

## РЕФЕРАТ

Выпускная квалификационная работа \_\_\_\_\_ 113 \_\_\_\_\_ с., \_\_\_\_\_ 42 \_\_\_\_\_ рис., \_\_\_\_\_ 16 \_\_\_\_\_ табл.,  
\_\_\_\_\_ 26 \_\_\_\_\_ источников, \_\_\_\_\_ 1 \_\_\_\_\_ прил.

Ключевые слова: инвертор, преобразователь частоты, выпрямитель, индукционный нагрев, резонансный контур

Объектом исследования является технологическая установка индукционного нагрева на основе резонансного инвертора тока.

Цель работы – исследование возможности повышения энергетических показателей УИН

В процессе исследования проводились сравнительный анализ энергетических показателей УИН на основе инверторов тока и инверторов напряжения. Особое внимание уделено повышению энергетических показателей УИН за счет снижения транспортных потерь в подводящем кабеле в полевых условиях.

В результате исследования предложены схемные решения, позволяющие снизить транспортные потери в подводящем кабеле до 30%, по сравнению с существующими установками.

Основные конструктивные, технологические и технико-эксплуатационные характеристики: работа выполнялась по заданию ООО «Магнит» при ТУСУР

Степень внедрения: на уровне математического моделирования

Область применения: технологические установки индукционного нагрева, преимущественно используемые в полевых условиях

Экономическая эффективность/значимость работы: по результатам исследования сформулированы практические рекомендации, позволяющие до 30% снизить энергетические потери в УИН

В будущем планируется: по результатам исследования опубликовать научно-техническую статью

## **ВВЕДЕНИЕ**

### **Актуальность работы**

Технологии высокочастотного индукционного нагрева вследствие высокой эффективности получили широкое распространение во многих технологических операциях в тяжелом машиностроении, энергетике, металлургии, транспорте. Индукционный нагрев используется для прямоточного нагрева жидкостей, при сборке и разборке узлов машин и механизмов, сопрягаемых посредством горячей посадки, для нагрева стальных изделий перед штамповкой, восстановительной наплавкой, при производстве бесстыкового железнодорожного пути и т. д.

По мере увеличения областей применения высокочастотного индукционного нагрева существенные перемены происходят и в традиционных сферах применения. В частности, повышаются уровни мощностей, требования к надежности, автоматизации и компактности установок, к точности поддержания заданных параметров. Все эти факторы определяют ряд технических задач, стоящих перед разработчиками как в сфере доработки существующих комплексов и технологий нагрева, так в применении их в новых сферах.

Определяющим технико-экономическим свойством установки индукционного нагрева (УИН), является преобразователь частоты (ПЧ), следовательно, разработка высокоэффективных ПЧ для УИН является весьма важной и актуальной задачей. Эта задача усложняется тем фактом, что при нагреве физические свойства большинства материалов постоянно изменяются, и вследствие этого меняется и величина нагрузки ПЧ. Вместе с этим, большинство техпроцессов требуют различных режимов нагрева материалов и деталей. Учитывая все это необходимо правильно и рационально выбрать вариант структуры ПЧ в соответствии с поставленными задачами.

Литературный обзор показал, что преобразователь частоты для установки индукционного нагрева может быть выполнен с различной топологией: инвертор тока (ИТ) и инвертор напряжения (ИН).

В настоящее время в установках индукционного нагрева в качестве преобразователя частоты широко используются резонансные инверторы в силу присущих им целого ряда достоинств по сравнению с другими типами преобразователей. Чаще всего в промышленности применяются резонансные инверторы напряжения, выполненные на последовательном резонансном контуре. Выбор данного типа контура обосновывается простой пониманием процессов в нем и относительную простоту управления установкой индукционного нагрева с данным контуром.

Однако при относительно больших значениях добротности пропорционально возрастает рабочее напряжение на компенсирующем конденсаторе контура, что обуславливает трудности с выбором конкретного конденсатора, усугубляющиеся снижением предельно допустимого рабочего напряжения конденсатора на повышенной рабочей частоте. Этот недостаток устранен в преобразователе частоты на основе резонансного инвертора тока, где средневыврявленное напряжение на контурном конденсаторе в любом режиме равно напряжению возбуждения контура. Однако электромагнитные процессы, происходящие в резонансном инверторе тока при возбуждении контура импульсами тока, существенно сложнее процессов в резонансном инверторе напряжения, что заметно ограничивает использование таких устройств на практике.

Подавляющее большинство первичных источников электроэнергии являются по своим свойствам источниками напряжения. Поэтому при разработке устройств электропитания со свойствами источника тока неизбежно возникает задача преобразования источника напряжения в источник тока. Однако, несмотря на внушительное количество работ,

посвященных резонансным инверторам тока, ряд вопросов, связанных с их проектированием и эксплуатацией остается нерешенным.

Поэтому актуальной задачей является создание преобразователя частоты для термообработки на базе инвертора тока с параллельным резонансным контуром в нагрузке.

**Целью работы** является исследование преобразователя частоты для установок индукционного нагрева на основе резонансного инвертора тока с параллельным контуром в нагрузке. Согласно этой цели, будут решены следующие задачи:

1. Обзор схемотехники существующих преобразователей частоты для установок индукционного нагрева.
2. Исследование ПЧ на основе параллельного и последовательного резонансных инверторов с помощью математического моделирования и сравнение этих устройств по электрическим параметрам.
3. Исследование влияния условий эксплуатации установки индукционного нагрева на ее энергетические показатели.

**Методы исследования** базируются на общих положениях теории электрических цепей, теории алгебраических и дифференциальных уравнений, вычислительных методах и использовании современных инструментальных систем и методов математического моделирования. Проверка основных теоретических положений осуществлялась путем экспериментальных исследований на физических и математических моделях.

#### **Научная новизна**

1. Проведено сравнение преобразователей частоты на основе последовательного и параллельного резонансных контуров в одинаковых условиях.

2. Создана математическая модель, адекватно, с учетом принятых допущений, отражающая процессы в исследуемой схеме резонансного инвертора тока.
3. Проведено исследование влияния условий эксплуатации на энергетические параметры установки индукционного нагрева.

### **Практическая ценность**

1. Результаты работы позволяют выбрать рациональную топологию схемы ПЧ УИН для конкретного технологического процесса.
2. Даны рекомендации по выбору режимов и условий эксплуатации установки индукционного нагрева на основе резонансного инвертора тока для получения максимальных энергетических показателей.

### **На защиту выносятся**

1. Разработана и обоснована структурная схема преобразователя частоты на основе инвертора тока с параллельным резонансным контуром в нагрузке.
2. Рекомендации по выбору условий эксплуатации УИН для улучшения энергетических характеристик.
3. Построена математическая модель, позволяющая отработать различные режимы работы УИН с различными ее параметрами.
4. Результаты сравнительного анализа УИН на основе последовательного и параллельного резонансных контуров.

### **Личный вклад**

1. Предложено схемотехническое решение преобразователя частоты на основе инвертора тока для индукционного нагрева.
2. Разработана функциональная и структурная схема ПЧ на основе инвертора тока.
3. Разработана математическая модель установки индукционного нагрева на основе инвертора тока.
4. Проведен инженерный расчет преобразователя частоты

## **1. Обзор литературы по установкам индукционного нагрева**

Индукционный нагрев является бесконтактным способом нагрева, при котором джоулева теплота выделяется в нагреваемом объекте за счет вихревых токов, вызванных изменяющимся магнитным потоком. Переменное магнитное поле, создающее вихревые токи в нагреваемой детали, формируется при помощи устройства, называемого индуктором. Индуктор подключается к источнику переменного тока.

По назначению индукционные устройства можно разделить на плавильные, нагревательные и специальные. Плавильные устройства обладают рядом особенностей, связанных с наличием материала в жидкой фазе. Существенную роль в них играет движение расплава под действием электродинамических и конвективных сил, что приводит к выравниванию температурного поля за счет теплопереноса.

Нагревательные устройства служат для прямого или косвенного нагрева материалов в твердом, жидком или газообразном состоянии. При прямом индукционном нагреве теплота выделяется за счет поглощения энергии электромагнитного поля непосредственно нагреваемым (рабочим) телом. При косвенном нагреве теплота выделяется в промежуточном нагревателе, от которого передается нагреваемым телам.

Установки индукционного нагрева состоят из технологических устройств (нагреватели или плавильные печи), источников питания, линий передачи и средств управления. Технологические устройства определяются видом процесса и содержат электротехнические, механические и иные элементы. Установки на частоту 50 Гц обычно могут быть укомплектованы элементами общего назначения (за исключением самого нагревателя или печи). На средних частотах и радиочастотах необходимо специальное оборудование – преобразователь частоты.

Преобразователи частоты состоят из диодного выпрямителя и инвертора. К выходу инвертора подключается нагреватель и конденсаторная батарея. Коммутирующая, управляющая и защитная аппаратура входит в

состав преобразователя. Типы преобразователей постоянно расширяются, в основном в сторону увеличения частоты и мощности. Выпускаются серийные преобразователи широкого назначения и специализированные, входящие в состав установок для варки стекла, плавки и пайки и других процессов.

В качестве ключевых элементов силовой части индукционной установки могут использоваться тиристоры, транзисторы или электронные лампы. При относительно больших выходных мощностях УИН и низких рабочих частотах чаще всего используются мощные тиристоры. При относительно низких мощностях и рабочих частотах, превышающих 25 кГц, как правило, используются транзисторы, поскольку они могут переключаться с высокими скоростями, что обеспечивает малые динамические потери. Генераторы на электронных лампах были широко распространены в течение многих лет в устройствах, работающих на частотах выше 300 кГц. Однако ламповые генераторы имеют низкий коэффициент полезного действия (от 55 до 60 %), в то время как КПД транзисторных инверторов достигает 85–93 %. Кроме того, электронные лампы характеризуются ограниченным сроком службы (обычно от 2000 до 4000 часов), являются дорогостоящими элементами генератора, а высокие рабочие напряжения ламп (около 10 кВ) требуют при их эксплуатации повышенных мер безопасности (характерным для работы транзисторов в инверторах является напряжение 1000 В или менее). Указанные недостатки вакуумных ламп привели к тому, что в настоящее время транзисторные источники питания для индукционного нагрева на частотах менее 1 МГц практически вытеснили ламповые.

Так же в установку индукционного нагрева входят трансформаторы, которые служат для согласования индукторов с источниками питания и для регулирования режимов их работы. На средней частоте используются трансформаторы с замкнутой магнитной цепью броневого типа. Особенностью трансформаторов является высокая концентрация электромагнитной энергии и малые габариты, что позволяет их встраивать в закалочные станки и технологические линии. В некоторых многопозиционных

станках, например, в станках для закалки коленчатых валов, требование к малым размерам трансформаторов является одним из основных. Трансформаторы универсальных закалочных установок и регулировочные автотрансформаторы кузнечных нагревателей должны иметь переменный коэффициент трансформации.

Конденсаторы, установленные в индукционный нагреватель, применяются для компенсации реактивной мощности индукторов, согласования их с источниками питания и для других целей.

Проектирования линий передачи и выбор коммутирующего аппаратуры индукционных установок частоты 50 Гц в основном такие же, как и для других потребителей. Особенностью линий средней частоты является увеличение их активного, и особенно реактивного сопротивления. В индукционных установках можно выделить два участка линий передачи: от источника питания до конденсаторной батареи, и от последней до индуктора. Первый участок может иметь длину 50-150 м и должен рассчитываться на максимальный ток, потребляемый контуром, или, при индивидуальном питании, на ток источника. Второй участок обычно имеет малую длину, а его ток может быть в несколько раз больше, чем ток первого участка. Поэтому здесь могут применяться в качестве проводника медные шины малой толщины, либо водоохлаждаемый медный кабель большого сечения.

В ООО «Магнит М» используются установки индукционного нагрева, специализированные под последовательный резонансный контур, что обуславливает протекание тока в подводящем кабеле равном току индуктора. По этой причине на подводящем кабеле происходит большое выделение тепла, соответственно мы имеем потери, и снижается КПД установки. При мощностях установок индукционного нагрева порядка 100-300 кВт эти потери носят не такой катастрофичный характер, поэтому и используется данный резонансный контур.

В дальнейшем встал вопрос о проектировании установок мощностью порядка 1 МВт, и использовать последовательную схему резонансного



контура становится сложнее, в силу того, что при возросшем токе питания индуктор имеются технологические трудности при изготовлении подводящего кабеля, а так это становится гораздо дороже, чем при случае с последовательным контуром.

В силу вставшей проблемы имеет смысл изучить схему установки индукционного нагрева с параллельным резонансным контуром в нагрузке, чем мы и занимались в данной диссертации.

## 2. Принципы построения источников питания установок индукционного нагрева

### 2.1 Физические основы индукционного нагрева

Основой всего процесса индукционного нагрева является протекание в нагреваемом предмете вихревых токов. Вихревые токи создаются в проводящем теле, помещенном в магнитное поле, если хотя бы часть замкнутых контуров, которые можно выделить в объеме этого тела, пронизывается изменяющимся во времени магнитным потоком. Мгновенное значение ЭДС  $e$ , возникающей в контуре, охватывающем поток  $\Phi$ , равно

$$e = -d\Phi/dt \quad (2.1.1)$$

Под действием этой ЭДС возникает ток  $i$ , вызывающий нагрев тела в соответствии с законом Джоуля-Ленца.

Вихревые токи создают собственные магнитные поля (поля реакции), которые, складываясь со сторонним полем (полем возбуждения), образуют результирующее поле, изменение которого и должно учитываться в (2.1.1). Одновременно вихревые токи, взаимодействуя друг с другом и с исходным полем, создают электродинамические усилия (ЭДУ), приводящие при наличии соответствующих степеней свободы к перемещению тел или вибрации.

Изменение магнитного потока, пронизывающего тело, может быть вызвано двумя причинами: перемещением тела относительно поля возбуждения и изменением этого поля во времени при неподвижном теле. Соответствующие механизмы возникновения индуцированных вихревых токов можно назвать индукцией движения и трансформаторной индукцией. Возможны оба механизма образования вихревых токов. Тогда связь между напряженностью  $E$  вихревого электромагнитного поля, индукцией  $B$  и скоростью движения  $v$  данного объема относительно магнитного поля будет

$$\text{rot } E = -dB/dt + \text{rot}(v \times B), \quad (2.1.2)$$

Вихревые токи за счет индукции движения возникают, например, в электромагнитных тормозах, широко используемых в электроприводах. Для промышленного нагрева индукция движения почти не используется из-за

необходимости в больших скоростях вращения нагреваемого тела или источника поля при значительных крутящих моментах, из-за неравномерности нагрева и т.п. Имеется опыт успешного применения индукции движения для нагрева тел простой формы, например, дисков. Неподвижный диск помещается в поле постоянных магнитов и электромагнитов, приводимых во вращение электродвигателем. Отпадает необходимость в конденсаторной батарее и преобразователе частоты; устройство имеет хороший КПД.

В конечном итоге большее распространение получили устройства индукционного нагрева основанные на изменении поля возбуждения во времени, они не имеют вращающихся частей и состоят, в общем случае из нагреваемого тела, индуцирующей обмотки, тепловой изоляции, магнитопроводов, конструктивных и дополнительных элементов, служащих для крепления и перемещения изделия, подачи охлаждающей воды, обеспечения требуемого распределения температурного поля и т.д.[1]

## 2.2 Классификация и назначение индукционных установок

Некоторые из технологических процессов, в которых успешно применяется индукционный нагрев, представлены на рис. 2.1 [2]. Каждый из этих процессов имеет свои особенности, определяющие как структуру ПЧ, так и его технические характеристики.

В общем случае ВЧ УИН состоит из генератора переменного тока высокой частоты и колебательного контура, образованного индуктором с заготовкой и конденсаторной батареей, используемой для коррекции коэффициента мощности.

Под колебательным контуром понимается последовательное либо параллельное соединение емкостного и индуктивного накопителей энергии. В зависимости от способа их соединения в колебательном контуре наблюдается либо резонанс напряжения, либо резонанс тока. Энергия, поступающая от источника питания в резонансный контур, в любой момент времени переходит в тепло. Поэтому для источника питания контур эквивалентен одному резистивному элементу.



Рис. 2.1. Классификация технологических процессов

Для получения резонанса напряжения необходимо иметь источник прямоугольного напряжения, а для резонанса тока – источник тока.

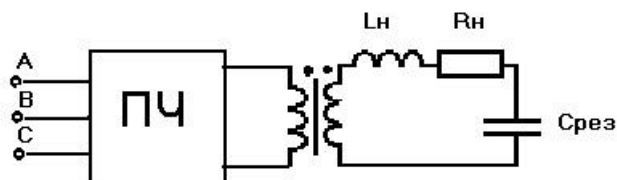


Рис. 2.2. Структура ВЧ УИН

Генератор тока высокой частоты представляет собой преобразователь частоты, соединенный с колебательным контуром через согласующий трансформатор (рис. 2.2). Введение высокочастотного трансформатора необходимо для согласования параметров источника с нагрузкой и обеспечения гальванической развязки.

В зависимости от вида технологического процесса ПЧ может быть реализован на разной элементной базе. В промышленной практике индукционного нагрева нашли применение четыре типа генераторов высокой частоты [3, с. 243]:

1. машинные генераторы;
2. ионные преобразователи;
3. электронные генераторы;
4. искровые генераторы;
5. статические преобразователи.

Ток промышленной частоты при индукционном нагреве применяют для сквозного нагрева крупных заготовок (с диаметром свыше 100 мм) для прокатки иковки, а также для закалки изделий, имеющих большие габариты при толщине закаленного слоя 5-10 мм.

Машинные генераторы строятся на частотах от 500 до 10000 Гц. Коэффициент полезного действия машинного генератора колеблется в диапазоне 70-85% и падает с повышением частоты [3, с. 248].

Искровые генераторы, работающие на частотах до 3000 Гц, в нашей стране широкого распространения не получили, поскольку обладают по сравнению с ламповыми или машинными генераторами относительно низким КПД (порядка 30-40%).

Наиболее высокий КПД – до 95%, имеют ионные преобразователи. Это объясняется тем, что падение напряжения на ионных преобразователях не превышает 20-30 В и практически не зависит от анодного напряжения и нагрузки.

Распространение в промышленности получили ламповые генераторы, которые имеют КПД около 50%.

С развитием технологий изготовления мощных полупроводниковых приборов появилась возможность создавать высокоэффективные установки, относящиеся к классу статических преобразователей. Это произошло благодаря разработке и освоению промышленностью в последние 10 - 20 лет быстродействующих *IGBT* транзисторов на токи и напряжения в несколько сотен ампер и тысяч вольт соответственно. Вторжение транзисторов в область

силовой преобразовательной техники, где традиционно использовались тиристоры, вызвало необходимость разработки новых схем силового контура преобразователей в силу специфических свойств транзисторов, в частности, их полной управляемости и повышенной скорости переключения.

В различных электротехнологических установках, потребляющих примерно 25% вырабатываемой электроэнергии, применение современных преобразователей позволяет повысить КПД самой установки на 10-30% и снизить расход электроэнергии на 15-20% [3, с. 311].

Наряду с экономией электроэнергии, использование в качестве источника питания индукционных установок статического преобразователя частоты, построенного на основе современной элементной базы, приводит к существенному повышению культуры производства, что сказывается в уменьшении потерь всех видов сырья и материалов, улучшении качества продукции, улучшении использования оборудования и повышении его производительности, сокращении расходов на обслуживание, отсутствии вращающихся частей. Экономический эффект в результате ресурсосбережения и роста общественной производительности труда оценивается величиной не ниже, чем в результате экономии электроэнергии.

Основными преимуществами статических преобразователей перед всеми вышеперечисленными преобразователями частоты являются массогабаритные показатели и срок службы. Однако, несмотря на все их достоинства в настоящее время статические преобразователи не могут вытеснить мощные ламповые генераторы, работающие в области частот свыше 100 кГц, так как современные мощные силовые IGBT ключи не работают в этой высокочастотной области [3, с. 313].

Таким образом, область работы современных статических преобразователей находится в звуковом диапазоне частот на мощности до 200 кВт, т. е. для нагрева ферромагнитных материалов средних размеров ( $15\text{мм} < d < 35\text{мм}$ ).

В данной работе задача поиска наиболее оптимальной структуры ПЧ сводится к анализу и выбору структуры, которая удовлетворяет всем требованиям конкретного технологического процесса и при этом будет обладать максимальными энергетическими и минимальными массогабаритными показателями.

Одной из особенностей установок индукционного нагрева являются режимы загрузки индуктора. Различают два основных режима загрузки:

- 1) периодический;
- 2) методический.

Периодическим режимом загрузки индуктора называют нагрев одной заготовки до температуры, превышающей точку Кюри. Такой режим является наиболее сложным для преобразователя, так как изменение приведенного активного сопротивления в этом случае имеет максимальное значение. Коэффициент мощности без коррекции емкостным накопителем в этом случае изменяется приблизительно в диапазоне 0.05-0.3.

Методический режим загрузки индуктора, когда в индукторе расположено сразу  $N$ -заготовок, характеризуется более стабильным режимом, при котором  $\cos\varphi = 0.15-0.25$ . Соответственно, в идеале при  $N \rightarrow \infty$  можно получить стационарную нагрузку. При  $N \rightarrow 1$  получаем режим, близкий к периодическому режиму загрузки.

В промышленности на поточном производстве рационально применение методического нагрева, который характеризуется повышенной скоростью нагрева и меньшей габаритной мощностью преобразователя в сравнение с преобразователями с периодическим режимом загрузки.

### 2.3 Сравнение последовательного и параллельного резонансных контуров

В известной технической литературе нет четких рекомендаций по выбору типа инвертора для преобразователя частоты, применяемого в индукционном нагреве. Довольно часто определяющим критерием по выбору

схемотехнического решения является себестоимость устройства. Помимо стоимости, на первый план могут быть выдвинуты другие специфические требования к установке индукционного нагрева (УИН), такие как вес согласующего трансформатора, суммарный вес компенсирующих конденсаторов, расстояние от индуктора до установки и др. В соответствие с этими требованиями может выигрывать преобразователь частоты (ПЧ) на основе инвертора напряжения (ИН) либо ПЧ на основе инвертора тока (ИТ).

В данном параграфе ставится цель провести сравнение электрических параметров элементов схем силовой части преобразователей частоты на основе ИТ и на основе ИН при их работе на одинаковую нагрузку.

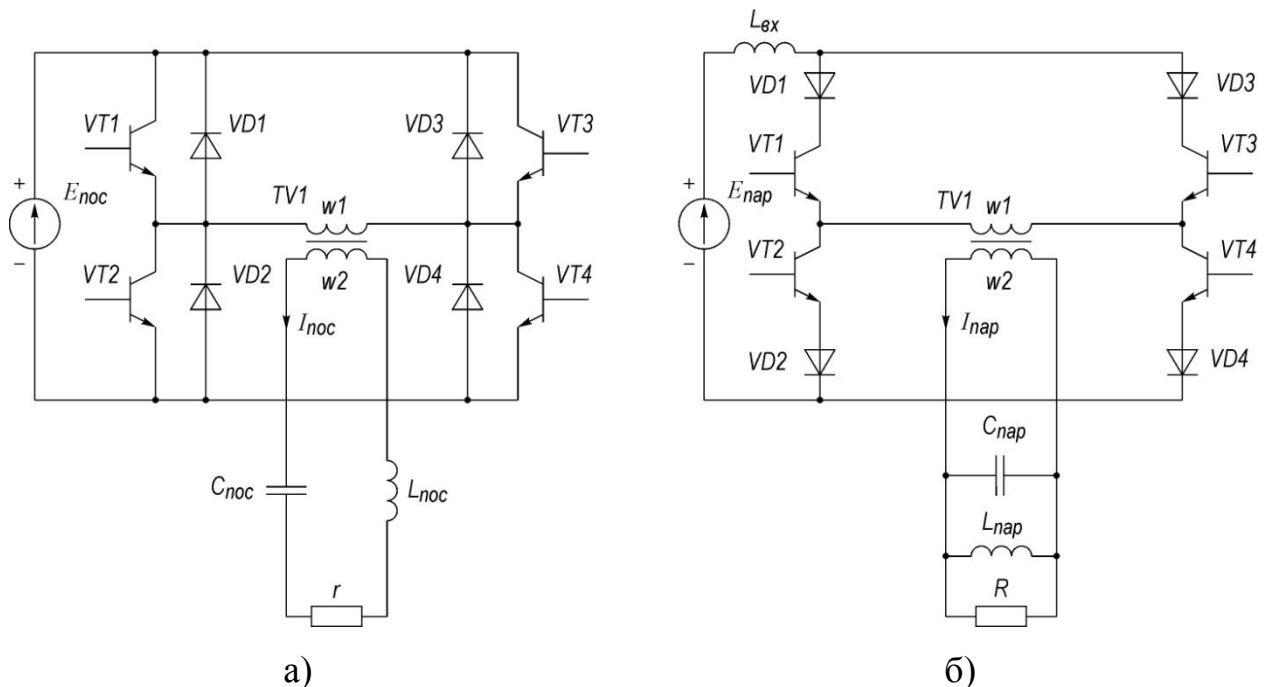


Рис. 2.3 ПЧ на основе инвертора напряжения – а), на основе инвертора тока – б)

Очевидно, что для расчета ПЧ на основе инвертора напряжения удобно применять последовательную схему замещения системы “индуктор – нагреваемое тело” (рис. 2.3, а), а для расчета ПЧ на основе инвертора тока – параллельную (рис. 2.3, б). Для сравнения электрических параметров схем преобразователей их нагрузки должны быть эквивалентны. Для обеспечения эквивалентности схем рассчитаем параметры параллельной схемы замещения



системы “индуктор – нагреваемое тело” через параметры последовательной схемы при одинаковой рабочей частоте.

Индуктивное сопротивление параллельной схемы замещения:

$$X_{L_{nap}} = X_{L_{noc}} + \frac{r^2}{X_{L_{noc}}}, \quad (2.3.1)$$

где  $X_{L_{noc}} = \omega \cdot L_{noc}$ ;  $\omega$  – круговая резонансная частота контура;  $L_{noc}$  – эквивалентная индуктивность в последовательной схеме замещения;  $r$  – эквивалентное активное сопротивление в последовательной схеме замещения индуктора.

Индуктивность для параллельной схемы замещения:

$$L_{nap} = \frac{X_{L_{nap}}}{\omega}. \quad (2.3.2)$$

Активное сопротивление параллельного колебательного контура:

$$R = r + \frac{X_{L_{noc}}^2}{r}. \quad (2.3.3)$$

Характеристическое сопротивление контура:

$$\rho_{nap} = \omega \cdot L_{nap} = X_{L_{nap}} = X_{L_{noc}} + \frac{r^2}{X_{L_{noc}}} = \rho_{noc} + \frac{r^2}{\rho_{noc}}. \quad (2.3.4)$$

Емкость компенсирующего конденсатора при параллельной схеме замещения для сохранения той же рабочей частоты:

$$C_{nap} = \frac{1}{\omega^2 \cdot L_{nap}}. \quad (2.3.5)$$

Добротность колебательного контура:

$$Q_{nap} = \frac{R}{\rho_{nap}}. \quad (2.3.6)$$

При подстановке (2.9.1) – (2.9.4) в (2.9.6) следует:

$$Q_{nap} = Q = \frac{\omega \cdot L_{noc}}{r} = Q_{noc}. \quad (2.3.6a)$$

Нагрузкой для ПЧ могут быть резонансные контуры с постоянной добротностью и контуры с изменяющейся добротностью. Изменение

добротности контура может быть обусловлено тем, что один индуктор применяется для нагрева широкой номенклатуры деталей. В этом случае для каждого типоразмера нагреваемой детали будет определенное значение добротности. Другой причиной изменения добротности является то, что во время нагрева металла выше точки Кюри магнитная проницаемость и эквивалентное активное сопротивление металла в системе “индуктор – нагреваемое тело” изменяется в широком диапазоне[4]. Очевидно, что изменение активного сопротивления влечет за собой изменение добротности контура. Выражение (2.3.6а) позволяет сделать важный вывод: добротность последовательного контура равна добротности эквивалентного параллельного контура.

Запишем соотношение для характеристических сопротивлений параллельного и последовательного контуров:

$$\frac{\rho_{\text{нап}}}{\rho_{\text{нос}}} = 1 + \frac{r^2}{\rho_{\text{нос}}^2} = 1 + \frac{1}{Q^2} = \frac{1+Q^2}{Q^2}. \quad (2.3.4.a)$$

Запишем соотношение для активных сопротивлений параллельного и последовательного контуров:

$$\frac{R}{r} = \frac{r + \frac{X_{L\text{нос}}^2}{r}}{r} = 1 + \frac{\rho_{\text{нос}}^2}{r^2} = 1 + Q^2. \quad (2.3.4.б)$$

Используем выражения для электрических параметров элементов схем (см. аналитические исследования) запишем отношения электрических параметров элементов схем последовательного и параллельного колебательных контуров в зависимости от добротности:

$$\delta E = \frac{E_{\text{нос}}}{E_{\text{нап}}} = \frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+Q^2}} \cdot \frac{\sqrt{P_{H\text{нос}}}}{\sqrt{P_{H\text{нап}}}}, \quad (2.3.7б)$$

где  $E_{\text{нос}}$  – напряжение питания инвертора, равное средневывпрямленному значению напряжения возбуждения последовательного контура (рис. 2.3.1, а), при условии что  $k_{\text{мп}} = \frac{w_2}{w_1} = 1$ ;  $E_{\text{нап}}$  – напряжение питания инвертора, равное

средневыпрямленному напряжению на параллельном контуре (рис. 2.3.1, б);  $P_{Hnoc}$ ,  $P_{Hnap}$  – мощность нагрузки в последовательном и параллельном контуре соответственно.

$$\delta U_K = \frac{U_{K(1)noc}}{U_{Knap}} = \frac{\sqrt{P_{Hnoc} \cdot r}}{\sqrt{P_{Hnap} \cdot R}} = \frac{1}{\sqrt{1+Q^2}} \cdot \frac{\sqrt{P_{Hnoc}}}{\sqrt{P_{Hnap}}} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \delta E, \quad (2.3.7)$$

где  $U_{K(1)noc}$  – действующее значение первой гармоники напряжения возбуждения последовательного контура;  $U_{Knap}$  – действующее напряжение питания параллельного контура.

$$\delta I = \frac{I_{noc}}{I_{(1)nap}} = \sqrt{\frac{P_{Hnoc} \cdot R}{P_{Hnap} \cdot r}} = \sqrt{1+Q^2} \cdot \frac{\sqrt{P_{Hnoc}}}{\sqrt{P_{Hnap}}} = \frac{8}{\pi^2} \cdot (1+Q^2) \cdot \delta E, \quad (2.3.8)$$

где  $I_{noc}$  – ток последовательного колебательного контура;  $I_{(1)nap}$  – действующее значение первой гармоники тока возбуждения параллельного колебательного контура.

$$\delta U_{Cm} = \frac{U_{Cm(noc)}}{U_{Cm(nap)}} = Q \cdot \sqrt{\frac{P_{Hnoc} \cdot r}{P_{Hnap} \cdot R}} = \sqrt{\frac{P_{Hnoc} \cdot \rho_{noc}}{P_{Hnap} \cdot \rho_{nap}}} = \frac{8Q}{\pi^2} \cdot \delta E, \quad (2.3.9)$$

где  $U_{Cm(noc)}$  – амплитуда напряжения на компенсирующем конденсаторе в последовательном контуре;  $U_{Cm(nap)}$  – амплитуда напряжения на компенсирующем конденсаторе в параллельном контуре.

$$\delta P_H = \frac{P_{Hnoc}}{P_{Hnap}} = \frac{64}{\pi^4} \cdot \frac{R}{r} \cdot \frac{E_{noc}^2}{E_{nap}^2} = \frac{64}{\pi^4} \cdot (1+Q^2) \cdot \delta E^2. \quad (2.3.10)$$

Для дальнейшего сравнения рассмотрим два технологических процесса нагрева детали, которые наиболее часто встречаются на практике. Первый процесс не требует регулировки выходного напряжения инвертора, т.е. напряжение возбуждения последовательного контура и напряжение питания параллельного контура во время нагрева не изменяются и определяются коэффициентом трансформации согласующего трансформатора. В этом случае сравнение ИТ и ИН производим следующим образом:

1. Рассчитываем или определяем экспериментально параметры последовательного колебательного контура. Задаем диапазон изменения добротности ( $Q_{min}$ ,  $Q_{max}$ ), в котором производится сравнение двух инверторов.
2. По формулам (2.3.1) – (2.3.5) определяем параметры эквивалентного параллельного контура при одинаковой рабочей частоте.
3. Задаем значение добротности колебательных контуров  $Q_0$ , при которой мощности нагрузок контуров одинаковы.
4. Рассчитываем отношение  $\delta E$  по формуле (2.3.7б).
5. По зависимостям (2.3.7) – (2.3.10) получаем сравнительные характеристики контуров в зависимости от добротности при постоянном напряжении питания контуров.

Во втором рассматриваемом технологическом процессе задается выходная мощность в каждый момент времени нагрева детали. В данном случае предполагается регулировка выходной мощности ПЧ. Сравнение инверторов в этом случае производим при условии, что выходная мощность ИТ и ИН одинакова. Последовательность сравнения инверторов следующая:

1. Рассчитываем или определяем экспериментально параметры последовательного колебательного контура. Задаем диапазон изменения добротности ( $Q_{min}$ ,  $Q_{max}$ ), в котором производится сравнение двух инверторов.
2. По формулам (2.3.1) – (2.3.5) определяем параметры эквивалентного параллельного контура при одинаковой рабочей частоте.
3. По зависимостям (2.3.7) – (2.3.9) получаем сравнительные характеристики контуров в зависимости от добротности. Так как выходная мощность ИТ и ИН одинакова, очевидно, что  $\frac{P_{Hnoc}}{P_{Hnap}} = 1$ .

Рассмотрим сравнение ИТ и ИН на примерах более подробно. Пример 1, когда напряжения контуров постоянны во всем диапазоне изменения добротности:

1. Экспериментально определяем параметры последовательного колебательного контура:  $r = 0,1 \text{ Ом}$ ;  $C_{noc} = 32 \text{ мкФ}$ ;  $f = 10 \text{ кГц}$ . Задаем диапазон изменения добротности, в котором производится сравнение контуров:  $Q_{min} = 1$ ,  $Q_{max} = 10$ .
2. По формулам (2.3.1) – (2.3.5) определяем параметры эквивалентного параллельного контура в зависимости от добротности.
3. Задаем значение добротности  $Q_0 = 3$ , при которой мощности нагрузки колебательных контуров равны. Получаем численное значение отношения средних напряжений питания по формуле (2.9.7б):

$$\delta E = \frac{E_{noc}}{E_{пар}} = \frac{\pi^2}{8 \cdot \sqrt{10}}$$

4. Используя полученное выше значение  $\delta E$ , по зависимостям (2.9.7) – (2.9.10) получаем сравнительные характеристики контуров в зависимости от добротности. Данные характеристики представлены на рис. 2.9.3 – рис. 2.9.6 соответственно.

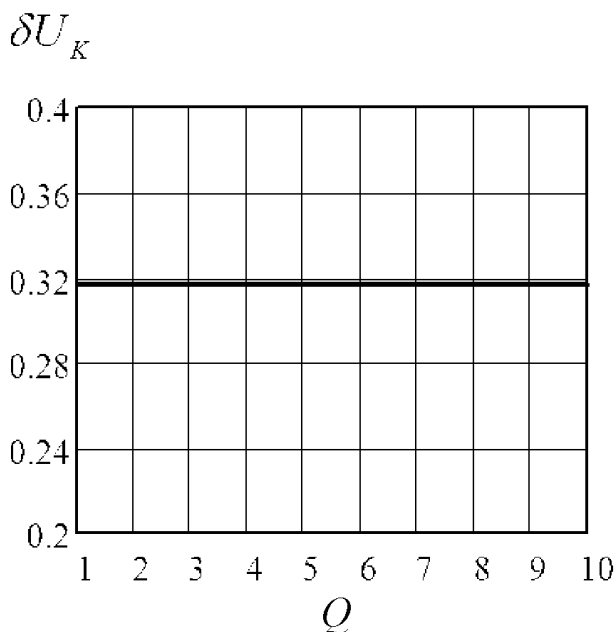


Рис. 2.4. Зависимость  $\delta U_K$  от добротности при постоянном отношении  $\delta E$

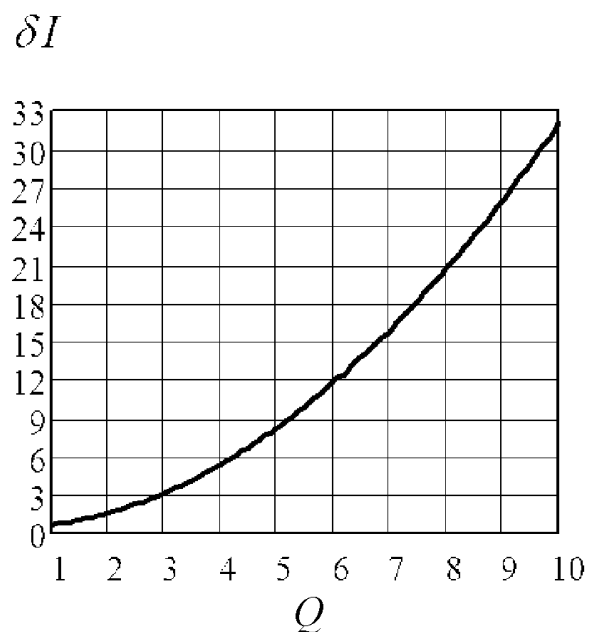


Рис. 2.5. Зависимость  $\delta I$  от добротности при постоянном отношении  $\delta E$

Вывод: здесь на рис. 2.9.3 – прямая линия, это очевидно т.к. задано, что напряжения контуров постоянны во всем диапазоне изменения добротности.

На рис. 2.4 видно, что ток питания последовательного контура возрастает по сравнению с током питания параллельного контура. Очевидно, что с ростом добротности проводимость последовательного контура растет, а параллельного падает. Поэтому при постоянном напряжении питания с ростом добротности ток последовательного контура растет, а параллельного падает.

На рис. 2.5 видно, что зависимость  $\delta U_{Cm}$  возрастает с ростом добротности. Это связано с тем, что напряжение на компенсирующем конденсаторе в параллельном колебательном контуре остается постоянным, (т.к. напряжение питания не изменяется) а напряжение на компенсирующем конденсаторе в последовательном контуре растет (т.к. растет ток, протекающий через контур).

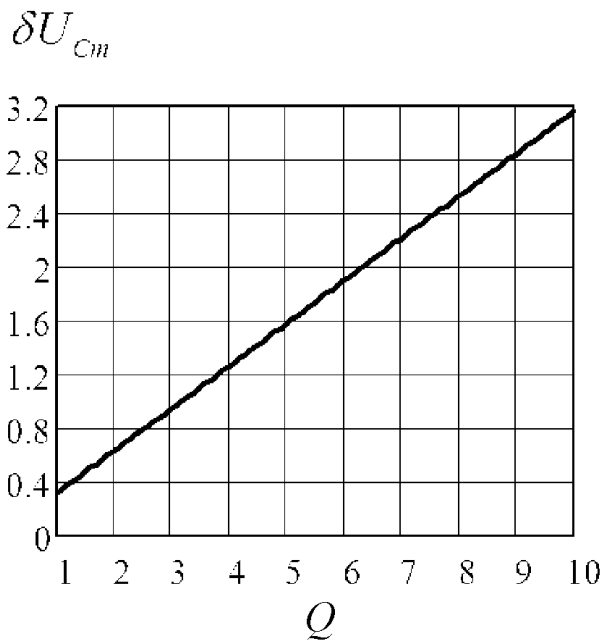


Рис. 2.6. Зависимость  $\delta U_{Cm}$  от добротности при постоянном отношении  $\delta E$

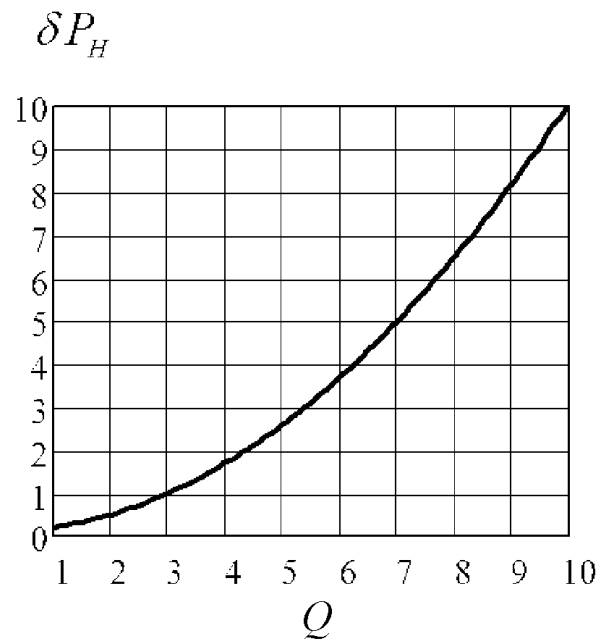


Рис. 2.7. Зависимость  $\delta P_H$  от добротности при постоянном отношении  $\delta E$

На рис. 2.7 видно, что при росте добротности, мощность нагрузки последовательного контура возрастает по сравнению с мощностью нагрузки параллельного контура. Это связано с тем, что ток питания параллельного контура убывает с ростом добротности, а ток последовательного контура, наоборот, возрастает.

Сравним габаритные мощности компенсирующих конденсаторов последовательного и параллельного контуров при постоянном напряжении питания параллельного контура и постоянном напряжении возбуждения последовательного.

1. Зададим диапазон изменения добротности:  $Q_{\min} = 3, Q_{\max} = 8$ .
2. Значение добротности, при которой мощности нагрузок контуров одинаковы,  $Q_0 = 3$ .
3. Определяем значение габаритной мощности конденсаторов в последовательном контуре:

$$\begin{aligned} P_{C_{noc} \max} &= U_{C_{noc} \max} \cdot I_{C_{noc}} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot U_{C_{noc} \max}^2 \cdot C_{noc} = \\ &= 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \frac{8 \cdot E_{noc}^2 \cdot Q_{\max}^2}{\pi^2} \cdot C_{noc} \end{aligned} \quad (2.3.13)$$

4. Определяем значение габаритной мощности конденсаторов в параллельном контуре:

$$\begin{aligned} P_{C_{nap} \max} &= U_{C_{nap} \max} \cdot I_{C_{nap}} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot U_{C_{nap} \max}^2 \cdot C_{nap} = \\ &= 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \frac{\pi^2 \cdot E_{nap}^2}{8} \cdot C_{nap} \end{aligned} \quad (2.3.14)$$

5. Запишем отношение габаритных мощностей конденсаторов, после преобразований получаем:

$$\frac{P_{C_{noc} \max}}{P_{C_{nap} \max}} = \frac{64}{\pi^4} \cdot \frac{E_{noc}^2}{E_{nap}^2} \cdot \frac{C_{noc}}{C_{nap}} \cdot Q_{\max}^2 \quad (2.3.15)$$

На практике, слагаемым  $\frac{r^2}{X_{L_{noc}}}$  в выражении (2.3.1) можно пренебречь

[УН40], тогда справедливо следующее:

$$X_{L_{nap}} \approx X_{L_{noc}} \quad (2.3.16)$$

Очевидно, что следующие соотношения также справедливы:

$$\begin{aligned} L_{nap} &\approx L_{noc} \\ C_{nap} &\approx C_{noc} \end{aligned} \quad (2.3.17)$$

Учитывая (2.3.16) и (2.3.17) выражение (2.3.15) примет вид:

$$\frac{P_{C_{noc} \max}}{P_{C_{nap} \max}} = \frac{Q_{\max}^2}{1 + Q_0^2} \quad (2.9.18)$$

Подставляем численные значения, и получаем:

$$\frac{P_{C_{noc} \max}}{P_{C_{nap} \max}} = \frac{8^2}{1 + 3^2} = 6,4$$

Таким образом в диапазоне изменения добротности колебательного контура от 3 до 8 расчетная мощность конденсатора резонансного контура в ПЧ на основе ИН больше в 6,4 раза чем в ПЧ на основе ИТ, рассчитанных при значении добротности 3 на одинаковую выходную мощность и частоту.

Далее представлен пример второго варианта сравнения двух контуров. Здесь принято, что мощности нагрузок колебательных контуров равны между собой во всем диапазоне изменения добротности.

1. Экспериментально определяем параметры последовательного колебательного контура:  $r = 0,1 \text{ Ом}$ ;  $C_{noc} = 32 \text{ мкФ}$ ;  $f = 10 \text{ кГц}$ . Задаем диапазон изменения добротности, в котором производится сравнение контуров:  $Q_{min} = 1$ ,  $Q_{max} = 10$ .
2. По формулам (2.3.1) – (2.3.5) определяем параметры эквивалентного параллельного контура в зависимости от добротности.
3. По зависимостям (2.3.7) – (2.3.9) получаем сравнительные характеристики контуров в зависимости от добротности, при условии равной мощности нагрузки. Данные характеристики представлены на рис. 2.3.7 – рис. 2.3.9 соответственно.



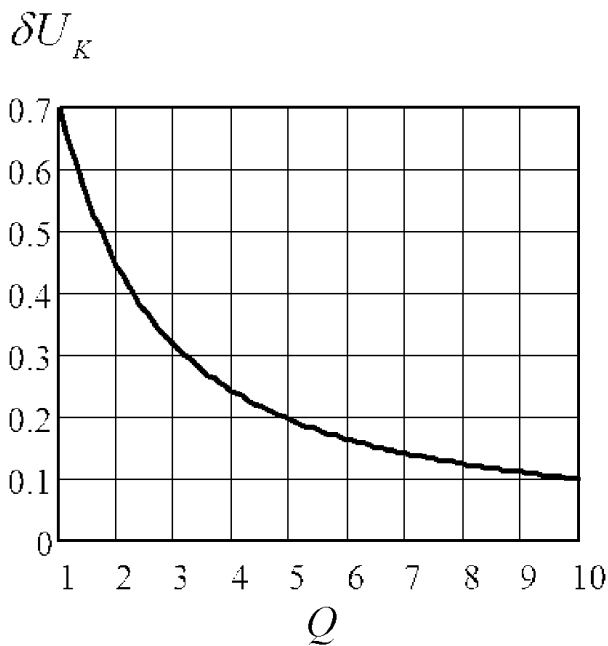


Рис. 2.8. Зависимость  $\Delta U_K$  от добротности при равной мощности нагрузки контуров

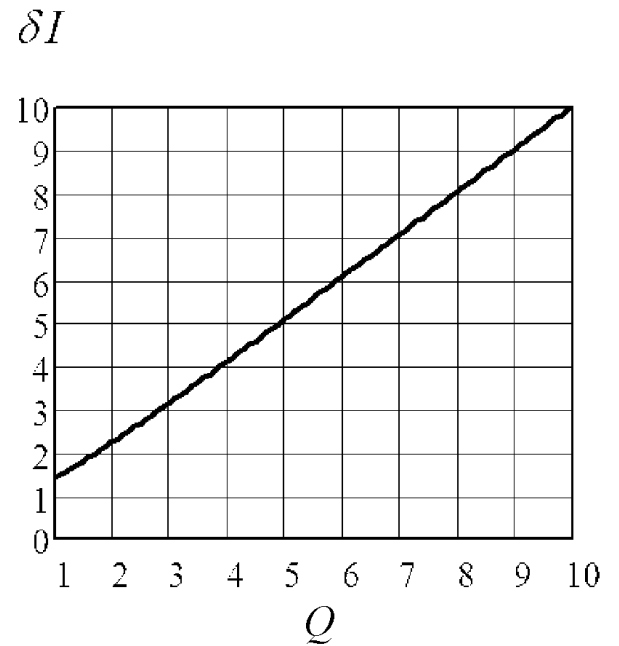


Рис. 2.9. Зависимость  $\Delta I$  от добротности при равной мощности нагрузки контуров

На рис. 2.8. видно, что при одинаковой мощности нагрузки контуров напряжение питания параллельного контура всегда больше чем последовательного. Кроме того, с ростом добротности напряжение питания параллельного контура возрастает относительно напряжения питания последовательного.

На рис. 2.9 видно, что ток последовательного контура возрастает по отношению к току параллельного контура с ростом добротности. Это очевидно, т.к. в данном случае поставлено условие одинаковой мощности нагрузки, а как видно на рис. 2.8 - напряжения питания последовательного контура падает относительно напряжения параллельного, следовательно, растет ток, питающий последовательный контур.

Определим погрешность, с которой отношение  $\Delta I$  отличается от величины добротности:

$$\delta \Delta I = \frac{\Delta I - Q}{\Delta I} \cdot 100\% \quad (2.3.19)$$

График функции (2.3.19) в зависимости от добротности представлен на рис. 2.10а.

Анализируя зависимости на рис. 2.9 и на рис. 2.10а, можно сделать вывод: При добротности колебательного контура  $Q > 3$ , одинаковых мощности нагрузки и рабочей частоте, равной частоте резонанса, с погрешностью не более 5% эффективный ток возбуждения контура в резонансном инверторе тока меньше, чем ток резонансного инвертора напряжения в число раз, равное добротности.

Используя выражение (2.9.9) проведем сравнение максимальных напряжений на компенсирующих конденсаторах в последовательном и параллельном контуре при равной мощности нагрузки. Зависимость отношения напряжений  $\delta U_{Cm}$  представлена на рис. 2.9.9. Из данной зависимости, видно, что при одинаковой мощности нагрузки напряжения на компенсирующих конденсаторах колебательных контуров практически равны.

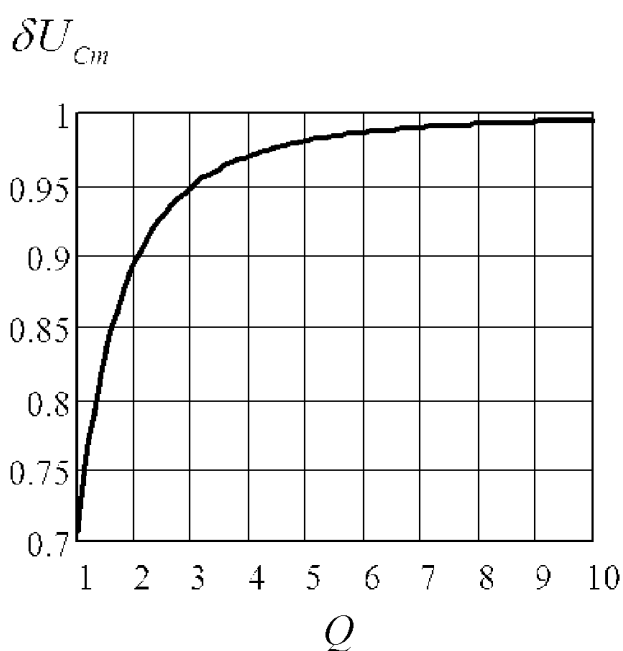


Рис. 2.10. Зависимость  $\delta U_{Cm}$  от добротности при равной мощности нагрузки контуров

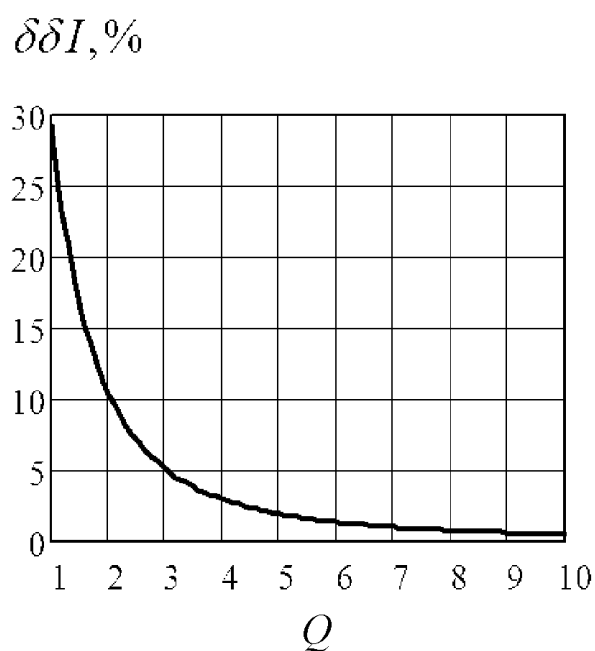


Рис. 2.10а. Зависимость погрешности, с которой отношение  $\delta I$  отличается от добротности

Из анализа сравнительных характеристик можно сделать выводы:

- Использование параллельного колебательного контура позволяет снижать активную мощность по мере роста добротности без изменения напряжения питания контура. Это можно использовать при нагреве детали выше точки Кюри, когда необходимо уменьшить мощность, например, для равномерного прогрева всей детали. Активная мощность уменьшится без изменения напряжения питания контура, т. е. нет необходимости в дополнительном регуляторе напряжения. Это является несомненным преимуществом, т. к. при применении последовательного колебательного контура для такого технологического процесса потребуется устанавливать регулятор напряжения питания колебательного контура с достаточно большой глубиной регулирования.
- Напряжение на компенсирующем конденсаторе в параллельном контуре не зависит от добротности, и равно напряжению питания контура, в то время как напряжение на конденсаторе в последовательном контуре увеличивается с ростом добротности.
- Одним из достоинств ПЧ на основе инвертора тока можно считать, что при одинаковой активной мощности входной ток параллельного контура ниже тока последовательного контура.

#### 2.4 Выбор и обоснование силовой части установки индукционного нагрева.

Геометрия заготовки и индуктора, а также электрические свойства нагреваемого материала определяют величины напряжения и тока (а так же фазовый сдвиг между ними), необходимые для питания индуктора. При разработке ПЧ эти параметры необходимо знать и учитывать для согласования выхода источника питания с используемым индуктором. Большинство источников питания систем индукционного нагрева разрабатываются для реализации определенного технологического процесса и для конкретного индуктора (или набора индукторов). Производственные площади, конструктивные особенности оборудования и его расположение являются

важными факторами, определяющими требования к установкам индукционного нагрева. Например, в высокоавтоматизированных установках с несколькими постами для заковки и отпуска заготовок большим преимуществом обладает компактная блочная конструкция транзисторного источника питания, содержащая трансформатор для согласования с нагрузкой и компенсирующие конденсаторы [5]. С другой стороны, для установок, требующих большого расстояния между источником питания и индуктором, нагревательная станция или блок согласования с нагрузкой должны быть отделены от преобразовательной части источника питания и расположены в нагрузочном посту в непосредственной близости от индуктора. Понимание принципов функционирования различных схем источников питания, используемых для индукционного нагрева, необходимо при выборе наиболее эффективного схемного решения для реализации конкретного технологического процесса или оценки его пригодности для использования в конкретном процессе. Упрощенная структурная схема, охватывающая почти все виды источников питания для электротермии, приведена на рис. 3

В источниках питания для индукционного нагрева, вообще говоря, используется два основных типа инверторов: инвертор тока и инвертор напряжения, которые в свою очередь делятся на резонансные и нерезонансные.

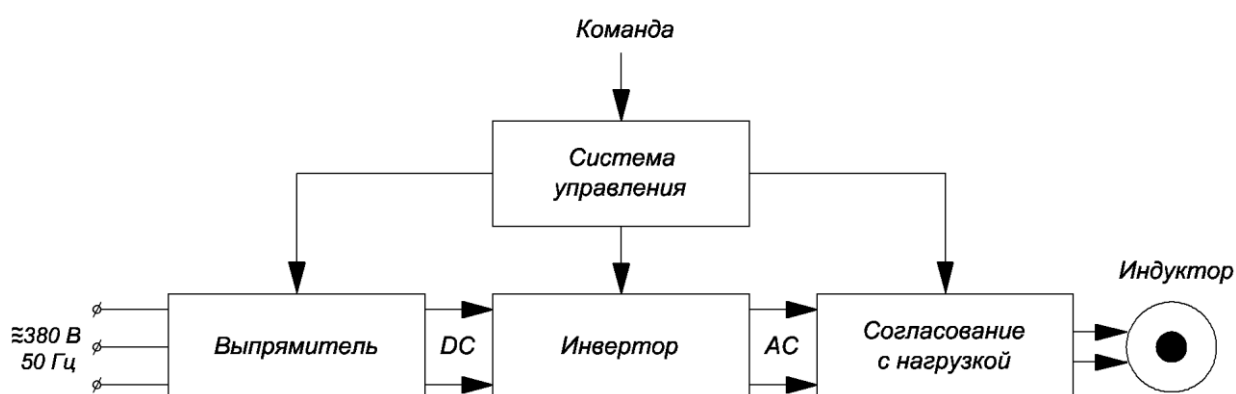


Рис. 2.11. Упрощенная структурная схема функционирования источников питания для индукционного нагрева

Мы рассмотрим и сравним мостовые схемы инвертора напряжения и инвертора тока, опишем их достоинства и недостатки.

Преобразователи частоты на основе инвертора напряжения

*Автономный инвертор напряжения* как преобразователь постоянного входного напряжения в переменное выходное напряжение отличается от автономного инвертора тока тем, что получает питание от источника напряжения (ЭДС) безиндуктивного характера.

Входной ток инвертора будет импульсным (со скачком тока), что не допускает присутствия во входном источнике индуктивности. Реальные источники входного напряжения (чаще всего выпрямители), как правило, обладают индуктивностью  $L$  (если это только не аккумуляторы). Для устранения ее влияния на входе инвертора напряжения включается фильтровый конденсатор  $C_f$  достаточной емкости, что является **первой особенностью** инвертора напряжения. Через него и замыкаются, минуя входной источник, скачки входного тока инвертора.

**Вторая особенность** инвертора напряжения связана с тем, что входной ток инвертора  $i_{вх}$  может принимать отрицательные значения при большом сдвиге фазы выходного тока инвертора  $i_{вых}$  относительно коммутационной функции  $\psi_p$  (т.е. выходного напряжения). Для этого необходимо наличие двусторонней проводимости у ключей вентильного комплекта инвертора, т.е. ключи должны быть выполнены на вентилях с полным управлением (транзисторы, GTO-тиристоры), шунтированных вентилями обратного тока. [6]

Данный мостовой инвертор представлен на рис. 2.12. Пары ключей  $S_1$ ,  $S_2$  и  $S_3$ ,  $S_4$  работают противофазно. При замкнутых ключах  $S_1$  и  $S_2$  и разомкнутых  $S_3$ ,  $S_4$  ток течет по цепи  $E-S_1-Z_n-S_2-E$ . Через полпериода выходных колебаний ключи  $S_1$  и  $S_2$  размыкаются, а  $S_3$  и  $S_4$  замыкаются, и ток течет через  $Z_n$  в противоположном направлении (цепь протекания тока:  $E-S_3-$

$Z_H$ - $S4$ - $E$ ). Поскольку этот процесс периодически повторяется, формируется переменный ток, замыкающийся через нагрузку  $Z_H$ .

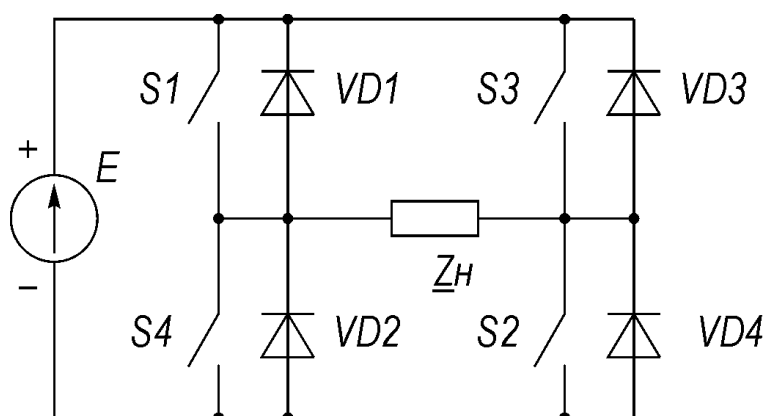


Рис.2.12. Мостовой инвертор

На рис.2.12. представлена наиболее распространенная мостовая схема ПЧ на основе резонансного инвертора напряжения.  $R1$  и  $L1$  представляют собой последовательную схему замещения системы «индуктор – нагреваемое тело»,  $C1$  – компенсирующий конденсатор.

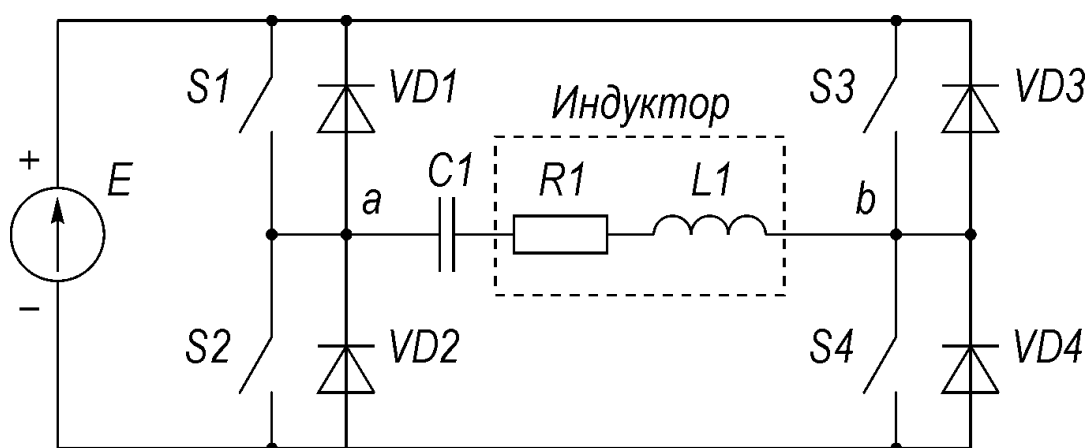


Рис. 2.13. Принципиальная схема последовательного резонансного инвертора с последовательной схемой замещения системы «индуктор – нагреваемое тело»

Принцип действия устройства заключается в периодическом возбуждении последовательного колебательного контура, образованного системой «индуктор – нагреваемое тело» и компенсирующим конденсатором, на частоте затухающих колебаний, практически равной резонансной частоте. При этом пары силовых транзисторов, образующие плечи моста, включаются попеременно, начиная новый цикл работы в моменты времени, когда ток

контура в предыдущем цикле спадает до нуля (инвертор, ведомый нагрузкой) [7].

Основным преимуществом данного инвертора являются малые динамические потери в ключах  $S1-S4$ , обусловленные тем, что ключи переключаются в момент, когда ток контура практически равен нулю. Кроме того, данный тип инвертора довольно просто реализуется на практике вследствие относительной простоты электромагнитных процессов, происходящих в силовой части схемы, и вытекающей из этого простоты системы управления.

Однако резонансному инвертору напряжения свойственны и недостатки. Известно, что при достижении точки Кюри температурой стальной детали, эквивалентное активное сопротивление системы «индуктор – нагреваемое тело» значительно уменьшается, что влечет увеличение добротности контура. С ростом добротности пропорционально возрастает рабочее напряжение на компенсирующем конденсаторе контура, что обуславливает трудности с выбором конкретного конденсатора, усугубляющиеся снижением предельно допустимого рабочего напряжения конденсатора на повышенной рабочей частоте.

Так же выходная мощность преобразователя находится в сильной зависимости от эквивалентного активного сопротивления системы «индуктор – нагреваемое тело», которое изменяется в процессе нагрева. Как правило, схема преобразователя, выполненного на данном типе инвертора, усложняется из-за необходимости регулировать выходную мощность [8].

Регулирование выходной мощности источника необходимо практически для всех технологических процессов, где применяется индукционный нагрев. Например, для термообработки некоторых стальных деталей требуется алгоритм нагрева, состоящий из следующих этапов: нагрев с заданной скоростью нарастания температуры; выдержка детали с необходимой температурой в течение определенного времени; уменьшение температуры с заданной скоростью. Очевидно, что обеспечение данного алгоритма возможно

при регулировании выходной мощности источника. Классификация способов регулирования мощности ПЧ со звеном постоянного тока довольно подробно описана в ряде работ [9].

### **Преобразователи частоты на основе инвертора тока**

Инвертор тока – исторически первый тип автономного инвертора – характеризуется двумя отличительными энергетическими признаками. Во-первых, входная цепь инвертора тока есть цепь со свойствами источника постоянного тока, а функция вентиля инвертора сводится к периодическому переключению направления этого тока в выходной цепи инвертора. Значит, на выходе вентильного коммутатора будет переменный ток (или, образно говоря, периодически переключаемый по направлению постоянный ток), т.е. цепь со свойствами источника переменного тока. Во-вторых, нагрузкой инвертора тока должна быть цепь со свойствами, близкими к источнику напряжения, т.е. с близким к нулевому внутренним динамическим сопротивлением, допускающим протекание через него скачкообразно меняющегося тока. Практически это обеспечивается включением на выход вентильного коммутатора конденсатора, что позволит уже подключить после него любую реальную нагрузку с индуктивностью, не допускающей скачков тока[6].

Еще одной спецификой схем инверторов тока является обязательное наличие дросселя в цепи питания, работающего в режиме непрерывного тока. Ключи инвертора, периодически переключаясь, меняют направление тока в нагрузке, таким образом, на выходе инвертора формируется знакопеременный ток [6].



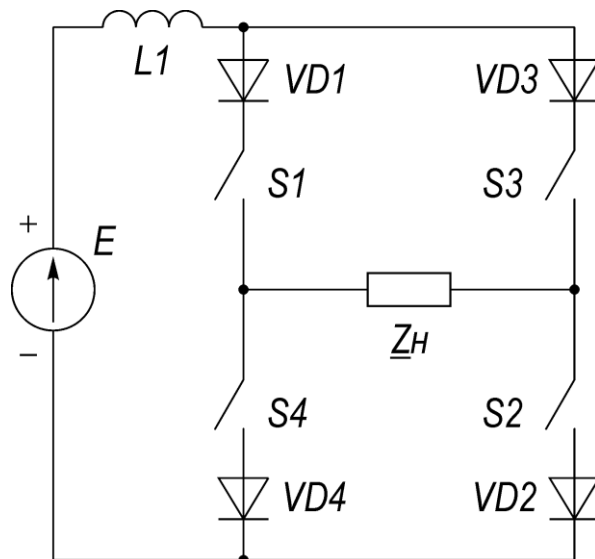


Рис. 2.14. Инвертор тока

Простейшая схема инвертора тока представлена на рис. 2. 14. Для формирования переменного тока в нагрузке, подключенной к диагонали моста, образованного силовыми ключами S1-S4, ключи S1 и S2 переключаются синхронно и противофазно с ключами S3, S4.

Недостатком «классического» инвертора тока являются относительно большие динамические потери в силовых ключах, обусловленные их «жесткой» коммутацией. В связи с этим на практике получили широкое распространение резонансные инверторы тока, у которых потери на переключение сведены к минимуму.

Один из вариантов реализации ПЧ на основе резонансного инвертора тока представлен на рис. 2.15 [10]. Здесь непосредственно инвертор тока состоит из дросселя  $L1$  и ключей моста VT2 – VT5. Диоды VD8 – VD11 обеспечивают обратную блокирующую способность. Конденсатор C2 компенсирует индуктивную составляющую импеданса системы «индуктор – нагреваемый объект» и образует вместе с индуктором параллельный колебательный контур. При работе ключей инвертора на частоте резонанса колебательного контура происходит «мягкая коммутация» ключей инвертора.

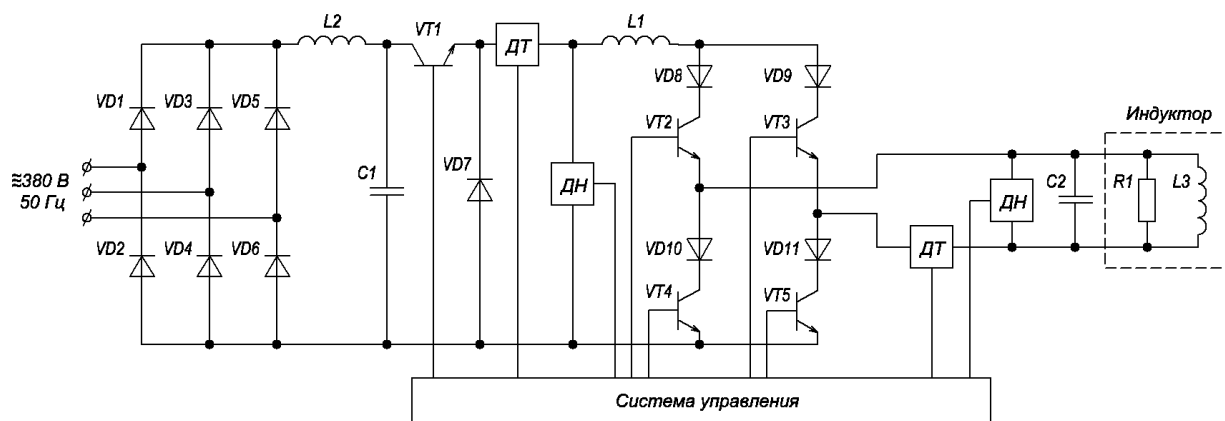


Рис. 2.15. Структурная схема ПЧ на основе резонансного инвертора тока

В данной схеме не учитывается паразитная индуктивность в диагонали моста инвертора. Эта индуктивность складывается из паразитной индуктивности соединительных проводов и, если в схеме присутствует трансформатор, из индуктивности рассеяния этого трансформатора. Практика показывает, что даже при удачной конструкции согласующего трансформатора и минимальной длине подводящих кабелей величина паразитной индуктивности довольно значительна и существенно влияет на электромагнитные процессы в силовой части преобразователя частоты. Негативным фактором этого влияния является перенапряжение на ключевых элементах инвертора, возникающее при коммутации ключей, для ограничения которых применяются активные или пассивные ограничители напряжения – клампы.

Как было описано ранее, для установок индукционного нагрева необходима регулировка выходной мощности, обусловленная как требованием обеспечения требуемого технологического процесса, так и изменением параметров нагрузки во время нагрева. Регулирование выходной мощности в УИН на основе ИТ можно осуществлять различными способами. Довольно простым способом регулированием выходной мощности ПЧ на основе ИТ является регулировка напряжения питания инвертора тока, т.е. на вход инвертора тока устанавливается регулятор напряжения. Это может быть управляемый выпрямитель, преобразователь постоянного напряжения или др.

Увеличение выходной мощности преобразователя на основе резонансного инвертора тока возможно с применением многозонной дискретной импульсной модуляции.

В качестве выводов по данному разделу можно отметить – наиболее универсальной схемой ПЧ на основе инвертора тока является классическая мостовая схема, в которой на входе моста инвертора присутствует ограничитель напряжения, а инвертор работает в резонансном режиме. В резонансном инверторе динамические потери сведены к минимуму, вследствие того, что ключи переключаются практически при нулевом напряжении.

Выводы:

1. Главным достоинством преобразователя частоты на основе ИН является простота его реализации на практике. Для данных преобразователей существует довольно много способов регулирования выходной мощности. Конкретно для индукционного нагрева лучше использовать многозонное дискретное регулирование, в котором использовать одну ячейку с ЧШИМ регулированием.

2. Наиболее универсальной схемой ПЧ на основе инвертора тока является классическая мостовая схема, в которой на входе инвертора присутствует ограничитель напряжения. Некоторые схемы ПЧ на основе инвертора тока могут повышать выходное средневыхпрямленного напряжение относительно напряжения питания.

3. В силу ряда преимуществ лучше использовать резонансный тип инвертора в преобразователях частоты для индукционного нагрева. Можно выделить два основных типа ПЧ – на основе резонансного инвертора напряжения и на основе резонансного инвертора тока. Для резонансных инверторов характерны малые динамические потери в ключах, обусловленные тем, что в инверторе напряжения ключи переключаются в момент, когда их

ток, равный току контура, практически равен нулю, а в инверторе тока ключи переключаются в момент, когда напряжение на них практически равно нулю.

## 2.5 Расчет силовой части установки индукционного на основе параллельного резонансного инвертора тока

Схема силовой части преобразователя частоты представлена на рис. № 4.1. Принцип действия схемы подробно описан во второй главе настоящей работы. Представленный ниже расчет производится при условии, что эквивалентное активное сопротивление и индуктивность системы «индуктор – нагреваемое тело» являются постоянными величинами.

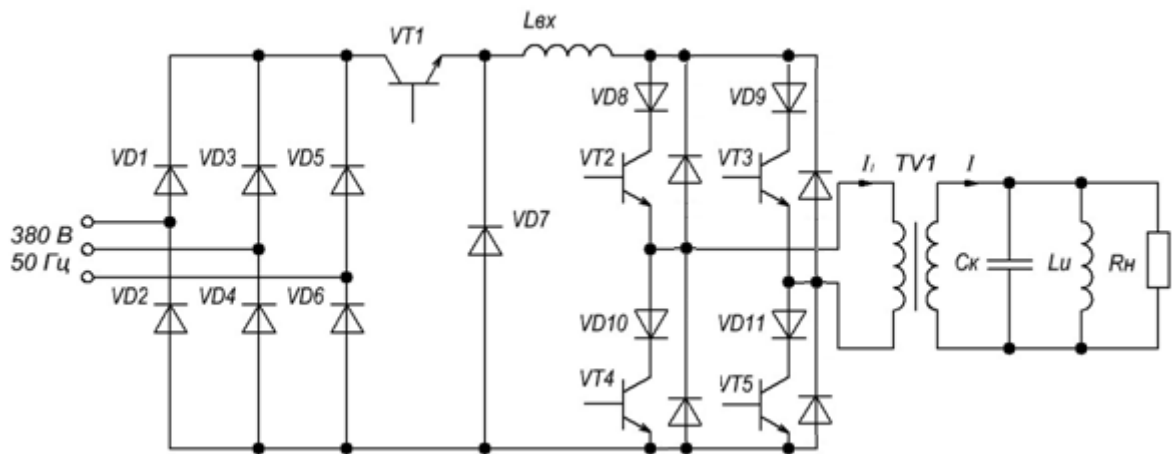


Рис. №2.16. Принципиальная схема силовой части ПЧ на основе ИТ

Исходные данные для расчета:

$P_{\max}=80$  кВт – максимальная мощность, выделяемая в нагрузке.

$R_H = 0,5$  Ом – эквивалентное активное сопротивление системы “индуктор – нагреваемое тело.

$L_H = 6,8$  мкГн – эквивалентная индуктивность системы “индуктор – нагреваемое тело”.

$f = 8$  кГц – частота работы преобразователя.

$K_{III}=?$  – коэффициент пульсации тока входного дросселя.

$f_{III} = 5$  кГц – частота работы ключей звена постоянного тока.

1. Рассчитываем требуемое напряжение на нагрузке. Действующее, амплитудное и средневывпрямленное значения напряжения:

$$U_K = \sqrt{P_{\max} \cdot R_H} = \sqrt{80000 \text{ Вт} \cdot 0,5 \text{ Ом}} = 200 \text{ В}; \quad (2.5.1)$$

$$U_{Km} = \sqrt{2} \cdot U_K = \sqrt{2} \cdot 200 \text{ В} = 282 \text{ В};$$

$$U_{Kсрв} = \frac{2}{\pi} \cdot U_{Km} = 0,637 \cdot 282 \text{ В} = 180 \text{ В}.$$

2. Определяем величину емкости компенсирующего конденсатора:

$$C_K = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot L_H} \quad (2.5.2)$$

$$C_K = \frac{1}{4 \cdot 3,14^2 \cdot 8000^2 \cdot 6,8 \cdot 10^{-6}} = 58 \text{ мкФ}$$

Выбираем тип компенсирующих конденсаторов по известным величинам

$$U_{Km}, f \text{ и } C_K.$$

3. Определяем параметры тока возбуждения колебательного контура. Этот ток равен току вторичной обмотки трансформатора TV1 и обозначается

$I$ . Амплитуда синусоидального сигнала:

$$I_{m(1)} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_H}{R_H}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 80000}{0,5}} = 566 \text{ А}. \quad (2.5.3)$$

Действующее значение условного синусоидального сигнала:

$$I_{(1)} = \frac{I_{m(1)}}{\sqrt{2}} = \frac{566}{\sqrt{2}} = 400 \text{ A.} \quad (2.5.4)$$

Реальная амплитуда меандра:

$$I = \frac{\pi}{4} \cdot I_{m(1)} = 0,785 \cdot 566 \text{ A} = 444 \text{ A.} \quad (2.5.5)$$

4. Рассчитываем характеристическое сопротивление контура:

$$\rho = \sqrt{\frac{L_{II}}{C_K}} = \sqrt{\frac{6,8 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}}{58 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}}} = 0,34 \text{ Ом,} \quad (2.5.6)$$

и добротность колебательного контура:

$$Q = \frac{R_H}{\rho} = \frac{0,08 \text{ Ом}}{0,34 \text{ Ом}} = 1,46 \quad (2.5.7)$$

5. Определяем действующий ток индуктора:

$$I_{инд} = I_{(1)} \cdot Q = 400 \text{ A} \cdot 1,46 = 585 \text{ A} \quad (2.5.8)$$

По найденному значению тока определяем необходимое сечение индуктора.

6. Рассчитываем необходимый коэффициент трансформации  $k_{mp}$  согласующего трансформатора:

$$k_{mp} = \frac{U_{1срв}}{U_{Kсрв}} = \frac{450}{150} = 3. \quad (2.5.9)$$

7. Определяем амплитуду меандра тока первичной обмотки трансформатора (на рис. № 4.1 этот ток обозначен  $I_1$ ):

$$I_1 = \frac{I}{k_{тр}} = \frac{444}{3} = 148 \text{ A} \quad (2.5.10)$$

8. По нижеприведенным параметрам рассчитаем ток и выберем транзисторы VT2 – VT5

$P_{\max} = 80 \text{ кВт}$  – максимальная мощность, выделяемая в нагрузке.

$U_{\text{вых}} = 450 \text{ В}$  – выходное напряжение с понижающего преобразователя.

$K_3 = 0,5$  – коэффициент загрузки ключей.

а) Определим ток коллектора транзистора

$$I_{\text{кол}} = \frac{U_2}{K_3 \cdot R_H \cdot k_{\text{тр}}} = \frac{150 \text{ В}}{0,5 \cdot 0,5 \text{ Ом} \cdot 3} = 200 \text{ А} \quad (2.5.11)$$

б) Ток коллектора транзистора максимальный

$$I_{\text{колмакс}} = I_{\text{кол}} \cdot \sqrt{2} = 200 \text{ А} \cdot \sqrt{2} = 283 \text{ А} \quad (2.5.12)$$

в) По этим параметрам выберем транзистор СМ400НУ-24Н

9. Определяем требования к диодам инвертора:

а) Максимальный ток диода равен коллекторному току транзистора:

$$I_{VD8\text{max}} = I_{VT2\text{max}} = 283 \text{ А.}$$

б) Действующий ток диода равен коллекторному току транзистора:

$$I_{VD8} = I_{VT2} = 200 \text{ А.}$$

в) Максимальное обратное напряжение на диоде:

$$U_{VD8\text{max}} = U_{VT2\text{max}} = 600 \text{ В}$$

г) Выберем диод ДЧ251-200х-7-2 с параметрами

|                                                        |           |
|--------------------------------------------------------|-----------|
| Максимальное импульсное обратное напряжение, В         | 700       |
| Максимальный прямой(выпрямленный за полупериод) ток, А | 200       |
| Максимально допустимый прямой импульсный ток, А        | 4700      |
| Максимальный обратный ток, мкА                         | 20000     |
| Максимальное прямое напряжение, В                      | 1.8       |
| при $I_{\text{пр.}}$ , А                               | 620       |
| Рабочая частота, кГц                                   | 25        |
| Максимальное время восстановления ,мкс                 | 4         |
| Рабочая температура, С                                 | -50...120 |

10. Расчет дросселя  $L_{\text{вх}}$

Из условия, что при ..... можем принять  $X_{L_{\text{вх}}} \geq R_n$ , отсюда

$$L_{\text{вх}} \geq \frac{R_n}{2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{2,25 \text{ Ом}}{2 \cdot \pi \cdot 5000} = 70 \text{ мкГн} \quad (2.5.13)$$

Примем  $L_{\text{вх}} = 200 \text{ мкГн}$

Возьмем два дросселя В82745С с параметрами  $L = 400 \text{ мкГн}$  и  $I_{\text{max}} = 200 \text{ А}$

и включим их параллельно.

11. Рассчитываем понижающий преобразователь на входе нашего инвертора

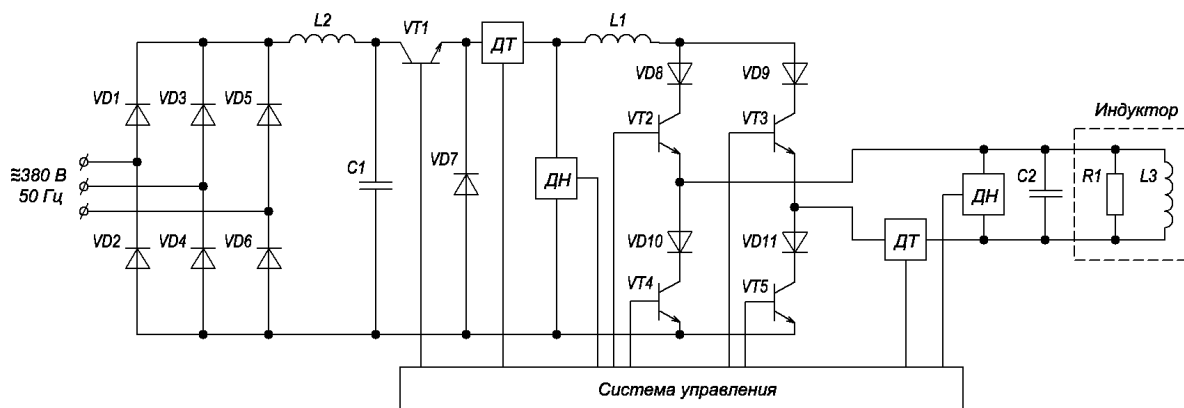


Рис. №2.17. Принципиальная схема силовой части ПЧ на основе ИТ с понижающим звеном на входе

$U_{1\text{срв}} = 450 \text{ В}$  – выходное напряжение преобразователя;

$E = 560 \text{ В}$  – входное напряжение преобразователя;

$f = 5 \text{ кГц}$  – частота преобразования;

$k_{\text{п}} = 0,05$  – коэффициент пульсаций.

а) Рассчитаем относительную длину импульса открытого ключа

$$\gamma = \frac{U_{1\text{срв}}}{E} = \frac{450 \text{ В}}{560 \text{ В}} = 0,8 \quad (2.5.14)$$

б) Рассчитаем максимальное значение нагрузки

$$R_{\text{нмакс}} = \frac{U_{1\text{срв}}}{I_1} = \frac{450}{148} = 3 \text{ Ом} \quad (2.5.15)$$

в) Рассчитаем граничное значение дросселя  $L_{2\text{гр}}$

$$L_{2\text{гр}} = (1 - \gamma) \cdot \frac{R_{\text{нмакс}}}{2 \cdot f} = (1 - 0,8) \cdot \frac{3}{2 \cdot 5000} = 59 \text{ мкГн} \quad (2.5.16)$$

Выберем дроссель В82745С с параметрами  $L = 120 \text{ мкГн}$ , номинальный ток  $I = 200 \text{ А}$ .

г) Рассчитаем граничное значение согласующего конденсатора понижающего преобразователя, который обозначен на рис. 4.2 как  $C_1$ :

$$C_1 = \frac{1 - \gamma}{16 \cdot L_2 \cdot f^2 \cdot k_{\text{п}}} = \frac{1 - 0,8}{16 \cdot 120 \text{ мкГн} \cdot 5000^2 \cdot 0,05} = 82 \text{ мкФ} \quad (2.5.17)$$

Выберем два конденсатора из серии В43700 с параметрами емкость

$C = 220 \text{ мкГн}$ , номинальный ток  $I = 80 \text{ А}$ , номинальное напряжение

$U = 600 \text{ В}$ .



д) По параметрам  $I_1 = 148 \text{ А}$  и  $U_{\text{св}} = 560 \text{ В}$  выберем транзистор обозначенный на рисунке 4.2 как VT1 CM300NU-24H.

12 Рассчитываем согласующий трансформатор. Исходные данные для расчета трансформатора:

$k_{\text{тр}} = 3$  – коэффициент трансформации;

$U_{1\text{срв}} = 450 \text{ В}$  – средневывпрямленное напряжение первичной обмотки;

$I_1 = 100 \text{ А}$  – амплитуду меандра тока первичной обмотки;

$f = 8 \text{ кГц}$  – частота работы преобразователя.

а) Определяем мощность вторичной обмотки по формуле:

$$P_2 = U_2 \cdot I_2 = 150 \cdot 600 = 90 \text{ кВа} \quad (2.5.18)$$

б) По формуле:

$$S_{\text{ст}} S_{\text{ок}} = \frac{P_2}{20 k_{\phi} f j B_m k_0 k_c} = \frac{10000}{20 \cdot 1 \cdot 8000 \cdot 4 \cdot 1 \cdot 0,2 \cdot 0,85} = 256 \text{ см}^4 \quad (2.5.19)$$

где

$P_2$  – мощность вторичной обмотки;

$K_{\phi}$  – коэффициент формы (для прямоугольника  $K_{\phi} = 1$ );

$j = 4 \text{ А/мм}^2$  – плотность тока;

$B = 1 \text{ Тл}$  – рабочая индукция;

$f = 8 \text{ кГц}$  – рабочая частота;

$K_c = 0.55$  – коэффициент заполнения магнитопровода сталью;

$K_0 = 0.2$  – коэффициент заполнения окна.

в) Из ряда стандартных магнитопроводов выбираем магнитопровод типа ШЛ40Х40 [ссылка] имеющий следующие параметры:

$$d = 40 \text{ мм}, D = 200 \text{ мм}, a = 40 \text{ мм}, b = 40 \text{ мм},$$

$$S_{\text{ст}} = 13.2 \text{ см}^2, l_{\text{ст}} = 34.2 \text{ см}, S_{\text{ст}} \cdot S_{\text{ст}} = 640 \text{ см}^4.$$

г) Определяем коэффициент трансформации:

$$n = \frac{U_1}{U_2} = \frac{450}{150} = 3 \quad (2.5.20)$$

д) Определяем число витков на вольт ЭДС, индуктируемой обмотки определяется по следующей формуле:

$$W_0 = \frac{10^4}{4k_{\phi}fB_mS_c k_c} = \frac{10^4}{4 \cdot 1 \cdot 8000 \cdot 1 \cdot 26,5 \cdot 0,85} = 0,014 \text{ Витков/вольт} \quad (2.5.21)$$

е) Определяем число витков обмоток по формуле:

$$W_1 = W_0 \cdot U_1 = 0,014 \cdot 450 \approx 7 \text{ Витков} \quad (2.5.22)$$

$$W_2 = W_0 \cdot U_2 = 0,014 \cdot 150 \approx 3 \text{ Витка}$$

ж) Определяем предварительные сечения проводов:

$$S_{pr1} = \frac{I_1}{j} = \frac{100 \text{ A}}{4} = 25 \text{ мм}^2 \quad (2.5.23)$$

$$S_{pr2} = \frac{I_2}{j} = \frac{300 \text{ A}}{4} = 75 \text{ мм}^2$$

з) Выбираем для первичной обмотки медную шину Maxiflex 20x2

$S_{np} = 40 \text{ мм}^2$ , а для вторичной обмотки трубку диаметром 22мм с толщиной стенки 1.5мм, у которой  $S_{сеч} = 103.67 \text{ мм}^2$ .

13. По известным методикам рассчитываем выпрямитель и определяем требования к диодам выпрямителя VD1 – VD6.

$$I_{VD1\text{макс}} = \frac{I_{\text{колмакс}}}{3} = \frac{283 \text{ A}}{3} = 94,3 \text{ A} \quad (2.5.24)$$

$$U_{\text{обр}} = 1,05 \cdot 1,1 \cdot 530 = 613 \text{ В} \quad (2.5.25)$$

Выберем диодный трехфазный мост 160MT160K

### **3. Исследование режимов работы установки индукционного нагрева с помощью математического моделирования.**

Основным методом исследования сложных систем является метод математического моделирования. Под математическим моделированием понимают описание поведения физических систем при помощи математических уравнений или соотношений (математических моделей).

Аналитический анализ математической модели дает наглядную информацию о поведении системы в самом общем виде, поскольку позволяет устанавливать функциональные зависимости между переменными системы. Однако при моделировании нелинейных систем чаще всего возникают непреодолимые трудности при установлении требуемых соотношений в явном виде. В ряде случаев как компромисс могут использоваться графоаналитические методы анализа.

Численные методы анализа по сравнению с аналитическими позволяют решать более широкий круг задач, но при этом полученные результаты носят частный характер. В данной главе поставлена задача создания адекватной математической модели установки индукционного нагрева на основе резонансного инвертора тока с параллельным контуром в нагрузке. Моделирование будет производиться в среде Simulink Matlab.

#### **3.1 Построение математической модели.**

Математическая модель преобразователя частоты представлена на рис. № 3.1. В качестве источника трехфазной сети представлены три однофазных источника AC Voltage Source1-3. Они подключены на выпрямительный мост Universal Bridge, который осуществляет выпрямление трехфазной сети. Далее выпрямленное напряжение поступает на звено постоянного тока (ЗПТ), которое осуществляет регулировку входного для инвертора напряжения с помощью ключа Mosfet6, дросселя L2, диода Diode5 и конденсатора C3.



Собственно, напряжением с этого ЗПТ и током дросселя инвертора L осуществляется обратная связь по мощности установки индукционного нагрева. Далее на ключах Mosfet1-4 сформирован мостовой инвертор тока, выходы которого подключены на трансформатор (Linear Transformer). Во вторичной нагрузке представлен параллельный резонансный колебательный контур( $C_2, L_{ic}, R_n$ ). Так же во вторичную цепь инвертора введено идуктивное ( $L_{кабеля}$ ) и активное сопротивление кабеля. Собственно его воздействие на условия эксплуатации и энергетические показатели установки и будет рассматриваться в данной главе.

### **3.2 Исследование влияния длины кабеля на энергетические показатели установки индукционного нагрева.**

Для определения влияния подводящего кабеля нам необходимо определить параметры сопротивления этого кабеля. То есть вычислить омическое сопротивление (R) и индуктивную составляющую (L).

Сопротивление кабеля определяется по формуле:

$$R_{\text{кабеля}} = \rho \cdot \frac{l_{\text{кабеля}}}{S},$$

где  $\rho = 0,0175 \frac{\text{Ом} \cdot \text{мм}^2}{\text{м}}$  – удельное электрическое сопротивление меди;

$l_{\text{кабеля}}$  - длина кабеля, в нашем случае она изменяется от 0,5 м до 15 м;

$S = 50 \text{ мм}^2$  - площадь сечения кабеля.

Индуктивность кабеля определяется по формуле:

$$L_{\text{кабеля}} = \frac{\mu_0 \cdot l_{\text{кабеля}} \cdot \left( \ln \left( \frac{l_{\text{кабеля}}}{r} \right) + \frac{1,26 \cdot 10^{-6}}{4} \right)}{2 \cdot \pi},$$

где  $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Гн}}{\text{м}}$  – магнитная постоянная;

$r = 4 \cdot 10^{-3} \text{ м}$  - радиус сечения кабеля.

В первом исследовании мы провели моделирование установки индукционного нагрева с постоянной гамма и без всякой стабилизации выходных параметров. Ниже представлены зависимости, полученные из результатов моделирования.

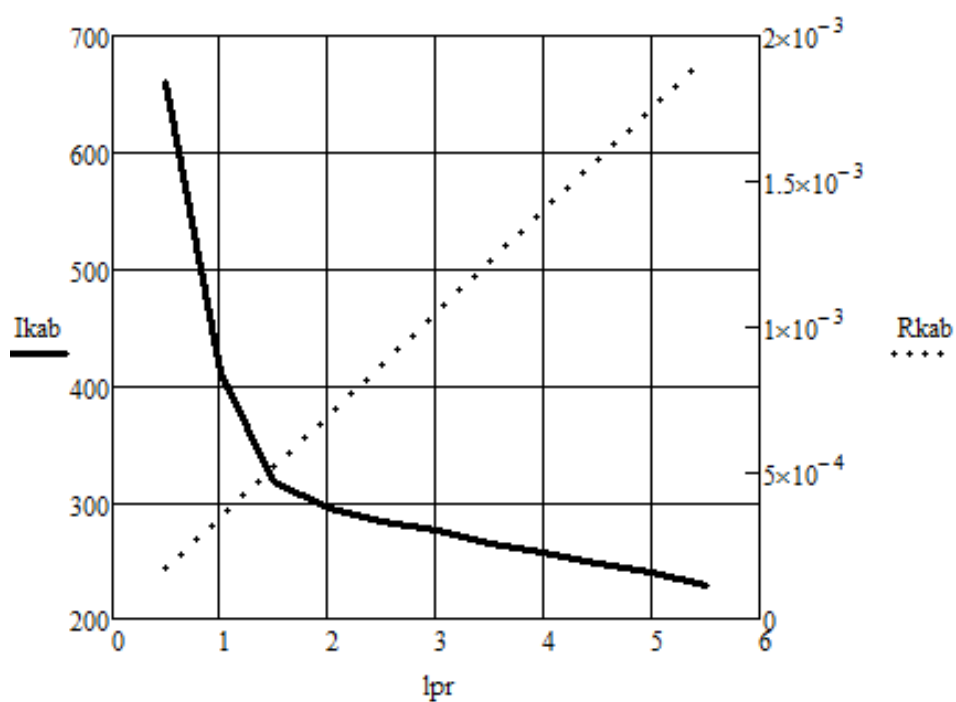


Рисунок 3.2 – зависимость тока и сопротивления кабеля от длины.

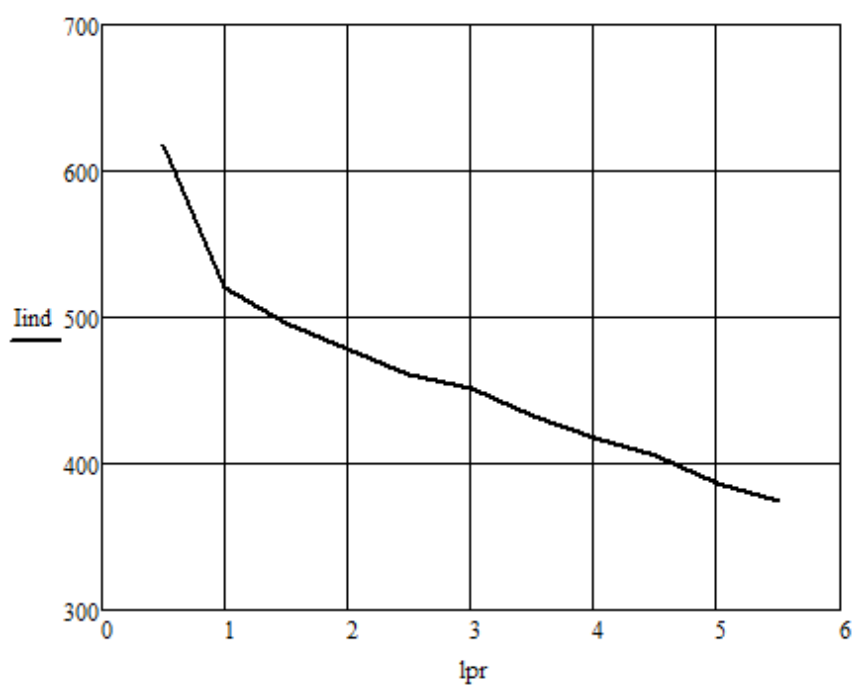


Рисунок 3.3 – зависимость тока индуктора от длины подводящего кабеля.

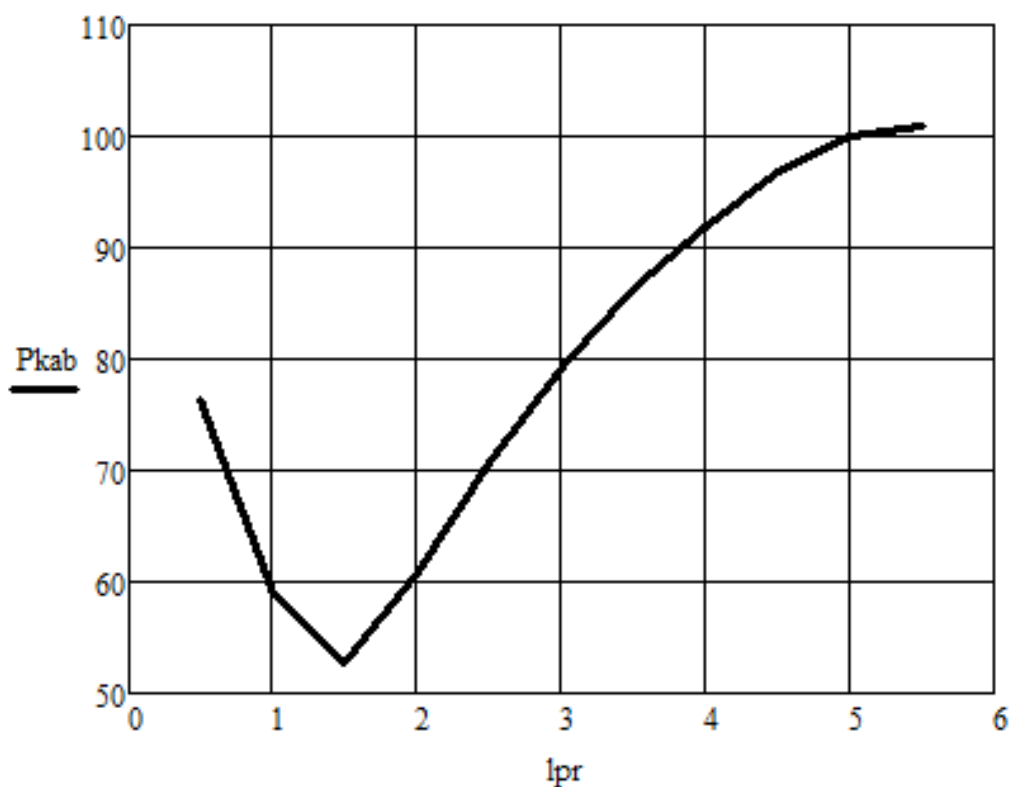


Рисунок 3.4 – зависимость мощности выделяем на кабеле от его длины.

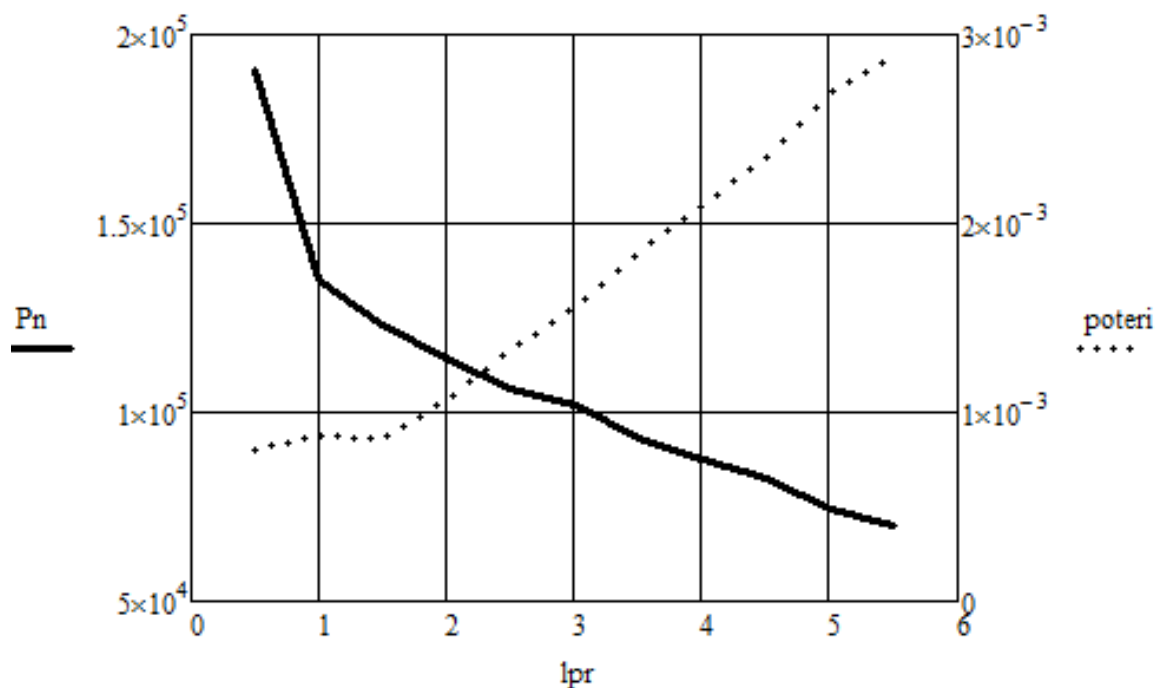


Рисунок 3.5 – зависимость мощности нагрузки и относительных потерь на кабеле от его длины.

### 3.3 Исследование влияния добротности колебательного контура на энергетические показатели установки индукционного нагрева.

Зависимость параметров контура от добротности:

$$Q = \frac{R}{\sqrt{\frac{L}{C}}}$$

где  $L = 6,8$  мкГн - индуктивность индуктора;

$C = 58,5$  мкФ – емкость компенсирующего конденсатора.

Таким образом, изменяя  $R$  в колебательном контуре, мы меняем его добротность. Ниже представлены зависимости параметров установки индукционного нагрева от добротности контура.

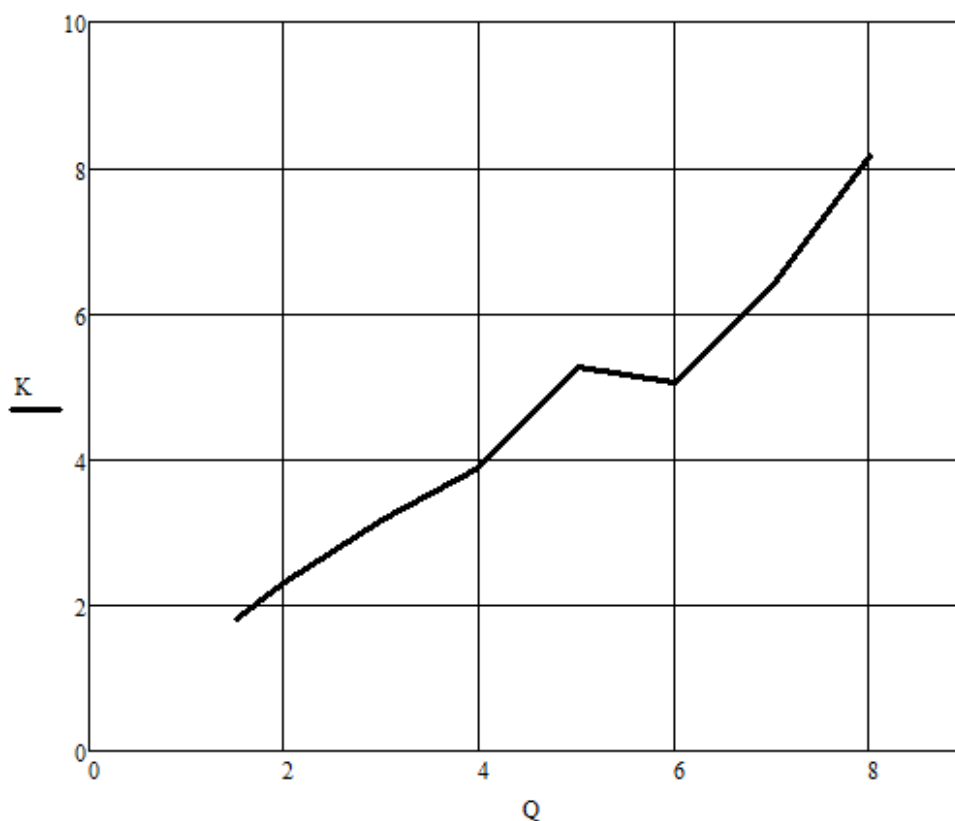


Рисунок 3.6 – зависимость отношения тока индуктора к транспортному току от добротности контура.



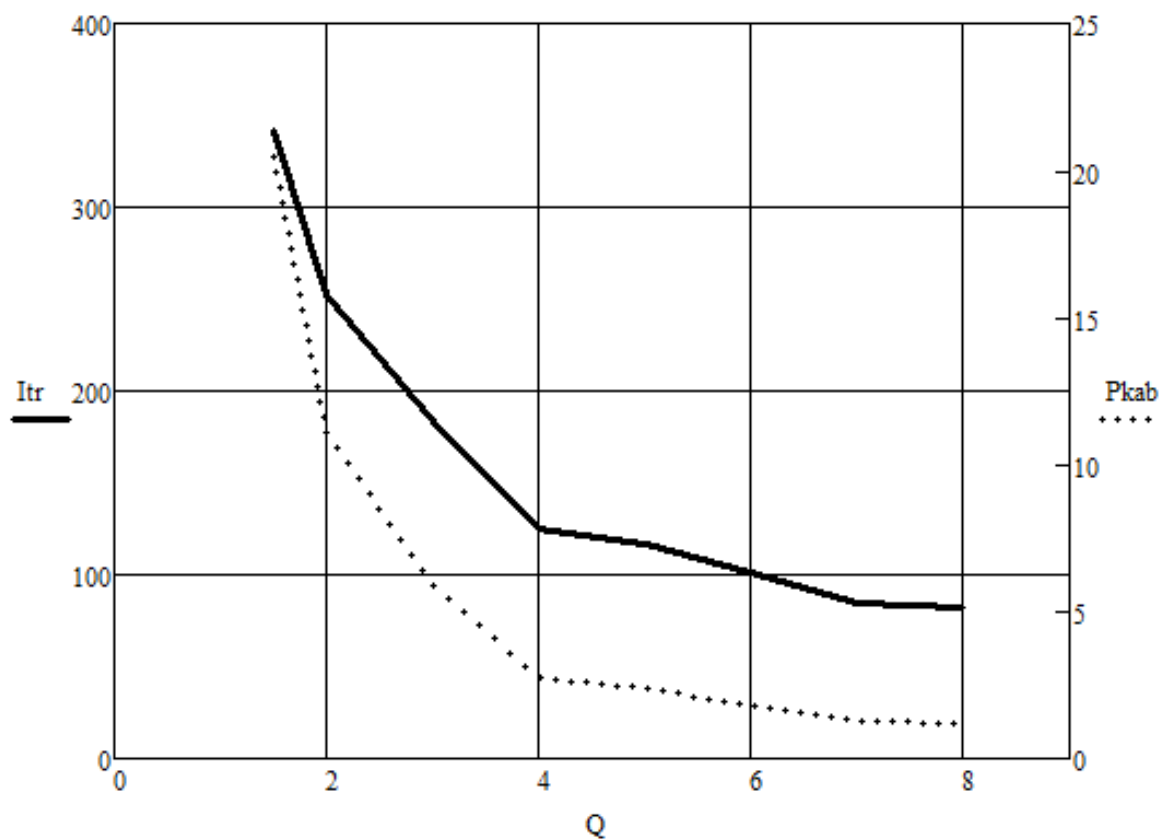


Рисунок 3.7 – зависимость тока транспортного и мощности выделяемой на кабеле от добротности контура.

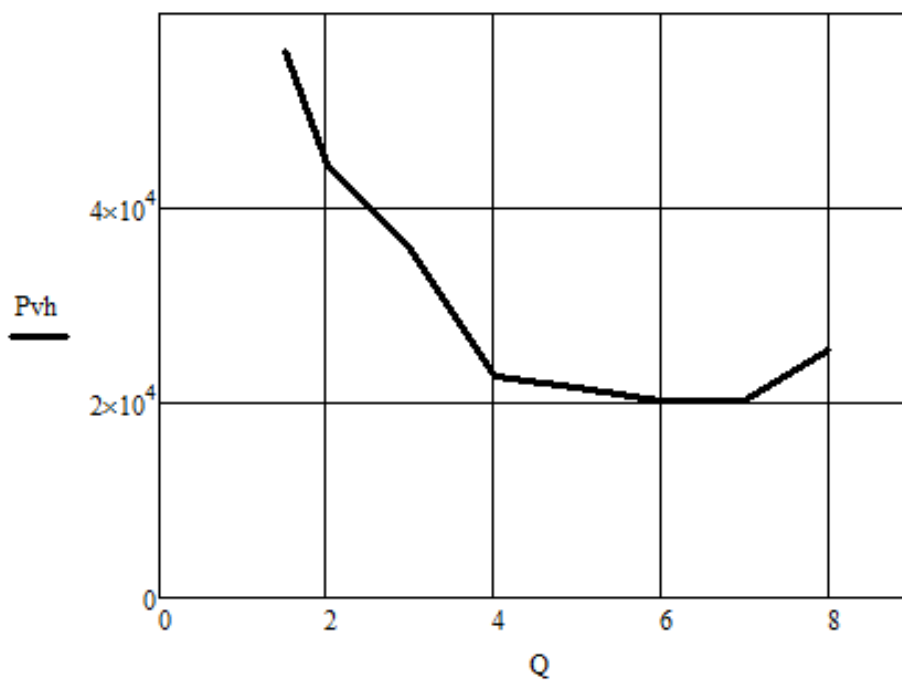


Рисунок 3.8 – зависимость входной мощности от добротности контура.

### 3.4 Исследование влияния длины кабеля на энергетические показатели установки индукционного нагрева при стабилизации входной мощности установки.

Ниже представлены зависимости, полученные при моделировании установки индукционного нагрева со стабилизацией входной мощности. Входная мощность считается как произведение входного напряжения инвертора и тока инвертора. Регулируется с помощью ключа Mosfet6 и блока управления SU2, схема которого представлена на рисунке 3.9.

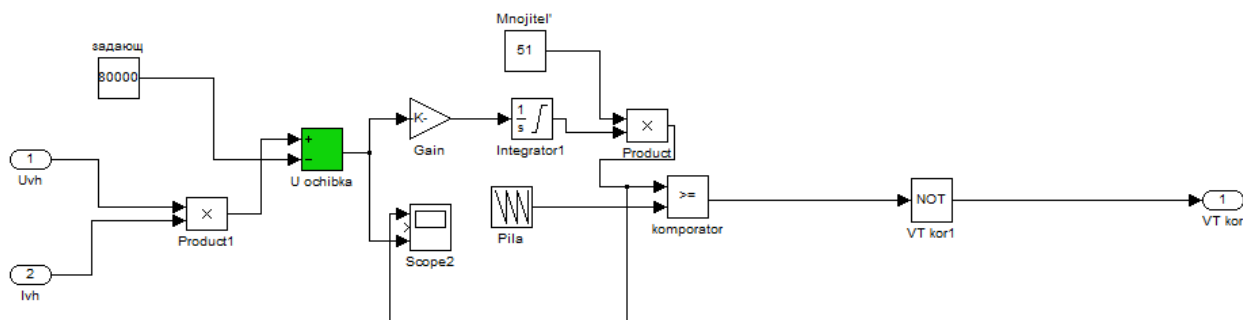


Рисунок 3.9 – схема системы управления для стабилизации мощности модели установки индукционного нагрева.

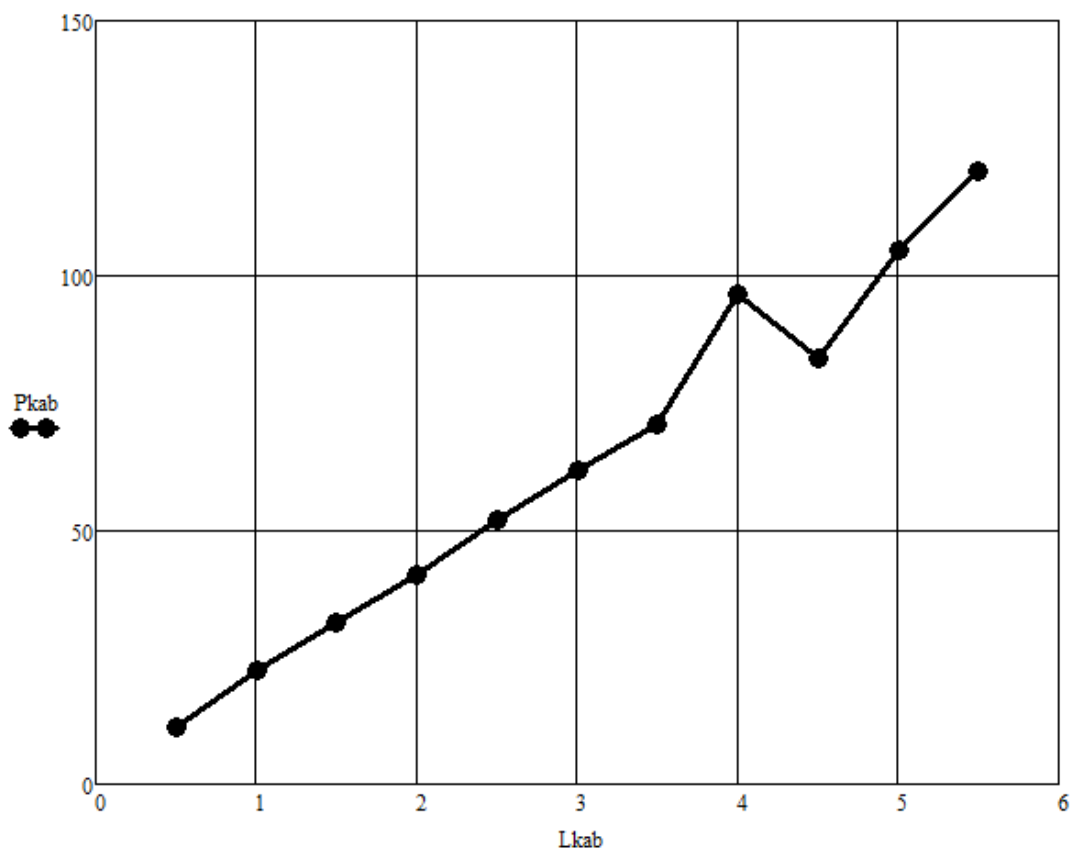


Рисунок 3.10 – зависимость мощности выделяемой на кабеле от его длины.

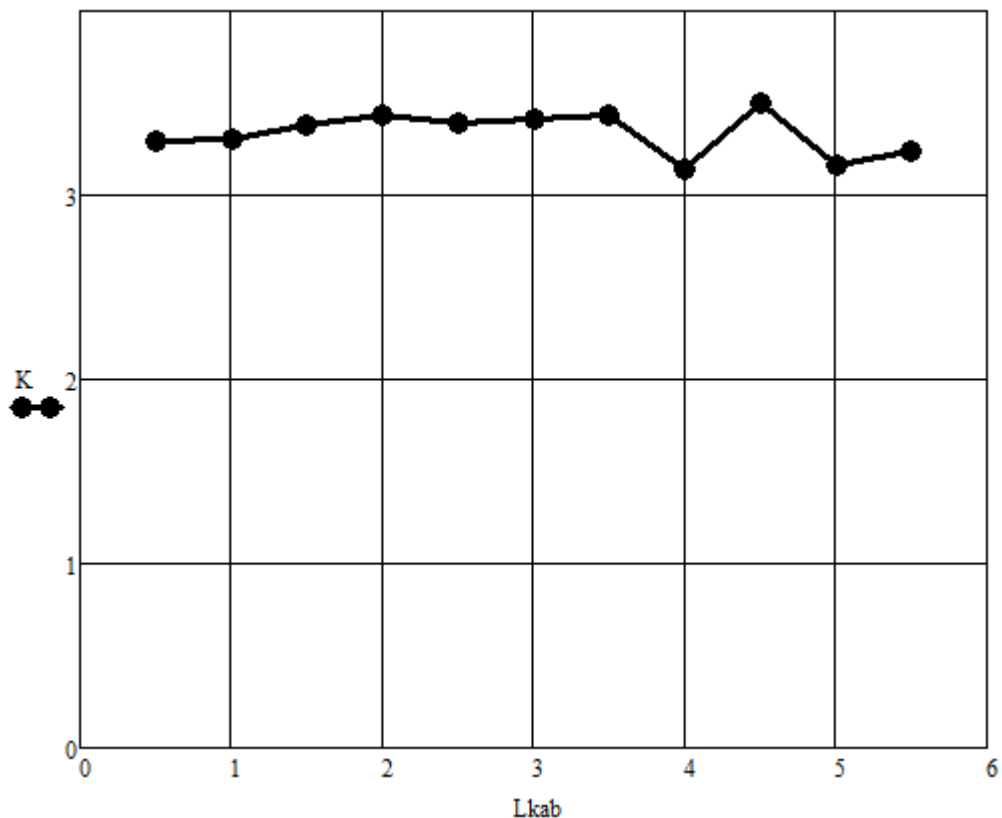


Рисунок 3.11 – зависимость отношения тока индуктора к транспортному току от длины кабеля.

### 3.5 Исследование влияния емкостной нагрузки в транспортной сети на энергетические показатели установки индукционного нагрева

Ниже представлены зависимости, полученные при моделировании установки индукционного нагрева с добавлением емкостной нагрузки в транспортную сеть.

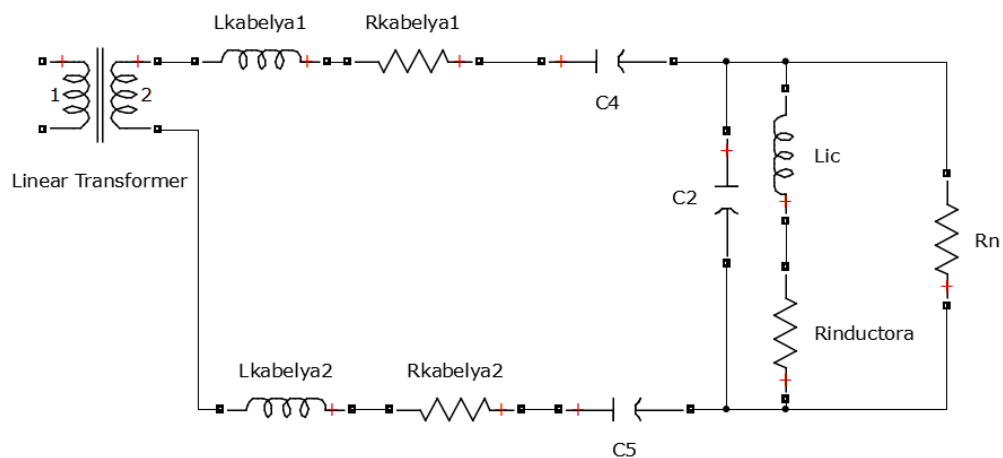


Рис. 3.12 - последовательный резонансный контур

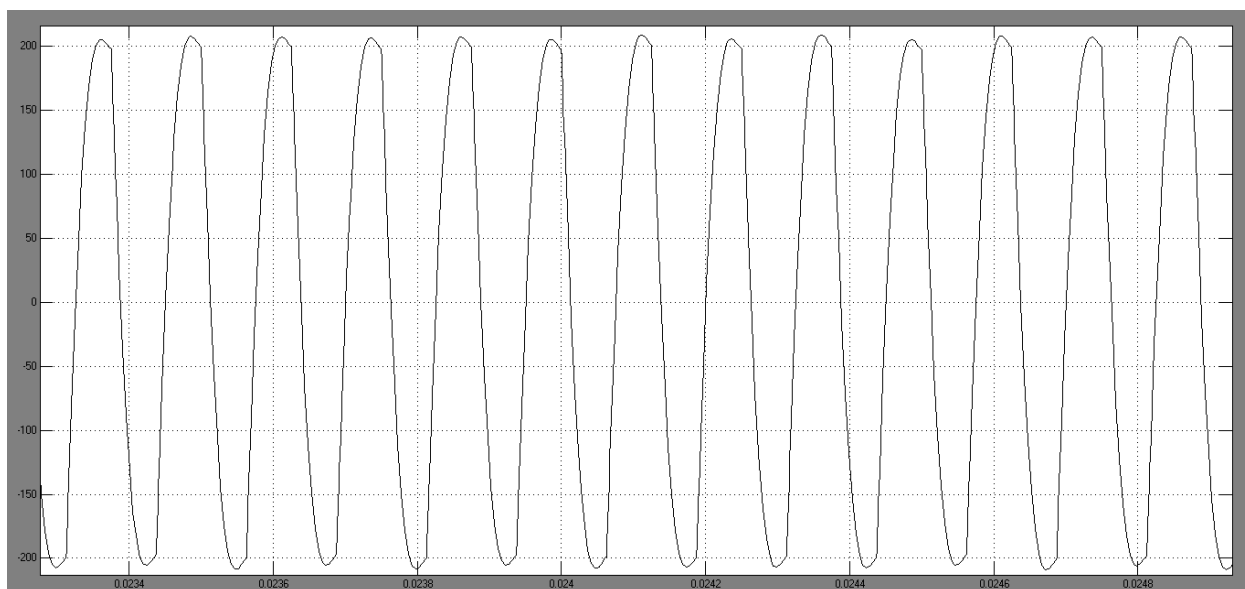


Рис. 3.13 – падение напряжения на кабеле без компенсирующих конденсаторов

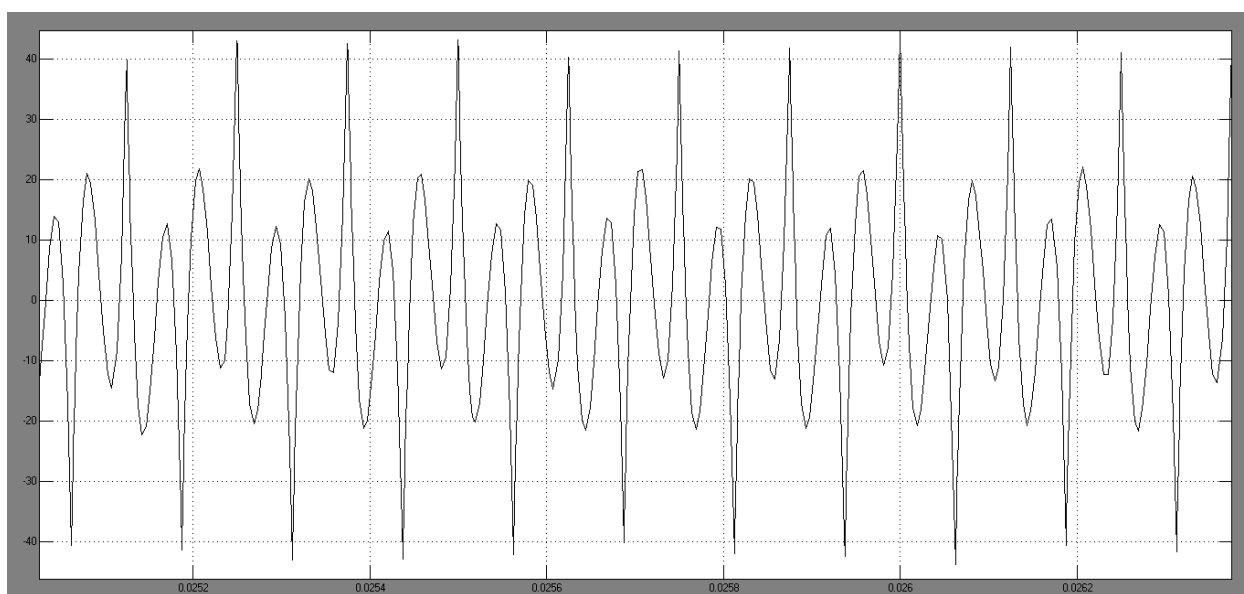


Рис. 3.14 – падение напряжения на кабеле с компенсирующими конденсаторами



Рис. 3.15 – диаграммы напряжений и токов на индукторе без  
компенсирующих конденсаторов

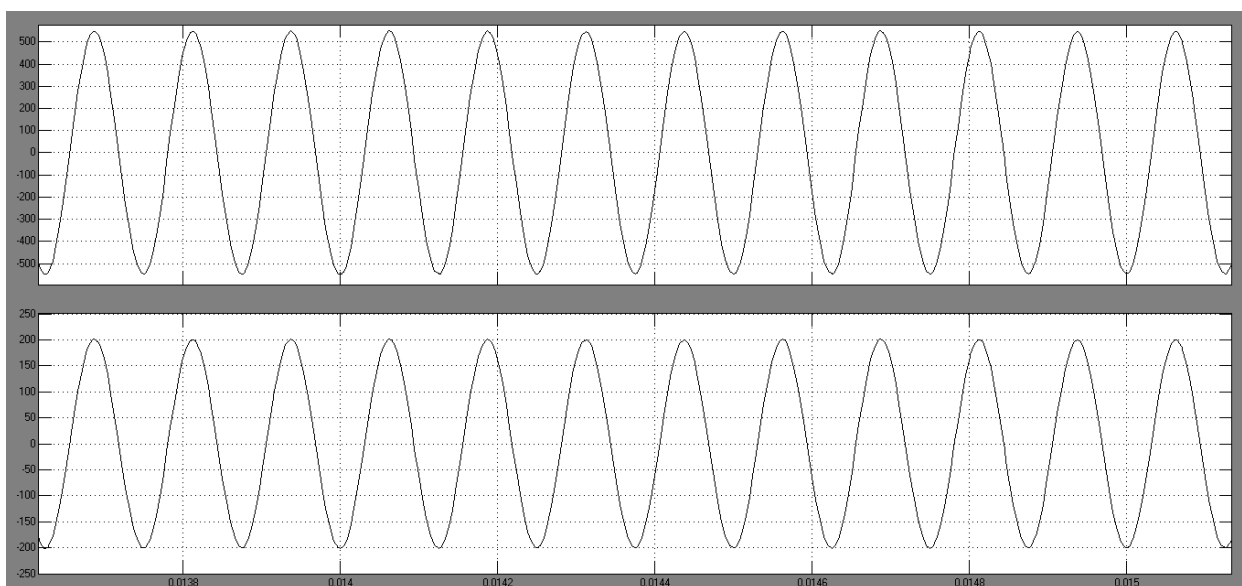


Рис. 3.16 – диаграммы напряжений и токов на индукторе с  
компенсирующими конденсаторами

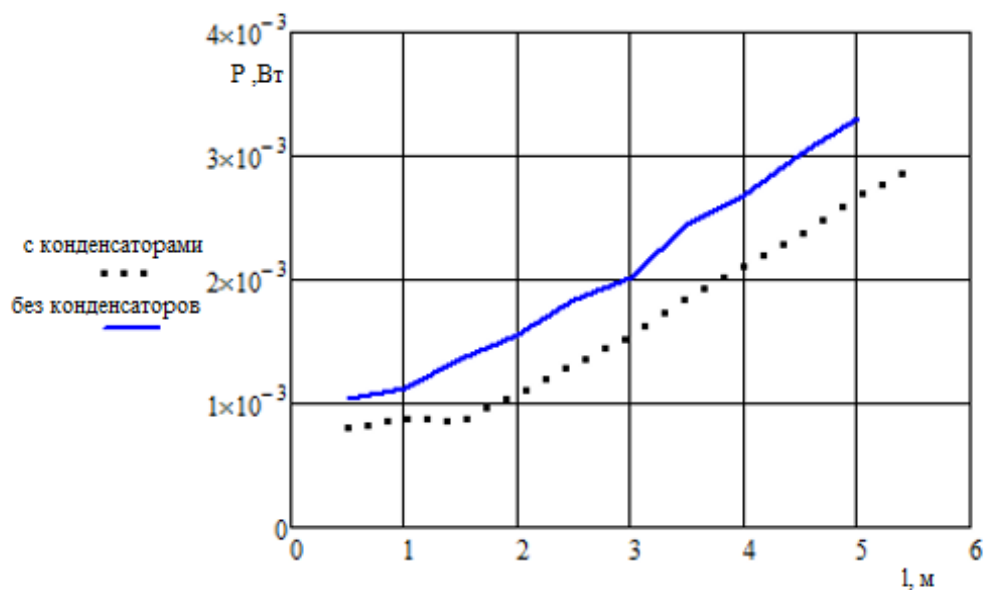


Рис. 3.17 – зависимость потерь в кабельной линии от длины кабеля

### Выводы по результатам моделирования.

- При увеличении длины подводящего кабеля мощность, выделяемая на данном кабеле, снижается до определенной точки, а потом начинает расти. То есть имеется «некий минимум потерь». Это связано с влиянием длины кабеля на ток индуктора и транспортный ток.
- Добротность контура и отношение тока индуктора к транспортному току находятся в линейной зависимости. Однако при увеличении добротности, потери в кабеле снижаются значительно до значения добротности  $Q=4$ , далее спад становится незначительным.
- При стабилизации входной мощности установки зависимость потерь на кабеле от его длины приобретает чисто линейный характер. Соответственно, чем меньше его длина, тем лучше энергетические показатели установки.
- При стабилизации входной мощности потери в кабеле сильно зависят от добротности. Так как уменьшая транспортный ток в  $n$  раз, мощность уменьшается в  $n^2$  раз, то предпочтительно использовать добротность

$Q \geq 4$ . Так потери снижаются практически в три раза при достижении добротности значения  $Q = 4$ .

- При малых добротностях ( $Q < 3$ ) коэффициент расчетной мощности транзистора достаточно резко уменьшается с ростом  $Q$ . При  $Q > 3$  эта тенденция сохраняется, однако уменьшение рассматриваемого параметра происходит не столь интенсивно. Поэтому на практике для снижения коэффициента расчетной мощности силовых ключей целесообразно обеспечивать добротность колебательного контура  $Q > 3$ .
- Видно, что коэффициент расчетной мощности трансформатора снижается с ростом  $Q$ , стремясь при  $Q \rightarrow \infty$  к некоторому предельному значению. При малых добротностях ( $Q < 3$ ) эта тенденция выражена достаточно сильно, затем ослабевает. Для снижения  $k_{тр}$  можно рекомендовать обеспечение на практике добротности колебательного контура  $Q > 3$ .
- Использование компенсирующих конденсаторов в кабельной линии позволяет повысить ток индуктора на 30% и снизить транспортные потери.

## **Заключение**

В ходе исследований данной магистерской работы решены актуальные задачи, целью которых было исследование УИН с параллельным резонансным контуром.

В рамках данного исследования мы имеем следующие результаты:

- проведен инженерный расчет установки индукционного нагрева на основе инвертора тока с параллельным контуром в нагрузке;
- была построена математическая модель, позволяющая исследовать различные режимы работы установки индукционного нагрева на основе инвертора тока;
- проведен анализ влияния длины подводящего кабеля на энергетические показатели установки индукционного нагрева на основе инвертора тока с параллельным контуром в нагрузке;
- проведено исследование на математической модели влияния добротности на энергетические показатели установки индукционного нагрева, даны рекомендации по параметрам колебательного контура;
- проведен сравнительный анализ двух схем колебательных контуров – параллельного и последовательного.



## Список литературы

- 1 Немков В.С., Демидович В.Б. Теория и расчет устройств индукционного нагрева. – Л.: Н50 Энергоатомиздат. Ленинградское отделение, 1988. – 280 с. 6-9;
- 2 Шамов А.Н., Бодажков В.А. Проектирование и эксплуатация высокочастотных установок.- Изд. 2-е доп., "Машиностроение" Ленинградское отделение., 1974. – 71 с.
- 3 Вольман В.И., Пименов Ю.В. Техническая электродинамика. – М.: Связь, 1971 – 487 с.
- 4 Осипов А.В. Системы высокочастотного индукционного нагрева заготовок перед пластической деформацией. Автореферат диссертации на соискание степени кандидата технических наук.
- 5 Г.Г. Пивняк, Е.И. Беркович, д.т.н. В.Н. Боковой (ДГИ, Днепропетровск) Одноключевые резонансные инверторы. Техническая электродинамика, 1992, №5.
- 6 Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники: Учебник. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1999. Ч.1. – 199 с.
- 7 Автоподстройка частоты в транзисторных инверторах напряжения для индукционного нагрева./ Дзलिएв С.В., Тихомиров И.С., Патанов Д.А., Чернецов П.О., Бондаренко Д.Н.// «Актуальные проблемы ресурсо- и энергосберегающих технологий (АПЭЭТ-2006)». Труды Всероссийской научно-технической конференции с международным участием, Екатеринбург, 19-21 апреля 2006 г.
- 8 Анализ способов регулирования резонансных преобразователей частоты в системах высокочастотного индукционного нагрева./ Зеeman С.К., Осипов А.В.// Актуальные проблемы теории и практики индукционного нагрева. Материалы международной конференции, Санкт-Петербург, 25-26 мая 2005 г

- 9 Тиристорные преобразователи повышенной частоты для электротехнологических установок/ Е.И. Беркович, Г.В. Ивенский, Ю.С. Иоффе, А.Т. Матчак, В.В. Моргун.– 2-е изд., перераб. и доп.– Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1983.– 208 с., ил.
- 10 Поляков В.Д., Чаколья Э. Высокочастотный генератор для индукционного нагрева // Электротехника. – 2000. – № 12. – С. 31–34.
- 11 Криницына З.В., Видяев И.Г. Финансовый менеджмент, ресурсоэффективность и ресурсосбережение: учебно – методическое пособие/Криницына З.В., Видяев И.Г.; Томский политехнический университет. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2014. – 73 с.
- 12 Гаврикова Н.А. Финансовый менеджмент, ресурсоэффективность и ресурсосбережение: учебно–методическое пособие / Н.А. Гаврикова, Л.Р. Тухватулина, И.Г. Видяев, Г.Н. Серикова, Н.В. Шаповалова; Томский политехнический университет. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2014. – 73 с.
- 13 Дубовцев В.А. Безопасность жизнедеятельности. / Учеб.пособие для дипломников. - Киров: изд. КирПИ, 1992.
- 14 Мотузко Ф.Я. Охрана труда. – М.: Высшая школа, 1989. – 336с.
- 15 Генеральное соглашение между общероссийскими объединениями профсоюзов, общероссийскими объединениями работодателей и Правительством Российской Федерации на 2014 - 2016 годы от 25 декабря 2013 г. [Электронный ресурс]: - Режим доступа [www.URL: http://www.rg.ru/2013/12/30/a904631-dok.html](http://www.rg.ru/2013/12/30/a904631-dok.html)
- 16 Федеральный закон Российской Федерации от 28 декабря 2013 г. N 426-ФЗ "О специальной оценке условий труда"
- 17 СанПиН 2.2.2/2.4.1340-03 «Гигиенические требования к персональным электронно-вычислительным машинам и организации работы»
- 18 Самгин Э.Б. Освещение рабочих мест. – М.: МИРЭА, 1989. – 186с.

- 19   Справочная книга для проектирования электрического освещения. / Под ред. Г.Б. Кнорринга. – Л.: Энергия, 1976.
- 20   СНиП 23-05-95 «Естественное и искусственное освещение»
- 21   СанПиН 2.2.4.1294-03 «Гигиенические требования к аэроионному составу воздуха производственных и общественных помещений»
- 22   Борьба с шумом на производстве: Справочник / Е.Я. Юдин, Л.А. Борисов; Под общ.ред. Е.Я. Юдина – М.: Машиностроение, 1985. – 400с., ил.
- 23   ГОСТ 12.1.003– 90. Система стандартов безопасности труда. Шум.
- 24   СанПиН 2.2.2.542-96 «Гигиенические требования к видеодисплейным терминалам, персональным электронно-вычислительным машинам и организации работы»
- 25   Пожарная безопасность. Технический регламент о требованиях пожарной безопасности N 123-ФЗ.
- 26   ГОСТ Р 22.0.02 – 94. Безопасность в чрезвычайных ситуациях.

