

Предел мощности параллельного инвертора на высокой частоте

А.Н. Юлегин к.т.н., Таллинн, компания ALJUEL

Построена математическая модель классической схемы параллельного инвертора тока, используемого для индукционного нагрева. В модели заложены реальные параметры высокочастотного тиристора. Экономичность мощных инверторов определяется по отношению выходной активной мощности к массе, стоимости или числу силовых ключей (тириستоров) инвертора, т.е. по трем удельным, в сущности эквивалентным, показателям kW/kg, kW/euro, kW/switch. При частотах 8 и 10 кГц основную долю составляют потери включения тириستоров, однако нет методики их расчета в связи со сложностью и неоднозначностью процесса включения. Известный из практики удельный показатель, порядка 30...35 kW/switch для 10 кГц, далеко не предельный. Однако поиск оптимума, т.е. предела показателя kW/switch, на основе физического перебора вариантов (выбор оптимальной индуктивности линии, соотношений напряжений, способов управления и т.д.) затруднителен и не эффективен. В работе предложен метод математических экспериментов и выполнено более 5 тысяч опытов, найден предел 51 kW/switch для 10 кГц, а также для других частот. Полученные оптимальные параметры представлены в таблицах и закладываются в инженерную методику проектирования параллельных инверторов, что значительно удешевляет их стоимость, или повышает мощность – на 40%.

1. Введение

На Рис.1 изображен тиристорный преобразователь частоты (ТПЧ), имеющий двухзвенную структуру: выпрямитель преобразует сетевой ток (50 Гц) в постоянный ток в сглаживающем реакторе L_d , инвертор преобразует постоянный ток в переменный ток нужной частоты.

Нагрузкой инвертора является индуктор – катушка, внутрь которой помещается металл. Индуцируемые в металле вихревые токи разогревают металл при минимуме отвода тепла в окружающую среду. Индукционный способ нагрева позволяет обеспечить высокую скорость нагрева, а также тонкое регулирование потока тепловой энергии и тем самым добиться высокой точности и повторяемости промышленных технологических процессов.

Требование к выходной частоте инвертора зависит от размеров нагреваемого тела. Требование к мощности ТПЧ определяется заданной производительностью линии нагрева. Частота и мощность в общем случае независимые параметры. В металлургической промышленности чаще всего используется т.н. среднечастотный ряд частот 0.5, 1.0, 2.4, 4.0, 8.0, 10 кГц, и реже – низкочастотный ряд 0.3, 0.2, 0.1, 0.05 кГц. В среднечастотном диапазоне мировой объем производства преобразователей мощностью от 50 до 1600 кВт составляет порядка 1000 шт./год. Чаще других используются мощности 320 кВт и 800 кВт на частоте 1кГц, максимум 4 МВт в одиночной работе и до 16 МВт в групповой работе. В машиностроении, приборостроении и других отраслях промышленности используется наряду со средними также более высокие частоты 22, 44, 66, 100, 200 кГц и выше.

Экономичность инвертора оценивается как отношение полезной выходной мощности к массе, стоимости и числу ключей, т.е. – по трем удельным, по сути эквивалентным, показателям kW/kg, kW/euro, kW/switch. Нарращивание мощности осуществляется путем увеличении числа ключей в плече инвертора при их параллельном и последовательном соединении. При этом не изменяются режимы работы и экономичность инвертора (удельные показатели).

Традиционной задачей является повышение удельных показателей инвертора – поиск способа наиболее полного использования ключа по току и по напряжению при минимуме потерь. Условия оптимума включают в себя выбор оптимальной индуктивности выходной линии, соотношений напряжений, способов управления и т.д. Повышение экономичности инвертора дает возможность снизить его стоимость при заданной мощности, или повысить мощность при заданной стоимости.

Поиск оптимума сводится к поиску предельной выходной мощности инвертора при зафиксированном (эталонном) числе ключей и зафиксированном типе мощного ключа. Полученный оптимум может использоваться в инженерных расчетах при любой мощности инвертора, т.к. мощность легко масштабируется по отношению к эталону: вверх – путем кратного увеличения числа ключей, и вниз – путем выбора ключа меньшей мощности и стоимости.

В данной работе рассматривается классическая схема параллельного инвертора тока (Рис.1), которая использовалась для индукционного нагрева металлов еще с 30-х годов прошлого столетия, задолго до изобретения кремниевых полупроводников. Тогда в качестве силовых ключей использовались прообразы тиристоров – игнитроны.

Удельный показатель kW/switch классической схемы известен достаточно точно при относительно невысоких частотах – до 1 кГц, где пренебрегают динамическими (коммутационными) потерями при включении и выключении ключа. Особенным «белым пятном» являются потери включения тиристора, т.к. по мнению автора, в литературе отсутствует методика их расчета в связи с большой сложностью процесса включения. В то же время потери включения составляют наиболее существенную долю от суммарных потерь в тиристоре, особенно при частотах 8 и 10 кГц.

Нет возможности определить удельный показатель kW/switch для 10 кГц из деклараций изделий, которые дают производители, т.к. декларируемые данные неполные. Однако из личного знакомства автора с некоторыми изделиями европейских, азиатских и американских компаний был определен максимальный известный удельный показатель, порядка 30...35 kW/switch для 10 кГц. Этот показатель далеко не предельный. Однако поиск оптимума, т.е. предела показателя kW/switch, на основе физического перебора вариантов затруднителен и не эффективен, что приводит к завышенной стоимости инвертора.

Целью работы является методика расчета всех потерь мощности в установившихся режимах инвертора, в том числе потерь включения тиристора, на базе математической модели инвертора. Поиск оптимума – предельной мощности инвертора – ведется путем математических экспериментов с использованием модели. Найденный оптимум закладывается в инженерную методику расчета инвертора.

2. Постановка задачи

На Рис.1 мгновенные значения величин обозначаются строчными буквами курсивом. По тексту в обозначениях средних или эффективных значений ставятся жирные заглавные буквы без курсива, например: средний ток ***I_d***, среднее напряжение противоэдс ***E_d***, эффективное напряжение контура ***U_e***. Между трехфазным выпрямителем и инвертором располагается сглаживающий дроссель ***L_d***. При идеализированном рассмотрении мгновенное значение тока в дросселе приравняется к среднему $i_d = I_d$. Название «инвертор тока» произошло из принципа работы инвертора, в котором диагонали моста переключаются попеременно, в результате чего из постоянного тока ***I_d*** формируется переменный ток ***i_e*** в диагонали моста [1]. При средних частотах порядка 1kHz ток ***i_e*** в диагонали почти прямоугольный, при высокой частоте – трапецеидальный. Скорость переключения тока ***i_e*** из одной полярности в другую ограничивается индуктивностью коммутации ***L_k***. В диагонали моста располагается колебательный контур ***C_eL_eR_e***. Реактивная мощность потребителя электрической энергии ***L_eR_e*** скомпенсирована параллельной конденсаторной батареей ***C_e***, откуда и произошло название «параллельный инвертор».

На Рис.2 показаны расчетные осциллограммы одного из демонстрационных режимов. Параметры режима, приведенные в подрисуночной надписи, будут обсуждаться в соответствующих разделах. Осциллограммы иллюстрируют один полупериод установившегося режима, разметка токов и напряжений дана на единой оси ординат. Ось абсцисс размечена в эл. градусах. Если параметры тиристоров не имеют разбросов, то на основании законов Кирхгофа токи и напряжения диагональных плеч одинаковы $iV1=iV2, uV1=uV2$, аналогично для плеч ***V3, V4***, откуда следуют фундаментальные равенства диагональной симметрии:

$$(2.1) \quad i1 = i2 = \frac{id + ie}{2}, \quad i3 = i4 = \frac{id - ie}{2}$$

Начало отсчета – момент включения диагонали ***V1-V2***. В этот момент предыдущая диагональ ***V3-V4*** еще остается включенной на некоторое время, которое называется интервалом коммутации. Этот момент обозначен

Разница двух углов называется углом выключения (дельта) $\delta=\beta-\gamma$. Угол выключения δ определяет главный параметр инвертора: предоставляемое (или схемное) время выключения тиристоров $tq1=\delta/\omega$, где $\omega=2\pi\cdot f$ - угловая рабочая частота. Предоставляемое время $tq1$ должно быть не меньше заданного в каталоге значения tq на данный тиристор. Условие $tq1 \geq tq$ должно обеспечиваться с учетом влияющих факторов di/dt и du/dt , оговоренных в каталоге (кривые), иначе не произойдет восстановление тиристора и мы получим срыв коммутаций.

В инженерной практике часто используется параметр $tq2=(\beta-\gamma2)/\omega$, который удобен для контроля осциллографом, но параметр $tq2$ отличается от корректного параметра $tq1=(\beta-\gamma)/\omega$. Удобство контроля $tq2$ объясняется тем, что достаточно контролировать только один сигнал – противоэдс ed . В подрисуночной надписи Рис.2 указаны оба параметра, их различие составляет $tq1-tq2=10.24-9.16=1.08\mu s$.

Оптимальным мощным тиристором, известным на данный момент, на частоте 10kHz является ТБЧ153-800-14-А2-В4 (аналог TFI153S-800-14-793): $I_{TAV}=800A$, $U_{DRM}=1400V$, $tq=8\mu s$, масса 0.55kg, цена 200 евро. Поскольку частотные тиристоры имеют относительно невысокий класс, то в плече инвертора ставят минимум две штуки последовательно.

Предел мощности инвертора достигается в точке, где мощность потерь в тиристорах равна предельно допустимым потерям по условиям охлаждения. Потери в тиристорах раскладывают на три составляющих: потери прямого тока, потери включения и потери выключения. Чтобы сразу ориентироваться по тексту, как отдельные составляющие могут соотноситься между собой, в Табл.1 показана раскладка потерь применительно к демонстрационному режиму на Рис.2.

Табл. 1. Раскладка потерь в демонстрационном режиме на Рис.2

Параметр	Прямой ток (1)	Включение (2)	Выключение (3)	Сумма (1+2+3)	RC-цепи (4)	Сумма (1+2+3+4)
Потери, kW	4.4	5.9	1.9	12.2	5.4	17.5
По отношению к полезной мощности, %	1.53	2.05	0.67	4.25	1.88	6.14

Допустимые потери при известных условиях охлаждения легко рассчитываются по каталожным данным. Также легко по каталожным данным рассчитываются потери прямого тока. Основная задача состоит в том, чтобы найти потери включения и выключения.

В инженерной практике для средних частот (1kHz) потери выключения считают приближенно. Однако для высоких частот (более 4kHz) их следует считать по строгим условиям с учетом каталожной зависимости заряда обратного восстановления Qrr от di/dt . Также на основе каталожных данных должны быть определены параметры экспоненциального закона возврата к нулю обратного тока тиристора (см. форму тока $iV3$ на Рис.3). Используя этот закон, можно рассчитать обратное напряжение на тиристоре ($uV3$ на Рис.3) в результате решения системы дифференциальных уравнений с учетом демпфирующих RC-цепей. По произведению $iV3\cdot uV3$ определяются мгновенные потери выключения.

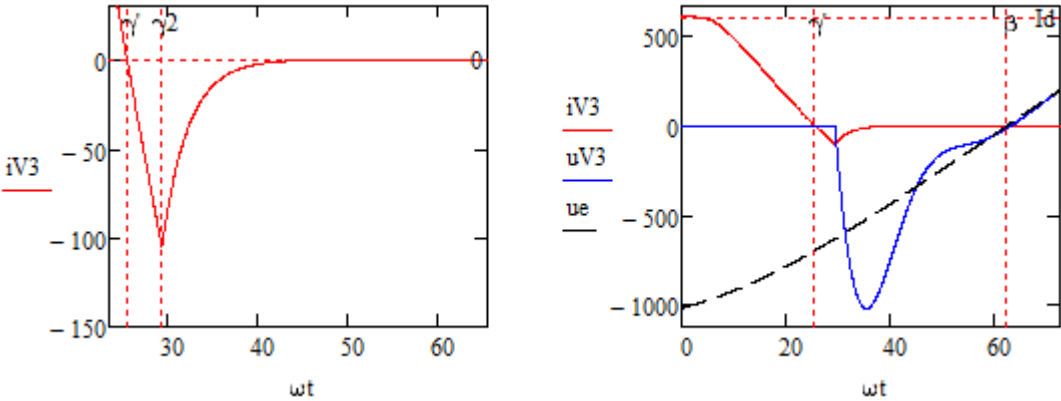


Рис. 3. Ток $iV3$ и напряжение $uV3$ тиристора V3, напряжение контура ue , на оси абсцисс эл. градусы, режим как на Рис.2

Из вышесказанного следует, что расчет потерь выключения не вызывает принципиальных затруднений. Если, например, воспользоваться широко известной системой моделирования Simulink [2], где задать параметры

детальной модели тиристора (Detall Thyristor), а также задать дополнительные условия и соответствующие внешние компоненты, то в принципе можно получить адекватный процесс выключения тиристора.

Однако главная трудность в описании процесса включения тиристора. Этот процесс не может быть описан с помощью компонентов и условий их связывающих, поэтому отсутствует во всех универсальных системах моделирования. В каталогах все нормы и стандарты, а также теория тиристоров [3], ориентированы на описание процесса включения тиристора на активную нагрузку. Но в инверторе тиристор включается на индуктивную нагрузку – в контуре коммутации нарастание тока ограничивается индуктивностью L_k (Рис.1). Такой процесс не изучен, т.к. теорией тиристоров занимаются их производители, которые не рассматривают различные схемы включения тиристоров и ограничиваются стандартом включения на активную нагрузку.

В случае активной нагрузки крутизна спада напряжения однозначно задает крутизну нарастания тока в тиристоре. Т.е. обе крутизны жестко связаны друг с другом, когда в конце включения ток тиристора номинальный I_{TAV} . Поэтому математически можно однозначно определить кривую мгновенных значений потерь – произведения тока на напряжение. Для случая индуктивной нагрузки крутизна спада напряжения и крутизна нарастания тока связаны через дифференциальное уравнение. Без его решения нельзя даже предположить где находится максимум кривой мгновенных значений потерь. Принципиальное различие указанных процессов не позволяет дать хотя бы приблизительную оценку потерь включения на индуктивную нагрузку. В инженерной практике отсутствуют какие-либо эмпирические формулы, графические зависимости или рекомендации по расчету потерь включения тиристора на индуктивную нагрузку.

В инженерной практике расчет потерь параллельного инвертора обычно начинают с потерь прямого тока. Далее приблизительно оценивают потери выключения (обычно больше концентрируют внимание на потерях в RC-цепях). Последняя доля – потери включения – остается неизвестной, «белым пятном» за пределами расчетов. В то же время мы видим в Табл.1, что это самая большая доля потерь при 10kHz. Чтобы избежать перегрева тиристоров, потери включения учитывают путем закладывания в тиристоры некоторого абстрактного запаса. Величину этого запаса приходится оценивать задним числом, косвенным способом – по факту, когда необходимость заставляет опытным путем снижать частоту или мощность инвертора, чтобы исключить нарушения работоспособности.

Наличие «белого пятна» не позволяет рассчитать оптимальные режимы и параметры инвертора. Поиск оптимальной индуктивности коммутации L_k выполняют экспериментально на объекте у заказчика, без гарантии точности. Кроме того, приходится задавать константу **Idmax** в режиме токоограничения по поиску худшего случая экспериментально. При этом упускается возможность автоматически корректировать уставку **Idmax**, поскольку кривая токоограничения (в зависимости от режимного изменения нагрузки) неизвестна, что приводит к недобору мощности (до 60%).

Опытные данные весьма расплывчаты, плохо поддаются систематизации, и не позволяют обратным пересчетом конкретизировать «белое пятно». Именно поэтому декларируемые производителем главные параметры, частота и мощность инвертора, часто не совпадают с фактическими параметрами у потребителя.

В диапазоне частот 0.5...2.4kHz параллельных инверторов в мире выпущено более 20 тысяч, а в диапазоне частот 8...10kHz – на 1-2 порядка меньше. Накопленный практический опыт недостаточен для обобщений и не может заменить математический расчет оптимальных режимов и предельной мощности инвертора на высокой частоте.

Несмотря на актуальность задачи, до сих пор задача определения потерь включения тиристоров в параллельном инверторе не решена. Соответственно, нет расчета предельной мощности и оптимальных параметров для высокой частоты, и нет базы для сравнения различных инверторов по удельным показателям. Сложность задачи не только в объеме математических трудностей, а прежде всего в обеспечении достоверности результатов. Достоверность должна достигаться путем надежного сопоставления расчетных и экспериментальных данных. Процессы включения очень быстрые, что приводит к погрешностям измерения, которые надо учитывать. Кроме того, параметры тиристоров имеют значительные разбросы, что вызывает необходимость статистических исследований. Для накопления достоверной информации должны применяться мощные средства для сбора экспериментальных данных. Такое средство появилось с 2010 года – это сайт Интернет-Диагностики ТПЧ. Сайт

открыт для публичного доступа без регистрации [4]. В данный момент в наблюдении находятся 35 штук ТПЧ, проанализировано свыше 2.5 тысяч осциллограмм.

Единственный способ определить потери включения тиристора на индуктивную нагрузку – это по возможности точно математически смоделировать процесс включения на основе дифференциальных уравнений, сопоставить расчетные осциллограммы с фактическими осциллограммами и подобрать параметры модели. Такая модель должна дать возможность найти оптимальные параметры инвертора и предельную мощность инвертора в зависимости от частоты. Учет всех факторов также позволит наиболее точно рассчитать потери в демпфирующих RC-цепях и правильно их проектировать.

3. Описание математической модели

Модель построена в приложении Mathcad 14, имеющем мощный набор стандартных функций для решения дифференциальных уравнений и средства визуализации. В модели рассчитываются мгновенные значения токов и напряжений в установившихся режимах параллельного инвертора. На основе мгновенных значений выполняется расчет полных потерь в тиристорах и RC-цепях и определяется предельная мощность инвертора.

Чтобы дать представление о работе модели и ее адекватности, ниже сформулированы основные требования, принципы построения и технология использования модели. Метод расчета формы напряжения на тиристорах при включении на индуктивную нагрузку рассмотрен отдельно в следующем разделе.

Ток на входе инвертора считается идеально сглаженным $i_d = I_d$. По условию установившихся режимов значения токов и напряжений в конце полупериода ($x=180^\circ$) уравниваются со значениями в начале ($x=0$) с учетом изменения знака. Уравнивание осуществляется автоматически путем повторения необходимого числа итераций с точностью до 5-ти значащих цифр.

Предоставляемое время выключения определяется по разнице двух углов $t_{q1}=(\beta-\gamma)/\omega$. Уравнивание предоставляемого и каталожного времени выключения $t_{q1}=t_q$ осуществляется ручным подбором исходных данных. Среда Маткад дает удобные возможности запуска повторений расчетов с новыми данными и наглядные средства визуализации результатов расчета в графическом и табличном виде. Один расчет установившегося режима при числе точек $n=5000$ на интервале расчета (180°) занимает время пользователя модели порядка 1 секунды вместе с проверкой результатов.

Первоначально число точек было взято точек $n=1000$ с равномерным шагом. Затем в ходе эксплуатации модели потребовалось уменьшить шаг расчета, чтобы точнее определять углы γ и γ_2 . Опытным путем установлено подходящее значение $n=5000$. Высокая точность расчетов оказалась необходимой, чтобы получить возможность надежно идентифицировать весьма пологие экстремумы при поиске оптимальных параметров инвертора (индуктивность коммутации L_k , эффективное напряжение U_e и другие).

Каталожные кривые, которые дают корректировку времени выключения t_q в зависимости от di/dt и du/dt , а также кривые, которые дают корректировку заряда восстановления Q_{rr} в зависимости от di/dt , введены в модель для нескольких типов тириستоров. Значения di/dt и du/dt рассчитываются в модели по простым формулам:

$$di/dt = \frac{\sqrt{2} U_e \sin \delta}{2 L_k} = 101 A/\mu s ,$$

$$du/dt = \frac{\omega \sqrt{2} U_e}{arm} = 36 V/\mu s ,$$

где arm – число последовательных тириستоров в плече. Здесь и далее, все численные значения даются для режима на Рис.2. По полученным значениям di/dt и du/dt в каталоге находится время выключения $t_q=10.24\mu s$. Предоставляемое время выключения на Рис.2 совпадает с каталожным $t_{q1}=t_q$.

Интеграл обратного тока iV_3 , т.е. заряд QV_3 , должен совпасть с каталожным зарядом восстановления Q_{rr} . Рассмотрим реализацию в модели этого требования $QV_3=Q_{rr}$.

Тиристоры V_3, V_4 в начальной точке $x=0$ остаются включенными, напряжение uV_3 уже установилось близким к нулю и остается без изменения до момента γ_2 (Рис.3), следовательно, до этого момента ток в параллельной RC-цепи отсутствует $ik_3=0$. На основании уравнений симметрии (2.1), имеем:

$$(3.1) \quad iV3 = \frac{\mathbf{Id} - ie}{2},$$

далее, в момент γ_2 , происходит переключение на экспоненту (Рис.3):

$$iV3 = iV3(\gamma_2) \cdot e^{\frac{-t}{\tau f}}$$

Постоянная времени экспоненты τf определяется на основе каталожных данных следующим образом:

$$\tau f = \frac{trr - I_{rrM}/50}{2} = 0.8\mu s$$

Точное совпадение $QV3=Q_{rr}$ обеспечивается в модели автоматически без всяких итераций непосредственно при однократном решении дифференциальных уравнений. Для этого, первая часть заряда, до момента γ_2 , находится как мгновенное значение $qV3$ путем интегрирования обратного тока $iV3$ согласно (3.1), а вторая часть заряда $Q\gamma_2$ находится как площадь экспоненты после момента γ_2 . Величину $Q\gamma_2$ можно прогнозировать, т.к. математически легко вывести, что площадь экспоненты вычисляется по простой формуле: $Q\gamma_2 = -iV3(\gamma_2) \cdot \tau f$. Сумма обеих частей заряда определяется как функция прогноза:

$$(3.2) \quad Q_{rrf}(qV3, iV3) = qV3 + (-iV3) \cdot \tau f$$

В момент γ_2 , когда прогнозируемая сумма обеих частей заряда станет равной заданию, каталожному заряду Q_{rr} , в модели осуществляется переключение на экспоненту.

В режиме на Рис.2 можно проверить уравнивание зарядов $qV3+Q\gamma_2=Q_{rr}$. Имеем $di/dt=101A/\mu s$, по каталожным кривым определяем $Q_{rr}=140\mu C$, по Рис.3 находим амплитуду обратного тока $I_{peak}=105A$ и вычисляем вторую часть заряда $Q\gamma_2=I_{peak} \cdot \tau f=84\mu C$. Поскольку в данном случае до момента γ_2 ток $iV3$ изменяется практически линейно, интеграл можно заменить площадью треугольника $qV3(\gamma_2)=0.5 \cdot I_{peak} \cdot (\gamma_2 - \gamma)/\omega = 56\mu C$. Полученная сумма $qV3+Q\gamma_2=56+84=140\mu C$ совпадает с Q_{rr} .

Выше описаны необходимые предпосылки, и теперь можно представить модель в математическом виде как систему дифференциальных уравнений (ДУ):

$$(3.3) \quad ue' = \frac{1}{\omega Ce} \left(ie - iL - \frac{ue}{Re} \right)$$

$$(3.4) \quad iL' = \frac{ue}{\omega Le}$$

$$(3.5) \quad ie' = \frac{Rk \cdot ik3 + uk3 - uV1(x, ie, uk1) - ue}{\omega Lk}$$

$$(3.6) \quad uk1' = \frac{uV1(x, ie, uk1) - uk1}{\omega Rk Ck}$$

$$(3.7) \quad uk3' = \frac{ik3(ie, qV3, iV3)}{\omega Ck}$$

$$(3.8) \quad qV3' = \begin{cases} 0, & iV3 > 0 \\ -iV3/\omega, & iV3 < 0 \end{cases}$$

$$(3.9) \quad iV3' = \begin{cases} \frac{1}{dx} \left(\frac{\mathbf{Id} - ie}{2} - iV3 \right), & (3.9a) \quad Q_{rrf}(qV3, iV3) < Q_{rr} \\ -\frac{iV3}{\omega \tau f}, & (3.9b) \quad Q_{rrf}(qV3, iV3) > Q_{rr} \end{cases}$$

Переменные в левой части ДУ являются производными не по времени t , а по углу $x=\omega t$, чтобы придать более универсальный вид. Поэтому в правой части ДУ появляется делитель $\omega=2\pi f$, где f - рабочая частота.

В систему ДУ входят всего три функции: $uV1()$, $Q_{rrf}()$, $ik3()$. Первая функция $uV1()$ определена в следующем разделе 4, вторая функция $Q_{rrf}()$ рассмотрена выше (3.2), третья функция определяется следующим образом:

$$ik3(ie, qV3, iV3) = \begin{cases} 0, & Q_{rrf}(qV3, iV3) < Q_{rr} \\ \frac{\mathbf{Id} - ie}{2} - iV3, & Q_{rrf}(qV3, iV3) > Q_{rr} \end{cases}$$

Чтобы задействовать описание тока $iV3$ до момента γ_2 – равенство (3.1), необходимо это равенство ввести в систему ДУ. Как обычное алгебраическое (не ДУ) равенство ввести в систему ДУ? Для этого используется

специальный прием – строится ДУ (3.9а) как дифференциальный эквивалент алгебраического равенства (3.1). В ДУ (3.9а) величина dx – это один шаг интегрирования или любой маленький интервал (например, удвоенный или утроенный шаг интегрирования, это не важно), в течение которого величины мало меняются.

Чтобы придать системе ДУ законченный вид, осталось определить одну функцию $uVI()$, которая рассматривается в следующем разделе.

4. Форма напряжения на тиристоре в процессе включения

Ниже предлагается метод получения кривой напряжения на тиристоре при его включении на индуктивную нагрузку. Метод основывается на предложенной функции анодной проводимости тиристора. Принимается допущение, что характер анодной проводимости для активной и индуктивной нагрузки одинаковый, допускается различие только в численных значениях параметров математической функции. Ставится задача вывести функцию анодной проводимости для активной нагрузки, затем подобрать численные значения ее параметров для индуктивной нагрузки и для конкретного типа тиристоров. Метод подбора параметров – экспериментальный, путем сравнения с реальными осциллограммами.

Рассмотрим закон изменения во времени соотношения $Ka = uVI/Ua$ при включении тиристора на активную нагрузку Ra от источника постоянного напряжения Ua (Рис.4а). Напряжение uVI спадает по сложному закону, для описания кривой спада в [3] рассматриваются три интервала: задержка tgd , быстрый спад $front$ и время установления. На последнем интервале спад напряжения аппроксимируется экспонентой с некоторой постоянной времени τV . Первый параметр tgd указывается в каталогах. Второй $front$ и третий τV параметры в каталогах не нормируются, однако в [3] приводятся для отдельных случаев экспериментальные данные для активной нагрузки.

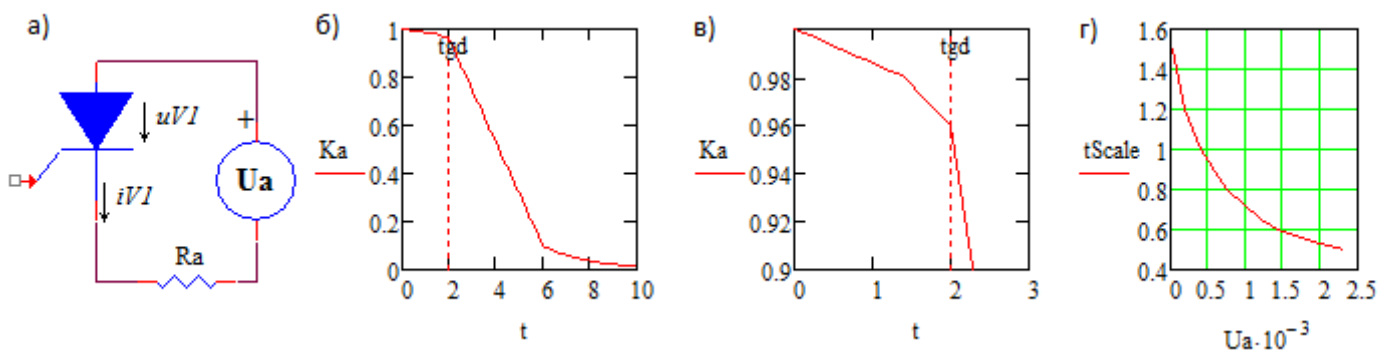


Рис. 4. Контур включения тиристора, соотношение $Ka = uVI/Ua$, коэффициент $tScale$ для масштабирования параметров tgd , $front$, τV

В нулевой момент соотношение $Ka = uVI/Ua$ равно 1, далее уменьшается по временному закону, пример которого показан на Рис.4б,в. Функция $Ka(t)$ зависит от параметров tgd , $front$, τV . Кроме того, согласно теории [3], все три указанных параметра одинаково уменьшаются (масштабируются) с ростом напряжения Ua с одним и тем же коэффициентом $tScale$. Масштабирующая кривая $tScale(Ua)$, данная в [3], введена в модель (Рис.4г). Функция $Ka(t)$ согласно [3] имеет два излома: первый в точке $Ka(tgd) = 0.9$, второй в точке $Ka(tgd + front) = 0.1$. Однако для лучшего совпадения с экспериментальными данными потребовалось в модели первый излом разбить на два отдельных излома в точках $Ka(0.7 \cdot tgd) = 0.98$, $Ka(tgd) = 0.96$, см. Рис.4в.

Кривая $Ka(t)$ на Рис.4б,в получена для наиболее оптимальных тиристоров ТБЧ153-800-10-А2-В4, известных на данный момент, а также может использоваться для близких тиристоров, например, ТФ153S-800-10-793, если последние отобраны по заряду согласно норме для ТБЧ153-800-10-А2-В4 ($Qrr = 100 \mu C$). При построении кривой $Ka(t)$ на Рис.4б,в задан параметр $tgd = 2 \mu s$ из каталога, остальные параметры $front = 4 \mu s$, $\tau V = 2 \mu s$ взяты из экспериментов, рассмотренных ниже.

Если считать функцию $Ka(t)$ известной, то известно напряжение на тиристоре $uVI = Ka(t)Ua$, значит можно определить ток тиристора iVI по закону Ома, и далее вывести формулу анодной проводимости $Ga(t)$ как отношение тока к напряжению:

$$iVI = \frac{Ua - Ka Ua}{Ra},$$

$$Ga = \frac{iVI}{Ua Ka} = \frac{1 - Ka}{Ra Ka},$$

с учетом всех параметров:

$$(4.1) \quad Ga(t, tgd, front, \tau V, Ra) = \frac{1 - Ka(t, tgd, front, \tau V)}{Ra Ka(t, tgd, front, \tau V)}$$

Параметр R_a зависит от допустимого тока тиристоров I_{TAV} . Параметр R_a , также как параметры $front$, τV , находится экспериментально. Для рассматриваемых тиристоров экспериментально получено значение $R_a=0.5\Omega$. Для примера на Рис.2, где два последовательных тиристора в плече, значение удвоенное $R_a=1.0\Omega$.

На основании функции анодной проводимости $G_a()$ легко вывести искомую функцию $iVI()$, входящую в систему ДУ. Ток тиристора определяется как произведение $iVI = uVI G_a$, следовательно:

$$i1 = uV1 G_a + \frac{uV1 - uk1}{R_k} = \frac{Id + ie}{2},$$

откуда выводится искомая функция:

$$(4.2) \quad uV1(x, ie, uk1) = \frac{uk1 + 0.5 (Id + ie) R_k}{1 + R_k G_a(x/\omega, tgd, front, \tau V, R_a)}$$

Теперь для полученной функции анодной проводимости (4.1) рассмотрим определение численных значений параметров $front$, τV , R_a . В качестве экспериментальной базы используется публичная база данных Интернет-Диагностики ТПЧ [4], куда приходят аварийные послышки (дампы памяти контроллера, или прижившийся термин – Осциллограммы, пишется с заглавной буквы). Приходящая Осциллограмма добавляет одну строку в сводной таблице базы данных и сразу доступна для графического просмотра средствами приложения MATHCAD. После просмотра все Осциллограммы комментируются по правилам составления Диагноза [5]. Диагноз специалиста сразу доступен эксплуатационникам ТПЧ для выполнения ремонтных работ, чем достигается главная цель Интернет-Диагностики – «эффект быстрого реагирования» и надежность эксплуатации ТПЧ. Интернет-Диагностика ТПЧ поддерживается контроллером C5 пятого поколения, который выпускается компанией ALJUEL (www.aljuel.eu) и используется различными производителями источников индукционного нагрева. На сайте компании ALJUEL, на странице Документация – Diagnostics даны ссылки на подробные руководящие материалы.

В HELP-е базы данных дается ссылка на Excel-файл, где приведена статистика использования Интернет-Диагностики ТПЧ. На момент 7.03.2013 в базу данных пришло свыше 2.5 тысяч Осциллограмм, сохранено 1217, остальные удалены после просмотра, как малоинформативные. В наблюдении находятся 21 шт. ТПЧ на частоте 1kHz, 9 шт. – 2.4kHz, 1 шт. – 4kHz, 4 шт. – 8...10kHz. Из последних выбран объект, эксплуатирующийся на максимальной мощности: Источник ТПЧ-800М-0,5/350-10,0-4УХЛ4, выпуск 2008г, производитель "ЭСТЕЛЬ", тиристоры инвертора TFI153S-800-12-793, место эксплуатации ЗАО «Омутнинский металлургический завод», прокат круглых и других стальных профилей, серийный номер контроллера SerNum=53.

При изготовлении данного ТПЧ тиристоры были специально отобраны по заряду восстановления $Q_{rr}=70...100\mu C$ для улучшения характеристик. Это значение совпадает с нормой аналогичных тиристоров ТБЧ153-800-10-A2-B4, поэтому искомые параметры должны годиться для обоих типов тиристоров.

Выборка Осциллограмм с заданным серийным номером SerNum=53 выполняется по кнопке внизу таблицы, которая подсвечивается надписью **Find records**. От начала эксплуатации к моменту учета 7.03.2013 под номером SerNum=53 в базе данных сохранено 236 Осциллограмм. Отличительные особенности «табличных» данных (в столбцах таблицы $P[kW]$, $f[kHz]$ и т.д.) и «графических» данных ($P_$, $f_$ и т.д. - в столбце Comment) указано в HELP-е.

По столбцу $P[kW]$ в базе данных можно увидеть, что под номером SerNum=53 режимы в диапазоне мощностей 270...285kW встретились 24 раза, частота порядка 8.2...9.0kHz. Режимы с мощностью порядка 250kW встречаются значительно чаще, частота этих режимов порядка 8.3kHz.

Для задачи подбора параметров тиристоров, взяты две Осциллограммы, первая SaveNum=242, вторая SaveNum=255. В столбце Comment указаны параметры: мощности почти одинаковые $P_ = 243; 248kW$, частоты близкие $f_ = 8260; 8269Hz$, большое различие по напряжению контура $U_{eff}=784; 566V$. Это различие указывает, что во второй Осциллограмме действует режим токоограничения вследствие большой загрузки индуктора. Мощность, приведенная к напряжению 750V, отличается почти вдвое $P2=222; 394kW$. Осциллограммы отличаются также по угловым параметрам β , γ , δ , что дает возможность покрыть широкий диапазон по условиям включения тиристоров и обуславливает надежность определения их параметров.

Метод поиска параметров тиристоров заключается в том, что кривая противоэдс $ed(t)$ фактической Осциллограммы накладывается на модельную кривую с тем же установленным режимом (Рис.5). Контроль совпадения кривых выполняется только на интервале коммутации.

Идея нахождения искомых параметров $front$, τV , R_a по минимизации среднеквадратичного отклонения кривых (на интервале коммутации) не подтвердила свою эффективность. Дело в том, что кроме влияния искомых параметров в реальной Осциллограмме существует влияние многих других факторов, например, погрешности датчиков, несимметрия соседних полупериодов, нестабильность отдельных полупериодов и т.п. Все эти факторы выявляются постепенно в ходе подгонки кривых. Поэтому более эффективным оказался «ручной» подбор искомых параметров визуально, когда под визуальным контролем находилось зафиксированное множество отдельных полупериодов с картинками кривых, и на каждом шаге подбора рассматривались все картинки одновременно.

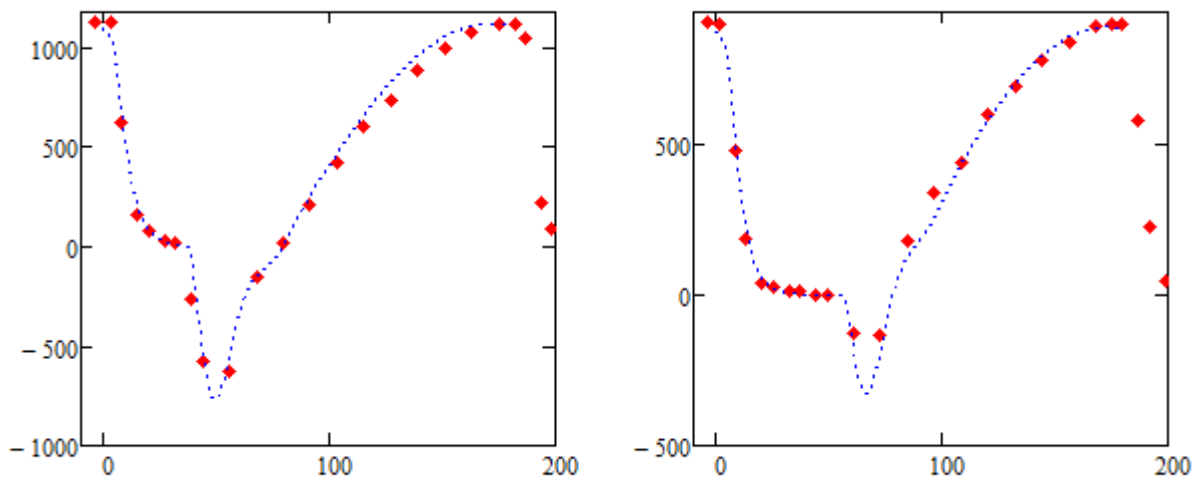


Рис. 5. Модельные и реальные (по точкам) кривые напряжения противоэдс e_d в двух режимах $\text{SaveNum}=242;255$

Из обеих Осциллограмм $\text{SaveNum}=242;255$ взято по 8 первых полупериодов (интервал 1мс), всего 16 визуальных картинок, две из них показаны на Рис.5. Минимальное отклонение кривых (на интервале коммутации) во всех 16 картинках получилось при оптимальных значениях, уже указанных выше: $\text{front}=4\mu\text{s}$, $\tau_V=2\mu\text{s}$, $R_a=1.0\Omega$.

5. Баланс мощностей потерь

Предельный режим считается по балансу мощностей, когда мощность потерь в тиристорах уравнивается с предельно допустимыми потерями по условиям охлаждения, которые рассматриваются ниже.

Все числовые данные относятся к оптимальному типу тиристоров ТБЧ153-800-10-А2-В4 в примере на Рис.2. Допустимая мощность потерь тиристора нормируется в каталоге по режиму: 180° полу-синус, 50 Гц, температура корпуса $T_c = 83^\circ\text{C}$. Потери в этом режиме можно вычислить по приближенной формуле, если считать, что основную долю потерь составляют потери прямого тока и не учитывать синусоидальную форму тока:

$$P_{TAV} = (I_{TAV} \cdot 0.001 r_T + U_{T(T_0)}) I_{TAV} = 1520W,$$

где средний допустимый ток $I_{TAV} = 800A$, динамическое сопротивление $r_T = 0.5 m\Omega$, пороговое напряжение $U_{T(T_0)} = 1.5V$. Из-за принятых допущений формула дает запас, т.е. значение P_{TAV} – это заниженное значение допустимых потерь. Если от тиристора отводится мощность P_{TAV} , то можно рассчитать температуру полупроводниковой структуры:

$$T_j = T_c + R_{thjc} P_{TAV} = 115^\circ\text{C},$$

где по каталогу тепловое сопротивление p-n переход-корпус $R_{thjc} = 0.021^\circ\text{C/W}$. Допустимая температура структуры по каталогу $T_{jmax} = 125^\circ\text{C}$, следовательно, имеем запас 10°C , который останется одинаковым для всех предельных режимов. Допустимые потери во всех тиристорах моста:

$$P_{brid} = 4 \text{ arm } P_{TAV} = 12160W,$$

где $\text{arm}=2$ – число тиристоров в плече.

Режим на Рис.2 предельный, т.к. установлен баланс мощностей, когда суммарные потери в тиристорах уравниваются с допустимыми потерями по условиям охлаждения:

$$P_\Sigma = P_{brid} = 12.2kW$$

Полные потери в тиристорах складываются из потерь прямого тока, потерь включения и потерь выключения:

$$P_\Sigma = P_{Id} + P_{V12} + P_{V34} = 2 \text{ arm } (Id \cdot 0.001 r_T + U_{T(T_0)}) Id + 2 \int_0^\pi u_{V1} i_{V1} dx + 2 \int_0^\pi u_{V3} i_{V3} dx$$

Потери прямого тока P_{Id} вычисляются через Id , т.к. сумма токов двух плеч $i_l + i_3$ всегда равна константе Id . В потерях включения P_{V12} отсутствует та составляющая, которая учтена в потерях прямого тока P_{Id} , т.к. функция $i_{V1}()$ спадает к нулю. Спад $i_{V1}()$ к нулю обусловлен функцией анодной проводимости $Ga()$, которая также спадает к нулю (см. раздел 4). Мгновенные значения потерь включения p_{V12} и выключения p_{V34} , а также осциллограммы токов и напряжений тиристоров, показаны на Рис.6, средние значения потерь приведены в Табл.1.

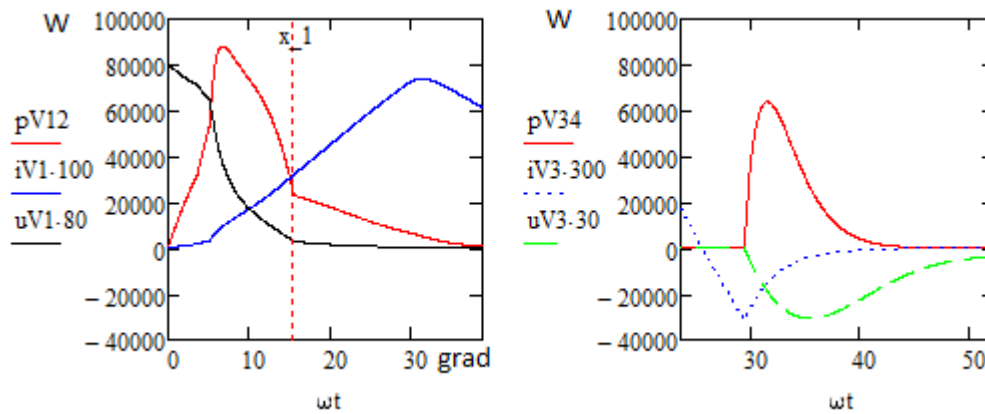


Рис. 6. Мгновенные значения токов, напряжений и потерь включения $pV12$, выключения $pV34$ в режиме на Рис.2

6. Предельная мощность инвертора

6.1. Объект исследования

Предельная мощность инвертора зависит не только от частоты, типа тиристоров и их количества в мосту, но также от заданных номинальных напряжений на входе и выходе ТПЧ, от заданного диапазона изменения активной составляющей контура (R_e), от требования эффективности всего комплекса и т.п. Поэтому существует несколько предельных мощностей в рамках того или иного ограничения. Если отключить все требования, кроме одного – мощность P_e должна быть максимально возможной, то можно найти абсолютную предельную мощность и абсолютный показатель $kW/switch$ для данной частоты и типа тиристоров. Однако ограничения возможны. Эти вопросы требуют подробного рассмотрения.

Объектом исследования на частоте 10kHz взят инвертор с теми же тиристорами и отдельными параметрами, как на Рис.2: $C_e=150\mu F$, $C_k=0.175\mu F$, $R_k=6\Omega$, а параметры L_k , R_e , L_e варьируемые. Индуктивность контура L_e будет так подстраиваться, чтобы частота во всех режимах была одинаковой $f=10kHz$, одновременно сопротивление контура будет подстраиваться под рассматриваемую мощность P_e :

$$R_e = \frac{U_e^2}{P_e}$$

В сопротивлении контура R_e выделим две параллельные составляющие:

$$\frac{1}{R_e} = \frac{1}{R_h} + \frac{1}{R_w}$$

где R_h – сопротивление нагрева заготовки, R_w – сопротивление потерь контура. Мощность нагрева заготовки:

$$P_h = P_e - \frac{U_e^2}{R_w}$$

Поскольку емкость контура C_e зафиксирована однозначно во всех режимах, то сопротивление потерь контура R_w также фиксируется однозначно. Используется значение $R_w=3.225\Omega$, которое рассчитано по замерам в реальном режиме пустого индуктора (потери 127kW, $U_e=640V$, $f=8.3kHz$, $C_e=220\mu F$, добротность контура $Q_e=36$) на объекте, указанном в разделе 4 (ЗАО «Омутнинский металлургический завод»).

Относительное активное сопротивление контура по отношению к номинальному значению обозначается коэффициентом $KR=R_e/R_n$. Если $KR < 1$, то наступит режим токоограничения $I_d=I_{dmax}$. При этом напряжение уменьшится, увеличится соотношение тока к напряжению I_d/U_e , увеличится угол коммутации γ . Система управления должна увеличить угол управления β , чтобы по-прежнему обеспечить предоставляемое время выключения $t_{q1}=t_q$. Однако существует предел $KR=KR_{min}$, при котором угол управления доходит до предела $\beta=\beta_{max}$. Предел β_{max} соответствует подаче импульса управления в момент амплитуды напряжения контура u_e . Форма кривой $u_e(t)$ несимметрична, поэтому угол β_{max} не равен 90° , а существенно меньше – порядка $65...70^\circ$. Увеличение угла выше предела $\beta > \beta_{max}$ приведет не к увеличению предоставляемого времени t_{q1} , а наоборот к его уменьшению, и произойдет срыв коммутаций, который невозможно предотвратить с помощью системы управления. При этом не важны значения тока и напряжения, т.к. главным образом их отношение I_d/U_e

определяет срыв коммутаций. Если $KR < KR_{min}$, то коммутации в инверторе невозможны. Ограничение с другой стороны KR_{max} не имеет значения, т.к. для инвертора не критично увеличение Re . Обычно при пустом индукторе $KR_{max} = 2 \dots 8$.

Коэффициент KR_{min} определяет запас коммутационной устойчивости и называется пределом перегрузки. Для инверторов универсального назначения в режиме токоограничения должно обеспечиваться требование двукратной перегрузки: $KR_{min}=0.5$. Это требование объясняется тем, что в большинстве случаев режимы токоограничения с низким значением Re кратковременные, а при высоком значении Re длительные. Поэтому номинальный режим согласовывается на высокое значение Re (точка $KR=1$), где нормируется номинальная мощность. Но в режиме токоограничения с низким значением Re (точка $KR=0.5$) мощность не нормируется, главное требование – отсутствие срыва коммутаций инвертора.

6.2. Методика поиска предельной мощности

В любом предельном режиме должны быть выполнены два условия:

- устанавливаются предельно допустимые потери в тиристорах $P_{\Sigma} = P_{brid} = 12.2kW$, одинаковые во всех режимах для условного моста;
- устанавливается предоставляемое время выключения равным каталожному $tq1=tq$ (с учетом di/dt , du/dt).

В одном опыте задаются исходные данные U_e , I_d , L_k , β . Выходные данные P_{Σ} и $tq1$ сравниваются с заданными значениями P_{brid} и tq . Одна пара значений U_e , I_d фиксируется, а вторая пара L_k , β подбирается так, чтобы были выполнены два указанных выше условия $P_{\Sigma} = P_{brid} = 12.2kW$ и $tq1=tq$.

Для подбора одного предельного режима требуется 5...15 опытов, для простоты считаем – 10 опытов, что занимает время пользователя модели порядка 10 секунд. Можно задавать различные пары значений U_e , I_d , для каждой из них подбирать предельный режим (10 опытов на один режим), в результате будет получен ряд предельных режимов. Хотя все режимы предельные (в том смысле, что выполнены два вышеуказанных условия), мощности Re и другие параметры будут различаться. Из ряда предельных режимов можно выбрать один абсолютный предельный режим, где мощность Re максимальна.

Существует только одна пара значений $U_e=1140V$, $I_d=710A$, которой соответствует абсолютный предельный режим $Re=410kW$ при частоте 10кГц – режим 2 в Табл.2. При поиске этого режима отключены какие-либо требования, т.е. выбор пары U_e , I_d свободен. Допустим, потребовалось сделать 10 шагов по U_e , и на каждом шаге – 5 шагов по I_d , где в свою очередь, на каждом шаге – 10 опытов для подбора пары L_k , β , тогда в сумме потребовалось 500 опытов. (Трудно обойтись меньшим числом, поскольку экстремум Re очень пологий для любого изменяемого параметра.)

Табл. 2. Режимы предельной мощности при частоте 10kHz

Ре- жим	Крите- рий поиска	Группировка тиристоров в плече	Ограничения при поиске	kW switch	Lk, H	KRmin	Номинальный режим KR=1					
							Pe, kW	η , %	Ue, V	Id, A	Ed, V	Ph, kW
1	Pe=max	2 послед-но	Ue,Ed станд.	36	3.37	0.503	286	93.86	800	607	500	88
2	Pe=max	2 послед-но	Нет огранич.	51	7.80	0.776	410	94.24	1140	710	611	7(309)
3	Ph=max	2 послед-но	Нет огранич.	32	3.50	0.908	254	94.15	570	858	313	153
4	Pe=max	2 паралл-но	Нет огранич.	51	1.95	0.776	410	94.24	570	1420	305	309
5	Pe=max	2 послед-но	Ue,Ed станд. KRmin=0.5	36	3.36	0.500	284	93.84	800	604	500	86

Во всех предельных режимах мощность потерь в тиристорах одинаковая $P_{\Sigma} = P_{brid} = 12.2kW$, поэтому КПД самих тиристоров очевиден, его не требуется показывать в Табл.2, там приведены более информативные значения КПД инвертора с учетом потерь в RC-цепях.

Режим 1 в Табл.2 относится к Рис.2. При его поиске ставился тот же критерий – из всех предельных режимов выбрать один, где мощность Re максимальна. Однако выбор пары U_e , I_d не свободен, есть ограничения $U_e=800V$,

$E_d=500V$. При поиске задается ряд значений I_d , находится ряд предельных режимов (10 опытов на один режим) и отбирается режим, где $E_d=500V$.

Очевидно, поиск оптимальных параметров реально осуществить только расчетным путем. Обычный калориметрический способ измерения потерь установившегося режима занимает много времени и электроэнергии на каждый опыт, поэтому не годится для поиска экстремума.

Поиск оптимального режима расчетным путем осуществляется во всей области предельных режимов, в результате возникает полное представление о свойствах объекта, включающего инвертор и индуктор. Исключается слепой выбор номинальной точки, и в результате обеспечивается значительное повышение мощности.

Например, в инверторе, спроектированном без поиска оптимума для упомянутого выше объекта в г. Омутнинск, выходная мощность примерно на 40% ниже максимально возможной. Фактически, при частоте порядка 8.3kHz, получена выходная мощность P_e порядка 280/220kW при повышенном/пониженном напряжении контура (меньший/большой диаметр заготовок). Пониженное напряжение соответствует режиму токоограничения. С поиском оптимума получены значения мощности 401/277kW на частоте 8kHz, или 285/227kW на частоте 10kHz. Этот режимы подробнее будет обсуждаться в разделе 6.4 (Табл.4, строки 8kHz и 10kHz).

6.3. Учет потерь в индукторе и согласование инвертора с контуром

Режим 2 в Табл.2 является самым выгодным по выходной мощности инвертора $P_e=410kW$, и в то же время самым невыгодным по мощности нагрева заготовки $P_h=7kW$. Потери в контуре пропорциональны квадрату напряжения U_e , поэтому при таком высоком напряжении $U_e=1140V$ потери весьма велики $P_e - P_h = U_e^2/R_w = 403kW$. Следовательно, инвертор с контуром не согласован, т.к. может работать только на пустой индуктор.

Для согласования с контуром можно поставить понижающий трансформатор. Если в режиме 2 взять коэффициент трансформации 2:1, то мощность потерь контура уменьшится в 4 раза, от 403 kW к 101kW, мощность в заготовке P_h увеличится от 7kW к 309kW (см. значение в скобках в столбце P_h). КПД индуктора станет вполне приемлемый – 75%.

Возникает вопрос: если согласующий трансформатор отсутствует, то какой должен быть оптимальный режим инвертора с предельной мощностью в заготовке P_h ?

Такой поиск осуществлен в режиме 3, для чего потребовалось, как и в режиме 2, порядка 500 опытов. Полученная предельная мощность $P_h=153kW$ в 2 раза ниже, чем в согласованном режиме 2. Однако в режиме 3 есть резерв по классу тиристоров, который можно использовать – поднять напряжение для нагрева заготовок малого диаметра. В режиме 2 такой возможности нет. Но эта возможность появится, если использовать автотрансформатор с отводами. Тогда можно будет и в режиме 2 поднять напряжения в контуре для нагрева заготовок малого диаметра. Таким образом, автотрансформатор позволяет получить двукратный выигрыш в режиме 2 относительно режима 3.

Однако при отсутствии согласующего трансформатора режим 3 дает двукратный выигрыш в мощности P_h по сравнению с режимом 1 (см. Табл.2). Следовательно, режим 1 не имеет смысла, если он не согласован. Согласование в режиме 1 должно быть либо путем использования трансформатора, либо путем проектирования подходящего индуктора. Тогда согласованный режим 1 по сравнению с режимом 3 дает преимущество 13%: мощность P_e на 32kW больше. Следовательно, единственное преимущество режима 3 – отсутствие согласующего трансформатора.

Однако без понижающего трансформатора можно обойтись другим способом – сделать согласование с контуром путем перегруппировки тиристоров в мосту.

В режиме 4 вместо двух последовательных поставлены два параллельных тиристора в плече. По сравнению с режимом 2 напряжение U_e уменьшится в 2 раза, а ток I_d вырастет в 2 раза, индуктивность коммутации уменьшится в 4 раза. Условия работы тиристора одинаковые в обоих режимах 2 и 4, также одинаковые потери в тиристорах, выходная мощность P_e и все угловые параметры β , γ , δ . Мощность потерь контура и мощность в заготовке P_h в режиме 4 такие же, как в согласованном режиме 2.

В режимах 2 и 4 напряжения на входе и выходе инвертора не соответствуют стандартному ряду напряжений. Однако это не проблема для инвертора большой мощности. Когда в мосту используются более 8 тиристоров, их

можно оптимально сгруппировать последовательно или параллельно, и одновременно выбрать подходящий сетевой питающий трансформатор.

Предельная экономичность использования тиристоров 51kW/switch получена в режимах 2 и 4 (см. Табл.2). Будем считать, что критерием является выходная мощность инвертора P_e , т.е. нагрузка согласована. Тогда превысить экономичность выше 51kW/switch невозможно (с данным типом тиристора). Возможны только снижения показателя kW/switch ниже 51, если учитываются дополнительные условия. Таким дополнительным условием может быть заданный предел перегрузки. Согласно Табл.2 в режимах 2 и 4 получается относительно небольшой предел перегрузки $KR_{min}=0.776$. Следовательно, режимы 2 и 4 могут применяться для относительно стабильной нагрузки.

В режиме 5 рассмотрен инвертор универсального назначения, где заданы требования по стандартным напряжениям $U_e=800V$, $E_d=500V$ и по пределу перегрузки $KR_{min}=0.5$. При этих ограничениях получена экономичность 36kW/switch (см. Табл.2), которая ниже предельного значения 51kW/switch. Считается, что нагрузка должна быть согласована, тогда критерием является выходная мощность P_e .

В режиме 5 получились почти такие же параметры как в режиме 1. Отличие в одном требовании – при поиске предельной мощности в режиме 1 предел перегрузки KR_{min} никак не учитывается, допускается любое значение. Приблизительное совпадение параметров в режимах 1 и 5 – это особенность частоты 10kHz. При частотах 9 kHz и ниже дополнительное требование приводит к существенному расхождению параметров.

6.4. Предельная мощность в зависимости от частоты

Предельные мощности и оптимальные параметры рассчитываются для 8 точек частоты без изменения типа тиристоров и параметров RC-цепей. В Табл.3 представлены режимы предельной мощности со стандартными напряжениями $U_e=800V$, $E_d=500V$ для инверторов с относительно стабильной нагрузкой, где предел перегрузки не задается (KR_{min} любое значение).

Табл. 3. Предельные режимы инвертора при требованиях: $U_e=800V$, $E_d=500V$, KR_{min} – любое значение

f, kHz	kW switch	Lk, μH	Номинальный режим KR=1						Режим токоограничения KR=KRmin						
			Pe, kW	η, %	Qe	Id, A	δ, эл.гр.	tq1 μs	KRmin	Id, A	Ue, V	Ed, V	δ, эл.гр.	tq1 μs	Pe, kW
1	84	29.4	671	98.14	5	1369	25	69.9	0.813	1376	559	303	25	69.5	404
2.5	81	12.2	648	97.98	7	1323	25	27.9	0.804	1348	549	291	25	28.1	380
4	77	8	613	97.77	9	1254	25	17.5	0.793	1302	546	287	25	17.4	360
6	69	5.91	553	97.38	10	1134	25	11.6	0.797	1212	566	297	25	11.6	347
7	65	5.38	518	97.12	12	1066	25	9.9	0.794	1160	575	302	25	9.9	336
8	59	4.83	473	96.73	13	976	27	9.3	0.733	1108	565	302	24	8.2	322
9	49	4.03	392	95.81	15	817	32	9.8	0.637	1018	537	285	28	8.7	277
10	36	3.37	286	93.86	20	607	37	10.2	0.503	902	506	268	33	9.1	227

Табл. 4. Предельные режимы инвертора при требованиях: $U_e=800V$, $E_d=500V$, $KR_{min}=0.5$

f, kHz	kW switch	Lk, μH	Номинальный режим KR=1						Режим токоограничения KR=KRmin						
			Pe, kW	η, %	Qe	Id, A	δ, эл.гр.	tq1 μs	KRmin	Id, A	Ue, V	Ed, V	δ, эл.гр.	tq1 μs	Pe, kW
1	84	15.5	669	98.11	5	1364	36	100.4	0.5	1379	390	241	25	69.5	320
2.5	79	7	631	97.87	7	1288	36	39.5	0.5	1349	390	231	25	27.8	300
4	72	5	573	97.53	9	1175	35	24.4	0.5	1299	400	230	25	17.4	286
6	60	4.01	482	96.85	12	994	35	16.2	0.5	1202	432	244	25	11.6	281
7	55	3.82	438	96.42	14	907	35	13.8	0.5	1148	449	251	25	9.9	276
8	50	3.76	401	95.97	15	834	34	11.9	0.5	1098	470	264	23	8.1	277
9	43	3.53	342	95.09	18	719	36	11	0.5	1006	487	266	28	8.7	254
10	36	3.36	285	93.86	20	604	37	10.3	0.5	901	505	267	33	9.1	227

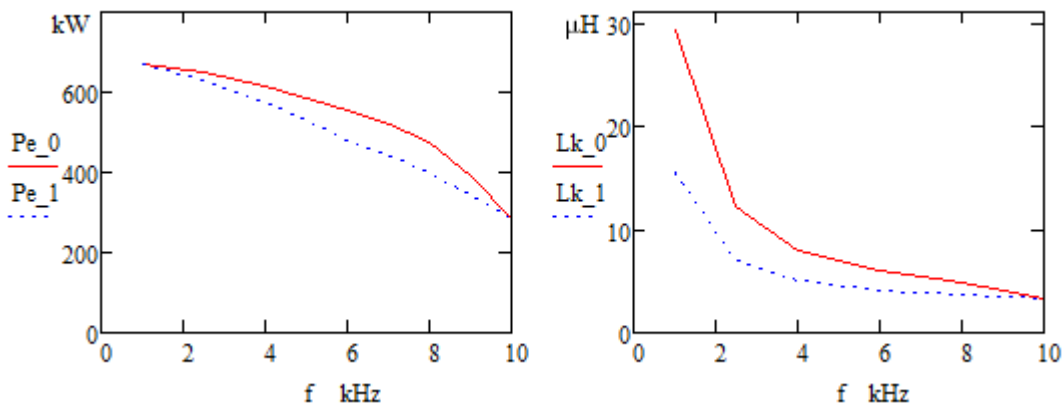


Рис. 7. Предельные мощности и оптимальные индуктивности коммутации в зависимости от частоты инвертора при следующих данных: номинальные напряжения $U_e=800V$, $E_d=500V$; тиристоры: 2 последовательно ТБЧ153-800-12-A2-B4 (аналог TFI153S-800-12-793); верхние кривые Pe_0 , Lk_0 для инвертора с относительно стабильной нагрузкой, нижние кривые Pe_1 , Lk_1 для инвертора универсального назначения с требованием предела перегрузки $KR_{min}=0.5$

Для каждой из частот подбираются такие значения емкости C_e и индуктивности L_e контура, чтобы получить известное из практики типовое значение добротности контура для данной частоты. Фактор добротности не принципиален, т.к. в данном случае имеет незначительное влияние на форму кривой напряжения u_e . Однако для определенности, значения добротности, при которых выполнены расчеты, приведены в столбце Q_e .

При частотах $f = 8; 9; 10\text{kHz}$ предоставляемое время выключения уравнивается с каталожным $t_{q1}=t_q$. При частотах ниже 8kHz имеется запас $t_{q1} > t_q$, т.к. угол выключения ограничивается на минимуме $\delta_{min}=25^\circ$. Нет необходимости обеспечивать угол δ меньше 25° , т.к. почти нет эффекта от повышения косинуса ϕ .

С ростом частоты увеличиваются значения di/dt и du/dt , растет каталожное время выключения t_q , соответственно растет предоставляемое время t_{q1} – смотрите в Табл.3 возрастающие значения $t_{q1} = 9.3; 9.8; 10.2\mu s$ при частотах $8; 9; 10\text{kHz}$. В режиме перегрузки напряжение контура ниже номинального, также ниже значения di/dt и du/dt , соответственно время выключения заметно ниже. Например, в строке 10kHz различие времени t_{q1} составляет $10.2-9.1=1.1\mu s$, различие δ в эл. градусах $37-33=4^\circ$.

Показатели экономичности $kW/switch$ при 8kHz и 10kHz различаются в 1.64 раза ($59/36$). В практике эксплуатации ТПЧ был замечен такой же значительный эффект повышения мощности при снижении рабочей частоты от 10kHz к 8kHz . Поэтому большинство ТПЧ, изначально спроектированные на 10kHz , фактически эксплуатируются на 8kHz .

В Табл.4 представлены предельные режимы инвертора универсального назначения, где дополнительно задан предел перегрузки $KR_{min}=0.5$. Чтобы выполнить это требование, индуктивность L_k становится меньше, чем в Табл.3. Поэтому в номинальном режиме появляется запас по углу δ и времени t_{q1} по отношению к Табл.3, но в режиме токоограничения запаса нет. В Табл.4 номинальные мощности и экономичность $kW/switch$ заметно ниже, чем в Табл.3, особенно для частот $6; 7; 8\text{kHz}$. Например, для частоты 8kHz снижение составляет $50/59$ – «плата» за универсальность инвертора.

На Рис.7 графически иллюстрируются столбцы Pe , Lk в Табл.3 и Табл.4. В подрисуночной надписи указаны все параметры, при которых получены предельные мощности.

Чтобы потребитель при необходимости мог эксплуатировать один ТПЧ с различными контурами в широком диапазоне частот, в систему управления закладывается возможность мульти-частотного режима [6]. Тогда предельная кривая мощности будет соответствовать Рис.7. Если инвертор проектируется на частоту ниже 6kHz , то появляются возможности для повышения экономичности $kW/switch$ относительно значений в Табл.3 и Табл.4. Можно увеличить входное и выходное номинальные напряжения, изменить тип тиристоров и их число в плече. При частоте 1kHz экономичность $kW/switch$ увеличится в несколько раз и КПД инвертора в принципе может стать выше 99%.

7. Заключение

На математической модели, где учитываются все параметры оптимального высокочастотного тиристора, выполнено более 5 тысяч опытов. Определены оптимальные режимы и предельные мощности параллельного инвертора для частоты 10kHz и других точек частот, с ограничениями и без ограничений. Полученные оптимальные параметры представлены в таблицах и могут закладываться в проектирование параллельных инверторов. В разделе 6.2 приведен пример практического проекта, где показано повышение мощности на 40% или частоты на 20% при использовании оптимальных параметров Табл.4 (строки 8kHz и 10kHz). Также и в других проектах можно ожидать значительное повышение мощности или (и) частоты при использовании оптимальных параметров Табл.2, Табл.3, Табл.4.

Для частоты 10kHz найдена предельная экономичность использования тиристорov – 51kW/switch (см. режимы 2 и 4 в Табл.2). Возможны только снижения показателя kW/switch ниже 51, если учитываются дополнительные ограничения. Из основного показателя 51kW/switch следуют производные показатели ключей: 93kW/kg, 0.25kW/euro. Внимание к удельным показателям только активных компонентов (ключей) объясняется простотой получения строгих показателей. В принципе существует связь активных и пассивных компонентов, однако удельные показатели пассивных компонентов, дросселей и конденсаторов, сложность и стоимость системы управления в работе не рассматривались.

Предельные режимы рассчитаны на математической модели, где потери в установившемся режиме рассчитываются с учетом практически всех влияющих факторов:

- Потери в процессах включения и выключения тиристорov считаются по мгновенным значениям. Для расчета потерь включения тиристор закладывается в систему дифференциальных уравнений как компонент с изменяющейся анодной проводимостью. Параметры тиристора, отсутствующие в каталоге, закладываются в модель на основе сравнения модельных и реальных осциллограмм, взятых из базы данных Интернет-Диагностики ТПЧ [4].
- В модель тиристора вводятся кривые di/dt и du/dt , задающие время выключения t_q и заряд обратного восстановления Q_{rr} .

Открывается возможность использовать полученные удельные показатели и кривые предельной мощности как базу для сравнения инверторов различного типа в одинаковых условиях применения. Математическая модель может быть адаптирована для поиска оптимальных режимов в различных схемах инверторов.

Литература

1. В.М. Яров и др. Полупроводниковые преобразователи частоты для установок индукционного нагрева: Учебное пособие. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2005. 228с.
2. В.П. Дьяконов. MATLAB 6/6.1/6.5 + Simulink 4/5 в математике и моделировании. Полное руководство пользователя. – М.: СОЛОН-Пресс, 2003. 576с.
3. П.Г. Дерменжи и др. Расчет силовых полупроводниковых приборов. – М.: Энергия, 1980. 184с.
4. Сервисная система Интернет-Диагностика ТПЧ, www.aljuel.eu/c5/index.html
5. Интернет-Диагностика ТПЧ, www.aljuel.eu/Archive1/Diagnostics/html+pdf/c5-diagnostics.pdf
6. А.Н. Юлегин, А.Г. Бурцев. Сервис настройки Контроллеров C5 преобразователей серии ТПЧ. Индукционный нагрев №3(13), 2010. С.35-39.