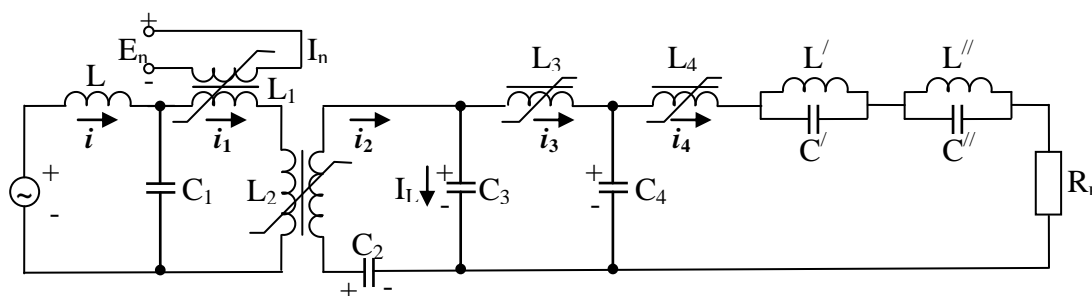


Рис. 1.25. Схема магнитного генератора

В данной схеме, как и в других, возможно большое число различных видов колебаний. Ограничимся рассмотрением асимметричного режима с одним насыщением сердечника дросселя первого звена за период. В течение первого периода можно выделить 3 процесса:

- накопление энергии в конденсаторе первого звена;
- формирование рабочего импульса, когда накопленная в первом конденсаторе энергия благодаря поочередному перемагничиванию и насыщению сердечников переключающих дросселей передается в виде импульса вдоль цепи магнитных звеньев в нагрузку;
- обратное перемагничивание сердечников, при котором схема подготавливается к формированию очередного рабочего импульса.

Пусть емкости конденсаторов всех звеньев, кроме первого, равны между собой $C_2' = C_3 = C_4 = C$, а емкость $C_1 / K_2^2 < C$, где K_2 – коэффициент трансформации трансформатора L_2 .

Звенья генератора осуществляют сжатие импульса во времени, поэтому $K_2^2 \cdot L \gg K_2^2 \cdot L_{i_1} \gg L_{i_2} \gg L_{i_3} \gg L_{i_4}$, где L_{i_k} – индуктивность k -го дросселя при насыщении, а L_{i_2} – индуктивность вторичной обмотки трансформатора L_2 при насыщении.

Рассмотрим формирование рабочего импульса с момента времени t , когда сердечник L_1 приходит в положительное насыщение. Предположим, что к этому времени сердечники всех остальных дросселей находятся в состоянии отрицательного насыщения. Напряжение на C_1 равно U_1 , а на всех остальных конденсаторах равно 0. Токи во вторичной обмотке трансформатора L_2 и дросселях L_3 и L_4 равны 0. Дроссель L_1 подмагничивается постоянным током I_n .

После перехода дросселя L_1 в насыщенное состояние начинается разряд конденсатора C_1 на C_2 . Ток i_1 протекает через обмотку дросселя L_1 , по первичной и вторичной обмоткам трансформатора L_2 , через дроссели L_3 и L_4 , нагрузку R_H и C_2 . Под действием этого тока дроссели L_3 и L_4 поддерживаются в состоянии отрицательного насыщения, а сердечник трансформатора L_2 в самом начале процесса разряда конденсатора C_1 переходит в ненасыщенное состояние. Характер и длительность процесса разряда определяются, главным образом, емкостями C_1 и C_2 и индуктивностью L_{i_1} .

Полярность напряжения на C_1 после его разряда будет отрицательной. Напряжение отрицательной полярности на C_1 вызывает изменение индукции в сердечнике дросселя L_1 и удерживает этот дроссель в ненасыщенном состоянии, аналогичном состоянию разомкнутого ключа.

По мере разряда C_1 напряжение на C_2 растет. По мере заряда C_2 во вторичной обмотке трансформатора L_2 приложено напряжение $U_{C_2} = U_2$, индукция в сердечнике трансформатора нарастает, и сердечник насыщается. Когда сердечник перейдет в состояние насыщения, начинается процесс разряда C_2 . Ток разряда i_2 протекает по вторичной обмотке трансформатора L_2 и через конденсатор C_3 . Ненасыщенные состояния сердечников L_1 и L_3 препятствуют разряду C_2 на C_1 и C_4 . Процесс разряда продолжается, пока сердечник трансформатора L_2 не перейдет в ненасыщенное состояние. Длительность разряда C_2 значительно меньше длительности разряда C_1 . Напряжение на

конденсаторе C_3 к этому времени станет равно напряжению $U_2 = U_3 = U_{C_3}$, а $U_{C_2} = 0$.

Индукция на дросселе L_3 , напряжение на котором равно U_{C_3} , в течение процесса нарастает, и при насыщении сердечника L_3 начинается разряд C_3 на конденсатор C_4 . Этот процесс аналогичен предыдущему, только частота собственных колебаний $\omega_4 = \frac{1}{\sqrt{L_{f_3} \cdot \tilde{N}/2}}$ будет больше, а

длительность разряда π/ω_4 меньше. Когда напряжение на C_3 равно 0, то напряжение на C_4 достигает максимального значения, равного $U_2 = U_4$. В этот момент времени индукция в сердечнике последнего дросселя становится равной B_S , после чего начинается разряд конденсатора C_4 на нагрузку.

После насыщения дросселя L_4 последнее звено образует искусственную формирующую линию, состоящую из конденсатора C_4 , насыщенного дросселя L_4 и параллельных контуров $L' \cdot C'$ и $L'' \cdot C''$. Для получения максимальной энергии в нагрузке волновое сопротивление линии ρ выбирается равным сопротивлению нагрузки R_H . Тогда в нагрузке формируется импульс прямоугольной формы с амплитудой $U_H/2R_H$ и длительностью τ_H , определяемой параметрами формирующей линии. После окончания импульса напряжение на C_4 и

ток через L_4 становятся равными 0, а дроссель L_4 оказывается на пороге положительного насыщения [17].

При работе генератора в асимметричном режиме все сердечники в интервале между основными импульсами должны перемагничиваться в обратном направлении. Обратное перемагничивание сердечника k -го дросселя происходит под действием напряжения на k -том конденсаторе, полярность которого противоположна полярности рабочего импульса. По существу процесс обратного перемагничивания сердечников аналогичен процессу их намагничивания при передаче энергии рабочего импульса.

Когда дроссель L_1 переходит в ненасыщенное состояние и конденсатор C_1 начинает заряжаться от источника синусоидального напряжения e , то через рабочую обмотку первого дросселя протекает ток смещения I_{b1} , равный приведенному к рабочей обмотке току подмагничивания. В результате при заряде C_1 на цепь, состоящую из зарядного дросселя и конденсатора C_1 , воздействует не только источник переменного напряжения, но и генератор постоянного тока I_{b1} . Поскольку среднее значение тока в этой обмотке равно 0, а насыщается дроссель в рассмотренном режиме только один раз за период, то при

разряде C_1 на C_2 через рабочую обмотку L_1 проходит количество электричества примерно равное $I_{b1} \cdot T$. Отсюда следует, что амплитуда рабочего импульса на конденсаторе C_2 и на выходе зависит в основном от тока подмагничивания. Это позволяет легко регулировать амплитуду выходных импульсов путем изменения величины тока подмагничивания $U_2 \cong \frac{I_{b1} \cdot T}{C_2}$, где T – период питающего напряжения.

Таким образом, схемы, не содержащие полупроводниковых приборов, не могут получать импульсы большой частоты следования, т.к. шкала частот электромагнитных генераторов переменного тока ограничена. Для увеличения частот используются разные схемы и способы.

1. Генераторы с многоканальным входом.

При работе генератора в каждом канале вырабатывается последовательность импульсов. В общем звене генератора происходит сложение этих последовательностей. Если в каждом канале частота следования импульсов равна f , то в общих звеньях и на выходе генератора средняя частота следования импульсов будет в m раз больше, где m – число каналов на входе генератора.

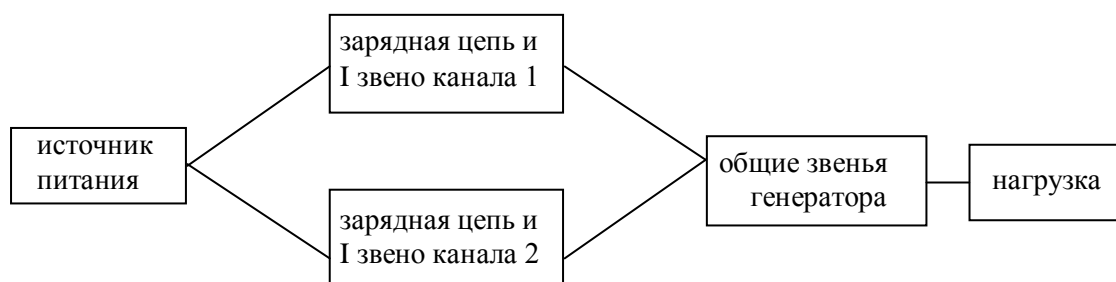


Рис. 1.26. Схема генератора с многоканальным входом

В генераторах с многоканальным входом путем соответствующего сдвига во времени последовательностей импульсов разных каналов можно получить периодически изменяющиеся интервалы между выходными импульсами. Многоканальный вход можно использовать и в магнитных генераторах с тиристорами, где таким образом повышается частота и мощность генератора во столько раз, сколько каналов на входе.

2. Генераторы с делением частоты.

Рассмотренная выше схема магнитного генератора не может вырабатывать импульсы с частотой следования меньше, чем частота источника питания. В генераторе с делением частоты источника питания (рис. 1.27) первый дроссель насыщается один раз в течение целого числа n_0 периодов [17].

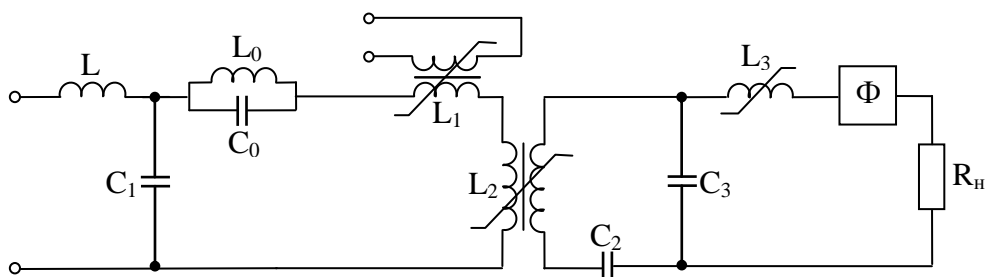


Рис.1.27. Схема магнитного генератора импульсов с делением частот

Такой режим становится возможным благодаря наличию в первом звене генератора дополнительного контура L_0C_0 , причем резонансная частота этого контура в $2n_0$ раз меньше частоты источника.

3. Генераторы импульсов тока.

В таких генераторах амплитуда выходных импульсов зависит от величины сопротивления нагрузки. Она должна быть согласована с последним звеном генератора. Внутренним сопротивлением генератора является характеристическое сопротивление ρ искусственной формирующей линии, образованной конденсатором C_1 , индуктивностью насыщения дросселя L_1 и цепочкой резонансных контуров Φ .

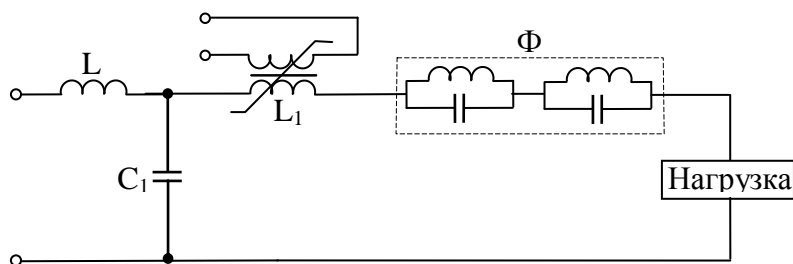


Рис. 1.28. Схема генератора импульсов тока

Нагрузка является нелинейной (либо R_H , либо L_H). Для обеспечения независимости амплитуды выходных импульсов тока от величины сопротивления R_H необходимо, чтобы $\rho \gg R_H$. Тогда $I_f = \frac{U_1}{\rho + R_f} \approx \frac{U_1}{\rho}$,

где U_1 – напряжение на конденсаторе C_1 в момент насыщения сердечника дросселя L_1 .

При работе на индуктивную нагрузку L_H заданную длительность фронта τ_Φ можно получить, если выбрать величину ρ из соотношения $\tau_\Phi = L_H/\rho$.

При нелинейной нагрузке амплитуда импульсов тока будет почти постоянной, если накопленная в C_1 энергия будет много больше максимальной энергии W_H , расходуемой в нагрузке, т.е. $\frac{C_1 \cdot U_1^2}{2} \gg W_i$.

Неизрасходованная в течение очередного импульса энергия может использоваться при формировании следующих импульсов. В этом случае энергия источника питания будет расходоваться только на восполнение энергии, расходуемой в нагрузке, и потерь энергии в элементах генератора.

1.4.3 Эквивалентные схемы дросселей

Конструкция дросселя (трансформатора) представляет собой сердечник тороидальной формы, на который наматываются обмотки с изолирующими прослойками, если обмотки выполнены многослойными. Для уменьшения числа слоев часто применяют «полутораслойную» намотку, когда витки располагаются вплотную друг к другу по длине наружной, а не внутренней окружности каркаса. Тогда на внутренней окружности часть витков располагается поверх соседних.

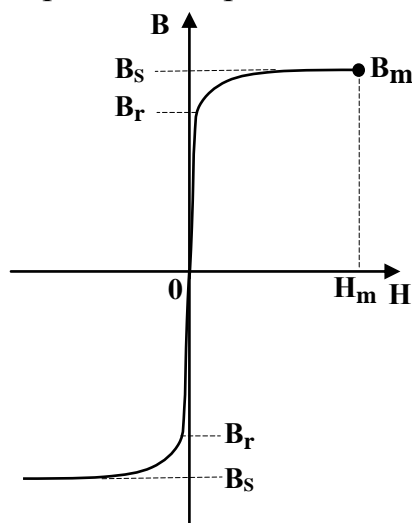


Рис. 1.29. Характеристика намагничивания сердечника в больших полях

Для уменьшения числа слоев часто применяют «полутораслойную» намотку, когда витки располагаются вплотную друг к другу по длине наружной, а не внутренней окружности каркаса. Тогда на внутренней окружности часть витков располагается поверх соседних.

В сердечниках переключающих дросселей напряженность магнитного поля при насыщении может в сотни и даже тысячи раз превышать величину коэрцитивной силы (рис. 2.29). H_m и B_m обозначают максимальные значения напряженности поля и магнитной индукции соответственно.

Для тороидального сердечника в формуле (2.24) $l = \pi \cdot D_{CP}$, где D_{CP} – средний диаметр сердечника; H – напряженность поля в магнитном сердечнике на расстоянии $D_{CP}/2$ от оси тороида. Напряжение на обмотке определится выражением [38]

$$U = N \cdot A \frac{dB}{dT} + N(S - A) \cdot \mu_0 \cdot \frac{dH}{dT} + r \cdot i, \quad (1.26)$$

где S – площадь сечения обмотки; A – площадь поперечного сечения сердечника; B – средняя по сечению A магнитная индукция; r – активное сопротивление обмотки.

Зависимость $B(H)$ в области насыщения можно считать линейной, тогда

$$B = B_S + \mu_0 \cdot \mu_S \cdot H. \quad (1.27)$$

Подставляя (1.27) в (1.26) и учитывая (1.24), получим

$$U = L_H \cdot \frac{di}{dt} + r \cdot i, \quad (1.28)$$

где

$$L_H = \frac{\mu_0 \cdot \mu_H \cdot A \cdot N^2}{l}, \quad (1.29)$$

$$\mu_H = \mu_S - 1 + \frac{S}{A}, \quad (1.30)$$

где μ_H – кажущаяся магнитная проницаемость насыщенного сердечника, учитывающая наличие магнитного потока через немагнитную среду. Истинная магнитная проницаемость μ_S определяется как угловой коэффициент пунктирной прямой на рис. 1.29, B_S – индукция насыщения.

Таким образом, эквивалентная схема дросселя при насыщенном сердечнике представляет последовательное соединение индуктивности L_H и сопротивления r .

Если дроссель имеет обмотку подмагничивания (рис. 1.23), то вместо (1.28) получим

$$U = L_H \frac{di}{dt} + r(i - I_b) \quad (1.31)$$

или

$$U = L_H \frac{di_L}{dt} + r \cdot i_L, \quad (1.32)$$

где $i = i_L + I_b$.

Отсюда следует, что эквивалентная схема будет состоять из индуктивности L_H , сопротивления r и генератора тока смещения I_b (рис. 1.30, а).

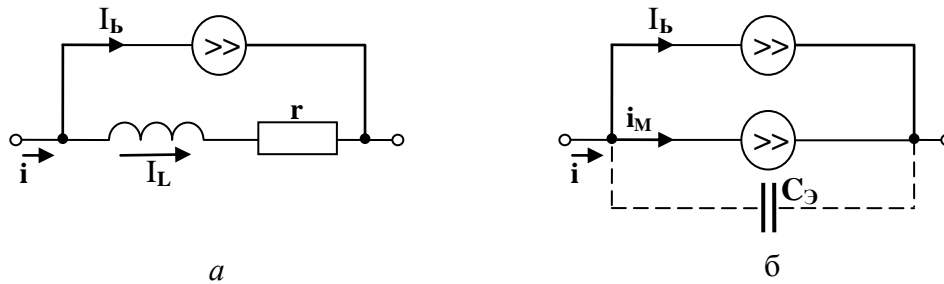


Рис. 1.30. Эквивалентная схема дросселя:

a – для насыщенного состояния; *б* - для ненасыщенного состояния

В ненасыщенном состоянии ток через обмотку должен быть мал. Следовательно им можно вообще пренебречь по сравнению с токами в других ветвях схемы. Тогда состояние сердечника будет определяться лишь интегралом напряжения на его обмотке [17]

$$B(t) = B(0) + \int_0^t \frac{U}{A \cdot N} dt. \quad (1.33)$$

Влиянием тока намагничивания тоже можно пренебречь. Перемагничивание сердечника происходит под действием напряжения, приложенного к обмотке. Поэтому дроссель с ненасыщенным сердечником может быть представлен эквивалентной схемой (рис. 1.30, б), содержащей генератор тока I_b и генератор тока намагничивания i_M , равного

$$i_M(t) = \frac{1}{N} \cdot H(t). \quad (1.34)$$

Ввиду малости i_M можно пренебречь падением напряжения на активном сопротивлении обмотки. Но емкостный ток, обусловленный наличием распределенной емкости между обмоткой и сердечником, между слоями одной обмотки и т.д. (C_3 на рис. 1.30, б), может оказывать заметное влияние.

Напряжение на обмотке $U(t)$ можно найти, если принять $i_M = 0$. Тогда из (1.33) определяется $B(t)$, а затем, зная характеристику намагничивания сердечника, нетрудно найти $H(t)$ и $i_M(t)$.

Индуктивность дросселя в насыщенном состоянии зависит от размеров сердечника и числа витков, а также от конструкции обмотки,

что учитывается наличием коэффициента μ_H в формуле (1.29). Чем меньше μ_H , тем меньше габариты магнитного генератора, поэтому при разработке генераторов необходимо путем выбора электрических и конструктивных параметров стремиться уменьшить μ_H настолько, насколько это возможно. Входящая в (1.30) μ_S зависит от материала сердечника и от степени его насыщения. В пермалловых сердечниках при глубоком насыщении μ_S приближается к единице. Реально μ_S всегда несколько больше единицы, а $\mu_H = 2,5 \div 5$ вследствие наличия изоляционных промежутков между витками ферромагнитной ленты, конечной толщины стенок каркаса и т.д. Величина μ_H зависит от диаметра провода. Применение провода большого диаметра увеличивает S , а значит, и μ_H . Следовательно, лучше производить намотку параллельно несколькими проводами меньшего диаметра. Намотка должна быть плотной и иметь достаточно большое число витков.

1.4.4 Параметры ферромагнитных сердечников

Наиболее важными параметрами статической петли гистерезиса (рис. 1.31) для сердечников, применяемых в магнитных генераторах импульсов, является коэрцитивная сила H_C , остаточная индукция B_r , индукция насыщения B_S и магнитная проницаемость насыщения μ_S

$$\mu_S = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{B_m - B_r}{H_m} \quad (1.35)$$

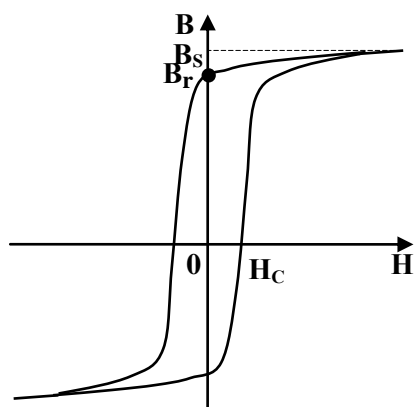


Рис. 1.31. Предельная статистическая петля гистерезиса

Индуктивность дросселя в насыщенном состоянии и, следовательно, скорость изменения тока через обмотку определяется угловым коэффициентом касательной к кривой $B(H)$. Поэтому проницаемость сердечника в насыщенном состоянии будет определяться как

$$\mu_S = \frac{1}{\mu_0} \cdot \left. \frac{dB}{dH} \right|_{H \gg H_C} \quad (1.36)$$

От индуктивности дросселя в насыщенном состоянии зависит длительность импульса разрядного тока

конденсатора.

Сердечники магнитных генераторов должны обладать по возможности прямоугольной петлей гистерезиса. Однако степень прямоугольности, оцениваемая коэффициентом $\beta = B_r/B_S$, не является основным критерием, определяющим выбор материала сердечника. Изменение H и B происходит по статической петле лишь при относительно медленном перемагничивании. Это может иметь место в сердечниках первых звеньев магнитного генератора. С повышением скорости перемагничивания связь между напряжением на обмотке и намагничивающими ампервитками оказывается более сложной. Поведение сердечника в этом случае зависит не только от значений B и H , но и их производных по времени.

На динамические характеристики сердечников влияют как свойства самого вещества (магнитная вязкость), так и факторы, зависящие от геометрии сердечника (вихревые токи).

Уравнение динамической характеристики, учитывающей вихревые токи, запишется в виде [38]

$$H(t) - H_C = \frac{B_S \cdot d^2}{2\rho} \cdot \lambda \cdot \frac{d\lambda}{dt}, \quad (1.37)$$

где $\lambda(t) = \Delta B(t)/2B_S$, $\rho = \sigma^{-1}$ – удельное сопротивление материала.

Если известна функция $B(t)$ или функция $H(t)$, то можно получить аналитическое выражение для кривой $B(H)$ при данном способе перемагничивания (рис. 1.32).

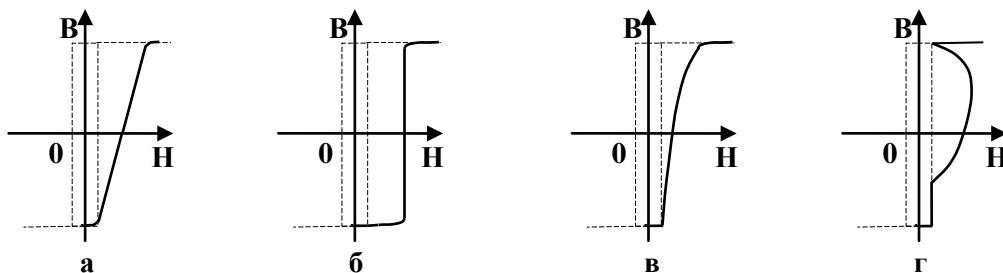


Рис. 1.32. Восходящая ветвь динамической кривой намагничивания при наличии вихревых токов для различных режимов перемагничивания [38]:

а – $U(t) = \text{const}$; б – $i(t) = \text{const}$; в – $U(t) = \frac{U}{2}(1 - \cos \omega t)$; г – $U(t) = U \cdot \sin \omega t$

Из рисунка видно, что форма динамической кривой существенно зависит от вида функции $B(t)$ или $H(t)$, что объясняется наличием в

уравнении множителя dB/dt . Уравнение (1.37) может быть представлено в другой форме. Проинтегрируем (1.37), обозначив

$$Q(t) = \int_0^t [H(t') - H_C] dt'. \quad (1.38)$$

После интегрирования (2.37) получим

$$Q(t) = \frac{B_S \cdot d^2}{2\rho} \int_0^{\lambda(t)} \lambda d\lambda = \frac{B_S \cdot d^2}{4\rho} \lambda^2(t). \quad (1.39)$$

Отсюда видно, что величина $Q(t)$ имеет однозначную функциональную связь с изменением индукции $\lambda(t)$, которая не зависит от вида самих функций $B(t)$ или $H(t)$. Значение Q , соответствующее максимальному изменению индукции ($\lambda = 1$), равно

$$S_\omega = Q_{\max} = \frac{B_S \cdot d^2}{4\rho}. \quad (1.40)$$

Величина S_ω представляет собой количество электричества, отнесенное к длине сердечника, необходимое для его полного перемагничивания. Она носит название коэффициента переключения и является постоянной величиной, не зависящей от длительности и формы перемагничивающего тока или напряжения.

Согласно определению

$$S_\omega = (\bar{H}_{(t)} - H_C) \cdot \tau, \quad (1.41)$$

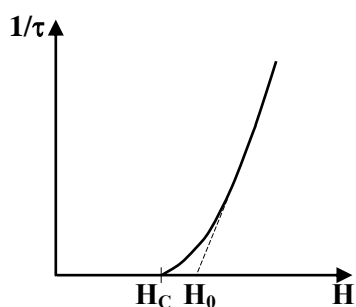


Рис. 1.33. Зависимость времени перемагничивания от напряженности внешнего поля

где τ - время полного перемагничивания сердечника; $\bar{H}_{(t)}$ - среднее значение напряженности магнитного поля за время τ . Равенство (1.41) перемагничивания сердечника (рис. 1.33). На рисунке видно, что в области больших полей ($H > 2 \div 3 H_C$) зависимость близка к линейной. При малых полях линия имеет заметную кривизну, которая обусловлена более существенным влиянием неравномерности намагничивания сердечника. H_0 называется полем старта.

Очевидно, что в уравнениях (1.37 – 1.41) необходимо H_C заменить на H_0 .

Для пермалловых сердечников при толщине ленты $d \leq 0,005$ мм поведение сердечника определяется практически только магнитной вязкостью, и, наоборот, при $d \geq 0,02$ мм можно принять во внимание только действие вихревых токов [17].

Магнитная вязкость обусловлена сложным комплексом микроскопических процессов, происходящих в сердечнике, и определяется свойствами самого ферромагнитного материала.

В чистом виде действие вязкости проявляется в металлических сердечниках из сверхтонких лент ($d \leq 0,003$ мм) и в ферритах, в которых вследствие их высокого удельного сопротивления влияние вихревых токов мало. Зависимость времени полного перемагничивания от среднего значения H имеет такой же характер, как в случае вихревых токов (рис. 1.33). При этом

$$Q(t) = \int_0^t (H - H_0) dt' \quad (1.42)$$

с достаточной точностью можно считать функцией только индукции

$$Q(t) = f_1[B(t)]. \quad (1.43)$$

Q иногда называют «импульс поля» [17]. Тогда уравнение динамики может быть представлено в виде

$$H(t) - H_0 = \frac{df_1}{dB} \cdot \frac{dB}{dt} = f_2(B) \frac{dB}{dt}. \quad (1.44)$$

Сохраняет смысл и коэффициент переключения

$$S_\omega = \int_0^\tau (H - H_0) dt = Q(\tau), \quad (1.45)$$

где τ - время полного перемагничивания.

Из уравнения (1.44) S_ω не зависит от длительности и формы перемагничивающего напряжения или тока, так как

$$S_\omega = \int_0^\tau f_2(B) \frac{dB}{dt} = \int_{-B_S}^{+B_S} f_2(B) dB = f_1(+B_S) - f_1(-B_S). \quad (1.46)$$

Для определения функции $f_2(B)$ (или f_1) выдвинуто ряд теоретических моделей. Но ни одна из них не лишена серьезных недостатков.

Модель, основанная на предположении о том, что границы доменов являются плоскими и $f_2(B) = \text{const}$, дает возможность преобразовать уравнение (1.44) в

$$H(t) - H_0 = \frac{S_{\omega}}{2B_S} \cdot \frac{dB}{dt}. \quad (1.47)$$

Вращательная модель намагничивания преобразует уравнение динамики в вид

$$\frac{dB}{dt} = r_m \left(1 - \frac{B^2}{B_S^2} \right) (H - H_0), \quad (1.48)$$

где r_m – некоторая константа.

Выбор той или иной формы уравнения для описания поведения сердечника определяется характером решаемой задачи. Так, например, для оценки потерь энергии в сердечнике при перемагничивании можно ограничиться уравнением (1.47).

Совместное влияние вихревых токов и магнитной вязкости приводит к еще большему усложнению процессов. Например, для уравнения (1.47) учет вихревых токов приводит к следующему более общему выражению

$$H(t) - H_0 = S_{\omega 0} \frac{d\lambda}{dt} + 2S_{\omega e} \cdot \lambda \frac{d\lambda}{dt}, \quad (1.49)$$

где $\lambda = \Delta B(t)/2B_S$.

Здесь $S_{\omega 0}$ - коэффициент переключения, обусловленный только вязкостью (в отсутствии вихревых токов), а величина $S_{\omega e} = B_S \cdot d^2/4\rho$ совпадает со значением коэффициента переключения при действии только вихревых токов (1.40).

Таким образом, для сердечников магнитных генераторов необходимы материалы с малой коэрцитивной силой и большой индукцией насыщения, обладающие минимальной магнитной проницаемостью насыщения и имеющие прямоугольную петлю гистерезиса. Потери энергии в динамическом режиме перемагничивания должны быть минимальны.

Перечисленным требованиям удовлетворяют железоникелевые сплавы (пермаллои). В табл. 1.1. приведены статические и динамические параметры некоторых сплавов.

Таблица 1.1.

Параметры некоторых сплавов

Марка сплава	Толщина d , мм	Остаточная индукция, B_r , Тл	Коэрцитивная сила H_c , а/м	Поле старта H_0 , а/м	Коэффициент переключения S_{ω} , мкк/м	Индукция насыщения B_s , Тл	Удельное сопротивление ρ , мкОм·м
50НП	0,005	1,4	40	120	110	1,5	0,45
	0,01	1,4	28	100	160	1,5	0,45
34НКМП	0,005	1,5	24	145	80	1,5	0,50
	0,01	1,45	16	130	145	1,5	0,50
79НМ	0,003	0,7	12	24	32	0,72	0,55
	0,005	-	8	20	48	0,72	0,55

По магнитным свойствам пермаллои можно разделить на 2 группы. К первой группе относятся сплавы 50НП, 34НКМП и другие, имеющие высокую прямоугольность петли гистерезиса (буква П). Эти сплавы имеют высокую индукцию насыщения ($B_s = 1,3 \div 1,55$ Тл) и коэффициент прямоугольности $\beta = B_r/B_s = 0,96 \div 0,98$. Вторую группу образуют сплавы 79НМ, 80НХС и другие, обладающие высокой магнитной проницаемостью в ненасыщенном состоянии и малыми удельными потерями. У них $B_s = 0,6 \div 0,8$ Тл. На порядок меньше, чем у сплавов первой группы, коэрцитивная сила. Значительно меньше и вязкая составляющая S_{ω} коэффициента переключения. Сплавы этой группы имеют B_r заметно меньше B_s , и эти материалы не принято считать имеющими прямоугольную петлю гистерезиса. Однако с уменьшением толщины проката B_r повышается, и при $d \leq 0,005$ мм форма петли становится практически прямоугольной.

Важное достоинство пермаллоев состоит в том, что намагниченность материала даже в относительно небольших полях близка к намагниченности насыщения, так как в результате прокатывания в тонкие листы и последующей обработки оси легчайшего намагничивания кристаллических зерен приобретают преимущественную ориентацию в направлении внешнего поля. При значениях H , превышающих в сотни и тысячи раз величину коэрцитивной силы, величина μ_s приближается к единице.

Магнитные свойства сердечников зависят от толщины проката, особенно коэрцитивная сила. С уменьшением d она возрастает у всех материалов. Индукция насыщения B_S практически не зависит от d . Остаточная индукция B_r у материалов, имеющих кристаллографическую текстуру (50НП и др.) и проходящих термообработку в магнитном поле (34НКМП), мало изменяется при уменьшении d . Применение ленты толщиной менее 0,005 мм нецелесообразно, т.к. потери на вихревые токи становятся ничтожно малыми по сравнению с потерями на вязкость, но существенно возрастают потери на гистерезис с уменьшением d .

1.4.5 Потери энергии в сердечнике

Энергия потерь выражается следующей формулой:

$$W_M = \int_0^{\tau} U \cdot i_M \cdot dt, \quad (1.50)$$

где τ - время перемагничивания; i_M – ток намагничивания; U – напряжение, приложенное к обмотке.

С учетом (1.33) и (1.34) получим

$$W_M = V \int_0^{\tau} H(t) \cdot \frac{dB}{dt} dt = V \int_{B(0)}^{B(\tau)} H(B) dB. \quad (1.51)$$

Здесь $V = A \cdot l$ – объем сердечника.

При достаточно медленном перемагничивании, когда $\tau \gg S_{\omega}/H_C$, величина H определяется параметрами статической петли гистерезиса. Если форма петли близка к прямоугольной, то W_M есть энергия потерь на гистерезис

$$W_M = W_{гист} = V \cdot H_C \cdot \Delta B, \quad (1.52)$$

где $\Delta B = B(\tau) - B(0)$ – рабочий перепад индукции.

Если перемагничивание нельзя считать медленным, то формулу (1.51) удобно представить в виде

$$W_M = V \cdot H_0 \cdot \Delta B + V \int_0^\tau (H - H_0) \frac{dB}{dt} dt. \quad (1.53)$$

Величина

$$W_{M0} = V \cdot H_0 \cdot \Delta B \quad (1.54)$$

включает как потери на гистерезис, так и ту часть динамических потерь, которая обусловлена отличием H_0 от H_C . Второе слагаемое

$$W_{M\Delta} = V \int_0^\tau (H - H_0) \frac{dB}{dt} dt \quad (1.55)$$

представляет основную часть потерь на вихревые токи и магнитную вязкость.

Разделение динамических потерь на два слагаемых $V(H_0 - H_C)\Delta B$ и $W_{M\Delta}$ носит условный характер, поскольку оно связано с аппроксимацией зависимости $\tau^{-1}(H)$ (рис. 1.33). Такое разделение введено лишь для удобства расчетов, так как при быстром перемагничивании первое слагаемое практически не зависит, а второе существенно зависит от формы перемагничивающего воздействия и скорости перемагничивания. Оба эти слагаемые могут быть найдены, если известно уравнение динамической характеристики. В [17] рассмотрены зависимости $W_{M\Delta}$ от способа перемагничивания. Если принять уравнение динамики перемагничивания в виде уравнения (1.49), то можно рассмотреть следующие примеры.

1. Сердечник перемагничивается под действием постоянного напряжения на обмотке. В этом случае $\frac{dB}{dt} = 2B_S \cdot \frac{d\lambda}{dt} = const$ и может быть вынесено за знак интервала. В результате получим

$$W_{M\Delta} = V \frac{\Delta B(\tau)}{\tau} \int_0^\tau (H - H_0) dt = V \frac{\Delta B(\tau) \cdot Q(\tau)}{\tau}. \quad (1.56)$$

Для полного перемагничивания $\Delta B(\tau) = 2B_S$, $Q(\tau) = S_\omega$ откуда

$$W_{M\Delta} = \frac{V \cdot 2B_S \cdot S_\omega}{\tau}, \quad (1.57)$$

причем этот результат не зависит от вида уравнения динамики. При неполном перемагничивании вид уравнения играет существенную роль. Подставляя (2.49) в (2.56), получим

$$W_{M\Delta} = \frac{V \cdot 2B_S}{\tau} (S_{\omega 0} \cdot \lambda^2 + S_{\omega e} \cdot \lambda^3), \quad (1.58)$$

где $\lambda = \Delta B(\tau)/2B_S$. При $\lambda = 1$ это выражение переходит в (1.57).

2. Перемагничивание прямоугольным импульсом тока.

В этом случае $H - H_0 = \text{const}$ и этот множитель можно вынести за знак интеграла:

$$W_{M\Delta} = V(H - H_0) \int_0^{\tau} \frac{\Delta B}{dt} dt = V(H - H_0) \Delta B(\tau). \quad (1.59)$$

Но $(H - H_0)\tau = Q(\tau)$, тогда

$$W_{M\Delta} = V \frac{\Delta B(\tau) \cdot Q(\tau)}{\tau}. \quad (1.60)$$

Это выражение совпадает с (1.56). При полном перемагничивании энергия потерь определяется формулой (1.56) и не зависит от конкретного вида уравнения динамики. При неполном перемагничивании получим уравнение (1.58).

3. Перемагничивание импульсов напряжения вида

$$U(t) = \frac{U}{2} (1 - \cos \pi \cdot \frac{t}{\tau}), \quad 0 \leq t \leq \tau. \quad (1.61)$$

Большинство дросселей и трансформаторов магнитного генератора находятся под воздействием напряжения такой формы.

Подставляя (1.47) в выражение для $W_{M\Delta}$ и учитывая (1.61), получаем после интегрирования

$$\begin{aligned} W_{M\Delta} &= \frac{V \cdot 2B_S}{\tau} \left[\frac{3}{2} S_{\omega 0} \cdot \lambda^2 + \left(\frac{3}{2} + \frac{10}{3\pi^2} \right) S_{\omega e} \cdot \lambda^3 \right] \\ &= \frac{V \cdot 2B_S}{\tau} (1,5S_{\omega 0} \cdot \lambda^2 + 1,84S_{\omega e} \cdot \lambda^3). \end{aligned} \quad (1.62)$$

Сравнивая (1.62) с (1.58) получим, что в данном случае энергия потерь более чем в 1,5 раза выше, чем в первых двух случаях при тех же значениях длительности и перепаде индукции.

Таким образом, основная часть энергии потерь на вихревые токи и вязкость существенно зависит не только от времени перемагничивания, но и от формы перемагничивающего напряжения и тока. Величина $W_{M\Delta}$ всегда пропорциональна объему сердечника и обратно пропорциональна времени его перемагничивания.

Потери энергии в сердечнике при перемагничивании вызывают нагревание сердечника и повышение его температуры. В установившемся тепловом режиме превышение температуры сердечника над температурой окружающей среды определяется как

$$\Delta T = \frac{P_M}{S_{охл} \cdot V}, \quad (1.63)$$

где $P_M = W_{M\Sigma} \cdot f_C$ - средняя мощность, рассеиваемая в сердечнике, где $W_{M\Sigma}$ - суммарная энергия потерь как при рабочем, так и обратном перемагничивании; f_C - частота следования; $S_{охл}$ - площадь охлаждаемой поверхности; V - коэффициент теплоотдачи.

Отношение

$$q = \frac{P_M}{S_{охл}} \quad (1.64)$$

называется тепловой нагрузкой сердечника. Она зависит от магнитных параметров сердечника, режима его работы, геометрической формы сердечника, так как P_M пропорциональна объему сердечника.

Расчет тепловой нагрузки производится с целью определения рабочей температуры внутри сердечника. Зная температуру сердечника, можно оценить нестабильность амплитуды и времени задержки, обусловленную температурной зависимостью магнитных свойств сердечника.

Уменьшить температуру сердечника можно не только за счет уменьшения рассеиваемой в нем мощности, но и путем улучшения отвода тепла от сердечника за счет увеличения охлаждающей поверхности и повышения коэффициента теплоотдачи.

1.4.6 Структурная схема магнитного генератора

Структурная схема магнитотиристорного генератора наносекундных импульсов в практически неизменном виде повторяется в генераторах различной мощности и назначения.

На рис. 1.34 приведена упрощенная схема одного из четырех параллельно и синхронно работающих модулей генератора. Для повышения мощности входные цепи описываемого генератора с тиристорами включены параллельно и синхронно.

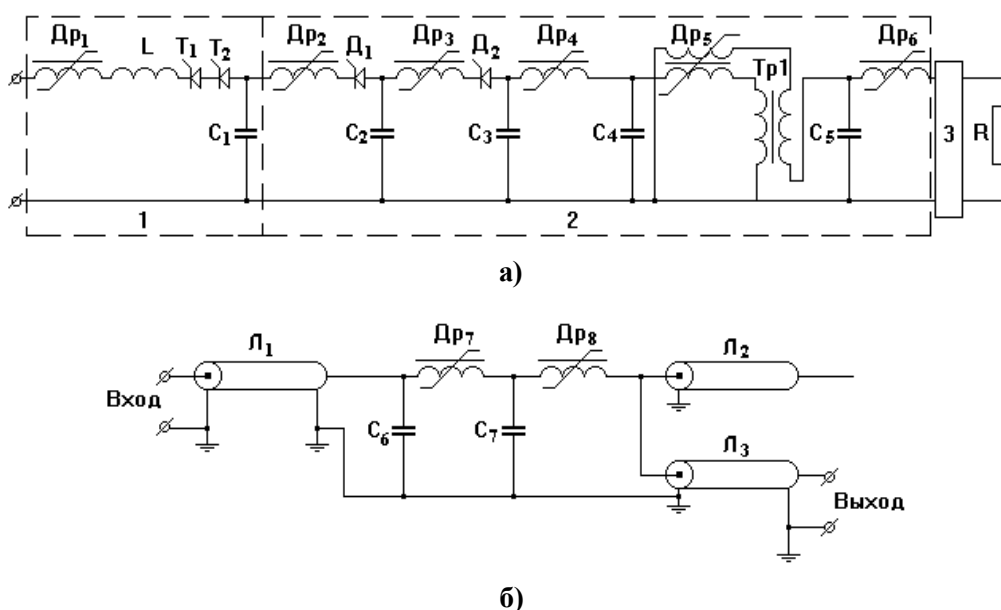


Рис. 1.34. а) – схема генератора (один из четырех генераторов параллельно включенных модулей): 1 – генератор исходных импульсов, 2 – звенья сжатия с трансформатором, 3 – формирующее устройство. б) – одна из 22 параллельно включенных цепей формирующего устройства (3 на рис); T_1, T_2 – ТЧИ – 100 – 10 – 668; D_1, D_2 – В – 200 – 10; $C_1 \div C_5$ – слюдяные 9 кВ; L_1 – кабель РК 75 – 4 – 21, 1 м; L_2 – линия с временем задержки 25 нс волновым сопротивлением 37 Ом; L_3 – выходной кабель РК – 75 – 4 – 21, два включенных параллельно отрезка C_6, C_7 – К15У – 1

Из рис. 1.34 видно, что структурная схема магнитного генератора (как наносекундного, так и микросекундного диапазона) состоит из трех частей: 1- генератор исходных импульсов, 2 - магнитные звенья сжатия, 3 – формирующее устройство. Кроме того, могут быть устройства согласования с нагрузкой, обострения фронта, трансформации импульсов, источники питания с фильтром, системы запуска, источники

питания и элементы развязки цепей подмагничивания, система охлаждения и др.

Генератор исходных импульсов 1 называют генератором с тиристором во входной цепи (могут быть генераторы с тиристором в первом звене). Генератор обеспечивает периодический заряд конденсатора C_1 , который по достижении на нем максимума напряжения или с некоторой дополнительной задержкой разряжается на конденсатор следующего звена. В магнитных звеньях сжатия происходит последовательная передача энергии от предыдущего конденсатора к следующему с одновременным сжатием импульса во времени. Формирующее устройство преобразует энергию, накопленную в конденсаторе C_7 , в энергию квазипрямоугольных импульсов, поступающих в нагрузку.

В генераторе, показанном на рис.1.34, происходят следующие преобразования энергии, поступающей от источника [18]. В начальном состоянии (до включения тиристоров) конденсатор C_1 заряжен до напряжения 325 В обратного знака. Это соответствует 10 % максимальной энергии, запасаемой в полном заряженном конденсаторе, обратное напряжение обусловлено действием подмагничивания, не показанных на рисунке, и шунтирующим действием трансформатора $Tr1$. При включении тиристоров конденсатор C_1 заряжается до максимального напряжения 1 кВ. Длительность импульса тиристоров 17 мкс. В процессе накопления заряда в C_1 и еще 30 мкс дроссель $Dr2$ находится в положении «разомкнуто» (если его рассматривать как магнитный замыкатель тока) и его сердечник перемагничивается от начального состояния до насыщения. При техническом насыщении сердечника $Dr2$ происходит передача энергии из C_1 в C_2 за 12 мкс. Аналогично происходит последовательная передача энергии в C_3 , C_4 , C_5 , C_6 и C_7 за 3,5; 1,3; 0,7; 0,35; 0,2 мкс соответственно. Амплитуда напряжения на конденсаторах $C_1 \div C_4$ одинаковы, далее трансформатор $Tr1$ поднимает напряжение до 6 кВ.

Линия передачи L_1 служит лишь для соединения блоков. Режим насыщения сердечника дросселя Dr_8 выбирается таким, чтобы ток разряда C_7 на L_2 и L_3 имел так называемую квадратно-синусоидальную форму (форму первого периода квадрата синуса) и длительность 100 нс. В линии L_3 этот импульс складывается с таким же импульсом, отраженным от разомкнутого конца линии L_2 . При правильном выборе длины линии L_2 в нагрузке формируется импульс с плоской вершиной. Выходной импульс имеет длительность 100 нс и энергию 0,5 Дж, что составляет 0,65 от энергии, принятой от источника. При частоте 5 кГц

суммарная средняя выходная мощность четырех 10 кВт. Потери энергии имеют место в звеньях и в трансформаторе. Генератор помещается в циркулирующее трансформаторное масло, а тиристоры отдают тепло радиаторам, охлаждаемым водой.

Дроссель магнитного звена сжатия как коммутатор может находиться в двух состояниях: состоянии «разомкнуто», когда происходит заряд конденсатора C_1 , и в состоянии «замкнуто», когда происходит передача энергии из C_1 в C_2 (рис.1.26.,а). Наибольший коэффициент сжатия будет при наименьшем времени передачи энергии из C_1 в C_2 , т. е. при наименьшей индуктивности L дросселя в состоянии «замкнуто». В работе [18] предложена методика расчета звена сжатия на феррите, основанная на том, что существует некоторая оптимальная амплитуда напряженности магнитного поля в ферритовом сердечнике дросселя, при которой коэффициент сжатия максимальный.

В магнитных генераторах микросекундного диапазона (время перемагничивания ~ 1 мкс.) целесообразно применять ленточные сердечники, например, из пермаллоев 79 НМ, 50 НП с толщиной ленты 20 и 10 мкм. Они имеют ряд преимуществ перед ферритовыми: большее приращение индукции ΔB , высокую термостойкость. Однако потери на вихревые токи практически не позволяют использовать ленточные сердечники при времени перемагничивания ~ 100 нс, здесь предпочтительнее ферриты. Другие преимущества ферритов – налаженное серийное производство, низкая цена, простота конструкции. При высокой частоте следования импульсов феррит приходится охлаждать циркулирующим маслом.

Особый класс составляют ленточные сердечники из аморфных сплавов [20], которые могут заменять пермаллои с прямоугольной петлей гистерезиса (железоникелевые 2НСР, 10НСР, железокобальтовые К25-А, 24КСР и др.). Основное преимущество аморфных сплавов по сравнению с пермаллоем – относительно более высокое сопротивление вихревым токам, меньшие потери энергии. Численные оценки выигрыша от этих факторов у разных авторов колеблются от 20 до 300 % [18].

1.4.7 Схемы с отрезком линейной линии передачи и линии с ферритом

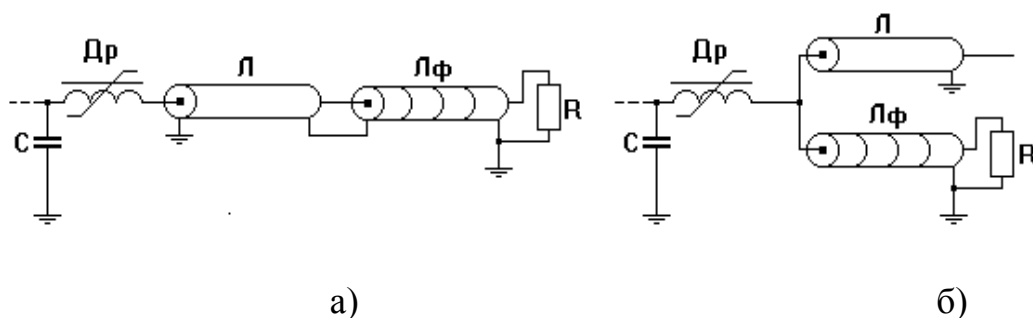
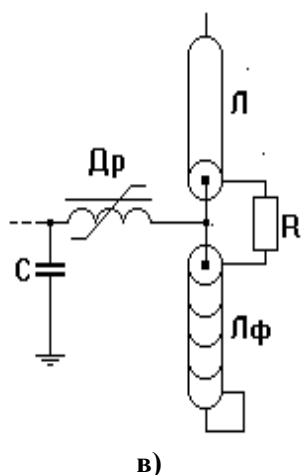


Рис. 1.35. Схемы с линией ударной волны для формирования прямоугольного импульса



При формировании импульсов длительностью в единицы наносекунд нашли применение три схемы (рис. 1.35) [39], в каждой из которых между накопительным конденсатором и нагрузкой установлены дроссель насыщения, та или иная комбинация отрезка линейной линии передачи L и отрезка L_f линии передачи с ферритом (рис. 1.36) [21]. На центральный проводник коаксиала 1 вплотную надеты ферритовые кольца 2. Поверх колец намотана изоляция 3 из фторопластовой ленты, на которую надевается внешний проводник коаксиала 4. При высоком потенциале центрального проводника во избежание ионизации воздушных зазоров вся конструкция помещается в трубку с маслом. В такой линии при распространении по ней плоской волны с амплитудой магнитного поля H_d , большей поля насыщения материала феррита, при скорости изменения магнитного поля $10^{10} \div 10^{11} \text{ А} \cdot \text{с}^{-1} \cdot \text{м}^{-1}$ образуются ударные электромагнитные волны [13]. При меньших скоростях изменения магнитного поля в нелинейных линиях передачи образуются «простые» волны,

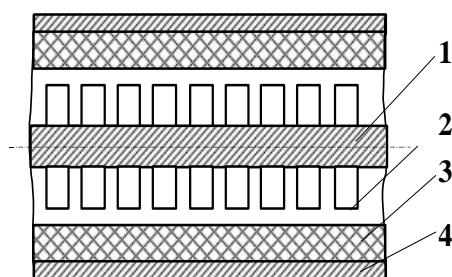


Рис. 1.36. Коаксиальная линия с ферритом

характеризующиеся плавным изменением электромагнитных полей волны.

Физическую картину образования волн можно пояснить графически (рис.1.37). При падении волны с пологим фронтом на линию с ферритом, в связи с потерями энергии на перемагничивание феррита, происходит диссипация энергии на фронте волны. В результате в самом начале распространения волны по линии в основании ее фронта возникает крутой участок - ударный фронт. Этот участок можно рассматривать как «разрыв», перед которым ток равен 0, а за ним феррит уже полностью насыщен. Участок профиля исходной волны, расположенный перед ударным фронтом, потеряв, причем одна часть его энергии уходит на перемагничивание, а другая отражается от области разрыва (V_0 на рисунке 1.37).

При дальнейшем распространении волны амплитуда ударного фронта возрастает, пока не станет максимальной на некотором расстоянии от начала линии с ферритом. Форма фронта волны при дальнейшем распространении ее по нелинейной линии остается неизменной. Такая волна называется стационарной ударной волной.

После ее образования для перемагничивания феррита, лежащего перед ее фронтом, расходуется энергия плоской части волны. Ток ударной волны есть разность величин падающей и отраженной волн.

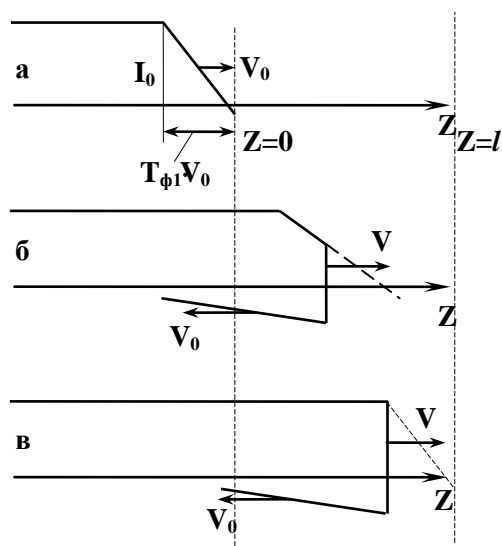


Рис. 1.37. Формирование импульса с крутым фронтом:

V_0 и I_0 – скорость и ток падающей волны; V_y – скорость ударной волны;

$t_{\phi 1}$ – длительность фронта исходного импульса; l – длина ударной волны

В схеме (рис.1.35, а) после насыщения дросселя происходит заряд L до максимального напряжения, линия L_{ϕ} в это время практически не проводит ток, по ней течет в сторону нагрузки небольшой ток ударной волны намагничивания. По мере движения ударной волны фронт ее обостряется до ~ 1 нс, и к моменту, когда он достигнет правого конца L_{ϕ} , обе линии L и L_{ϕ} оказываются заряженными. На втором этапе происходит разряд практически однородного отрезка линии, состоящего из L и L_{ϕ} , на нагрузку R . Намагниченность феррита L_{ϕ} при этом не меняется, он

остается в насыщенном состоянии, т.е. разряд происходит как в обычной линейной линии, и на нагрузке формируется прямоугольный импульс.

Во второй схеме (рис. 1.35,б) процессы протекают аналогично, но L_{Φ} включена между дросселем и линейным отрезком, что повышает к.п.д. Ранее предполагалось, что время заряда формирующей линии, соединенной коммутатором с нагрузкой (здесь коммутатор - L_{Φ}), должно быть на порядок больше времени разряда, иначе возникнут волновые процессы при заряде, и будет искажаться форма импульса. Однако автором [18] установлено, что время заряда и разряда могут быть соизмеримы без ущерба для формы выходного импульса. Для этого достаточно правильно выбрать амплитуду напряженности магнитного поля в сердечнике дросселя.

Третья схема (рис. 1.35, в) отличается от предыдущих тем, что линия с ферритом входит в состав двойной формирующей линии с ферритом (д.ф.л.ф.) L и L_{Φ} , причем L_{Φ} короткозамкнут на одном конце, а нагрузка R включена в разрыв оболочек линий. Ток заряда линий частично протекает через нагрузку, и на ней образуется небольшой предимпульс. По сравнению с предыдущей схемой в этой схеме полнее передача напряжения от конденсатора к нагрузке ($\sim 0,85$), больше коэффициент сжатия ($K \approx 8$), но относительно низок к.п.д. ($\eta \approx 0,55$).

Методики приближенного расчета элементов схем на рис.1.35 приведены в [18].

1.4.8 Характерные параметры и конструкции генераторов

На рис.1.38, (а) приведена схема генератора на тиратроне. Конденсатор первого звена сжатия заряжается до 125 кВ за 1,5 мкс. Формирующее устройство типа показанного на рис. 1.35, (а), линия L заполнена деионизованной водой, L_{Φ} – трансформаторным маслом.

На рис.1.38, (б) приведена схема одного из двух параллельно включенных модулей генератора со сжатием прямоугольных импульсов. Звено сжатия в этом случае содержит отрезок линии L_3 и магнитный коммутатор $L_{\Phi 1}$ с ферритом. На это звено сжатия из линий L_1 и L_2 поступает входной прямоугольный импульс. Входной импульс в течение первой половины длительности согласованно заряжает отрезок L_3 . После перехода L_{Φ} в положение «замкнуто» в нагрузку (т.е. на вход следующего звена) поступает одновременно и согласованно вторая половина входного импульса и такой же импульс разряда L_3 . В итоге длительность импульса вдвое сокращена, мощность его вдвое увеличена.

Магнитотристорные генераторы различаются, прежде всего, местом включения тиристоров. Если тиристор включается во входной цепи, то вдвое выше полезная мощность, приходящаяся на один

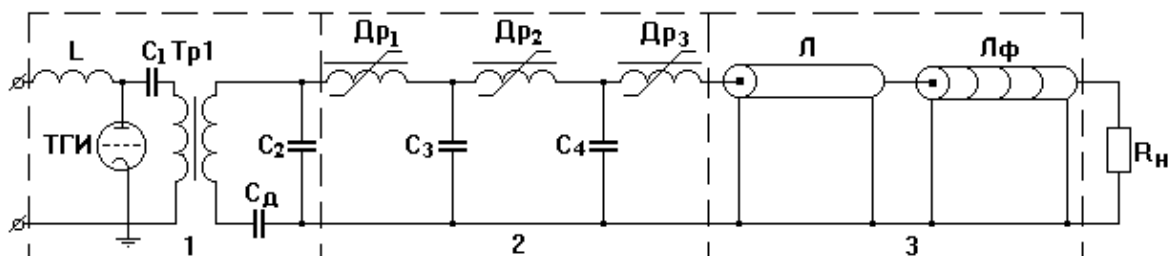


Рис. 1.38, (а). Схема генератора:

1 – генератор исходных импульсов, лампа ТГИ 1 – 2500/50; 2 – звенья сжатия;
3 – формирующее устройство;
Л – полосковая линия; Л_ф – 9 коаксиальных линий с ферритом параллельно
(каждая длиной 1 м, Ø 94 мм)

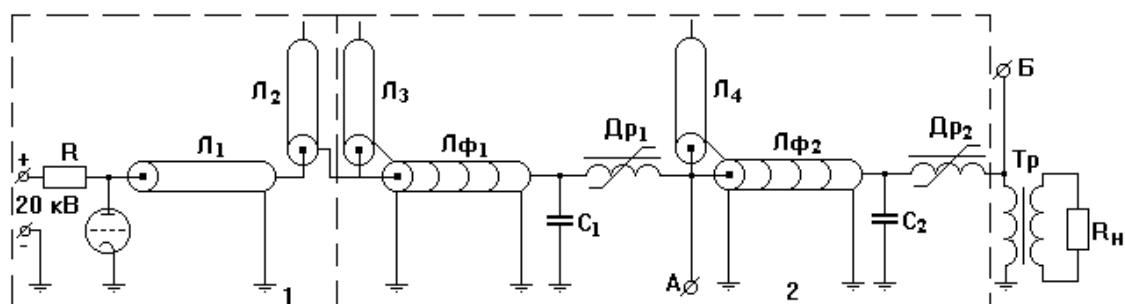


Рис. 1.38, (б). Схема модуля генератора со сжатием прямоугольных импульсов:

1 – генератор исходных импульсов. Лампа - ТГИ1, Л₁, Л₂ – д.ф.л.
2 – устройство сжатия прямоугольных импульсов. Л₂, Л_{Ф1} – первое звено сжатия;
Л₄, Л_{Ф2} – второе звено; С₁, Др₁ и С₂, Др₂ – обострители фронта
(А и Б – точки подключения гальванической связи модулей)

тиристор, чем в схеме, где тиристор включен в первом звене. Однако в первом случае приходится устанавливать после тиристора крупногабаритный дроссель (Др₂ на рис.1.38), избыточное время перемagnetивания которого обеспечивает запирающее напряжение на тиристоре в течение 20 ÷ 40 мкс. Время восстановления такого дросселя в исходное магнитное состояние ограничивает максимальную частоту

следования импульсов. Этот недостаток можно устранить тем, что рабочий импульс вначале устанавливает дроссель в обратное магнитное состояние и только затем перемагничивает его в окончательном направлении.

При последовательном соединении тиристоров приходится отбирать группу тиристоров, у которых обратные напряжения в запертом состоянии отличаются не более, чем на 20 %. Прямые напряжения в запертом состоянии выравниваются цепочкой резисторов с сопротивлением 0,5 Ом. Если тиристор установлен в первом звене, то для его восстановления применяют небольшое рассогласование емкостей входной цепи и первого звена.

В схеме, приведенной на рис. 1.34, повышение мощности достигается тем, что входные цепи с тиристорами включены параллельно и синхронно. Каждая из входных цепей имеет свой времязадающий дроссель (типа L). Поэтому практически отсутствует перегрузка тиристоров. Используется методика параллельного включения звеньев сжатия с гальванической связью между идентичными конденсаторами. Общее число параллельных звеньев на выходе генератора равно 88. Гальваническую связь параллельно работающих звеньев можно заменить магнитной. Для этого идентичные дроссели имеют общий магнитный сердечник, который склеивают из ферритовых сердечников. Напряжение на выходе 3 кВ. Если установить повышающий трансформатор, то можно поднять напряжение до 15 кВ. Обмотки подмагничивания в схеме на рис. 1.34 не указаны.

Схему на вакуумной лампе используют в двух случаях: когда необходима стабильность пуска доли наносекунд выходного импульса по отношению к импульсу внешнего запуска и когда частота следования импульсов (в режиме пакетов) достигает сотен килогерц. В первом случае применяются дополнительные меры стабилизации источников питания, чтобы ликвидировать нестабильность задержки звеньев сжатия. В другом случае используется метод однополярного намагничивания дросселя звена сжатия. В результате на порядок сокращается время установления межимпульсных процессов.

В магнитоэлектронных генераторах для повышения частоты используется предварительное сжатие. Поочередное включение тиристоров позволяет получить последовательность импульсов, использующих предварительное сжатие в магнитных звеньях. Дальнейшее сжатие последовательностей на общем звене осуществляется с помощью развязывающих диодов или дросселей насыщения. Основные параметры некоторых магнитных генераторов импульсов приведены в табл. 1.2.

Таблица 1.2.

Основные параметры некоторых магнитных
генераторов импульсов

№ п/п	Тип генератора	Имп. мощность, МВт	Длит. выход. импул. нс	Выход. напряжение, кВ	Частота Импульсов в кГц
1.	Тиратронно-магнитный. Тиратрон во входной цепи и 4 тиратрона в первом звене, время непрерывной работы 30 с., феррит НН, 350×200×20	7000	80	125	5
2.	Тиратронно-магнитный. ТГИ 1-2500/50 в первом звене. (рис.2.38,а). 600 НН, 125×80×12; 65×40×6	900	70	64	-
3.	Тиратронно-магнитный. Накопитель-д.ф.л., ТГИ 1-1000/25 в каждой из 2-х групп по 4 канала, 1000 НН, 55×32×9; 32×20×6 (рис.2.38.б)	200	40	200	-
4.	Магнитотристорный. Два ТЧИ-100-10 во входной цепи, 600 НН, К 100×60×15; К 55×32×9 (рис.2.34)	22	100	15	5

В магнитных генераторах применяют также транзисторные генераторы исходных импульсов с индуктивным накопителем. По сравнению с тиристорными здесь нет необходимости в дросселе входной цепи, не нужен излишне большой дроссель для восстановления полупроводникового коммутатора (Dp_2 на рис.1.34). Прерывателями тока вместо транзистора могут служить диоды с накоплением заряда, в особенности мощные типа ДДРВ [18].

Таким образом, переход на магнитотристорные схемы от тиратронов и разрядников позволяет увеличить ресурс работы и возможность повышения частоты следования импульсов. Однако они имеют большие габариты, масляное охлаждение, недостаточную предельную мощность. Использование ДДРВ, аморфных сплавов, SOS-диодов позволяет существенно расширить возможности техники магнитных генераторов.

1.5 Генерирование мощных наносекундных импульсов на основе полупроводниковых прерывателей тока

В генераторах мощных наносекундных импульсов используют два способа накопления энергии: в емкостных и индуктивных накопителях. Первый способ основан на накоплении энергии электрического поля в быстрых емкостных накопителях, в качестве которых используются низкоиндуктивные конденсаторы и формирующие линии с жидким диэлектриком, с последующей передачей энергии в нагрузку через замыкающее устройство – сильноточные наносекундные коммутаторы [21,22].

Во втором способе накопление энергии происходит в магнитном поле индуктивного накопителя (контур с током), а для ее передачи в нагрузку применяются прерыватели тока. Последний метод наиболее перспективен для развития мощной импульсной техники, поскольку плотность запасаемой энергии в индуктивных накопителях примерно на два порядка выше, чем в емкостных накопителях. С другой стороны, проблема быстрого обрыва большого импульсного тока в техническом плане является существенно более сложной задачей, чем проблема коммутации. В наибольшей степени эта проблема выражена при формировании мощных импульсов наносекундной длительности, где прерыватель должен выдерживать напряжение МВ и обеспечивать обрыв тока в десятки и сотни кА за время порядка единиц и десятков наносекунд.

Этим требованиям удовлетворяют два основных типа наносекундных прерывателей: плазменные прерыватели тока с наносекундной и микросекундной накачкой [14] и прерыватели тока на основе ЭВП [23]. Однако такие прерыватели либо принципиально не работают в частотном режиме (ЭВП), либо имеют низкую частоту повторения импульсов и ограниченный ресурс из-за эрозии электродов (ПП).

Для создания качественно новой мощной импульсной техники, способной выйти на технологические применения, используются индуктивные накопители с твердотельными прерывателями тока [22], имеющие высокие удельные характеристики и практически неограниченный срок службы. Основная проблема здесь состоит в разработке мощного частотного твердотельного размыкателя тока,

способного в наносекундном диапазоне времени отключать кА токи и выдерживать напряжения порядка 10^6 В.

1.5.1 Физические основы работы мощных полупроводниковых размыкателей

В 1983 году профессором И.В. Греховым был предложен и реализован сильноточный режим работы $p^+ - n - n^+$ структуры с плотностью обрываемого тока 200 А/см^2 и временем обрыва около 2 нс и рабочим напряжением 1 кВ [24]. Такие диоды получили название дрейфовых диодов с резким восстановлением (ДДРВ). Принцип работы ДДРВ состоит в следующем. За счет короткой длительности импульса прямого тока (сотни нс) в базе $p - n$ перехода создает тонкий слой инжектированной плазмы, в котором сосредоточена основная часть накопленного заряда. При протекании тока обратной накачки происходит рассасывание плазменного слоя у $p - n$ -перехода с одновременным дрейфовым выносом дырок из остальной части базы. Подбором параметров структуры (длина базы и уровень легирования) и режима накачки (длительность и плотность тока) достигается условие, когда к моменту удаления из структуры всех неравновесных носителей плотность дрейфового тока достигает максимального значения для данного уровня легирования базы. При выполнении этого условия процесс обрыва обратного тока представляет собой удаление из базы равновесных носителей с максимально возможной скоростью насыщения порядка 10^7 см/с . В связи с этим ДДРВ имеет ограничение по плотности тока через структуру. Для получения обратных напряжений на структуре около 1-2 кВ уровень донорной примеси в базе не может превышать 10^{14} см^{-3} , что на стадии отключения соответствует максимальной плотности тока около $160\text{-}200 \text{ А/см}^2$. Однако путем увеличения площади структуры и созданияборок из последовательно соединенных структур возможно увеличение рабочих параметров прерывателя по току и напряжению. Рекордными параметрами для последовательно соединенных ДДРВ являются импульсы с амплитудой напряжения 80 кВ, током 800 А и частотой следования 1 кГц [22].

Основное противоречие, препятствующее разработке мощного наносекундного полупроводникового прерывателя на основе метода токовой инжекции заряда, состоит в том, что процесс обрыва тока развивается в низколегированной базе диода. При этом возможно либо получение наносекундного времени отключения тока с низкой

плотностью, которая определяется собственной проводимостью базы, свободной от избыточной плазмы (ДДРВ), либо получение высокой плотности отключаемого тока при его последующем медленном спаде через структуру, база которой заполнена плотной плазмой (выпрямительный силовой диод).

В работе [22] приведен обзор достигнутых результатов в области исследования и разработки мощных наносекундных генераторов с полупроводниковым прерывателем тока.

Наблюдаемый эффект обрыва тока, названный SOS – эффектом (Semiconductor Opening Switch), отличается от режима работы полупроводниковых прерывателей по первому методу (ДДРВ) следующим:

- на два порядка более высокой плотностью тока, которая не может быть объяснена с позиций дрейфового механизма;
- неравенством заряда, протекающего в прямом и обратном направлении;
- существованием эффекта уменьшения времени обрыва тока в 2-3 раза в сборке из нескольких параллельных диодов по сравнению с одиночным.

Физическая картина процессов, проходящих в полупроводниковом размыкателе (ППР) на основе диода, представлена на рис. 1.39 и рис. 1.40.

При прохождении через диод типа $p^+ - n - n^+$ прямого тока I^+ происходит инжекция дырок и электронов, которые движутся навстречу друг другу. Подавляющая часть накопленного заряда сосредоточена в высоколегированных областях структуры: электроны – в p^+ - области, дырки – в n^+ - области. Концентрация носителей в базе достигает значений $\sim 10^{16} \text{ см}^{-3}$. Кривая 2 (рис. 1.39) соответствует току $i = 0$ после протекания его в течение времени t^+ (рис. 1.40). После смены полярности тока через диод начинает течь обратный ток I , что приводит к уходу основных носителей на p^+ и n^+ переход при этом в течение времени уменьшается концентрация основных носителей (рис. 1.38, кривая 3,4). В результате основные носители в базе оказываются нескомпенсированными, что приводит к образованию объемного нескомпенсированного заряда. За время \bar{t} (рис. 1.40), когда все основные носители ушли в область переходов (рис. 1.39, кривая 5) сопротивление резко возрастает. Скорость роста сопротивления имеет порядок 10^{10} Ом/с . В этот момент и происходит обрыв тока за время t_0 (рис.1.40), величина которого зависит от характеристик диода и его конструкции и может составлять единицы наносекунд и больше.

Существование плазмы в базе к моменту обрыва тока может также объяснять уменьшение времени обрыва тока в сборке из нескольких параллельных структур, поскольку естественный разброс момента времени начала отключения тока в отдельных структурах приводит к нарастанию обратного тока в еще не отключенных структурах, заполненных остаточной плазмой. Резкое усиление обратного тока в структурах, отключающихся последними, ускоряет процесс обрыва тока всей сборки. На рис. 1.41 приведена схема эксперимента по обнаружению эффекта наносекундного обрыва сверхплотных токов [22]. На схеме: C_M , U_M – емкость и выходное напряжение генератора Маркса;

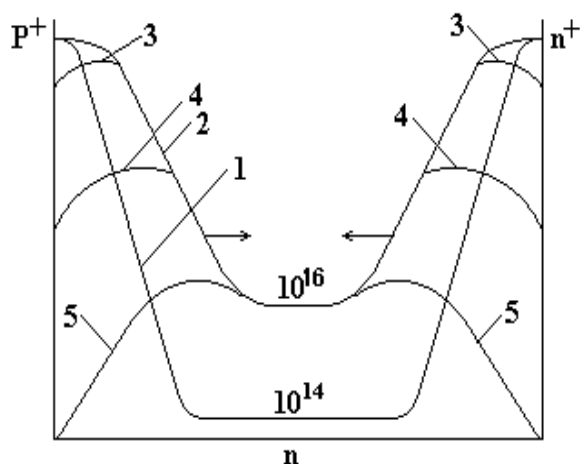


Рис. 1.39. Полупроводниковая структура кремниевого диода типа $p^+ - n - n^+$:

1,2 – кривые накопления и движения носителей в диоде при протекании тока I^+ ; 3,4 – кривые, характеризующие уход основных носителей при протекании тока I^- ; 5 – кривая, характеризующая момент обрыва тока

по обнаружению эффекта наносекундного обрыва сверхплотных токов [22]. На схеме: C_M , U_M – емкость и выходное напряжение генератора Маркса;

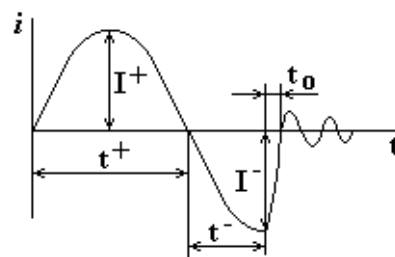


Рис. 1.40. Осциллограмма тока в диоде: I^+ – прямой ток, текущий в течение времени t^+ ; I^- – обратный ток, текущий в течение времени t^- ; t_0 – время обрыва тока

L_M – индуктивность контура; SOS – полупроводниковый прерыватель тока из кремневых высоковольтных выпрямителей КЦ 105, КЦ 108, СДЛ 0,4-800. Эти диоды имеют $p^+ - p - n - n^+$ - типа полупроводниковую структуру, в которой в качестве n - базы используется электронно-легированный кремний с концентрацией донорной примеси $N_d \sim 10^{14} \text{ см}^{-3}$. Длина базы составляет $100 \div 200 \text{ мкм}$, площадь структуры – $0,02 \div 0,2 \text{ см}^2$. Число последовательно соединенных структур зависит от рабочего напряжения диода и может меняться от 14 до 132. Общее число структур при параллельно-последовательном соединении диодов в прерывателе достигало 12000.

Эксперименты показали, что в силовом полупроводниковом диоде подбором параметров по плотности тока I^+ и времени накачки t^+

возможна реализация наносекундного обрыва сверхплотных токов. При этом полупроводниковая структура диода на стадии обрыва тока останется заполненной плотной избыточной плазмой с концентрацией $(0,6 \div 4) \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$, что на 2 порядка превышает исходный уровень легирования базы, $t_0 - (10 \div 50) \text{ нс}$, плотность обрываемого тока $10 - 60 \text{ кА/см}^2$.

Анализ процессов динамики электронно-дырочной плазмы в полупроводниковой структуре при плотностях тока и длительностях

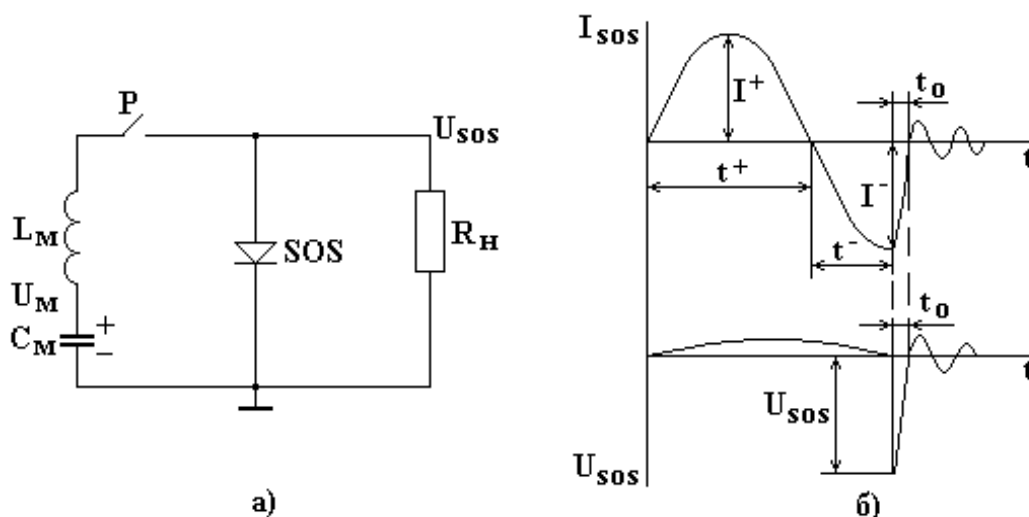


Рис. 1.41. Схема эксперимента (а), стилизованная осциллограмма тока через прерыватель и напряжение на нагрузке (б)

импульсов накачки, характерных для SOS – эффекта, показал следующее [22]:

- Удаление всей избыточной плазмы из структуры не является необходимым условием для резкого обрыва обратного тока;
- Обрыв тока определяется процессами, происходящими в узких высоколегированных областях $p^+ - p - n^+$ – структуры, свободных от избыточной плазмы, носит динамический характер и может быть не связана с образованием протяженного в пространстве объемного заряда из-за процессов интенсивного лавинного размножения носителей в сильном электрическом поле.

Таким образом, качественное отличие SOS - эффекта от других принципов коммутации в полупроводниковых приборах состоит в том, что развитие процесса обрыва тока происходит в узких высоколегированных областях структуры, база которой заполнена плотной избыточной плазмой. Это обстоятельство и приводит к сочетанию высокой плотности обрываемого тока и наносекундного времени его отключения.

Одноконтурная схема накачки прерывателя (рис. 1.41) является наиболее простой. Соотношения, связывающие параметры области существования SOS - эффекта с параметрами генератора Маркса, контура накачки и прерывателя тока, получаемые без учета активных потерь, имеют вид [22]

$$J^+ \cdot t^+ = \pi C_M \cdot U_M / S_D \cdot n_D, \quad (1.65)$$

$$2\pi^2 \cdot k_M \cdot W_M = (U_M \cdot t^+)^2. \quad (1.66)$$

На рис. 1.42 показаны зависимости плотности тока прямой накачки J^+ (кривая 1) и времени обрыва тока t_0 (кривая 2) от длительности прямой накачки t^+ для диодов СДЛ и КЦ 105

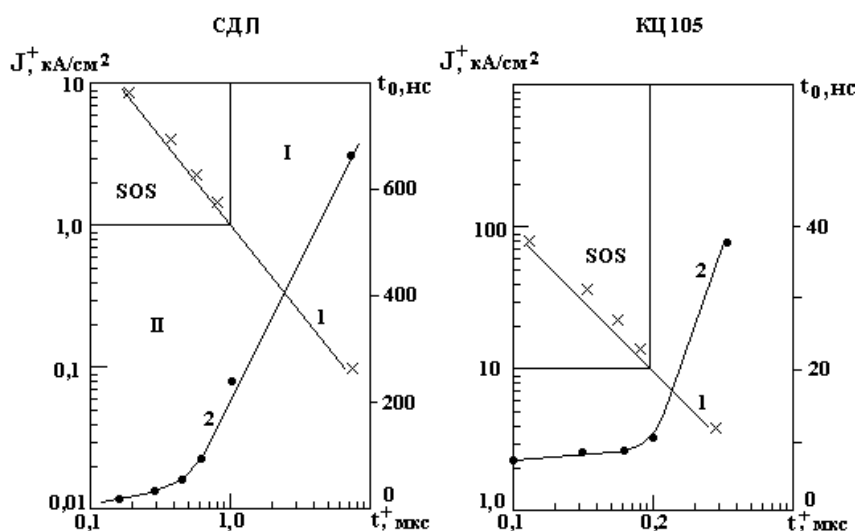


Рис. 1.42. Зависимости плотности тока прямой накачки J^+ (кривая 1) и времени обрыва тока t_0 (кривая 2) от длительности прямой накачки t^+ для диодов СДЛ и КЦ 105

СДЛ и КЦ 105. После выбора величины J^+ , t^+ на кривой 1 (рис.1.42), лежащей в области SOS – эффекта, и известной площади структуры одного диода S_D по соотношению (2.65) производится согласование параметров генератора Маркса C_M и U_M с числом параллельных

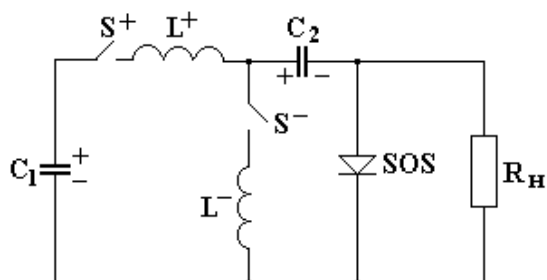


Рис. 1.43. Двухконтурная схема

диодов n_D в прерывателе тока. Количество последовательно соединенных диодов в одной ветви определяется рабочим напряжением одного диодного столба и амплитудой импульса

на нагрузке. Максимальное напряжение на прерывателе тока развивается в режиме холостого хода и составляет около $3U_M$. Соотношение (1.66) используется для оценки требуемой величины индуктивности контура накачки L_M . Оно иллюстрирует основное ограничение метода обострения мощности генератора Маркса с сосредоточенными параметрами прерывателем тока на полупроводниковых диодах. При заданных величинах U_M и t^+ запасаемая энергия W_M ограничена минимальной величиной индуктивности разрядного контура. Увеличение W_M без уменьшения L_M приводит к росту t^+ и раннему отключению тока до достижения им своего максимального значения. Двухконтурная схема, приведенная на рис. 1.42 [22], содержит отдельные цепи для прямой и обратной накачки прерывателя тока. Схема сложнее, но у нее есть преимущество. C_1 и C_2 одинаковой емкости. Конденсатор C_1 , предварительно заряженный до U_0 , после замыкания ключа S^+ разряжается на C_2 через L^+ и SOS. Ключ S^- при этом разомкнут, процесс прямой накачки прерывателя заканчивается при переходе прямого тока через нуль. В этот момент времени ключ S^+ размыкается, ключ S^- замыкается и в прерыватель начинает вводиться обратный ток от конденсатора C_2 через индуктивность L^- . Разделение контуров позволяет снизить импульсную мощность генератора прямой накачки за счет уменьшения прямого тока и увеличения его длительности. Отдельный контур обратной накачки позволяет реализовать режим усиления обратного тока и регулировать скорость его ввода в прерыватель независимо от контура прямой накачки, а скорость ввода обратного тока в прерыватель, работающий в условиях SOS – эффекта, определяет его основную характеристику – время обрыва тока.

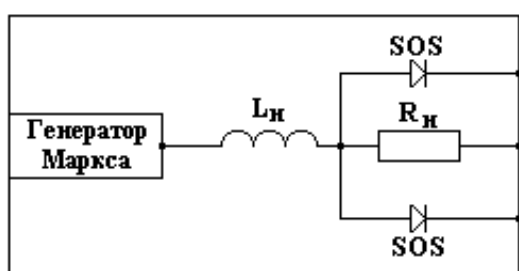


Рис.1.44. Схема малогабаритного генератора со схемой Маркса

энергии на 3 порядка. В качестве питающих устройств использовались генераторы на основе схем Маркса (рис.1.44). Генератор, показанный на рис. 1.44, имеет вес 10 кг, длину 60 см. Четыре ступени напряжением 18 кВ заряжаются в импульсном режиме от тиристорного зарядного

На основе проведенных исследований SOS – эффекта был разработан ряд наносекундных генераторов и ускорителей с полупроводниковыми прерывателями тока. Генераторы имели выходное напряжение от 150 до 450 кВ и отличались друг от друга по величине запасаемой

устройства. Выходные параметры генератора: $C = 0,85$ нФ, $U = 70$ кВ, $W = 2$ Дж, обрываемый ток ~ 1 кА за $t = 10$ нс, $U_H = 160$ кВ на 50 Гц, $R_H = 180$ Ом [22].

На рис. 1.45 приведена схема более мощного сильноточного наносекундного ускорителя электронов с выходным напряжением до 450 кВ.

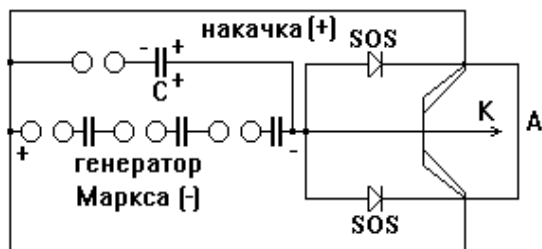


Рис.1.45. Схема ускорителя электронов с двухконтурной накачкой прерывателя тока

Вначале подключается контур прямой накачки C^+ , спустя время задержки включается генератор Маркса, и происходит ввод обратного тока в прерыватель, величина которого больше прямого тока в 4-5 раз. Последующий

обрыв тока за время t_0 приводит к формированию импульса высокого напряжения на диоде ускорителя и генерации электронного пучка. Принципиальное отличие состоит в использовании двухконтурной накачки прерывателя в режиме усиления обратного тока. Масса ускорителя ~ 300 кг, габариты 180x180x80 см. Искровые разрядники выполняют функции разделительных элементов и не участвуют в процессе формирования выходного наносекундного импульса, что снижает требование к величине их индуктивности, времени коммутации t_K и стабильности срабатывания Δt_3 .

Отличием SOS - прерывателей от ЭВП и плазменных является простота, стабильность и возможность работы в частотном режиме. При использовании вместо генератора Маркса систем с магнитным сжатием импульса возможна разработка устройств с полностью твердотельной системой коммутации энергии, в которой полупроводниковый прерыватель тока выполняет функцию оконечного усилителя мощности (рис. 1.46).

1.5.2 Генераторы с твердотельной коммутацией

На рис. 1.46 приведена блок схема генераторов с полностью твердотельной системой коммутации энергии.

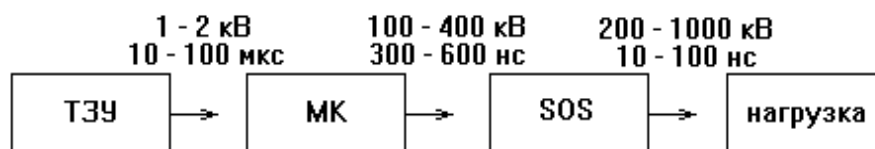


Рис.1.46. Блок схема построения генераторов с полностью твердотельной системой коммутации энергии

Тиристорное зарядное устройство (ТЗУ) осуществляет дозированный отбор энергии от питающей сети. Из ТЗУ энергия поступает в магнитный компрессор МК, который осуществляет сжатие энергии во времени до 300-600 нс и повышает напряжение до сотен кВ. SOS - диод переводит энергию в диапазон 10 - 100 нс,

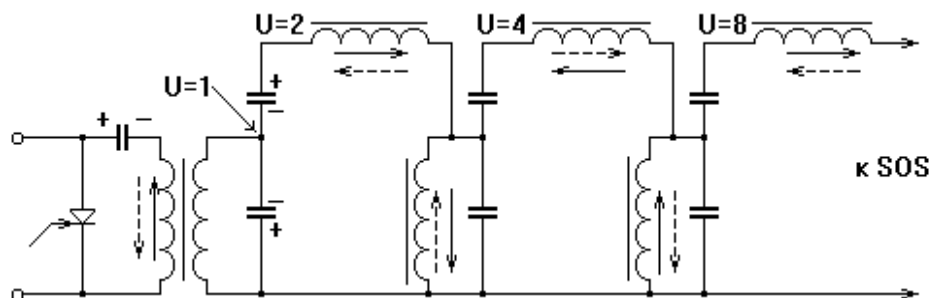


Рис. 1.47. Схема магнитного компрессора с удвоением напряжения в каждой ячейки сжатия энергии

повышая напряжение в 2-3 раза. МК должен сжать энергию ~ в 100 - 400 раз.

На рис. 1.47 приведена схема магнитного компрессора, где можно выполнить данное условие. Емкостный накопитель каждой ячейки сжатия энергии имеет среднюю точку или выполнен в виде 2-х последовательно соединенных конденсаторов одинаковой емкости. При этом выход каждой предыдущей ячейки сжатия энергии подключен к средней точке конденсатора следующей ячейки, а нижние конденсаторы каждой ячейки зашунтированы магнитными ключами. По мере сжатия энергии в компрессоре происходит повышение напряжения в каждой ячейке в 2 раза. Выходное напряжение МК без учета активных потерь энергии в 2^n раз выше выходного, где n – число конденсаторных ячеек.

Такой магнитный компрессор не требует дополнительных магнитных цепей для перемagnичивания сердечников магнитных ключей, поскольку этот процесс происходит автоматически из-за разного направления протекания зарядного и разрядного токов по каждому ключу (зарядные токи на рисунке показаны пунктирными стрелками, разрядные – сплошными). В каждой конденсаторной ячейке происходит двойное сжатие энергии за счет перезарядки нижних конденсаторов. Дополнительно для повышения напряжения можно использовать импульсные трансформаторы вместо магнитных ключей, шунтирующих нижние конденсаторы ячеек.

Схема согласования в двухконтурной накачке приведена на рис. 1.48. Между выходом магнитного компрессора и прерывателем вводится конденсатор обратной накачки C_2 и магнитный ключ обратной накачки MS^- (либо импульсный трансформатор). После насыщения ключа прямой накачки MS^+ , который является выходным коммутатором магнитного компрессора, энергия из последней ячейки компрессора переводится в конденсатор C_2 . При этом ток I^+ заряда конденсатора

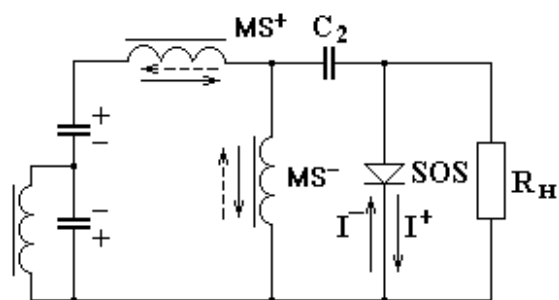


Рис. 1.48. Схема согласования МК и SOS

одновременно является током прямой накачки прерывателя тока SOS. Нарастающим напряжением на C_2 перемагничивается ключ MS^- . После его включения в прерыватель вводится обратный ток I , превышающий I^+ в несколько раз, и энергия из C_2 переводится в индуктивность

контура обратной накачки (индуктивность обмотки насыщенного ключа MS^- или добавочная индуктивность). После обрыва тока прерывателя энергия передается в нагрузку в виде короткого наносекундного импульса.

Авторами [22] был разработан ряд установок с полностью твердотельной системой коммутации. На рис. 1.49 приведена схема генератора с выходным напряжением 200 кВ на нагрузке 200 Ом, длительностью импульса на полувывоте ~ 20 нс и частотой следования импульсов 50 Гц. Масса генератора около 40 кг, размеры – 650×350×240 мм. Генератор содержит схему удвоения входного напряжения, промежуточный магнитный компрессор (конденсаторы емкостью 60 мкФ и магнитный ключ MS_1), высоковольтный магнитный компрессор (конденсаторы емкостью 3,3 нФ и магнитные ключи прямой MS^+ и обратной MS^- накачки), конденсатор накачки C_2 , сборки прерывателя SOS и нагрузку R_n .

С подачей входного питающего напряжения (220В, 50 Гц) конденсаторы промежуточного магнитного компрессора заряжаются до напряжения $\sim 0,6$ кВ. При этом происходит перемагничивание сердечников в MS_1 и импульсном трансформаторе ИТ в требуемом направлении. Включение тиристора Т вызывает изменение полярности напряжения на нижнем конденсаторе и появление удвоенного напряжения на магнитном ключе MS_1 . После включения MS_1 энергия передается через ИТ в конденсаторы высоковольтного

компрессора на уровень напряжения ~ 60 кВ. Конденсатор C_2 во время прямой накачки прерывателя заряжается ~ 100 кВ. Обратный ток, вводимый в прерыватель, $\sim 1,2-1,4$ кА. Авторами разработаны SOS-диоды на рабочее напряжение 60-250 кВ, плотность обрываемого тока 2-10 кА/см², время обрыва тока 1-10 нс.

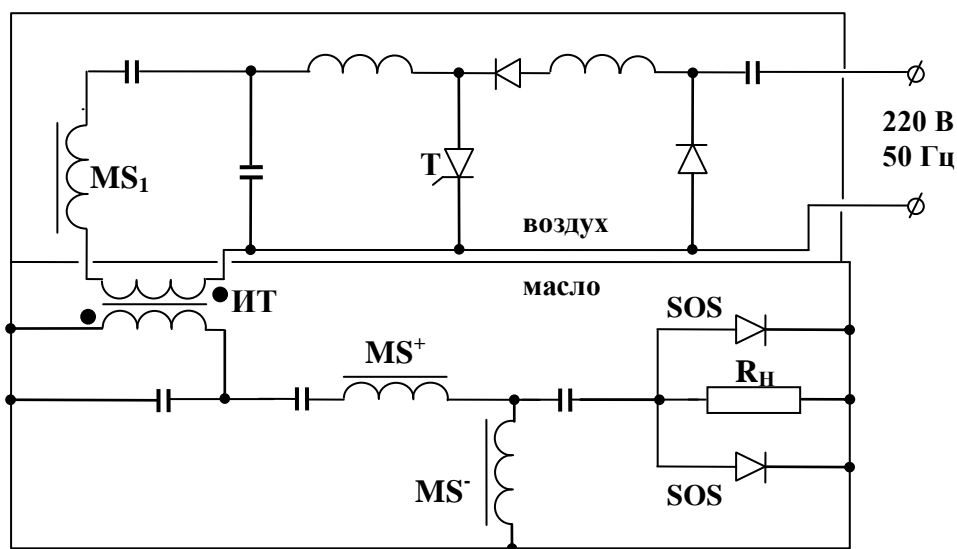


Рис. 1.49. Схема генератора с выходным напряжением 200 кВ

Обнаружение SOS-эффекта привело к созданию нового класса мощных наносекундных импульсных генераторов, основанных на использовании индуктивных накопителей и полупроводникового прерывателя тока в окончательном каскаде формирования импульса. В таких генераторах используется полностью твердотельная система коммутации энергии и предварительная магнитная компрессия импульса. В результате они имеют высокую частоту следования импульсов и высокую удельную среднюю мощность, стабильность формы импульса, компактность, надежность и большой срок службы. На рис. 1.50 показано место, занимаемое SOS-техникой среди других основных принципов коммутации и формирования мощных наносекундных импульсов в схемах с индуктивным накопителем. Она уже нашла применение в генерировании частотных сильноточных электронных пучков, для радиационно-химической стерилизации, очистки и дезинфекции воды, генерации озона, микроволнового излучения и т.д.

Дальнейшее усовершенствование SOS-генераторов в первую очередь связано с поиском путей увеличения коэффициента сжатия энергии полупроводниковым прерывателем тока (увеличение времени накачки при сохранении времени обрыва тока) и разработкой более мощных и быстродействующих полупроводниковых коммутаторов,

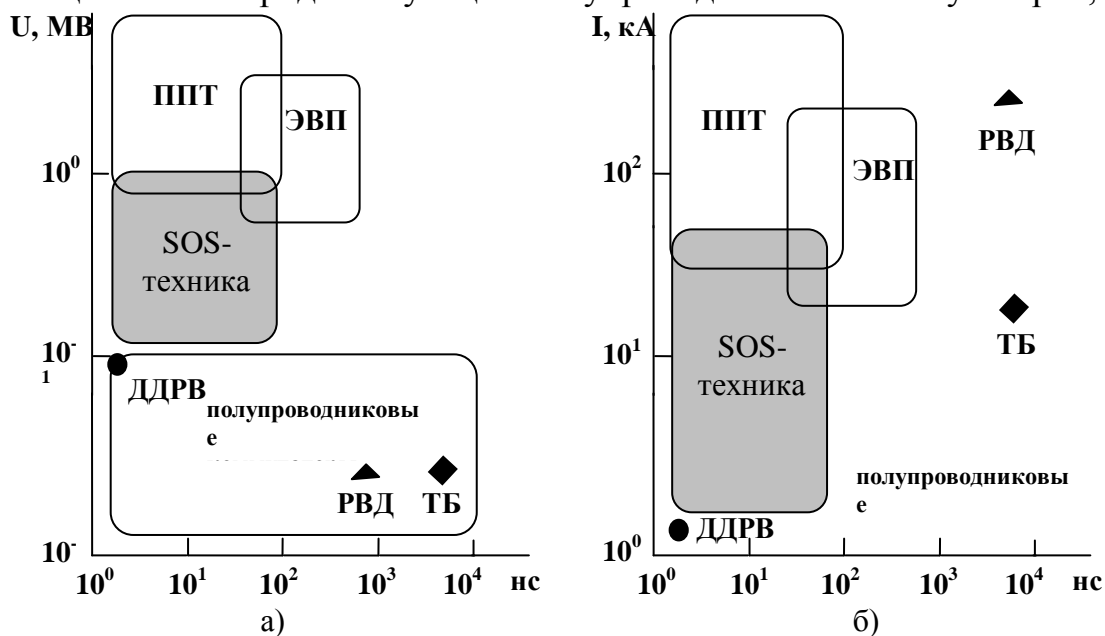


Рис. 1.50. Место SOS-техники в координатах напряжение–длительность импульса (а) и ток–длительность (б) среди других основных принципов коммутации и формирования мощных наносекундных импульсов: ППТ – плазменные прерыватели тока; ЭВП – электрически взрывааемые проводники; ДДРВ – дрейфовый диод с резким восстановлением; РВД – реверсивно включаемый динистор; ТБ – быстродействующий тиристор

используемых в тиристорном зарядном устройстве. Решение этой задачи позволит исключить из общей схемы звено магнитной компрессии энергии, которое в наибольшей степени определяет эффективность устройства, его частотные возможности, габариты и массу [25].

1.6 Генераторы субнаносекундного диапазона

Высоковольтные импульсы длительностью в сотни пикосекунд представляют уникальный инструмент для исследований в различных областях, традиционно использующих в качестве основной экспериментальной базы мощные импульсные генераторы: релятивистской СВЧ-электронике, ускорительной технике, физике

диэлектриков, радиационной биологии и др. Они открывают новые экспериментальные возможности благодаря большой скорости ввода энергии, достигающей 10^4 Дж/с. Вместе с тем, несмотря на высокие плотности мощности, суммарная энергия воздействия на объект в целом может оставаться "нетепловой", а высокие напряженности электрических полей - не приводить к пробоям [26].

Субнаносекундные зондирующие импульсы обеспечивают высокое временное разрешение, что широко используется в различных рефлектометрических приборах. Излучаемый в свободное пространство короткий электромагнитный импульс с широким спектром (так называемый сверхширокополосный радиоимпульс) при отражении от объектов несет большой объем информации о форме рассеивающей поверхности. Естественно, что для зондирования удаленных объектов или объектов, расположенных в сильно поглощающих средах, спектральная плотность мощности излучаемого радиоимпульса должна быть достаточной для регистрации отраженного сигнала. Амплитуда напряжения короткого электрического импульса, возбуждающего передающую антенну, в настоящее время превышает 100 кВ и ограничена возможностями генераторов, с одной стороны, и электрической прочностью изоляции фидеров и антенн, с другой. Для того чтобы уверенно обработать рассеянный объектом сигнал, добавляют требования стабильности амплитуды и спектральных характеристик импульсов, а также высокой частоты повторения.

Для использования в мощных источниках сверхширокополосного излучения радиочастотного диапазона особый интерес представляют генераторы высоковольтных биполярных импульсов. Такие импульсы, похожие по форме на один период синусоиды, при излучении с помощью ТЕМ-антенн энергетически более выгодны, так как максимум их спектра сдвинут в область высоких частот. При ослаблении низкочастотной компоненты спектра передаваемого импульса обеспечивается лучшее согласование перехода от высоковольтного генератора к антенне. Тем самым снижается уровень отражений, ухудшающих электрическую прочность переходов, для которых обеспечение необходимой широкополосности требует использования минимальных поперечных сечений.

Специфика локационных приложений, а также другие применения, ассоциирующиеся со стабильностью мощных коротких импульсов, за последнее десятилетие стимулировали разработку импульсно-периодических субнаносекундных генераторов с полупроводниковыми управляемыми и неуправляемыми коммутаторами.

Наиболее мощные существующие субнаносекундные генераторы по-прежнему основаны на искровых коммутаторах и формирующих устройствах с емкостными накопителями энергии. Это направление импульсной техники начало развиваться более 50 лет назад и вначале ориентировалось на генерирование наносекундных импульсов с фронтами <1 нс. Нужно отметить, что в экспериментальной практике процессы с полной длительностью <1 нс встречались и встречаются достаточно часто, однако до появления доступной широкополосной измерительной техники и накопления соответствующего опыта они в прямом смысле слова оставались за кадром. Именно поэтому граница между нано- и субнаносекундными генераторами всегда была весьма условной, а среди разработок предыдущих десятилетий встречается немало устройств, в принципе способных генерировать импульсы субнаносекундного диапазона. Уровень развития измерительной техники и сейчас остается едва ли не основным определяющим фактором в освоении пикосекундного диапазона длительностей.

В рамках сложившейся терминологии импульсный генератор относится к субнаносекундным, если фронт выходного наносекундного импульса либо длительность всего импульса не превосходит 1 нс. В последнем случае можно выделить два типа генераторов, различающихся по принципу использования энергии, запасаемой в накопителе наносекундной ступени. Это формирователи, "вырезающие" короткий импульс из более длинного и не изменяющие мощность исходного импульса, или устройства, использующие амплитудно-временное преобразование – компрессию импульса. К мощным субнаносекундным импульсным устройствам авторы [26] относят генераторы, позволяющие формировать импульсы с амплитудой ~ 100 кВ на нагрузках в десятки ом и делят их на три группы:

- наносекундные генераторы с субнаносекундным фронтом;
- генераторы, формирующие выходной импульс обострением и срезом фронтов исходного наносекундного импульса;
- генераторы с компрессией энергии наносекундного импульса с помощью специальной схемы формирования.

Противоречивые требования, предъявляемые, с одной стороны, к достаточной электрической прочности изоляции малогабаритного субнаносекундного емкостного накопителя – формирующей линии (ф.л.) и, с другой, к высокому уровню предпробойного перенапряжения искрового разрядника, заставляют применять быструю (за единицы наносекунд) зарядку формирующей линии и тем самым использовать известный эффект увеличения электрической прочности изоляции с

уменьшением времени воздействия напряжения. Таким образом, получить мощный субнаносекундный импульс, миновав наносекундную ступень сжатия,

как правило, не удастся, и основой любого из перечисленных типов

устройств является генератор, который сам по себе позволяет формировать импульсы с длительностью в единицы наносекунд. Соответственно в любом из вариантов (рис. 1.50) присутствует наносекундный генератор (драйвер), характеристики которого в большей мере определяют выходные параметры и режимы работы субнаносекундного устройства в целом. Общим признаком всех схем является дополнительный (обостряющий) разрядник, установленный на выходе драйвера и срабатывающий на фронте его импульса (~ 1 нс).

Используемые в практике наносекундные драйверы чаще всего представляли собой быстрые генераторы Маркса или формирующие

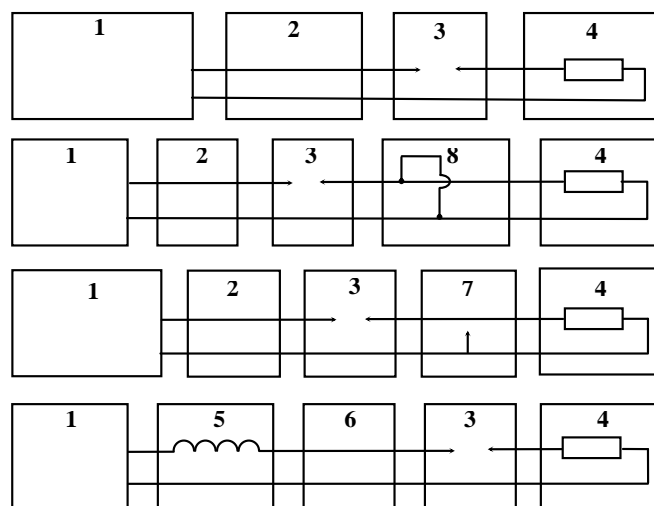


Рис. 1.51. Структурные схемы сильноточных субнаносекундных генераторов: а - формирователь с обострением наносекундного фронта; б, в- генераторы с обострением и срезом импульса; г - генератор с компрессией энергии в накопителе энергии; 1 - наносекундный драйвер; 2 - передающая линия; 3 - обостряющий разрядник; 4 - нагрузка; 5 - индуктивность; 6 - субнаносекундный накопитель; 7-срезающий разрядник; 8 - короткозамкнутый шлейф.

линии с различными вариантами импульсной зарядки. В качестве рабочей среды разрядников применялся сжатый газ (азот, водород) или жидкий диэлектрик (обычно трансформаторное масло). В последнем случае принципиальным недостатком для устройств с высокой частотой повторения импульсов является сложность систем для удаления

продуктов разложения масла из разрядного промежутка после каждого пробоя. Газовые разрядники показали свои преимущества уже в первых исследованиях субнаносекундных генераторов еще и потому, что по сравнению с разрядниками с жидкими диэлектриками они допускают возможность регулировки пробивного напряжения в широком диапазоне путем изменения давления или состава газа при неизменном искровом зазоре.

В [26] дан обзор созданных за последнее десятилетие в Институте электрофизики УрО РАН мощных субнаносекундных генераторов на основе малогабаритных наносекундных драйверов РАДАН-Н110 и РАДАН-303. Их основой являются высоковольтные коаксиальные формирующие линии - одиночная или двойная (д.ф.л.) с импедансом 20 и 50 Ом соответственно. Изоляцией формирующих линий служит трансформаторное масло.

На нагрузку формирующие линии коммутируются неуправляемыми азотными двухэлектродными разрядниками высокого давления и формируют импульсы длительностью 2-5 нс. Зарядка формирующих линий до напряжений 150-250 кВ осуществляется за время 3 - 8 мкс одноступенчатым трансформатором Тесла с коэффициентом трансформации 200-500. Компактность зарядного устройства обеспечена тем, что обмотки трансформатора

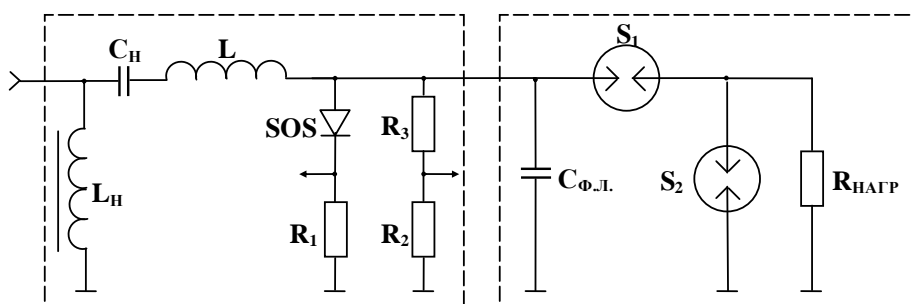


Рис. 1.52. Схема выходных каскадов субнаносекундного модулятора с частотой повторения 3.5 кГц: L_n – насыщающийся сердечник К 125 x 80 x 12, 20 колец, феррит 400НН, один виток в виде коаксиала D140 x 60 мм длиной 250 мм; C_n -накопительный конденсатор КВИ-3-300 пФ (4 параллельно и 6 последовательно); L – индуктивный накопитель 0,4 мкГн; SOS- прерыватель тока из четырех параллельных сборок SOS-диодов; R_1 - токовый шунт, R_2, R_3 – активный делитель, $C_{ф.л.}$ - емкость субнаносекундной формирующей линии (9 или 17 пФ); S_1 и S_2 – обостряющий и срезающий разрядники; R_n – резистивная нагрузка

Т

если вмонтированы в изоляционный зазор коаксиальной формирующей линии, а высокий к.п.д. зарядки (выше 50%) обеспечивается наличием в трансформаторе разомкнутого стального магнитопровода.

Авторами [27] разработан гибридный субнаносекундный модулятор с выходным сопротивлением 45 Ом, содержащий полностью твердотельный высоковольтный наносекундный зарядный источник с индуктивным накопителем энергии и полупроводниковым прерывателем тока и обостритель импульсов с газовыми разрядниками. Обостряющий и срезающий разрядники, заполненные водородом под давлением 10 МПа, обеспечили формирование стабильных импульсов с амплитудой ~ 200 кВ длительностью ~ 700 пс на частоте повторения до 3,5 кГц. Средняя мощность выходных импульсов модулятора в этом режиме составила около 1,4 кВт на выходной нагрузке 45 Ом.

На рисунке 1.52 представлена схема экспериментальной установки, в которой наносекундный драйвер имеет несколько ступеней компрессии энергии, выполненный в виде промежуточных емкостных накопителей, импульсного трансформатора и твердотельных коммутаторов: тиристоров и магнитных насыщающихся ключей. Выходной каскад представляет собой последовательный контур, где, кроме емкостного накопителя C_n и магнитного ключа L_n , расположены индуктивный накопитель L и сильноточный высоковольтный полупроводниковый прерыватель тока SOS (последовательно - параллельная сборка из SOS-диодов [22]).

Драйвер использовался в качестве зарядного устройства формирующей линии с волновым сопротивлением 50 Ом и емкостью 9 или 17 пФ (рис. 1.53).

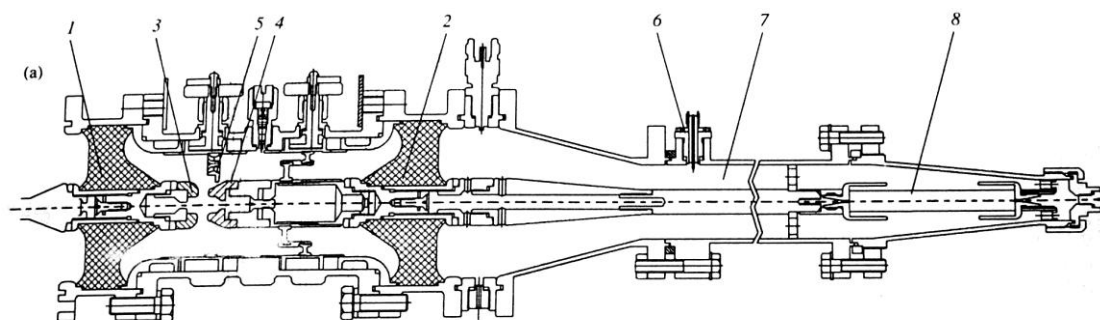


Рис. 1.53. Конструкция субнаносекундного обострителя импульсов с водородными разрядниками и формирующей линией: 1, 2 – входной и выходной изоляторы; 3, 4 – неподвижный и подвижный электроды обостряющего разрядника соответственно; 5 – подвижный кольцевой заземленный электрод срезающего разрядника; 6 – емкостной делитель напряжения; 7 – передающая линия; 8 – нагрузочный резистор.

Конструктивно линия совмещена с блоком газовых разрядников сверхвысокого давления (10 МПа). Формирование импульсов короче 1 нс происходило с обострением и срезом импульса. Первым срабатывал обостряющий разрядник, а затем с некоторой регулируемой задержкой – срезающий. Для использования в субнаносекундном диапазоне разрядники должны иметь соответствующее время коммутации. Длительность выходного импульса определяется задержкой между срабатыванием обостряющего и неуправляемого срезающего разрядников, обычно достигаемой настройкой срезающего искрового промежутка. Эта настройка осуществляется изменением рабочего зазора и давлением газа. Зависимость пробивного напряжения газа от $P \times d$, где P – давление, d – зазор разрядника, линейна в довольно широкой области. Длительность выходного импульса можно также регулировать при постоянных зазоре и давлении изменением степени предпробойного перенапряжения на зазоре срезающего разрядника. Это осуществляется изменением крутизны фронта обостряющим разрядником.

Контрольные вопросы.

1. От чего зависит амплитуда, длительность и фронт импульса напряжения в генераторе импульсных напряжений, собранных по схеме Аркадьева-Маркса?
2. Что такое «постоянная времени искры»?
3. Как влияет индуктивность разрядного контура на скорость вывода энергии из первичного накопителя?
4. Как можно уменьшить время срабатывания ГИН?
5. Что понимается под импульсной зарядкой малоиндуктивного накопительного элемента?
6. Пояснить принцип работы генератора Фитча.
7. Какая из рассмотренных схем генераторов на отрезках длинных линий обладает лучшим к.п.д.?
8. От чего зависят параметры импульса в нагрузке в таких генераторах?
9. Какой элемент выполняет роль ключа в магнитном генераторе?
10. Как получить в нагрузке однополярные импульсы с помощью магнитных генераторов?
11. Чем отличаются схемы магнитных генераторов, питаемых от постоянного и переменного источников напряжения?
12. Какие требования предъявляются к сердечнику переключающих дросселей?

13. От каких конструктивных параметров зависит индуктивность дросселей в насыщенном состоянии?
14. Чем обусловлены потери энергии в сердечнике?
15. Какие материалы используются для сердечников переключающих дросселей?
16. Для каких целей в магнитных генераторах используются линии с ферритом?
17. Каковы преимущества генераторов с полностью твердотельной коммутацией?
18. Для чего используются субнаносекундные импульсы?

2. СХЕМЫ ТРАНСФОРМАЦИИ ИМПУЛЬСОВ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

2.1 Высоковольтные импульсные трансформаторы

2.1.1 Общие сведения

Импульсные трансформаторы служат для передачи коротких импульсов напряжения длительностью от долей микросекунды до сотен микросекунд и широко применяются в технике радиолокации, телевидении, импульсной радиосвязи, в установках экспериментальной физики, квантовой электроники, являются неотъемлемой частью устройств преобразовательной техники.

Импульсные трансформаторы позволяют изменить уровень формируемого импульса напряжения или тока, полярность импульса, согласовать сопротивление генератора импульсов с сопротивлением нагрузки, отделить потенциалы источника и приемника импульсов, получить на нескольких отдельных нагрузках импульсы от одного генератора импульсов, создать обратную связь в контурах схемы импульсного устройства [28-32].

В некоторых установках работа импульсного устройства практически невозможна без импульсного трансформатора. Это прежде всего относится к мощным высоковольтным и импульсным устройствам. Повышение напряжения с помощью импульсного трансформатора до уровня, необходимого по условиям работы нагрузки, особенно часто используется в тех случаях, когда напряжение источника, формирующего импульсы, ограничено допустимым напряжением коммутирующих приборов (электронных ламп, тиристоров, транзисторов) или электрической прочностью элементов

генератора (конденсаторов, дросселей), длительное время находящихся под напряжением в процессе накопления энергии.

В зависимости от назначения импульсные трансформаторы изготавливаются на напряжения от единиц до сотен киловольт, на токи от долей ампера до десятков кА, мощностью от единиц ватт до сотен мегаватт. Включение импульсного трансформатора в схему импульсного устройства всегда связано с искажением формы трансформируемого импульса, обусловленного такими параметрами трансформатора, как индуктивность рассеяния, распределенная емкость, индуктивность намагничивания. Трансформация импульса связана с потерями энергии, обусловленными магнитными и электрическими потерями в магнитопроводе и обмотках трансформатора. Включение импульсного трансформатора в схему существенно влияет на габариты и массу импульсного устройства, поэтому вопрос о применении импульсного трансформатора должен решаться комплексно с учетом требований, предъявляемых к форме выходного импульса, коэффициенту поведенного действия, габаритам, массе, а также с учетом экономических соображений.

В большинстве случаев основным требованием, предъявляемым к импульсным трансформаторам, является минимальное искажение формы трансформируемого импульса. Это требование может дополняться ограничениями на потери, массу и габариты импульсного трансформатора. Наибольшее распространение получили импульсные трансформаторы, трансформирующие импульсы, близкие по форме к прямоугольным, которые обладают крутым фронтом и постоянством напряжения вершины импульса, необходимыми для работы широкого класса нагрузок.

Особенностью характера работы импульсного трансформатора является кратковременность каждого рабочего цикла и связанный с этим характер процессов, происходящих в обмотках и магнитопроводе импульсного трансформатора. Высокая скорость изменения магнитного потока вызывает появление значительных вихревых токов в магнитопроводе и связанные с ними потери энергии. Кратковременность воздействующих импульсов требует учитывать не только индуктивные, но и емкостные параметры обмоток, определяющие характер формирования фронта импульса и энергетические характеристики импульсного трансформатора. Малые длительности импульсов вызывают необходимость учитывать поверхностный эффект в проводах обмоток при определении электрических потерь.

Трансформация фронта импульса с малыми искажениями достигается при малых значениях индуктивности рассеяния и

распределенной емкости трансформатора, которые уменьшаются с уменьшением числа витков обмоток, достигаемым за счет увеличения сечения магнитопровода. В то же время для трансформации вершины импульса с малым спадом следует стремиться к увеличению индуктивности намагничивания трансформатора, возрастающей с увеличением числа витков и уменьшением сечения магнитопровода. Для уменьшения массы и габаритов трансформатора необходимо увеличение электромагнитных нагрузок, но это приводит к увеличению спада вершины импульса и увеличению потерь. Удовлетворение одновременно несколькими поставленными условиями при расчете импульсного трансформатора требует нахождения компромиссного решения, которое принимается в зависимости от относительной значимости поставленных требований.

Представление импульсного трансформатора в виде эквивалентной схемы с сосредоточенными параметрами оправдывается чрезмерно усложненным анализом процессов в системах с распределенными параметрами, не позволяющим получить приемлемые для практических целей результаты. С другой стороны, накопленный опыт проектирования импульсных трансформаторов указывает на допустимость такого упрощения.

Импульсный трансформатор входит составным элементом в различные типы генераторов электрических импульсов, выполняя функции согласующего звена между этим генератором и сопротивлением нагрузки. Как генератор импульсов, так и сопротивление нагрузки характеризуются некоторыми параметрами, которые вместе с параметрами трансформатора определяют условия передачи импульсной энергии от генератора к нагрузке. Поэтому при проектировании импульсного трансформатора необходимо учитывать

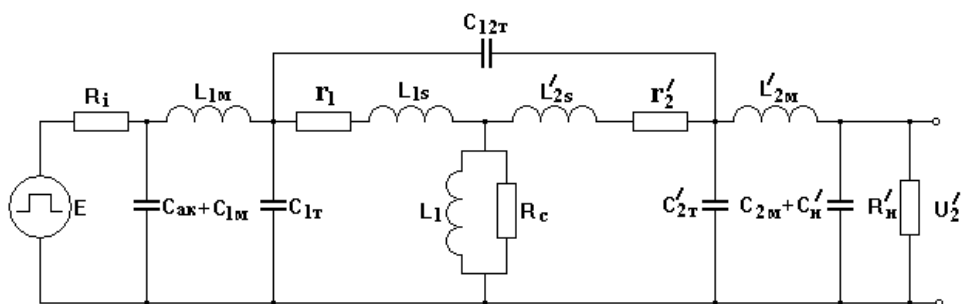


Рис. 2.1. Эквивалентная схема трансформаторной цепи

не только параметры собственно трансформатора, но и параметры генератора импульсов и сопротивления нагрузки. Это обстоятельство требует рассматривать при расчете не изолированную эквивалентную схему трансформатора, а всю трансформаторную цепь. Эквивалентная схема трансформаторной цепи приведена на рис. 2.1. В схему входят 9

независимых реактивных элементов, способных запасать энергию. Индуктивности $L_{1м}$ и $L_{2м}$ являются индуктивностями соединительных элементов, емкости $C_{1м}$ и $C_{2м}$ – емкостями этих элементов. Они носят распределенный характер, но представлены на схеме как сосредоточенные. Емкость $C_{ак}$ является емкостью коммутатора, а $C'_н$ – емкость нагрузки, $C_{1Т}$, $C_{2Т}$, $C'_{12Т}$ – некоторые специальным образом определенные емкости, приближенно эквивалентные соответствующим распределенным емкостям и приведенные к напряжению первичной обмотки. Индуктивности рассеяния L_{1S} и L'_{2S} учитывают потоки рассеяния, сопротивления r_1 и r'_2 – сопротивления первичной и вторичной обмоток, индуктивность L_1 называется индуктивностью намагничивания, и она учитывает основной поток трансформатора, сопротивление R_C учитывает потери в сердечнике трансформатора на гистерезис и вихревые токи. Переходный процесс, определяющий искажения формы трансформируемого импульса

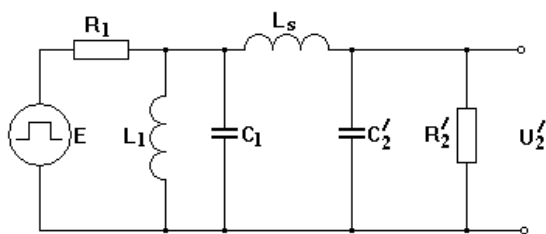


Рис. 2.2. Упрощенная эквивалентная схема повышающего импульсного трансформатора

напряжения, описывается уравнением 9-го порядка. Для получения пригодного для практических целей решения, эквивалентную схему упрощают (рис. 2.2). Эти упрощения достигаются за счет объединения внутреннего сопротивления генератора импульсов с сопротивлением обмоток, индуктивности

рассеяния первичной обмотки – с индуктивностью рассеяния вторичной обмотки и индуктивностями монтажа, емкости первичной обмотки – с емкостями первичной цепи, емкости вторичной обмотки – с емкостями вторичной цепи. Все перечисленные упрощения не приводят к значительным расхождениям между данными теоретического исследования и экспериментом [29].

2.1.2 Распределенная емкость обмоток

В импульсном трансформаторе существуют распределенные емкости обмоток на землю (магнитопровод), междувитковые и междуобмоточные. При расчетах распределенная емкость обмоток заменяется сосредоточенной (динамической) емкостью, определяемой по энергии электрического поля.

Определим динамическую емкость многообмоточного трансформатора, имеющего однослойные обмотки.

Если между магнитопроводом и ближайшей расположенной к нему обмоткой действует постоянное напряжение, то при $h \gg \Delta$ электрическое поле в промежутке однородно и емкость этой обмотки относительно магнитопровода может быть вычислена по формуле плоского конденсатора

$$C = \frac{\varepsilon_0 \cdot S}{\Delta_1} = \frac{\varepsilon_0 \cdot P \cdot h}{\Delta_1}, \quad (2.1)$$

где ε – диэлектрическая проницаемость изоляционного материала, P – периметр обмотки, h – высота обмотки, Δ_1 – изоляционное расстояние между магнитопроводом и первичной обмоткой.

Из-за наличия на обмотке импульсного напряжения, распределение потенциалов по высоте обмотки изменяется по линейному закону (рис. 2.3).

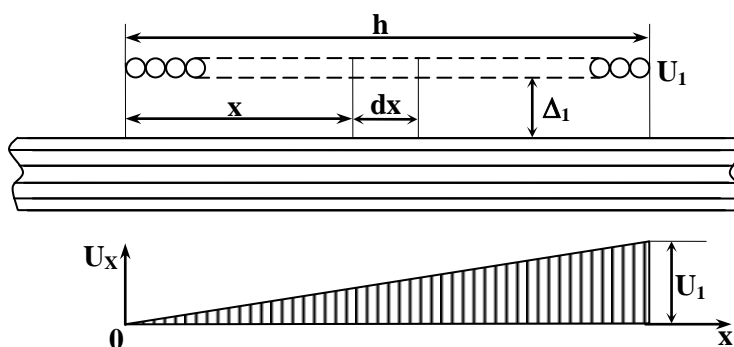


Рис. 2.3 Распределение напряжения между первичной обмоткой и сердечником в импульсном трансформаторе

Для однослойной обмотки напряжение на произвольном удалении x от начала обмотки равно $U_x = U(x/l)$.

Элементарная емкость участка dx составит:

$$dC_{1x} = \frac{\varepsilon_0 \cdot P dx}{\Delta_1}, \quad (2.2)$$

а сосредоточенная в ней энергия

$$dW_{1x} = \frac{\varepsilon_0 \cdot P \cdot U_{1x}^2 dx}{2\Delta_1}. \quad (2.3)$$

Интегрирование этого выражения в пределах от 0 до h дает значение всей энергии электрического поля, сосредоточенной между обмоткой и магнитопроводом

$$W_1 = \frac{\varepsilon_0 \cdot P \cdot U_1^2}{2\Delta_1 \cdot h^2} \int_0^h x^2 dx = \frac{\varepsilon_0 \cdot P \cdot h \cdot U_1^2}{6\Delta_1} = \frac{C_{1T} \cdot U_1^2}{2}, \quad (2.4)$$

откуда

$$C_{1T} = \frac{\varepsilon_0 \cdot P_1 \cdot h}{3\Delta_1}. \quad (2.5)$$

Таким образом, динамическая емкость первичной обмотки имеет величину в три раза меньшую статической емкости.

Эквивалентная междуобмоточная динамическая емкость многообмоточного трансформатора может быть вычислена по формуле [32]

$$C_T' = \frac{\varepsilon_0 \cdot P \cdot h^2}{\Delta} \cdot \left(\sum_{k=2}^k \sqrt{\alpha_{(k-1)k}} \right)^2, \quad (2.6)$$

где k – количество обмоток, $\alpha_{(k-1)k}$ – потенциальный коэффициент, Δ – суммарная приведенная толщина изоляции. Коэффициент α представляет собой безразмерную величину, которая учитывает распределение напряжения между обмотками, что в свою очередь определяется схемой соединения обмоток и схемой включения их в генераторе импульсов.

С помощью потенциального коэффициента α при проектировании импульсных трансформаторов осуществляется приведение статических емкостей к динамическим и к напряжению первичной обмотки. Для каждой пары соседних обмоток n и m α вычисляется по формуле

$$\alpha_{nm} = \frac{(U_{\text{вн}} - U_{\text{вм}})^2 + (U_{\text{вн}} - U_{\text{вм}})(U_{\text{нн}} - U_{\text{нм}}) + (U_{\text{нн}} - U_{\text{нм}})^2}{3U_1}, \quad (2.7)$$

где $U_{\text{вн}}$ и $U_{\text{вм}}$ – потенциалы концов обмоток n и m , $U_{\text{нн}}$ и $U_{\text{нм}}$ – потенциалы начал обмоток n и m .

При расчете коэффициента приведения необходимо учитывать знаки потенциалов на концах обмоток, зависящие от полярности импульса, направления намотки, соединения обмоток на стержнях и др. Общая динамическая емкость обмоток трансформатора

$$C'_{ST} = C'_{1T} + C'_T. \quad (2.8)$$

В случае магнитопровода стержневого типа обмотки обычно располагают на обоих стержнях, при этом секции первичной и вторичной обмоток можно соединить как параллельно, так и последовательно. В этом случае емкостные коэффициенты вычисляются по эпюрам распределения потенциалов.

При параллельном соединении секций обмоток на обоих стержнях емкостной коэффициент для всего импульсного трансформатора при любом исполнении обмоток будет равняться удвоенному емкостному коэффициенту при расположении обмоток на одном стержне.

При последовательном соединении секций обмоток на двух стержнях и одинаковом выполнении секций этих обмоток на каждом из стержней емкостной коэффициент также равен удвоенному значению коэффициента для случая расположения обмоток на одном стержне.

2.1.3 Индуктивность рассеяния обмоток

Индуктивность рассеяния обмоток импульсного трансформатора, обусловленная потоками рассеяния, в схеме замещения представляется в виде сосредоточенного элемента и определяется по магнитной энергии, запасаемой в потоках рассеяния.

Для простых концентрических обмоток, расположенных на одном стержне

магнитопровода двухобмоточного трансформатора, расчет индуктивности рассеяния выполняется по известной формуле [32]

$$L_p = \frac{\mu_0 \cdot \omega_1^2 \cdot \pi D_{cp}}{h} \cdot \left(a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{2} \right). \quad (2.9)$$

В этой формуле D_{cp} – средний периметр канала рассеяния, a_{12} – ширина канала рассеяния, a_1, a_2 – радиальные размеры обмоток, h – высота обмотки.

Индуктивность рассеяния обмоток зависит от их геометрических размеров и канала рассеяния между ними. Индуктивность рассеяния будет меньше, если обмотку с низшим напряжением располагать ближе к стержню. При этом изоляционный канал между обмоткой и стержнем получается меньше, чем в том случае, когда ближе к стержню расположена обмотка высокого напряжения. Следовательно, уменьшится средний диаметр канала рассеяния.

Импульсные трансформаторы выполняются как двухобмоточными, так и многообмоточными. Картина поля рассеяния у многообмоточных трансформаторов является более сложной, чем у двухобмоточных. Следовательно для таких трансформаторов особенно важно правильно выбрать взаимное расположение обмоток, которое привело бы к наименьшей индуктивности рассеяния.

Для многообмоточного трансформатора можно рассчитать индуктивность рассеяния между двумя любыми однослойными обмотками

$$L_{1k} = \frac{\mu_0 \cdot \omega_1^2 \cdot P_{cp}}{h} \cdot \left(\Delta_{1k} + \frac{d_1 + d_2}{3} \right), \quad (2.10)$$

где Δ_{1k} – расстояние между первичной и k -той обмотками, d_1 и d_k – диаметры проводов обмоток, P_{cp} – средний периметр, h – высота обмотки.

Зная индуктивность рассеяния между первичной обмоткой и каждой из вторичной обмоток, можно определить общую эффективную индуктивность рассеяния многообмоточного импульсного трансформатора по формуле

$$L'_{ST} = \sum_{k=2}^k L_{1k} \frac{U_k I_k}{P_H}. \quad (2.11)$$

Минимальная индуктивность рассеяния L'_{ST} соответствует случаю, когда первичная обмотка располагается между вторичными, причем так, что наиболее мощная из вторичных обмоток максимально приближена к первичной, т.е. наматывается до или после нее.

Иногда в двухобмоточных трансформаторах первичную обмотку разделяют на две равные части и между ними помещают вторичные обмотки. Такое разделение первичной обмотки может быть названо секционированием, оно приводит к уменьшению индуктивности рассеяния.

При расположении обмоток на двух стержнях на каждом стержне МДС составляет половину МДС трансформатора. Поэтому как при параллельном, так и при последовательном соединении частей обмоток двух стержней результирующая индуктивность рассеяния импульсного трансформатора будет равна половине индуктивности, определенной для обмоток одного стержня.

2.1.4 Электромагнитные процессы в магнитопроводе

Процессы в магнитопроводе импульсного трансформатора значительно сложнее, чем в силовых трансформаторах. Дополнительные особенности этих процессов связаны с несимметричным перемагничиванием в пределах петли гистерезиса, возникновением мощных вихревых токов, явлениями последействия и насыщения. Сложность электромагнитных процессов в сердечниках трансформаторов затрудняет и теоретические исследования.

При анализе вводится ряд допущений, упрощающих работу как самого трансформатора, так и работу схемы, в которой он используется. На процессы в магнитопроводе «паразитные» параметры обмоток (емкости и индуктивности рассеяния) влияют незначительно и поэтому ими при анализе явлений намагничивания пренебрегают.

При воздействии на первичную обмотку импульсного трансформатора прямоугольного однополярного импульса напряжения в обмотке индуцируется ЭДС, определяемая по закону электромагнитной индукции

$$U_1 \cong -e_1 = \omega_1 \frac{d\Phi}{dt} = \omega_1 S \frac{dB}{dt}, \quad (2.12)$$

где Φ – магнитный поток, B – средняя по сечению индукция, ω – число витков первичной обмотки, S – поперечное сечение стержня. Из формулы (2.12) приращение индукции

$$dB = \frac{U_1}{\omega_1 S} dt, \\ \int_0^t dB = \int_0^t \frac{1}{\omega_1 \cdot S} \cdot U_1 dt. \quad (2.13)$$

Приращение индукции за время t

$$B(t) - B(0) = \frac{1}{\omega_1 \cdot S} \int_0^t U_1 dt = \frac{U_1}{\omega_1 \cdot S} \cdot t. \quad (2.14)$$

Таким образом, приращение индукции происходит по линейному закону и пропорционально вольт-секундной площади импульса напряжения. Напряженность магнитного поля

$$H = \frac{\Delta B}{\mu_\Delta}, \quad (2.15)$$

где μ_Δ – действующая в импульсном режиме магнитная проницаемость. По закону полного тока

$$H \cdot l_c = i_\mu \cdot \omega_1, \quad (2.16)$$

где l_c – средняя длина магнитной силовой линии по контуру магнитопровода, i_μ – намагничивающий ток.

Из выражения (2.13, 2.15, 2.16) получим

$$i_\mu = \frac{U_1 \cdot l_c}{S \cdot \omega_1^2 \cdot \mu_d} \cdot t. \quad (2.17)$$

Из этого выражения следует, что при постоянной магнитной проницаемости намагничивающий ток в зависимости от времени должен нарастать по линейному закону.

Полная индуктивность первичной обмотки получится

$$L_\mu = \frac{\omega_1^2 \cdot S \cdot \mu_d}{l_c}. \quad (2.18)$$

Следовательно, намагничивающий ток

$$i_\mu = \frac{U_1}{L_\mu} \cdot t. \quad (2.19)$$

К моменту окончания импульса намагничивающий ток достигнет величины

$$I_\mu = \frac{U_1 \cdot t_u}{L_1}. \quad (2.20)$$

Процесс намагничивания магнитопровода импульсного трансформатора при подаче на первичную обмотку однополярных импульсов напряжения приведен на рис. 3.4. В диапазоне изменения индукции $-B_s$ до $+B_s$ на постоянном токе перемагничивание происходит по основной граничной петле гистерезиса.

Если предположить, что сердечник был размагничен, то начало процесса будет совпадать с началом координат. При подачи импульса напряжения индукция нарастает на величину ΔB , определяемую амплитудой напряжения U_1 и длительностью t_u .

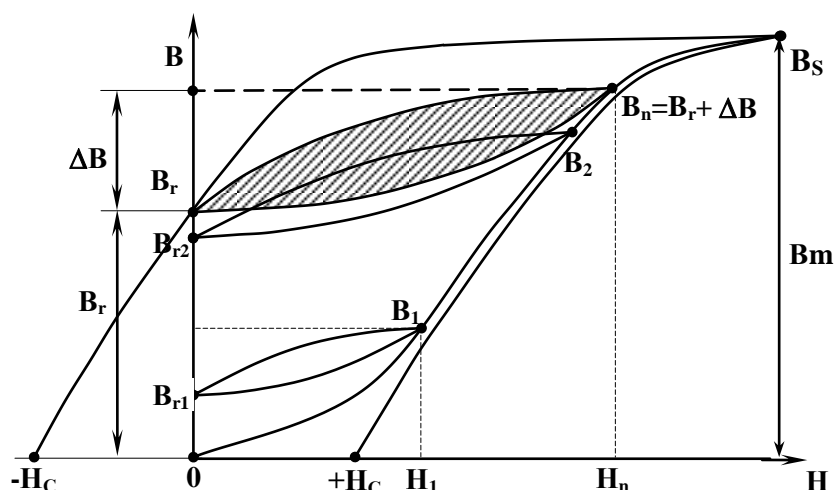


Рис. 2.4. Шлейф статической характеристики намагничивания ферромагнитного материала сердечника

Во время первого импульса намагничивание происходит по основной кривой намагничивания от точки 0 до B_1 (рис.2.4). За время паузы между импульсами индукция уменьшится до значения B_{r1} . За следующий импульс индукция снова нарастает на величину ΔB , сердечник намагничивается по кривой $B_{r1}B_1B_2$. За следующую паузу индукция спадет до значения B_{r2} и т.д. Этот процесс постепенного нарастания индукции происходит до тех пор, пока во время паузы размагничивание не произойдет до значения B_r , соответствующего остаточной индукции симметричного гистерезисного цикла перемагничивания. В дальнейшем процесс устанавливается, и перемагничивание сердечника за период импульса происходит по частному (несимметричному) циклу B_rB_n . Приращению индукции ΔB частного цикла соответствует напряженность магнитного поля $\Delta H = H_n$, определяющая индуктивность намагничивания на частном цикле, и соответствующий ей намагничивающий ток.

Если уменьшить амплитуду импульса, то уменьшится приращение индукции, уменьшится напряженность поля, и магнитопровод будет перемагничиваться по другому частному циклу. При увеличении амплитуды импульса соответствующим образом изменится приращение индукции и напряженность поля. Возможное максимальное приращение индукции ΔB_m для данной петли гистерезиса будет определяться насыщением магнитопровода, и частный цикл перемагничивания будет предельным.

Средняя магнитная проницаемость на частном цикле B_rB_n определяется как приращение индукции к напряженности магнитного поля

$$\mu_{\Delta} = \frac{\Delta B}{\Delta H}. \quad (2.21)$$

Средняя магнитная проницаемость на предельном частном цикле

$$\mu_{\Delta m} = \frac{\Delta B_m}{\Delta H_m} = \frac{B_m - B_r}{\Delta H_m}. \quad (2.22)$$

Из рис. 3.4 видно, что $\mu_{\Delta} < \mu = B_n/H_n$, следовательно, явление гистерезиса значительно понижает магнитную проницаемость в магнитопроводе импульсного трансформатора по сравнению с трансформатором обычного исполнения, сердечник которого перемагничивается по симметричному гистерезисному циклу. В тех

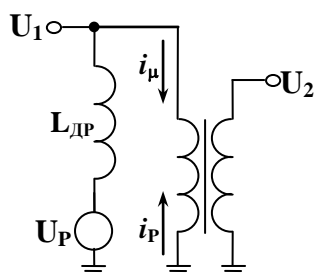


Рис. 2.5. Схема дополнительного размагничивающего тока

случаях, когда требуются высокие значения ΔB и μ_{Δ} , можно применить одно из средств, улучшающих характеристики материала сердечника: 1) ввести в сердечник воздушный зазор длиной l_0 ; 2) применить обратное размагничивающее поле.

Введение воздушного зазора в магнитопровод снижает остаточную индукцию, что позволяет работать при приращениях индукции, приближающихся к индукции насыщения B_m . При этом также изменяется средняя импульсная проницаемость. Длина воздушного зазора должна быть много меньше общей длины

магнитопровода $l_0 \ll l$, то есть $l_0 / l \approx 0,001 \div 0,0001$.

Применение разрезных магнитопроводов технологически удобно в массовом производстве, так как позволяет изготавливать катушки с обмотками отдельно от магнитопровода.

Способ размагничивания, применяемый для магнитопроводов без зазора из сталей с малой коэрцитивной силой, состоит в том, что через первичную обмотку пропускается постоянный или пульсирующий ток, создающий поле, обратное полю импульсного намагничивания. Если размагничивающая сила велика, то в принципе можно получить остаточную индукцию отрицательного знака и таким образом получить приращение индукции насыщения. Такой способ размагничивания требует специального источника постоянного или пульсирующего тока и включенного последовательно с ним дросселя, который необходим для изоляции и предотвращения короткого замыкания обмотки импульсного трансформатора в процессе трансформирования импульсов (рис. 2.5).

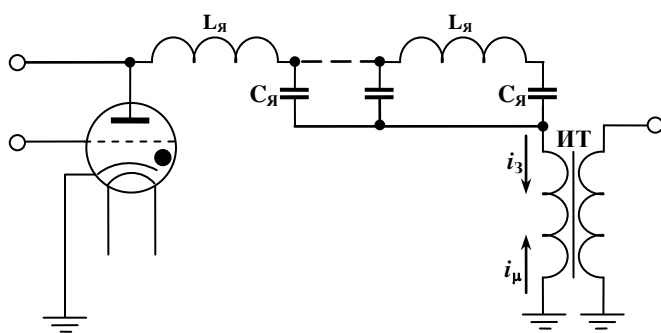


Рис. 2. 6. Схема с формирующей линией

Обычно большие приращения индукции требуются для мощных импульсных трансформаторов на высокие напряжения. Если первичный импульс формируется от формирующей линии, то размагничивающее поле создается зарядным током накопительных емкостей,

который протекает через первичную обмотку трансформатора (рис. 2.6). В импульсном режиме изменение индукции в магнитопроводе импульсного трансформатора происходит с очень большой скоростью, достигающей 10^6 Тл/с. Это приводит к возникновению в стали магнитопровода мощных вихревых токов, которые создают размагничивающее поле и потери энергии. Для уменьшения вихревых токов необходимо выбирать материал магнитопровода импульсного трансформатора с большим удельным электрическим сопротивлением и уменьшать толщину листов.

2.1.5 Анализ переходных процессов в импульсном трансформаторе

Искажение фронта импульса. Прямоугольный импульс напряжения, поданный на первичную обмотку, на нагрузку приходит весьма искаженным. Возникновение сложного колебательного процесса в трансформаторной цепи обусловлено прежде всего наличием индуктивностей рассеяния и емкостей элементов обмоток трансформатора, а также влиянием индуктивностей и емкостей схемы, в которой используется трансформатор. Колебания носят затухающий характер вследствие наличия активных сопротивлений обмоток трансформатора и активных элементов схемы. Кроме того, увеличивается фронт импульса.

Математический анализ формы фронта импульса производится с помощью схемы замещения (рис. 2.2), в которой можно принять индуктивность намагничивания очень большой по сравнению с индуктивностью рассеяния и ее шунтирующим действием пренебречь. Это допущение основано на том, что длительность фронта импульса мала по сравнению с постоянной времени процессов в магнитопроводе. Емкости C_1 и C_2 можно объединить. Тогда схема упростится, и система

уравнений тоже упрощается до второго порядка. Решение уравнения определяет форму фронта трансформируемого импульса. Это решение представлено графически на рис. 2.7 для различных параметров трансформаторной цепи [29]. Для удобства анализа процесса решение этого уравнения может быть записано в виде выражений, где коэффициент затухания определяет характер переходного процесса.

1). При $\delta < 1$ возникает колебательный процесс на вершине импульса. Решение запишется в следующем виде:

$$U = 1 - e^{-\delta\tau} \left(\frac{\delta}{\sqrt{1-\delta^2}} \sin\sqrt{1-\delta^2} \cdot \tau + \cos\sqrt{1-\delta^2} \cdot \tau \right). \quad (2.23)$$

2) При $\delta > 1$ переходный процесс носит аperiodический характер. Решение можно записать

$$U = 1 - e^{-\delta\tau} \left[\frac{\delta}{\sqrt{\delta^2-1}} \operatorname{Sh}\sqrt{\delta^2-1} \cdot \tau + \operatorname{Ch}(\sqrt{\delta^2-1} \cdot \tau) \right]. \quad (2.24)$$

На рис. 2.7 видно, что при малых значениях δ получается большая

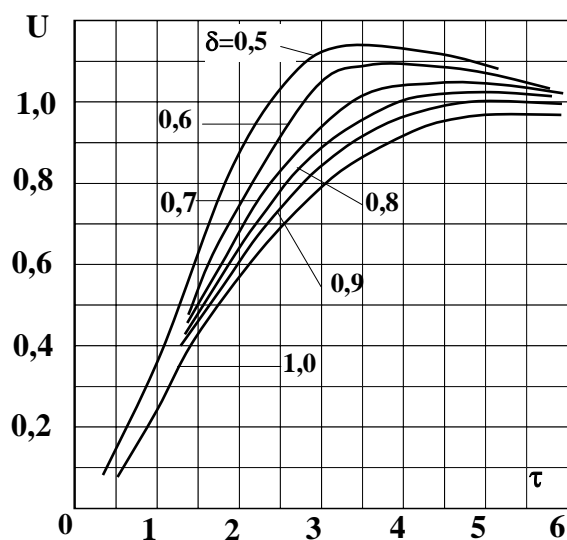


Рис. 2.7. Графики переходных процессов на фронте импульса при линейной нагрузке

амплитуда наложенных колебаний на фронте импульса, но зато меньше относительная длительность фронта импульса. Наоборот, при увеличении δ колебания снижаются, но относительная длительность фронта импульса возрастает.

Длительность фронта импульса $t_{и}$ и амплитуда колебаний определяются в основном двумя величинами: паразитной постоянной времени и волновым сопротивлением трансформаторной цепи.

Постоянная времени T и волновое сопротивление зависят от паразитных параметров схемы и

прежде всего от индуктивности рассеяния и паразитной емкости обмоток трансформатора L_{ST}' , C_{ST}' .

Как видно из графиков (рис. 3.7) при $\delta \geq 0,5$ амплитуда колебаний на фронте импульса не превышает 16%, что для многих практических случаев является допустимым. При $\delta \geq 0,7$ амплитуда колебаний находится в пределах 5%.

Искажение вершины импульса. При рассмотрении процессов на вершине импульса можно пренебречь влиянием емкостей C_1 и C_2' и индуктивности L_S (рис. 2.2), так как после окончания процесса формирования фронта импульса напряжение на этих емкостях и ток нагрузки, протекающий через индуктивность, достигают установившихся значений и далее, в течение времени действия импульса, изменяются незначительно. Пока примем, что сопротивление нагрузки линейно.

К моменту начала формирования вершины импульса ток в индуктивности намагничивания трансформатора можно считать равным нулю. С течением времени он возрастает, что приводит к увеличению тока генератора импульсов и увеличению падения напряжения на его внутреннем сопротивлении. Значит, происходит некоторое уменьшение напряжения на сопротивлении нагрузки и протекающего через него тока. Это изменение напряжения на нагрузке будет тем больше, чем больше длительность импульса t_n , меньше индуктивность намагничивания L_1 и больше сопротивление R_1 . Процессы в такой схеме описываются уравнениями:

$$\begin{cases} U_2' = L_1 \cdot \frac{di_L}{dt} \\ E = U_2' + (i_L + i_2') \cdot R_1 \end{cases} \quad (2.25)$$

с начальными условиями: $t=0$

$$U_2' = U_L = \frac{E \cdot R_2'}{R_1 + R_2'} \quad (2.26)$$

Решение этих уравнений приводит к следующему выражению для напряжения на сопротивлении нагрузки:

$$U_2' = \alpha \cdot E \cdot e^{-t/T_{hr}}, \quad (2.27)$$

где $\alpha = \frac{R_2'}{R_1 + R_2'}$ – коэффициент передачи напряжения из первичной цепи

во вторичную, $T_{hr} = \frac{L_1(R_1 + R_2)}{R_1 \cdot R_2'}$ – постоянная времени спада.

Поскольку обычно допустимый относительный спад не превышает 10% амплитуды импульса, то, разлагая экспоненту (2.27) в степенной ряд и ограничиваясь двумя первыми членами ряда, можно представить относительное изменение напряжения за время действия импульса как

$$\Delta = \frac{\Delta U}{\alpha \cdot E} = \frac{t_u}{T_{nr}} = \frac{t_u \cdot R_1 \cdot R'_2}{(R_1 + R'_2) \cdot L_\mu}, \quad (2.28)$$

так как при $t=0$ $U_2' = \alpha E$.

Тогда индуктивность намагничивания

$$L_1 \geq \frac{t_u \cdot R_1 \cdot R'_2}{(R_1 + R'_2) \cdot \Delta}. \quad (2.29)$$

Несмотря на упрощения, формула 2.29 достаточно точна.

Если импульсный трансформатор нагружен магнетронным генератором, у которого вольт-амперная характеристика резко нелинейна, то задается допустимое значение изменения не напряжения, а тока за время действия импульса.

Процессы в трансформаторной цепи после окончания импульса. Упрощенно анализ колебаний на срезе импульса может быть проведен по схеме замещения (рис. 2.2). После прохождения импульса будет происходить рассеяние энергии, запасенной в индуктивности намагничивания, индуктивности рассеяния и распределенной емкости трансформатора (в соответствующих магнитных и электрических полях). Основной процесс состоит в появлении обратного напряжения. Для ослабления колебаний, возникающих после среза импульса, включают добавочное сопротивление, шунтирующее обмотки трансформатора или диод, шунтирующий нагрузку в обратном направлении. Номинальный импульсный ток отсекающего диода должен быть равен намагничивающему току импульсного трансформатора.

2.1.6 Магнитные материалы, применяемые для сердечников

Требования, предъявляемые к форме выходного напряжения, в значительной степени зависят от материала, из которого изготавливается сердечник. При конструировании импульсных трансформаторов необходимо учитывать поведение магнитных материалов в различных условиях. У магнитных материалов в условиях

климатического и механического воздействию могут существенно изменяться характеристики, а следовательно, и выходные параметры трансформатора. При этом представляет интерес изменение динамической магнитной проницаемости (μ_{Δ}). Она должна быть стабильной при различных климатических и механических воздействиях.

Кроме того, существенной величиной, которая влияет на габариты трансформатора, является максимально допустимое значение приращения индукции (ΔB) за импульс. Материал, используемый для импульсных сердечников, должен иметь малые потери на вихревые токи и перемагничивание, чтобы сердечник не перегревался при достаточно больших индукциях.

Учитывая перечисленные выше специфические особенности импульсных трансформаторов, рекомендуется применять следующие магнитные материалы: холоднокатаную текстурованную ленту из электротехнической стали; железоникелевые сплавы (пермаллой); ферриты (оксиферы).

Холоднокатаную электротехническую сталь марок 3422, 3423, 3424 (ГОСТ 21427.4-78) применяют для изготовления магнитопроводов импульсных трансформаторов, используемых для трансформации импульсов микросекундной длительности. Буквы и цифры в марках электротехнической стали обозначают следующее: первая цифра 3 – класс по структурному состоянию и виду прокатки – холоднокатаная анизотропная с ребровой структурой; вторая цифра 4 – класс по содержанию кремния – свыше 2,8 до 3,8% включительно; третья цифра 2 – группа по основной нормируемой характеристике – удельные потери при магнитной индукции 1 Тл при частоте 400 Гц; четвертая цифра – порядковый номер марки стали с улучшением магнитных свойств по мере возрастания номера [32].

Пермаллой марок 34НКМП, 38НС, 50НП, 50НГ 80НХС, 76НХД, 79НМ, 79НМУ, 80НХС и др. (ГОСТ 10160-75) применяют для изготовления магнитопроводов импульсных трансформаторов, используемых для трансформации коротких импульсов большой мощности с жесткими требованиями к форме импульса и особенно к спаду его вершины. Названия марок состоят из буквенных обозначений элементов и двузначного числа впереди, определяющего в процентах содержание никеля, входящего в основу сплава. Химические элементы в марках сплавов обозначаются следующими буквами: Д – медь, К – кобальт, М – молибден, Н – никель, С – кремний, Х – хром. Буквой (П) обозначаются сплавы, обладающие прямоугольной петлей гистерезиса.

Марки сплавов с улучшенными свойствами имеют в конце обозначения букву «У».

Поскольку пермаллоевые сплавы обладают малой величиной коэрцитивной силы, то они с успехом применяются в режиме с размагничиванием (снижением остаточной индукции B_r). Режим размагничивания позволяет увеличить приращение индукции за импульс, что очень важно в мощных импульсных трансформаторах (так как габариты трансформатора уменьшаются). Это приводит к увеличению максимальной магнитной проницаемости на частном цикле и благоприятно сказывается на плоской части импульса.

Следует отметить как недостаток сердечников из пермаллоевых сплавов их чувствительность к механическим действиям. Это заставляет конструктора принимать специальные меры и помещать сердечник в коробки из изоляционного материала, защищая их таким образом от механических воздействий. Широко применяются пермаллоевые сплавы 79НМ и 80НХС.

Ферриты марок 300НН, 1000НН, 1500НМ и др. используют для изготовления магнитопроводов импульсных трансформаторов, работающих с большой частотой следования. Обозначение марок ферритов расшифровывается следующим образом: число впереди – относительная магнитная проницаемость; буквы обозначают добавку к окислам железа окислов других металлов – НН – никеля-цинка, НМ – марганца-цинка и т.д.

Ферриты имеют весьма низкую индукцию насыщения ($0,4 \div 0,5$ Тл), большую амплитудную и температурную нестабильность магнитной проницаемости, большую чувствительность к подмагничивающему полю. Это ограничивает их использование в области низких частот и средних полей. Но в слабых полях ферриты обладают высокой магнитной проницаемостью, не зависящей от частоты.

Процесс изготовления изделий из феррита сводится к тому, что в смесь предварительно обожженных и тонко измельченных в порошок окислов металлов добавляют пластификатор (обычно поливиниловый спирт) и из полученной массы под большим давлением прессуют изделия. Изделия подвергают обжигу в окислительной среде (кислороде) при температуре $1100\text{—}1400^\circ\text{C}$, при этом происходит спекание твердого раствора феррита. Усадка ферритов при обжиге может достигать 20%, в результате трудно выдерживать размеры сердечника. Это является недостатком ферритов.

Ферриты – твердые и хрупкие материалы, не позволяющие производить обработку резанием, но допускают только шлифовку и полировку [32].

2.1.7 Конструкция и технология изготовления сердечников

Сердечник является одним из основных элементов трансформатора. Технические требования, предъявляемые к импульсным трансформаторам, привели к появлению новых конструкций сердечников, разработке новых магнитных материалов и технологии их изготовления [29,30,32].

В импульсных трансформаторах широко применяются навитые ленточные сердечники. При толщине пластин меньше 0,1 мм существующая конструкция шихтованных сердечников делается нетехнологичной, и поэтому в таких случаях возможно применение только навитых ленточных сердечников. Большая скорость изменения магнитного потока в импульсных трансформаторах приводит к возникновению в сердечнике мощных вихревых токов. Для их уменьшения необходимо изготавливать магнитную систему из очень тонкого материала (0,02—0,08 мм).

Ленточные, навитые сердечники дают возможность также полностью использовать текстурованные свойства магнитных материалов. При направлении магнитного потока вдоль прокатки (текстуры) уменьшаются потери в стали и намагничивающий ток. Навитые сердечники получили большое распространение еще и потому, что их производство можно полностью автоматизировать, обеспечить минимальные отходы стали, уменьшить габариты и вес. Все это выгодно отличает навитой сердечник от шихтованного. Ленточные сердечники однофазных трансформаторов по конструктивному исполнению разделяются на стержневые, броневые и тороидальные. Эти типы сердечников могут изготавливаться как разъемными, так и неразъемными.

Сердечники изготавливаются из узкой длинной ленты электротехнической стали (или специальных сплавов) требуемой толщины. Ширина ленты подбирается по стандарту. В случае необходимости производится ее продольная резка, которая выполняется с таким расчетом, чтобы полученные ленты использовались в других трансформаторах. Путем машинной навивки на металлическую оправу цилиндрической, квадратной или прямоугольной формы получают замкнутый сердечник. Замкнутые сердечники имеют малое магнитное сопротивление потоку, проходящему вдоль ленты сердечника. Но при использовании замкнутых сердечников затрудняется намотка обмотки. Обмотку

нельзя изготовить заранее. Она наматывается вручную, что нетехнологично и мало производительно.

Однако сердечники из сплавов делают неразрезными, так как магнитные свойства сплавов резко ухудшаются при механической обработке.

Готовые витые сердечники из электротехнической стали разрезают на две половинки. Половинки сердечника вставляют в заранее намотанную на станке катушку, а затем обе половинки стягивают стальной лентой толщиной $0,25 \div 0,5$ мм. Места разъема сердечника должны быть очень хорошо подогнаны, чтобы обеспечить оптимальное значение воздушного зазора.

Современная технология изготовления разъемных сердечников из электротехнической холоднокатаной стали состоит из следующих основных операций: резка ленты по ширине (в случае надобности); снятие заусенцев; обезжиривание ленты для равномерного нанесения изоляции; навивка сердечника с одновременным нанесением изоляции; отжиг – при температуре $700 \div 1000^\circ\text{C}$ в безокислительной атмосфере (водород или вакуум), для восстановления магнитных свойств изделия; пропитка (клеем БФ-4 или другим составом) для обеспечения монолитности и уменьшения шума при работе трансформатора; шлифовка торцов или притирка и контроль качества.

Технология навитых ленточных сердечников из пермаллоевых сплавов и из стали имеет много общего.

Сердечники, изготовленные из пермаллоевых сплавов, делаются неразъемными. Технология их изготовления сводится к следующим основным операциям: продольная резка ленты; обезжиривание; навивка сердечника с одновременным нанесением изоляции ($3 \div 8$ микрон); закрепление конца ленты точечной сваркой; отжиг; контроль качества изготовления и магнитных свойств сердечника.

Следует отметить, что обработка ленты из железоникелевых сплавов и особенно резка ленты снижает магнитную проницаемость и увеличивает потери в сердечнике.

Существует много способов покрытия ленты сердечника, которые должны создавать надежную изоляцию между ее витками, обеспечивать высокое значение коэффициента заполнения сечения стержня сталью, допускать при необходимости отжиг и иметь достаточно простую технологию. Известны следующие основные способы изоляции: припудривание ленты тальком, накатывание на ленту различных суспензий (для лент толще $0,02$ мм), электрофорезная изоляция, оксидирование ленты, т. е. создание на ее поверхности тонкого слоя окисла.

Припудривание ленты тальком производится при навивке сердечника протягиванием ленты через камеру с молотым тальком. Тальк при этом осаждается на поверхности ленты слоем в несколько микрон, создавая надежную изоляцию.

В качестве изоляционного состава при накатывании изоляции используется водная суспензия окиси алюминия и окиси магния (соотношение окислов 4:1) и др. Суспензия заливается в ванну, куда помещен вращающийся ролик. Лента плотно прижимается к выступающей из суспензии поверхности ролика. При вращении ролика изоляционная суспензия накатывается на ленту.

Разработан также способ отложения изоляции на ленте методом гальваностегии (метод катафореза). К изолируемой ленте подводится положительный потенциал по отношению к электролитической ванне, заполненной суспензией кремниевой кислоты (H_2SiO_4) в ацетоне. На ленте в виде сухого остатка осаждается слой кремниевой кислоты (2 микрона). После навивки сердечник отжигается в водороде и при этом образуется двуокись кремния (SiO_2), которая и служит изоляцией.

Оксидирование ленты из холоднокатаной стали производится до навивки в свободно свернутых рулонах, нагреваемых до $650^\circ C$ с доступом воздуха.

У готовых сердечников проверяются магнитные свойства на постоянном токе (начальная проницаемость, максимальная проницаемость, коэрцитивная сила и индукция насыщения). В импульсном режиме при заданной длительности импульса и приращении индукции определяется действующая магнитная проницаемость. Готовые сердечники проверяются также на механическую прочность (удары, тряску, вибрацию) и климатическое воздействие (влажность, мороз, высотность). При этих испытаниях действующая магнитная проницаемость должна изменяться в допустимых пределах.

2.1.8 Конструкция и технология изготовления обмоток

Импульсные трансформаторы выполняются однофазными двухобмоточными и многообмоточными. Чаще всего применяются слоевые обмотки цилиндрического типа, изготавливаемые из круглого медного провода (рис. 2.8) [29]. Изоляция провода должна отвечать требованиям электрической и механической прочности, а также удовлетворять климатическим условиям, в которых будет работать импульсный трансформатор. Для изготовления обмоток можно

рекомендовать марку провода ПЭТВ (провод изолированный нагревостойкой, высокопрочной эмалью – МРТУ 2.43.12- 61). Эта марка

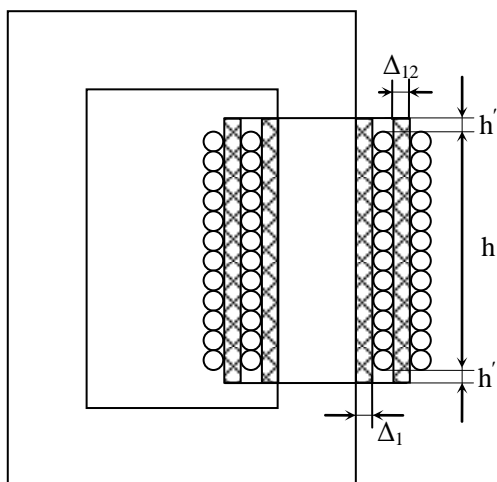


Рис. 2.8. Схематическая конструкция импульсного трансформатора с цилиндрическими обмотками

провода обладает повышенной стойкостью к тепловым ударам и является тропикоустойчивой. Применяется также марка провода ПЭВ-2 (провод, изолированный высокопрочной эмалью с утолщенной изоляцией – ГОСТ 7262-54) и др. В импульсных трансформаторах обмотки обычно выполняются квадратной или прямоугольной формы, так как они повторяют форму поперечного сечения стержня сердечника. Обмотки наматываются на каркас, гильзу или коробку, в которую закладывается сердечник. Эти детали служат изоляцией от сердечника и образуют жесткую

основу для обмоток. Они изготавливаются из кабельной бумаги, стеклоткани, текстолита, гетинакса и др. материалов.

С целью получения минимальных паразитных параметров изоляционные расстояния между обмотками в случае необходимости могут быть увеличены. Выбор материала изоляции между обмотками определяется электрической прочностью, рабочей температурой трансформатора, частотой повторения импульсов и надежностью в работе. Следует отметить, что материалы, применяемые при высоких частотах, должны иметь малую диэлектрическую проницаемость и малые потерн ($\epsilon = 1-2,5$; $tg\delta$ порядка $10^{-4} - 10^{-3}$) [29].

В качестве изоляции между обмотками в сухих импульсных трансформаторах применяются пленочные материалы типа фторопласта-4, лавсана и др. Фторопласт-4 (политетрафторэтилен) — органический, высокополимерный, термопластичный материал, обладающий высокими электроизоляционными свойствами и большой химостойкостью. Он морозостоек, негорюч, негигроскопичен, относится к классу С нагревостойкости (допустимая температура 250°C) (ГОСТ 10536-66). Хорошими электроизоляционными и другими свойствами обладают также пленки из полиэтилентерефталата (лавсан), ГОСТ 8865-58). Однако фторопласт-4 имеет малое сопротивление поверхностному разряду и поэтому слои пленки необходимо чередовать

со слоями конденсаторной или тонкой кабельной бумаги. Расстояние выбирается исходя из допустимого поверхностного градиента потенциала порядка $0,5 \div 1$ кВ/мм. При больших средних мощностях для улучшения теплоотвода от сердечника и обмоток трансформаторы помещают в специальный бак с трансформаторным маслом.

В высоковольтных импульсных трансформаторах, залитых кремнийорганической жидкостью, для междуслойной изоляции применяется пропиточная бумага (ГОСТ 3441-63). Междуслойная изоляция у краев слоя обычно выступает за торцы обмоток (рис. 2.8), а в случае надобности подворачивается таким образом, чтобы не могло произойти западание витков из слоя в слой. С этой же целью применяют подклейку проводов.

Для масляных трансформаторов лучшим типом изоляции следует считать кабельную бумагу и электрокартон марки ЭМ. Конструкция обмоток и изоляции также определяется, как на рис. 2.8, но изоляционные расстояния h' и h'' выбираются исходя из допустимого поверхностного градиента в $2 - 3$ кВ/мм. Для уменьшения емкости обмоток желательно использовать масляную изоляцию, так как у масла диэлектрическая проницаемость меньше, чем у бумажно-масляной изоляции. Пример конструкции такой обмотки приведен на рис. 2.9.

По длине сердечника накладываются профилированные угольники из изоляционного материала, на которые наносится первичная обмотка. Точно также выполняется и вторичная обмотка. При помещении трансформатора в бак изоляционные промежутки заполняются маслом, имеющим относительно низкую диэлектрическую проницаемость. В такой конструкции хорошо отводится тепло.

Кроме цилиндрических обмоток, в импульсных трансформаторах большой мощности при напряжениях, не превышающих несколько десятков киловольт, используются дисковые обмотки, намотанные широкой и тонкой проводящей лентой (рис. 2.10). Конические обмотки, в которых толщина изоляции пропорциональна действующему между отдельными элементами обмотки напряжению (рис. 2.11), используются в трансформаторах на высокое напряжение порядка сотен киловольт.

Для уменьшения индуктивности рассеяния и потерь в обмотках, связанных с поверхностным эффектом и эффектом близости, обмотки

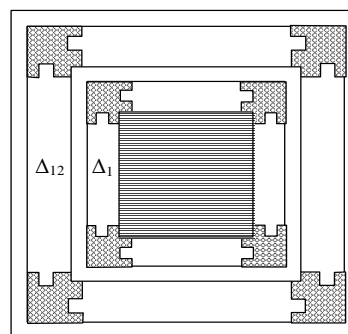


Рис. 2. 9. Вариант конструкции с масляной изоляцией

иногда выполняются несколькими намотанными параллельно тонкими проводами или тонкими шинами. При этом уменьшается полный габарит намотки, что и ведет к уменьшению рассеяния. Сечение проводов выбирается исходя из условий нагрева по максимально

допустимой плотности тока. Поскольку в большинстве случаев обмотки выполняются однослойными или имеют небольшое число слоев, то условие отвода тепла от обмоток в импульсном трансформаторе значительно лучше, чем в силовых трансформаторах. Поэтому при сухом исполнении трансформатора допустима плотность тока в проводах обмоток до $5-8 \text{ А/мм}^2$, а при масляном до 20 А/мм^2 [29].

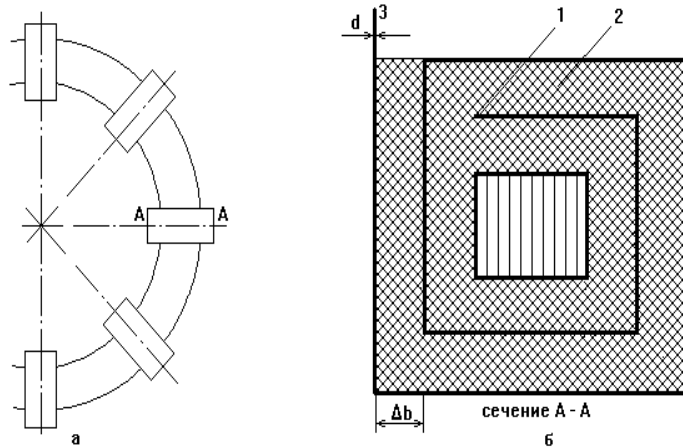


Рис. 2.10. Схематическая конструкция дисковой обмотки, намотанной на торроидальном сердечнике: а – размещение секций, б – сечение секции

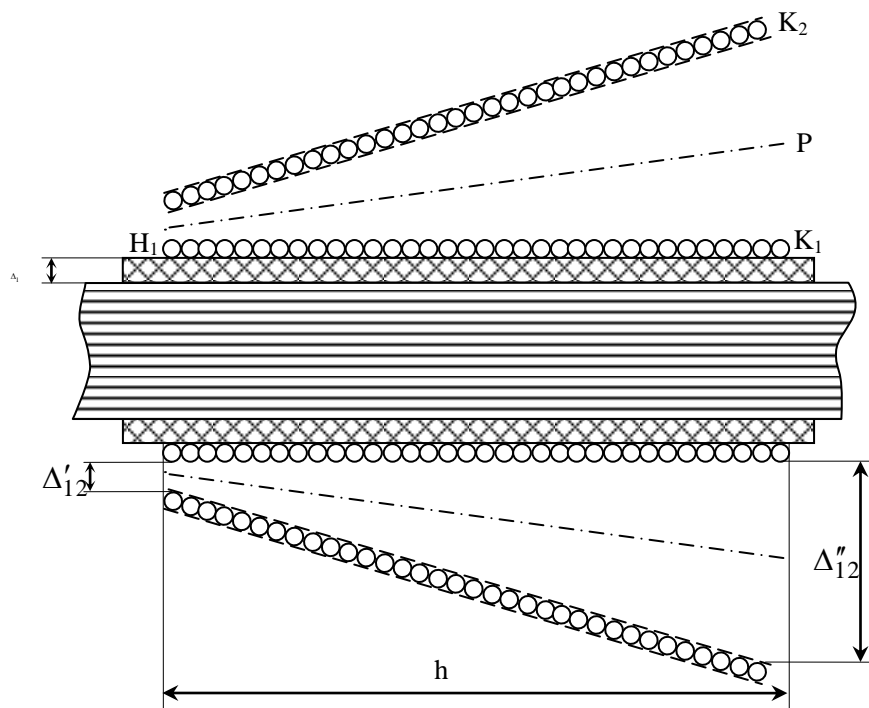


Рис. 2.11. Схематическая конструкция конической обмотки

Исполнение трансформаторов на напряжение 10-50 кВ должно быть масляным. Наиболее распространенные виды изоляции – кабельная бумага или электрокартон. Конструкция обмоток и изоляции также определяется рис. 2.9, но изоляционные расстояния h' и h'' выбираются исходя из допустимого поверхностного градиента потенциала в 2-3 кВ/мм.

Особое внимание уделяют качеству пропитки изоляции. Маслом должны быть заполнены все пустоты, так как из-за большого различия в диэлектрической проницаемости воздуха и материала изоляции в местах, где остался воздух, возникают скачки градиента потенциала, что ведет к пробое изоляции. Поэтому пропитка изоляции маслом должна проводиться под вакуумом в 10÷20мм рт.ст. Бумажная изоляция в масле имеет диэлектрическую проницаемость в 2÷2,5 раза большую, чем трансформаторное масло. Поэтому, для уменьшения емкости обмоток желательна чисто маслянная изоляция. В трансформаторах при напряжениях свыше 50 кВ конструкцию обмоток определяет достаточная электрическая прочность изоляции, которая зависит от однородности поля в пространстве между обмотками и в точках высокого потенциала.

2.2 Трансформаторы на отрезках однородных длинных линий

Для трансформирования наносекундных импульсов в сотни кВ используются импульсные трансформаторы, предложенные Льюисом [13]. Принципиальная схема такого трансформатора представлена на рис. 2.12. Несколько однородных линий (N) одинаковой длины на входе соединены параллельно, а на выходе – последовательно.

Импульс напряжения амплитудой U_0 подается на вход и через время $t_3 = l/v$ достигает выхода трансформатора, где l – длина отрезка линии, v – скорость распространения электромагнитной волны по линии. Если

волновое сопротивление линии Z , то $Z_{ВХ} = Z/N$,

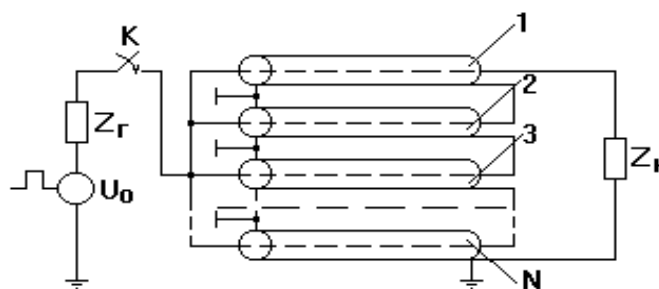


Рис.2.12. Принципиальная схема трансформатора на отрезках длинных линий: U_0 – напряжение на входе трансформатора; K – коммутатор; Z_r – внутреннее сопротивление источника; Z_n – импеданс нагрузки; 1, 2 ... N – однородные линии

$Z_{\text{ВЫХ}} = N \cdot Z$, а коэффициент трансформации в идеальном случае будет равен N . После прихода импульса напряжения к концам линии оболочки этих линий со стороны выхода начинают заряжаться относительно заземления, т.е. от выхода трансформатора к его входу распространяются электромагнитные волны. Амплитуда импульсов на выходе трансформатора и их форма определяется волновыми сопротивлениями линий $Z_{\text{Л}}$, их числом и сопротивлением нагрузки $Z_{\text{Н}}$. Существенное влияние на эти параметры оказывает расположение линий и их компоновка. Для уменьшения искажений вход трансформатора должен отделяться от его выхода большими по величине развязывающими импедансами Z_0 . Для того чтобы увеличить индуктивность линии, трансформаторы наматываются на катушки. Входную емкость уменьшают тем, что катушки выполняются намоткой с неравномерным шагом и размещаются подальше друг от друга. При этом Z кабелей не меняется, а волновое сопротивление и время задержки двухпроводной линии (оплетка кабеля – земля) увеличиваются, т.к. $Z_0 = \omega L$, где L – индуктивность контура оплетки кабеля – земля, а ω – частота трансформируемого импульса.

Если импеданс оболочки каждой линии учитывать только относительно заземленного экрана или входа трансформатора, а выходной конец каждой линии в момент прихода к нему импульса рассматривать как импульсный источник с напряжением $2U_0$, то эквивалентная схема для определения амплитуды и формы выходного импульса можно представить так, как на рис. 2.13. При этом Z и Z_0 определяются разными параметрами трансформатора: при анализе

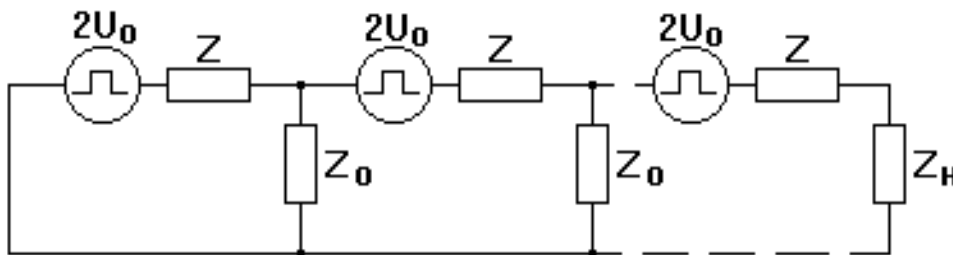


Рис. 2.13. Схема замещения трансформатора:
 Z_0 – импеданс оболочки каждой линии относительно заземления;
 Z – импеданс каждой линии

фронта импульса – паразитными параметрами, при анализе плоской части – индуктивностью развязывающих импедансов.

Для каждого конкретного соотношения Z_0/Z существует оптимальное число линий $N_{\text{ОПТ}}$, начиная с которого коэффициент трансформации слабо зависит от числа линий.

Существуют фазовые искажения, обусловленные наличием паразитной емкости на землю выхода трансформатора и индуктивного соединения его с нагрузкой. Однако при $N < 8$ такие трансформаторы позволяют трансформировать импульсы длительностью десятки наносекунд, фронтом единицы наносекунд, напряжением сотни кВ. В работах [1,13] приведен подробный анализ трансформаторной цепи в зависимости от нагрузки, числа отрезков линий и их волнового сопротивления.

2.3 Трансформаторы с обмотками из коаксиального кабеля

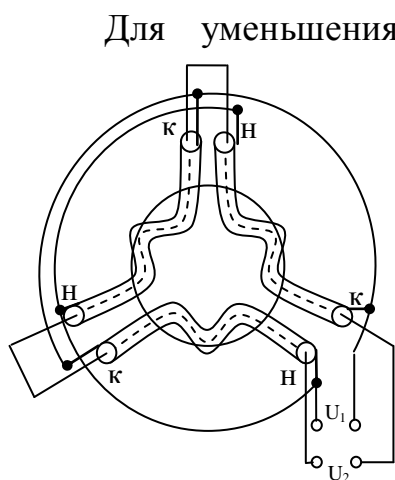


Рис. 2.14. *Схема соединений кабельных обмоток импульсного трансформатора*

Для уменьшения индуктивности рассеяния в импульсном трансформаторе с ферромагнитным сердечником можно использовать обмотки из коаксиального кабеля. На рис. 2.14. показана схема соединения обмотки при коэффициенте трансформатора $n = 3$. Три равных отрезка кабеля, у которых начала и концы оплетки соединены параллельно и образуют первичную обмотку трансформатора. Жилы отрезков кабеля соединены последовательно и образуют вторичную обмотку. Коэффициент трансформации равен числу отрезков кабеля. Для трансформации импульсов наносекундной длительности

используются ферритовые сердечники. Благодаря устойчивости такого трансформатора к сильным динамическим воздействиям, возникающим при прохождении через обмотки больших импульсных токов, возможно формировать большие импульсные токи. Однако ограничением по амплитуде импульса является импульсная электрическая прочность кабеля, которая не превышает 100 кВ. В работах [1,13] дана методика определения параметров схемы замещения для высоких частот.

Емкость импульсного трансформатора с обмотками из коаксиального кабеля определяется емкостью между центральным проводником и оболочкой отрезков кабеля. Распределенная емкость обмотки заменяется эквивалентной динамической емкостью, приведенной к числу витков первичной обмотки для повышающего трансформатора. В этом случае динамическая емкость будет равна

$$C = \frac{N(N \mp 1)(2N \mp 1)}{6} C_0 l_K, \quad (2.30)$$

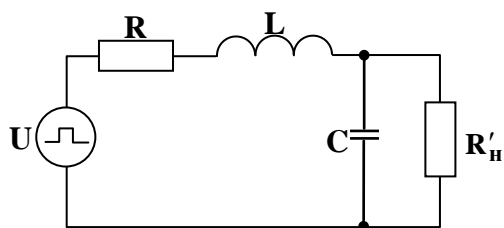


Рис. 2.15. Схема замещения импульсного трансформатора для высоких частот:

R_1 – внутреннее сопротивление импульсного трансформатора;
 R'_H – нагрузка с приведенным сопротивлением;
 L_S – индуктивность рассеяния;
 C – динамическая емкость

где N – число отрезков кабеля; l_K – длина отрезка кабеля, м; C_0 – погонная емкость кабеля, Ф/м.

Знак (+) соответствует трансформированию импульса с изменением его полярности, знак (-) – без изменения полярности. При $N = 1$ и трансформировании импульса без изменения полярности $C = 0$, что означает отсутствие разности потенциалов между элементами жилы и соответствующими им элементами оплетки. Но вдоль жилы и вдоль оплетки разность потенциалов существует.

потенциалов существует.

Индуктивность рассеяния импульсного трансформатора с обмоткой из коаксиального кабеля определяется распределением поля между оплеткой и жилой кабеля. Индуктивность рассеяния вторичной обмотки равна сумме индуктивностей отрезков кабеля и после приведения к числу витков первичной обмотки трансформатора определяется соотношением

$$L = L_0 \cdot l / N, \quad (2.31)$$

где L_0 – погонная индуктивность кабеля, Гн/м.

Первичная обмотка, состоящая из оплетки кабеля, в данном трансформаторе не имеет индуктивности рассеяния, т.к. она не имеет магнитного потока, не связанного со вторичной обмоткой – жилой кабеля. На рис. 2.15 приведена схема замещения для высоких частот. Анализируя эту схему, можно определить длительность фронта импульса при подаче на вход схемы скачка напряжения.

Из формул 2.31 и 2.32 определяем волновое сопротивление импульсного трансформатора с обмотками из коаксиального кабеля

$$\rho = \sqrt{L/C}.$$

$$\rho = \rho_0 \cdot \frac{1}{N} \sqrt{\frac{6}{(N \mp 1)(2N \mp 1)}}, \quad (2.32)$$

где $\rho_0 = \sqrt{L_0 / C_0}$ – волновое сопротивление кабеля.

Длительность фронта импульса, рассчитанная на 1 м обмотки, определяется в [1] и равна

$$t_{\phi 0} = \frac{\theta}{l_k} (1,2 + 2\zeta^2), \quad (2.33)$$

$$\text{где } \zeta = \frac{\sqrt{K}}{2} \left(\frac{\rho}{R'_n} + \frac{R_1}{\rho} \right), \quad \theta = \sqrt{KLC}, \quad K = R'_n / (R'_n + R_1).$$

Зная длину кабеля l и приведенное сопротивление нагрузки, можно с удовлетворительной точностью определить длительность импульса по формуле

$$t_{\phi} = t_{\phi 0} \cdot l_k. \quad (2.34)$$

Величину спада вершины трансформируемого импульса можно определить с помощью схемы замещения для низких частот (рис. 2.16) [13]. Индуктивность намагничивания определяется по формуле

$$L_{\mu} = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot \omega_1^2 \cdot S}{l_0} \cdot \mu_r [\text{Гн}], \quad (2.35)$$

где $\omega = U_1 \cdot t_u / \Delta B \cdot S$,

μ_r – относительная магнитная проницаемость материала сердечника;

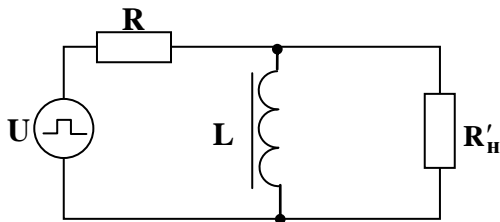


Рис. 2.16 Схема замещения импульсного трансформатора

U_1 – напряжение на первичной обмотке, В;

t_u – длительность импульса, с;

ΔB – величина магнитной индукции на частном цикле петли гистерезиса, Тл;

S – площадь сечения сердечника, м²;

l_0 – длина средней силовой линии магнитопровода, м.

Из анализа схемы для низких частот получаем выражение для величины спада вершины импульса

$$\Delta = \frac{\Delta U'_2}{U'_2} = \frac{t_u \cdot R_1 \cdot R'_n}{L_{\mu} (R_1 + R'_n)}, \quad (2.36)$$

где R_1 – эквивалентное внутреннее сопротивление генератора, Ом;

R'_n – приведенное к первичной цепи сопротивление нагрузки, Ом.

Отсюда следует, что минимальный фронт и минимальный спад вершины импульса можно получить при максимальном значении S/l_0 сердечника.

Наиболее полно используется магнитопровод, а значит, и уменьшаются паразитные параметры трансформатора в случае использования сердечника кольцевой формы. Однако существует ограничение S/l_0 на одном кольце, связанное с неравномерностью напряженности магнитного поля по радиусу, которая приводит к насыщению внутренней части сердечника и уменьшению эффективного сечения S . Большое значение S/l_0 можно получить при наличии нескольких сердечников.

Ферритовые материалы обладают значительными удельными сопротивлениями, что позволяет применять их без дополнительной высоковольтной изоляции. У них существенно слабее зависимость от частоты, однако B_m и μ меньше.

Из данных [13] следует, что никель-цинковый феррит с $\mu = 1000$ (НЦ-1000) более всего подходит для сердечников ($B_m = 0,25$ Тл, $\mu = 1000$). Для ферритовых сердечников характерно падение μ на частотах выше гиромагнитной частоты спина электронов.

$$f_{гр} = g \cdot B_m / \mu_f, \quad (2.37)$$

где B_m – индукция насыщения; $g = 2 \cdot 10^{10}$ Тл⁻¹·с⁻¹; μ_f – относительная магнитная проницаемость сердечника на частотах ниже $f_{гр}$.

При частотах $f > f_{гр}$ магнитная проницаемость сердечника без зазора приблизительно обратно пропорциональна частоте в области до нескольких сотен мегагерц. Таким образом, $f_{гр} = 5$ МГц для данного феррита. При трансформировании импульса с $t_u = 200$ нс, $t_\Phi = 0,2 \cdot t_u \approx 4$ нс, $f_{гр} = 0,4 / t_\Phi = 10$ МГц, тогда $\mu_f = 500$. Для нижней границы $f_n \approx 1 / t_u = 5$ МГц, $\mu_n = \mu_f$. Это среднее значение должно учитываться при анализе искажения вершины импульса.

Из формул 3.30 и 3.32 следует вывод о целесообразности использования нескольких ферритовых колец в качестве сердечника импульсного трансформатора для импульсов длительностью ~ 100 нс. Например, в [7] трансформатор сконструирован из 10 никель-цинковых ферритовых колец $0,12 \times 0,08$. Выходные параметры трансформатора: $U_{вых} = 50$ кВ, $P_{max} = 15$ МВт, $t_n = 10^{-7}$ с, $t_\Phi = 1,5 \cdot 10^{-8}$ с.

2.4 Трансформаторы на неоднородных линиях

Трансформатор с неоднородной линией состоит из отрезков однородных линий с разными волновыми сопротивлениями, соединенными последовательно [33-35]. Для увеличения амплитуды напряжения волновое сопротивление линий увеличивается от начала к концу. Если коэффициент отражения перепада импульса от каждого из стыков линий постоянен, то коэффициент трансформации максимальный

$$n_{\text{идеи}} = 2^m / \left[1 + \exp\left(-\frac{\ln \theta}{m}\right) \right]^m, \quad (2.38)$$

где m – число отрезков линий, θ – отношение волнового сопротивления на выходе трансформатора к входному сопротивлению. Импульс напряжения с амплитудой до 1 МВ и фронтом $\sim 5 \cdot 10^{-9}$ с был получен авторами [34] с помощью такого трансформатора.

Однако при прохождении импульса через участки стыка его фронт удлиняется, Характер искажения импульса зависит от типа применяемой неоднородной линии (спиральной, полосковой, ступенчатой и т.д.) и от степени изменения волнового сопротивления на единицу длины линии. Основным искажением линии при трансформации напряжения является постепенный спад вершины, величина которого Δ определяется соотношением

$$\Delta = \frac{50(\ln n)^2}{T_0 / t_e}, \quad (2.39)$$

где T_0 – время задержки импульса в трансформирующей линии, определяемое ее длиной. Из формулы (2.39) видно, что для обеспечения малого значения Δ необходимо уменьшать длительность импульса $t_{\text{и}}$ и уменьшать коэффициент трансформации n .

2.5 Трансформаторы на связанных LC-контурах

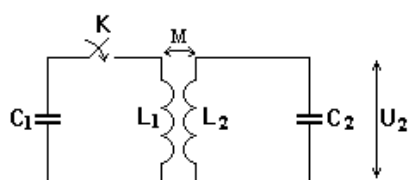


Рис. 2.17. Принципиальная схема трансформатора Тесла

Для повышения высокого напряжения часто используется принцип трансформирования напряжения в системе из двух колебательных контуров L_1C_1 и L_2C_2 с индуктивной связью (трансформаторами Тесла) (рис. 2.17). Для возбуждения колебаний в первом контуре необходимо

зарядить емкость C_1 до некоторого напряжения U_1 . После замыкания ключа K в контуре L_1C_1 возникают свободные колебания, которые передаются в контур L_2C_2 через магнитную связь M и заряжают емкость C_2 [13,36]. В качестве C_2 может быть емкость формирующей линии ускорителя. Для максимальной передачи энергии из первого контура во второй необходимо, чтобы частоты колебаний в контурах были равны, т.е.

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}} = f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}}. \quad (2.40)$$

Анализируя переходный процесс в этих контурах без учета потерь, для напряжения на емкости C_2 можно получить:

$$U_2 = \left(-\frac{U_1}{2}\right) \cdot \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} (\cos \omega_1 \tau - \cos \omega_2 \tau), \quad (2.41)$$

где $\tau = \frac{t}{\sqrt{L_1C_1}}$; $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{1+K}}$; $\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{1-K}}$; $K = \frac{M}{\sqrt{L_1L_2}}$.

M – коэффициент взаимной индукции между контурами; t – время. Максимально возможное значение U_2 при фиксированных параметрах L и C контуров и переменных K будет:

$$U_{2M} = \mp U_1 \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}. \quad (2.42)$$

т.е. напряжение на емкости C_2 больше напряжения на емкости C_1 при $C_1 > C_2$. Если $C_1 = n^2C_2$, то на выходе получим умножение напряжения в n раз. Для работы ускорителей важно, чтобы наибольшее U_2 достигалось на первом полупериоде биений. Это возможно при некоторых фиксированных K , определяемых из условия

$$(\omega_2 + \omega_1)/(\omega_2 - \omega_1) = (\sqrt{1+K} + \sqrt{1-K}) / \sqrt{1+K} - \sqrt{1-K} = N, \quad (2.43)$$

где N целое нечетное число. $K_{ОПТИМ} = 2N(N^2 + 1)$, например, при $N = 1, 3, 5$ оптимальные значения коэффициентов связи равны соответственно 1; 0,6; 0,385. Обычно в сильноточных ускорителях

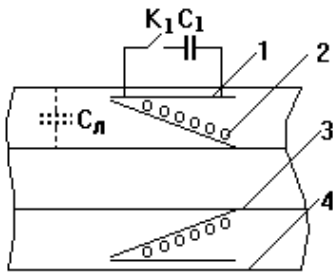


Рис.2.18.Схема расположения трансформатора Тесла, встроенного в коаксиальную линию: 1 – первичная обмотка ТТ; 2 – вторичная обмотка ТТ; 3, 4 – центральный и наружный электроды ФЛ, являющиеся одновременно и магнитопроводом ТТ

используют $N = 3$ и 5. Максимально возможное напряжение на емкости C_2 , определяемое из (3.42), соответствует максимальному (100%) коэффициенту передачи энергии из первого контура во второй. Учет сопротивлений R_1 и R_2 первого и второго контуров приводит к затухающим колебаниям в обоих контурах. При слабом демпфировании колебаний их период практически не отличается от периода в случае отсутствия затухания и определяется из (2.41). Величина затухания определяется в основном отношением R/L в каждом контуре.

Трансформаторы на связанных колебательных контурах по сравнению с генераторами Аркадьева-Маркса не требуют большого числа разрядников и

могут работать при повышенных частотах. Они широко используются при импульсной зарядке накопительных линий [36-38]. В этих случаях используют трансформаторы Тэсла с разомкнутыми ферромагнитными сердечниками. На рис. 2.18 показана схема расположения трансформатора внутри коаксиальной формирующей линии. В этом случае магнитопровод является одновременно проводником формирующей линии. Для такого трансформатора важной характеристикой является отношение эффективной индуктивности рассеяния к индуктивности намагничивания, приведенных к первичному контуру

$$L_S/L_\mu = (2/3)\pi^2(r_1/l_k)^2(2\beta+1)(\beta-1)\ln\beta, \quad (2.44)$$

где $\beta = r_1/r_2$, r_1 и r_2 – соответственно внешний и внутренний радиусы коаксиальной формирующей линии, l_k – длина обмотки трансформатора. Отношение L_S/L_μ определяет коэффициент полезного действия η и коэффициент связи к трансформатора

$$\eta = \frac{4\alpha}{1+\alpha^2} \left\{ 1 - \frac{L_S}{L_\mu} \left[1 - \alpha \left(2 - \frac{\pi}{2} \right) + \alpha^2 \right] / (1+\alpha)^2 \right\},$$

$$\kappa = 1 - (1/2)(L_S/L_\mu), \quad (2.45)$$

где $\alpha = L_1 C_1 / L_2 C_2$.

Подробные сведения о расчете таких трансформаторов можно найти в [36]. В качестве K_1 используются искровые разрядники, тиратроны и тиристоры. Авторами [37] была выбрана схема генерирования однополярных импульсов с коаксиальной формирующей линией и трансформатором Тесла с большим коэффициентом связи. Конструкция высоковольтного генератора показана на рис. 2.19. Формирующая линия 7 с встроенным в нее трансформатором Тесла размещена в стальном цилиндрическом корпусе, заполненном трансформаторным маслом. Разомкнутый ферромагнитный сердечник 5 трансформатора выполнен из отрезков ленточной электротехнической стали Э-340 толщиной 0.08 мм. Магнитопроводы трансформатора служат проводниками формирующей линии. Первичная обмотка 6 содержит один виток, изготовленный из меди толщиной 0.3 мм. Энергия к первичному витку подводится по медным тоководам 10. Вторичная обмотка 7 размещена на гладком конусе из электротехнического картона толщиной 0.5 мм и содержит 1200 витков провода ПЭВ-2 00.12 мм. Опорные изоляторы 4 изготовлены из оргстекла. Формирующая линия генератора имеет следующие параметры: электрическая длина 3.5 нс, волновое сопротивление 30 Ом, емкость линии 70 пФ, максимальное зарядное напряжение 450 кВ,

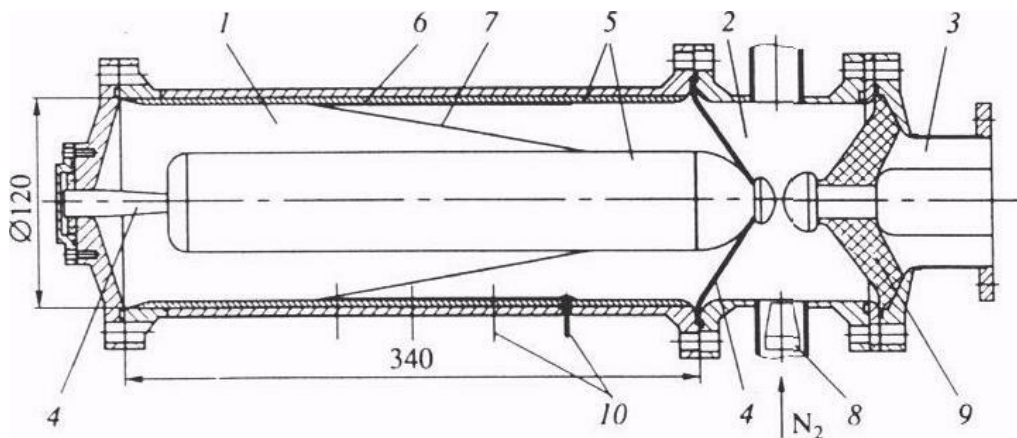


Рис. 2.19. Конструкция высоковольтного генератора: 1 – формирующая линия с встроенным трансформатором Тесла; 2 – высоковольтный газовый разрядник; 3 – передающая линия; 4 – опорные изоляторы; 5 – магнитопровод; 6 – первичный виток; 7 – конусная катушка; 8 – сопло; 9 – проходной изолятор; 10 – медные тоководы

зарядное напряжение на частоте 200 Гц 350 кВ, зарядное напряжение на

частоте 1000 Гц 160 кВ, время зарядки до максимального напряжения на вторичной обмотке 6 мкс, к.п.д. трансформатора Тесла 50%.

Обостряющий разрядник с полусферическими электродами 2 заполнялся азотом под давлением до 30 ати. Напряжение срабатывания U_k регулировалось изменением давления рабочего газа (0-30 атм) и длиной межэлектродного зазора (0.5-1.2 см). При работе генератора с частотой повторения >10 Гц производилась прокачка газа через межэлектродный промежуток поперек канала разряда. Для формирования потока газа использовалось сопло 8 диаметром 13 мм. Система продувки содержит также устройства охлаждения и фильтрации газа, не показанные на рисунке. Передающая линия 3 служит для передачи генерируемого высоковольтного импульса к нагрузке. Двойное время пробега по передающей линии больше длительности импульсов. Для вывода энергии из системы на выходе передающей линии помещалась активная нагрузка.

На рис. 2.20 показана электрическая схема генератора. В первичном контуре трансформатора Тесла используется выпрямленное трехфазное напряжение 220 В, 50 Гц без промежуточного преобразования энергии. В качестве коммутаторов в схеме первичного накопителя энергии применены тиристорные ключи, которые, обладая большим ресурсом, обеспечивают работу схемы с высокой частотой повторения. Применение относительно низких напряжений в первичном контуре трансформатора Тесла существенно упрощает задачу его электроизоляции.

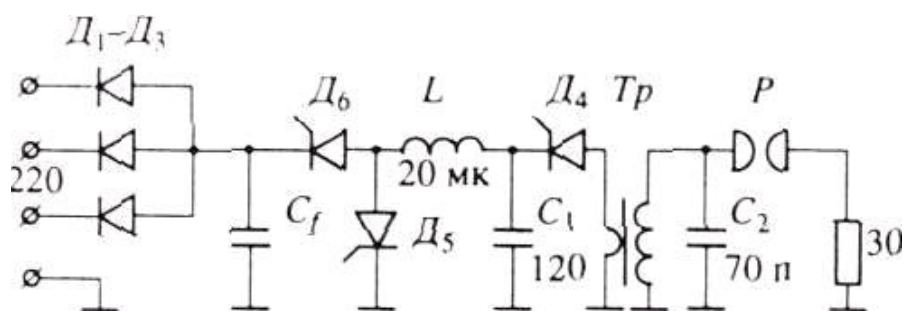


Рис. 2.20. Электрическая схема генератора: D_4 – два параллельно включенных тиристора ТМ 10000; D_5, D_6 – тиристоры ТБ 143-400; L – зарядная индуктивность; C_1 – первичная емкость трансформатора Тесла; C_2 – вторичная емкость трансформатора Тесла; Tr – трансформатор Тесла; P – разрядник

После срабатывания разрядника на емкости C_1 остается напряжение противоположной полярности. Для изменения знака этого напряжения используются ключ D_5 и дроссель L . Процесс рекуперации энергии происходит за время 150 мкс. Время, необходимое для одного цикла работы генератора, $\Delta_t \sim 400$ мкс. Высокая электрическая прочность конструкции позволяет заряжать формирующую линию генератора до ~ 450 кВ с частотой повторения ~ 10 Гц. Запасаемая энергия при этом составляет ~ 7 Дж, а мощность импульса на нагрузке ~ 1.5 ГВт. При работе генератора на частотах >10 Гц используется водяное охлаждение элементов первичного контура ($D_4 - D_6$), а максимальное зарядное напряжение формирующей линии снижается. Для эффективного охлаждения газа в систему продувки был введен теплообменник с проточной водой. Испытания показали, что генератор с такой системой охлаждения может работать непрерывно при зарядном напряжении ~ 350 кВ и частоте следования импульсов ~ 200 Гц. Мощность импульса в этом случае $P_p = U^2/R \sim 1$ ГВт, а средняя мощность генерируемых импульсов $P_{av} \sim P_p \tau f \sim 1$ кВт, где τ – длительность импульса напряжения, R – сопротивление нагрузки.

2.6 Линейные трансформаторы

Для получения импульсов напряжения мегавольтного диапазона микросекундной длительности с энергией 10^5 Дж используются линейные импульсные трансформаторы (ЛИТ). Они состоят из n одновитковых трансформаторов с единой вторичной обмоткой. В качестве вторичной обмотки используется металлический стержень, на который надеты тороидальные индукторы с первичной обмоткой. На рис. 2.21 приведена схема замещения такого трансформатора. Обычно емкость вторичной обмотки $C_{S2} \ll C_H$, а индуктивность намагничивания $L_{\mu} \gg L_T = nL_1 + L_{S2} + L_H$, поэтому их влиянием можно пренебречь. Пренебрегаем также потерями в элементах схемы. При этом напряжение на емкости нагрузки (накопительной линии) будет равно [40]

$$U_H = [nU_1\lambda / (1+\lambda)](1-\cos\omega t), \quad (2.46)$$

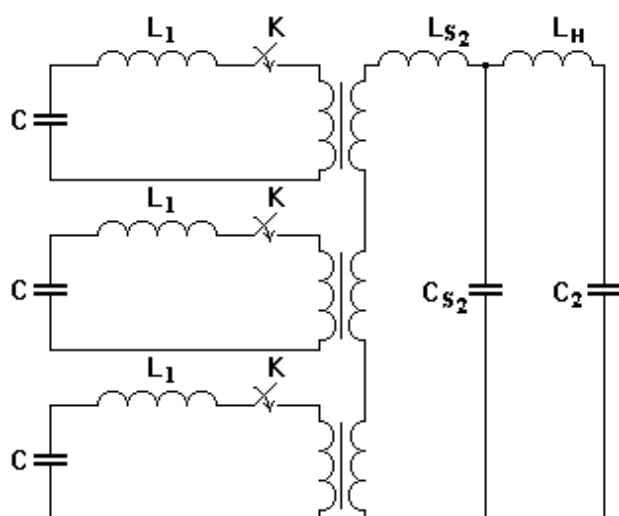


Рис.2.21. Схема замещения ЛИТ:
 L_1 – индуктивность конденсатора, разрядника, ввода, L_{S1} ; L_{S2} – индуктивность рассеяния стержня; L_H – индуктивность нагрузки; \tilde{N}_{S_2} – емкость вторичной обмотки; C_2 – емкость нагрузки

где U_1 – зарядное напряжение на конденсаторе C_1 ,
 $\lambda = C_1/C_H$,
 $\omega = \sqrt{2/L_r C_H}$ – круговая частота.

Если задано время зарядки τ , то индуктивность ЛИТ определяется из формулы

$$L_r \leq 2\tau^2/\pi^2 C_H \quad (2.47)$$

В качестве примера использования ЛИТ можно рекомендовать ряд установок, рассмотренных в работах [40-44].

Контрольные вопросы.

1. Где используются высоковольтные импульсные трансформаторы?
2. Какие элементы включает эквивалентная схема трансформаторной цепи?
3. Чем объясняется искажения передаваемого через трансформаторную цепь импульса?
4. Как можно снизить индуктивность рассеяния обмоток импульсного трансформатора?
5. Что такое динамические емкости обмоток импульсного трансформатора?
6. Пояснить электромагнитные процессы в сердечнике импульсного трансформатора.
7. Каковы достоинства и недостатки трансформаторов на отрезках однородных линий?

3. ЭЛЕМЕНТЫ ГЕНЕРАТОРОВ ИМПУЛЬСНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ

3.1 Коммутаторы

3.1.1 Искровые разрядники

Искровые разрядники находят широкое распространение в импульсной технике. Их можно классифицировать по следующим признакам [13]:

- по числу электродов – двух-, трех-, многоэлектродные;
- по способу запуска – тригатронные, с «искажением» поля, запускаемые
 - лучом лазера, подсветкой ультрафиолетовыми, рентгеновскими лучами,
 - электронным и ионным пучком;
- по пробиваемому диэлектрику – газоразрядные (высокого и низкого давления), вакуумные, жидкостные и твердотельные;
- по конфигурации электродов – рельсовые, кольцевые, шаровые, игольчатые и др.;
- по числу каналов – одно-, многоканальные;
- по разряду – искровые, с объемным разрядом, поверхностным разрядом.

Двухэлектродные разрядники. Наиболее простым и широко распространенным двухэлектродным газовым коммутатором высокого давления является промежуток между двумя металлическими шарами, заполненный каким-либо газом под

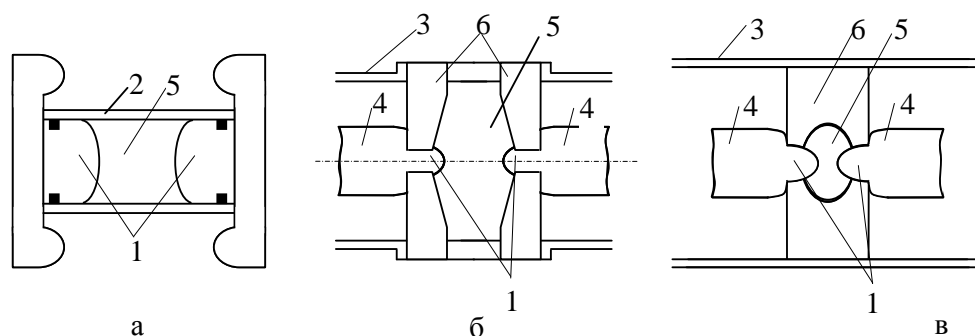


Рис. 3.1. Конструкция двухэлектродных газовых разрядников: 1 – электроды; 2 – корпус; 3 - внешние проводники; 4 – внутренние проводники; 5 – газ под давлением; 6 – изоляторы

давлением 0,1МПа и более. Наиболее типичные профили двухэлектродных разрядников приведены на рис. 3.1. Пробивное напряжение промежутка при импульсном воздействии зависит в общем случае от способа иницирования начальных электронов, интенсивности процесса иницирования, состояния поверхности электродов, их материала, количества проведенных разрядов и других факторов. После того как проводимость искрового канала становится соизмеримой с проводимостью источника напряжения, напряжение на промежутке за короткое время спадает до сотен вольт. Время уменьшения напряжения на промежутке при пробое от $0,9 U_{п}$ до $(0,1-0,2) U_{п}$ называется временем коммутации искрового промежутка t_k .

Время коммутации зависит от сорта и плотности газа, импеданса разрядного контура Z и пробивной напряженности $E_n = U_n/d$. Оно возрастает с увеличением d и плотности газа и убывает с повышением пробивной напряженности в большей степени, чем с ростом d , а также оно убывает с увеличением импеданса разрядного контура. На этом основана работа обостряющих промежутков, в которых с уменьшением фронта подаваемого на них исходного импульса напряжения может быть достигнуто все более высокое напряжение, а следовательно, и E_n . При пробое с ростом E_n уменьшается время коммутации.

Важной характеристикой разрядника является ресурс его работы, т.е. количество включений без его разборки из-за увеличения разброса времени срабатывания, нарушения изоляции продуктами разложения газа или материала электродов или ее старения. Для повышения ресурса работы разрядника нужно уменьшать переносимый за импульс заряд, увеличивать площадь электродов, использовать продувку газом после каждого включения, выбирать смеси газов с нейтральными продуктами разложения, электроды из материалов с повышенным сроком службы (нержавеющую сталь и другие твердые и тугоплавкие материалы).

Трехэлектродные разрядники. В генераторах импульсных напряжений для получения минимального разброса в срабатывании используются управляемые разрядники тригatronного типа и разрядники с искажением поля, в которых поджигающий импульс должен иметь крутой фронт и сравнительно большую амплитуду, а также используется усиление поля на катоде, способствующее эмиссии эффективных электронов [10,11,13]. Для уменьшения разброса времени срабатывания трехэлектродных разрядников, используемых в многосекционном ГИН мегаджоульного энергозапаса, все разрядники расположены в общем корпусе. При этом достигается их взаимное облучение и стабильность срабатывания на уровне единиц наносекунд [45]. Трехэлектродные разрядники являются наиболее простыми и надежными управляемыми разрядниками, используемыми в схемах ГИН. Они обеспечивают большое (порядка 10^4) число включений без переборки. В пусковых схемах (первых каскадах ГИН) разброс в срабатывании разрядников может быть значительным. Уменьшение разброса срабатывания пусковых схем ГИН дают тригatronны или разрядники с искажением поля. Преимущества их в том, что они не требуют для своей работы дополнительной подсветки [13].

Многоазорные разрядники. Многоэлектродные разрядники довольно широко применяются в импульсной технике, например, для укорочения

длительности импульса, регулируемой задержки мощных наносекундных импульсов, в обострителях фронта импульса. Разработаны многоэлектродные коммутаторы с высокой стабильностью времени запаздывания включения, малой амплитудой пускового импульса, широким диапазоном рабочих напряжений при атмосферном давлении и временем коммутации порядка наносекунд [13]. Эти характеристики достигаются использованием большого числа последовательно соединенных искровых промежутков длиной порядка 1 мм, а также существенным увеличением конструктивными методами емкости электродов на землю по сравнению с межэлектродной емкостью. На рис. 3.2. приведена принципиальная схема многоэлектродного разрядника [46]. Емкости электродов на землю C_3 значительно больше межэлектродных емкостей $C_Э$. Исходное равномерное распределение напряжения U_0 накопительной емкости C по промежуткам обеспечивается резистивным делителем. При подаче пускового импульса амплитудой U_{II} через емкость C_p к среднему электроду $n/2 + 1$ (при общем числе электродов $n+1$) непосредственно к среднему электроду приложится напряжение U'_{II} , равное

$$U'_{II} \approx U_{II} \frac{C_p}{C_3 + C_p}, \quad (3.1)$$

так как $C_3 \gg C_Э$.

Дальнейшее распределение пускового напряжения U'_{II} по электродам $1 \div n/2$, согласно рис.3.2, определяется выражением

$$U_{kII} = U'_{II} \frac{shak}{sh \frac{an}{2}}, \quad (3.2)$$

где $a = \sqrt{C_3 / C_{II}}$, k – порядковый номер электрода, n – число зазоров.

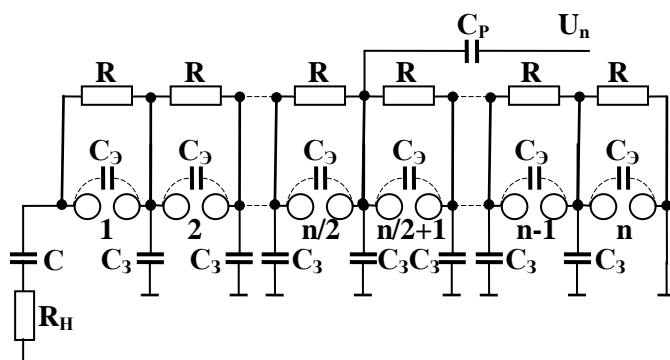


Рис. 3.2. Схема многозазорного разрядника: C – формирующая емкость; R_H – нагрузка; C_3 – межэлектродные емкости; C_3 – емкости электродов на землю; R – делитель напряжения; C_P – разделительная емкость; U_n – пусковой импульс; 1, 2, ..., n – номера промежутков

Анализ проведен при следующих допущениях:

- 1) постоянная времени зарядки емкости C_3 значительно меньше времени запаздывания пробоя очередного промежутка;
- 2) постоянная времени перезарядки емкостей C_3 через сопротивление R значительно больше общего времени пробоя коммутатора;

Распределение пускового импульса по электродам $n/2 \div n$ аналогично (3.2).

Несмотря на явные преимущества в управляемости и стабильности времени включения, многоэлектродные разрядники пока не получили широкого распространения. Это связано, по-видимому, с их сравнительно сложной конструкцией – необходимостью тщательной регулировки промежутков малой длины, сложностью использования подсветки, сильным влиянием эрозии электродов на характеристики разрядника и т.д..

Газонаполненные металлокерамические разрядники высокого давления.

В ГИН амплитудой 10^5 - 10^6 В, собранных по схеме Маркса или на основе трансформатора Тесла, питающих разрядные LC-контуры, двойные формирующие линии и т.д., обычно используются газовые искровые разрядники. Известно, что при токах до 10^4 А время коммутации, в течение которого ток меняется в пределах 10-80% от

своей амплитуды, не зависит от величины тока и уменьшается с ростом напряженности поля в зазоре E и давления газа P [46]. Характерное время роста проводимости искры θ определяет изменение ее сопротивления в процессе развития разряда. Для получения времени коммутации искрового зазора 1 нс необходимо иметь давление газа в коммутаторе порядка нескольких МПа [1]. Для уменьшения времени развития разряда и повышения стабильности срабатывания разрядников с промежутком d следует повышать давление газа при фиксированном произведении Pd , увеличивать перенапряжение на промежутке (импульсной зарядкой накопительных устройств), усиливать неоднородность поля на катоде, приводящую к усилению выхода электронов из катода вплоть до автоэмиссии.

Выпускаемые промышленностью разрядники высокого давления серии Р-48, Р-43, Р-49 и др. с металлическим корпусом и конусообразным изолятором, своей вершиной направленным внутрь корпуса (что позволило повышать давление газа внутри разрядников до 4 МПа), широко используются в качестве коммутаторов разрядных RLC-контуров [47].

Попытки использовать промышленные разрядники Р-48 и Р-49 в каскадных ускорителях типа АРСА показали, что, работая в более напряженном режиме (разрядный ток, энергозапас и время нарастания напряжения на электродах в 2-3 раза больше, чем в аппаратах МИРА), они не обеспечивали надежное последовательное срабатывание каскадов генератора Маркса из-за большого разброса пробивных напряжений их искровых зазоров. Быстрое загрязнение изоляторов сокращало ресурс работы разрядников Р-48 и Р-49.

Для уменьшения разброса пробивных напряжений и увеличения ресурса работы этих разрядников была проведена их модернизация, заключающаяся в очистке поверхности изолятора от загрязнений с помощью химического травления и замене рабочего газа азота на водород. Это позволило избавиться от загрязнения изолятора нитридами вольфрама, образующимися в искровом разряде при оплавлении электродов, и повысить ресурс работы. Нанесение на рабочую часть поверхности катодного электрода кольцевых, концентрически расположенных неглубоких канавок и образование при этом кольцевых выступов позволило увеличить автоэмиссию электронов, которые в предпробойной фазе дают начало электронным лавинам, стабилизирующим разряд. Такая частичная модернизация позволила несколько улучшить характеристики промышленных

разрядников, однако несовершенство конструкции металлокерамического узла разрядников Р-48 и Р-49 (тонкий высоковольтный вывод, соединение изолятора с боковой стенкой корпуса) не обеспечивало равномерности распределения электрического поля вдоль поверхности изолятора.

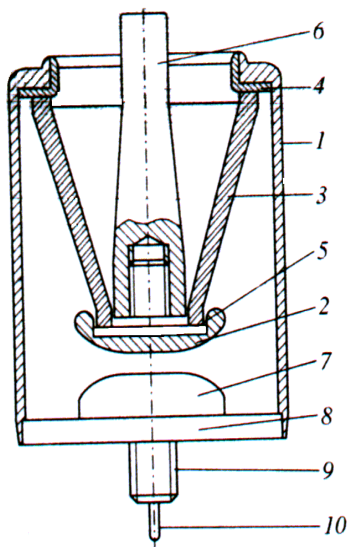


Рис. 3.3. Конструкция разрядника РИМ 200/50: 1-корпус; 2-электрод; 3- изолятор; 4 – манжета; 5 – переходник; 6 – высоковольтный вывод; 7 – электрод; 8 – крышка; 9 – штуцер; 10 –штенгель

Это ограничивало его электрическую прочность. Кроме того, полусферическая форма электродов не позволяла существенно повысить стабильность пробивных напряжений разрядников.

В этой связи были разработаны более совершенные разрядники РИМ 100/35 и РИМ 200/50, пригодные к использованию как в ускорителе АРСА, так и в импульсных аппаратах на основе трансформатора Тесла. На рис. (3.3) приведена конструкция одного из этих разрядников.

Практика работы показала, что электропрочность металлокерамических разрядников определяется оптимальным соотношением между диаметрами высоковольтного вывода 6 и корпуса 1

[47], оптимальным углом наклона образующей изолятора 3 и профилем высоковольтного вывода 6, обеспечивающими равномерность распределения электрического поля вдоль поверхности изолятора. Кроме того, соблюдение экспериментально найденных оптимальных соотношений между межэлектродным зазором S_1 , диаметром рабочей части электрода D (т.е. части его поверхности, непосредственно участвующей в искровом разряде) и расстоянием между электродом и корпусом разрядника S_2 исключает искровые разряды вне межэлектродного зазора:

$$S_1 \leq 0,5D, \quad 2S_1 \leq S_2$$

Разрядник РИМ 200/50 имеет электроды по профилю Брюса, что при наличии стабилизирующих канавок на катоде существенно уменьшает разброс пробивных напряжений. Высоковольтный вывод имеет профиль, показанный на рис. (4.3), что вместе с некоторым удалением

большого торца изолятора от боковой стенки корпуса повышает электрическую прочность конического изолятора на 20-25% по сравнению с промышленным разрядником Р-49. При межэлектродном зазоре 3,5-4 мм и давлении водорода 3.5-4 МПа разрядник РИМ 200/50 обеспечивает следующие характеристики: пробивное напряжение – 220 кВ; коммутируемый ток – 2 кА; коммутируемая энергия – 1 Дж; ресурс работы – $>10^6$; время коммутации – $<0,5$ нс. Максимальная частота срабатывания в масляной среде 20 Гц при коммутируемой энергии 4 Дж и 1000 Гц – при 0,5 Дж. Разрядники РИМ 100/35 и РИМ 200/50 могут быть использованы для коммутации первичных цепей импульсных генераторов при статическом напряжении на электродах до 7 кВ для РИМ 100/35 и 15 кВ для РИМ 200/50.

3.1.2 Принципы построения обострителей

Обостритель – это устройство для укорочения длительности фронта импульса. Обычно обостритель О включается последовательно с линиями Л1 и Л2 (рис.3.4) [21].

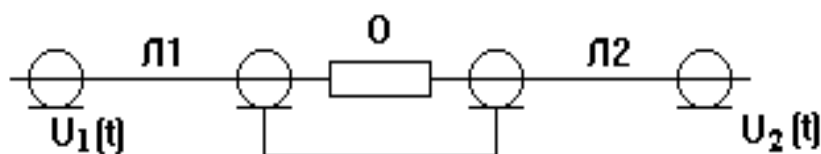


Рис. 3.4. Принципиальная схема

По линии Л1 к обострителю поступает импульс $U_1(t)$ с относительно длинным фронтом $t_{\Phi 1}$, а по линии Л2 к нагрузке – импульс $U_2(t)$ с укороченным фронтом $t_{\Phi 2}$.

Принцип действия обострителя заключается в том, что в течение времени

$t \geq t_{\Phi}$ его сопротивление много больше волнового сопротивления линии, а затем через время $t \ll t_{\Phi}$ становится много меньше его. Нетрудно видеть, что таким и свойствами обладает искровой промежуток, если время запаздывания его пробоя

$$t_3 \geq t_{\Phi 1}, \text{ а } t_K \ll t_{\Phi 1}.$$

Наиболее широкое применение в качестве обострителя получил двухэлектродный газовый промежуток [1]. Проанализируем работу такого обострителя (рис.3.5). Пусть напряжение на фронте первичного

импульса нарастает по линейному закону $U_1 = U_a \cdot t/t_{\Phi}$, а при $t > t_{\Phi 1}$ бесконечно долго остается равным амплитуде импульса U_a .

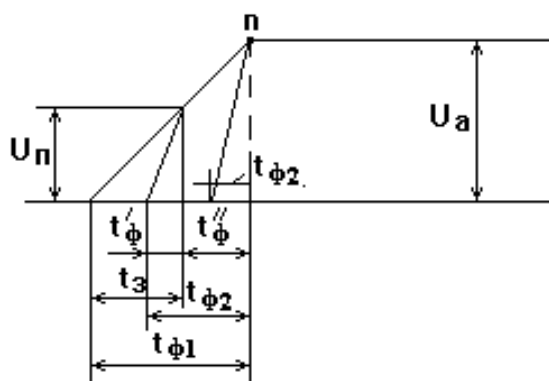


Рис. 3.5. Схема обострения

Следует иметь в виду, что на электродах обострителя напряжение удваивается из-за появления волны, обостренной от разрядника.

Длительность фронта импульса на выходе $t_{\Phi 2}$ зависит от времени запаздывания пробоя t_3 и длительности фронта $t_{\Phi 1}$

. Время t_3 при прочих равных условиях зависит от длины промежутка d и носит статистический характер. При $t_3 \ll t_{\Phi 1}$ чем больше t_3 , тем при большем напряжении U_{Π} пробивается промежуток и тем меньше длина фронта импульса $t_{\Phi 2}$, т.к. $t_{\Phi 2}$ уменьшается с ростом напряженности поля при пробое. Пусть статистическая составляющая времени t_3 устранена. Если пробой происходит в точке n , то $t_{\Phi 2}$ будет определяться величиной электрического поля $2U_a/d$. Если увеличить промежуток до $d > d_n$, то напряжение пробоя не изменится и напряженность поля уменьшится, т.е. $t_{\Phi 2}$ увеличится. Если длина промежутка $d < d_n$, то $t_{\Phi 2}$ также увеличится вследствие увеличения составляющей t_3' . В пределе при $d = 0$

$t_{\Phi 2} = t_{\Phi 1}$. Следовательно, есть некоторая длина зазора d , при которой $t_{\Phi 2}$ будет минимальной.

Расчет соотношения между $t_{\Phi 1}$ и $t_{\Phi 2}$ при атмосферном давлении воздуха и сильном облучении промежутка ультрафиолетом показал, что для получения $t_{\Phi 2} < 10^{-9}$ с необходимо иметь $t_{\Phi 1} \approx$ несколько наносекунд.

Например: для $t_{\Phi 2} = 0,6$ нс при $p = 1$ там необходимо, чтобы $t_{\Phi 1} = 2$ нс. Для увеличения отношения $t_{\Phi 1}/t_{\Phi 2}$ необходимо увеличить давление в обострителе.

$$t_{\Phi 1} = t_3 + t_{\Phi 2} - t_3', \quad (3.3)$$

где $t_3' = \frac{U_c \cdot t_{\Phi 1}}{2U_a}$, U_c – статическое пробивное напряжение.

$t'_0 \approx t_K$, $t_K \approx t_{K1}/p$, где t_{K1} – время коммутации при атмосферном давлении.

$$t_{\Phi 2} \approx t_{\Phi 1} - \frac{U_c \cdot t_{\delta 1}}{2U_a} + \frac{t_{e1}}{p} = \frac{t_{r1}}{p} + t_{\delta 1} \left(1 - \frac{U_c(pd)}{2U_a} \right). \quad (3.4)$$

Отсюда следует, что с увеличением произведения pd выражение в скобках стремится к 0. Тогда $t_{\Phi 2} \approx t_{K1}/p$.

Другой возможный способ увеличения отношения $t_{\Phi 1}/t_{\Phi 2}$ состоит в использовании нескольких обострителей, соединенных отрезками кабеля. При использовании трех обострителей фронт импульса амплитудой 30 кВ уменьшался с $0,8 \cdot 10^{-6}$ с до 10^{-9} с [1]. Двухэлектродные газоразрядные обострители имеют очень узкий диапазон рабочих напряжений

$$\hat{E} = \frac{U_{\min}}{U_{\max}}. \quad (3.5)$$

Можно устранить этот недостаток, если использовать в качестве обострителя большое число коротких газовых промежутков ($l = 0,1$ мм) или использовать разряд по диэлектрику в вакууме при неоднородном поле в области катода.

В работе [48] использовался генератор наносекундных импульсов

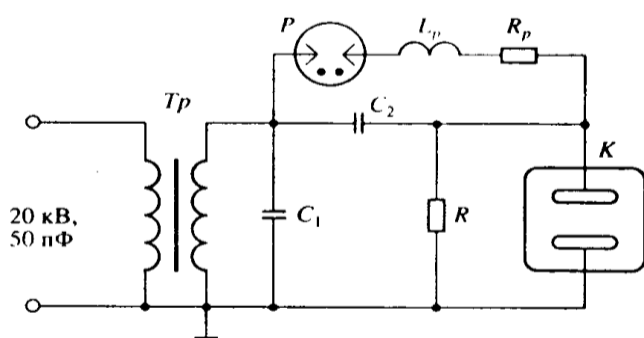


Рис. 3.6. Эквивалентная электрическая схема высоковольтного блока генератора

высокого напряжения, работающий по схеме с перезарядкой емкости разрядника - обострителя импульсов напряжения.

Эквивалентная электрическая схема генератора изображена на рис. 3.6. К первичной

обмотке

высоковольтного трансформатора Tr

прикладывается напряжение 20 кВ с емкости 50 пФ. На вторичной обмотке трансформатора формируется высоковольтный импульс, которым через сопротивление R заряжаются конструктивные емкости разрядника P : $C_1 = 40$ пФ и $C_2 = 10$ пФ (собственная емкость

разрядника). При достижении зарядного напряжения $U = 250$ кВ срабатывает высоковольтный разрядник - обостритель P , заполненный азотом под давлением 5 МПа. К этому моменту на емкостях накапливается энергия $E_c = 1,56$ Дж. В процессе замыкания электродов разрядника искровым каналом, индуктивность L_p и активное сопротивление R_p которого изменяются во времени, образуется колебательный контур $C_2-L_p-R_p$ с периодом колебаний ~ 2 нс.

В результате перезарядки емкости C_2 на сопротивлении R формируется напряжение, представляющее собой в режиме холостого хода затухающую синусоиду. Это напряжение подается на электроды газоразрядной камеры K . В режиме объемного разряда, при котором сопротивление высоко, рабочий импульс на камере ограничен практически первым полупериодом, т.е. он имеет почти колоколообразную форму. Длительность рабочего импульса на полувывоте равнялась 0,8 нс. Элементы электрической схемы, составляющие высоковольтный блок генератора, размещены в цилиндрическом металлическом корпусе высотой 500 мм и диаметром 150 мм, который заполнен трансформаторным маслом. Первичная обмотка импульсного трансформатора намотана на ферритовый сердечник, имеющий форму стержня, а вторичная обмотка – на каркас из органического стекла. Выходная емкость C генератора образована корпусом высоковольтного разрядника и корпусом блока.

Данный генератор разработан авторами [48] для генерации озона и дезактивации дымных газов на основе высоковольтного (250 кВ) наносекундного электрического разряда.

3.1.3 Импульсные тиратроны

В высоковольтных импульсных системах большой мощности в качестве ключевых элементов используются газоразрядные приборы – водородные тиратроны. Способность коммутировать значительный ток с нестабильностью включения, составляющей порядка единиц наносекунд, и выдерживать до 10^{11} включений позволяет им конкурировать с другими ключевыми элементами сильноточной электроники. Импульсные тиратроны обладают высокой электрической прочностью. При нулевом потенциале сетки тиратроны выдерживают высокое напряжение между анодом и катодом. Для возникновения разряда между анодом и катодом необходимо вначале подать между сеткой и катодом положительный поджигающий импульс, создающий вспомогательный разряд в этом промежутке. Затем разряд возникает в основном промежутке.

Одним из основных направлений совершенствования газоразрядных коммутаторов является уменьшение времени включения и увеличение скорости нарастания анодного тока. Различные способы увеличения быстродействия тиратронов можно условно разделить на две группы: конструктивную и физическую. Конструктивная группа связана с изменением внутренней конфигурации коммутаторов (сложные сеточные электроды, полые аноды, немагнитные фланцы и др.). Физическая – с различными способами формирования плазмы (использование подготовительного разряда, введение в промежуток радиоактивных изотопов), методами управления и др. Наиболее целесообразным решением с точки зрения технологичности установки в целом можно считать использование управляющего воздействия в форме электрического сигнала [49].

Время запаздывания импульса тока анода по отношению к импульсу напряжения сетки зависит от параметров сеточной цепи, напряжения накала, напряжения анода, частоты следования импульсов.

Чтобы уменьшить t_3 и сделать его более стабильным, нужно повышать крутизну фронта напряжения сетки и величину импульсного тока сетки.

К достоинствам импульсных тиратронов следует отнести следующее: возможность параллельного запуска большого числа тиратронов (малая нестабильность в запуске), работу с большой частотой следования, долговечность.

Недостатками тиратронов являются: значительная индуктивность, значительно большее t_K по сравнению с разрядниками, ограничение по коммутируемому току и напряжению, потребление мощности для накала.

Для определения диапазона рабочих параметров тиратрона следует знать L_T , t_K , Δt_3 , которых нет в паспортных данных. Время коммутации t_K в водородном тиратроне определяется давлением в колбе, которое зависит от температуры водородного генератора. Важным свойством тиратронов является возможность увеличения тока по сравнению с номинальным при уменьшении длительности импульса. Экспериментальные исследования показали, что при длительности импульса порядка 10^{-7} с величина импульсного тока может превышать номинальное значение в несколько раз (табл. 3.1). Критерием возможности изменения параметров тиратронов может служить произведение параметров $U \cdot I_{\text{и}} \cdot f \leq N_{\text{СР}}$, где $N_{\text{СР}}$ – паспортное значение средней мощности. Длительность фронта импульса на выходе генератора определяется временем нарастания тока через тиратрон и зависит от времени развития разряда, индуктивности цепи коммутатора

и C_K (рис. 3.7). Для уменьшения времени коммутации последовательно с тиратроном включен индуктивный коммутатор L_K с малым временем переключения $t_0 \ll t_\Phi$, который срабатывает после окончания переходного процесса в тиратроне, когда ток через тиратрон достигает максимального значения. t_Φ – длительность фронта импульса без коррекции.

Таблица 3.1

Некоторые экспериментальные характеристики тиратронов

Параметры	ТГИ-1 400/1 6	ТГИ-1 2500/3 5	ТГИ-1 1000/2 5	ТГИ-1 3000/5 0	ТГИ-1 700/2 5
Требования к нестабильности источника питания, %	5	1,5	8	-	8
К накалу катода, %	1	1	1	-	1
К амплитуде поджигающего напряжения, %	1	2	1	-	1
t_3 развития разряда при номинальном режиме, нс	± 1	± 1	± 1	-	± 1
t_Φ при $U = 6,3$ В, нс	20	35	20	25	25
Импульсный ток анода при $t_{И}=100$ нс (экспериментальный)	10^2	$7 \cdot 10^2$	$3 \cdot 10^3$	$10 \cdot 10^3$	$2 \cdot 10^3$
L тиратрона, мкГн	0,15	0,7	0,2	0,3	0,35
Импульсный ток анода, А	400	2500	1000	3000	700
Средняя выходная мощность, кВт	4	43	25	250	25

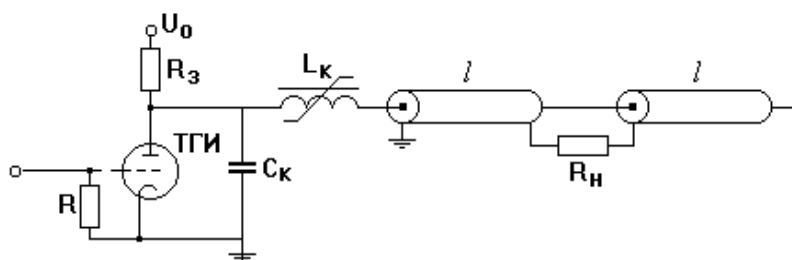


Рис. 3.7. Схема включения тиратрона с дополнительной емкостью C_K и нелинейной индуктивностью L_K

Величину емкости C_K можно найти из условия равенства максимальных токов в контуре $L_T C_K$ и через генератор:

$$C_K = \frac{L_T}{\rho^2}, \quad (3.6)$$

где ρ – волновое сопротивление ступени линии.

Индуктивность L_K выбирается с учетом тока I_K , при котором индуктивность L_K не входит в насыщение, и длительность скорректированного фронта равна $t_{\Phi 0}$ [1].

В работе [49] рассматривается способ управления тиратронами, когда формирование плазмы в межэлектродном пространстве осуществляется под воздействием волны ионизации. Обязательным условием формирования ионизационных волн является подача на управляющий электрод высоковольтного импульса с коротким фронтом (до 100 нс). Внутреннее пространство современных коммутаторов тиратронного типа можно разделить на две области: катодно-сеточную и анодную (рис.3.8). Протяженность катодно-сеточной области значительно превышает расстояние между анодом и сеточным электродом. Подобное соотношение приводит к тому, что эффективное образование плазмы происходит в пространстве катод – сетка с последующей диффузией заряженных частиц в анодную камеру и переводом прибора в проводящее состояние. Концентрация плазмы в области сеточного электрода определяет скорость нарастания анодного тока, и, следовательно, для увеличения скорости включения тиратрона необходимо повышать скорость образования плазмы в катодно-сеточной области или создать условия для локального накопления заряженных частиц с последующим быстрым вводом их в анодную камеру. Такой механизм пробоя оказался возможным при значительном перенапряжении катодно-сеточного промежутка, которое создается при подаче на управляющую сетку импульсов напряжения амплитудой не менее 15 кВ со скоростью нарастания напряжения на фронте не менее $3 \cdot 10^{12}$ В/с при длительности управляющего импульса не менее 5 нс. Это

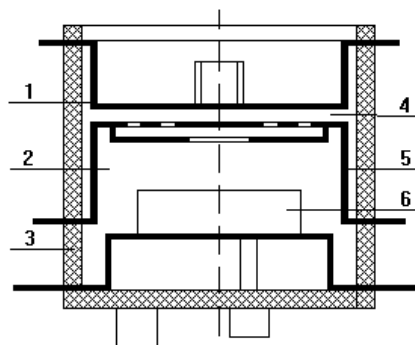


Рис. 3.8. Тиратронный коммутатор триодной конструкции:
 1 – анод; 2 – катодно-сеточная область; 3 – керамическая оболочка; 4 – анодная камера; 5 – сетка; 6 – катодный узел

позволяет уменьшить время включения металлокерамических водородных тиратронов с накальным катодом ТГИ1-270/12, ТГИ2-500/20 от 15 до 3,5-4 нс и увеличить скорость нарастания анодного тока от $\sim 10^{10}$ до $\sim 10^{11}$ А/с при работе на активную нагрузку.

3.2 Коаксиальные линии

Для формирования, трансформирования и передачи импульсов высокого напряжения широко применяют коаксиальные кабели с полиэтиленовой и фторопластовой изоляцией, а также коаксиальные линии с жидкой изоляцией (водой, глицерином, трансформаторным маслом). Рабочее напряжение таких линий может достигать 10 МВ и более. Чтобы можно было использовать конкретные кабели или проектировать длинные линии для формирования или трансформирования импульсов, необходимо знать характеристики, определяющие пределы их применения, надежность и изоляционные свойства. К характеристикам кабеля относятся электрическая прочность при работе в импульсном режиме и полоса пропускания частот.

Индуктивность единицы длины коаксиальной линии

$$L = 2 \cdot 10^{-7} \cdot \ln \frac{D}{d} + \frac{10^{-4} \cdot \sqrt{\mu_r \cdot \rho}}{\sqrt{f}} \left\{ \frac{1}{D} + \frac{1}{d} \right\} \quad [\text{Гн/м}], \quad (3.7)$$

где μ_r – относительная магнитная проницаемость проводников;

ρ – его удельное сопротивление (для меди $\mu_r = 1$, $\rho = 1,75 \cdot 10^{-2} \frac{\text{Ом} \cdot \text{мм}^2}{\text{м}}$);

D и d – диаметры внешнего и внутреннего проводников, мм;

f – частота синусоидального сигнала, Гц (для прямоугольных импульсов граничные условия частоты определяются из формул $f_B = 0,4/t_\Phi$, $f_H = 1/t_u$. С ростом частоты второе слагаемое уменьшается и для коротких импульсов ($\sim 10^{-8}$ с) им пренебрегают.

Емкость единицы длины коаксиальной линии

$$C = \frac{\varepsilon_r \cdot 10^{-9}}{18 \ln D/d} \quad [\text{Ф/м}], \quad (3.8)$$

где ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость внутри коаксиальной линии ($\varepsilon_r = 1$ для вакуума).

Волновое сопротивление электромагнитного импульса в коаксиальной линии

$$\rho = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln \frac{D}{d} = \frac{138}{\sqrt{\varepsilon_r}} \lg \frac{D}{d} \quad [\text{Ом}], \quad (3.9)$$

Скорость распространения электромагнитного импульса в коаксиальной линии

$$v = C_0 / \sqrt{\varepsilon_r}, \quad (3.10)$$

где $C_0 = 3 \cdot 10^8$ м/с – скорость света в вакууме.

Теперь рассмотрим вопросы выбора конструктивных размеров коаксиальной линии с максимальной электрической прочностью.

Напряженность E_r электрического поля в диэлектрике на расстоянии r от кабеля ($d/2 \leq r \leq D/2$)

$$E_r = \frac{U}{r \cdot \ln D/d}, \quad (3.11)$$

где U – зарядное напряжение кабеля.

Видно, что при $r = d/2$ E_r – максимальная, а при $r = D/2$ E_r – минимальная.

Если заданы величины U и D , то, варьируя d , можно найти минимальное значение E_r при $r = d/2$, когда $D/d \approx 2,72$. Коаксиальная линия с волновым сопротивлением $60/\sqrt{\varepsilon_r}$ соответствует этому условию, близкому к оптимальному по затуханию волны в линии для медных проводников ($D/d = 3,6$).

Реальные длинные линии имеют ограничения по частотному спектру передаваемых сигналов. Это связано с сильным затуханием электромагнитных колебаний высоких и сверхвысоких частот. Кроме того, кабели с прерывистой изоляцией (например, с изолирующими и центрирующими шайбами, расположенными определенным образом в кабеле или накопительной линии с воздушной или жидкой изоляцией) имеют ограничения, связанные с неоднородностью таких линий.

Критическая длина волны λ_0 , короче которой волны сильно затухают в линии в случае воздушной изоляции

$$\lambda_0 = 2(a + \Delta\sqrt{\varepsilon_r}), \quad (3.12)$$

где a – расстояние между шайбами;

Δ – толщина шайб.

Если длина волны становится соизмеримой с поперечными размерами коаксиальной линии, то в ней возникают волны высшего

типа ТЕ и ТМ, для которых неприменима теория, основанная на телеграфных уравнениях. Частота, при которой появляются и передаются по коаксиальной линии волны высших типов, называется критической. Она определяется следующими формулами:

$$\begin{aligned} \text{для волны ТЕ} \quad f_0 &= 2C_0 / \pi(D+d)\sqrt{\varepsilon_r} \\ \text{для волн ТМ} \quad f_0 &= C_0 / (D-d)\sqrt{\varepsilon_r} . \end{aligned}$$

Фронт импульсов в коаксиальном кабеле искажается из-за потерь в металле, диэлектрических потерь в изоляции и потерь, связанных с ионизационными процессами. Ионизационные процессы вызваны в основном наличием воздушных включений. Современные высоковольтные коаксиальные кабели с твердой изоляцией позволяют пренебречь влиянием ионизационных процессов на искажение фронта. Диэлектрические потери в изоляции для кабелей с полиэтиленовой изоляцией при частотах до 50 Гц ($t_{\Phi} \geq 10$ нс) не превышает (3÷5) % потерь в металле. В этом частотном диапазоне потерями в диэлектрике можно пренебречь, поскольку обычно используемые импульсы имеют фронт больше 1 нс.

Учет неоднородностей в коаксиальных линиях.

В коаксиальных линиях возможны 2 вида неоднородностей: во-первых, они обусловлены соединением линий в электрической схеме (разветвлением, дополнительными элементами), во-вторых, - конструктивно-монтажным характером оформления длинной линии (использованием опорных изоляторов, резким изменением размеров и т.д.).

Для расчета влияния неоднородностей первого вида на форму волны используют электрическую схему из последовательно соединенных двухполюсника м генератора (рис.3.9). Генератор состоит из источника напряжения $2U_{\text{пад}}$ и волнового сопротивления передающей линии. Вид двухполюсника зависит от способа включения неоднородностей [1,13]. Влияние неоднородностей второго вида учитывается включением емкости C параллельно линии (рис. 3.10, г). Неоднородности различают по характеру соединений: 1) изменяется только диаметр внутреннего проводника (рис. 3.10, а); 2) изменяется только диаметр внешнего проводника (рис. 3.10, б); 3) изменяются диаметры внешнего и внутреннего проводников (рис. 3.10, в). Во всех этих случаях емкость $C = D \cdot F$ [пФ], где D – диаметр внешнего проводника (во втором и третьем случаях можно считать $D = (D_1 + D_2)/2$), см, C – емкость, пФ; F – графическая зависимость. Зависимость

коэффициента F от отношения диаметров для первого случая представлена на рис. 3.11, а.

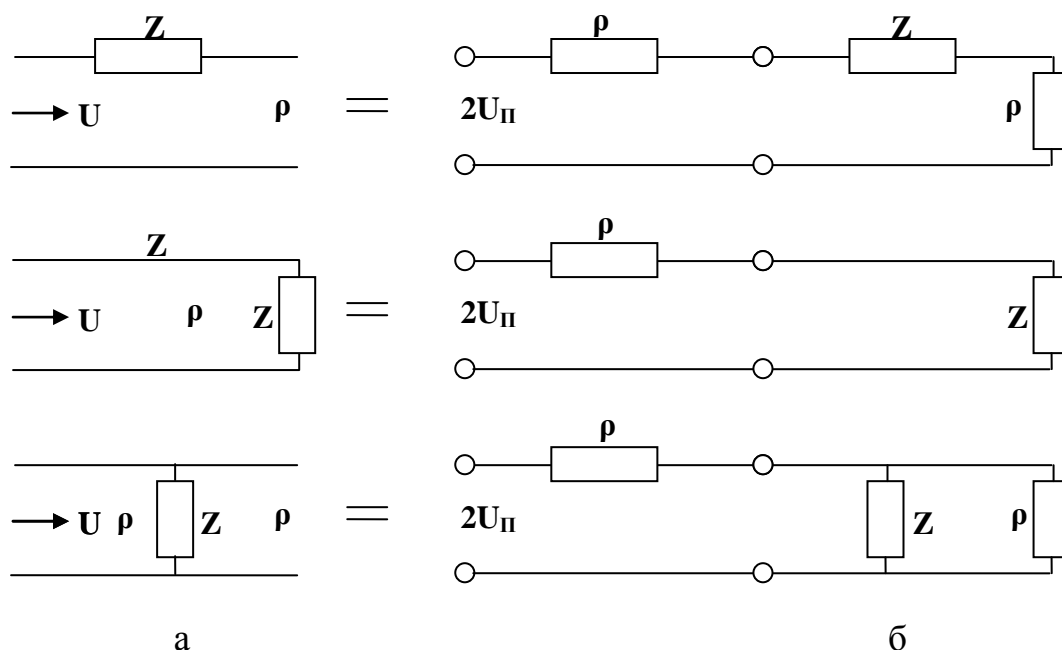


Рис. 3.9. Неоднородности первого типа (а) и схемы их замещения (б)

Кривая $d_1/D = 0$ соответствует разомкнутой линии Z_2 . Схема рис. 3.11, (г) применима лишь когда длина волны верхней границы спектра распространяющегося импульса $\lambda_B > D$ [13].

Для второго случая зависимость коэффициента F от отношения диаметров приведена на рис. 3.11, (б). Емкость C для третьего случая определяется последовательным комбинированием первого и второго случаев. До сих пор рассматривались воздушные коаксиальные линии ($\epsilon_r = 1$). При заполнении всех линий диэлектриком значение емкости C следует умножить на его диэлектрическую проницаемость $\epsilon_r \neq 1$.

Если волновое сопротивление линии не изменилось и $d_1/D_1 = d_2/D_2$, то необходимо сдвинуть внутренний проводник на расстояние $\Delta = D_2/10$ от места неоднородности. Для исключения острых углов следует делать плавный переход от одной линии к другой ($l \geq 2D_2$). Конический переход часто используется при конструировании разрядников, обострителей и т.д.

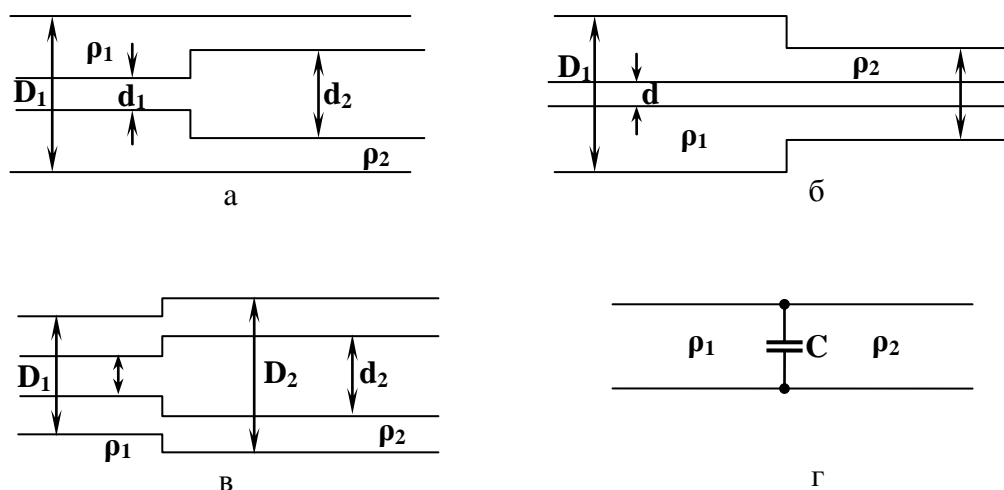


Рис. 3.10. Неоднородности второго типа (а, б, в) и схема их замещения

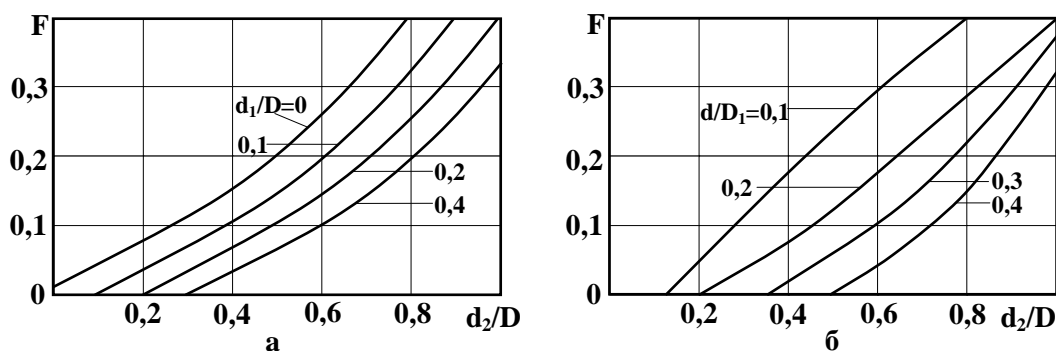


Рис. 3.11. Зависимость F для неоднородностей, приведенных на 4.11а (а), б (б)

3.3 Конденсаторы

К конденсаторам высоковольтных импульсных устройств предъявляются требования минимальной собственной индуктивности и минимального объема системы обкладок и диэлектриков, чтобы соединительные проводники не вносили в разрядный контур больших индуктивностей. В таблице 3.2. приведены основные параметры некоторых наиболее мощных высоковольтных импульсных конденсаторов. Их можно использовать в ГИН мегавольтного диапазона мегаджоульного запаса.

Керамические конденсаторы боченочной и дисковой формы (КВИ-3, К15-4, К15-5) имеют малую индуктивность и сравнительно большую емкость (табл.3.3).

Таблица 3.2.

Основные параметры некоторых высоковольтных конденсаторов

Тип конденсатора	Рабочее напряжение, кВ	Емкость, мкФ	Запасаемая энергия, Дж	Индуктивность, мкГ
ИКМ 50-3	50	3	3750	0,01
ИМГ 80-1	80	1	3200	0,4
ИМН 100-0,1	100	0,1	500	0,2
ИМН 100-0,25	100	0,25	1250	0,15
ИК 100-0,4	100	0,4	2000	0,15
КМК 50-4	50	4	5000	0,015
КМК 100-0,3	100	0,3	1500	0,008
КММ 150-0,6	150	0,6	6750	0,4
КИМ -6М	20	15	3000	0,04
КИМ -14	50	4	5000	0,025
КИМ -10	30	10	4500	0,01
ESC-249, США	120	0,84	6000	0,09
ESC-249 В, США	120	1,0	7200	0,09
ESC-250, США	120	0,84	6000	0,03
CD-11148, Англия	100	0,625	3100	0,204

Таблица 3.3.

Основные параметры некоторых керамических конденсаторов

Параметр	КВИ - 3	К15У - 1	К15 - 4	К15 - 5
Емкость, пФ	220 - 4700	470 - 10000	220 - 4700	70-15000
Рабочее напряжение, кВ	16 - 5	4,8 - 16	12 - 40	1,6 - 6,3
Высота, мм	20 - 14	14 - 27	38 - 65	4 - 7
Диаметр, мм	20 - 50	45 - 185	19 - 48	8 - 40
Масса, г	35 - 70	50 - 600	30 - 300	1,5 - 33

Контрольные вопросы.

1. Назовите основные характеристики газовых разрядников, используемых в генераторах импульсных напряжений.
2. От чего зависит пробивное напряжение промежутка при импульсном воздействии?
3. Как достигается высокая стабильность срабатывания газовых разрядников?
4. Какие достоинства имеют металлокерамические газонаполненные разрядники высокого давления?
5. Какие разрядники могут использоваться в качестве обострителей?
6. Как можно уменьшить время включения водородных тиратронов с накальным катодом?
7. Для чего используются коаксиальные линии?
8. Почему искажается фронт импульса в коаксиальном кабеле?
9. Как влияют неоднородности линии на характеристики импульса?

Литература

1. Месяц Г.А., Насибов А.С., Кремнев В.В. Формирование наносекундных импульсов высокого напряжения. - М: Энергия, 1970.- 152с.
2. Смирнов С.М., Терентьев П.В. Генераторы импульсов высокого напряжения. -М: Энергия, 1964.- 138с.
3. Воробьев А.А. Сверхвысокие электрические напряжения. - М: Госэнергоиздат, 1960.- 315с.
4. Воробьев А.А., Воробьев Г.А., Воробьев Н.И., и др. Высоковольтное испытательное оборудование и измерения. - М: Госэнергоиздат, 1960.- 584с.
5. Fitch R.A., Howell V.T.S. Novel principle of transient high voltage generation// Proc. IEEE Electronics Power Science and General. - 1964. -Vol. 111.- №4.- P 849
6. Козлов М.И., Гершенкрой И.Л., Гошуренко В.И. и др. Генератор импульсных напряжений с необратимым перезарядом ступеней и автоматическим запуском коммутаторов // ПТЭ.- 1983. №2.- С.109-110.
7. Ковальчук Б.М., Кремнев В.В., Ким А.А. и др. Быстрый первичный накопитель на основе генератора Аркадьева-Маркса // Известия ВУЗов. 1997.-№12.- С.17-24.
8. Gunter A., Kristiansen M., Martin T. Opening switches.- N.Y.: Plenum Press,1987
9. Воеводин С.В., Горохов В.В., Карелин В.И. Малогабаритный высоковольтный наносекундный генератор Аркадьева- Маркса на воздушных разрядниках // ПТЭ.- 2000.- №3.- С.67-71.
10. Герасимов А.И., Федоткин А.С., Зенков Д.И. и др. Надежный экранированный генератор Аркадьева-Маркса на 500 кВ и 6,25 кДж со стабильным временем задержки срабатывания // ПТЭ.- 1998.- №1.- С.96-101.
11. Басов Г.Ф., Бастриков А.Н. др. Генератор мощных мегавольтных импульсов с наносекундным фронтом // ПТЭ. - 1995. - №2.- С.117-121.
12. Бочаров Е.А., Гладков В.С., Зябко Ю.П. и др. Высокоскоростной источник заряда 5-мегавольтного формирователя импульсов напряжения наносекундного диапазона // ПТЭ.- 2001.- № 4.- С.88-93.

13. Кремнев В.В., Месяц Г.А. Методы умножения и трансформации импульсов в сильноточной электроники. - Новосибирск: Наука, 1987.- 226с.
14. Долгачев Г.И., Закатов Л.П., Нитишинский М.С. и др. Сверхмощные частотные генераторы с плазменным прерывателем тока // ПТЭ.- 1999.- № 2.- С.3-26.
15. Андреев Ю.А., Буянов Ю.И., Визирь В.А. и др. Генератор мощных импульсов сверхширокополосного электромагнитного излучения. // ПТЭ.- 1997.- № 5. С.72-76.
16. Rühl F., Herziger G. Analysis of the Spiral Generator // Rev. Sci. Instrum.-1980.- Vol.51.- N11.-C12-16.
17. Меерович А.А., Ватин И.М., Зайцев Э.Ф., Кандыкин В. М. Магнитные генераторы импульсов. - М: Сов. радио.- 1968.- 476с.
18. Мешков А.Н. Магнитные генераторы мощных наносекундных импульсов// ПТЭ.- 1990.- № 1.- С.23-36.
19. Мешков А.Н., Шишко В.И., Еремин С.Н. Наносекундный импульсный генератор большой мощности // ПТЭ.- 1984.- № 2.- С.103-105.
20. Нуралиева Р.Д., Вербицкий О.Г., Полякова С.П. Обзоры по электронной техники / Сер. 6. Материалы.- 1984.- Вып. 12.- С.3-14.
21. Месяц Г.А. Генерирование мощных наносекундных импульсов. - М: Сов.радио.-1974-256с.
22. Рукин С.Н. Генераторы мощных наносекундных импульсов с полупроводниковыми прерывателями тока // ПТЭ.- 1999. - № 4.- С 5-36.
23. Котов Ю.А., Лучинский А.В. Усиление мощности емкостного накопителя энергии прерывателем тока на электрически взрываемых проволочках // Физика и техника мощных импульсных систем: Сб. статей / Под ред. Е.П. Велихова.- Энергоатомиздат, 1987.- С.189-210.
24. Тучкевич В.М., Грехов И.В.. Новые принципы коммутации больших мощностей полупроводниковыми приборами. - Л: Наука. -1988.-273с.
25. Ковальчук Б.М., Месяц Г.А. О возможности обрыва большого тока в объемном разряде, возбуждаемом электронным пучком // Письма в ЖТФ.- 1076. - Т.2, вып. 14. - С.644-650.
26. Яландин М.И., Шпак В.Г. Мощные малогабаритные импульсно-периодические генераторы субнаносекундного диапазона // ПТЭ.- 2001.- №3.-С.5-31.

27. Любутин С.К., Месяц Г.А., Рукин С.Н. и др. Генерирование высоковольтных субнаносекундных импульсов с пиковой мощностью 700 МВт и частотой повторения до 3,5 кГц // ПТЭ.- 2001.- №5.- С.80-88.
28. Иццоки Я.С. Импульсные устройства. - М: Сов. радио,- 1959.- 728 с.
29. Вдовин С.С. Проектирование импульсных трансформаторов. - Л: Энергия, 1971.- 148с.
30. Вдовин С.С. Проектирование импульсных трансформаторов. - Л.: Энергоиздат, 1991.- 208с.
31. Матханов П.И., Гоголицын Л.З. Расчет импульсных трансформаторов. - Л: Энергия, - 1980.- 112с.
32. Горюнов М.А., Киселев В.М., Сергеевков Б.Н. Проектирование импульсных трансформаторов. - М: Изд-во МЭИ, - 1991.- 80с.
33. Моругин А.А., Глебович Г.В. Наносекундная импульсная техника. - М: Сов.радио, - 1964.- 350с.
34. Быстрицкий В.М., Окулов Б.В., Усов Ю.П. и др. Формирующее устройство сильноточного наносекундного ускорителя. // ПТЭ.- 1975.-№4.- С.16-18.
35. Воробьев Г.А., Руденко Н.С. и др. Генератор наносекундных импульсов напряжения с амплитудой 1МВ // ПТЭ.- 1968.- №1.- С.126-128.
36. Вассерман С.Б. Трансформатор Тесла в высоковольтных ускорителях заряженных частиц // Препринт АН СССР, Сиб.отд. ин-т ядерной физики №77-110 - Новосибирск,- 1977.- 43с.
37. Губанов В.П., Коровин С.Д., Степченко А.С. Высоковольтный наносекундный генератор с частотой следования импульсов до 1 кГц // ПТЭ.- 1997.- №1.- С.95-98.
38. Коровин С.Д., Ростов В.В. Сильноточные наносекундные импульсно-периодические ускорители электронов на основе трансформатора Тэсла // Изв. Вузов. Сер. Физика. - №12. - 1996. - С21-30.
39. Визирь В.А., Зорин В.Б., Ефремов А.М. и др. Мощный генератор биполярных наносекундных импульсов напряжения. // Изв. Вузов. Сер. Физика.- №12.-1999.- С.41-46.
40. Ельчанинов А.С., Месяц Г.А. Трансформаторные схемы питания мощных наносекундных импульсных генераторов. // Физика и техника мощных импульсных систем: Сб. статей/ Под ред. Е.П. Велихова.- Энергоатомиздат, 1987.- С.179-188.
41. Ельчанинов А.С., Загулов Ф.Я., Коровин С.Д. и др. Сильноточные импульсно-периодические ускорители электронов для

- генераторов СВЧ-излучения. // Релятивистская высокочастотная электроника/ Под ред. А.В. Гапонова-Грехова. - Горький: Изд-во ИПФ АН СССР, - 1981.- С.5-21.
42. Лучинский А.В., Ратахин Н.А., Федущак В.Ф., Щепелев А.Н. Мощные импульсные электрофизические установки трансформаторного типа ИСЭ СО РАН//Изв. Вузов. Сер.Физика. 1995.-№12.-58-66.
43. Ковальчук Б.М., Визирь В.А., Ким А.А. и др. Быстрый первичный накопитель на основе линейного импульсного трансформатора. // Изв.вузов. Сер. Физика. - 1997.- №12.- С.25-37.
44. Ким А.А., Ковальчук Б.М., Кумпяк Е.В., Цой Н.В. Ступень линейного трансформатора с током 750 кА и временем нарастания тока 400 нс // Изв.вузов. Сер. Физика.- 1999.-№12.- С.3-8.
45. Бастриков А.Н., Воробьюшко М.Н., Ковальчук Б.М. и др. Генератор импульсных напряжений для мощных импульсных систем // II Всесоюзная конференция по инженерным проблемам термоядерных реакторов. Сб. докл. НИИ ЭФА, 1982.- Т.3.- С.152-159.
46. Мощные наносекундные импульсные источники ускоренных электронов / Под ред. Г.А. Месяца. -Новосибирск: Наука.- 1974.- 86с.
47. Авилов Э. А., Юрьев А. Л. Газонаполненные металлические разрядники высокого давления. // ПТЭ.- 2000.- №2.- С.78-81.
48. Бабич Л. П., Кудрявцев Ю. Г., Петрушин О. Н. и др. Устройство для генерации озона и дезактивации дымных газов на основе электрического разряда, развивающегося в режиме убегающих электронов // ПТЭ.- 2002.- №1.- С.125-128.
49. Юдаев Ю.А.. Повышение быстродействия импульсных газоразрядных коммутаторов при управлении высоковольтными наносекундными импульсами //ПТЭ.- 1997.- №5.- С.55-60.

Содержание

Введение

3

1. Генераторы импульсных напряжений

4

1.1 Генераторы импульсных напряжений, выполненные по

схеме Аркадьева-Маркса	4
1.2 LC-генераторы Фитча	14
1.3 Генераторы с последовательным соединением формирующих линий	16
1.4 Магнитные генераторы импульсов	25
1.4.1 Принцип работы магнитных генераторов	25
1.4.2 Формирование импульсов в многозвенной схеме	27
1.4.3 Эквивалентные схемы дросселей	32
1.4.4 Параметры ферромагнитных сердечников	35
1.4.5 Потери энергии в сердечнике	41
1.4.6 Структурная схема магнитного генератора	45
1.4.7 Схемы с отрезком линейной линии передачи и линии с ферритом	48
1.4.8 Характерные параметры и конструкции магнитных генераторов	50
1.5 Генераторы на основе полупроводниковых прерывателей тока	54
1.5.1 Физические основы работы мощных полупроводниковых прерывателей	55
1.5.2 Генераторы с полупроводниковыми прерывателями тока	61
1.6 Генераторы субнаносекундного диапазона	65
2. Схемы трансформации импульсов высокого напряжения	72
2.1 Высоковольтные импульсные трансформаторы	72
2.1.1 Общие сведения	72
2.1.2 Распределенная емкость обмоток	75
2.1.3 Индуктивность рассеяния обмоток	78
2.1.4 Электромагнитные процессы в магнитопроводе	79
2.1.5 Анализ переходных процессов в импульсном трансформаторе	84
2.1.6 Магнитные материалы, применяемые для сердечников	87
2.1.7 Конструкция и технология изготовления сердечников	89
2.1.8 Конструкция и технология изготовления обмоток	92
2.2 Трансформаторы Льюиса	95
2.3 Трансформаторы с обмотками из коаксиального кабеля	97
2.4 Трансформаторы на неоднородных линиях	101
2.5 Трансформаторы на связанных LC – контурах	102
2.6 Линейные трансформаторы	107
3. Элементы генераторов высоковольтных импульсов напряжения	109
3.1 Коммутаторы	109

3.1.1	Искровые разрядники	109
3.1.2	Принципы построения обострителей	116
3.1.3	Импульсные тиратроны	118
3.2	Коаксиальные линии	122
3.3	Конденсаторы	126
Литература		128

Учебное издание

Пичугина Мария Тимофеевна,

Высоковольтная электротехника

Учебное пособие

Научный редактор
доктор технических наук

В.А. Лавринович

Дизайн обложки

М.Т. Пичугина


Отпечатано в редакции авторов в полном соответствии
с качеством предоставленного оригинал-макета

Подписано к печати . Формат 60x84/16. Бумага «Снегурочка».
Печать XEROX. Усл.печ.л. Х.ХХ. Уч.-изд.л. Х.ХХ.
Заказ . Тираж 50 экз.



Томский политехнический университет
Система менеджмента качества
Томского политехнического университета
сертифицирована
NATIONAL QUALITY ASSURANCE по стандарту ISO
9001:2000



ИЗДАТЕЛЬСТВО  ТПУ. 634050, г. Томск, пр. Ленина, 30.