

ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ УСТАНОВКИ
И ИХ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

Учебное пособие для
студентов вузов

Тольятти 2002

Электротехнические установки и их источники питания: Учебное пособие для вузов по спец. «Промышленная электроника»./ Сост. В.И.Бар,- Тольятти: ТГУ, 2002.

Рассмотрены физические процессы, протекающие в основных видах электротехнологических установок, их конструктивные схемы и принципиальные схемы полупроводниковых источников питания. Для индукционных нагревательных установок приведена инженерная методика расчета.

Предназначено в качестве учебного пособия для студентов, обучающихся по специальности «Промышленная электроника» очной, очно-заочной и заочной форм обучения.

Составитель Бар В.И.

ВВЕДЕНИЕ

1. КЛАССИФИКАЦИЯ ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ

Научно-технический прогресс на рубеже XX-XI вв. неразрывно связан с развитием высоких технологий, обеспечивающих, с одной стороны, получение новых материалов и изделий, а с другой – снижение энерго- и ресурсозатрат, повышение экологических показателей производства[1,10].

Значительное место в ряду новых технологий занимают электротехнологии, что связано с многообразием электрофизических, электрохимических эффектов, лежащих в их основе, простотой контроля и управления электротехнологическими процессами, возможностью их комплексной автоматизации.

К электротехнологическим относятся процессы, основанные на преобразовании непосредственно в рабочей зоне технологических установок энергии электрического тока, электрического и магнитного полей в тепловую, химическую или механическую энергии, за счет которых реализуется заданный процесс[10].

Традиционно выделяют пять групп электротехнологических процессов

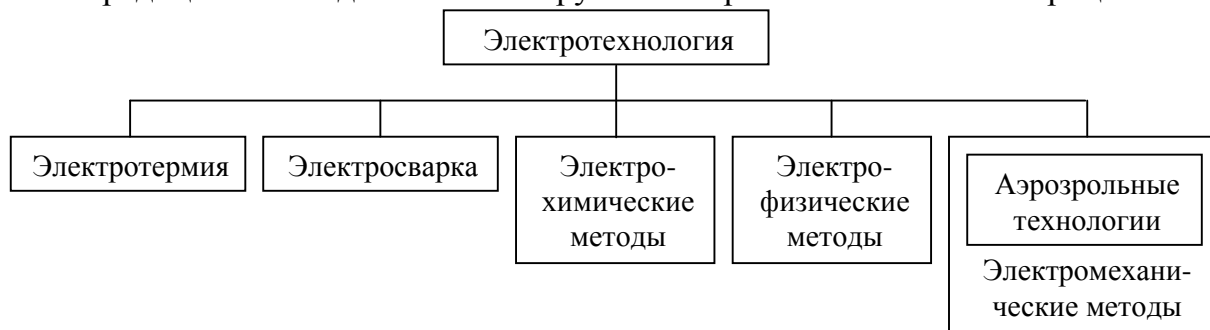


Рис. 1 Классификация электротехнологических процессов

(рис. 1).

В электротермических процессах используется превращение электрической энергии в тепловую для нагрева материала изделий с целью изменения их агрегатного состояния, формы или свойств.

В электросварочных процессах получаемая из электрической энергии тепловая энергия используется для создания неразъемного соединения деталей.

В электрохимических процессах с помощью электрической энергии осуществляется разложение химических соединений и их разделение в жидкой среде под действием электрического поля (электролиз, гальванотехника, анодная электрохимическая обработка).

Электрофизические методы используют специальные физические эффекты для превращения электрической энергии как в тепловую, так и в механическую (электроэрозионные, ультразвуковые, магнитоимпульсные, электровзрывные, плазменные, электронно-лучевые, лазерные технологии).

В аэрозольных технологиях (электронно-ионных) энергия электрического поля используется для сообщения электрического заряда взвешенным в газовом потоке частицам и для перемещения их в заданном направлении.

Наряду с перечисленными методами в различных отраслях промышленности нашли применение технологические процессы и установки, в которых основные и вспомогательные операции реализуются за счет непосредственного механического (силового) воздействия электрического и магнитного полей на обрабатываемые изделия и материалы. Такие методы и установки можно классифицировать по виду полей, воздействующих на объекты технологической обработки: стационарные, пульсирующие, вращающиеся, бегущие.

Наиболее известны и широко применяемые электротехнологические установки (ЭТУ) используют силовое действие стационарных электрического и магнитного полей. Например, стационарные электрические поля применяются в аэрозольных технологиях (пылегазоочистка, электроокраска, электрография, нанесение порошковых покрытий), в электрических сепараторах для разделения твердых сыпучих смесей, в устройствах водоочистки.

Стационарные магнитные поля используются в магнитных сепараторах для извлечения ферромагнитных предметов и частиц из сырья и отходов, для разделения минеральных смесей в обогащительном производстве, при водоочистке, а также для захвата или фиксации стальных заготовок и удаления металлоотходов из рабочей зоны при металлообработке.

С использованием пульсирующих магнитных полей работает ряд электродинамических устройств и некоторые виды магнитных или электродинамических сепараторов.

Воздействие импульсных электромагнитных полей применяется в устройствах для магнитоимпульсной обработки материалов давлением и при электродинамической сепарации.

Вращающиеся и бегущие магнитные поля используются в МГД-технологиях, обработке жидких металлов (перемешивание, транспортировка и т.д.), при электродинамической сепарации и водоочистке.

Перечисленные процессы и установки, использующие механическое действие электрического и магнитных полей, нашли достойное применение в самых различных отраслях промышленности (металлургия, металлообработка, машиностроение, горнообогатительное производство, природоохранные технологии).

Отличительной особенностью всех указанных электромеханических технологических устройств является то, что их рабочим телом непосредственно служат обрабатываемые изделия и материалы, т.е. отсутствуют промежуточные электромеханические преобразования энергии. Наличие такого четкого обобщающего признака позволяет классифицировать электромеханические технологические процессы и установки как отдельную группу в ряду других электротехнологических методов и установок.

Очевидно, что выделяемая в традиционной классификации группа “аэрозольные технологии” поглощается более широким понятием “электромеханические методы”.

В левой части схемы (рис.1) указаны процессы, основанные на преобразовании электрической энергии в тепловую.

В центре схемы (рис.1) – электрохимические и электрофизические методы, в которых основные процессы под действием электрической энергии происходят на молекулярном уровне.

В правой части схемы (рис. 1) – методы, основанные на использовании электромагнитных сил.

Группу технологий, размещенных в центре схемы (рис. 1) можно разбить на подгруппы:

первая подгруппа – методы высокоинтенсивного нагрева (электронно-лучевые, плазменные, лазерные), тяготеющие к электротермии и электросварке.

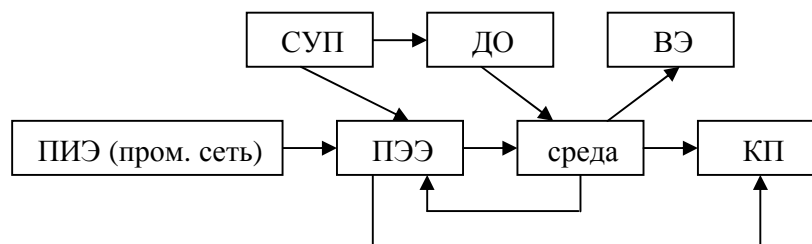
вторая подгруппа – ионно-обменные методы (электрохимические технологии).

третья подгруппа – электроакустические ультразвуковые методы, примыкающие к электромеханическим процессам.

Такая схема приближается к схеме идеальной классификации электротехнологических методов (электротермические, электрохимические, электромеханические), соответствующие трем видам преобразования энергии: тепловая, химическая, механическая.

2. СТРУКТУРА ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА

Современный электротехнологический процесс характеризуется множеством параметров, определяющих его основные технико-экономические показатели: производительность, качество конечного продукта, удельные затраты энергии и труда, массу и габариты



СУП - система управления процессом; ПИЭ - первичный источник энергии;
ДО - дополнительное оборудование; ПЭЭ - преобразователь электроэнергии;
ВЭ - выводимая энергия; КП - конечный продукт.

Рис.2 Функциональная схема электротехнологического процесса

установленного оборудования, себестоимость готовой продукции и многое другое. При этом определяющие показатели технологического процесса зависят не только от выбранного способа обработки (технологии), но в

существенной мере и от параметров, и режимов работы отдельных элементов (блоков технологического оборудования)[4].

Для создания заданного конечного продукта с требуемыми характеристиками необходимо определенным образом преобразовать электроэнергию, получаемую, как правило, от промышленной сети переменного тока.

В зависимости от вида технологического процесса первичная электроэнергия преобразуется в конечном виде в энергию химических связей, механическую энергию, либо во внутреннюю энергию. Нередко процесс преобразования энергии является многократным. Например, при лазерной резке электрическая энергия первоначально превращается в энергию когерентного светового излучения, которая, воздействуя на деталь, разогревает либо испаряет материал детали, совершая тем самым механическую работу. При ионном азотировании на поверхности обрабатываемых деталей образуются химические соединения обрабатывающей газовой среды с материалом деталей при одновременном ускорении диффузионных процессов в обрабатываемом материале. Таким образом, между обрабатываемым изделием и источником электроэнергии, как правило, присутствует определённая среда (газовая, жидкая, световая и т.д.), характеристики которой определяют характеристики нагрузки преобразователя электроэнергии.

Задача преобразователя электрической энергии: согласовать электрические параметры питающей сети с электрическими параметрами среды при обеспечении заданных условий.

Качество конечного продукта существенно зависит от свойств среды, которые определяются характеристиками преобразователя электрической энергии и характеристиками дополнительного оборудования (например, откачной системы, характеристиками газовой среды в ионном азотировании).

В современной электротехнологии электроэнергия, получаемая от промышленной сети переменного тока, как правило, должна быть преобразована к виду, удобному для потребления (электрическая энергия постоянного тока с заданными параметрами, импульсная электроэнергия, энергия переменного тока повышенной частоты и т.д.). При этом через преобразователь электроэнергии передаётся основная часть либо вся энергия, потребляемая технологическим процессом, в том числе и вспомогательная энергия, выводимая из технологического контура, например в виде избыточной тепловой энергии, снимаемой с газовой среды в ионном азотировании, лазерных установках и т.д.

Таким образом, преобразователь электрической энергии оказывает непосредственное влияние на физические характеристики технологического процесса (η , $\cos \varphi$, гармонический состав потребляемого тока, несимметрию и т.д.). Нередко выходные характеристики преобразователя оказывают непосредственное воздействие на конечный продукт и могут приводить к его необратимым изменениям (браку).

При возникновении дуговых разрядов в камере ионного азотирования необходимо быстрое отключение нагрузки от питающей сети во избежание образования раковин на обрабатываемой поверхности. Скорость отключения энергии, передаваемой в нагрузку при дуговом разряде, непосредственно определяется динамическими и нагрузочными характеристиками преобразователя. В процессе технологической обработки характеристики среды, в которой происходит процесс, непрерывно изменяются самопроизвольно, либо по программе, определяемой видом технологии. Наблюдаются плавные самопроизвольные изменения (деформация ВАХ среды с ростом температуры, давления и т.д.), либо скачкообразные изменения (переход одного вида разряда в другой при ионном азотировании, образование контактных точек при электроконтактной сварке и т.д.). Таким образом, существует некоторая обратная связь со стороны нагрузки, поэтому выходные характеристики преобразователя должны отвечать требованиям, определяемым не только статическими, но и динамическими параметрами среды (нагрузки преобразователя).

Таким образом, преобразователь электрической энергии является одним из главных, определяющих звеньев технологической цепи, оказывающих влияние на основные технико-экономические характеристики технологического процесса. Часто не удаётся оптимальным образом организовать электротехнологический процесс, приспособивая к требованиям технологии известные типы преобразователей. Поэтому актуальна разработка новых видов преобразователей электроэнергии, наилучшим образом отвечающих задачам электротехнологии.

3. ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ (ИП)

Широкое внедрение современной электротехнологии в промышленность невозможно без создания специализированных источников питания. Приспособление известных устройств преобразовательной техники не позволяет реализовать все преимущества новых технологических процессов, ограничивает их производительность. Только комплексное решение вопросов разработки, технологической части и ИП с учётом их взаимного влияния позволяет создавать ЭТУ повышенной производительности, надёжности и с улучшенными технико-экономическими показателями[4].

Тенденция к увеличению единичной мощности установок выдвигает повышенные требования к энергетическим характеристикам преобразователей электрической энергии, уменьшению их влияния на питающую сеть, т.е. возникает вопрос об их электромагнитной совместимости. Трудоёмкость разработки ИП оказывается соизмеримой с разработкой технологической части установки. Также как и в своё время получило развитие направление тиристорного электропривода, так в

настоящее время бурно развивается направление полупроводниковых ИП ЭТУ.

Новое направление определяется общностью характера нагрузок, которыми являются, например, различные виды газового разряда, характеризующиеся нелинейной нагрузкой с малым или даже отрицательным дифференциальным внутренним сопротивлением, значение которого зависит от ряда факторов и может существенно отличаться в статическом и динамическом режимах. Поэтому в отличие от тиристорного электропривода ИП ЭТУ, исключая электротермические установки, которые не предъявляют столь жёстких требований к ИП, должны обладать характеристиками источника тока, а в ряде случаев должны иметь две зоны регулирования, в одной из которых они должны обладать характеристиками источника напряжения, а в другой – тока (например, в сварочных установках).

Для уменьшения коэффициента усиления системы регулирования выходных параметров, повышения надёжности, увеличения стабильности и обеспечения защиты во всех режимах работы необходимо увеличение частоты преобразования электрической энергии, связанное с принудительным запирающим тиристором. При этом тиристорный преобразователь должен быть высокодинамичным, обеспечивать нормальную работу установки от режима короткого замыкания до режима холостого хода, обладать способностью отключать нагрузку, автоматически повторно включать её. В схеме должны отсутствовать перенапряжения как в статическом, так и в динамическом режимах, а установленная мощность оборудования должна быть минимальна. Сочетание такого преобразователя с простой и надёжной системой регулирования позволяет обеспечить получение требуемых характеристик в целом и упростить задачу разработки технологической части.

4. ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ТИРИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОВЫШЕННОЙ ЧАСТОТЫ

Среди всех ЭТУ, в которых применяются токи высокой частоты, наиболее энергоёмкими являются электротермические установки, предназначенные для нагрева и плавки металла, а в перспективе – и для нагрева газа (индукционная плазма)[6,7].

О развитии электротермии свидетельствуют следующие цифры: расход электроэнергии на электротермические процессы с 1965 по 1976 годы вырос на 5,5% и составил 8,3% от всей электроэнергии, потребляемой промышленностью; с 1970 по 1976 годы выпуск электропечей вырос в 1,8 раз, в том числе индукционных плавильных в 4 раза. Этой общей тенденции подчинено и развитие электротермических установок повышенной частоты. Основная часть мощности приходится на индукционные плавильные печи и установки для нагрева под пластическую деформацию как по единичной мощности установки, так и по сравнительной массовости применения этого

вида установок. Единичная мощность индукционных плавильных печей повышенной частоты составляет от ста до нескольких тысяч киловатт. Рабочая частота не превышает 2,4 кГц, причем чем меньше емкость печи, а следовательно, и потребляемая мощность, тем выше частота.

Установки для нагрева под пластическую деформацию имеют единичную мощность от 250 кВт до нескольких тысяч киловатт. Установки мощностью меньше чем 250 кВт для данной технологии встречаются редко. Рабочая частота составляет от 1 до 10 кГц и определяется диаметром заготовки. Установки под пластическую деформацию можно условно разделить на установки методического и периодического действия для нагрева в кузницах, и проходные печи для использования в прокатном производстве. Каждый из видов установок предъявляет специфические требования к режимам работы преобразователей.

Наиболее массовым видом установок для индукционного высокочастотного нагрева являются установки для нагрева под поверхностную закалку. Диапазон рабочих частот таких установок 2,4 кГц - 1,76 МГц в зависимости от размеров термообрабатываемых деталей и глубины закаливаемой зоны. В нижней части диапазона рабочих частот могут использоваться в качестве источников питания тиристорные преобразователи. Уровень мощностей таких установок, как правило, 25-250 кВт.

Особым требованием при применении преобразователей для закалки является требование частых пусков, достигающих до 15-30 в минуту. Наряду с установками малой и средней мощности для термообработки используются и установки большой мощности; в частности, к таким технологиям относится одновременная закалка головок рельс и локальная по шву или объемная термообработка спиральношовных труб. Мощность таких установок доходит до нескольких тысяч киловатт.

В 70-е – 80-е годы получила развитие высокочастотная пайка – процесс, имеющий целый ряд технологических преимуществ. Наряду с ламповыми преобразователями с рабочими частотами от 66 до 1760 кГц в качестве ИП находят применение и тиристорные. Требуемая мощность, как правило, не превышает 100 кВт, диапазон частот 8-10 – 18-22 кГц. В связи с тем, что пайке могут подвергаться изделия из материалов с малым электрическим сопротивлением (например, медь), а также изделия сложной конфигурации, что требует для равномерного нагрева больших зазоров между индуктором и деталью, нагрузка характеризуется в основном высокими значениями добротности.

Повышенные частоты тока используются и для целей сварки металлов (в основном, в трубном производстве). При этом с одной стороны, для наименьших потерь энергии, требуется частота 10 и выше килогерц, т. е. верхняя граница диапазона повышенных частот, а с другой - в связи с необходимостью доведения металла до оплавления и обеспечения высокой производительности требуется большая единичная мощность (от 1 до 3 МВт).

Одним из наиболее перспективных направлений технологических применений токов высокой частоты является нагрев газа (получение индукционной плазмы) с целью воздействия на какие-либо материалы для их оплавления, нагрева, испарения и т. д. и для обеспечения плазмохимических процессов. Нагретый в индукционном плазматроне газ имеет температуру $(6-10) \cdot 10^3$ К. При таких температурах все вещества находятся в ионизированном состоянии и химически очень активны, что позволяет успешно выполнять плазмохимические процессы и высокотемпературный нагрев различных материалов. Индукционная плазма, в отличие от дуговой, позволяет осуществлять более «чистые» процессы, так как в плазме отсутствуют примеси материала электрода, который практически не расходуется. Особенностью индукционной плазмы является то, что устойчивость разряда зависит от соотношения частоты тока и мощности в разряде: чем ниже частота, тем выше должна быть мощность (в частности, в области звуковых частот минимальная мощность плазматрона составляет единицы мегаватт).

Особенностью плазматрона как нагрузки является то, что в холодном состоянии газ является непроводником. Поэтому при проектировании ИП необходимо предусмотреть возможность выполнения режима с резким переходом от холостого хода (с ненагруженного индуктора) к полной нагрузке. Вторым фактором, который необходимо учитывать при выборе и проектировании ИПП, является то, что разряд газа в плазматроне неоднороден по своей геометрии и зависит от подводимой мощности, расхода газа и других факторов, т. е. параметры нагрузки могут существенно меняться не только в процессе возбуждения плазменного разряда, но и при его горении.

Кроме плазменных разрядов, находят применение и другие виды высокочастотных разрядов, в частности тлеющий и коронный. Из практических применений таких разрядов назовем два: синтез озона и модификация поверхностных свойств материала. Использование тока повышенной частоты в этих процессах по сравнению с частотой тока 50 Гц и постоянным током позволяет получить больший выход озона при той же затраченной энергии, наиболее равномерное распределение разрядных каналов вдоль электрода или трубки озонатора, а также позволяет уменьшить напряжение на выходе установки. Мощность установок для озонирования определяется производительностью озонатора и может достигать до сотен киловатт при частотах до 2,4 кГц. Установки для модификации поверхностных свойств имеют мощность в единицы киловатт, а наиболее подходящие рабочие частоты от 4 до 22 кГц.

Следует отметить, что при использовании тлеющего и коронного разрядов нагрузка имеет активно-емкостный характер, что является предпочтительным именно при работе от тиристорного преобразователя, так как нагрузочная емкость может использоваться как часть коммутирующей.

Ток повышенной частоты применяется в установках, предназначенных для получения особо чистых материалов: кремния и окислов различных веществ, применяемых в квантовой электронике, новых отраслях энергетики

и других областях техники. В этой технологии используется косвенный нагрев получаемого материала. В качестве нагреваемого тигля используются графит, иридий, вольфрам, молибден. Мощность установок 25-100 кВт, частота 8-22 кГц. Как правило, процессы кристаллизации длительные, сырье дорогое, поэтому к установкам предъявляется требование высокой надежности. С этой точки зрения использование источников повышенной частоты является более предпочтительным, чем применение высокочастотных ламповых генераторов благодаря низким напряжениям, исключающим возникновение тлеющих разрядов или пробоев, и отсутствию элементов, имеющих сравнительно малый срок службы (генераторные лампы).

Следует отметить и возможности применения преобразователей повышенной частоты для ЭТУ, не связанных с электротермией. В частности, хорошие перспективы имеет применение таких преобразователей в ультразвуковых технологических установках частотой 18, 22 и 44 кГц. Требуемые мощности не превышают нескольких десятков киловатт.

Одним из распространенных в промышленности применением токов повышенной частоты является технология ультразвуковой обработки материалов: очистка, обработка твердых хрупких материалов, сварка и др. Для большинства таких процессов рабочая частота ультразвуковых технологических установок 18 или 22 кГц. Мощность установок, как правило, ограничивается 25 кВт, но может достигать до 200 кВт. Нижняя граница мощности, с которой при современном развитии силовых полупроводниковых приборов целесообразно создавать тиристорные преобразователи, - 4 кВт. В дальнейшем по мере увеличения единичной мощности силовых транзисторов, эта граница будет перемещаться в сторону больших мощностей. Преобразователи повышенной частоты в ЭТУ могут применяться и во вспомогательных целях.

Кроме ЭТУ преобразователи повышенной частоты могут применяться также в качестве ИП высокоскоростных электродвигателей, бортовых сетей подвижных объектов, ламп люминесцентного освещения и в радиотехнике в качестве передатчиков сверхдлинноволнового диапазона.

Перспектива развития тиристорных преобразователей повышенной частоты, их применение в электротехнологических установках в большой степени определяется прогрессом в области создания частотных вентилях. Такие полупроводниковые приборы как тиристоры с комбинированным выключением, арсенидогаллиевые тиристоры позволяют повысить частотный предел применения инверторов, имеющих сравнительно простые силовые схемы, а также применить новые схемные решения.

ЧАСТЬ I. ИНДУКЦИОННЫЕ НАГРЕВАТЕЛЬНЫЕ УСТАНОВКИ И ИХ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

1. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ИНДУКЦИОННО-НАГРЕВАТЕЛЬНЫХ УСТАНОВОК

1.1. КЛАССИФИКАЦИЯ ИНДУКЦИОННЫХ И ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ УСТАНОВОК И ОБЛАСТИ ИХ ПРИМЕНЕНИЯ

По назначению индукционные установки делятся на плавильные печи, миксеры и нагревательные установки. Под индукционными электропечами подразумевают индукционные установки, предназначенные для нагрева металлов и сплавов выше температуры их расплавления и перегрева металла до температуры разливки. Сюда относятся электропечи для плавки черных металлов и для плавки цветных металлов и сплавов. Миксеры служат как для подогрева жидкого металла до температуры разливки, так и для выравнивания его состава и поддержания его температуры[2,3].

Под нагревательными индукционными установками подразумевают установки для нагрева деталей до температуры термообработки или горячей деформации металла, то есть меньшей, чем температура расплавления металла. Это - индукционные установки для сквозного нагрева под горячую деформацию металлических заготовок и установки для термообработки (поверхностная закалка, отпуск и пр.).

По частоте тока источника питания индукционные установки делятся на печи и нагревательные установки низкой (промышленной) частоты (50 Гц), печи и нагревательные установки средней частоты (150-10000 Гц), печи и нагревательные установки высокой частоты (50-1000 кГц) и установки диэлектрического нагрева - установки сверхвысокой частоты (5-5000 МГц).

По конструкции индукционные печи и нагревательные установки могут выполняться открытыми, то есть работающими при атмосферном давлении воздуха, и герметически закрытыми, т. е. работающими или с разрежением воздуха внутри плавильного пространства, или с повышенным давлением при заполнении рабочего пространства нейтральным газом (азотом, аргоном, водородом).

По режиму работы различают печи и установки периодического действия и печи и установки непрерывного действия.

По принципу действия индукционные печи подразделяются на тигельные (печи без сердечника) и канальные (печи с сердечником), названные так по элементам конструкции печи, где находится расплавленный металл.

Индукционный нагрев металлов в настоящее время широко применяется в различных областях промышленности для самых разнообразных целей: для плавки металлов и сплавов, горячей деформации металла, термообработки, зонной очистки металлов и т. п.

Установки диэлектрического нагрева образуют отдельную группу установок, работающих на высоких и сверхвысоких частотах. Они разнообразны по назначению и исполнению. В качестве источников питания применяются ламповые генераторы. Эти установки предназначены главным образом для нагрева диэлектриков и полупроводниковых материалов при получении синтетических материалов из пресс-порошков, склейке, сушке, сварке пластиков и других видах обработки непроводниковых материалов.

При диэлектрическом нагреве используются частоты от сотен килогерц до сотен мегагерц. Преимуществом нагрева материалов в поле конденсатора является выделение теплоты непосредственно внутри нагреваемого объекта за счет поляризации (токов смещения).

1.2. ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА МЕТАЛЛОВ.

При прохождении по проводнику переменного тока, около него создаётся переменное электромагнитное поле. В куске металла, помещенном в этом поле, индуктируются токи, частота которых совпадает с частотой первичного тока. Прохождение индуктированного электрического тока вызывает нагрев металла. Нагрев металла описанным способом называется индукционным, а проводник, по которому пропускается электрический ток, – индуктирующим проводником (проводом). Индуктирующий провод может быть изготовлен из любого хорошо проводящего материала, и ему может быть придана любая форма. Чаще всего он навивается из прямоугольных медных трубок в виде цилиндрических спиралей. Внутри спиралей устанавливается нагреваемая заготовка. Для уменьшения тепловых потерь между индуктирующим проводом и заготовкой помещается изоляция из жароупорных теплоизоляционных материалов. Для отвода тепла, выделяющегося при прохождении тока по медной трубке, образующей индуктирующий провод, пропускается вода. Индуктирующий провод, жароупорная футеровка, шланги, через которые подаётся вода, изоляционные бруски для крепления провода, контактные пластины объединяются в единое устройство, называемое индуктором.

Основой метода индукционного нагрева металлов является поверхностный эффект. Он выражается в неравномерном распределении тока по сечению проводника, при котором наибольшая плотность тока наблюдается у одной из поверхностей проводника.

Рассмотрим поверхностный эффект на примере падения плоской электромагнитной волны на полуограниченное металлическое тело с плоской поверхностью. Будем считать, что размеры поверхности и глубина тела бесконечны, а его физические свойства – магнитная проницаемость μ и удельное сопротивление ρ – постоянны во всех точках.

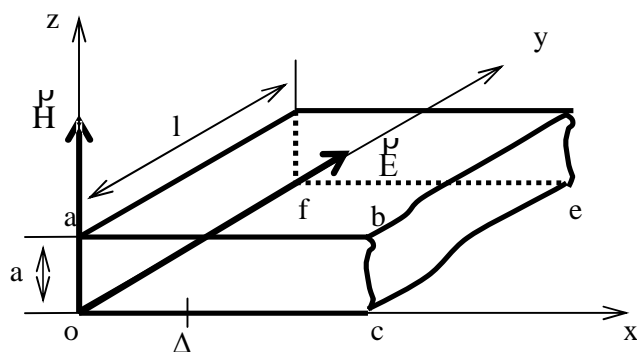


Рис.1.1. Ориентация векторов поля в плоской электромагнитной волне

При решении задачи исходными уравнениями являются основные уравнения электромагнитного поля (уравнения Максвелла). В общем случае эти уравнения имеют вид[2,3]:

$$\text{rot} \vec{H} = \vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t};$$

$$\text{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t};$$

$$\text{div} \vec{B} = 0;$$

$$\text{div} \vec{D} = q;$$

$$\vec{B} = \mu_0 \cdot \vec{m} \cdot \vec{H};$$

$$\vec{D} = \epsilon_0 \cdot \vec{e} \cdot \vec{E},$$

где \vec{B} - вектор магнитной индукции;
 \vec{D} - вектор электрической индукции;
 \vec{H} - вектор напряжённости магнитного поля;
 \vec{E} - вектор напряжённости электрического поля;

$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Гн}}{\text{м}}$ - магнитная проницаемость вакуума (магнитная

постоянная);

μ - относительная магнитная проницаемость;

$\epsilon_0 = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot 9 \cdot 10^9} \frac{\text{Ф}}{\text{м}}$ - диэлектрическая проницаемость вакуума;

ϵ - относительная диэлектрическая проницаемость;

\vec{j} - вектор плотности тока проводимости;

$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ - вектор плотности тока смещения.

В плоской волне вектора \vec{H} и \vec{E} имеют лишь по одной составляющей: \vec{H}_z , \vec{E}_y . Первое и второе уравнения принимают вид:

$$-\frac{\partial H_z}{\partial x} = g \cdot E_y + \frac{\partial D_y}{\partial t};$$

$$-\frac{\partial E_y}{\partial x} = m_0 \cdot m \cdot \frac{\partial H_z}{\partial t},$$

где γ – удельная проводимость.

Для проводящей среды $\gamma \cdot E \gg \frac{\partial D_y}{\partial t}$ (ток проводимости много больше тока смещения), то есть плотностью тока смещения по сравнению с током проводимости можно пренебречь.

В дальнейшем индексы y и z опустим. Если E и H – синусоидальные функции времени, то получаем решение в комплексной форме записи:

$$\mathcal{H} = H_m \cdot \exp(j \cdot (\omega t + \Theta_H)) = H_m \cdot \exp(j\omega t) \cdot \exp(j\Theta_H) = \mathcal{H}_m \cdot \exp(j\omega t);$$

$$\mathcal{E} = E_m \cdot \exp(j \cdot (\omega t + \Theta_E)) = E_m \cdot \exp(j\omega t) \cdot \exp(j\Theta_E) = \mathcal{E}_m \cdot \exp(j\omega t),$$

где H_m , E_m и \mathcal{H}_m , \mathcal{E}_m – действительные и комплексные амплитуды напряженностей магнитного и электрического полей соответственно;

Θ_H , Θ_E – соответствующие начальные фазы;

ω – угловая частота.

Таким образом, получаются следующие дифференциальные уравнения:

$$-\frac{\partial \mathcal{H}_m}{\partial x} = \mathcal{G}_m = g \mathcal{E}_m,$$

$$\frac{\partial \mathcal{E}_m}{\partial x} = -j \cdot \omega \cdot m_0 \cdot m \cdot \mathcal{H}_m.$$

Подставив в последнее уравнение выражение для \mathcal{E}_m из предпоследнего уравнения, получаем:

$$\frac{d^2 \mathcal{H}_m}{dx^2} = j \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot \mu \cdot \gamma \cdot \mathcal{H}_m = j \cdot 2 \cdot k^2 \cdot \mathcal{H}_m,$$

где
$$k = \frac{1}{\Delta} = \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu_0 \cdot \mu \cdot \gamma}{2}};$$

$$\Delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu_0 \cdot \mu \cdot \gamma}} \approx 503 \sqrt{\frac{\rho}{\mu \cdot f}} - \text{глубина проникновения тока};$$

Решение последнего дифференциального уравнения имеет вид:

$$\mathcal{H}_m = A \cdot \exp(\alpha_1 \cdot x) + B \cdot \exp(\alpha_2 \cdot x)$$

Коэффициенты α находятся из характеристического уравнения:

$$\alpha_{1,2} = \pm k \cdot \sqrt{2 \cdot j} = \pm k \cdot (1 + j).$$

Выражение для \mathcal{H}_m может содержать только член с отрицательным значением α , так как в противном случае \mathcal{H}_m будет неограниченно возрастать с возрастанием x , что невозможно. При $x=0$ $\mathcal{H}_m = H_{me} = A$, то есть амплитуда напряженности равна своему значению на поверхности. Выбрав начало отсчёта времени так, что при $x=0$, $\Theta_H=0$, получим $\mathcal{H}_m = H_{me}$.

Тогда выражение для \mathcal{H}_m примет вид:

$$\mathcal{H}_m = \mathcal{H}_{me} \exp(-k \cdot (1+j) \cdot x) = \mathcal{H}_{me} \exp\left(-\frac{(1+j) \cdot x}{\Delta}\right).$$

Из уравнения $-\frac{d\mathcal{H}_m}{dx} = \mathcal{E}_m = \gamma \cdot \mathcal{H}_m$ находим:

$$\mathcal{E}_m = \rho \cdot \mathcal{E}_m = -\rho \cdot \frac{d\mathcal{H}_m}{dx} = \sqrt{2} \cdot \frac{\rho}{\Delta} \cdot \mathcal{H}_m \cdot \exp\left(j \cdot \frac{\pi}{4}\right) \exp\left(-\frac{(1+j) \cdot x}{\Delta}\right).$$

Модули \mathcal{H}_m , \mathcal{E}_m имеют вид:

$$H_m = H_{me} \cdot \exp\left(-\frac{x}{\Delta}\right),$$

$$E_m = E_{me} \cdot \exp\left(-\frac{x}{\Delta}\right),$$

$$\delta_m = \delta_{me} \cdot \exp\left(-\frac{x}{\Delta}\right).$$

На поверхности при $x=0$ имеем:

$$E_m = E_{me} = \sqrt{2} \cdot \frac{\rho}{\Delta} \cdot H_{me},$$

$$\delta_m = \delta_{me} = \frac{E_{me}}{\Delta} = \sqrt{2} \cdot \frac{H_{me}}{\Delta}.$$

Начальные фазы для напряженностей

$$\Theta_H = -\frac{x}{4},$$

$$\Theta_E = -\frac{x}{\Delta} + \frac{\pi}{4}.$$

Зависимость $\frac{H_m}{H_{me}} = \frac{E_m}{E_{me}}$ от относительной глубины $\frac{x}{\Delta}$ приведена на рис. 1.2.

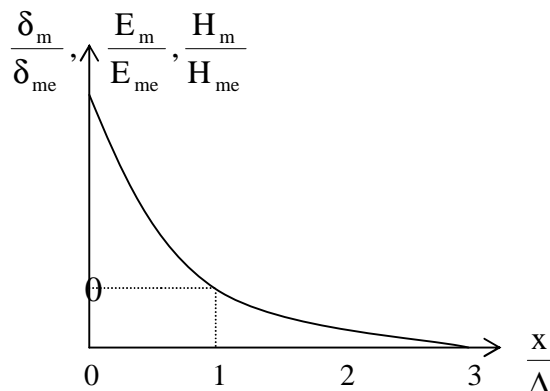


Рис.1.2. Зависимость плотности тока, напряженностей электрического и магнитного полей от глубины.

$$\text{На глубине } x=\Delta \quad \frac{\delta_m}{\delta_{me}} = \frac{E_m}{E_{me}} = \frac{H_m}{H_{me}} = \frac{1}{e} = 0,368.$$

Это соотношение указывает на условность названия «глубина проникновения тока», однако использование этой величины позволяет упростить многие расчеты, в частности расчет сопротивлений.

Полное внутреннее электрическое сопротивление полосы шириной a и длиной l , выделенной на поверхности полуограниченного пространства (рис.1.1):

$$\mathcal{Z} = r + j \cdot x_m,$$

$$r = x_m = \frac{l \cdot \rho}{a \cdot \Delta}.$$

Магнитное сопротивление \mathcal{Z}_m параллелепипеда $oabc$ (рис.1.1):

$$\mathcal{Z}_m = \frac{a \cdot H_{me}}{\Phi_{me}} = \frac{\mathcal{H}_m}{\Phi_m} = j \cdot \omega \cdot \frac{\mathcal{H}_m}{\mathcal{U}_m} = \frac{j \cdot \omega}{\mathcal{Z}} = R_m + j \cdot x_m,$$

где z – внутреннее электрическое сопротивление.

Модуль магнитного сопротивления

$$z_m = \frac{\omega}{z} = \sqrt{R_m^2 + x_m^2}.$$

Вещественная часть R_m магнитного сопротивления определяет собой реактивную мощность и составляющую намагничивающей силы, совпадающую по фазе с магнитным потоком Φ_m , пронизывающим контур $oabc$ (рис.1.1).

Мнимая часть x_m определяет активную мощность (потери в среде) и составляющую намагничивающей силы, совпадающую по фазе с напряжением U_m , уравновешивающим ЭДС, наведенную на поверхности среды.

$$\mathcal{U}_m = j \cdot \omega \cdot \Phi_m = \mathcal{E}_{me} \cdot l.$$

В рассматриваемом случае полубесконечной среды с $\rho = \text{const}$ и $\mu = \text{const}$, $R_m = x_m$. Если $l = a = 1\text{м}$, то получим так называемое сопротивление единичного квадрата:

$$\mathcal{Z}_0 = r_0 + j \cdot x_0 = \frac{\mathcal{E}_{me}}{\mathcal{H}_{me}},$$

$$\mathcal{Z}_{m0} = R_{m0} + j \cdot x_{m0} = \frac{j \cdot \omega}{\mathcal{Z}_0}.$$

$$\text{Следовательно } \mathcal{Z} = \frac{l}{a} \cdot \mathcal{Z}_0; \quad \mathcal{Z}_M = \frac{a}{l} z_{m0}.$$

Мощность в элементарном слое dx на глубине x :

$$dP = \frac{1}{2} \cdot (a \cdot \delta_m \cdot dx)^2 \cdot \frac{\rho \cdot l}{a \cdot dx} = a \cdot l \cdot \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \delta_{me}^2 \cdot \exp\left(-\frac{2 \cdot x}{\Delta}\right) \cdot dx.$$

Полная активная мощность, проходящая через поверхность S проводящей среды

$$P = a \cdot 1 \cdot \frac{\rho \cdot \delta_{me}^2}{2} \cdot \int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{2 \cdot x}{\Delta}\right) dx = a l \frac{\delta_{me}^2 \cdot \rho \cdot \Delta}{4} = a \cdot 1 \cdot P_0,$$

где P_0 – удельная мощность на поверхности [Вт/м²].

В пределах слоя толщиной x имеем:

$$P_{0-x} = a \cdot 1 \cdot \frac{\rho \cdot \delta_{me}^2}{2} \cdot \int_0^x \exp\left(-\frac{2 \cdot x}{\Delta}\right) dx = a \cdot 1 \cdot P_0 \cdot \left(1 - \exp\left(-\frac{2 \cdot x}{\Delta}\right)\right) = a \cdot 1 \cdot (P_0 - P_x)$$

где P_x – удельная мощность на глубине x .

В пределах слоя толщиной Δ , подставив $x=\Delta$, получим:

$$P_{0-\Delta} = a \cdot 1 \cdot P_0 \cdot (1 - e^{-2}) = 0,865 \cdot a \cdot 1 \cdot P_0.$$

Это выражение даёт основание при приближённых расчётах допускать, что в слое Δ выделяется вся тепловая энергия.

В процессе нагрева диамагнитных и парамагнитных металлов и сплавов изменяется лишь их удельная электропроводность. Магнитная проницаемость остаётся практически неизменной. Ввиду этого глубина проникновения тока при нагреве диамагнитных и парамагнитных металлов и сплавов увеличивается незначительно лишь вследствие уменьшения электропроводности материала.

В процессе нагрева ферромагнитных металлов и сплавов наряду с уменьшением удельной электропроводности уменьшается и их магнитная проницаемость. При достижении нагреваемым материалом определённой температуры значение магнитной проницаемости падает до величины магнитной проницаемости вакуума, что ведёт к резкому увеличению глубины проникновения тока. Эта температура называется температурой магнитных превращений или критической точкой (точка Кюри). Поэтому различают глубину проникновения тока в сталь, нагретую ниже температуры магнитных превращений, и глубину проникновения в сталь, нагретую выше температуры магнитных превращений («горячая» глубина проникновения тока).

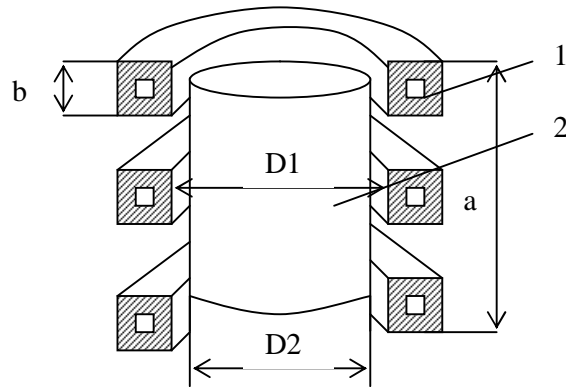
В расчётах индукционных нагревательных установок необходимо использовать значение глубины проникновения тока в медь индуктора, температура которого при нагреве заготовок достигает 40 – 60 °С, и глубины проникновения тока в сталь, нагретую до температуры 1000 ... 1250 °С. Эти значения соответственно равны:

$$\Delta_2 = \frac{0,07}{\sqrt{f}}, \text{ м для меди,} \quad (1.2)$$

$$\Delta_2 = \frac{0,5}{\sqrt{f}}, \text{ м для стали.} \quad (1.3)$$

Установки для индукционного нагрева кроме индуктора включают в себя также и другие элементы. Однако индуктор является основным, так как посредством индуктора происходит преобразование энергии электромагнитного поля в тепловую.

Рассмотрим формулы, описывающие электромагнитные процессы в индукционных системах с конечным поперечным сечением. Чтобы не усложнять вопрос учетом краевых эффектов, рассмотрим отрезок а системы бесконечной длины (рис.1.3)[3].



1 – индуктирующий провод; 2 – цилиндрическая заготовка.

Рис.1.3. Индуктор для нагрева цилиндрических заготовок (отрезок а системы бесконечной длины)

Тогда магнитное поле в зазоре между индуктором и цилиндром будет равномерным, а вне индуктора будет равным нулю. Примем, что диаметр цилиндра $D_2 > 6 \cdot \Delta_2$, а толщина стенки трубки, из которой выполнен индуктор $d_1 > 3 \cdot \Delta_1$.

Напряжение на зажимах индуктора:

$$\mathcal{U}_И = \frac{j \cdot \omega \cdot W \cdot \Phi_m}{\sqrt{2}} = \frac{j \cdot \omega \cdot W}{\sqrt{2}} (\Phi_{1m} + \Phi_B + \Phi_{2m}) = \mathcal{U}_{1m} + \mathcal{U}_B + \mathcal{U}_{2m}, \quad (1.4)$$

где Φ_m – амплитудное значение полного магнитного потока индуктора;

Φ_{1m} – составляющая магнитного потока, проходящая через поперечное сечение обмотки индуктора;

Φ_B – составляющая магнитного потока, проходящая через воздушный зазор;

Φ_{2m} – составляющая магнитного потока, проходящая сечение цилиндра (нагреваемое тело);

U_{1m} – составляющая напряжения, уравнивающая ЭДС, наведённую в обмотке магнитным потоком Φ_{1m} ;

U_B – составляющая напряжения, уравнивающая ЭДС, наведённую в обмотке магнитным потоком Φ_B ;

U_{2m} – составляющая напряжения, уравнивающая ЭДС, наведённую в обмотке магнитным потоком Φ_{2m} ;

W – число витков индуктора;

ω – угловая частота.

Составляющая напряжения U_{1m} равна

$$\mathcal{U}_{1m} = \mathcal{I} \cdot W^2 \cdot z_1^{(1)}, \quad (1.5)$$

где \mathcal{I} – ток в индукторе;

$z_1^{(1)} = \frac{\pi \cdot D_1 \cdot z_{01}}{a}$ – внутреннее электрическое сопротивление

одновиткового индуктора, определяемое магнитным потоком Φ_{1m} ;

$$z_{01} = \frac{\sqrt{2} \cdot \rho_1 \cdot \exp(j \cdot \frac{\pi}{4})}{\Delta_1} - \text{электрическое сопротивление единичного}$$

квадрата индуктора;

Δ_1 – глубина проникновения тока в медь индуктора;

ρ – удельное сопротивление меди;

D_1 – внутренний диаметр индуктора;

a – длина отрезка индуктора бесконечной длины для нагрева цилиндра.

Электрическое сопротивление индуктора, имеющего W витков, намотанных без зазора:

$$z_1 = W^2 \cdot \frac{\pi \cdot D_1 \cdot z_{01}}{a} = r_1 + jx_{1m}, \quad (1.6)$$

где r_1 – активное сопротивление провода индуктора;

x_{1m} – реактивное сопротивление индуктора.

$$r_1 \approx x_{1m} \approx W \cdot \frac{\pi \cdot D_1}{b} \cdot \frac{\rho_1}{\Delta_1} = W^2 \cdot \frac{\pi \cdot D_1}{a} \cdot \frac{\rho_1}{\Delta_1}, \quad (1.7)$$

где $b = \frac{a}{W}$ – ширина витка при плотной намотке.

Таким образом, имеем

$$\mathcal{E}_{1m} = \mathcal{E}_i \cdot (r_1 + jx_{1m}) \quad (1.8)$$

Составляющая напряжения U_B равна

$$\mathcal{E}_B = \mathcal{E}_i \cdot jx_B, \quad (1.9)$$

где $x_B = \omega \cdot \mu_0 \cdot \frac{S_h}{a} \cdot W^2 = \omega \cdot \mu_0 \cdot \frac{\pi}{4a} \cdot W^2 \cdot (D_1^2 - D_2^2)$ – реактивное сопротивление, определяемое магнитными потоками Φ_B ;

$S_h = \frac{\pi}{4} \cdot (D_1^2 - D_2^2)$ – площадь поперечного сечения воздушного зазора.

Составляющая напряжения \mathcal{E}_{2m} равна

$$\mathcal{E}_{2m} = \mathcal{E}_i \cdot W^2 \cdot z_2 = \mathcal{E}_i \cdot W^2 \cdot (r_2 + jx_{2m}), \quad (1.10)$$

где r_2, x_{2m} – активное и реактивное сопротивления цилиндра.

$$r_2 \approx x_{2m} \approx \frac{\pi \cdot D_2 \cdot \rho_2}{a \cdot \Delta_2}, \quad (1.11)$$

где Δ_2 – глубина проникновения тока в сталь цилиндра;

Формулу (1.10) представим в виде

$$\mathcal{E}_{2m} = \mathcal{E}_i \cdot (r'_2 + jx'_{2m}), \quad (1.12)$$

где $r'_2 = W^2 \cdot r_2$ и $x'_{2m} = W^2 \cdot x_{2m}$ – активное и реактивное сопротивление, приведенное к току индуктора

Таким образом, для \mathcal{E}_i имеем

$$\mathcal{E}_i = \mathcal{E}_i \cdot [r_1 + r'_2 + j(x_B + x_{1m} + x'_{2m})] = \mathcal{E}_i \cdot [r_1 + r'_2 + j \cdot (x_S + x'_{2m})] = \mathcal{E}_i \cdot Z_i, \quad (1.13)$$

где $x_S = x_B + x_{1m}$ - реактивное сопротивление рассеивания индуктора.

Можно также записать:

$$\begin{aligned} \mathcal{E}_I &= \mathcal{E}_{r1} + \mathcal{E}_S + \mathcal{E}_{2m}; \\ \mathcal{E}_{r1} &= I_I \cdot r_1; \\ \mathcal{E}_S &= I_I \cdot j \cdot x_S; \\ \mathcal{E}_{2m} &= I_I \cdot (r'_2 + jx'_{2m}). \end{aligned} \quad (1.14)$$

Точность вычисления сопротивлений r_2 , x_{2m} повышается, если вместо диаметра D_2 в расчёты подставить средний расчётный диаметр

$$D'_2 = D_2 - \Delta_2. \quad (1.15)$$

Соотношения (1.9), (1.12), (1.13) и (1.14) являются общими и применимы как для расчета индукторов для поверхностного нагрева цилиндрических деталей (для поверхностной закалки деталей), так и для расчета индукторов для сквозного нагрева.

1.3. СПОСОБЫ, РЕЖИМЫ И СТАДИИ СКВОЗНОГО НАГРЕВА ПОД ПЛАСТИЧЕСКУЮ ДЕФОРМАЦИЮ.

В промышленности широко применяется сквозной индукционный нагрев под пластическую деформацию: объёмную штамповку, ковку, прокатку, прессование, волочение. Нагреву подвергаются стали разных типов: от углеродистых до легированных, а также сплавы титана, алюминия меди и других металлов. Целью нагрева является обычно получение заданной температуры с определённой допустимой неравномерностью по объёму изделия. Время нагрева и удельная мощность определяются из условия достижения требуемого распределения температуры [3].

Способы нагрева

Индукционные нагревательные установки для нагрева заготовок под горячую ковку в кузнечных цехах имеют следующие преимущества:

1. Большая скорость нагрева, а значит и производительность.
2. Возможность обеспечения поточного характера производства.
3. Возможность автоматизации и механизации процесса и регулирования электрического режима установки.
4. Малый угар металла и меньший брак из-за заштамповки окалины.
5. Малая производственная площадь, занимаемая непосредственно нагревателем.
6. Малое загрязнение воздушной среды, малое выделение теплоты, облегчение труда рабочих, чистота рабочего места.
7. Высокое качество термообработки и повышение стойкости штампов из-за меньшего количества окалины.

К недостаткам индукционных установок следует отнести необходимость в источниках тока средней частоты для заготовок с диаметром меньше 100 мм, необходимость в помещениях для этих

преобразователей и конденсаторных батарей для компенсации реактивной мощности нагревателей, а также необходимость высокой квалификации персонала для монтажа и обслуживания установок.

Несмотря на это, при выборе метода нагрева технико-экономический расчет, проведенный с учетом многих факторов, показывает рентабельность индукционного нагрева, даже если стоимость электроэнергии выше стоимости других источников теплоты. Поэтому от первых опытов по применению индукционного кузнечного нагрева в конце 40-х годов и создания первых кузниц с мощностью в 3000 кВт эта технология развилась до современных кузниц и прокатных цехов мощностью 10—15 МВт.

Установки индукционного нагрева имеют сравнительно высокий КПД, поскольку теплота выделяется в самом нагреваемом изделии без использования какого-либо теплоносителя, что дает высокие скорости нагрева и производительность. Непрерывный режим работы нагревателей позволяет размещать их в непосредственной близости от ковочного оборудования, молотов, прессов.

Для индукционных установок сквозного нагрева используют ток частотой от 50 до 10 000 Гц от промышленных сетей и преобразователей частоты. Источник питания выбирают в зависимости от размеров заготовок, металла и требуемой производительности установки.

Путем подбора частоты для определенного диаметра детали можно добиться прогрева только поверхностного слоя требуемой глубины либо более глубокого - глубинного прогрева.

Поверхностным называют нагрев, когда теплота передается от поверхности в глубь металла главным образом теплопроводностью при сильном перегреве поверхности. Таким является нагрев в пламенных печах, печах сопротивления, а также индукционный нагрев с малой глубиной проникновения тока.

Глубинным называют нагрев, происходящий путем выделения теплоты в слое достаточной толщины по сечению детали при отсутствии большого перепада температуры между поверхностью и слоем определенной толщины. Для нагревательных индукционных установок выбор частоты должен производиться таким образом, чтобы обеспечить глубинный тип нагрева, так как при этом будет меньше перегрев поверхности заготовок и выше КПД. Нагрев считают глубинным, если эквивалентная глубина проникновения $\Delta_{э,гор}$ составляет не менее 0,25-0,45 радиуса нагреваемой заготовки r_0 , то есть

относительный радиус равен $\frac{r_0 \cdot \sqrt{2}}{\Delta_{э,гор}} > 3...5$

Для эффективного нагрева стальных заготовок диаметром D, мм, рекомендуются следующие частоты тока:

D	мм	20-40	30-60	40-70	50-120	70-160	Более 160
f	Гц	8000	4000	2500	1000	500	50

Если в индукторе находится одна заготовка, длина её для обеспечения равномерного нагрева концов и середины должна быть несколько меньше длины индуктора.

После подключения такого индуктора к источнику питания высокой частоты начинается процесс нагрева, режим которого непрерывно меняется вместе с изменением физических свойств заготовки. После достижения заготовкой требуемой температуры нагрев выключается. Заготовка выдаётся из индуктора для последующей обработки. Такой способ нагрева называется периодическим. Применяется также другой способ нагрева, когда в индукторе одновременно находятся несколько заготовок. В индуктор через определенные интервалы времени подается очередная заготовка, при этом из него выталкивается заготовка, нагретая до заданной температуры. Если одновременно в индукторе находится достаточно большое количество заготовок, режим работы такого индуктора при постоянстве напряжения в нём практически можно считать постоянным. Выключение нагрева в момент подачи в индуктор новой заготовки не производится. Этот способ называется методическим.

КПД и режимы нагрева

Индуктированный ток протекает в поверхностных слоях заготовки. Повышение температуры в сердцевине происходит за счёт теплопроводности. Если к заготовке подведена достаточно большая мощность, то температура на поверхности в пределах «горячей» глубины проникновения токов очень быстро может быть доведена до заданной. Обычно стальные заготовки перед ковкой и прокаткой необходимо нагревать до 1200 °С. Во избежание окисления поверхности и ухудшения структуры металла в процессе нагрева не допускается значительного превышения заданной температуры, поэтому после достижения поверхностным слоем заданной температуры мощность, подводимая к заготовке, должна постепенно уменьшаться. Она определяется теперь только скоростью передачи тепла от поверхности к сердцевине и интенсивностью излучения с поверхности заготовки в окружающее пространство. При постоянстве температуры мощность излучения остаётся постоянной. По мере роста температуры сердцевины скорость передачи тепла от поверхности к сердцевине уменьшается. В связи с последним явлением для полного выравнивания температуры сердцевины и поверхности требуется длительное время. Практически нагрев прекращают, когда перепад температуры между поверхностью и сердцевиной составляет 100 ... 150°С. Время, необходимое для нагрева заготовки с заданным перепадом температуры называется временем нагрева.

Отношение энергии, затраченной на повышение температуры заготовки, ко всей энергии, подведённой к индуктору называется полным КПД индуктора:

$$h_u = \frac{P_t \cdot t}{P_{II} \cdot t} = \frac{P_t}{P'_{II}},$$

где P_t - полезная мощность;
 $P_{И}$ - мощность, подведённая к индуктору;
 t – время.

Отношение энергии, израсходованной на повышение температуры заготовки, ко всей энергии, переданной в неё из индуктора, называется термическим КПД индуктора:

$$\eta_t = \frac{P_t \cdot t}{P_2 \cdot t} = \frac{P_t}{P_2},$$

где $P_2 = P_t + \Delta P_T$ – полная мощность, переданная из индуктора в заготовку;
 ΔP_T – тепловые потери через изолирующий цилиндр.

Отношение энергии, передаваемой в заготовку, ко всей энергии, подводимой к индуктору, называется электрическим КПД индуктора:

$$\eta_{эл} = \frac{P_2 \cdot t}{P_{И} \cdot t} = \frac{P_2}{P_{И}}.$$

Полный КПД индуктора равен произведению электрического и термического КПД:

$$h_t \cdot h_{эл} = \frac{P_t}{P_2} \cdot \frac{P_2}{P_{И}} = \frac{P_t}{P_{И}} = h_u.$$

Электрический КПД растёт с увеличением частоты и достигает предельного значения, когда отношение диаметра заготовки к «горячей» глубине проникновения тока равно 10. Термический КПД тем выше, чем меньше потери тепла вследствие рассеивания энергии с поверхности заготовки. Эти потери пропорциональны средней во времени температуре на поверхности, её площади, а также времени нагрева. Режим нагрева, при котором температура на поверхности в пределах «горячей» глубины проникновения тока быстро поднимается до заданной, а затем сохраняется постоянной, называется нагревом при постоянной температуре.

При той же частоте тока можно подобрать мощность таким образом, чтобы температуры поверхности и сердцевины, постепенно поднимаясь, одновременно достигали заданных значений. Ввиду того, что такой режим нагрева используется чаще, чем нагрев при постоянной температуре, его принято называть обычным нагревом. Нагрев при постоянной температуре позволяет нагревать заготовку за минимальное время. Большой градиент температуры обеспечивает быструю передачу тепла от поверхности к сердцевине, поэтому среди всех возможных режимов нагрева током данной частоты режим при постоянной температуре будет иметь самый высокий термический КПД.

Уменьшая частоту, можно увеличить «горячую» глубину проникновения тока. При этом меньший объем металла будет нагреваться за счёт теплопроводности. Время нагрева уменьшится, а, следовательно, термический КПД возрастет. Это показывает, что величина термического КПД так же зависит от отношения диаметра нагреваемой заготовки к «горячей» глубине проникновения тока. Чем больше это отношение, тем термический КПД меньше.

Таким образом, при увеличении отношения диаметра нагреваемой заготовки к «горячей» глубине проникновения тока электрический КПД возрастает, а термический КПД убывает. Это обстоятельство позволяет для каждого диаметра заготовки установить полосу частот тока, в пределах которой полный КПД имеет достаточно высокое значение. При обычном индукционном нагреве КПД будет достаточно высоким, если отношение диаметра нагреваемой заготовки к «горячей» глубине проникновения тока лежит в пределах от 3,5 до 5. В отдельных случаях, когда нежелательно вводить дополнительную частоту тока, диапазон нагреваемых диаметров может быть расширен.

Стадии нагрева

В соответствии с формулой (1.13) полное электрическое сопротивление индуктора:

$$Z_{И} = r_1 + r'_2 + j \cdot (x_s + x'_{2m}) = r_{И} + j \cdot x_{И}.$$

Активное сопротивление r_1 для весьма длинного индуктора и реактивное сопротивление рассеивания x_s не зависят от физических свойств нагреваемого объекта, изменяющихся в процессе нагрева.

Однако сопротивления r'_2, x'_{2m} нагреваемого объекта существенно зависят от его удельного сопротивления ρ_2 и относительной магнитной проницаемости μ , претерпевающих значительные изменения в течение нагрева.

При рассмотрении индукционного нагрева стали до температуры, превышающей точку магнитных превращений, целесообразно ввести понятие о стадиях нагрева, характеризующих режим работы системы. Выделим три основные стадии нагрева:

1. Начало нагрева – «холодный» режим. Удельное сопротивление по всему сечению равно исходному. Магнитная проницаемость в любой точке сечения определяется кривой намагничивания.

2. Промежуточный режим. Температура поверхности нагреваемого объекта ниже точки магнитных превращений, но выше исходной. Для температуры магнитных превращений примем среднее значение $T_{\mu}=750^{\circ}\text{C}$. Эта стадия нагрева отличается от первой зависимостью удельного сопротивления от координаты, так как функцией координаты является температура. Очевидно, что непостоянство удельного сопротивления существенно лишь в пределах участка, равного глубине проникновения электромагнитной волны:

$$x_{\lambda} = (1,5 \dots 2,0) \Delta_2. \quad (1.17)$$

На таком расстоянии от поверхности температура и удельное сопротивление падают не более чем в 2 раза; что несоизмеримо с изменением магнитной проницаемости, возрастающей от поверхности в глубь в сотни и тысячи раз.

В практических расчётах удельное сопротивление в этом режиме будем принимать равным его значению на поверхности. Обычно расчёт ведётся при

температуре поверхности $T_0=650...600$ °С, при которой в среднем $\rho_2=(6,0...6,5) \cdot 10^{-7}$ Ом·м.

3. «Горячий» режим. У поверхности слой некоторой толщины x_k прогрет выше точки магнитных превращений, остальное сечение имеет более низкую температуру, постепенно спадающую по мере удаления от поверхности. Переменными являются ρ и μ , причём магнитная проницаемость изменяется почти скачком на границе прогретого слоя.

В предельном случае «горячего» режима всё сечение прогрето насквозь, и тогда ρ_2 и μ можно считать постоянными ($\mu=1$ – относительная проницаемость). Практически это возможно, если $X_k > 2 \cdot \Delta_k$, где Δ_k – «горячая» глубина проникновения тока.

1.4. ПРИБЛИЖЁННОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВРЕМЕНИ НАГРЕВА И УДЕЛЬНОЙ МОЩНОСТИ ПРИ СКВОЗНОМ НАГРЕВЕ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ЗАГОТОВОК.

1.4.1. Расчёт по средней удельной мощности (обычный нагрев)

Применительно к нагревателям периодического действия, работающим при постоянном напряжении, и нагревателям методического действия с постоянным шагом витков используем расчёт при постоянной удельной мощности, выбрав её по среднему значению за время нагрева[3].

Время нагрева:

$$t_k = \frac{D_2^2}{4 \cdot a} = \frac{S(\alpha,1) - \frac{T_0}{T_{\text{ц}}} \cdot S(\alpha,0)}{\frac{T_0}{T_{\text{ц}}} - 1}, \quad (1.18)$$

где T_0 – температура поверхности цилиндрической заготовки;

$T_{\text{ц}}$ – температура на оси заготовки;

$S(\alpha,1)$ – значение функции $S(\alpha,\beta)$ при $\beta=1$;

$S(\alpha,0)$ – значение функции $S(\alpha,\beta)$ при $\beta=0$;

$\alpha = 1 - \frac{\xi}{r_2}$ – относительная глубина активного слоя;

$\beta = 1 - \frac{x}{r_2}$ – относительная координата;

ξ – глубина активного (в отношении выделения тепла) слоя.

В общем случае функция S зависит от переменных α , β , τ . Переменная τ – критерий Фурье:

$$\tau = \frac{a \cdot t}{R_2^2} \text{ (относительное время),}$$

где a – температуропроводность;

t – время нагрева;

R_2 – радиус цилиндра.

Функция $S(\alpha, \beta, \tau)$ входит в решение уравнений теплопроводности.

Уравнение теплопроводности для нагрева цилиндра:

$$\frac{\partial T}{\partial t} - a \cdot \left(\frac{\partial^2 T}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial T}{\partial r} \right) = \frac{a}{\lambda} \cdot q,$$

где $q = \frac{P_0}{\xi} \cdot \frac{2 \cdot R_2}{2 \cdot R_2 - \xi}$ – объёмная плотность источников тепла,

распределённых в слое ξ ;

P_0 – удельная мощность;

λ – коэффициент теплопроводности;

Решение уравнения

$$T = 2 \frac{P_0 \cdot R_2}{\lambda} \cdot [\tau + S(\alpha, \beta, \tau)], \quad (1.19)$$

T – температура на расстоянии x от поверхности.

Если $\tau > 0,2$, то можно считать, что функция S не зависит от τ . Тогда имеем:

$$1) \text{ при } \beta > \alpha \quad S(\alpha, \beta, \tau) \approx S(\alpha, \beta) = -\frac{\alpha^2}{8 \cdot (1 - \alpha^2)} (2 \cdot \beta^2 + \alpha^2 - 3 \cdot \ln \beta),$$

$$2) \text{ при } \beta < \alpha \quad S(\alpha, \beta, \tau) \approx S(\alpha, \beta) = \frac{\beta^2}{4} + \frac{\alpha^2}{8} + \frac{\alpha^2 \cdot \ln \alpha}{2 \cdot (1 - \alpha^2)}.$$

Нагрев под ковку, штамповку производится с температурой 1200...1300°C. Принимаем в качестве средних значения тепловых коэффициентов при 800°C. Тогда имеем:

$$1) \text{ Удельная теплопроводность } c = 6,68 \cdot 10^2 \frac{\text{Дж}}{\text{кг} \times ^\circ \text{С}};$$

$$2) \text{ Коэффициент теплопроводности } \lambda = 33,5 \frac{\text{Вт}}{\text{м} \times \text{гр}};$$

$$3) \text{ Коэффициент температуропроводности } a = 6,4 \cdot 10^{-6} \frac{\text{м}^2}{\text{с}}.$$

В практике допускается перепад температуры между поверхностью и осью заготовки $\Delta T = 100 \dots 150^\circ \text{С}$. При перепаде температуры $\Delta T = 100^\circ \text{С}$ имеем:

$$t_K \approx 22 \cdot 10^4 [S(\alpha, 1) - 1,18 \cdot S(\alpha, 0)], \text{ с.} \quad (1.20)$$

При $\Delta T = 150^\circ \text{С}$ имеем:

$$t_K \approx 13 \cdot 10^4 [S(\alpha, 1) - 1,3 \cdot S(\alpha, 0)], \text{ с.} \quad (1.21)$$

где функция S находится по таблице.

Полезная удельная мощность находится по формуле:

$$P_0 = \frac{\lambda \cdot T_0}{2 \cdot R_2 \cdot (\tau + S(\alpha, 1, \tau))} \cdot \frac{V_T}{M^2}, \quad (1.22)$$

где $S(\alpha, 1, \tau) \approx S(\alpha, 1)$.

Полная полезная мощность:

$$P_T = \pi \cdot D_2 \cdot a_2 \cdot P_0. \quad (1.23)$$

В расчётные формулы входит относительная глубина активного слоя α , которая вычисляется для конца нагрева. Для соотношения $\Delta_K \leq 0,4R_2$, где $\Delta_K = \frac{0,5}{\sqrt{f}}$ («горячая» глубина проникновения тока) справедливо равенство:

$$\xi = \Delta_K.$$

Когда $\Delta_K > 0,4R_2$, то глубина активного слоя перестаёт увеличиваться с понижением частоты

$$\xi \approx 0,4 \cdot R_2 \approx 0,2 \cdot D_2$$

Имеем предельное значение $\alpha_{\text{пред}} = 0,6$.

Примерно с той же точностью можно определить время нагрева, приняв $\zeta = 0$ и $\alpha = 1$, если вместо диаметра D_2 подставить в формулы (1.20) и (1.21) расчетный диаметр $D_2' = D_2$. (В этой формуле $\zeta \neq 0$).

Тогда $S(\alpha, 1) = S(1, 1) = 0,125$ и $S(\alpha, 0) = S(1, 0) = -0,125$.

Время нагрева

$$1) \text{ для } \Delta T = 100^\circ\text{C } t_k = 5,9 \cdot 10^4 \cdot D_2'^2, \quad (1.24)$$

$$2) \text{ для } \Delta T = 150^\circ\text{C } t_k = 3,7 \cdot 10^4 \cdot D_2'^2. \quad (1.25)$$

Зная время нагрева можно определить среднюю полезную мощность

$$P_T = \frac{M \cdot c \cdot T_{\text{cp}}}{t_k} = 8,4 \cdot 10^5 \frac{M}{t_k}, \text{ Вт}, \quad (1.26)$$

где M – масса заготовки, кг;

$T_{\text{cp}} = 1250^\circ\text{C}$.

1.4.2. Расчёт при постоянной температуре поверхности.

Заданными являются температура на поверхности T_0 , которая поддерживается постоянной, и температура на оси заготовки $T_{\text{ц}}$.

Время нагрева:

$$t_k = K \cdot D_2'^2, \text{ [с]}. \quad (1.27)$$

Считая, как и прежде $T_0 = 1300^\circ\text{C}$ и $a = 6,4 \cdot 10^{-6} \frac{\text{М}^2}{\text{с}}$, получим:

$$\left. \begin{array}{l} \text{При } \Delta T = 100^{\circ}\text{C} \quad K = 2,5 \cdot 10^4 \frac{\text{с}}{\text{м}^2}; \\ \text{При } \Delta T = 150^{\circ}\text{C} \quad K = 1,8 \cdot 10^4 \frac{\text{с}}{\text{м}^2}. \end{array} \right\} \quad (1.28)$$

Средняя полезная мощность может быть вычислена по формуле (1.26), в которую подставляется истинный диаметр D_2 .

Этот режим нагрева может быть осуществлён, если выполнить индуктор с переменным шагом витков, увеличивающимся к его разгрузочному концу. Так как по всем виткам индуктора проходит один и тот же ток, то напряжённость магнитного поля, а следовательно, и удельная мощность в начале индуктора будут максимальными, что обеспечивает быстрый подъём температуры.

1.5. УСТАНОВКИ ДЛЯ ПОВЕРХНОСТНОЙ ЗАКАЛКИ

Поверхностная закалка относится к основным процессам, в которых используется индукционный нагрев. Целью поверхностной закалки является получение высокой прочности и твёрдости поверхностного слоя при сохранении пластичной сердцевины. Подбирая марку стали, температуру, время нагрева и режим охлаждения, можно получить изделия с комплексом свойств, наиболее соответствующих конкретному назначению. В качестве глубины закалённого слоя x_K обычно принимают глубину слоя, содержащего не менее 50% мартенсита[2,3].

Экспериментальные исследования показывают, что цилиндрические образцы малых и средних диаметров имеют наибольшую усталостную прочность, если удовлетворяется равенство $\frac{x_K}{D_2} = 0,05 \dots 0,1$. Процесс ведётся

при мощностях $0,5 \dots 2 \frac{\text{кВт}}{\text{см}^2}$ и малом времени нагрева, составляющим единицы секунд.

Выбор частоты определяется следующими основными факторами:

1. необходимостью нагрева глубинного типа, при котором образуется наименьший перепад температуры в слое x_K , наибольший термический КПД и высокая производительность;
2. допустимым уровнем удельных потерь в индукторе;
3. достаточно высоким электрическим КПД индуктора;
4. типом высокочастотного оборудования.

На рис.1.4 представлено распределение плотности тока при индукционном нагреве.

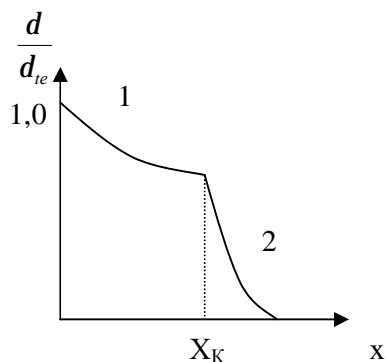


Рис.1.4. Распределение плотности тока в стальной заготовке, нагретой выше точки магнитных превращений, на глубину x_K

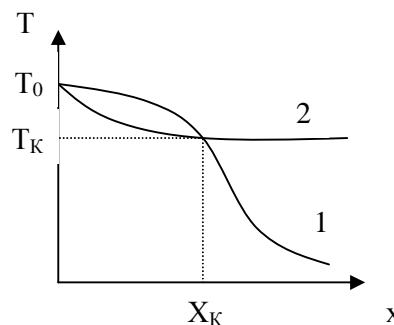


Рис.1.5. Распределение температуры по сечению при индукционном нагреве

Кривая состоит из отрезков двух экспонент, первая из которых соответствует стали, нагретой выше точки магнитных превращений, а вторая – стали, обладающей магнитными свойствами.

Излом кривой ярко выражен, если глубина прогретого слоя x_K меньше Δ_K . В этом случае выделение энергии в слое x_K более равномерно, вследствие чего нагрев происходит быстро без большого перепада температура в нагретом слое и с малыми тепловыми потерями на нагрев сердцевины.

На рис.1.5 представлено распределение температуры при нагреве под поверхностную закалку на глубину x_K . Кривая 1 соответствует режиму $x_K < \Delta_K$, называемому глубинным, то есть теплота выделяется по всей глубине слоя x_K . Кривая 2 соответствует случаю $x_K > \Delta_K$. Здесь основную роль играет теплопроводность. Такой тип нагрева называется чисто поверхностным. Он характеризуется большими потерями на утечку тепла вглубь нагреваемого объекта, чем глубинный. Время нагрева при том же перепаде температуры в нагреваемом слое резко увеличивается и становится таким же, как при нагреве с внешними источниками тепла. Этот тип нагрева является невыгодным.

С уменьшением глубины закалённого слоя при неизменной частоте увеличивается необходимая удельная мощность P_0 при одновременном уменьшении времени нагрева. Так как электрический КПД индуктора при этом мало меняется, то приблизительно в таком же соотношении будут возрастать удельные потери $\Delta P_{и}$ в индукторе. Опыт показывает, что в массовом производстве недопустимы режимы $\Delta P_{и} > 0,4 \frac{\text{кВт}}{\text{см}^2}$. При этом индуктор часто перегорает вследствие нестабильности охлаждения.

Расчёт и опыт показывают, что минимальная глубина закалённого слоя, при котором потери в индукторе не превышают $0,4 \frac{\text{кВт}}{\text{см}^2}$, связана с частотой

соотношением: $x_{K \min} \approx 0,25 \cdot \Delta_K = \frac{0,12}{\sqrt{f_1}}$ м. Диапазон частот, обеспечивающий глубинный тип нагрева и допустимые потери в индукторе, определяется неравенством $\frac{0,015}{x_K^2} < f < \frac{0,25}{x_K^2}$. Максимум полного КПД достигается при $x_K \approx (0,4...0,5) \cdot \Delta_K$ или при $f \approx \frac{0,06}{x_K^2}$. Глубинный нагрев для большинства машиностроительных деталей обеспечивается при средних частотах, приведенных в таблице 1.1.

Таблица 1.1

Глубина закаленного слоя при различных частотах

Глубина закалённого слоя, мм	Частота, кГц					
	0,05	1,0	2,5	4,0	8,0	10,0
Минимальная	17,5	4	2,5	2	1,4	1,2
Оптимальная	35	8	5	4	2,8	2,5
Максимальная	70	16	10	8	5,6	5

Для наиболее часто встречающегося случая закалки внешней цилиндрической поверхности нижняя граница частоты, при которой электрический КПД мало отличается от предельного, задаётся соотношением

$$f > \frac{F_0}{D_2^2},$$

где D_2 – диаметр детали;

$$F_0 = f \left(\frac{D_1}{D_2}, \frac{D_2}{a_2} \right).$$

Значения F_0 при $\frac{D_1}{D_2} = 1,05...1,1$, что наиболее характерно для закалочных индукторов, таковы:

$\frac{D_2}{a_2}$	0	1,0	2,0	5,0	10,0
F_0	2,2	4,5	8,0	28,0	75,0

В диапазоне средних частот ($f < 18$ кГц) в качестве источников питания применяют машинные генераторы или статические преобразователи частоты, КПД которых достигает 90-92%. Закалочные трансформаторы имеют КПД 85-90%. На частотах $f \geq 6,6$ кГц используются ламповые генераторы и воздушные трансформаторы, имеющие более низкий КПД, поэтому при закалке на глубину $x_K \geq 2$ мм следует использовать средние частоты. Радиочастоты следует использовать при $x_K < 2$ мм, а также для универсальных

установок малой производительности, предназначенных для термообработки широкой номенклатуры деталей.

ВЫВОДЫ ПО ПЕРВОМУ РАЗДЕЛУ

1. Теоретической основой исследования индукционного нагрева является теория электромагнитного поля и теория теплопроводности. Инженерные расчеты ведутся на основе теории электрических и магнитных цепей.

2. Основой метода индукционного нагрева является поверхностный эффект. Наибольшая плотность тока наблюдается у поверхности проводника, на которую падает электромагнитная волна. Если напряженности электрического и магнитного полей являются синусоидальными функциями времени, то они, а также плотность тока, в зависимости от расстояния изменяются по экспоненциальному закону. Расстояние, на котором названные величины уменьшаются в e раз, называется глубиной проникновения тока. В пределах этого слоя выделяется 86,5% тепловой энергии. Использование этой величины позволяет упростить расчет многих величин, в частности расчет сопротивлений.

3. При периодическом способе нагрева режим работы индуктора непрерывно меняется вместе с изменением физических свойств заготовки.

4. При методическом способе нагрева режим работы индуктора при постоянстве напряжения в нём практически можно считать постоянным.

5. Нагрев при постоянной температуре поверхности позволяет нагревать заготовку за минимальное время. Этот режим имеет самый высокий термический КПД. После достижения поверхностным слоем заданной температуры мощность, подводимая к заготовке, должна постепенно уменьшаться.

6. При увеличении отношения диаметра нагреваемой заготовки к «горячей» глубине проникновения тока электрический КПД возрастает, а термический падает. Для каждого диаметра заготовки существует полоса частот тока, в пределах которой полный КПД, равный произведению электрического и термического КПД, имеет достаточно высокое значение.

7. При обычном индукционном нагреве КПД будет достаточно высоким, если отношение диаметра нагреваемой заготовки к «горячей» глубине проникновения тока лежит в пределах от 3,5 до 5.

8. Активное сопротивление r_1 , а для весьма длинного индуктора и реактивное сопротивление рассеивания X_S не зависят от физических свойств нагреваемого объекта, изменяющихся в процессе нагрева. Приведённое к току индуктора активное сопротивление r_2^1 и реактивное x_{2m}^1 существенно зависят от его удельного сопротивления ρ_2 и магнитной проницаемости μ , претерпевающих значительные изменения в процессе нагрева.

9. Применительно к нагревателям периодического действия, работающим при постоянном напряжении на индукторе, и нагревателям методического действия с постоянным шагом витков расчёт ведут при постоянной удельной мощности, выбрав её по среднему значению за время нагрева.

10. Режим с приблизительной постоянной температурой поверхности может быть осуществлён, если выполнить индуктор с переменным шагом витков, увеличивающимся к его разгрузочному концу.

11. При поверхностной закалке с нагревом глубинного типа изменение параметров r , z , x значительно меньше, чем при сквозном нагреве поверхностного типа, когда прогревается слой, превосходящий горячую глубину проникновения тока. Поэтому даже при отсутствии стабилизации напряжения изменение мощности оказывается довольно незначительным и обычно не превышает 30% от максимальной величины, что даёт основание при расчётах принимать удельную мощность постоянной и равной некоторой средней величине.

12. Чаще всего, в особенности при частотах звукового диапазона, применяется стабилизация напряжения источника питания, которая приводит к приблизительному постоянству напряжения на зажимах индуктора. Если зазор между индуктором и нагревательным элементом велик и превышает глубину проникновения тока в конце нагрева в несколько раз, то полное электрическое сопротивление индуктора и ток в индукторе можно считать постоянными. Если зазор мал, то в процессе нагрева полное электрическое сопротивление индуктора растёт, а ток в нём падает.

2. ОСНОВЫ РАСЧЕТА ИНДУКТОРОВ СКВОЗНОГО НАГРЕВА СПЛОШНЫХ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ФЕРРОМАГНИТНЫХ ЗАГОТОВОК.

2.1. ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ ИНДУКТОРА КОНЕЧНОЙ ДЛИНЫ.

При сквозном нагреве под пластическую деформацию все сечение должно быть прогрето до температуры 900-1250 °С; в связи с чем в конечной стадии нагрева весь металл становится немагнитным. По условиям равномерности и быстроты нагрева, частоту приходится выбирать таким образом, чтобы «горячая» глубина проникновения тока Δ_K была сравнительно близка к радиусу нагреваемого цилиндра. Поэтому при сквозном нагреве поверхностный эффект нельзя считать ярко выраженным, а электромагнитную волну плоской, как это делается при рассмотрении поверхностной закалки и начальной стадии нагрева[3].

В настоящем разделе рассмотрены электромагнитные процессы в системе индуктор-цилиндр с постоянными по всему сечению магнитной проницаемостью и удельным сопротивлением. Такое допущение с достаточной точностью позволяет получить основные количественные характеристики системы при глубине прогрева x_K большей, чем «горячая» глубина проникновения Δ_K , а также при нагреве немагнитных материалов.

Важность рассмотрения последней стадии сквозного нагрева определяется ее длительностью, составляющей около 70% общего времени нагрева, а также тем, что в этой стадии КПД индуктора имеет наибольшее значение вследствие потери нагреваемым телом магнитных свойств. Поэтому частота должна выбираться по «горячему» режиму. Основные соотношения получим для отрезка системы бесконечной длины.

Напряжение U_{II} на зажимах отрезка а бесконечно длинного индуктора (рис.1.3) определяется общими выражениями (1.4), (1.13), (1.14), в которых составляющие напряжения U_{r1} и U_S определяются как и прежде. Необходимо вычислить составляющую напряжения \mathcal{E}_{2M} , которая уравнивает ЭДС, наведенную в индукторе магнитным потоком Φ_{2M} , проходящим внутри нагреваемого цилиндра:

$$\mathcal{E}_{2M} = \mathcal{E}_{II} \cdot (r_2^1 + j \cdot x_{2M}^1), \quad (2.1)$$

где $r_2^1 = \frac{W^2 \cdot \pi \cdot \rho_2 \cdot m_2^2 \cdot A}{a};$

$$x_{2M}^1 = \frac{W^2 \cdot \pi \cdot \rho_2 \cdot m_2^2 \cdot B}{a};$$

$$m_2 = \frac{\sqrt{2} \cdot R_2}{\Delta_2} \text{ - относительная координата;}$$

A, B – расчетные коэффициенты.

При $m_2 > 6$ $A \approx B \approx \frac{\sqrt{2}}{m_2}$. Тогда формула (2.1) переходит в формулу (1.11),

если принять $W=1$.

В табл.2.1 даны приближенные формулы для вычисления А и В.

Таблица 2.1
Приближенные значения коэффициентов А и В

m_2	А	В	Ошибка, %
$m_2 < 1$	$\frac{m_2^2}{8}$	1	<1
$m_2 > 3$	$\left(\frac{1}{\sqrt{2}} - \frac{1}{2m_2}\right) \cdot \frac{2}{m_2}$	$\frac{\sqrt{2}}{m_2}$	<6
$m_2 > 6$	$\frac{\sqrt{2}}{m_2}$	$\frac{\sqrt{2}}{m_2}$	<5

В реальном случае конечной длины индуктора и нагрузки используется схема замещения индуктора, приведенная на рис.2.1.а и формулы приведения сопротивления нагрузки:

$$r_{\Sigma} = r_1 + r_2^1; \quad (2.2)$$

$$x_{\Sigma} = x_{S1} + x_2^1 \quad (2.3)$$

где r_1 – активное сопротивление провода индуктора конечной длины;

r_2^1, x_2^1 – активное и реактивное сопротивления вторичной цепи, приведенные к току индуктора конечной длины;

r_{Σ}, x_{Σ} – эквивалентные активное и реактивное сопротивления индуктора конечной длины.

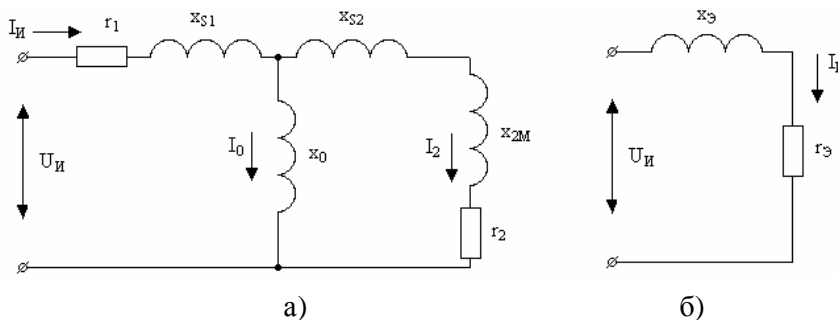


Рис.2.1. Схемы замещения индуктора конечной длины

Полное приведенное сопротивление тела конечной длины:

$$Z_2^1 = \frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_{\Sigma}} = \frac{j \cdot x_0 \cdot [r_2 + j \cdot (x_{S2} + x_{2M})]}{r_2 + j \cdot (x_{S2} + x_{2M} + x_0)} = r_2^1 + jx_2^1;$$

Откуда получим

$$r_2^1 = c \cdot r_2 = c \cdot W^2 \cdot \pi \cdot \rho_2 \cdot \frac{m_2^2}{a_2} \cdot A;$$

$$x_2^1 = c \cdot \left[x_{S2} + x_{2M} + \frac{(x_{S2} + x_{2M})^2 + r_2^2}{x_0} \right]; \quad (2.4)$$

где $c = \frac{1}{\left(\frac{r_2}{x_0}\right)^2 + \left(1 + \frac{x_{S2} + x_{2M}}{x_0}\right)^2}$ - коэффициент приведения активного сопротивления;

$$x_{2M} = W^2 \cdot \frac{\pi \cdot D_2^2 \cdot \rho_2 \cdot m_2 \cdot B}{a \cdot \Delta_2 \cdot \sqrt{2}} = \pi \cdot \rho_2 \cdot \frac{m_2^2}{a_2} \cdot B = r_2 \cdot \frac{B}{A}; \quad (2.5)$$

x_{2M} - внутреннее реактивное сопротивление заготовки, приведенное к току цилиндра;

x_{S1}, x_{S2} - первичное и вторичное реактивные сопротивления рассеяния.

В формулах (2.4) $x_{S2} = x_S$.

$$x_{S2} = x_S = \omega \cdot \mu_0 \cdot \frac{S_h}{a_2} \cdot W^2 \quad - \text{ реактивное сопротивление рассеяния,}$$

рассчитанное для картины равномерного поля;

где S_h - площадь поперечного сечения воздушного зазора;

a_2 - длина заготовки;

W - число витков;

ω - угловая частота.

$$x_0 = x_{10} \cdot \frac{K_1 \cdot a_1}{a_1 - K_1 \cdot a_2} \quad - \text{ реактивное сопротивление, которое определяет}$$

составляющую намагничивающей силы, необходимую для преодоления магнитным потоком пространства вне индуктора;

$$x_{10} = \frac{\omega \cdot \mu_0 \cdot S_1}{a_1} \quad - \text{ реактивное сопротивление отрезка } a_1 \text{ пустого}$$

индуктора бесконечной длины;

$$S_1 = \frac{\pi \cdot D_1^2}{4} \quad - \text{ площадь окна цилиндрического индуктора;}$$

$K_1 < 1$ - поправочный коэффициент, определяется по графику, изображенному на рис.2.2.

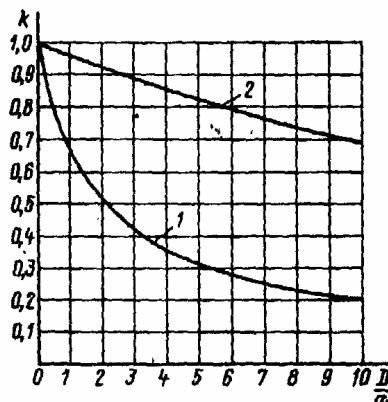


Рис.2.2. Поправочный коэффициент для вычисления индуктивности соленоида с

круглым поперечным сечением. Для кривой 2 числа на оси абсцисс множатся на 10^{-1}

2.2. ВЫБОР ЧАСТОТЫ.

Выбор частоты при сквозном нагреве определяют два основных фактора:

1. Электрический КПД индуктора, который не должен сильно отличаться от предельного.

2. Время нагрева, которое должно быть минимальным[3].

Наибольшая глубина проникновения тока соответствует прогреву сечения стального цилиндра выше точки магнитных превращений, поэтому целесообразно при выборе частоты принимать $\mu = 1$ и $\rho_2 = 10^{-6}$ Ом·м, что примерно соответствует температуре 800 ... 850 °С. Тогда можно считать ρ и μ постоянными по всему сечению.

В этом случае предельный электрический КПД индуктора:

$$\eta_{\text{ЭЛ.пред}} = \frac{1}{1 + \frac{D_1}{D_2} \cdot \sqrt{\frac{\rho_1}{\mu \rho_2}}}; \quad (2.6)$$

Этой формуле соответствуют значения $m_2 > 6$ и $\frac{\sqrt{2}}{m_2 \cdot A} \approx 1$. Удельное

сопротивление меди можно принять $\rho_1 = 2 \cdot 10^{-8}$ Ом·м.

Зависимость КПД индуктора от m_2 для случая нагрева стального цилиндра при различных соотношениях диаметров D_1 и D_2 выражается формулой ($\frac{a_1}{D_1} < 10$ и $a_1 > a_2$):

$$\eta_{\text{ЭЛ}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{c} \cdot \frac{D_1}{D_2} \cdot \frac{a_2}{a_1} \cdot \sqrt{\frac{\rho_1}{\mu \cdot \rho_2}} \cdot \frac{\sqrt{2}}{m_2 \cdot A}}. \quad (2.7)$$

Считая, что кпд индуктора должен составлять около 0,9 его предельного значения, и принимая в качестве среднего значения $\frac{D_1}{D_2} = 2$ (обычно

$\frac{D_1}{D_2} = 1,5 \dots 2,5$), получено соотношение: $m_2 \geq 2,5$.

Нижний предел частоты определяется соотношением:

$$f \geq \frac{3 \cdot 10^6 \cdot \rho_2}{\mu \cdot D_2^2}. \quad (2.8)$$

Для $\rho_2 = 10^{-6}$ Ом·м и $\mu = 1$ имеем:

$$f \geq \frac{3}{D_2^2}. \quad (2.9)$$

Формулой (2.8) можно пользоваться только при $\frac{D_2}{a} < 0,1$. При

$\frac{D_1}{D_2} < 1,4 \dots 1,6$, она может применяться при $\frac{D_2}{a} < 0,2$.

Для $\frac{D_2}{a} > 0,1$ выражение для наименьшей допустимой частоты имеет вид:

$$f \geq \frac{F_0}{D_2^2}, \quad (2.10)$$

где $F_0 = f_1 \left(\frac{D_1}{a_1}, \frac{D_1}{D_2}, \frac{a_1}{a_2}, \frac{\rho_1}{\mu \cdot \rho_2} \right) = f_2 \left(\frac{D_2}{a_2}, \frac{D_1}{D_2}, \frac{a_1}{a_2}, \frac{\rho_1}{\mu \cdot \rho_2} \right)$.

Для $a_1 = a_2$, $\frac{D_1}{D_2} = 2 \dots 2,5$, $\mu = 1$ и $\rho_2 = 10^{-6} \text{ Ом} \cdot \text{ м}$ в таблице 2.2

приведены значения функции F_0 для случая нагрева стального цилиндра.

Таблица 2.2

$\frac{D_2}{a}$	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0	2,0
$F_0, \frac{\text{М}^2}{\text{с}}$	3	5,6	8,3	11,3	15,3	19	53

Эти данные могут быть использованы для приближенного определения минимальной частоты при нагреве любых немагнитных материалов. В этом случае в формулу (2.10) вместо F_0 следует подставлять коэффициент:

$$F = F_0 \cdot \rho_2 \cdot 10^6, \quad (2.11)$$

где ρ_2 – удельное сопротивление нагреваемого материала.

Если $\rho_2 < 10^{-6} \text{ Ом} \cdot \text{ м}$, то $\eta_{\text{ЭЛ}} < 0,9 \cdot \eta_{\text{ЭЛ.пред.}}$. Например, при нагреве медного цилиндра $\eta_{\text{ЭЛ}} = 0,8 \cdot \eta_{\text{ЭЛ.пред.}}$.

Верхний предел частоты, обеспечивающий наибольшую глубину активного слоя ξ , а следовательно, и наименьшее время нагрева при заданных температурах поверхности и оси цилиндра определяется из соотношения:

$$f < \frac{6 \cdot 10^6 \cdot \rho_2}{\mu \cdot D_2^2}. \quad (2.12)$$

В слое толщиной ξ выделяется 86,5 % всей энергии, поступающей в цилиндр.

При резком проявлении поверхностного эффекта $\xi = \Delta_2$, а при низких частотах $\xi < \Delta_2$, причем формально глубина проникновения тока Δ_2 может быть больше радиуса или диаметра цилиндра.

Применительно к нагреву стальных цилиндрических заготовок до температуры выше 750 °С получим:

$$f < \frac{6}{D_2^2}, \quad (2.13)$$

Неравенства (2.9) и (2.13) можно объединить в одно:

$$\frac{3}{D_2^2} < f < \frac{6}{D_2^2}, \quad (2.14)$$

Это неравенство и определяет полосу оптимальных частот при нагреве длинных цилиндров.

Однако в практике в качестве нижнего предела следует пользоваться неравенством (2.10). Верхний предел частоты в формуле (2.14) имеет смысл только при $\frac{D_2}{a_2} < 0,2$. Для более коротких цилиндров частота ограничивается лишь снизу.

Активное и реактивное сопротивления провода индуктора:

$$r_1 = r_{1П} \cdot k_r; \quad x_{1М} = r_{1П} \cdot k_x,$$

где $r_{1П} = \rho_1 \cdot \frac{\pi \cdot D_1^1}{b \cdot d_1} \cdot W$ - сопротивление проводника толщиной d_1 постоянному току;

k_r - коэффициент увеличения активного сопротивления;

k_x - коэффициент изменения внутреннего реактивного сопротивления;

Значения k_r и k_x можно найти по графику, приведенному на рис. 2.3.

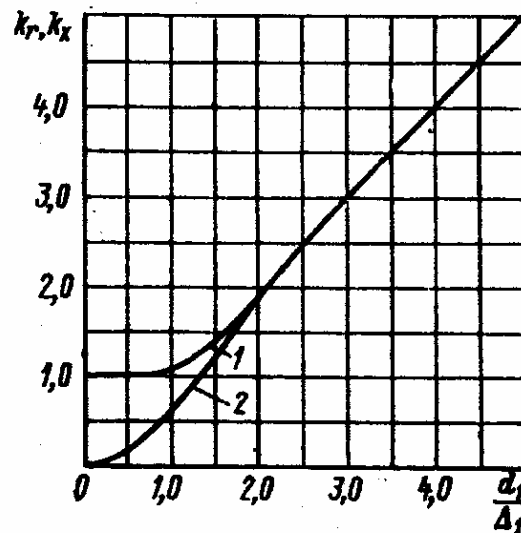


Рис. 2.3. Значения коэффициента увеличения активного сопротивления и коэффициента изменения внутреннего реактивного сопротивления

Здесь D_1^1 - расчетный диаметр индуктора:

$$D_1^1 \approx D_1 + \Delta_1 \quad \text{при } d_1 \geq \Delta_1,$$

$$D_1^1 \approx D_1 + d_1 \quad \text{при } d_1 < \Delta_1,$$

D_1 - внутренний диаметр индуктора;

d_1 - толщина индуктирующего провода;

b – ширина витка.

2.3. ВЫБОР ДЛИНЫ И ЧИСЛА ВИТКОВ ИНДУКТОРА

Опытным путем установлено, что равномерный нагрев заготовок по всей длине может быть обеспечен, если длина индуктора выбрана из соотношения[3]:

$$a_1 = a_2 + (1 \dots 1,5) \cdot D_1. \quad (2.15)$$

Если в индукторе одновременно находится несколько заготовок, то:

$$a_2 = n \cdot a_2^1, \quad (2.16)$$

где a_2 – общая длина заготовок;

a_2^1 – длина одной заготовки;

n – число заготовок, одновременно нагреваемых в индукторе.

Обычно, в случае нагревателя периодического действия, в индуктор загружается одна заготовка. Если при заданной производительности промежутки времени между выходами заготовок из индуктора (темпы выдачи заготовок) должен составлять t_0 , а время нагрева, определенное расчетом, равняется t_k , то при $t_0 < t_k$ следует установить N индукторов:

$$N = \frac{t_k}{t_0}. \quad (2.17)$$

В нагревателях методического действия число одновременно нагреваемых заготовок находится по формуле:

$$n = \frac{t_k}{t_0}. \quad (2.18)$$

Число витков индуктора W определяется напряжением генератора и потребляемой мощностью. Чем больше мощность, тем меньше число витков при том же напряжении.

2.4. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВНУТРЕННЕГО ДИАМЕТРА ИНДУКТОРА.

Опыт и расчет показывают, что наибольший КПД индуктора достигается при $\frac{D_1}{D_2} = 1,4 \dots 1,8$, если в качестве изоляции применяют шамот или жаростойкий бетон[3]. Максимум полного КПД выражен слабо, и он остается почти неизменным при

$$\frac{D_1}{D_2} = 1,2 \dots 2,0. \quad (2.19)$$

В реальных условиях внутренний диаметр D_3 теплоизолирующего цилиндра выбирается больше диаметра заготовки

$$\left. \begin{aligned} D_3 &= (1,1\dots1,2) \cdot D_2, \\ D_3 - D_2 &> 1 \text{ см.} \end{aligned} \right\} \quad (2.20)$$

Мощность тепловых потерь через стенку изолирующего цилиндра в стационарном режиме:

$$\Delta P_T = \frac{2 \cdot \pi \cdot \lambda \cdot a_1}{\ln \frac{D_1}{D_2}} \cdot (T_0 - T), \quad (2.21)$$

где λ - коэффициент теплопроводности материала тепловой изоляции. Для шамота и бетона $\lambda = 1,12\dots1,2 \frac{\text{Вт}}{\text{м} \cdot \text{град}}$;

T_0 – температура внутренней стороны теплоизолирующего цилиндра;

T – температура внешней стороны теплоизолирующего цилиндра.

Будем считать, что температура внутренней стороны теплоизолирующего цилиндра равна конечной температуре заготовки, а температура его наружной стороны приблизительно равна температуре индуктирующего провода, который прилегает к изолирующему цилиндру.

Тогда имеем $T_0 \approx 1300 \text{ }^\circ\text{C}$, $T \approx 60 \text{ }^\circ\text{C}$;

$$\Delta P_T = \frac{3,74 \cdot a_1}{\lg \frac{D_1}{D_2}}, \text{ [кВт]}.$$

2.5. РАСЧЕТ ОХЛАЖДЕНИЯ ИНДУКТОРА.

2.5.1. Полное количество тепла, нагревающего индуктор:

$$\Delta P = P_T \cdot \left(\frac{1}{\eta_{и}} - 1 \right),$$

где $\eta_{и}$ – полный КПД индуктора;

P_T – полезная мощность в заготовке.

2.5.1. Количество охлаждающей воды:

$$Q = \frac{0,24 \cdot \Delta P}{T_2 - T_1}; \frac{\text{м}^3}{\text{с}}$$

где $T_2 = 50 \text{ }^\circ\text{C}$ – температура воды на выходе индуктора;

$T_1 = 20 \text{ }^\circ\text{C}$ – температура воды на входе в индуктор.

2.5.3. Скорость воды:

$$v = \frac{Q}{S}; \frac{\text{м}}{\text{с}},$$

где S – площадь отверстия трубки, м^2 ;

$$v = 1\dots1,25 \frac{\text{м}}{\text{с}}.$$

2.5.4. Проверка на турбулентность.

Наилучшее охлаждение достигается при турбулентном движении воды.

Турбулентное движение возникает, если $Re = \frac{v \cdot D_0}{\mu'} > 2300$,

где Re – критерий Рейнольдса;

μ' – кинематическая вязкость воды;

$D_0 = \frac{4 \cdot S}{F}$ – гидравлический эквивалент диаметра;

F – внутренний периметр трубки, участвующей в теплообмене, м.

Если трубка цилиндрическая, то $D=D_0$,

где D – внутренний диаметр трубки.

Кинематическая вязкость μ' зависит от температуры. Определяется при средней температуре.

T	°C	20	40	60	80	100
$\mu' \cdot 10^6$	$\frac{M^2}{c}$	1,01	0,661	0,482	0,368	0,296

Если $Re < 2300$, следует увеличить внутренне сечение трубки или скорость движения воды.

В последнем случае возможно придется делать несколько подводов воды с тем, чтобы уменьшить гидравлическое сопротивление и понизить давление.

2.5.5. Перепад давления по длине трубки:

$$\Delta p \approx \frac{4,9 \cdot 10^2 \cdot \lambda_1 \cdot v^2 \cdot l}{D_0}; \frac{H}{M^2},$$

где $\lambda_1 = 10^{-2} \cdot \left(\frac{k}{D_0} \right)^{0,314}$ – коэффициент сопротивления при шероховатости первого рода;

$k = 1,5 \dots 5$ м – коэффициент шероховатости первого рода;

$l = \pi \cdot D_{cp} \cdot W$ м – длина трубки индуктора.

2.5.6. Число ветвей охлаждения индуктора:

$$n = \sqrt[3]{\frac{\Delta P}{\Delta P_{И}}}.$$

$\Delta P_{И}$ задается. При питании индуктора от городского водопровода

$$\Delta P_{И} \leq 2 \cdot 10^5 \frac{H}{M^2}.$$

Необходимо проверить, удовлетворяются ли условия турбулентного течения воды при скорости $v_{И} = \frac{v}{n}$, и, если нужно, увеличить последнюю.

При этом снова находится перепад давления и число ветвей охлаждения.

ВЫВОДЫ ПО ВТОРОМУ РАЗДЕЛУ

1. Короткий индуктор может быть уподоблен «трансформатору» с большим рассеянием и относительно большим током холостого хода. Нагреваемый объект является одновременно и нагрузкой «трансформатора» и частью его магнитной системы. Полная схема замещения индуктора подобна схеме замещения трансформатора.

2. Приведенная в настоящем разделе электрическая схема замещения индуктора позволяет производить расчет индуктора конечной длины. Переход от параметров индуктора бесконечной длины к параметрам индуктора конечной длины осуществляется путем умножения первых на коэффициент приведения s .

3. Выбор частоты при сквозном нагреве определяют два основных фактора: электрический КПД индуктора, который должен составлять около 0,9 его предельного значения, и время нагрева, которое должно быть минимальным. Полосу оптимальных частот при нагреве длинных цилиндров определяют по формуле: $\frac{3}{D_2^2} < f < \frac{6}{D_2^2}$. Верхний предел частоты имеет смысл

только при $\frac{D_2}{a_2} < 0,2$. Для более коротких цилиндров частота ограничивается лишь снизу.

4. Наибольший полный КПД индуктора достигается при $\frac{D_1}{D_2} = 1,4 \dots 1,8$,

если в качестве теплоизоляции применяют шамот или жаростойкий бетон.

5. Методика расчета, приведенная в настоящем разделе, основана на применении средних за время нагрева значений удельного сопротивления заготовки и полной средней мощности, передаваемой в заготовку.

3. РАСЧЕТ ИНДУКТОРОВ ДЛЯ НАГРЕВАТЕЛЕЙ ПЕРИОДИЧЕСКОГО ДЕЙСТВИЯ

3.1. Изменение потребляемой мощности в процессе нагрева и этапы нагрева

В индукторе нагревателя периодического действия заготовки нагреваются по одной от исходной температуры до заданной. По мере увеличения температуры заготовки меняется удельное сопротивление ее материала, причем у большинства металлов и сплавов оно возрастает. Относительная магнитная проницаемость ферромагнитных материалов по достижении точки магнитных превращений падает до единицы. Вследствие этого изменяются электрические параметры заготовки и эквивалентные параметры индуктора. Потребление энергии заготовкой оказывается не постоянным, также как и нагрузка источника питания. Обычно напряжение источника питания стабилизировано, и напряжение на индукторе можно считать приблизительно постоянным. Характерные зависимости потребляемой стальной заготовкой мощности от времени $P_2 = f(t)$ при $U_{и} = \text{const}$ приведены на рис.3.1[3].

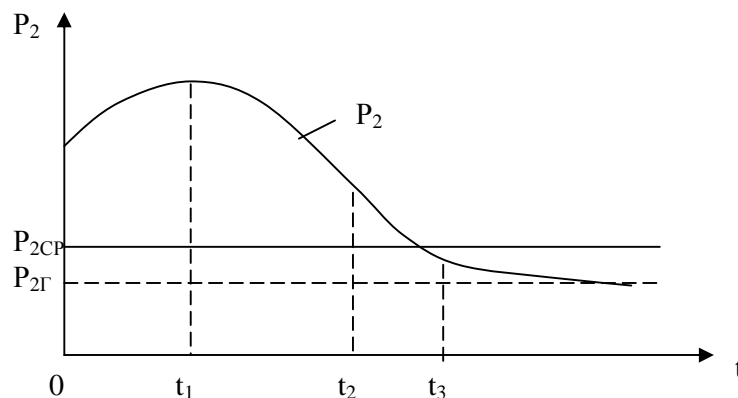


Рис.3.1. Зависимость передаваемой в стальную заготовку мощности от времени при сквозном нагреве.

Вид кривой зависит от соотношения размеров индуктора и заготовки, от относительной длины системы, а также от степени проявления поверхностного эффекта. При больших зазорах, применяемых при сквозном нагреве, мощность, потребляемая в начальной стадии нагрева стальных заготовок, всегда больше, чем в конце. Расчет и опыт показывают, что при относительном разнообразии зависимостей $P_2 = f(t)$, отношение мощности в горячем режиме $P_{2Г}$ к средней мощности за цикл нагрева $P_{2СР}$ колеблется в узких пределах. Для ориентировочных расчетов можно принять:

$$P_{2Г} \approx 0,72 \cdot P_{2СР} \quad (3.1)$$

Тогда, рассчитав индуктор на эту мощность только в горячем режиме, мы обеспечиваем весь нормальный цикл нагрева и требуемую среднюю мощность $P_{2СР}$.

В примере раздела 2 необходимо при вычислении тока I_{II}^1 вместо P_2 подставить $P_{2Г} \approx 0,72 \cdot P_{2СР}$. В результате снизится напряжением U_{II}^1 на условном одновитковом индукторе, и увеличится число витков W . Расчет охлаждения индуктора остается без изменения, так как средние тепловые потери определяются средней потребляемой мощностью.

При нагреве заготовок из немагнитных материалов мощность P_2 монотонно возрастает или падает в процессе нагрева в соответствии с характером изменения удельного сопротивления, приблизительно пропорционального $\sqrt{\rho_2}$. При нагреве немагнитных металлов и сплавов электрический расчет индуктора обычно целесообразно производить по среднему значению удельного сопротивления, как было указано в разделе 2.

В тех случаях, когда необходимо знать предельные значения активной и реактивной мощности, подводимой к индуктору, что важно, например, при разработке системы для поддержания постоянным коэффициента мощности питающей линии, следует расчет индуктора производить по этапам нагрева. Разобьем цикл нагрева на 4 этапа:

1. Холодный режим – начало нагрева. Заготовка полностью ферромагнитна. Удельное сопротивление равно исходному: $\rho_2 = 2 \cdot 10^{-7} \text{ Ом} \cdot \text{м}$.

2. Первый промежуточный режим. Температура поверхности заготовки $T_0 = 650 \dots 700^\circ\text{C}$. Заготовка ферромагнитна, удельное сопротивление $\rho_2 = 6 \cdot 10^{-7} \text{ Ом} \cdot \text{м}$. Этот режим соответствует в среднем моменту времени $t_1 \approx 0,12 \cdot t_K$, где t_K – полное время нагрева.

3. Второй промежуточный режим. Соответствует прогреву заготовки на глубину $x_K = 0,5 \cdot \Delta_K$, который достигается в момент времени $t_2 \approx 0,22 \cdot t_K$. Удельное сопротивление $\rho_2 = 10 \cdot 10^{-7} \text{ Ом} \cdot \text{м}$.

4. Горячий режим, при котором $x_K \geq \Delta_K$. Достигается в момент времени $t_3 \approx 0,3 \cdot t_K$ и продолжается до окончания нагрева. $\rho_2 = 12,4 \cdot 10^{-7} \text{ Ом} \cdot \text{м}$.

В соответствии с этими четырьмя режимами построен расчет индуктора.

3.2. Расчет индуктора на постоянное напряжение по этапам нагрева.

К началу электрического расчета известны размеры заготовки D_2 и a_2 для цилиндра, средняя потребляемая мощность $P_{2СР}$ и полное время нагрева t_K . Необходимо определить размеры индуктора. Электрический расчет индуктора начинают с четвертого этапа – горячего режима[3].

Горячий режим

Для удельного сопротивления на этом этапе рекомендуется принять его среднее значение в интервале температур $800 \dots 1300^\circ\text{C}$, $\rho_2 = 12,4 \cdot 10^{-7} \text{ Ом} \cdot \text{м}$. По формуле (3.1) определяется ориентировочное значение мощности,

передаваемой в заготовку в горячем режиме, $P_{2Г}$ и удельной мощности P_{04} , которая для цилиндрической заготовки равна:

$$P_{04} = \frac{P_{2Г}}{\pi \cdot D_2 \cdot a_2}, \text{ Вт/м}^2 \quad (3.2)$$

Далее рассчитывается условный одновитковый индуктор также как в разделе 2, но на мощность $P_{2Г}$. В результате расчета находится напряжение на индукторе $U_{И}^1$, которое является базовым и остается неизменным во всех остальных режимах. Реактивное сопротивление x_0 , реактивное сопротивление рассеяния x_S , активное сопротивление r_1 и внутреннее реактивное сопротивление $x_{1П}$ от режима не зависят, и используются при расчете индуктора для всех этапов нагрева.

Холодный режим.

Для всех сталей принимают удельное сопротивление $\rho_2 = 2 \cdot 10^{-7} \text{ Ом} \cdot \text{м}$. Так как полная и удельная мощности в холодном режиме неизвестны, их находят методом последовательного приближения. Задают удельную мощность $P_{01} = 2 \cdot P_{04}$ и, следовательно, $P_2 = 2 \cdot P_{2Г}$. По формуле (3.3) и по таблице 3.1 находят μ_e :

$$H_e^2 \cdot \sqrt{\mu_e} = 3,67 \cdot 10^2 \frac{P_0}{\sqrt{\rho \cdot f}}; \quad (3.3)$$

где P_0 – удельная мощность;

ρ – удельное сопротивление;

f – частота;

$\mu_e = \frac{B}{\mu_0 \cdot H_e}$ – относительная магнитная проницаемость на

поверхности, определяемая по первым гармоникам B и H ;

H_e – действующее значение первой гармоники напряженности магнитного поля на поверхности;

B – индукция, найденная по кривой намагничивания

Таблица 3.1

Средние магнитные свойства конструкционной стали при различной напряженности магнитного поля

$H \cdot 10^{-2}$, А/м	B , Тл	μ	$H^2 \cdot \sqrt{\mu}$
1	2	3	4
40	1,496	299	$2,75 \cdot 10^8$
80	1,635	164	$7,9 \cdot 10^8$
159	1,785	89,2	$2,4 \cdot 10^9$
239	1,873	62,3	$4,51 \cdot 10^9$
399	1,985	39,7	$1 \cdot 10^{10}$
797	2,099	21,0	$2,91 \cdot 10^{10}$
1594	2,228	11,1	$8,48 \cdot 10^{10}$
2391	2,338	7,8	$1,6 \cdot 10^{11}$

3188	2,441	6,1	$2,51 \cdot 10^{11}$
3587	2,491	5,5	$3,02 \cdot 10^{11}$

Продолжение таблицы 3.1

1	2	3	4
3985	2,540	5,1	$3,59 \cdot 10^{11}$
4770	2,640	4,4	$4,77 \cdot 10^{11}$
5570	2,740	3,9	$6,23 \cdot 10^{11}$

Находят глубину проникновения тока и сопротивления заготовки, которые при ярко выраженном поверхностном эффекте для цилиндра равны:

$$\Delta_2 = 503 \sqrt{\frac{\rho_2}{\mu_0 \cdot f}}, \quad (3.4)$$

$$r_2 = \frac{1,37 \cdot \pi \cdot D_2 \cdot \rho_2}{a_2 \cdot \Delta_2}, \quad (3.5)$$

$$x_{2M} = \frac{r_2}{1,37}. \quad (3.6)$$

Далее находят по известным формулам коэффициент приведения активного сопротивления s , приведенные сопротивления r_2' и x_2' , эквивалентные сопротивления индуктора $r_{\text{Э}}$, $x_{\text{Э}}$ и $z_{\text{Э}}$, ток условного одновиткового индуктора и напряжение на индукторе

$$I_{\text{И}}^1 = \sqrt{\frac{P_2}{r_2^1}};$$

$$U_{\text{И}}^1 = I_{\text{И}}^1 \cdot z_{\text{Э}}.$$

Полученное $U_{\text{И}}^1$ обычно не совпадает с базовым, тогда следует задаться двумя другими значениями P_{01} так, чтобы в одном случае напряжение получилось больше, а в другом меньше базового, и повторить расчет для этих значений P_{01} . Построив зависимость $U_{\text{И}}^1 = f(P_{01})$, получают требуемое значение P_{01} , опустив перпендикуляр на ось абсцисс из точки пересечения этой кривой с линией базового напряжения (рис.3.2). После этого производят окончательный расчет индуктора в холодном режиме.

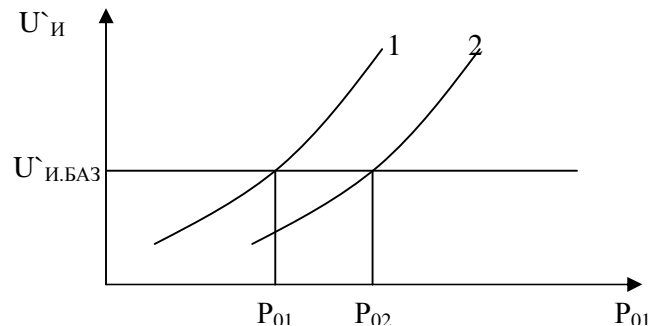


Рис.3.2. Зависимость напряжения на индукторе от удельной мощности
 1 - холодный режим;
 2 - первый промежуточный режим.

Первый промежуточный режим.

Принимают удельное сопротивление $\rho_2 = 6 \cdot 10^{-7} \text{ Ом} \cdot \text{м}$. Расчет проводят также как и для холодного режима.

Второй промежуточный режим.

Глубина прогрева $x_K = 0,5 \cdot \Delta_K$. Принимают $\rho_2 = 10 \cdot 10^{-7} \text{ Ом} \cdot \text{м}$. Активное и внутреннее реактивное сопротивление заготовки:

$$r_2 = \frac{\pi \cdot D_2^1}{a_2} \cdot 3,59 \cdot 10^{-6} \sqrt{f}; \quad (3.7)$$

$$x_{2M} = r_2 \cdot \text{tg}\varphi = 0,298 \cdot r_2; \quad (3.8)$$

где $D_2 = D_2 - \xi$ - расчетный диаметр;

ξ - глубина активного слоя.

В рассматриваемом случае $\xi = 0,55 \cdot \Delta_K$. При этом необходимо, чтобы $\xi \leq 0,2 \cdot D_2$. Далее определяют величины c , r_2 , x_2 , $r_Э$, $x_Э$, $z_Э$.

Ток уловного одновиткового индуктора находят по базовому напряжению.

$$\Gamma_{И} = \frac{U_{И}}{z_Э}, \quad (3.9)$$

Находят мощность, передаваемую в заготовку:

$$P_2 = \Gamma_{И}^2 \cdot r_2^1. \quad (3.10)$$

Строят зависимость $P_2 = f(t)$ по моментам времени, указанным в подразделе 3.1:

$$t_1 \approx 0,12 \cdot t_K;$$

$$t_2 \approx 0,22 \cdot t_K;$$

$$t_3 \approx 0,3 \cdot t_K.$$

Площадь, ограниченная кривой $P_2 = f(t)$, должна быть равна $P_{2CP} \cdot t_K$:

$$\int_0^{t_K} P_2 \cdot dt = P_{2CP} \cdot t_K \quad (3.11)$$

При расхождении, обычно не превышающем 5-10%, соответственно на 2,5-5% изменяют напряжение $U_{И}$, не пересчитывая параметры индуктора в холодном и первом промежуточном режимах, которые в этих пределах мало зависят от мощности.

В заключение находят число витков и проводят расчет охлаждения индуктора. Для создания запаса по охлаждению расчет проводят по наибольшим полным потерям, которые обычно соответствуют горячему режиму.

ВЫВОДЫ ПО ТРЕТЬЕМУ РАЗДЕЛУ

1. При нагреве немагнитных металлов и сплавов электрический расчет индуктора целесообразно производить по среднему значению удельного сопротивления. В тех случаях, при нагреве ферромагнитных заготовок, когда необходимо знать пределы активной и реактивной мощности, подводимой к индуктору, следует расчет индуктора проводить по этапам нагрева.

2. В индукторе нагревателя периодического действия по мере повышения температуры заготовки изменяются эквивалентные параметры индуктора и мощность, передаваемая в стальную заготовку.

3. Расчет индуктора на постоянное напряжение по этапам нагрева начинают с «горячего» режима, так как этот режим позволяет определить среднее значение мощности за цикл нагрева и среднее значение мощности за время его длительности. Мощность, передаваемая в стальную заготовку в течение горячего режима, остается практически постоянной и составляет примерно 72% от средней мощности за цикл нагрева.

4. При расчете тока одновиткового индуктора целесообразно использовать значение мощности, передаваемой в заготовку в горячем режиме. Рассчитав индуктор на эту мощность, обеспечивают весь нормальный цикл нагрева и требуемую среднюю мощность за весь цикл нагрева.

5. Расчеты холодного и первого промежуточного режимов осуществляются методом последовательных приближений, так как к началу расчета неизвестна мощность, передаваемая в стальную заготовку.

6. При расчете второго промежуточного режима напряжение на одновитковом индукторе принимают равным базовому значению (определенному при расчете горячего режима).

7. В качестве исходного среднего значения мощности принимают мощность, найденную при расчете горячего режима, без учета изменения средней мощности в процессе нагрева. Рассчитав мощность для каждого этапа нагрева, строят зависимость средней мощности от времени. Путем графического интегрирования находят среднее значение мощности за весь цикл нагрева. Это значение сравнивают с исходным значением и вносят коррективы в результаты расчета индуктора.

4. ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ УСТАНОВОК ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА

4.1. КЛАССИФИКАЦИЯ ТИРИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

Преобразователь повышенной частоты для электротехнологических установок состоит из двух основных узлов: выпрямителя и однофазного автономного инвертора. Промежуточное звено постоянного тока включает сглаживающий фильтр, который часто является элементом схемы инвертора[6].

Различают преобразователи с явно выраженным и скрытым звеном постоянного тока. В первых, получивших преобладающее применение, одна группа вентилях используется только для выпрямления тока, а другая - только для инвертирования. При скрытом звене постоянного тока одни и те же вентили служат одновременно как для выпрямления, так и для инвертирования. Тиристорные преобразователи частоты (ТПЧ) со скрытым звеном постоянного тока применяются значительно реже.

Будем рассматривать только инверторы тока и резонансные инверторы, поскольку инверторы напряжения в электротехнологических установках повышенной частоты практически не применяются. Процессы в выпрямителе и инверторе тиристорного преобразователя частоты взаимосвязаны, однако при рассмотрении принципа действия и основных характеристик автономных инверторов считают источники их питания идеальными.

Инверторы тока

Отличительной особенностью инверторов тока является большая индуктивность реактора на входе вентиляхной ячейки, вследствие чего ток вентилях в межкоммутационных интервалах оказывается практически полностью сглаженным при любых параметрах нагрузки и любых емкостях коммутирующих конденсаторов.

Схемы инверторов тока не отличаются многообразием. Это так называемые «классические» схемы, по некоторым из которых еще в 30-е годы XX века собирались на ртутных вентилях установки индукционного нагрева. По способу подключения нагрузки к коммутирующим конденсаторам инверторы тока подразделяются на параллельные, последовательные и на инверторы с усложненной выходной цепью (последовательно-параллельные, параллельно-последовательные и т. д.). По способу соединения вентилях схемы инверторов тока подразделяются на мостовую, нулевую и полумостовую индуктивного типа, которая отличается от мостовой схемы тем, что вентили анодной (или катодной) группы в ней заменены реакторами. Для повышения предельной частоты или увеличения мощности инверторы тока могут собираться из нескольких идентичных ячеек, каждая из которых представляет собой последовательный инвертор.

По сравнению с резонансными инверторами инверторы тока требуют наименьшей установленной мощности оборудования, в них наилучшим образом используются тиристоры. Благодаря большой индуктивности

входного реактора в них облегчается построение токовой защиты. К их недостаткам следует отнести необходимость принятия мер по ограничению скорости нарастания тока в контуре коммутации, а также сравнительно низкую предельную частоту, которая для одноячейковых схем при существующих типах тиристоров практически не превышает 4 кГц.

Из инверторов наибольшее распространение получил параллельный (рис.4.1).

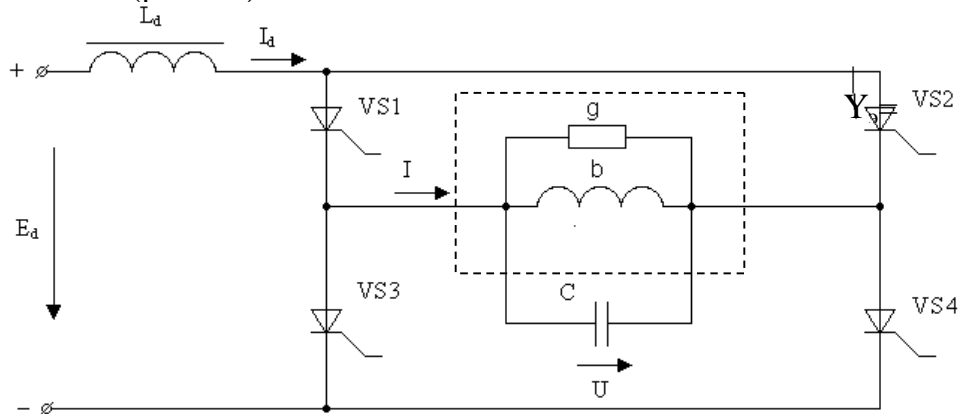


Рис.4.1. Мостовая схема однофазного параллельного инвертора

В этой схеме активная и реактивная проводимости:

$$g_s = \frac{r_3}{r_s^2 + x_s^2}; \tag{4.1}$$

$$b_s = \frac{x_3}{r_s^2 + x_s^2},$$

где r_3, x_3 см. схему замещения раздела 2 (рис.2.1).

Действующее значение инвертированного напряжения U равно:

$$U = \frac{U_d}{0,9 \cdot \cos \Psi_{(1)}}, \tag{4.2}$$

где $\Psi_{(1)}$ – угол сдвига фаз между инвертированным напряжением U и основной гармоникой инвертированного тока $i_{(1)}$.

$\Psi_{(1)} = \delta$, где δ – угол запираия вентилей.

Резонансные инверторы

Отличительной особенностью резонансных инверторов является наличие последовательного LC-контура с параметрами, подобранными таким образом, чтобы ток управляемых вентилей изменялся по колебательному закону в течение всего интервала проводимости (рис.4.1).

Обычно стремятся к тому, чтобы собственная частота последовательного контура превышала частоту управления. В данных условиях выключение проводящего вентиля предшествует моменту отпираия очередного (так называемый режим естественного выключения). При этом скорость нарастания тока отпираемых вентилей получается относительно небольшой, что благоприятно сказывается на режиме их работы, особенно на повышенных частотах. Важным достоинством резонансных инверторов, делающим

перспективным их применение на повышенных частотах, является возможность получения большого времени записания за счет удлинения пауз между импульсами тока управляемых вентилях. Резонансные инверторы обычно применяются при рабочих частотах более 1 - 2 кГц. При рассмотрении характеристик резонансных инверторов их схемы разделяют на три больших класса:

1. Симметричные - кривые токов нагрузки и конденсаторов симметричны относительно оси времени, т. е. удовлетворяют условию $\varphi(t) = -\varphi(t + \frac{\pi}{2})$;
2. Несимметричные - кривая тока нагрузки не симметрична относительно оси времени (при этом кривые токов конденсаторов могут быть симметричными и несимметричными);
3. Полусимметричные - кривая тока нагрузки симметрична, а кривые токов конденсаторов несимметричны относительно оси времени.

4.2. ТИРИСТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ ТИПА ТПЧ-800-1/0,5 (800 В, 1кГц, 0,5 кВт.)

Для питания индукционных установок для термобработки деталей часто используют электромашинные преобразователи частоты - приводной двигатель синхронного или асинхронного типа и генератор средней частоты индукторного типа. Двигатели питаются от трехфазной сети с частотой 50 Гц, напряжением 380, 660, 3000, 6000 и 10000 В. Машинные преобразователи мощностью 12-500 кВт типов ВПЧ и ОПЧ выпускаются однокорпусными вертикального исполнения, а типов ОПЧ мощностью 1500 и 2500 кВт - двухкорпусными горизонтального исполнения[6].

В отличие от машинных генераторов тиристорный преобразователь частоты имеет ряд преимуществ: значительно меньшую массу на единицу мощности, лучшую работоспособность при частичных и полных нагрузках; возможность плавного изменения частоты в зависимости от режима плавки или нагрева. Принципиальная схема силовой цепи тиристорного преобразователя частоты показана на рис. 4.2.

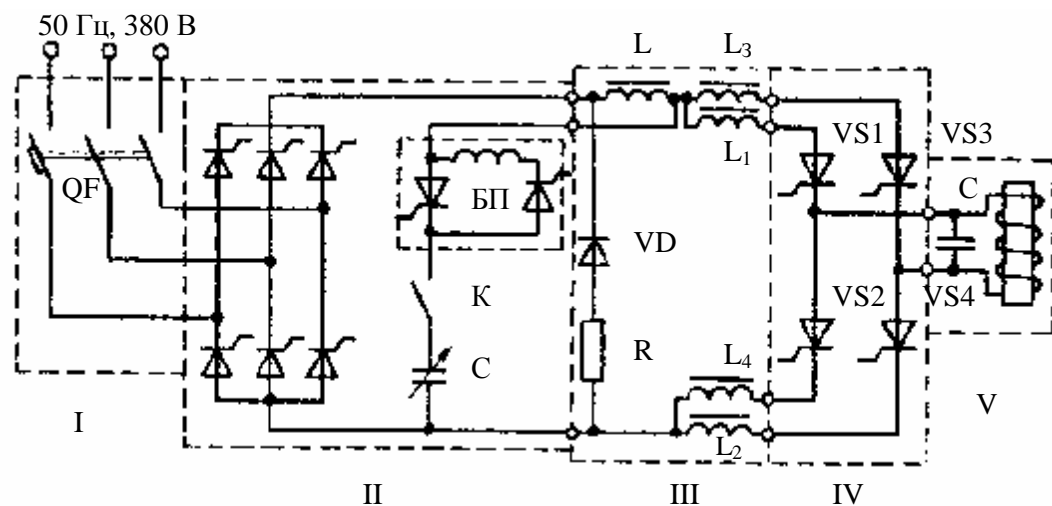


Рис. 4.2. Схема силовой цепи тиристорного преобразователя частоты типа ТПЧ-800-1\0,5:

Выпрямительный блок II представляет собой трехфазный мостовой управляемый выпрямитель, преобразующий переменный ток промышленной частоты в постоянный ток, блок дросселей (реакторов) III осуществляет сглаживание выпрямленного тока, инвертор IV преобразует постоянный ток в однофазный переменный повышенной частоты. В данном устройстве применен двухтактный инвертор, принцип действия которого основан на поочередном отпирании вентилей моста, в результате чего в нагрузке V будет проходить переменный ток, частота которого равна частоте коммутации управляемых вентилей инвертора. Блок пуска БП обеспечивает запуск преобразователя.

Рассматриваемый источник питания является преобразователем с явно выраженным звеном постоянного тока, в котором одна группа вентилей работает в режиме выпрямления, а другая – в режиме инвертирования. Преобразователи, в которых одни и те же вентили участвуют и в инвертировании, и в выпрямлении, называются преобразователями с неявно выраженным или скрытым звеном постоянного тока. Тиристорные преобразователи частоты выпускаются на частоты 0,5 – 10 кГц.

ВЫВОДЫ ПО ЧЕТВЕРТОМУ РАЗДЕЛУ

1. Для электротехнологических установок чаще всего применяются тиристорные преобразователи повышенной частоты с явно выраженным звеном постоянного тока. В таких преобразователях применяются инверторы тока и резонансные инверторы.
2. Схема тиристорного преобразователя частоты состоит из выпрямителя, блока дросселей, инвертора, цепей контроля и вспомогательных узлов (реакторов, теплообменников и пр.). По способу возбуждения инверторы выполняются с независимым возбуждением (от задающего генератора) и с самовозбуждением.

ЧАСТЬ 2. ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ УСТАНОВКИ НА ОСНОВЕ ГАЗОВОГО РАЗРЯДА И ИХ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

5. ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ КАК СОСТАВНАЯ ЧАСТЬ ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ УСТАНОВКИ НА ОСНОВЕ ГАЗОВОГО РАЗРЯДА

5.1. СТАТИЧЕСКИЕ И ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НАГРУЗКИ И ТРЕБОВАНИЯ К ИСТОЧНИКАМ ПИТАНИЯ

В зависимости от вида технологического процесса в ЭТУ применяются различные формы газового разряда. В установках ионного азотирования используется сильноточный

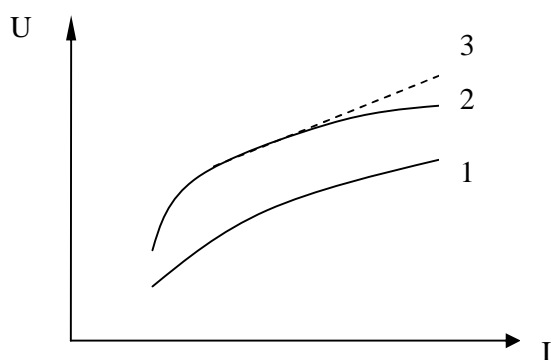


Рис.5.1. ВАХ сильноточного газового разряда: ($\theta = \text{const}$; $P = \text{const}$)
1 - 100% N_2 ; 2 - 25% N_2 + 75% H_2 ;
3 - аппроксимированная характеристика.

тлеющий разряд, что определяет возрастающие ВАХ нагрузки преобразователя (рис.5.1) [4].

Поскольку в процессе ионного азотирования необходимо обеспечить однонаправленное движение положительных ионов газа к поверхности детали, преобразователь должен формировать на нагрузке знакопостоянное напряжение. На ВАХ

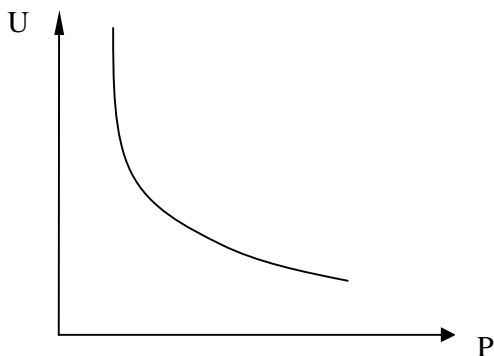


Рис.5.2. Влияние на напряжение горения разряда давления газа ($I = \text{const}$; $\theta = \text{const}$)

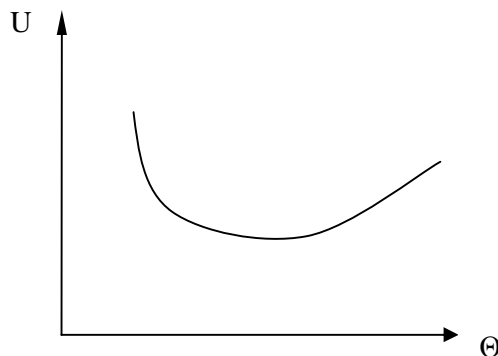


Рис.5.3. Влияние на напряжение горения разряда температуры обрабатываемых

значительное влияние оказывает состав газа (рис.5.1), давление газа в камере (рис.5.2) и температура поверхности обрабатываемой детали (рис.5.3).

В реальных установках ионного азотирования температура и давление газа изменяются в больших пределах, что обусловлено условиями технологии. Источник питания должен обеспечить требуемый режим технологического процесса при значительных изменениях параметров нагрузки. Следовательно, выходные параметры источника питания необходимо регулировать в широком диапазоне.

Для промышленного производства целесообразно иметь одну схемную модификацию источника, позволяющую работать на различные виды печей ионного азотирования, либо универсальный конструктивный модуль, позволяющий без специальных дополнительных мер набирать требуемую выходную мощность (например, за счет параллельного или последовательного включения).

Динамические характеристики нагрузки преобразователя определяются спецификой сильноточного газового разряда и технологическим режимом печи ионного азотирования. Отличительной особенностью сильноточного газового разряда является его нестабильность. Различные возмущающие факторы приводят к быстрому переходу от тлеющего разряда в камере азотирования к дуговому. При этом энергия, поступающая в камеру при тлеющем разряде, равномерно распределяется по всей поверхности обрабатываемого изделия. При дуговом разряде энергия концентрируется на небольшом участке поверхности изделия. Если не ограничить количество энергии, передаваемой при дуговом разряде в камеру азотирования, повреждается поверхность изделия, что приводит к браку. Для устранения такого режима источник питания должен обеспечивать отключение нагрузки на время деионизации разрядного промежутка после дугового разряда в камере и автоматически осуществлять повторную подачу напряжения на нагрузку после интервала деионизации. Время деионизации разрядного промежутка составляет десятки - сотни микросекунд. Время подготовки к автоматическому повторному включению (АПВ) должно составлять сотни микросекунд, поэтому источник питания должен работать в режиме АПВ на частоте сотни герц – единицы килогерц, при выходной мощности в номинальном режиме от десятков киловатт до 1 МВт.

Наряду с тлеющим в электротехнологии часто используется дуговой разряд (сварка, плазменная обработка изделия, дуговые печи и т.д.). При этом в зависимости от вида ЭТУ используются различные виды дугового разряда. Например, дуговой разряд в воздухе при атмосферном давлении в сварочных установках, либо высоковакуумный дуговой разряд в установках напыления.

В зависимости от вида дугового разряда изменяются требования, предъявляемые к источникам питания.

В установках стыковой электроконтактной сварки сопротивление разрядного промежутка изменяется от короткого замыкания до холостого

хода, поэтому источник питания должен обладать специфическими характеристиками. С одной стороны ограничивать ток при коротком замыкании, с другой стороны обеспечивать динамичный подвод мощности к нагрузке для разрыва кромок в момент инициирования разряда либо при самопроизвольном касании кромок в процессе сварки. Удовлетворять столь сложным требованиям при мощности установки сотни киловатт - единицы мегаватт и необходимости формирования знакопеременного напряжения на однофазном сварочном трансформаторе можно лишь при рациональном построении силовой схемы и системы управления источника питания.

Высоковакуумный дуговой разряд (ВДР) используется в ряде электротехнологических установок напыления, в установках упрочения поверхности изделия за счет ионно-плазменного осаждения покрытия. Специфика ВДР проявляется в его нестабильности при достаточно малых токах (десятки ампер) и сложности инициировании самостоятельного разряда в вакууме (зажигания разряда).

Статическая характеристика ВДР близка к линейной, однако действие возмущающих факторов приводит к тому, что напряжение при разряде при постоянном токе значительно (в десятки раз) меняется. Таким образом, ВДР является высокодинамичной нагрузкой с резко переменными параметрами. При этом источник питания должен обеспечить зажигание разряда, а для стабилизации разряда иметь выходные характеристики, близкие к характеристикам источника тока не только в статике, но и в динамике.

Для проведения технологического процесса при различной загрузке камеры напыления деталями либо при различных напыляемых материалах необходимо обеспечить регулирование тока разряда в диапазоне от десятков до сотен ампер при мощности источника питания, равной единицам киловатт.

В лазерных электротехнологических установках непрерывного действия характеристики источника питания не столь жестко связаны с качеством конечной продукции, поскольку в цепи преобразователя энергии между источником питания и обрабатываемой деталью присутствует дополнительный блок, преобразующий электрическую энергию в энергию когерентного излучения с заданными параметрами.

Для лазеров с быстрой прокачкой рабочей смеси ВАХ возрастающая, причем напряжение с ростом давления газа уменьшается. Для лазеров с медленной прокачкой ВАХ падающая, что соответствует наличию отрицательного динамического сопротивления в схеме замещения. В лазерах с медленной прокачкой характеристики разряда достаточно стабильные, уровень питающего напряжения составляет десятки киловольт, при выходной мощности источника питания до 100 киловатт.

Для лазеров с быстрой прокачкой рабочей смеси уровень напряжения составляет единицы киловольт при той же мощности. Характеристики разряда менее стабильные, чем у лазеров с медленной прокачкой.

Рассмотренные режимы работы ЭТУ не охватывают всех возможных вариантов, однако они отражают наиболее характерные особенности работы

источника питания на газоразрядную нагрузку, которые в той или иной мере проявляются в других технологических процессах; позволяют с единой позиции подойти к анализу электромагнитных процессов в преобразователях. Сформулируем некоторые общие требования к источникам питания ЭТУ, которые в дальнейшем будут скорректированы для каждого рассматриваемого случая.

Источник питания должен:

- 1) обеспечивать согласованность напряжения и параметров первичной питающей сети с характеристиками и параметрами газоразрядного промежутка, в большинстве случаев обеспечивать потенциальную развязку;
- 2) допускать регулирование выходных параметров в широких пределах в целях обеспечения заданной ВАХ как в статике, так и в динамике при большом диапазоне изменения параметров нагрузки (практически от холостого хода до короткого замыкания);
- 3) обладать высоким быстродействием и обеспечивать режимы многократных автоматических повторных включений;
- 4) позволять легко осуществлять комбинацию конструктивных модулей (параллельное либо последовательное соединение) с учетом большого диапазона возможных мощностей источников, за счет чего удастся упростить промышленное производство;
- 5) удовлетворять повышенным требованиям к энергетическим характеристикам и иметь ограниченное влияние на первичную сеть;
- 6) обладать высокой надежностью и простотой обслуживания при эксплуатации.

5.2. СПОСОБЫ ПОСТРОЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ, ОБУСЛОВЛЕННЫЕ СПЕЦИФИКОЙ ХАРАКТЕРИСТИК НАГРУЗКИ

Особенностью газового разряда как нагрузки источника питания является отсутствие накопления в нем энергии при любых возможных режимах работы. При этом источник питания должен обеспечивать лишь одностороннюю передачу энергии из первичной сети в нагрузку, что упрощает требования, предъявляемые к нему [4].

При выборе способа построения источника питания возникает вопрос, какова должна быть выходная характеристика источника питания, чтобы поддерживать в течение длительного времени непрерывный газовый разряд при заданных параметрах.

Условие, выполнение которого обеспечивает работу источника, питающего газоразрядный промежуток:

$$K_y = \left(\frac{\partial U_{\text{ГР}}}{\partial I_{\text{ГР}}} - \frac{\partial U}{\partial I} \right) > 0, \quad (5.1)$$

где K_y - коэффициент устойчивости системы "газоразрядный промежуток - источник питания";

$\frac{\partial U_{\text{ГР}}}{\partial I_{\text{ГР}}}$ - динамическое сопротивление газоразрядного промежутка в

рабочей точке;

$\frac{\partial U}{\partial I}$ - динамическое сопротивление источника питания.

На рис.5.4 показаны ВАХ газového разряда (5) и внешние характеристики источников тока (1,2,3), напряжения (4).

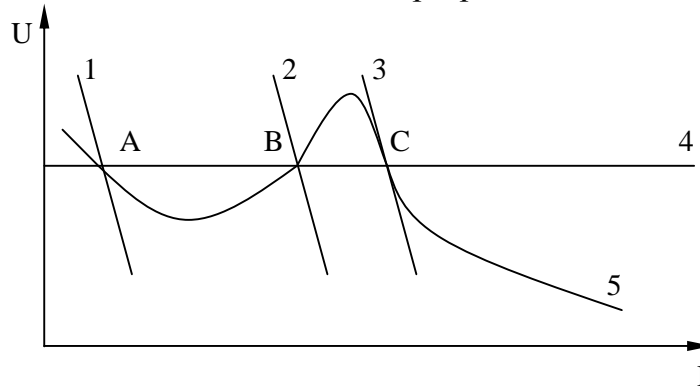


Рис.5.4. ВАХ газového разряда (5) и внешние характеристики источников тока (1,2,3), напряжения (4).

В точках А и С динамическое сопротивление газоразрядного промежутка отрицательное (кривая падает). Устойчивость системы "источник питания - нагрузка" сохраняется только в том случае, если источник питания имеет крутопадающую внешнюю характеристику, причем динамическое сопротивление источника питания по абсолютному значению больше динамического сопротивления газоразрядного промежутка.

Теоретически предельное отрицательное динамическое сопротивление имеет источник тока $\frac{\partial U}{\partial I} \rightarrow -\infty$, который позволяет получить наибольший

коэффициент устойчивости системы K_y . В точке В на возрастающем участке ВАХ газového разряда устойчивый режим работы сохраняется при питании от источника напряжения, однако и в этом случае при питании от источника тока K_y оказывается более высоким. На практике первичным источником электрической энергии является источник напряжения с относительно жесткими характеристиками, поэтому задача источника питания - не только преобразовать параметры электрической энергии питающей сети к виду, необходимому для проведения технологического процесса, но и сформировать требуемые выходные характеристики, обеспечивающие устойчивую работу системы "источник питания - нагрузка".

Наиболее характерные способы построения источников питания средней и большой мощности - стабилизация тока включением

токоограничивающих активных или реактивных элементов, компенсационная стабилизация с построением замкнутых систем регулирования по току, стабилизация тока путем использования индуктивно-емкостных преобразователей источников напряжения в источники тока. Под характеристиками, соответствующими характеристикам источника тока будем понимать падающие характеристики с конечным дифференциальным сопротивлением.

Использование активных токоограничивающих элементов для создания падающих ВАХ источника питания приводит к существенному ухудшению КПД устройства при необходимости регулирования мощности в нагрузке либо при стабилизации режима работы. На рис.5.5.б показана ВАХ источника питания с токоограничивающим балластным резистором R_B (кривая 1).

$$U_H = U_{XX} - I_H \cdot R_B, \quad (5.2)$$

где U_{XX} - напряжение холостого хода источника питания;
 U_H, I_H - напряжение и ток нагрузки источника питания.

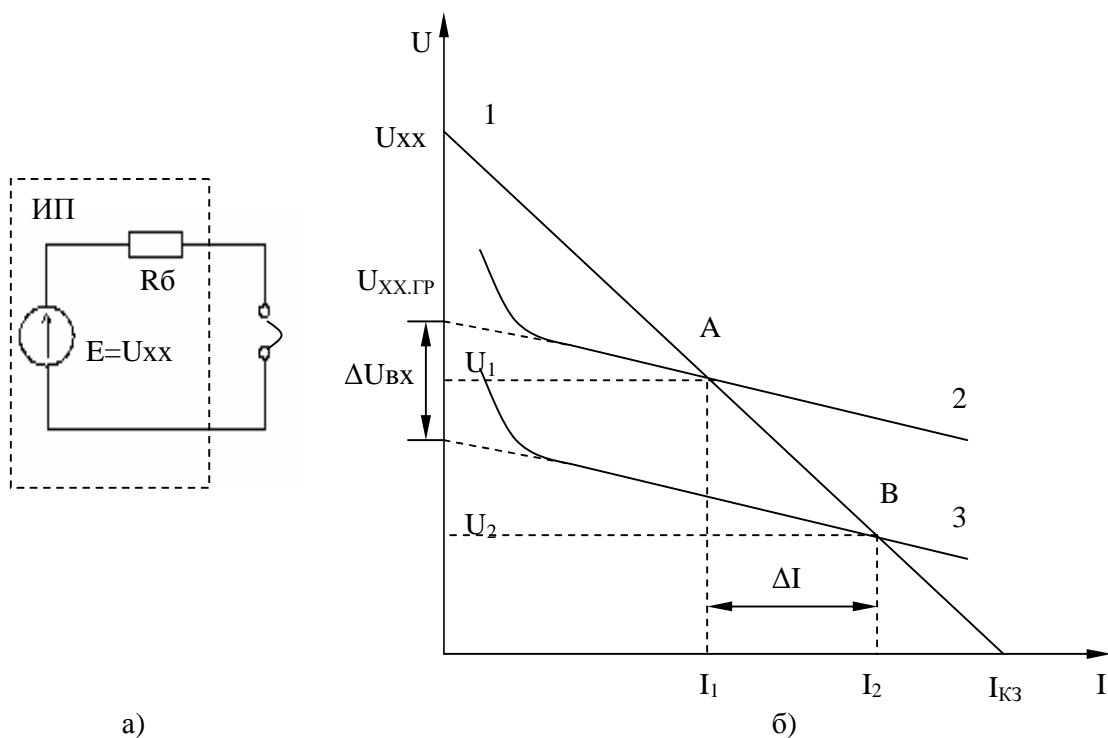


Рис.5.5. Источник питания с токоограничивающим активным элементом:

а) принципиальная схема ;

б) внешняя характеристика источника питания (1) и характеристики газового разряда (2,3)

На рис.5.5 также изображена ВАХ газового разряда, которую можно аппроксимировать зависимости, справедливыми вблизи рабочей точки:

для кривой 2

$$U_H = U_{XX,ГР} - R_{д, ГР} \cdot I_{Г,Р}; \quad U_H=U_1; \quad (5.3)$$

для кривой 3

$$U_H = U_{XX,ГР} - R_{д, ГР} \cdot I_{ГР} - \Delta U_{BX}; \quad U_H=U_2, \quad (5.4)$$

где $U_{XX,ГР}$, $R_{д}$, $I_{ГР}$ – соответственно напряжение, дифференциальное сопротивление, ток аппроксимированной ВАХ газового разряда;
 $\Delta U_{ВХ}$ - изменение напряжения на газоразрядном промежутке, вызванное внешними факторами.

Пользуясь выражениями (5.2) - (5.4) можно получить следующее уравнение, связывающее параметры газоразрядного промежутка и источника питания при наличии возмущения $\Delta U_{ВХ}$:

$$\Delta U = U_1 - U_2 = \Delta I \cdot R_{д.ГР} + \Delta U_{ВХ} = \Delta I \cdot R_{Б}.$$

$$\Delta I = \frac{\Delta U_{ВХ}}{K_y}, \quad (5.5)$$

где $\Delta I = I_2 - I_1$;
 $K_y = [R_{Б} + (-R_{д.ГР})] > 0$ - коэффициент устойчивости системы "газовый промежуток - источник питания".

$$R_{Б} = \frac{\partial U}{\partial I} > 0,$$

$$R_{д.ГР} = \frac{\partial U_{ГР}}{\partial I_{ГР}} < 0.$$

Как видно из выражения (5.5), чем выше K_y , тем при большем возможном возмущении $\Delta U_{ВХ}$ получаем заданное ΔI . Наибольшее K_y будет при положительном $R_{д.ГР}$.

КПД источника питания для некоторой рабочей точки с параметрами U_1 , I_1 равен:

$$\eta_1 = \frac{U_{XX} - I_1 \cdot R_{Б}}{U_{XX}} = 1 - \frac{I_1}{I_{КЗ}} = 1 - I_1^*, \quad (5.6)$$

где $I_{КЗ} = \frac{U_{XX}}{R_{Б}}$ - ток короткого замыкания источника питания;

$I_1^* = \frac{I_1}{I_{КЗ}}$ - относительное значение тока нагрузки.

Под действием возмущающих факторов возможно изменение характеристик газового разряда согласно рис.5.5. При этом рабочая точка переместится; ток нагрузки и напряжение на ней станут равны U_2 , I_2 . КПД для этого случая равен:

$$\eta_2 = \frac{U_{XX} - (I_1 + \Delta I) \cdot R_{Б}}{U_{XX}} = 1 - I_1^* \cdot \frac{\Delta U_{ВХ}^* \cdot R_{Б}}{K_y}, \quad (5.7)$$

где $\Delta U_{ВХ}^* = \frac{\Delta U_{ВХ}}{U_{XX}}$.

Выражение (5.7) показывает, что стабилизация разряда при изменении его характеристики, в случае использования токоограничивающего балластного резистора осуществляется за счет изменения КПД источника питания, причем уменьшение напряжения на разряде ведет к снижению КПД источника питания. Чем выше K_y , тем меньше влияние входных возмущений

на КПД источника питания, однако, это справедливо только для случая, если K_U возрастает за счет изменения характеристики газового разряда ($R_{д.гр}$), а не за счет изменения балластного резистора.

Регулирование мощности в нагрузке возможно путем изменения напряжения холостого хода источника питания (например, с помощью управляемого выпрямителя) либо балластного резистора. Для частного случая, когда $R_{д.гр} \approx 0$, регулирование мощности в нагрузке осуществляется путем регулирования тока, при этом КПД источника:

$$\eta = \frac{U_H}{U_{ХХ}}. \quad (5.8)$$

Из формулы (5.8) видно, что регулирование мощности изменением $U_{ХХ}$ при постоянном R_B ведет к изменению КПД, причем рост мощности в нагрузке снижает КПД источника питания. Регулирование мощности в нагрузке изменением R_B не влияет на КПД источника питания, но может приводить к ухудшению устойчивости системы. К тому же плавное регулирование R_B в мощных установках затруднительно.

Таким образом, формирование падающих характеристик источника питания путем использования активного балластного резистора может оказаться приемлемым ввиду его относительной простоты лишь при малом диапазоне регулирования, малом отрицательном либо положительном дифференциальном сопротивлении газоразрядного промежутка, относительно небольшой мощности источника питания, при несложном отводе тепла с балластного резистора и нединамической нагрузке. Последнее объясняется тем, что, если нагрузка может скачком меняться до короткого замыкания (переход тлеющего разряда в дуговой), то необходимо иметь ток короткого замыкания, незначительно превышающий ток номинального режима, во избежание завышения установленной мощности электротехнологического оборудования даже при быстром отключении короткого замыкания. При этом I_1^* в выражении (5.7) достаточно велик, что приводит к низкому КПД источника.

Использование в качестве токоограничивающего балласта реактивных элементов также имеет ограниченное применение, несмотря на то, что КПД преобразователя в этом случае выше. Установленная мощность реактивных элементов оказывается значительной, поскольку энергия в этом случае должна запасаться в них. Кроме того часто возникают трудности с выводом избыточной энергии, накопленной в реактивных элементах при изменении режима работы источника питания.

При достаточном коэффициенте усиления замкнутой системы можно с заданной точностью поддерживать требуемое значение выходного параметра, например тока, при любых внешних возмущениях (изменение параметров нагрузки, напряжения питания и т.д.). Однако при ключевом режиме работы регулирующего устройства система оказывается дискретной, что не позволяет корректировать рабочий режим устройства в течение интервала дискретности. В управляемом выпрямителе нельзя отключить

нагрузку от работающей фазы до того момента, пока напряжение фазы не изменит свою полярность. В автоматических регуляторах существуют интервалы подготовки коммутации, в течение которых невозможно воздействовать на состояние регулятора, поэтому дискретная система должна обязательно содержать реактивные элементы, способные накапливать энергию и поддерживать требуемые характеристики системы между возможными моментами воздействия внутри интервала дискретности.

Для поддержания тока внутри интервалов дискретности обычно используют индуктивные элементы, тогда оценить динамическое сопротивление источника постоянного тока, определяемое внутри интервала дискретности τ при изменении напряжения на ΔU и соответствующем ему изменении тока на ΔI можно, пользуясь следующей формулой:

$$R_{д.ист} = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{L}{t} = \frac{L \cdot I_{г.р}^2}{t \cdot I_{г.р}^2} = \frac{2 \cdot Q_L}{I_{г.р}^2} \cdot f, \quad (5.9)$$

где L - индуктивность реактора, включенного последовательно с нагрузкой;

Q_L - энергия реактора;

f - частота дискретности;

$I_{г.р}$ - действующее значение тока газового разряда.

Решая (5.1) и (5.9), получаем:

$$Q_L = \frac{(K_y - R_{д.г.р})^2 \cdot I_{г.р}^2}{2 \cdot f} = \frac{(K_y - R_{д.г.р}) \cdot P_{г.р}}{2 \cdot f \cdot R_{ст}}, \quad (5.10)$$

где $P_{г.р}$ - мощность, выделяемая в нагрузке;

$R_{ст} = \frac{U_{г.р}}{I_{г.р}}$ - статическое сопротивление нагрузки в рабочей точке,

характеризующее режим работы источника питания.

Как видно из (5.10), энергия реактора тем больше, чем больше мощность передаваемая в нагрузку и меньше статическое сопротивление нагрузки, что соответствует нагрузке при той же мощности и пониженном напряжении. Кроме того, энергия реактора зависит от коэффициента устойчивости системы. При выборе K_y следует ограничить его значение с учетом диапазона изменения и характера нагрузки (положительного или отрицательного $R_{д.г.р}$) во избежание нерационального увеличения массогабаритных показателей силового оборудования источника. Повышение частоты работы устройства ведет к снижению массогабаритных показателей реактивных элементов, улучшает динамические характеристики источника питания. Повышение частотных возможностей источника питания предопределяет необходимость применения устройств принудительной коммутации тиристоров. При этом источник питания обычно содержит звено постоянного тока. В этом случае выпрямитель может быть выполнен

неуправляемым. Последнее позволяет обеспечить хорошие энергетические характеристики источника питания во всех возможных режимах его работы.

Учитывая перечисленные особенности электротехнологических установок, предназначенных для работы на газоразрядный промежуток и требования, предъявляемые к источникам питания, в дальнейшем будем рассматривать лишь преобразователи повышенной частоты с принудительной коммутацией тиристорov.

5.3. ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ НА БАЗЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ТИРИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

В зависимости от требований, предъявляемых нагрузкой (постоянный, переменный, импульсный ток и т.д.) возможны различные способы построения силовой схемы источника питания с падающей ВАХ, созданными введением цепи обратной связи по току [4]. Однако, возможность реализации источника питания с заданными частотными, статическими, динамическими, энергетическими и массогабаритными характеристиками во многом определяется типом ключевого элемента, на базе которого строится силовая схема источника питания. Ключевым элементом силовой схемы различных преобразователей с уровнем выходной мощности более нескольких киловатт обычно являются тиристоры. При частотах, превышающих частоту промышленной сети, необходимо использовать специальные устройства принудительной коммутации тиристорov, которые в основном и определяют характеристики ключевого элемента. Поэтому целесообразно выявить перспективность использования в электротехнологических установках с газовым разрядом различных способов коммутации.

Все многообразие устройств принудительной коммутации тиристорov можно разделить на три большие группы:

- устройства последовательной коммутации;
- устройства параллельной коммутации;
- устройства с естественной коммутацией тока вследствие спада его до нуля путем соответствующей организации контура нагрузки.

Третий тип коммутации характерен для последовательных инверторов.

Устройства последовательной и параллельной коммутации обязательно содержат дополнительные контуры для протекания коммутирующего тока, минуя нагрузку. В устройствах параллельной коммутации нередко одним из элементов контура является силовой тиристор. При этом через него на определенных этапах протекает коммутирующий ток и ток нагрузки, что делает более тяжелым режим его работы, особенно на повышенных частотах. В устройствах последовательной коммутации напряжение на элементах схемы повышенное, поскольку необходимо включение последовательно с силовым тиристором коммутирующего конденсатора, напряжение на котором должно превышать напряжение питающей сети в течение времени восстановления управляющих свойств основного тиристора. Известно, что

тиристоры более критичны к перенапряжениям, чем к токовым перегрузкам, последнее определяет меньшую надежность и, как следствие, меньший диапазон практического применения схем последовательной коммутации тиристоров при повышенном напряжении, либо при значительных его изменениях в мощных установках, что характерно для газоразрядной нагрузки.

Особенностью устройств последовательной и параллельной коммутации тиристоров является наличие дополнительных этапов подготовительного перезаряда коммутирующего конденсатора, что снижает и частотные возможности.

Использование специальных схем форсированного перезаряда коммутирующего конденсатора и применение двухтактных схем повышает частотные возможности коммутирующих устройств, но вместе с тем приводит к усложнению регулятора, увеличению его массогабаритных показателей, усложнению управления и, как следствие, к снижению надежности. Энергия, накопленная в узлах последовательной и параллельной коммутации при работе на газоразрядную нагрузку, должна определяться из условия надежной коммутации токов, значительно превышающих номинальные и определяемые технологическими короткими замыканиями нагрузки (дуговой разряд в ионном азотировании, контракция в лазерных установках и т. д.). Перечисленные выше особенности схем последовательной и параллельной коммутации делают малоперспективным применение их при работе на газоразрядную нагрузку.

Устройства с естественной коммутацией тока фактически осуществляют питание нагрузки непосредственной энергией, накапливаемой в коммутирующем конденсаторе. При этом запасаемая в коммутирующем конденсаторе энергия не так резко зависит от параметров нагрузки, как в устройствах последовательной и параллельной коммутации. Управление такими устройствами предельно простое. Подача импульсов управления на включение силового тиристора однозначно определяет его последовательное выключение путем соответственной организации силовой схемы устройства. Частотные возможности таких схем наиболее высокие.

Простейшая схема, осуществляющая принцип естественной коммутации тока нагрузки изображена на рис.5.6.

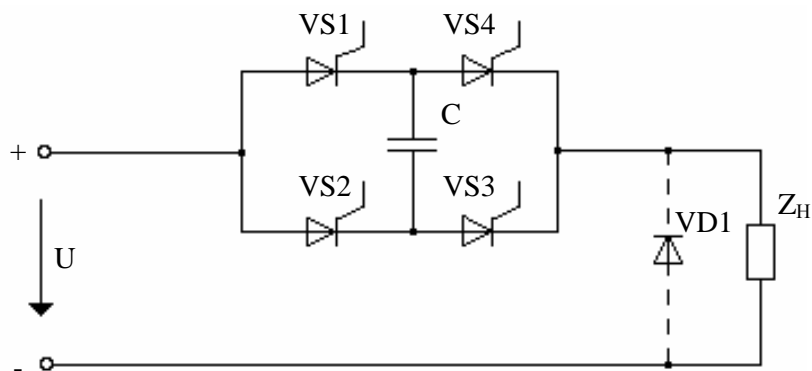


Рис.5.6. Схема преобразователя с дозированной передачей энергии в нагрузку

Схема работает таким образом, что в контуре силового тока между источником питания U и нагрузкой Z_H оказывается включенным конденсатор C . При этом тиристоры включаются попарно: $VS1, VS3$ либо $VS2, VS4$. Регулирование выходного сигнала в данном случае осуществляется изменением частоты переключения тиристоров. При этом энергия, поступающая в нагрузку за один такт ограничена емкостью конденсатора C и напряжением на его обкладках U_C :

$$Q_H = 2 \cdot C \cdot U_C \cdot U. \quad (5.11)$$

Если нагрузка шунтирована обратным диодом $VD1$, то напряжение на обкладках конденсатора в рабочем режиме при колебательном характере электромагнитных процессов в схеме фиксировано и равно напряжению питания. Тогда энергия, поступающая за один такт работы преобразователя в нагрузку, постоянна и не зависит от параметров нагрузки:

$$Q_H = 2 \cdot C \cdot U^2. \quad (5.12)$$

Таким образом, осуществляется режим дозированной передачи энергии в нагрузку.

Работа схемы на нагрузку, шунтированную обратным диодом, нашла наиболее широкое применение. Последнее обусловлено следующими факторами:

1. Во всех режимах работы мгновенное значение тока через любые элементы силовой схемы не превышает мгновенного значения тока в нагрузке.
2. Напряжение на всех элементах схемы строго ограничено: на тиристорах и конденсаторе - напряжением питания, на обратном диоде - двойным напряжением питания.
3. Независимость энергии, передаваемой в нагрузку от параметров последней, особенно выигрышна при резко переменной нагрузке с возможностью короткого замыкания, что свойственно газоразрядной нагрузке (например, переход тлеющего разряда в дуговой при ограничении энергии дугового разряда не приводит к повреждению поверхности обрабатываемых изделий в установках ионного азотирования).
4. Предельная частота работы устройства определяется временем t_B восстановления управляющих свойств тиристоров. Учитывая, что при постоянном токе нагрузки I_H напряжение на конденсаторе изменяется на $2U$, получаем:

$$f = \frac{1}{2 \cdot t_B} = \frac{I_H}{2 \cdot C \cdot U}. \quad (5.13)$$

Это наиболее высокая частота, достигаемая в одноктактных преобразователях.

5. Данная схема имеет естественно падающую характеристику, что является одним из основных требований при работе на газоразрядную нагрузку. Действительно, при постоянной частоте модуляции f мощность, передаваемая в нагрузку, постоянна:

$$P_H = U_H \cdot I_H = 2 \cdot C \cdot U^2 \cdot f. \quad (5.14)$$

Тогда уравнение ВАХ имеет вид:

$$U_H = \frac{2 \cdot C \cdot U^2 \cdot f}{I_H}. \quad (5.15)$$

6. Данная схема параметрически, то есть вследствие естественно падающей характеристики, может обеспечивать устойчивый режим работы системы "источник питания - нагрузка" ($k_y > 0$). Динамическое сопротивление источника питания с дозированной передачей энергии равно:

$$R_{д.ист} = \frac{dU_H}{dI_H} = \frac{-2 \cdot C \cdot U^2 \cdot f}{I_H^2}. \quad (5.16)$$

С учетом (5.13) получим:

$$R_{д.ист} = -\frac{U}{I_H}. \quad (5.17)$$

Тогда для возрастающей ВАХ нагрузки с учетом выражения (5.1) условие устойчивости соблюдается всегда ($k_y > 0$).

Если нагрузка имеет падающую ВАХ, то для рабочей точки с напряжением U_H и током I_H получим:

$$U_H = U_{XX.Г.Р} - I_H \cdot R_{д.Г.Р}, \quad (5.18)$$

где $U_{XX.Г.Р}$, $R_{д.Г.Р}$ - параметры аппроксимации ВАХ газового разряда.

Условие устойчивости системы "источник питания - нагрузка" в рабочей точке с параметрами U_H и I_H можно записать с учетом выражений (5.1), (5.17) и (5.18) в виде:

$$K_y > \frac{U}{I_H} - \frac{U_{XX.Г.Р} - U_H}{I_H} > 0,$$

откуда следует, что система устойчива, если соблюдается условие:

$$U > U_{XX.Г.Р} - U_H. \quad (5.19)$$

На практике не всегда рационально обеспечивать работу источника на газоразрядный промежуток, используя только его естественные характеристики. При большом абсолютном динамическом сопротивлении нагрузки это может привести к завышению установленной мощности источника питания. В этом случае более рационально использовать замкнутую систему регулирования, включающую преобразователь с дозированной передачей энергии в нагрузку.

7. Схема обладает повышенной надежностью, отключение нагрузки, в том числе и при коротком замыкании нагрузки, осуществляется простым снятием импульсов с тиристоров.

8. Схема с дозированной передачей энергии легко позволяет осуществить синхронную параллельную и последовательную работу. При параллельном подключении токи параллельных ячеек делятся пропорционально емкостям конденсаторов ячеек, поскольку при синхронной работе напряжения на конденсаторах равны. При последовательной работе напряжения на ячейках делятся обратно пропорционально емкостям конденсаторов, так как ток

ячеек одинаков. Это особенно ценно при промышленном производстве источников питания, поскольку позволяет набрать требуемую мощность источника питания с помощью оптимальных базовых ячеек.

Отмеченные особенности преобразователей с дозированной передачей энергии в нагрузку определяют перспективность использования устройств, построенных на базе указанного принципа при работе на повышенной частоте и на нагрузку с резко переменными параметрами, изменяющимися вплоть до короткого замыкания. Простота управления, естественная коммутация тока при перезаряде дозирующего конденсатора до значения равного напряжению источника питания, определяют высокую надежность работы.

ВЫВОДЫ ПО ПЯТОМУ РАЗДЕЛУ

1. К источникам питания ЭТУ на основе газового разряда предъявляются жесткие требования, которые сформулированы в подразделе 5.1.

2. Одним из основных требований, предъявляемых к источнику питания, является крутопадающая внешняя характеристика. Если в точке пересечения ВАХ газового разряда с внешней характеристикой источника питания динамическое сопротивление газоразрядного промежутка отрицательно, то устойчивость системы «источник питания – нагрузка» сохраняется только в том случае, если источник питания имеет крутопадающую внешнюю характеристику. Предельное отрицательное динамическое сопротивление имеет источник тока. На возрастающем участке ВАХ газового разряда устойчивый режим работы сохраняется при питании от источника напряжения, однако и в этом случае при питании от источника тока устойчивость системы оказывается более высокой.

3. Наиболее характерные способы построения источников питания средней и большой мощности – это стабилизация тока включением токоограничивающих активных либо реактивных элементов, компенсационная стабилизация построением замкнутых систем регулирования по току, стабилизация тока путем использования индуктивно-емкостных преобразователей источников напряжения в источники тока.

4. Формирование падающих характеристик источника питания путем использования активного балластного резистора может оказаться приемлемым ввиду его относительной простоты лишь при малом диапазоне регулирования, малом отрицательном либо положительном

дифференциальном сопротивлении газоразрядного промежутка, относительно небольшой мощности источника питания, при несложном отводе тепла с балластного резистора и нединамической нагрузке.

5. Повышение частоты работы устройства ведет к снижению массогабаритных показателей реактивных элементов, улучшает динамические характеристики источника питания. Повышение частотных возможностей источника питания предопределяет необходимость применения устройств принудительной коммутации тиристоров. Особенности схем параллельной и последовательной коммутации делают малоперспективными применение их при работе на газоразрядную нагрузку. Устройства с естественной коммутацией тока фактически осуществляют питание нагрузки непосредственной энергией, накапливаемой в коммутирующем конденсаторе. Частотные возможности таких схем наиболее высоки.

6. Особенности преобразователей с дозированной передачей энергии в нагрузку определяют перспективность использования устройств, построенных на базе указанного принципа при работе на повышенной частоте и на нагрузку с резко переменными параметрами, изменяющимися вплоть до короткого замыкания. Простота управления, естественная коммутация тока при перезаряде дозирующего конденсатора до значения, равного напряжению источника питания, определяют высокую надежность работы.

6. ИСТОЧНИКИ ПОСТОЯННОГО ТОКА НА БАЗЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ДОЗИРОВАННОЙ ПЕРЕДАЧЕЙ ЭНЕРГИИ

Можно выделить следующие особенности разработанных схем преобразователей с дозированной передачей энергии, определяющие их эксплуатационные характеристики:

- 1) способ перезаряда дозирующего конденсатора на нагрузку (током нагрузки или комбинированный);
- 2) принцип регулирования выходного напряжения (частотно-импульсный, широтно-импульсный и амплитудно-широтно-импульсный);
- 3) наличие подготовительного перезаряда конденсатора;
- 4) количество выходных импульсов напряжения за полный цикл работы преобразователя (однотактные схемы, двухтактные схемы).

6.1. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ПЕРЕЗАРЯДОМ ДОЗИРУЮЩЕГО КОНДЕНСАТОРА ТОКОМ НАГРУЗКИ

На рис.6.1 - 6.4 приведены схемы простейших частотно-регулируемых импульсных преобразователей с дозированной передачей энергии [4].

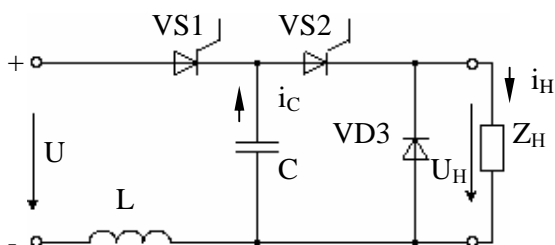


Рис.6.1. Схема однофазного преобразователя с подготовительным перезарядом дозирующего конденсатора

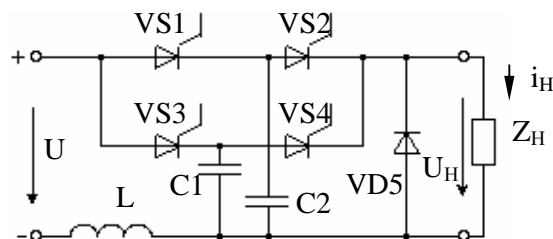


Рис.6.2. Схема двухфазного преобразователя с подготовительным перезарядом дозирующих конденсаторов

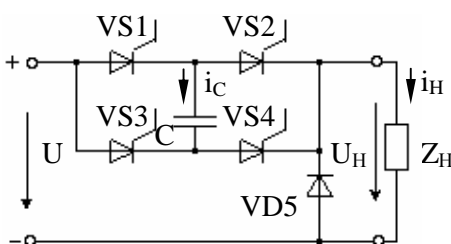
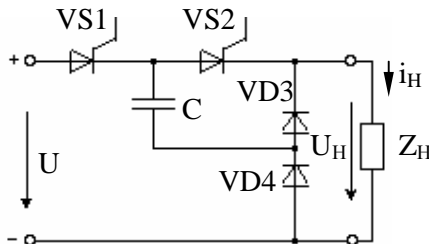
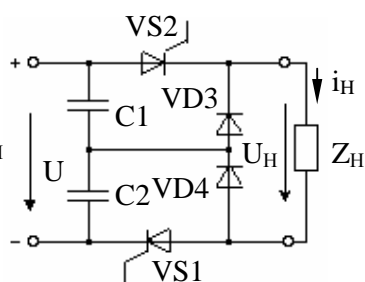


Рис.6.3. Схема двухфазного мостового преобразователя



а)



б)

Рис.6.4. Схемы двухфазных преобразователей

На рис.6.1 показана схема однофазного преобразователя с подготовительным перезарядом конденсатора. Управляющие импульсы поступают поочередно на тиристоры VS1, VS2. При отпирании тиристора VS1 происходит колебательный заряд дозирующего конденсатора от источника питания через реактор L, а при отпирании VS2 - его разряд на катушку с передачей всей накопленной энергии.

Двухфазный преобразователь с подготовительным перезарядом дозирующих конденсаторов (рис.6.2) может рассматриваться как два однофазных преобразователя с общим зарядным реактором. При попарном включении тиристоров VS1, VS4 и VS2, VS3 обеспечивается колебательный заряд одного из дозирующих конденсаторов при разряде другого на нагрузку.

Существенным недостатком двух первых схем является удвоенное по сравнению с источником питания напряжение на конденсаторе, тиристоре VS2, диоде VD3 (рис.6.1) и тиристорах VS2, VS4 и диоде VD5 (рис.6.2) и наличие дополнительных потерь энергии в контуре подготовительного перезаряда конденсатора.

Преобразователи, схемы которых приведены на рис.6.3 и 6.4, обеспечивают двухфазный режим работы, при этом каждый перезаряд дозирующего конденсатора производится на нагрузку.

Преобразователь на рис.6.3 собран по мостовой схеме на тиристорах VS1-VS4 с конденсатором C в диагонали. Тиристоры отпираются попарно: VS1, VS4 либо VS3, VS2, осуществляя подключение дозирующего конденсатора последовательно с источником питания и нагрузкой. После перезаряда конденсатора до напряжения источника питания проводившие

тиристоры запираются, и ток нагрузки замыкается через диод VD5. Схема на рис.6.3 позволяет снизить напряжение на всех элементах преобразователя, за исключением диода VD5, до напряжения источника питания. При этом частота работы силовых элементов в два раза ниже частоты следования выходных импульсов (частоты модуляции преобразователя).

На рис.6.4.а показана схема двухтактного преобразователя на двух тиристорах VS1, VS2 и двух диодах VD3, VD4. Отпирающие импульсы управления поступают на тиристоры VS1, VS2 поочередно. При отпирании VS1 дозирующий конденсатор С заряжается до напряжения источника питания U током нагрузки, после чего ток замыкается через диоды VD3 и VD4. Разряд дозирующего конденсатора производится на нагрузку после отпирания тиристора VS2. После окончания проводимости одного из тиристоров управляющие импульсы на другой подаются только по истечении интервала, необходимого для восстановления управляющих свойств проводившего тиристора.

Двухтактный преобразователь с разделенной емкостью на входе (рис.6.4.б) работает следующим образом. Допустим, конденсатор С2 заряжен до напряжения источника питания. При отпирании тиристора VS1, отпирается диод VD3, и конденсатор С2 разряжается на нагрузку до нулевого напряжения. Одновременно конденсатор С1 заряжается до напряжения источника питания. По окончании перезаряда ток нагрузки протекает через последовательно включенные диоды VD3 и VD4. После интервала, необходимого для восстановления управляющей способности тиристора VS1, включается тиристор VS2, и процессы повторяются с тем лишь отличием, что разряжается конденсатор С1, а заряжается С2.

Схема на рис.6.4.б обладает следующими преимуществами по сравнению со схемой на рис.6.4.а: она является симметричной по отношению к нагрузке, что позволяет избежать первой субгармоники в токе нагрузки, кроме того частота пульсации потребляемого тока в схеме на рис.6.4.б в два раза выше.

В отличие от рассмотренных выше схем, напряжение на всех силовых элементах преобразователей (рис.6.4.а, б) не превышает напряжения питания. Однако такие преобразователи позволяют регулировать напряжение на нагрузке лишь до значения, не превышающего половину напряжения питания.

Регулирование выходного напряжения преобразователей по рис.6.1-6.4 осуществляется частотно-импульсным способом. При этом энергия, передаваемая в нагрузку на каждом периоде модуляции, ограничена и определяется емкостью С дозирующего конденсатора и амплитудой напряжения на его обкладках:

$$Q = \frac{C \cdot U_M^2}{2}.$$

При постоянстве частоты модуляции f мощность, потребляемая от источника питания и передаваемая в нагрузку, строго постоянна и равна для

схем на рис.6.1-6.3: $P = 2 \cdot U^2 \cdot C \cdot f$, а для схем на рис.6.4а, б: $P = 0.5 \cdot U^2 \cdot C \cdot f$, где для преобразователя на рис.6.4.б емкость дозирующего конденсатора в последней формуле: $C = C1 + C2$. Постоянство мощности позволяет защитить источник питания, нагрузку, силовые элементы преобразователя от перегрузок во всем диапазоне изменения нагрузки вплоть до короткого замыкания.

Преобразователи просты в управлении. Пуск преобразователя не требует предварительного заряда дозирующего конденсатора. Отключение осуществляется прекращением подачи управляющих импульсов на тиристоры. Аналогичными свойствами обладает и преобразователь, построенный на базе последовательного инвертора с

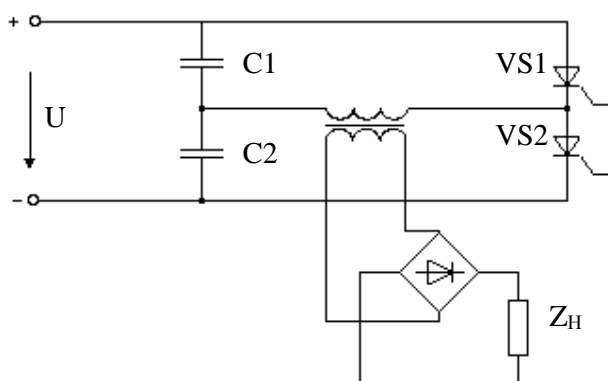


Рис.6.5. Схема преобразователя с согласующим высокочастотным трансформатором выпрямителем на выходе. Например, по схеме рис.6.5, что позволяет осуществить потенциальную развязку нагрузки и источника питания, а также согласование напряжения питания и нагрузки.

6.2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С КОМБИНИРОВАННЫМ ПЕРЕЗАРЯДОМ ДОЗИРУЮЩЕГО КОНДЕНСАТОРА

Недостатком преобразователей с перезарядом дозирующего конденсатора током нагрузки, является сильная зависимость длительности импульсов выходного напряжения, а следовательно и частоты модуляции от нагрузки [4]. Значительное снижение частоты модуляции в режиме малых токов затрудняет фильтрацию тока нагрузки. Это отрицательно сказывается на динамических показателях преобразователя, а в некоторых случаях, когда одним из основных требований является хорошее сглаживание тока нагрузки при широком диапазоне его изменения - и на энергетических показателях преобразователя и установки в целом. При активной нагрузке процессы носят апериодический характер, что усложняет коммутационные процессы в

преобразователях. При этом схемы на рис.6.1-6.5 могут оказаться неработоспособными.

Указанного недостатка в значительной мере лишены преобразователи с комбинированным перезарядом дозирующего конденсатора. Простейшая схема такого преобразователя изображена на рис.6.6.

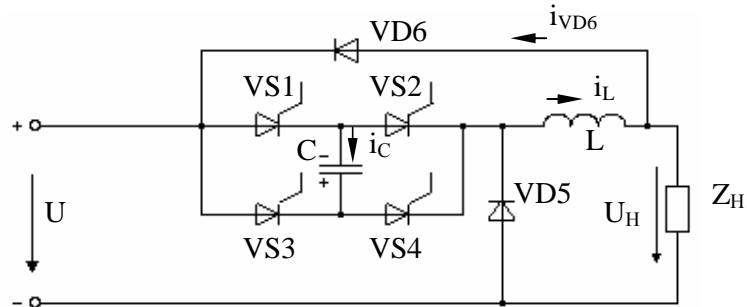


Рис.6.6. Схема преобразователя с дополнительным контуром перезаряда дозирующего конденсатора

В отличие от схемы на рис.6.3, преобразователь изображенный на рис.6.6 дополнительно содержит реактор L и диод $VD6$, образующие дополнительную цепь перезаряда дозирующего конденсатора.

Допустим, к моменту t_0 конденсатор заряжен до напряжения источника питания полярностью указанной на рис.6.6. При отпирании в момент t_0 очередной пары тиристоров $VS1$ и $VS4$ образуется два контура перезаряда конденсатора: основной, включающий источник питания, конденсатор и нагрузку; и дополнительный L - C контур, возникающий при отпирании диода $VD6$. Конденсатор начинает перезаряжаться током равным сумме тока нагрузки и диода $VD6$. После того, как ток диода $VD6$ становится равным нулю, конденсатор продолжает перезаряжаться лишь током нагрузки. Конденсатор перезаряжается до обратного напряжения, проводившие тиристоры запираются, и ток нагрузки замыкается в контуре, образованном $VD5$ и нагрузкой. Далее отпирается очередная пара тиристоров $VS3$ и $VS2$, и процесс в схеме повторяется.

С ростом тока нагрузки доля разряда дозирующего конденсатора током нагрузки увеличивается. Строго говоря, при комбинированном перезаряде дозирующего конденсатора, преобразователь не является дозатором энергии, однако максимальная энергия, передаваемая в нагрузку, ограничена и не превышает значения $Q < 2 \cdot U^2 \cdot C$. Кроме того, режимы работы элементов преобразователей с комбинированным перезарядом конденсатора и перезарядом током нагрузки близки, поэтому их также относят к преобразователям с дозированной передачей энергии в нагрузку.

Максимальное напряжение на всех элементах схемы за исключением диода $VD5$ не превышает напряжения источника питания. Рабочая частота конденсатора и частота переключения тиристоров в два раза меньше частоты модуляции преобразователя. Скорость нарастания прямого напряжения на тиристорах ограничена скоростью изменения напряжения на конденсаторе.

Мгновенное значение тока через тиристоры, конденсатор и реактор выше мгновенного тока нагрузки на ток диода VD6.

Условия запираания тиристоров преобразователя на рис.6.6 аналогичны условиям запираания тиристоров преобразователя на рис.6.3, что определяет высокие частотные возможности схемы.

Регулирование напряжения в преобразователе на рис.6.6 производится частотно-импульсным способом, поэтому наиболее эффективно его использование при небольшом диапазоне регулирования напряжения на нагрузке.

ВЫВОДЫ ПО ШЕСТОМУ РАЗДЕЛУ

1. Регулирование выходного напряжения преобразователя с перезарядом дозирующего конденсатора током нагрузки осуществляется частотно-импульсным способом. При этом энергия, передаваемая в нагрузку на каждом периоде модуляции, ограничена и определяется емкостью дозирующего конденсатора и амплитудой напряжения на его обкладках.

2. Недостатком преобразователя является сильная зависимость длительности импульсов выходного напряжения, а следовательно и частоты модуляции, от нагрузки. При активной нагрузке процессы носят апериодический характер, что усложняет коммутационные процессы в преобразователе. При этом схемы на рис.6.1-6.5 могут оказаться неработоспособными.

3. Указанного недостатка в значительной мере лишены преобразователи с комбинированным перезарядом дозирующего конденсатора. Строго говоря, такие преобразователи не являются дозаторами энергии, однако максимальная энергия, передаваемая в нагрузку, ограничена. Режимы работы элементов преобразователей с комбинированным перезарядом конденсатора и перезарядом током нагрузки близки, поэтому их также относят к преобразователям с дозированной передачей энергии в нагрузку.

4. Регулирование напряжения в преобразователе с комбинированным перезарядом конденсатора производится частотно-импульсным способом, поэтому наиболее эффективно его использование при небольшом диапазоне регулирования напряжения на нагрузке.

ЧАСТЬ 3. ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ УСТАНОВКИ НА ОСНОВЕ ЛАЗЕРОВ И ИХ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

7. ОПТИЧЕСКИЕ КВАНТОВЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ (ЛАЗЕРЫ)

7.1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ЛАЗЕРОВ

Слово лазер происходит от английских слов Light amplification by stimulated emission of radiation – усиление света с помощью стимулированного излучения.

Основой работы оптического квантового генератора (ОКГ) является генерирование монохроматических волн оптического диапазона под воздействием индуцированного (вынужденного) излучения [1,9].

Согласно законам квантовой механики энергия относительного движения любой системы связанных частиц не является произвольной, а принимает определенный ряд значений, которые называются уровнями энергии: E_0 , E_1 , E_2 и т.д. Весь набор допустимых значений энергии принято называть энергетическим спектром системы.

В состоянии термодинамического равновесия распределение атомов по различным энергетическим уровням подчиняется закону Больцмана: число частиц на верхнем уровне меньше, чем на нижнем:

$$\frac{N_2}{N_1} = \exp\left(-\frac{E_2 - E_1}{kT}\right),$$

где N_1 , N_2 , E_1 , E_2 – количество и энергия атомов на уровнях 1 и 2;
 k – постоянная Больцмана;
 T – температура.

Числа N_1 , N_2, \dots, N_n называют заселенностями уровней энергии. Если на уровне 2 энергия больше, то заселенность этого уровня ниже при любой возможной температуре замкнутой системы. Состояние любой из частиц может измениться при ее взаимодействии с электромагнитным полем или другими частицами. В этом случае при переходе с высокого уровня энергии E_n на нижний E_m частицы излучают электромагнитные волны, частота которых:

$$\nu = \frac{E_n - E_m}{h},$$

где h – постоянная Планка.

При переходе на более высокие энергетические уровни частицы поглощают электромагнитные волны такой же частоты.

Электромагнитные волны любой частоты, в том числе и свет, представляют собой поток отдельных порций энергии – квантов или фотонов, энергия которых равна $h \cdot \nu$. Переход между состояниями микрочастиц происходит только при взаимодействии с фотонами резонансной частоты ν_{mn} , когда:

$$h \cdot \nu_{mn} = E_n - E_m.$$

Если частица находится в возбужденном состоянии, а ее энергия превышает максимально допустимое значение E_0 , то такое состояние не может сохраняться в течение значительного времени. Даже полностью изолированная от внешней среды возбужденная частица через некоторое время перейдет в состояние с меньшей энергией. При этом переходе она испускает фотон. Такой переход называется самопроизвольным или спонтанным излучением. Спонтанное излучение носит шумоподобный характер. Отдельные акты спонтанного излучения различными частицами происходят случайно. Момент излучения кванта каждой из возбужденных частиц, направление его движения и поляризация не связаны с актом испускания квантов другими такими же частицами. Все традиционные источники света (нагретые тела, плазма газовых разрядов) дают спонтанно излучаемый свет.

Иначе происходит процесс индуцированного излучения. Если возбужденная частица находится под воздействием внешних электромагнитных волн резонансной частоты, то она может перейти в состояние с меньшей энергией. При этом она испускает квант, не отличимый от приходящих извне, то есть имеющий такую же частоту, поляризацию и направление распространения. Вероятность испускания индуцированного излучения пропорциональна интенсивности внешнего излучения - числу квантов в единицу времени. Фаза возникающих при индуцированных переходах электромагнитных волн строго согласована с фазой внешних волн. Поток индуцированного излучения отличается от первичного только возрастающей интенсивностью.

Однако, в любой находящейся в термодинамическом равновесии или вблизи его системе частиц заселенности более высоких уровней энергии меньше заселенностей уровней, расположенных ниже. Поэтому процессы поглощения квантов происходят чаще, чем индуцированное излучение. По этой же причине электромагнитные волны резонансной частоты, взаимодействуя с такими же частицами, рассеивают свою энергию и затухают. В термодинамическом равновесии система не теряет и не приобретает энергию, поэтому число переходов $1 \rightarrow 2$ и $2 \rightarrow 1$ совпадают, то есть:

$$W_{12} \cdot N_1 = W_{21} \cdot N_2 + A_{21} \cdot N_2,$$

где W_{12} и W_{21} – вероятности вынужденных переходов в единицу времени;
 A_{21} – вероятность спонтанного перехода частицы из возбужденного состояния в единицу времени, называется коэффициентом Эйнштейна для спонтанных переходов.

Среднее время жизни частицы в возбужденном состоянии:

$$\tau_0 = \frac{1}{A_{21}}.$$

Чтобы индуцированное излучение преобладало над поглощением, необходимо за счет внешних сил вывести систему частиц из состояния термодинамического равновесия. При этом за счет внешнего источника

энергии создается более высокая заселенность одного из возбужденных состояний, чем заселенность хотя бы одного из состояний с меньшей энергией, то есть создается инверсная заселенность в системе микрочастиц. И лишь в этом случае состоящая из таких частиц среда становится активной, то есть способной усиливать волны резонансной частоты.

Академиком Прохоровым было предложено использование системы из двух зеркал, между которыми следовало располагать среду. При этом используется эффект многократного прохождения излучения через среду за счет отражения от зеркальных поверхностей. Этот эффект аналогичен получению положительной обратной связи в системе усиления. Он приводит к резонансному усилению электромагнитной энергии, которое определяется выражением:

$$Q = \frac{A}{1 - B \cdot A},$$

где A – коэффициент усиления без обратной связи;

B – коэффициент обратной связи.

Когда произведение $B \cdot A \rightarrow 1$, то $Q \rightarrow \infty$, и система начинает генерировать. Это один из важных моментов использования таких зеркал. Второй момент заключается в следующем: излучение многократно отражается от зеркальных поверхностей, образуя открытый зеркальный резонатор. Значительного усиления достигнут только те волны, которые распространяются перпендикулярно зеркалам. Остальные получают усиление тем слабее, чем под большим углом они направлены к поверхности зеркала. Следовательно, на выходе из резонатора энергия распределена в узком, почти параллельном пучке. Такой луч имеет малую расходимость. В любом ОКГ используется явление индуцированного излучения среды, поддерживаемой в состоянии с инверсной заселенностью уровней за счет работы стороннего источника энергии. Более подробно принцип работы ОКГ рассмотрим на примере конструкции лазера с рубиновым стержнем.

Синтетический рубиновый стержень представляет собой плавленный оксид алюминия с добавкой атомов трехвалентного хрома. Атомы хрома, находящиеся в состоянии покоя на нижнем энергетическом уровне, под действием испускаемых импульсной лампой фотонов возбуждаются и переходят на более высокий энергетический уровень. Для изготовления лазеров подбирают такие вещества, атомы которых переходят из возбужденного состояния в основное не сразу, а через промежуточное метастабильное состояние. Атомы находятся в этом состоянии до тех пор, пока они не будут вынуждены перейти в основное состояние. Длина волны излучаемого света, при переходе из метастабильного состояния в основное равна длине волны света, благодаря которому этот переход стал возможным. В лазерах достаточно лишь одному атому перейти из метастабильного состояния в основное и испустить при этом фотон, как это стимулирует такой же переход других атомов. Таким образом, метастабильное состояние атомов является определяющим в работе лазера.

Процесс перевода атомов в метастабильное состояние осуществляется с помощью подсветки разрядной трубки и представляет собой процесс заселения метастабильного уровня. При вспышке разрядной трубки, подключенной к источнику питания, возбуждается активный элемент – рубиновый стержень. Возникший в нем луч увеличивается, многократно отразившись от зеркал, и выходит через поверхность, частично отражающую свет в виде когерентного светового излучения. Когерентным называют излучение с одной частотой, одним направлением и с одинаковыми фазами или с постоянной разностью фаз.

Основные процессы, происходящие в активном веществе лазера при его освещении импульсной вспышкой, показаны на рисунке 7.1.

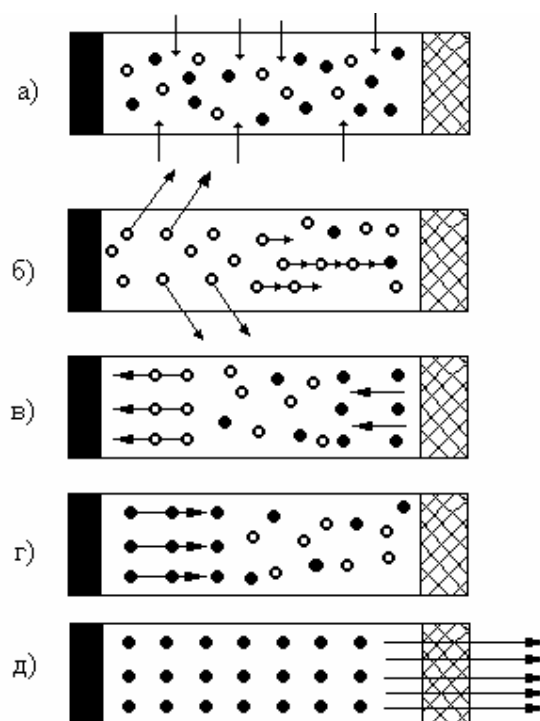


Рис.7.1. Основные процессы, происходящие в активном веществе лазера:

- - частицы, находящиеся в основном состоянии;
- - частицы, находящиеся в возбужденном состоянии.

В ситуации а) 13 частиц активного вещества находятся в основном состоянии, то есть на нижнем энергетическом уровне. Внешнее электромагнитное поле переводит частицы в возбужденное состояние. В ситуации б) возникло самопроизвольное излучение от 7-ми частиц. 4 излучили под углом к оси резонатора, и это излучение покинет резонатор и активное вещество, не получив какого-либо усиления. 3 частицы излучили вдоль активного вещества. Это излучение присоединит к себе еще несколько возбужденных частиц, и тогда к правому зеркалу подойдет уже усиленное излучение. Из ситуации в) видно, что часть излучения отразилась от правого зеркала и направилась в левую сторону, вовлекая в процесс излучения частицы, расположенные на своем пути. Из ситуации г) видно, что излучение отразилось от левого зеркала и направилось вправо, вовлекая в процесс

излучения все оставшиеся возбужденные частицы. Ситуация д) показывает, что все ранее возбужденные частицы отдали свою запасенную энергию. На выходе из резонатора образуется мощный поток индуцированного излучения. Для вывода излучения из резонатора одно из его зеркал делается полупрозрачным.

Таким образом, можно отметить, что волна будет расти по амплитуде и перемещаться в активном веществе. Наибольшего усиления достигнет волна, которая многократно пройдет активное вещество. Получив значительное усиление, продольные волны покинут активное вещество, причем все они будут сосредоточены в узком пучке.

Лазерное излучение характеризуется следующими особенностями (в отличие от теплового излучения):

а) узконаправленностью, которая обусловлена тем, что испускаются лишь волны, многократно отраженные от стенок резонатора и не испытавшие сколь-нибудь существенного отклонения от оптической оси;

б) монохроматичностью, которая обусловлена тем, что выходное излучение является следствием резонансного процесса, связанного с переходом частиц с одного какого-либо энергетического уровня;

в) значительной выходной мощностью, так как в излучении участвует практически одновременно большое количество возбужденных частиц, а совпадение фаз отдельных колебаний приводит к значительному увеличению амплитуды выходной волны;

г) когерентностью пространственной, поскольку все волновые фронты плоские и перпендикулярны направлению распространения волн;

д) когерентностью временной, поскольку излучение монохроматично, и имеется строгое фазовое соответствие между волнами, испускаемыми в разные интервалы времени.

7.2. СПОСОБЫ СОЗДАНИЯ ИНВЕРСНОЙ ЗАСЕЛЕННОСТИ

Способы создания инверсной заселенности активных частиц зависят не только от конкретной схемы уровней и свойств этих частиц, но и от свойств других компонент активной среды, называемой рабочим телом лазера. В качестве рабочего тела современных технологических лазеров используются газовые смеси, а также различные среды: кристаллы, стекла, полупроводники и жидкости. Наибольшее распространение в лазерных системах получили оптический, газоразрядный, газодинамический и химический методы накачки [9].

При оптической накачке рабочее тело подвергается воздействию потока света, излучаемого импульсной или непрерывно действующей газоразрядной лампой. Свет лампы поглощается активной средой. Существенным недостатком оптического метода возбуждения является несоответствие спектра излучения источника и спектра поглощения

активной среды, что приводит к снижению эффективности преобразования световой энергии в энергию возбуждения среды.

При газоразрядном способе возбуждения активные частицы рабочего тела подвергаются воздействию поддерживаемого в нем электрического разряда. Заселение уровней осуществляется в результате столкновения частиц среды между собой, а также с электронами газового разряда. Правильно выбирая среднюю энергию электронов путем изменения электрического поля и давления газа в разряде, можно добиться эффективного возбуждения активных частиц и осуществить инверсию в больших объемах.

При газодинамическом способе инверсная заселенность среды получается при резком расширении предварительно нагретого рабочего тела с равновесной заселенностью уровней. Этот способ отличается от других способов возбуждения тем, что преобразование тепловой энергии в энергию излучения осуществляется непосредственно без использования электрической энергии. Благодаря возможности получения больших расходов смеси газодинамический способ используется при создании технологических лазеров повышенной мощности.

При химическом способе образование и возбуждение активных частиц среды происходит в результате неравновесных химических реакций. Основное достоинство данного метода накачки – возможность его осуществления без источников теплоты и электрической энергии.

7.3. КЛАССИФИКАЦИЯ ЛАЗЕРОВ

Принято различать два типа лазеров: усилители и генераторы. На выходе усилителя появляется лазерное излучение, когда на его вход поступает незначительный сигнал на частоте перехода. Именно этот сигнал стимулирует возбужденные частицы к отдаче энергии. Происходит лавинообразное усиление. Таким образом, на входе слабое излучение, на выходе – усиленное. С генератором дело обстоит иначе. На его вход излучение на частоте перехода уже не подают, а возбуждают, более того, перевозбуждают активное вещество, причем, если активное вещество находится в перевозбужденном состоянии, то существенно растет вероятность самопроизвольного перехода с верхнего уровня на нижний. Это приводит к возникновению стимулированного излучения [9].

Лазеры, у которых непрерывная (средняя) выходная мощность более 10^6 Вт называются высокомошными. При выходной мощности в диапазоне $10^5 - 10^3$ Вт – имеем лазеры средней мощности. Если выходная мощность менее 10^3 Вт, то говорят о маломощных лазерах.

Диапазон лазерного излучения простирается от рентгеновского участка до дальнего инфракрасного, то есть от 10^{-3} до 10^2 мкм.

Энергия импульса достигает наибольшей величины у твердотельных генераторов – порядка 10^3 Дж.

Газовые лазеры, которые излучают непрерывно, имеют мощность от 10^{-3} до 10^2 Вт. Мощность порядка 100 Вт имеют генераторы на CO_2 .

Импульсная мощность твердотельных лазеров достигает 10^6 Вт (длительность импульса 10^{-6} с). Это не предел. Можно получить энергию в импульсе 10^3 Дж, длительность импульса 10^{-9} с, мощность 10^{12} Вт.

При интенсивности луча 10^5 Вт/см² начинается плавление металла, при 10^7 Вт/см² - кипение металла, а при 10^9 Вт/см² лазерной излучение начинает сильно ионизировать пары вещества, превращая их в плазму.

7.4. ЛАЗЕРЫ ТВЕРДОТЕЛЬНЫЕ С ОПТИЧЕСКОЙ НАКАЧКОЙ

В лазерах этого типа излучателем - активным элементом является твердое тело. В таких лазерах основная масса диэлектрика (матрица) непосредственного участия в процессе генерации индуцированного излучения не принимает. Стимулированное излучение и генерация связаны с происходящими в матрице переходами атомов активатора, содержащегося в ней в количестве 0,1-10 %.

Материалом матрицы служат кристаллы щелочноземельных фторидов, вольфраматов или молибдатов, синтетического рубина, иттриево-алюминиевые гранаты, стекла различных составов. Активирующими примесями являются различные редкоземельные элементы, а также хром и уран.

При нагреве рабочего тела изменяются энергетические уровни оптически активных атомов, и при достижении некоторой предельной температуры генерация когерентного излучения прекращается. Кроме того, нагрев стержня приводит к возникновению в нем термических напряжений, из-за чего может произойти разрушение стержня, поэтому в большинстве конструкций твердотельных лазеров предусматривается охлаждение рабочего тела воздухом, водой или жидким азотом.

Световое излучение лампы-вспышки воздействует на активные атомы оптического резонатора, которые возбуждаются и затем при переходе на более низкие энергетические уровни генерируют собственное излучение. Частота повторения импульсов зависит в основном от условия охлаждения и характеристик импульсной лампы. В современных лазерах она доходит до 600 импульсов в минуту.

Энергия, излучаемая лазером, изменяется в пределах от сотых долей до сотен Дж. КПД твердотельных лазеров относительно невелик, поскольку значительная часть подводимой к лампе накачки энергии превращается в теплоту.

Лазерное излучение на поверхности обрабатываемой детали фокусируется с помощью сферической или цилиндрической оптики. В первом случае луч фокусируется в точку, во втором – в линию.

7.5. ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СХЕМА ТВЕРДОТЕЛЬНОГО ЛАЗЕРА

Лазер состоит из пяти блоков:

- излучающей головки;
- блока конденсаторов;
- выпрямительного блока;
- блока поджига;
- пульта управления.

Излучающая головка преобразует электрическую энергию сначала в световую, а затем в монохроматичное лазерное излучение. Блок конденсаторов обеспечивает накопление энергии, а выпрямительный блок служит для преобразования переменного тока в постоянный, которым и заряжается конденсатор. Блок поджига вырабатывает очень высокое напряжение, которым осуществляется первоначальный пробой газа в лампах-вспышках.

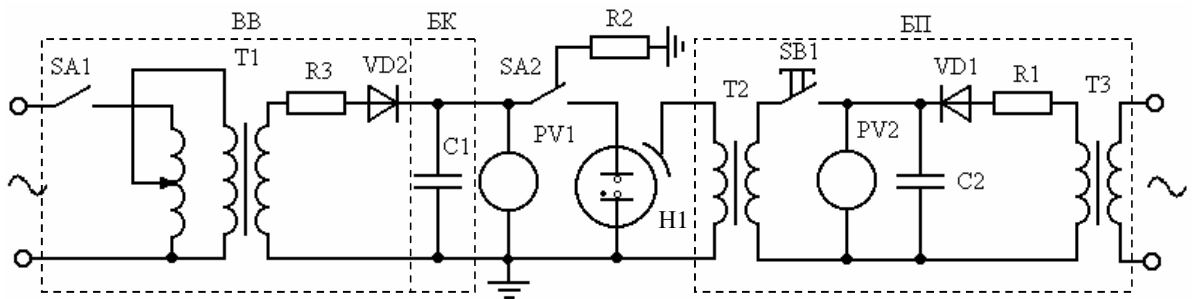


Рис. 7.3. Принципиальная схема питания лазера

7.6. ПРИНЦИПАЛЬНАЯ СХЕМА ПИТАНИЯ

Схема питания состоит из высоковольтного выпрямителя ВВ, блока поджига БП, блока конденсаторов БК, измерительной аппаратуры и системы автоблокировки.

Включением тумблера SA1, смонтированного на пульте управления, подается напряжение на автотрансформатор. С движка автотрансформатора часть напряжения подается на высоковольтный автотрансформатор T1. На

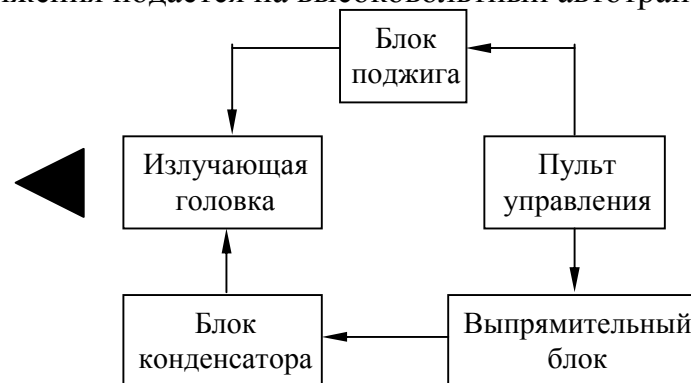


Рис.7.2. Функциональная схема твердотельного лазера

выход выпрямителя подключена батарея конденсаторов С1. Параллельно конденсаторам подключен киловольтметр PV1. Напряжение на конденсаторах подается через блокировочные контакты SA2 на две импульсные лампы Н1. Контакты SA2 управляются от двери шкафа, в котором размещены конденсаторы. При открывании шкафа конденсаторы через резистор R2 разряжаются на землю. В рабочем состоянии импульсные лампы все время подключены к заряженным конденсаторам, однако, это не приводит к их вспышке, так как требуемое пробивное напряжение значительно выше. Для обеспечения вспышки лампы служит система зажигания. Она работает следующим образом: напряжение от сети подается на трансформатор Т3, с выходной обмотки которого снимается напряжение до 1000 В. Выпрямленным током заряжается конденсатор С2. После включения кнопки пуска SB1, установленной на пульте управления,

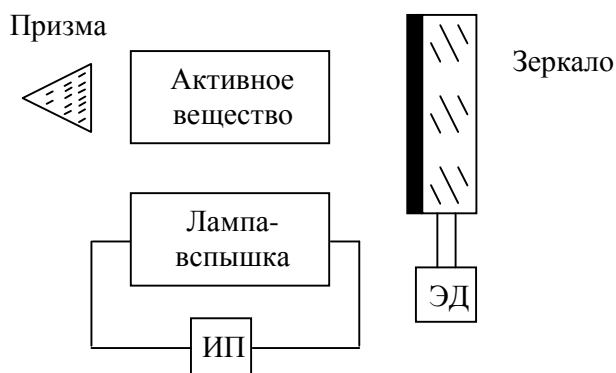


Рис.7.4. Лазер с модуляцией добротности резонатора

конденсатор С2 разряжается через первичную обмотку импульсного трансформатора Т2. Во вторичной обмотке индуцируется высокое напряжение, достаточное для получения пробоя воздушного промежутка в импульсной лампе. Это напряжение подается на внешний электрод лампы. Ионизация газа в лампе приводит к резкому снижению сопротивления, и конденсатор С1 разряжается через лампу, сопровождая разряд интенсивным свечением. Возникающее излучение вызывает переход ионов хрома в возбужденное состояние.

7.7. ОПТИЧЕСКИЕ ЗАТВОРЫ

Чтобы сосредоточить излучение в очень коротком интервале времени применяют лазер с модуляцией добротности резонатора $Q = \frac{A}{1 - \beta \cdot A}$, (рис.7.4).

Одно из зеркал выполнено глухим - левое, а правое зеркало расположено на оси электродвигателя. Если зеркало повернуто на 90° к тому,

что изображено на рисунке, то добротность резонатора Q равна 0, в этом случае стимулированного излучения быть не может, хотя возможно перевести все ионы хрома в возбужденное состояние, то есть осуществить накачку активного вещества энергией. Если теперь резко перевести правое зеркало в положение, когда оно станет перпендикулярно оси активного вещества, то добротность резонатора станет максимальной. В стержне мгновенно возникает генерация. Вся энергия, запасенная в возбужденных ионах активного вещества, высвобождается в одном коротком импульсе длительностью 10^{-9} с.

Помимо вращающихся зеркал, в качестве оптических затворов используются различные ячейки. В качестве оптических затворов используют просветляющие фильтры. Их действие основано на том, что они меняют свою прозрачность под действием светового потока. Один из таких фильтров работает следующим образом: он сделан в виде кюветы с раствором металлической соли фталоциана, которая помещается между стержнем лазера и одним из зеркал. Раствор сильно поглощает свет на частоте генерации рубина, поэтому усиление света с помощью резонаторов не происходит (добротность резонатора равна 0). В это время осуществляется накачка активного вещества. Когда энергия накачки увеличится до значения, при котором усиление рубина превысит потери на поглощение в растворе фталоциана, лазер начнет довольно слабо излучать когерентный свет. Небольшое количество этого дополнительного света оказывается достаточным для обесцвечивания раствора настолько, чтобы он стал совершенно прозрачным. В этот момент сразу пойдет резкое увеличение генерации, и вся накопленная энергия будет мгновенно испущена в виде мощного импульса. После этого раствор быстро возвращается в свое исходное состояние и вновь готов для образования следующего импульса.

7.8. ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ЛАЗЕРЫ

Требования к промышленным технологическим лазерам [1,9].

Технологический лазер представляет собой устройство, предназначенное для работы в составе комплекса промышленного оборудования, производящего изделия машиностроения, приборостроения или материалы с заданными физическими или химическими характеристиками. Поэтому технологические лазеры должны удовлетворять, во-первых, общим требованиям, предъявляемым к любому промышленному технологическому оборудованию; во-вторых, - специфическим требованиям, предъявляемым со стороны лазерного технологического процесса или связанным с особенностями лазерного луча как рабочего инструмента. Для выполнения этих требований технологический лазер должен обладать соответствующими параметрами конструкции и рабочего тела, быть

полностью автоматизированным, являться составной частью автоматизированного лазерного технологического комплекса. Конструкция технологического лазера и условия его эксплуатации должны обеспечивать полную безопасность в его работе и удовлетворять гигиеническим, экологическим и эстетическим требованиям. Особой группой условий промышленного применения технологических лазеров является технико-экономическая целесообразность использования каждого конкретного вида лазерной технологии при изготовлении определенных промышленных изделий. Этот вопрос должен всегда рассматриваться, во-первых, применительно к текущему состоянию промышленной технологии и, во-вторых, в перспективе на ближайшие годы.

Требования к параметрам лазерного излучения со стороны лазерных технологических процессов

Основными требованиями, определяющими физическую возможность того или иного процесса лазерной обработки изделий (при термической технологии) или веществ (при селективной технологии), является интенсивность излучения на поверхности обрабатываемого изделия (или в сечении пучка при обработке веществ) и длительность воздействия излучения. Соответствующие величины для процессов термической и лазерной обработки изделия представлены в таблице 7.1.

Таблица 7.1

Параметр	Процесс лазерной технологии			
	Поверхностная термообработка	Сварка	Резка	Пробивка отверстия
Интенсивность излучения на поверхности, Вт/см ²	0,5·10 ⁴	2·10 ⁵	2·10 ⁶	10 ⁷ ... 10 ⁸
Длительность воздействия излучения, с	10 ⁻² ...1	10 ⁻³ ...1	10 ⁻³ ...1	10 ⁻⁵ ...10 ⁻³
Диапазон средней мощности излучения, кВт	1...5	2...5	0,5...5	0,5...2
Угловая расходимость по уровню 0,86 полной мощности, мрад	2...5	1...2	0,3...1	0,5...1
Длина транспортировки излучения, м	3...10	3...10	1...15	1...5
Допустимая нестабильность полной мощности, %	±3	±3	±2	±2
Допустимая нестабильность угловой расходимости, %	±2	±3	±2	±2
Допустимая угловая нестабильность оси пучка, мрад	0,2	0,25	0,03	0,05

Следующим важным требованием является средняя мощность излучения, определяющая производительность процесса и в некоторых

случаях его принципиальную физическую возможность. Диапазон мощностей технологических лазеров от 0,5 до 5 кВт в настоящее время по экспертным оценкам покрывает большую часть потребностей и применения технологических лазеров в технологии машиностроения. Требования к угловой расходимости пучка лазерного излучения связаны с требованиями достижения необходимой интенсивности излучения при фокусировке. Допустимые величины нестабильностей полной мощности излучения, угловой расходимости и углового положения оси пучка определяют качество процесса лазерной обработки.

В случае процессов селективной атомно-молекулярной лазерной технологии (лазерный химический синтез, лазерная сверхтонкая химическая очистка вещества и т.п.) добавляются требования к другим параметрам

лазерного излучения: монохроматичности $\left(\frac{\Delta\lambda}{\lambda}\right)_{\max} \leq 10^{-8} \dots 10^{-9}$; к диапазону длин волн излучения $\lambda=0,2 \dots 20$ мкм; длительности импульса $\tau_{\text{И}}=10^{-12} \dots 10^{-7}$ с; пиковой мощности $P_{\text{ИМП}}=10^8 \dots 10^{10}$ Вт.

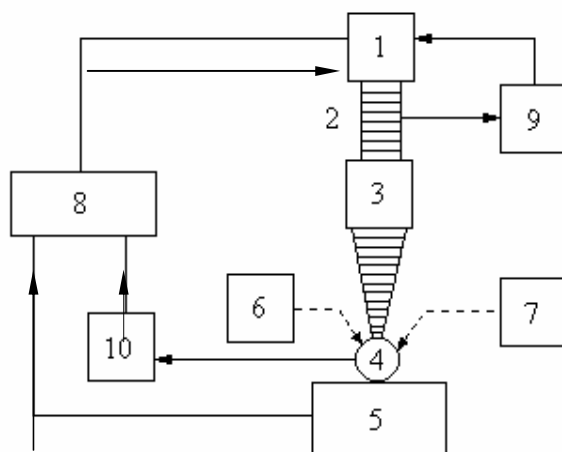


Рис.7.5. Структурная схема лазерной технологической установки:
 1 – лазер; 2 – излучение лазера; 3 – оптическая система; 4 – обрабатываемый материал; 5 – устройство для закрепления и перемещения обрабатываемого объекта; 6 – система подачи технологической среды; 7 – источник вспомогательной энергии; 8 – программное устройство; 9 – датчик параметров излучения; 10 – датчик параметров технологического процесса.

Структурная схема лазерной технологической установки

ВЫВОДЫ ПО СЕДЬМОМУ РАЗДЕЛУ

1. Все традиционные источники света дают спонтанно излучаемый свет. Спонтанное излучение носит шумоподобный характер.
2. При индуцированном излучении возбужденные частицы испускают кванты, не отличимые от приходящих извне, то есть имеющие такую же частоту, поляризацию и направление распространения.
3. Чтобы индуцированное излучение преобладало над поглощением, необходимо за счет внешних сил вывести систему частиц из состояния термодинамического равновесия.
4. Система из двух зеркал позволяет получить эффект многократного прохождения излучения через возбужденную среду, что приводит к резонансному усилению электромагнитной энергии. На выходе из резонатора энергия распределена в узком, почти параллельном пучке.
5. Лазерное излучение характеризуется узконаправленностью, монохроматичностью, значительной выходной мощностью, когерентностью.
6. Принято различать два типа лазеров: усилители и генераторы. На выходе усилителя появляется лазерное излучение, когда на его вход поступает незначительный сигнал на частоте перехода. На вход генератора излучение на частоте перехода уже не подают, а возбуждают и более того перевозбуждают активное вещество. На выходе генератора возникает электромагнитное излучение.
7. Лазеры широко применяются в промышленности. К лазерным технологическим процессам относятся поверхностная термообработка,

сварка, резка, пробивка отверстий и др. Интенсивность излучения на поверхности составляет от $0,5 \cdot 10^4$ до 10^8 Вт/см², средняя мощность излучения – от 0,5 до 5 кВт. В случае процессов селективной атомно-молекулярной лазерной технологии пиковая мощность достигает $10^8 \dots 10^{10}$ Вт.

ЧАСТЬ 4. СВАРОЧНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

8. Тиристорные трансформаторы.

Тиристорные трансформаторы (ТТ) — сравнительно новая группа источников питания дуги переменного тока, в основу которой положен способ фазового регулирования тока. Основным узлом ТТ является тиристорный фазорегулятор (ФР), работающий в комплекте с силовым трансформатором. Фазорегулятор состоит из двух встречно-параллельно соединенных тиристоров и системы управления фазой их включения[8].

Способ фазового регулирования переменного тока основан на преобразовании синусоидального тока в знакопеременные импульсы, амплитуда и длительность которых определяются углом (фазой) включения тиристоров. Этот способ, широко используемый в машинах контактной и шлаковой сварки, для дуговой сварки считался неприемлемым, поскольку в паузы между импульсами тока происходит быстрая деионизация дугового промежутка, затрудняющая повторные возбуждения дуги.

В литературе [8, с. 375] указывается, что в последние годы разработан ряд конструкций ТТ, обеспечивающих достаточно высокую стабильность горения дуги и позволяющих реализовать достоинства фазового регулирования тока: снизить массу и упростить конструкцию силового трансформатора и всего источника в целом, сформировать внешние характеристики требуемого вида, стабилизировать режим сварки при различных возмущениях, управлять постоянной составляющей сварочного тока, обеспечить возможность автоматизации, программирования и модуляции режима сварки, обеспечить снижение выходного напряжения при холостом ходе.

8.1. Классификация тиристорных трансформаторов.

Силовые схемы ТТ могут быть подразделены по двум основным признакам: способу обеспечения непрерывности процесса сварки и месту установки тиристорного фазорегулятора — в первичной или вторичной цепи.

По первому признаку ТТ делятся на две группы.

1. Сварочный ток прерывистый. Длительность протекания тока q определяется углом включения силовых тиристоров j , который здесь является также углом сдвига между током i_2 , и напряжением холостого хода трансформатора U_{20} .

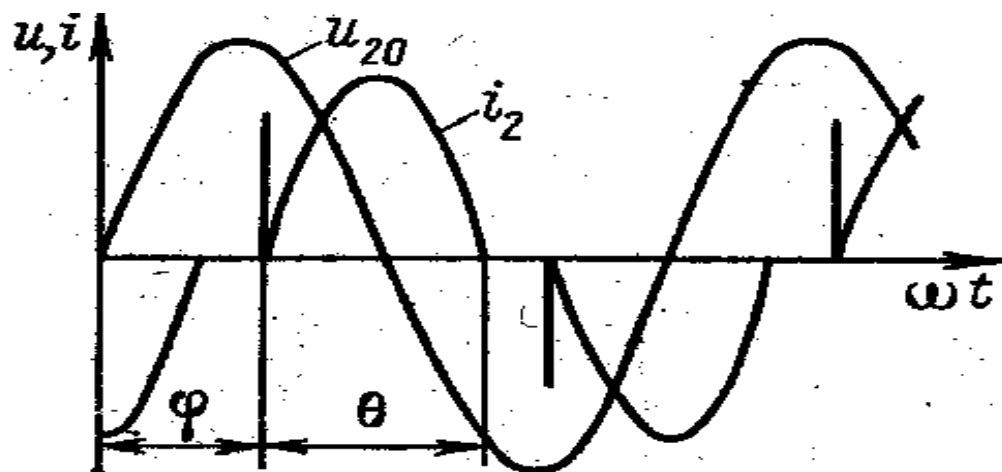


Рис. 8.1. Диаграммы напряжения и токов трансформатора с импульсной стабилизацией.

Для надежного повторного возбуждения применена импульсная стабилизация горения дуги. В момент j окончания бестоковой паузы на дугу накладывается стабилизирующий импульс тока. Тиристорный фазорегулятор совмещает функции управления током и коммутирующего элемента импульсного стабилизатора горения дуги.

2. Стабильность процесса сварки обеспечена непрерывностью сварочного тока. Для заполнения бестоковых пауз в интервалы непроводимости тиристоров использована специальная цепь, называемая цепью подпитки дуги, по которой проходит минимально необходимый для устойчивого процесса сварки ток (ток подпитки i_{20}).

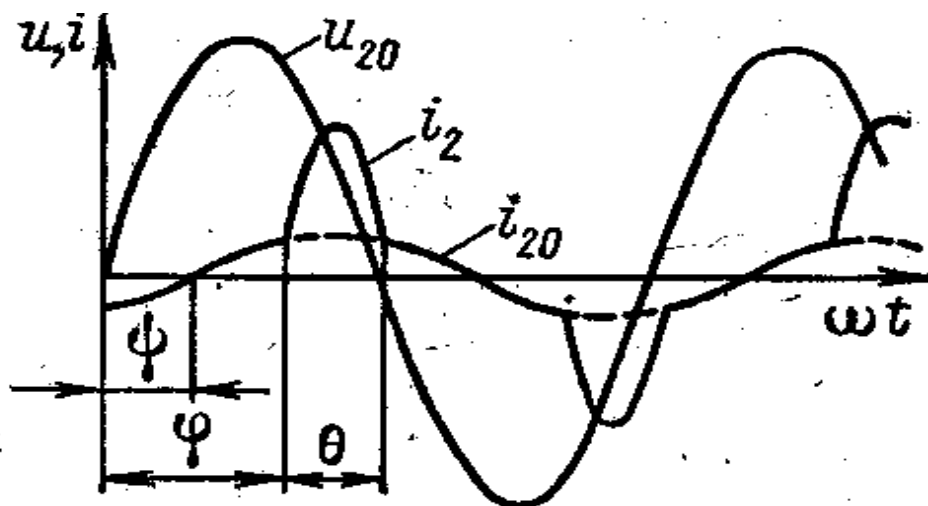


Рис.8.2. Диаграммы напряжения и токов трансформаторов с цепью подпитки.

Сдвиг между током i_{20} и напряжением U_{20} определяется углом γ , зависящим от соотношения напряжений дуги U_d и цепи подпитки:

$$\cos \gamma = \frac{pU_d}{2U'_{20m}}$$

где U'_{20m} — амплитудное значение напряжения цепи подпитки.

В промышленных сварочных установках наибольшее распространение получили ТТ с прерывистым регулированием тока и импульсной стабилизацией, так как применение цепи подпитки связано с дополнительным расходом активных материалов, с применением дополнительного коммутатора в цепи подпитки для снятия напряжения холостого хода, а относительно низкая скорость нарастания тока подпитки при смене полярности обуславливает невысокие сварочные качества источников.

Размещение тиристорного ФР в первичной или вторичной (сварочной) цепи трансформатора во многом определяет конструкцию ТТ. Во всех случаях, когда не требуется управления постоянной составляющей сварочного тока, предпочтительно включать тиристоры в сравнительно слаботочную цепь первичной обмотки трансформатора. Кроме уменьшения габаритов регулятора и потерь в тиристорах, такое решение позволяет снизить или исключить потери холостого хода трансформатора, обеспечивает оперативное отключения его от питающей сети. Однако при включении тиристоров в первичную цепь трансформатора невозможно регулировать (компенсировать) постоянную составляющую сварочного тока, повышаются требования к симметрии импульсов управления тиристорами, к надежности и электрической прочности цепей управления.

8.2. Трансформаторы с цепью подпитки.

По данным многочисленных экспериментов значение тока подпитки, достаточное для стабильного горения дуги, составляет: 10 — 15 А — для аргонодуговой сварки неплавящимся электродом алюминиевых сплавов при наличии импульсного стабилизатора дуги и напряжении холостого хода источника питания около 70 В; 10 — 15 А — для ручной дуговой сварки обмазанными электродами; 20 — 30 А — для автоматической сварки под флюсом.

На рис.8.3 представлены упрощенные схемы ТТ с цепью подпитки и тиристорами в цепи вторичной обмотки трансформатора. В схеме на рис.8.3а тиристоры шунтированы дросселем, реактивные сопротивления

которого wL_2 на порядок выше сопротивления wL_1 силового трансформатора Т1.

Схемы ТТ, приведенные на рис.8.3б, в позволяют повысить напряжение хх источника без заметного увеличения его установленной мощности. В цепь подпитки введена дополнительная обмотка силового трансформатора Т1. В схеме рис.8.3б дополнительная обмотка и дроссель подпитки включены последовательно и согласно с основной вторичной обмоткой трансформатора Т1. В схеме рис.8.3в дополнительная обмотка и дроссель подпитки включены параллельно нагрузке ИП. Напряжение параллельно включенной цепи подпитки U'_{20} выше напряжения U_{20} , что исключает возможность включения тиристоров на хх; во время сварки основная и подпиточная цепи развязаны дуговым падением напряжения.

Дополнительная обмотка и дроссель в схемах рис.8.3б,в могут быть заменены отдельным трансформатором с напряжением хх U'_{20} и требуемым реактивным сопротивлением или обмоткой силового трансформатора, имеющей слабую магнитную связь с первичной обмоткой.

На рис.8.3г,д представлены схемы ТТ с цепью подпитки ФР в цепи первичной обмотки силового трансформатора. Непосредственное шунтирование тиристором дросселем (или резистором в трансформаторе малой мощности) снижает напряжение первичной обмотки сварочного трансформатора в интервалы непроводимости тиристоров, что отрицательно влияет на устойчивость горения дуги. Для устранения этого явления может быть использован вспомогательный трансформатор Т2 (рис 8.3г) или автотрансформаторная система с дросселем (рис 8.3д).

8.3. Трансформаторы с прерывистым питанием дуги

На рис 8.4 приведены схемы ТТ, в которых цепь подпитки исключена и режим горения дуги прерывистый. В ТТ по схеме 8.4а параллельно первичной обмотке силового трансформатора включена цепь, состоящая из конденсатора и дополнительной импульсной обмотки трансформатора, причем дополнительная обмотка расположена в зоне вторичной обмотки силового трансформатора, например намотана на нее, чтобы обеспечить достаточную магнитную связь между этими двумя обмотками. При включении любого из тиристоров, конденсатор заряжается до текущего значения сетевого напряжения. Зарядный ток конденсатора проходит по дополнительной обмотке, трансформируется во вторичную цепь силового трансформатора и вызывает в дуговом промежутке импульс напряжения, достаточный для повторного возбуждения дуги. По окончании периода проводимости тиристора дуга гаснет, конденсатор разряжается на первичную обмотку силового трансформатора.

В следующий полупериод сетевого напряжения включается второй тиристор фазорегулятора, конденсатор заряжается в обратном направлении,

его зарядный ток вызывает стабилизирующий импульс в межэлектродном промежутке и повторное возбуждение дуги.

Параметры стабилизирующего импульса определяются подбором соотношения витков импульсной и вторичной обмоток и емкостью конденсатора. Амплитуда импульса зависит от фазы включения тиристоров, однако незначительно, поскольку в реальном ТТ с кратностью регулирования сварочного тока около 2 фаза выключения тиристоров изменяется в пределах $60-120^{\circ}$, что соответствует колебаниям амплитуды импульса приблизительно на 14% от максимального значения. В тех же пределах колеблется относительно максимального значения и скорость нарастания сварочного тока при смене полярности:

$$\frac{di}{dt} = \frac{U_{20m} \sin j - U_g}{L_{св}},$$

где U_{20m} – амплитуда напряжения ХХ вторичной обмотки сварочного трансформатора;

$L_{св}$ – индуктивность сварочного контура.

Таким образом, скорость нарастания тока при фазовом регулировании без цепи подпитки в отличии от амплитудного регулирования практически не убывает при снижении тока.

В тех случаях, когда выполнение дополнительной импульсной обмотки почему-либо нежелательно, может быть использован отдельный импульсный трансформатор (рис 8.4б), вторичная обмотка которого включена через разделительный конденсатор параллельно вторичной обмотке сварочного трансформатора.

Экспериментально установлено, что оптимальный коэффициент трансформации стабилизирующего импульса равен 1; емкость конденсатора в трансформаторах для автоматической сварки под флюсом на токи 1000 и 2000 А, выполненных по схеме рис 8.4а, составляет 10 мкФ, а в трансформаторах для ручной сварки на токи 315-500 А может быть снижена до 2 мкФ. В схеме рис 8.4б для получения тех же параметров импульса емкость конденсатора должна быть удвоена. Длительность стабилизирующего импульса τ в зависимости от емкости конденсатора и режима сварки изменяется в пределах 20-100 мкс.

Число витков W и сечение S (в m^2) магнитопровода импульсного трансформатора можно приблизительно определить по формуле:

$$WS = \frac{\sqrt{2}U_1 \tau}{4B_m}$$

где U_1 – напряжение сети, В;

τ – длительность импульса, с;

$B_m = 1,5$ Т

Принцип импульсной стабилизации дуги прерывистого переменного тока может быть реализован и при установке тиристорного ФР во вторичной цепи сварочного трансформатора. На рис. 8.4в дана схема ТТ с устройством

генерации высоковольтных импульсов, обеспечивающих первоначальное зажигание и повторное возбуждение дуги. В момент включения тиристора зарядный ток конденсатора C наводит во вторичной обмотке высоковольтного трансформатора $T2$ импульс высокого напряжения, достаточный для пробоя межэлектродного промежутка. Конденсатор C_{ϕ} защищает ИП от перенапряжения.

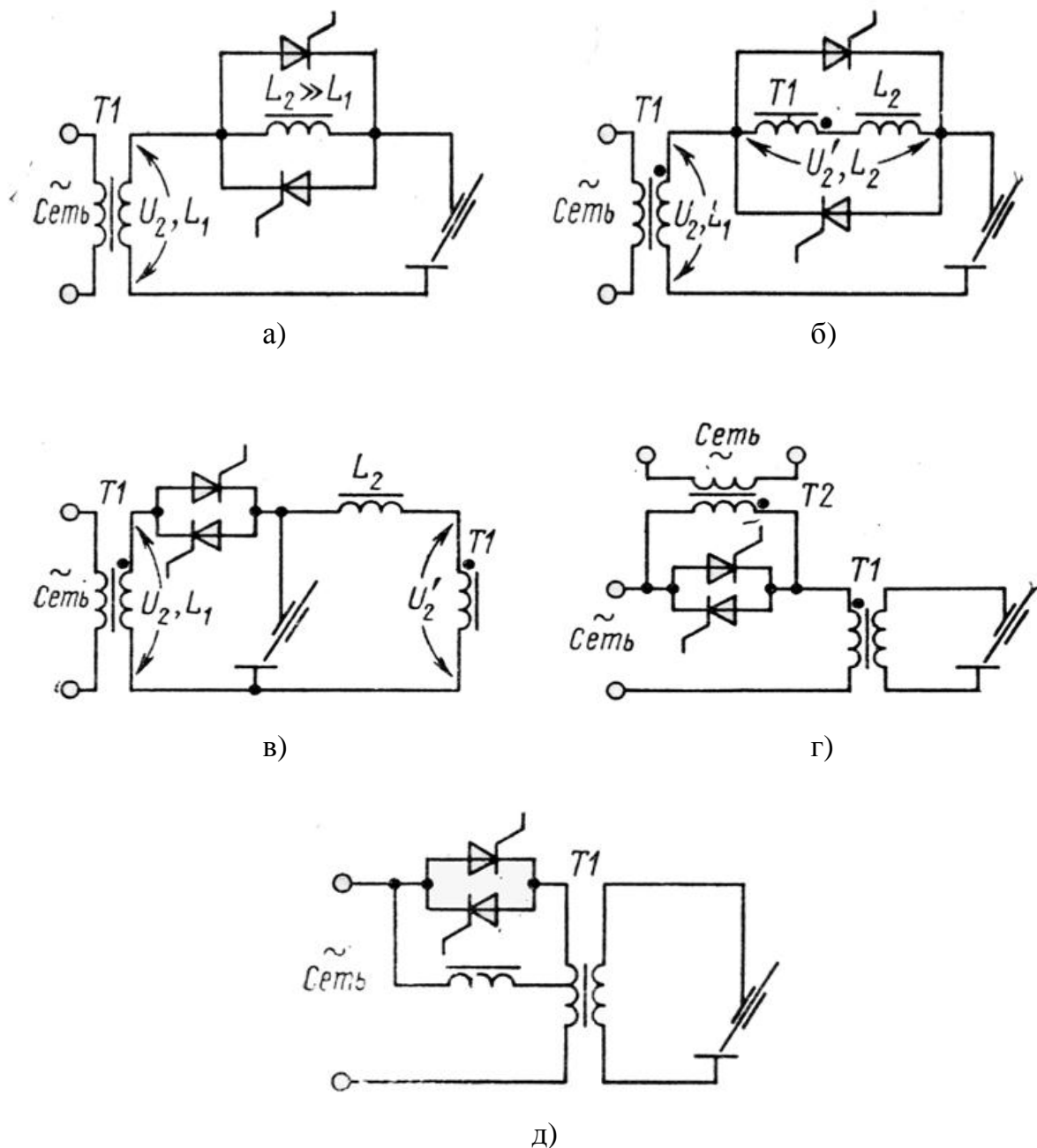


Рис 8.3 Схемы трансформаторов с цепью подпитки

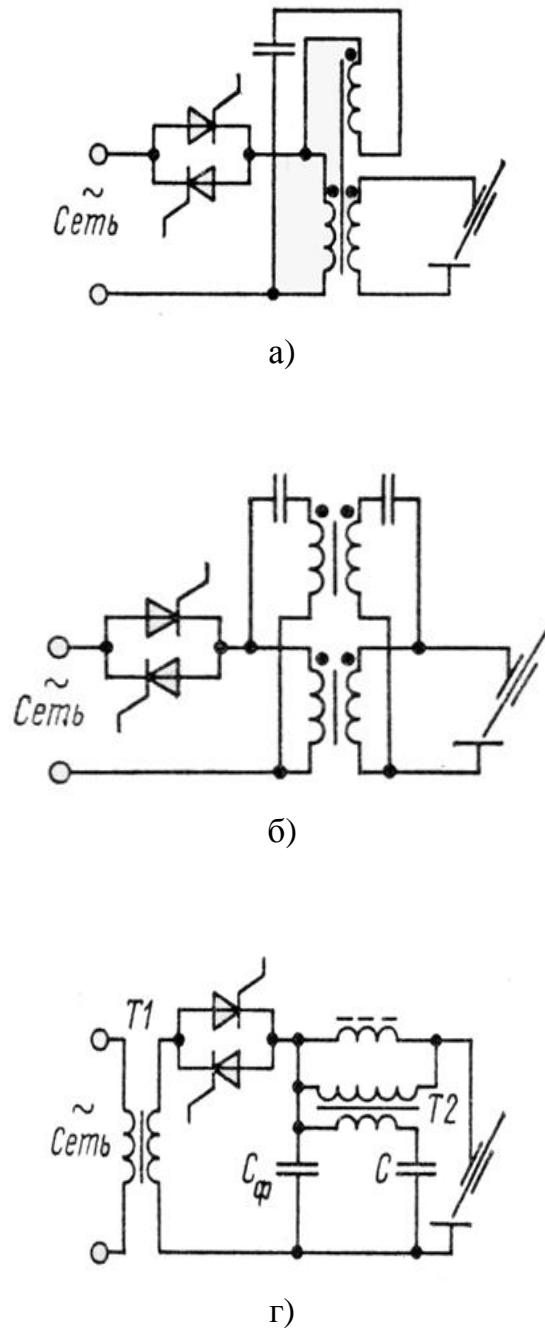


Рис 8.4 Схемы трансформаторов с импульсной стабилизацией

ВЫВОДЫ ПО ВОСЬМОМУ РАЗДЕЛУ

1. Разработанные конструкции тиристорных трансформаторов обеспечивают высокую стабильность горения электрической дуги и позволяют реализовывать достоинства фазового регулирования тока: снизить массу и упростить конструкцию источника питания в целом, сформировать внешние характеристики требуемого вида, управлять постоянной составляющей тока.
2. Фазорегулятор, состоящий из двух встречно-параллельно включенных тиристоров, может быть включен как в цепи первичной, так и в цепи вторичной обмотки трансформатора. Во всех случаях, когда не требуется управлять постоянной составляющей сварочного тока, предпочтительно включать тиристоры в сравнительно слаботочную цепь первичной обмотки трансформатора.
3. Принципиальные схемы тиристорных трансформаторов с цепью подпитки более разнообразны, чем схемы трансформаторов с импульсной стабилизацией горения дуги.

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
1. Классификация электротехнологических процессов.....	5
2. Структура электротехнологического процесса.....	7
3. Источники питания.....	9
4. Области применения тиристорных преобразователей повышенной частоты.....	10
1. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ИНДУКЦИОННЫХ НАГРЕВАТЕЛЬНЫХ УСТАНОВОК.....	14
1.1. Классификация индукционных и диэлектрических установок и области их применения.....	14
1.2. Физические основы индукционного нагрева металлов.....	15
1.3. Способы, режимы и стадии сквозного нагрева под пластическую деформацию.....	23
1.4. Приближенное определение времени нагрева и удельной мощности при сквозном нагреве цилиндрических заготовок.....	28
1.5. Установки для поверхностной закалки.....	31
2. ОСНОВЫ РАСЧЕТА ИНДУКТОРОВ СКВОЗНОГО НАГРЕВА ПЛОШНЫХ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ФЕРРОМАГНИТНЫХ ЗАГОТОВОК.....	35
2.1. Электрическая схема замещения индуктора конечной длины.....	35
2.2. Выбор частоты.....	38
2.3. Выбор длины и числа витков индуктора.....	41
2.4. Определение внутреннего диаметра индуктора.....	41
2.5. Расчет охлаждения индуктора.....	42
3. РАСЧЕТ ИНДУКТОРОВ ДЛЯ НАГРЕВАТЕЛЕЙ ПЕРИОДИЧЕСКОГО ДЕЙСТВИЯ.....	45
3.1. Изменение потребляемой мощности в процессе нагрева и этапы нагрева.....	45
3.2. Расчет индуктора на постоянное напряжение по этапам нагрева.....	47
4. ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ УСТАНОВОК ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА..	
4.1. Классификация тиристорных преобразователей частоты.....	51
4.2. Тиристорные преобразователи частоты типа ТПЧ-800-1/0,5.....	53
5. ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ КАК СОСТАВНАЯ ЧАСТЬ ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ УСТАНОВКИ НА ОСНОВЕ ГАЗОВОГО РАЗРЯДА.....	55
5.1. Статические и динамические характеристики нагрузки и требования к источникам питания.....	55
5.2. Способы построения источников питания, обусловленные спецификой характеристик нагрузки.....	59
5.3. Особенности построения источников питания на базе высокочастотных тиристорных преобразователей.....	63
6. ИСТОЧНИКИ ПОСТОЯННОГО ТОКА НА БАЗЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ДОЗИРОВАННОЙ ПЕРЕДАЧЕЙ ЭНЕРГИИ.....	69
6.1. Преобразователи с перезарядом дозирующего конденсатора током нагрузки.....	69
6.2. Преобразователи с комбинированным перезарядом дозирующего конденсатора.....	71
7. ОПТИЧЕСКИЕ КВАНТОВЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ (ЛАЗЕРЫ).....	74
7.1. Принцип действия лазеров.....	74
7.2. Способы создания инверсной заселенности.....	78
7.3. Классификация лазеров.....	79

7.4. Лазеры твердотельные с оптической накачкой.....	80
7.5. Функциональная схема твердотельного лазера.....	80
7.6. Принципиальная схема питания.....	81
7.7. Оптические затворы.....	82
7.8. Технологические лазеры.....	83
8. ТИРИСТОРНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ.....	87
8.1. Классификация тиристорных трансформаторов.....	87
8.2. Трансформаторы с цепью подпитки.....	89
8.3. Трансформаторы с прерывистым питанием дуги.....	90
Рекомендуемая литература.....	95
Контрольные вопросы по дисциплине “Электротехнологические установки и их источники питания”	96

Контрольные вопросы по дисциплине
«Электротехнологические установки и их источники питания»

1. Какие процессы относятся к электротехнологическим?
2. Классификация электротехнологических процессов? Краткая характеристика каждой группы.
3. Функциональная схема электротехнологического процесса?
4. Какую задачу решает преобразователь электрической энергии в ЭТУ?
5. На какие группы по назначению делятся индукционные установки?
6. На какие группы по частоте делятся индукционные установки?
7. Сущность индукционного нагрева?
8. Что такое поверхностный эффект?
9. Напишите уравнения Максвелла в дифференциальной форме.
10. Что такое глубина проникновения тока в проводник?
11. От чего зависит глубина проникновения тока в проводник?
12. Что такое индуктор? Из каких конструктивных элементов он состоит?
13. Перечислите составляющие полного магнитного потока индуктора.
14. Назовите преимущества и недостатки индукционных нагревательных установок.
15. Какой нагрев называют поверхностным?
16. Какой нагрев называют глубинным?
17. Что такое время нагрева?
18. Что такое электрический, термический и полный КПД индуктора?
19. Перечислите стадии нагрева стальной заготовки при индукционном нагреве.
20. Что такое точка «магнитных превращений»?
21. Что такое индукционный нагрев при «постоянной температуре поверхности» и «обычный нагрев»?
22. Что такое периодический и методический способы индукционного нагрева? Как в этих способах меняется режим работы индуктора с изменением физических свойств заготовки?
23. До какой температуры нагреваются стальные заготовки перед ковкой и штамповкой?
24. Как зависит электрический и термический КПД индуктора от частоты? При каком отношении диаметра нагреваемой заготовки к «горячей» глубине проникновения тока КПД обычного индукционного нагрева будет достаточно высоким?
25. Перечислите стадии индукционного нагрева стальных заготовок. Как при этом изменяется удельное электрическое сопротивление и магнитная проницаемость?
26. Нарисуйте схемы замещения индуктора конечной длины.
27. Короткий индуктор может быть уподоблен трансформатору. Каковы особенности такого трансформатора?
28. Как осуществляется охлаждение индуктора при больших токах?

29. Нарисуйте зависимость мощности, передаваемой в стальную заготовку при сквозном нагреве, от времени (индуктор периодического действия). На какие этапы (режимы) разбивают весь цикл нагрева? С какого этапа начинают электрический расчет индуктора?
30. Какие автономные инверторы применяются в электротехнологических установках повышенной частоты?
31. Что такое преобразователи частоты с явно выраженным и скрытым звеном постоянного тока?
32. Нарисуйте принципиальную схему мостового однофазного параллельного инвертора тока. Представьте нагрузку в виде параллельной схемы замещения.
33. Что такое резонансные инверторы? Чем они отличаются от инверторов тока?
34. Нарисуйте принципиальную схему силовой цепи тиристорного преобразователя частоты.
35. Нарисуйте ВАХ сильнооточного тлеющего газового разряда.
36. В чем выражается нестабильность сильнооточного газового разряда, применяемого в камере озотирования?
37. Перечислите основные требования, предъявляемые к источникам питания электротехнологических установок на основе газового разряда.
38. Напишите формулу, выражающую условие устойчивой работы источника питания на газоразрядную нагрузку.
39. Нарисуйте ВАХ газового разряда и внешние характеристики источников тока и напряжения. При каком условии сохраняется устойчивый режим работы при питании нагрузки от источника напряжения? (см. вопрос №38).
40. Какие источники питания (тока или напряжения) имеют предельное, отрицательное динамическое сопротивление?
41. Нарисуйте принципиальную схему источника питания с токоограничивающим, активным элементом. Нарисуйте внешнюю характеристику такого источника и ВАХ его нагрузки (газового разряда).
42. Перечислите способы стабилизации тока в источниках питания газоразрядной нагрузки.
43. Нарисуйте принципиальную схему преобразователя с дозированной передачей энергии в нагрузку. Объясните ее работу. Почему данная схема обеспечивает устойчивый режим работы системы “источник питания - нагрузка”?
44. Нарисуйте принципиальную схему однотактного преобразователя с перезарядом дозирующего конденсатора током нагрузки. Объясните работу этой схемы.
45. Нарисуйте принципиальную схему двухтактного преобразователя с перезарядом дозирующих конденсаторов током нагрузки. Объясните работу этой схемы.
46. Нарисуйте принципиальную схему двухтактного преобразователя на двух тиристорах и двух диодах с перезарядом дозирующего конденсатора током нагрузки. Объясните работу этой схемы.

47. Нарисуйте принципиальную схему преобразователя с разделенной емкостью на входе с перезарядом дозирующего конденсатора током нагрузки. Объясните работу этой схемы.
48. Напишите формулу, выражающую закон Больцмана.
49. Что такое энергетический спектр системы частиц?
50. При каких условиях частицы поглощают и излучают электромагнитные волны?
51. Как излучают свет традиционные источники света?
52. Как происходит процесс индуцированного излучения?
53. При каком условии индуцированное излучение преобладает над поглощением квантов в системе частиц?
54. Объясните принцип работы зеркального резонатора, предложенного академиком Прохоровым.
55. Объясните принцип работы лазера с рубиновым стержнем.
56. Перечислите особенности лазерного излучения (в отличие от теплового излучения).
57. Что такое инверсная заселенность активных частиц? Перечислите способы создания инверсной заселенности.
58. Что такое оптическая накачка рабочего тела лазера?
59. Опишите газоразрядный способ возбуждения активных частиц рабочего тела лазера.
60. Опишите газодинамический способ создания инверсной заселенности среды.
61. Как осуществляются усилительный и генераторный режимы работы лазеров?
62. Почему мощность лазеров достигает 10^{12} Вт? Что это за мощность?
63. Начертите функциональную схему твердотельного лазера.
64. Приведите пример принципиальной электрической схемы питания лазера.
65. Как можно сосредоточить лазерное излучение в очень коротком интервале времени (два способа)?
66. Начертите структурную схему лазерной технологической установки.
67. Какие технологические процессы можно осуществить с помощью лазера?
68. Что такое тиристорные трансформаторы: из каких узлов они состоят, для чего предназначены, каким способом осуществляется регулирования тока?
69. Какие два признака положены в основу классификации тиристорных трансформаторов? Приведите эти две системы классификации.
70. Начертите временные диаграммы напряжения и токов тиристорного трансформатора с импульсной стабилизацией горения электрической дуги.
71. Начертите временные диаграммы напряжения и токов тиристорного трансформатора с цепью подпитки.
72. Начертите упрощенную принципиальную схему тиристорного трансформатора с цепью подпитки и тиристорами в цепи вторичной обмотки.

73. Начертите принципиальную схему тиристорного трансформатора с повышенным напряжением холостого хода (с дополнительной обмоткой силового трансформатора) и цепью подпитки.
74. Начертите принципиальную схему тиристорного трансформатора, дополнительная обмотка и дроссель подпитки которого включены параллельно нагрузке.
75. Начертите две схемы тиристорных трансформаторов с цепью подпитки фазорегулятора в цепи первичной обмотки: с вспомогательным трансформатором и автотрансформаторную схему с дросселем.
76. Начертите принципиальную схему тиристорного трансформатора с цепью импульсной стабилизации горения дуги, состоящей из конденсатора и дополнительной импульсной обмотки трансформатора.
77. Начертите принципиальную схему тиристорного трансформатора с дополнительным импульсным трансформатором.
78. Начертите принципиальную схему тиристорного трансформатора с устройством генерации высоковольтных импульсов, включенным в цепи вторичной обмотки.
79. Чему равна длительность стабилизирующего импульса?
80. От чего зависят параметры стабилизирующего импульса?

РЕКОМЕНДУЕМАЯ ЛИТЕРАТУРА

1. Болотов А.В., Шепель Т.А. Электротехнологические установки. – М.: Высшая школа, 1988.-366с., илл.
2. Установки индукционного нагрева. Под ред. А.Е.Слухоцкого.-Л.: Энергоатомиздат,1981.-325с., илл.
3. Слухоцкий А.Е., Рыскин С.Е. Индукторы для индукционного нагрева.- Л.:Энергия,-264с., илл.
4. Булатов О.Г. и др. Тиристорно-конденсаторные источники питания для электротехнологии.-М.:Энергоатомиздат,1989.-200с., илл.
5. Булатов О.Г., Царенко А.И. Тиристорно-конденсаторные преобразователи.-М.:Энергоатомиздат,1982.-216с., илл.
6. Тиристорные преобразователи высокой частоты./Е.И.Беркович и др.- Л.:Энергия,1973.-200с., илл.
7. Тиристорные преобразователи повышенной частоты для электротехнологических установок./Е.И.Беркович и др.- Л.:Энергоатомиздат,1983.-206с.
8. Оборудование для дуговой сварки. Справочное пособие./ Под ред.В.В. Смирнова.-Л.: Энергоатомиздат, 1986.-656с.
9. Лазерная техника и технология. Том 1. Физические основы технологических лазеров. -М.: Высшая школа, 1987.-191с., илл.
10. Коняев А.Ю., Сарапулов Ф.Н. Электромеханические технологические процессы и их место в ряду электротехнологий//Изв. вузов. Электромеханика. 1999. №4. С 120 – 123.