

Исследование средствами схемотехнического моделирования

нелинейного дросселя переменного тока в составе тиристорного высокочастотного инвертора

Исследования нелинейного дросселя в составе автономного инвертора проведены в демо-версии современной программы схемотехнического моделирования Micro-Cap 9. Созданная PSpice-модель ферритового сердечника дросселя имитирует нелинейные свойства его кривой намагничивания. Рассмотрены основные характеристики нелинейного дросселя насыщения и показана эффективность применения в несимметричном автономном инверторе повышенной частоты. Приведена конструкция и основные параметры нелинейного дросселя насыщения для мощного тиристорного инвертора высокой частоты, используемого в установках индукционного нагрева.

Зульфия Валиуллина

valiullina_ela@mail.ru

**Александр Егоров
Артем Есаулов
Юрий Зинин, к. т. н.**

umz42@mail.ru

Введение

Профессиональное моделирование электронных схем производится в программных пакетах PCAD, OrCAD или DesignLab 8. Они фактически заменяют натуральный (физический) эксперимент имитационным (вычислительным) экспериментом. Вместо реальных компонентов силовой схемы используются их модели, которые актуализируются, как элементы в реальной схеме. Результаты исследований — временные, частотные или параметрические диаграммы — получают на экране монитора, подобного осциллографу. Другими словами, создается полная иллюзия, что продолжается работа с реальным устройством или, по крайней мере, с его физическим макетом [1]. Такое моделирование называется схемотехническим.

При схемотехническом моделировании, если в дальнейшем нет необходимости создавать конструкторскую документацию, целесообразно использовать программу схемотехнического моделирования Micro-Cap. Сегодня широко используется последняя версия программы Micro-Cap 9 Demo, как и в других программах, в ее основе используются PSpice-модели элементов электрической схемы.

В статье рассматриваются модели различных катушек индуктивности с нелинейными сердечниками, выполненными из феррита. Исследования выявляют преимущества применения нелинейного дросселя переменного тока в схеме мощного высокочастотного автономного инвертора, предназначенного для преобразования постоянного тока в переменный ток высокой частоты.

В установках индукционного нагрева металлов можно использовать инверторы с выходным током,

отличающимся от синусоидальной формы, поэтому аналитический расчет дросселя малопродуктивен. Применение средств схемотехнического моделирования позволяет оптимальным образом и с минимальной погрешностью определить необходимые параметры нелинейного дросселя для его изготовления — число витков и геометрические размеры сердечника. Причем моделирование нелинейного дросселя производится в составе схемотехнической модели тиристорного инвертора, что дополнительно позволяет выявить все аспекты применения нового функционального узла схем высокочастотных тиристорных преобразователей частоты (ТПЧ) для индукционного нагрева металлов.

Программы моделирования позволяют исследовать новые модели, в ходе которых варьируются их параметры. Однако для этого нужны модели новых компонентов электрических схем, к которым относится нелинейный дроссель переменного тока — дроссель насыщения с ферромагнитным сердечником.

PSpice-модель дросселя с насыщающимся сердечником

Модель сердечника дросселя можно получить двумя путями. Применить стандартную модель материала сердечника из библиотеки Micro-Cap, изменив ее параметры, или воспользоваться процедурой создания модели по исходным данным изготовителя материала. Авторы в своей практике использовали оба приема [2–7].

Стандартная модель феррита марки 3F3, используемого для сердечников линейных трансформаторов,

торов и нелинейных дросселей переменного тока следующая, —MODEL 3F3 CORE (A=21.607291 AREA=30 C=34.927959m K=16.07888 MS=363.8987K PATH=20).

Для использования феррита нас интересует характер его коммутационных кривых — геометрическое место вершин симметричных петель перемагничивания. Такая зависимость B от H , приведенная на рис. 1, получена нами для приведенной модели.

Можно решить и обратную задачу расчета магнитной модели Джилса-Атертона [2]. Путем инициализации и оптимизации расчетной модели в профессиональной версии Micro-Cap можно определить параметры магнитного сердечника: MS — намагненность насыщения, α — параметр магнитной связи доменов, A — параметр формы безгистерезисной кривой намагничивания, C — постоянная упругого смещения доменных границ, K — постоянная подвижности доменов. Геометрические параметры сердечника дросселя — Area (площадь) и Path (длина магнитной линии) — определяются для конкретного применения дросселя.

Потери в магнитном материале и рассеиваемая мощность в магнитном сердечнике в программе Micro-Cap определяются только для частоты, для которой построена модель. На других частотах будет значительная ошибка (в несколько раз). Это проблема не Micro-Cap, а модели сердечника. Современные интегрированные пакеты программ схемотехнического анализа OrCAD, DesignLab, Micro-Cap и др. позволяют моделировать гистерезисные свойства ферромагнитных сердечников при перемагничивании в переменном магнитном поле. Однако информация о том, какая конкретно модель магнитного сердечника используется в программах, отсутствует.

Учет при схемотехническом моделировании в программе Micro-Cap существенных нелинейностей всех элементов позволяет получить более точные результаты расчета схемы, чем это доступно при непосредственном измерении физическими приборами. Оптимизация расчетной модели сердечника программой Micro-Cap позволила определить его основные магнитные параметры с ошибкой не более 1,2%.

На рис. 1 показана полученная нами кривая намагничивания — основная характеристика феррита 3F3.

На рис. 2 приведена полученная для той же модели гистерезисная кривая намагничивания, характеризующая потери мощности в сердечнике.

На каждый цикл перемагничивания затрачивается энергия, пропорциональная площади петли гистерезиса, и эта энергия проявляется в нагреве сердечника. Мощность, соответствующая этой энергии, называется потерями в сердечнике. При расчетах обычно используются удельными потерями, измеряемыми в Вт/кг.

Удельные потери в сердечнике включают потери от гистерезиса и динамические потери на гистерезис, пропорциональные частоте перемагничивания. Динамические потери иногда отождествляются с потерями от вихревых токов. С физической точки зрения вихревые токи подобны токам, возникающим под действием ЭДС индукции в проводниках. Эти токи из-за большого сечения и малого электрического сопротивления магнитопровода могут достигать больших величин. Они также нагревают сердечник, в котором возникают токи, что сопровождается потерей электрической энергии. Удельные потери от вихревых токов пропорциональны квадрату частоты перемагничивания. При рабочих частотах порядка нескольких тысяч Гц определяющим является поверхностный эффект, в результате которого магнитная индукция не одинаково распределяется по сечению магнитопровода, она больше на периферии и меньше в центре сердечника. Поэтому применяются ферритовые сердечники с большим удельным электрическим сопротивлением.

Для дросселя насыщения выбран материал сердечника — феррит 3F3, его частотный диапазон — до 500 кГц. Амплитудная магнитная проницаемость при 25 кГц, 200 мТл и 100 °С — $4000 \pm 25\%$. Потери мощности при 25 кГц, 200 мТл и 100 °С составляют 90 кВт/м³.

Свойства ферромагнитных материалов полностью характеризуются зависимостью B (H) магнитной индукции от напряженности магнитного поля при различных температурах. При этом различают кривые намагничивания, представляющие собой однозначные зависимости и неоднозначные зависимости — петли гистерезиса (от греч. hysteresis — запаздывание). Предельной характеристикой ферромагнетика является намагненность насыщения;

она достигается в поле, при котором ветвь кривой намагничивания приобретает горизонтальный характер.

Кривые намагничивания магнитных материалов зависят не только от физических свойств материалов и температуры, но и последовательности прохождения магнитных состояний. Рассматривают несколько видов кривых намагничивания, в частности кривые первоначального намагничивания, которые получают при монотонном увеличении напряженности H из начального состояния от $B = H = 0$.

На рис. 1 показана кривая намагненности, полученная нами для нелинейной модели сердечника из феррита марки 3F3.

Кривые циклического перемагничивания (или статические петли гистерезиса) — зависимости B (H) получают после многократного прохождения определенного интервала значений H в прямом и обратном направлениях. На рис. 2 показана полученная нами путем схемотехнического моделирования кривая гистерезиса феррита, отражающая величину потерь в нем на высокой частоте.

Чем больше площадь петли гистерезиса, тем больше потери на перемагничивание материала. При достижении температурой точки Кюри происходит потеря магнитных свойств сердечника.

Тиристорный инвертор высокой частоты

На рис. 3 приведена схемотехническая модель тиристорного инвертора, в которой можно выделить следующие функциональные узлы: комплект полупроводниковых вентилях — силовых тиристоров и диодов, а также присоединенные параллельно им R-C компоненты. Отдельными узлами инверторов ввиду их значительных габаритов являются дроссель постоянного тока $L4$, коммутирующий дроссель $L5$ и конденсатор $C5$.

Особенности моделирования подобной схемы несимметричного тиристорного инвертора подробно рассмотрены в [3–6].

Особенность этой схемы инвертора — возможность использования в расширенном диапазоне частот и мощностей. Практически одна конструкторская разработка путем тривиальных переключений конструктивных узлов

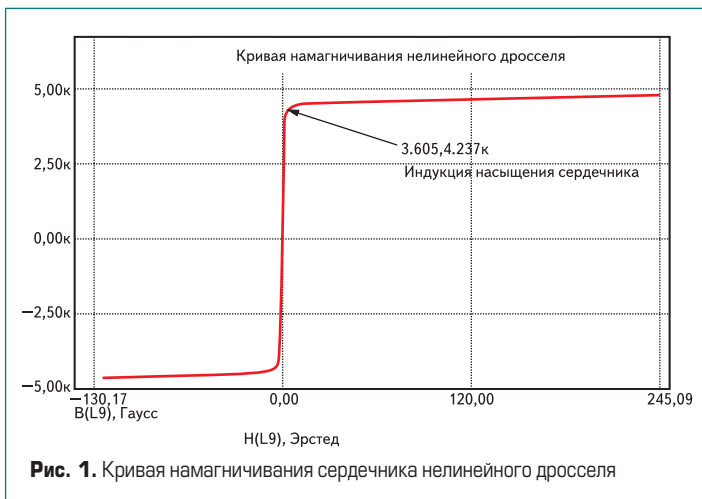


Рис. 1. Кривая намагничивания сердечника нелинейного дросселя



Рис. 2. Кривая гистерезиса сердечника нелинейного дросселя

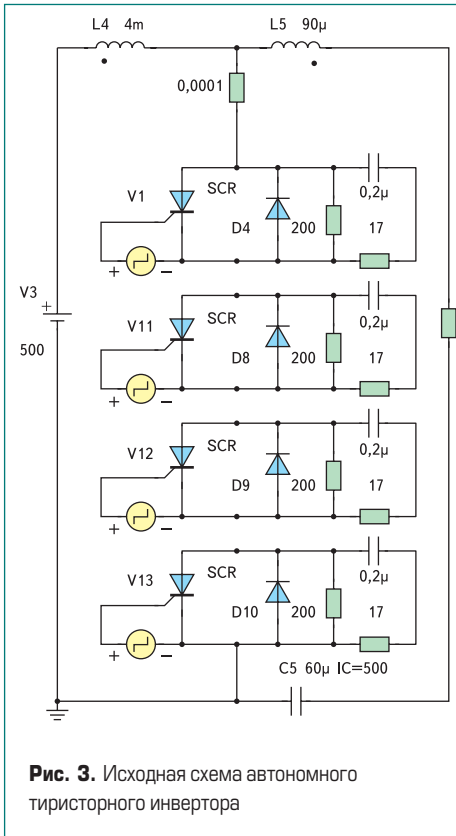


Рис. 3. Исходная схема автономного тиристорного инвертора

позволяет применить этот инвертор в тиристорных преобразователях частоты (ТПЧ) от 1000 Гц (мощностью 320 кВт) до 10 000 Гц (мощностью 32 кВт). При этом требуется только изменение интенсивности охлаждения конструктивных узлов инвертора, что опять же легко реализуется при использовании системы водяного охлаждения, принятого для уфимских ТПЧ.

Однако некоторые технологические процессы с использованием индукционного нагрева требуют увеличения выходной частоты хотя бы в 2–3 раза. В первую очередь это закалка ТВЧ, пайка, высокочастотный нагрев маломерных изделий. Оказывается, тиристорный инвертор с удвоением частоты, выполненный по несимметричной схеме с обратными диодами, можно эффективно использовать и на этой частоте, если в его конструкцию ввести некоторые новые функциональные узлы, например, оригинальный нелинейный дроссель насыщения, включаемый в цепь переменного тока высокой частоты. Вопросы, связанные с исследованиями дросселя насыщения для тиристорного инвертора и явились предметом рассмотрения данной статьи.

На рис. 4 показана временная диаграмма тока тиристора и тока встречного диода тиристорного инвертора. На этой диаграмме отмечен выброс обратного тока встречного диода, который в амплитуде достигает величины до 92 А. «Обрыв» с очень большой скоростью этого тока приводит к возникновению на индуктивных элементах инвертора коммутационных перенапряжений. Для демпфирования этих перенапряжений и снижения скорости изменения напряжения du/dt , прикладываемого к тиристорам, непосредственно после опасного периода восстановления их управляющих свойств применяются безиндуктивные мощные R-C цепочки, показанные на рис. 3. Одна-

ко эффективность этих элементов оказывает недостаточной при увеличении частоты включения диодов и амплитуды протекающего через них прямого тока. Оба названных фактора в равной степени влияют на крутизну подхода к нулю прямого тока диода.

Значительно увеличивать емкость демпфирующих конденсаторов нельзя, так как это увеличивает потери в тиристорах в другие моменты времени при их открытии. Следовательно, необходимо использовать иной подход — применить специальный дроссель насыщения, который уменьшает амплитуду коммутационных перенапряжений.

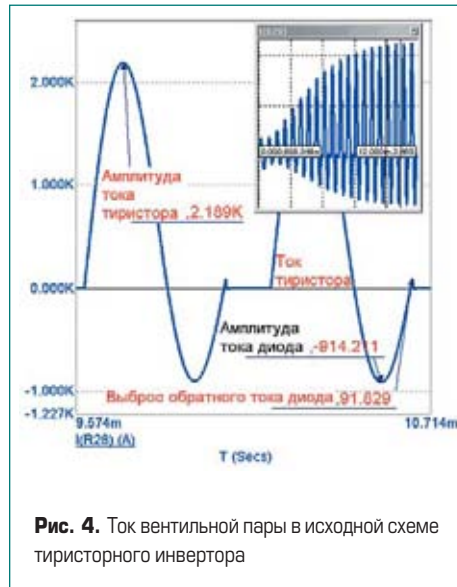


Рис. 4. Ток вентильной пары в исходной схеме тиристорного инвертора

Рассмотрим несколько подробнее тиристорный инвертор по принципиальной схеме, изображенной на рис. 3. Инвертор преобразователя выполнен по несимметричной схеме с закрытым входом (через дроссель постоянного тока) и диодами обратного тока. Инвертор устойчив к коротким замыканиям в нагрузке, но не работает при ее обрыве. Перед пуском инвертора коммутирующий конденсатор C5 заряжен до величины 500 В.

При поступлении от блока управления преобразователем управляющих импульсов тиристоры включаются, коммутирующий конденсатор C5 перезаряжается по цепи колебательного тока — R8, L5, шунт и тиристоры инвертора. Параметры этой цепи обеспечивают формирование тока почти синусоидальной формы.

После перезаряда коммутирующего конденсатора ток рассмотренной цепи протекает в обратном направлении, через силовые диоды. За рассмотренный интервал времени в нагрузке протекает один период тока высокой частоты. Интервал времени, предоставляемый для восстановления управляющих свойств тиристорам, равен длительности проводящего состояния диодов. Этот период времени называется временем выключения тиристоров и меняется при разных параметрах нагрузки инвертора.

Время выключения тиристоров инвертора при нормальной работе преобразователя не должно быть меньше паспортного значения. При выключении обратного диода инвертора к тиристорам прикладывается прямое

напряжение, а в течение интервала паузы происходит восстановление заряда конденсатора коммутирующего конденсатора постоянным током, протекающим через обмотки входного дросселя L4. При поступлении на тиристор инвертора очередного импульса управления описанные процессы установившегося режима работы инвертора повторяются.

Блок силовых вентилей инвертора включает в себя четыре последовательно соединенных, одновременно включаемых тиристора с подсоединенными встречно-параллельно тиристорам обратными диодами. Дроссель входной служит для формирования инвертором свойств источника тока, он уменьшает также амплитуду высокочастотных токов, протекающих через источник питания. Переключение коммутирующих конденсаторов или витков коммутирующего дросселя изменяет настройку преобразователя на рабочую частоту и ступенчато регулирует выходную мощность.

Силовые тиристоры

Обозначения силовых полупроводниковых приборов у различных производителей отличаются. Для быстродействующих тиристоров типа ТБ143-400-10-443, используемых нами, с номинальным током 400 А, номинальным напряжением до 1000 В, группа классификационных параметров — 443. Классификационные параметры определяются из таблицы [8].

В силовой электронике применяются также тиристоры низкочастотные таблеточные с обратным напряжением VDRM до 6000 В, $(di/dt)_{crit}$ — 200 А/мкс, однако у них время восстановления t_v не менее 300 мкс.

Быстродействующие (частотно-импульсные) тиристоры имеют VDRM 1200–2000 В, $(di/dt)_{crit} = 1000$ А/мкс и $(dv/dt)_{crit} = 1000$ В/мкс, $t_v = 20–25$ мкс. К сожалению, общепринятой системы обозначений силовых тиристоров нет, часто параметры имеют различное название. Поэтому следует ориентироваться на установившуюся зарубежную терминологию, для чего необходимо знать технические термины на английском языке, перевод которых часто вызывает затруднение у начинающих специалистов.

Силовые тиристоры и диоды конструктивно объединяются в блок силовых вентилей, на котором размещаются также элементы управления, защиты, контроля и др. Это еще одна причина, почему одинаковые силовые полупроводниковые элементы применяются при разработке инверторов для большого диапазона рабочих напряжений и токов.

Типовая конструкция блока силовых вентилей (БСВ), показанная на рис. 5, объединяет 4 тиристора ТБ143-400-10, установленных между медными охладителями. Тиристоры после их установки и центрирования изолирующими пластинами стягиваются гайками на шпильках через стяжки и изоляторы.

На БСВ также расположены 4 силовых высокочастотных диода ДЧ261-320-12 (они установлены на отдельные охладители, расположенные на стойке, имеющей вырезы для увеличения пробивного напряжения); 4 варистора СН2-2А-680В, укрепленных на скобах охладителя.

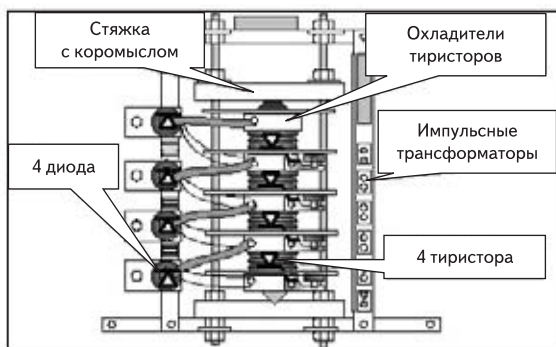


Рис. 5. Блок силовых вентиляей

телей тиристоров; трансформаторы импульсные и трансформаторы тока.

Импульсы управления тиристорами инвертора поступают через импульсные трансформаторы, обеспечивающие передачу фронта с длительностью не более 1 мкс. На рис. 6 показана форма импульсов управления тиристорами. Амплитуда напряжения между управляющим электродом и катодом непосредственно на тиристорах инвертора ≥ 2 В. Амплитуда тока импульса управления — не менее 1 А. Длительность импульса, на уровне $0,1 J_{max}$, — не менее 6 мкс.

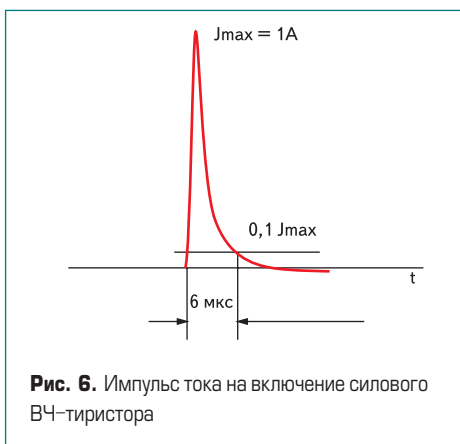


Рис. 6. Импульс тока на включение силового ВЧ-тиристора

Импульсные трансформаторы блока силовых вентиляей и вилка расположены на стеклотекстолитовой планке с вырезами. Через отдельную вилку к БСВ присоединяется блок управления. Через розетку к блоку силовых вентиляей присоединяется блок демпфирующих цепей (БДЦ).

Пробой в процессе работы инвертора одного из четырех соединенных последовательно тиристоров вызывает повышение напряжения на оставшихся трех до величины, большей напряжения срабатывания параллельных варисторов (680 В), в одном из трансформаторов защиты на вторичной обмотке возникает сигнал, приводящий в действие систему защиты инвертора.

Блок демпфирующих цепей показан на рис. 7, на нем установлены: конденсаторы типа К78—2,0,1 мкф; резисторы МОУ 50 — 17–37,5 Ом, охлаждаемые водой; резисторы ПЭВ 50 — 6,8 кОм; вилка — для присоединения блока демпфирующих цепей к БСВ.

Основание БДЦ выполнено из капролона с канавками для увеличения пробивного напряжения. В одном основании установлены

заглушки, а на другом — штуцеры для присоединения БДЦ к системе водяного охлаждения. Проток воды через резисторы МОУ охлаждает их в процессе работы преобразователя. На вилке блока демпфирующих цепей контакты замкнуты перемычкой, контролирующей присоединение его к блоку силовых вентиляей.

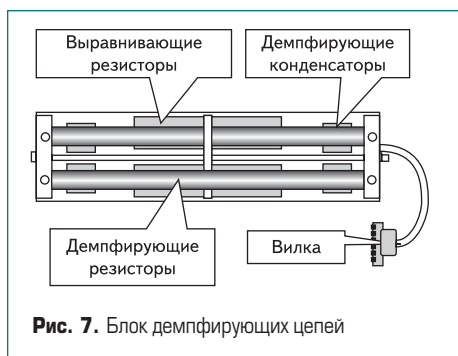


Рис. 7. Блок демпфирующих цепей

Блок демпфирующих цепей обеспечивает равномерную загрузку тиристоров и диодов инвертора по динамическому напряжению, ограничивает амплитуду и скорость нарастания прямых напряжений на тиристорах. Параллельные резисторы образуют резистивный делитель, выравнивающий напряжения на тиристорно-диодных парах инвертора.

Тиристорный инвертор с дросселем насыщения

Проблема повышения частоты выходного тока тиристорных инверторов заключается в ограничении допустимой скорости нарастания тока di/dt через тиристор в течение первых микросекунд после включения. Предпочтительна «резонансная» коммутация, которая имеет место в инверторах с колебательным током через тиристор [9–11].

Более наглядным является рассмотренный эффект воздействия du/dt : при повышении рабочей частоты на тиристоры воздействуют коммутационные перенапряжения, которые возникают при обрыве с большой скоростью обратного тока полупроводниковых элементов. Источником перенапряжений являются индуктивности схемы. Для снижения коммутационных перенапряжений используют рассмотренные демпфирующие (гасящие) конденсаторно-резисторные цепочки, подключаемые параллельно тиристорам. R-C элементы можно устанавливать и на источнике перена-

пряжений. В обоих случаях на них рассеивается значительная мощность потерь.

На рис. 8 приведена схема автономного инвертора, в котором последовательно с тиристорами включена обмотка нелинейного дроселя, состоящая из 10 витков с сердечником К3. В остальном схема повторяет приведенную ранее. Наличие дроселя с небольшим количеством витков принципиально не меняет характер рассмотренных ранее электромагнитных процессов. Далее рассмотрим существенные особенности, имеющие отношение к возможности повышения рабочей частоты инвертора.

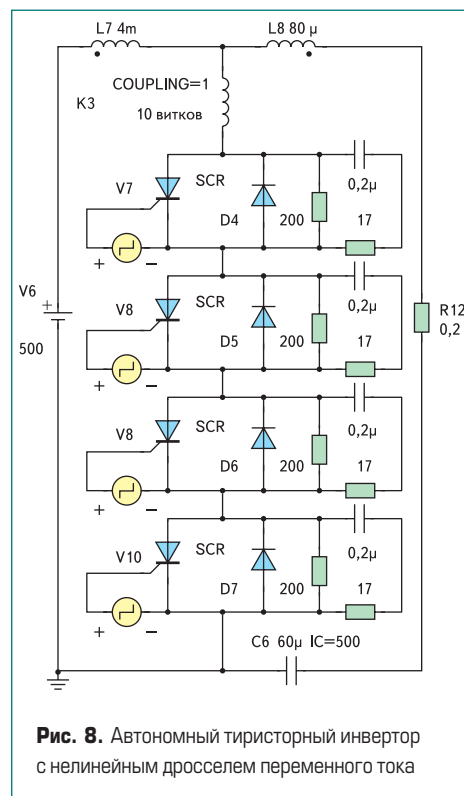


Рис. 8. Автономный тиристорный инвертор с нелинейным дросселем переменного тока

На рис. 9 показан ток диода в схеме тиристорного инвертора с дросселем насыщения. Существенно появление «ступенек» в форме тока в интервалах включения и выключения диода. Детально рассмотренный ранее выброс обратного тока диода уменьшился до 23 А,

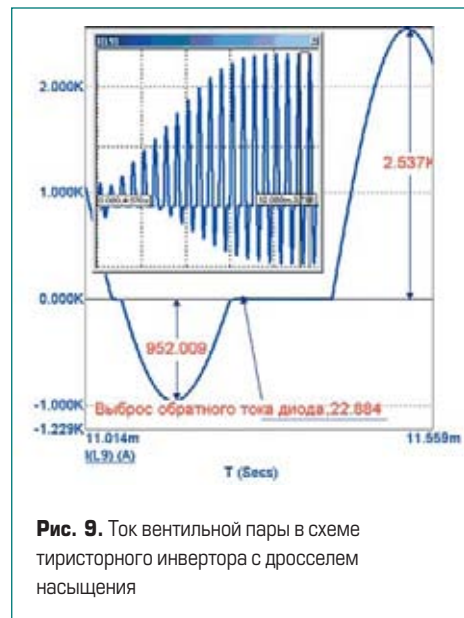


Рис. 9. Ток вентильной пары в схеме тиристорного инвертора с дросселем насыщения



Рис. 10. Временные диаграммы рабочего тока и напряжения на дросселе насыщения

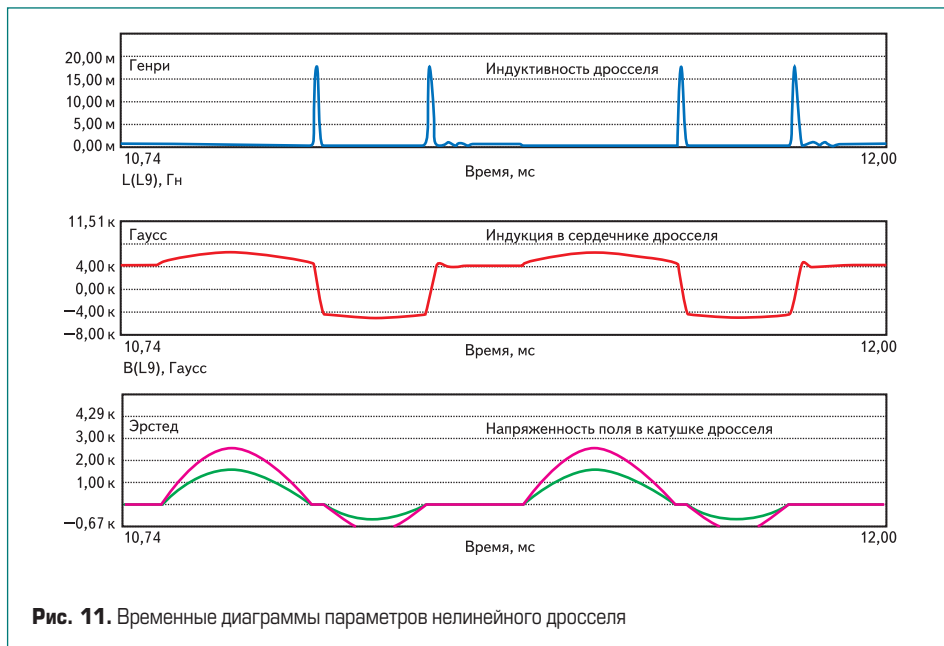


Рис. 11. Временные диаграммы параметров нелинейного дросселя

то есть снизился в 3 раза относительно показанного на рис. 4. Этот эффект имеет значительные последствия, рассмотрению которых посвящена данная работа.

На рис. 10 показана диаграмма задержки тока перехода вентильной пары через нулевое значение в тиристорном преобразователе повышенной частоты с дросселем насыщения. Почти синусоидальные токи тиристора и диода разделены интервалом времени, в котором дроссель выходит из режима насыщения. Такой же интервал (15–18 мкс) разделяет мо-

мент прекращения прямого тока диода и выброса его обратного тока.

Рис. 11 иллюстрирует характер изменения электромагнитных параметров нелинейного дросселя переменного тока в течение интервала протекания через него тока силовых вентилялей.

Верхняя кривая показывает изменение индуктивности (в Генри) катушки дросселя. В более детальном исследовании этой кривой нет необходимости.

Индукция в сердечнике показана в Гауссах, как это принято в зарубежных источниках

и программах моделирования. Напряженность магнитного поля в катушке указана в Эрстедах. Масштаб этой кривой нельзя изменить отдельно от других, приведенных на этом рисунке.

Временная диаграмма тока вентильной пары тиристорного инвертора, обусловленная наличием дросселя насыщения, и кривая изменения индуктивности дросселя (от 20 мГн до практически нулевой величины) получена путем моделирования процессов в демо-версии программы Micro-Cap 9.

Дроссель насыщения уменьшает амплитуду коммутационных перенапряжений в тиристорном инверторе.

Характер изменения электромагнитных процессов в однофазной схеме инверторно-индукционной силовой установки при наличии дросселя насыщения с заданными характеристиками материала сердечника, числом витков и геометрическими параметрами показан и далее.

На рис. 12 представлен совместный график изменения тока вентильной пары рассмотренных тиристорных инверторов. Красной кривой изображен ток исходной схемы, черным цветом показана кривая тока в схеме инвертора с нелинейным дросселем. Внизу изображен совместный график переходных процессов с момента включения инвертора. Увеличен последний фрагмент этого графика. Рисунок показывает степень детализации рассмотрения электромагнитных процессов, которая ограничивается только точностью использованных моделей. Проведенные исследования показали, что погрешность моделирования нелинейного дросселя соответствует стандартной погрешности цифровых осциллографов, кроме которых нечем измерить наблюдаемые величины.

На рис. 13 приведен совмещенный расчетный график изменения формы напряжения на тиристорах инверторов, который показывает конечный эффект использования дросселя насыщения.

Можно сказать, что мы используем свойство катушек индуктивности с ферромагнитным сердечником небольшого сечения — при протекании тока в первый момент индуктивность катушки значительна, а при достижении индукции насыщения ферромагнитного сердечника ее индуктивность практически исчезает. Если последовательно тиристоры включена та-

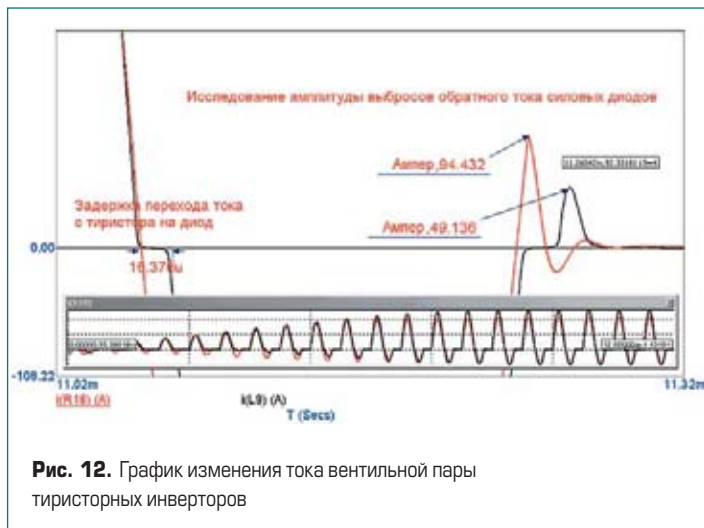


Рис. 12. График изменения тока вентильной пары тиристорных инверторов



Рис. 13. График изменения формы напряжения на тиристорах инверторов

кая катушка с насыщающимся сердечником (называемым нами дросселем насыщения), то рассмотренные проблемы, ограничивающие рабочую частоту тиристорного инвертора, в значительной степени уменьшаются. В слаботочной электронике подобные элементы называются пик-трансформаторами.

Таким образом, мы предлагаем бороться не с последствиями повышения рабочей частоты тока, текущего через тиристоры, а устранить основные причины, ограничивающие ее возрастание до разумных пределов. Естественным пределом повышения частоты должны стать не коммутационные, а статические потери в тиристорах — произведение прямого и обратного напряжения на величину тока в соответствующих интервалах времени.

Экспериментальное определение параметров сердечника

При рабочей частоте инвертора 10–30 кГц возможно использование практически любых ферритовых сердечников подходящего диаметра. Для того чтобы экспериментально определить основной параметр намагничивания — B_m , можно использовать схему на основе генератора Ройера, показанную на рис. 14 [12].

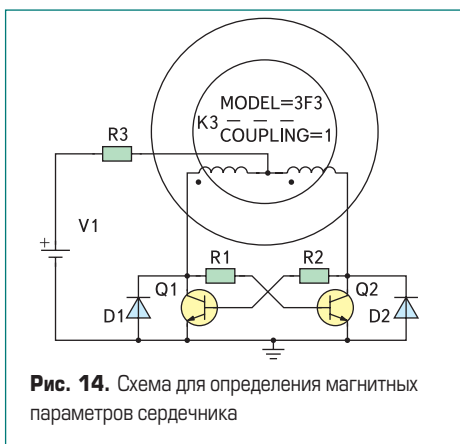


Рис. 14. Схема для определения магнитных параметров сердечника

В схемотехнической модели генератора, изображенной на рис. 14, сердечник показан в составе модели из двух катушек индуктивности с коэффициентом связи между витками $Coupling=1,0$. Параметры ферритового сердечника приведены на панели рис. 15.

Порядок испытаний сердечников следующий. На кольцевом сердечнике сдвоенным проводом выполняются 2 обмотки с количеством витков $w = U \cdot 10^4 / (4 f B_m S)$, где w — количество витков, f — частота, которую следует выбрать достаточно низкой (1–5 кГц), чтобы уменьшить влияние частотных свойств транзисторов. Кроме этого, с большим числом витков легче достигнуть нужной напряженности магнитного поля катушек $H = 100–160$ А/м. B_m — индукция в сердечнике, которую можно предварительно принять равной 0,3 Тл. S — сечение сердечника. На рис. 16 приведен эскиз сердечника с обмоткой.

Рассчитаем требуемый ток:

$$I = H L / w,$$

где L — средняя длина магнитной силовой линии (можно считать равной длине окружност-

Source: Local text area of C:\MSOEMO\DATA\Испытание ферритового сердечника.CIR					
A	21.607291	AREA	0.875	C	34.927959m
GAP	0	K	16.07888	MS	363.8987K
PATH	9.5				

Рис. 15. Параметры модели ферритового сердечника транзисторного мультивибратора



Рис. 16. Эскиз сердечника магнитопровода нелинейного дросселя

ти среднего диаметра кольца). По величине тока выбираем транзисторы, в цепь базы которых включаем резисторы:

$$R = 2 U_{num} h_{21\beta} / I,$$

где $h_{21\beta}$ — коэффициент передачи по току транзисторов.

На рис. 17 показаны кривые, полученные для мультивибратора путем схемотехнического моделирования.

Наличие прямоугольных импульсов на обмотках катушки показывает, что сердечник насыщается (в конце каждого полупериода происходит выброс тока). Определяем длительность импульса, где ток нарастает практически линейно (до выброса), и по приведенной выше формуле считаем требуемую индукцию. Желательно сердечник испытывать при ожидаемой рабочей температуре (примерно 60 °С).

На этапе перемагничивания к обмоткам прикладывается постоянное напряжение, поэтому скорость изменения индукции в сердечнике постоянная. В этом случае нижняя осциллограмма (рис. 17), пропорциональная току катушки, практически повторяет кривую перемагничивания, показанную на рис. 1.

Сердечник перемагничивается на линейном участке в течение каждого полупериода. Определяем частоту мультивибратора и величину $B_m = U_{num} \cdot 10^4 / (4 w f S)$.

Если сердечник нагреть до высокой температуры, рабочая частота увеличится, следова-

тельно, значение B_m уменьшается. Эксперимент показал, что влияние температуры на свойства сердечника значительно. При схемотехническом моделировании также возможно менять рабочую температуру, но одновременно для всех элементов схемы.

Потери в сердечнике (на гистерезис) вызывают смещение кривой тока относительно нулевого значения (на нижней осциллограмме рис. 17 показано смещение вниз).

В ходе проведенных исследований нами проведено моделирование для колец из феррита 3F3, используемого для частот до 500 кГц. Ферритовые сердечники применяются для трансформаторов импульсных источников питания, стабилизаторов, дросселей и т. д. Индукция насыщения на частоте 100 кГц и напряженности поля 250 А/м — $B_S = 400$ мТл. Табличные значения потерь мощности в феррите на частоте 25 кГц и температуре 100 °С составляют 90 кВт/м³. Отметим, что отвод тепла от дросселя насыщения, в нашем случае, осуществляется протоком воды.

Некоторые особенности использования дросселя насыщения, выявленные в ходе исследований:

- при включении дросселя насыщения последовательно с тиристором необходимо обеспечить такую длительность импульса управления тиристором, чтобы к моменту его прекращения ток через тиристор превысил паспортную величину тока удержания;
- включение дросселя насыщения несколько увеличивает выходную мощность инвертора, это объясняется уменьшением интервала непроводящего состояния вентилей инвертора в течение периода повторения.

Конструктивные узлы тиристорного инвертора

Конструктивное исполнение дросселя показано на рис. 18. Эпоксидная масса, в которую заключен дроссель, обеспечивает теплоотвод от ферритовых колец с сохранением

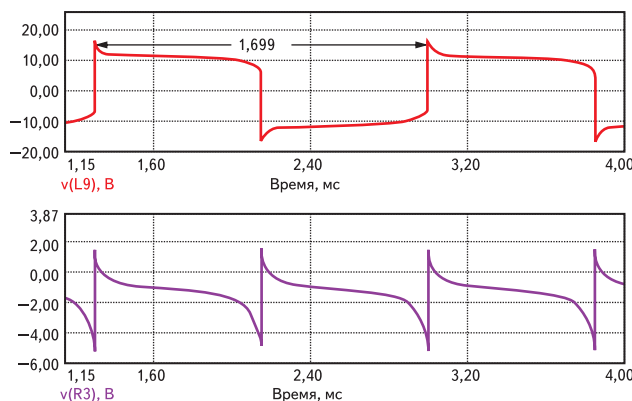


Рис. 17. Форма напряжений в схеме мультивибратора

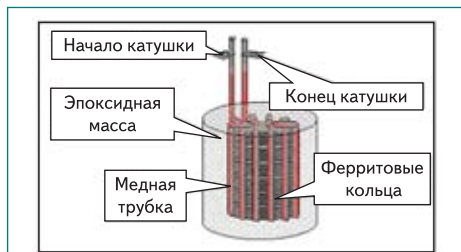


Рис. 18. Конструкция дросселя насыщения

электрической и механической прочности конструкции. Максимальное напряжение на дросселе составляет 2 кВ, что видно на рис. 10.

На рис. 19 приведен общий вид и сравнительные размеры рассмотренных узлов, в основном, определяющих габариты инверторной части тиристорных преобразователей частоты для индукционного нагрева.

Силовой печной электротермический конденсатор типа ЭВК показан на рис. 19 для определения размеров других узлов ВЧ-инвертора, рассмотренных ранее, — блока силовых вентилей, платы демпфирующих элементов и нелинейного дросселя насыщения.

Основное назначение электротермических конденсаторов — повышение коэффициента мощности электротермических установок частотой от 0,5 до 10 кГц. Конденсаторы можно использовать на более высоких частотах с ограничением реактивной мощности. Корпус конденсаторов выполнен из листовой стали для конденсаторов на частоту до 1 кГц включительно и из латуни для конденсаторов на рабочую частоту свыше 1 кГц. Причина — возрастание потерь на вихревые токи при высокой рабочей частоте.

Для конденсаторов типа ЭВК допустимые превышения по напряжению — 100%, по току — 130%, что соответствует значениям для индуктивных элементов инвертора, но значительно больше, чем для блока силовых полупроводниковых вентилей.

Все указанные функциональные узлы охлаждаются проточной водой от системы оборотного водоснабжения. Под давлением воды до 0,6 МПа (6 кгс/см²) на 6–12 мм могут увеличиваться все линейные размеры конденсатора.

Для высокочастотного (до 30 кГц) тиристорного инвертора мощностью 40 кВт дроссель насыщения выполняется с сердечником из 6 ферритовых колец размером 100×80×15 мм. Дроссель содержит обмотку из 8 витков медной трубки. Дроссель насыщения осуществляет задержку протекания тока через тиристор и диод, равную 18 мкс, легко контролируемую цифровым осциллографом.

Нелинейный дроссель переменного тока (дроссель насыщения) применяется нами в последовательных тиристорных инверторах тока с рабочей частотой свыше 5 кГц. Применение дросселя значительно снижает коммутационные потери в силовых вентилях, начальную скорость нарастания тока (di/dt) и напряжения на тиристорах (du/dt) и сдвигает максимумы тока и напряжения при коммутации силовых вентилей, что, в итоге, приводит к повышению примерно

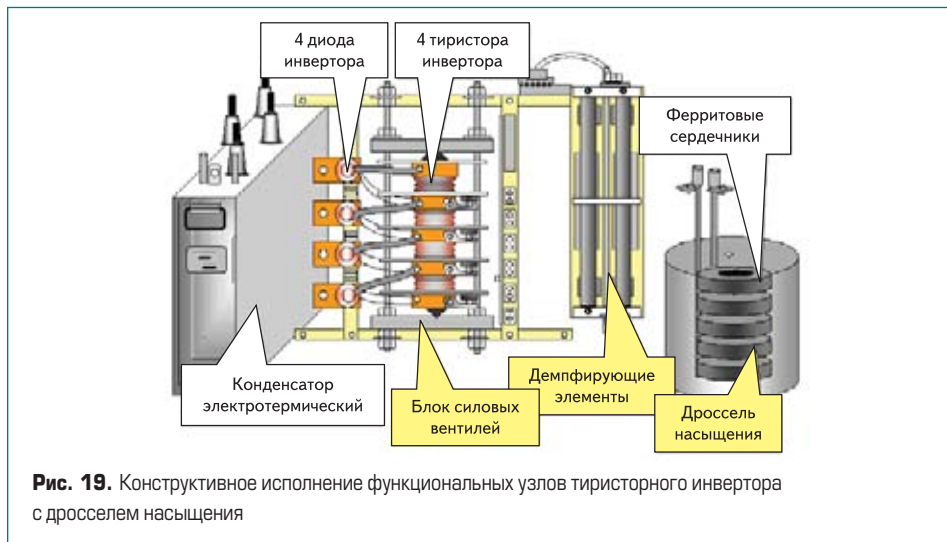


Рис. 19. Конструктивное исполнение функциональных узлов тиристорного инвертора с дросселем насыщения

в 2 раза предельной рабочей частоты тиристорного инвертора.

Кроме указанных преимуществ, существенных для силовых схем автономных высокочастотных инверторов, использование нелинейного дросселя уменьшает рассеиваемую мощность в демпфирующих элементах силовых вентилей.

Платой за перечисленные достоинства являются необходимость ограничения диапазона рабочих напряжений на элементах инвертора, в котором проявляются достоинства нелинейных дросселей, а также усложнение процедуры пуска инвертора. На низкой рабочей частоте переменного тока нелинейные дроссели насыщения не используются.

При использовании дросселя много преимуществ, однако он сложен в изготовлении, что, несмотря на его простую конструкцию, необходимо принимать во внимание.

Схематехническое моделирование дросселя насыщения показало необходимую точность исследований с целью обеспечения заданного времени задержки тока. Исследование схематехнической модели позволяет целенаправленно изменить характер протекания электромагнитных процессов в инверторе.

Разработанная схематехническая модель дросселя позволяет определить необходимые геометрические размеры и параметры дросселя насыщения из условия необходимой задержки нарастания тока тиристором и уменьшения коммутационных перенапряжений.

Заключение

1. Исследования в программе Micro-Cap 9 с использованием PSpice-моделей силовых дросселей с ферромагнитными сердечниками показали высокую точность расчетов заданного времени задержки тока.
2. Нелинейный дроссель насыщения улучшает условия работы силовых вентилей резонансного инвертора: смещает максимумы тока и напряжения через силовые вентили в период коммутации, что уменьшает потери в них и требуемую мощность демпфирующих R-Э элементов. После изготовления дросселя какое-либо изменение его параметров невозможно.

Литература

1. Зинин Ю. М., Ройзман Ю. П. Схематехническое моделирование и разработка мощных тиристорных преобразователей частоты. Аэрокосмическая техника и высокие технологии. Пермь: ПГТУ, 2002.
2. Валиуллина З., Зинин Ю. Схематехническое моделирование силовых дросселей для тиристорных преобразователей повышенной частоты // Силовая электроника. 2007. № 1.
3. Валиуллина З., Зинин Ю. Исследование тиристорных преобразователей частоты для установок индукционного нагрева металлов // Силовая электроника. 2007. № 2.
4. Валиуллина З., Зинин Ю. Проектирование тиристорного инверторно-индукторного закалочного комплекса с выходным трансформатором // Силовая электроника. 2007. № 3.
5. Валиуллина З., Зинин Ю. Тиристорные инверторы с обратными диодами для преобразователей частоты в установках индукционного нагрева металлов // Силовая электроника. 2007. № 4.
6. Зинин Ю. Представление нагрузки при исследовании схематехнических моделей тиристорных преобразователей частоты для индукционной плавки металлов // Силовая электроника. 2008. № 1.
7. Валиуллина З., Зинин Ю. Исследование схематехнической модели тиристорного преобразователя частоты с вакуумной индукционной плавильной печью // Силовая электроника. 2008. № 1.
8. Григорьев О. П., Замятин В. А., Кондратьев Б. В., Пожидаев С. Л. Тиристоры. Справочник. М.: Радио и связь, 1990.
9. Кацнельсон С. М., Малкин Б. И., Зинин Ю. М. Инвертор повышенной частоты на мощных тиристорах с искусственным ограничением нарастания тока // Тр. УАИ. Выпуск 39. Уфа, 1972.
10. Зинин Ю. М. Анализ интервала восстановления управляемости тиристора в несимметричном инверторе // Электричество. 2006. № 10.
11. Шапиро С. В., Зинин Ю. М., Иванов А. В. Системы управления с тиристорными преобразователями частоты для электротехнологии. М.: Энергоатомиздат, 1989.
12. Володин В. Я. Испытания ферритового магнитопровода. Test_fer.htm.