

УДК 621.314.1

С.А. Александрова, А.П. Баев, М.Р. Гончаренко, Н.А. Николаев, О.В. Слита

Метод подбора добавочной индуктивности мостового преобразователя напряжения с мягким переключением

Рассматриваются вопросы проектирования и моделирования повышающего мостового преобразователя напряжения постоянного тока, напряжение питания которого меняется в диапазоне 175...320 В. Исследуемый преобразователь состоит из мостового инвертора, высокочастотного трансформатора, диодного выпрямителя, нагруженного на ёмкостной фильтр и активную нагрузку. В структуру преобразователя введена добавочная индуктивность, подключаемая последовательно с первичной обмоткой трансформатора для достижения мягкой коммутации силовых ключей и ограничения тока, коммутируемого силовыми элементами мостового инвертора, с целью повышения надёжности устройства, снижения уровня помех и увеличения КПД преобразования энергии. Подбор величины индуктивности является важной задачей, т.к. слишком большое ее значение может не позволить обеспечить нагрузку требуемой мощностью, а при слишком маленьком ее значении могут выйти из строя дорогостоящие силовые полупроводниковые элементы. Выбор добавочной индуктивности осложнен также трудностью измерения величины индуктивности рассеяния трансформатора с достаточной точностью. Для решения проблемы предложен метод подбора величины добавочной индуктивности, основанный на анализе математической модели и на аналитическом описании кривой тока выхода мостового инвертора. Приводятся осциллограммы тока и напряжения, снятые с реального устройства, мощностью 60 кВт (175...320 В / 610 В), анализ которых подтверждает достоверность предложенного метода подбора добавочной индуктивности.

Ключевые слова: мостовой инвертор, повышающий трансформаторный преобразователь, моделирование, мягкая коммутация, фазовое управление, индуктивность рассеяния трансформатора.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-3-220-225

Развитие силовой электроники открывает перспективы получения преобразователей энергии с высокими показателями использования мощностных характеристик полупроводниковых компонентов при одновременном улучшении массогабаритных показателей устройств и уменьшении их стоимости. Однако развитие полупроводниковых элементов привело к росту номенклатуры их на рынке, к росту количества топологий и схем управления ими, что осложняет выбор элементов и процесс разработки оптимальной топологии силового каскада, обеспечивающего надёжную работу устройства в целом. Дополнительные трудности возникают также ввиду отсутствия важных параметров в технической документации на биполярные транзисторы с изолированным затвором (Insulated Gate Bipolar Transistor – IGBT) различных производителей. Моделирование импульсных систем позволяет решить некоторые из этих проблем.

Разработка надёжных устройств электропитания с высокими показателями преобразования энергии представляет собой всегда актуальную и важную техническую задачу, так как области их применения различны и от качества функционирования зависит, как правило, работа и долговечность устройств, получающих от них электропитание.

При низком входном напряжении и требуемом высоком выходном напряжении и высокой мощности применяется мостовая схема преобразователя напряжения с повышающим трансформатором, преимуществом которой перед импульсными регуляторами напряжения является гальваническая развязка, а перед полумостовой – вдвое меньший ток, проходящий через ключи [1]. Однако анализ преобразователя осложняется введением трансформатора из-за

его неидеальности: достаточно сложно точно оценить величину его индуктивности рассеяния, которая вносит значительные изменения в характеристики работы мостового инвертора. В то же время для выбранной схемы возможно обеспечить функционирование силовых ключей в режиме переключения при нулевых значениях напряжения на них (Zero Voltage Switching – ZVS) для всего диапазона изменения напряжения питающей сети, а для ее минимальных значений возможно реализовать переключение при нулевых значениях тока (Zero Current Switching – ZCS), обеспечивая этим их «мягкую» коммутацию [2], увеличивая тем самым и КПД, и долговечность устройства.

Также от режима работы силовых ключей зависит уровень помех, так как преобразователь является источником радиопомех.

Подобные преобразователи находят применение в различных отраслях промышленности, например, на объектах нефтяной промышленности, в судовых энергосистемах, преобразователи могут также входить в состав широко используемых частотных преобразователей при условии наличия лишь сети постоянного напряжения, значение которого является недостаточным для его преобразования в трехфазное 380 В.

Существуют различные подходы к совершенствованию топологий схем ZVS мостовых преобразователей путем введения дополнительных компонентов, таких как вспомогательные индуктивности, диоды, последовательно соединенные трансформаторы [3–7], но из-за высокой мощности преобразователя подбор этих компонентов, анализ их характеристик требуют дополнительных временных затрат и увеличивают стоимость устройства [8].

В работе рассматривается мостовой преобразователь, топология которого включает минимальное количество элементов и состоит из мостового инвертора и повышающего трансформатора, подключаемого к диодному выпрямителю. Задачи обеспечения требуемой мощности нагрузки и увеличения долговечности устройства решаются комплексно. Так, для ограничения токов, коммутируемых силовыми ключами, и для достижения режима мягкой коммутации величина индуктивности рассеяния трансформатора может оказаться недостаточной. В этом случае необходимо вводить добавочную индуктивность [9], которая положительно влияет на смягчение переходных процессов в силовых элементах установки. Важной задачей является определение достаточной ее величины, так как большие ее значения могут стать причиной увеличения потерь, уменьшения КПД преобразователя.

Также могут возникнуть трудности при определении индуктивности рассеяния обмоток реального трансформатора, т.к. их значения зависят от частоты, конструкции сердечника, взаимного расположения первичной и вторичной обмоток и числа витков в них. Существует множество методик определения этих величин [10–12], как требующих проведения опытных испытаний и измерений, при реализации которых необходимо учитывать соотношение разрешения прибора и измеряемой им величины, так и теоретических, требующих знания конструктивных параметров, некоторые из которых могут быть неизвестны. Поэтому для определения ее величины может быть полезен предложенный в статье подход к оцениванию значения индуктивности, использующий полученные экспериментальные данные.

В литературе приведены подходы для определения индуктивности из условия достижения ZVS [7, 9], которые требуют знания ёмкости сток-исток для схем, реализованных на (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) MOSFET-транзисторах, для рассматриваемого случая – ёмкости коллектор–эмиттер, номиналы которых точно оценить затруднительно. Данная проблема разрешима путем шунтирования транзисторов конденсаторами известной ёмкости, но при этом требуется увеличивать номинал добавочной индуктивности, что на практике трудно реализовать для преобразователей высокой мощности ввиду значительных значений пикового тока.

В статье предлагается метод подбора добавочной индуктивности, не требующий значений паразитных ёмкостей. Оценка ее минимального значения получена путем математического моделирования, а максимального – путем аналитического описания кривой тока выхода мостового инвертора, силовые ключи которого функционируют в режиме мягкой коммутации.

Статья организована следующим образом. В разделе «Постановка задачи» приводится схема преобразователя, его основные характеристики и ставится задача выбора величины добавочной ин-

дуктивности. В разделе «Основной результат» приведены модель в программе Simulink пакета MatLab, позволяющая получить оценку минимальной величины добавочной индуктивности, и упрощённая эквивалентная схема исследуемого преобразователя, позволяющая аналитически оценить максимально допустимую величину добавочной индуктивности. В разделе «Пример» приводятся осциллограммы напряжения и тока выхода мостового инвертора реального устройства мощностью 60 кВт (175...320 / 610 В), подтверждающие достоверность модели и предложенного метода подбора величины добавочной индуктивности.

Постановка задачи

Перечислим основные заданные параметры разрабатываемого повышающего преобразователя напряжения: напряжение питания может изменяться в диапазоне от 175 до 320 В, номинальный диапазон изменения напряжения питания 250–280 В, значение выходного стабилизированного напряжения должно составлять 610 В. Максимальный коммутируемый ток выбранных транзисторов – 1250 А. Минимальная выходная мощность должна составлять 60 кВт (ток после выпрямителя не менее 100 А при 610 В). Параметры основных силовых элементов установки: коэффициент трансформации трансформатора 1:6, ёмкость батареи конденсаторов фильтра 9900 мкФ, частота несущей ШИМ составляет 7,5 кГц.

Рассматриваемый преобразователь состоит из мостового инвертора, нагруженного на силовой трансформатор, который подключен к выпрямителю [13]. Работа подобной системы заключается в поддержании заданного среднего значения напряжения (610 В) на выходе выпрямителя с фильтром за счет регулирования с использованием отрицательных обратных связей. Это значение напряжения должно поддерживаться постоянным, несмотря на изменение входного напряжения. В выбранной структуре преобразователя присутствует индуктивность рассеяния трансформатора, значение которой трудно определить с требуемой точностью. Этот факт осложняет подбор величины добавочной индуктивности, которая подключена к первичной обмотке трансформатора [14].

На рис. 1 показана функциональная схема силовой части преобразователя, где DC – источник напряжения постоянного тока; VT1–VT4 – IGBT-транзисторы мостового инвертора; VD1–VD4 – диоды; L – добавочная индуктивность; T – высокочастотный повышающий трансформатор; C_f – ёмкостной фильтр; R_n – активное сопротивление нагрузки.

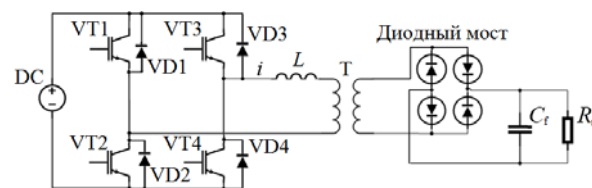


Рис. 1. Функциональная схема силовой части преобразователя

Поставим задачу – получить вычислительную модель рассматриваемого повышающего преобразователя (см. рис. 1) и аналитическое описание кривой тока на выходе мостового инвертора для разработки методики подбора величины добавочной индуктивности, необходимой и достаточной для ограничения токов, коммутируемых IGBT-транзисторами, и для обеспечения режима мягкой коммутации на всем диапазоне изменения напряжения питающей сети.

Основной результат

Рассмотрим модель повышающего преобразователя напряжения мощностью 60 кВт с фазовым алгоритмом переключения IGBT-транзисторов.

В среде Matlab Simulink с использованием элементов библиотеки «Power Elements» была создана вычислительная модель такой системы, которая представлена на рис. 2. Данная модель включает подсистему «Мостовой инвертор», модель которой представлена на рис. 3.

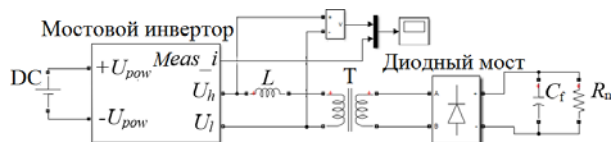


Рис. 2. Модель силовой части преобразователя

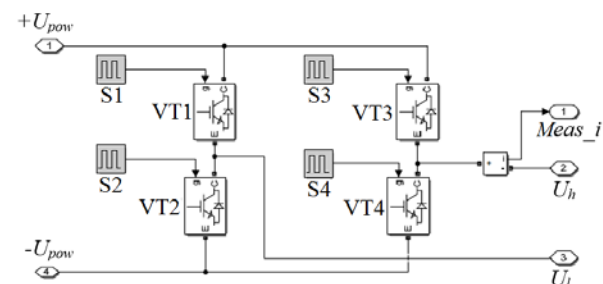


Рис. 3. Модель подсистемы «Мостовой инвертор»

На рис. 2 обозначены: L – добавочная индуктивность в первичной обмотке трансформатора; C_f , R_n – ёмкость конденсаторной батареи и сопротивление нагрузки (выбрано 6,2 Ом, что соответствует 60 кВт); трансформатор задан блоком линейного трансформатора «Linear Transformer» с указанными значениями номинальной мощности и частоты трансформатора, номинальных действующих значений напряжений первичной и вторичной сторон. Сопротивление первичной цепи R_1 задается очень малым, но отличным от нуля, индуктивность ее рассеяния L_1 также отлична от нуля, и ее приближенное значение задано равным 1 мкГн. Сопротивление R_m цепи намагничивания задается порядком 10^5 Ом. Остальные параметры обмоток задаются равными нулю [15].

Величина индуктивности добавочного дросселя задается приближенно, порядка нескольких микрогенри.

На выходе инвертора разнополярные прямоугольные импульсы, как показано на рис. 4, напряжения одинаковой длительности $0,5T_{\text{ШИМ}}K_{\text{ШИМ}}$ с амплитудой, равной по величине напряжению пита-

ния инвертора 230 В, где $T_{\text{ШИМ}}$ – период несущей частоты ШИМ, $K_{\text{ШИМ}}$ – коэффициент ШИМ, как показано на рис. 4. Также на рис. 4 показаны сигналы управления S1–S4 транзисторами VT1–VT4 соответственно. Можно увидеть, что между сигналами управления транзисторами каждого из плеча (VT1–VT2 и VT4–VT3) введено время задержки, которым обеспечивается мягкая коммутация ключей [1], переключение при нулевом напряжении. Управляющие сигналы S3 и S4 смещены относительно сигналов S1 и S2, т.е. реализовано фазовое управление, тем самым на выходе преобразователя получено заданное стабилизированное значение напряжения. На рис. 4 приведены также кривые тока и напряжения на выходе мостового инвертора.

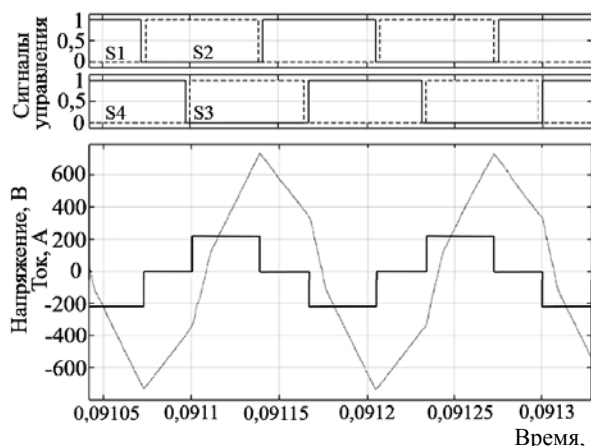


Рис. 4. Сигналы управления, напряжение и ток выхода мостового инвертора

Рисунок 4 иллюстрирует следующий закон коммутации транзисторов [14]: на первом характерном участке тока включены транзисторы VT1, VT4. Ток от источника питания протекает через транзистор VT1, дроссель и первичную обмотку трансформатора (будем считать полярность положительной), затем через транзистор VT4 в источник питания. Далее выключается VT1, через время задержки по включению включается VT2. Во время задержки ток индуктивности продолжает течь, перезаряжая выходные емкости транзисторов VT1 и VT2, после чего ток начинает проводить диод VD2. После включения VT2 при нулевом напряжении коллектор–эмиттер образуется второй характерный участок тока, в течение которого ток может упасть до нуля при малых значениях $K_{\text{ШИМ}}$. Далее выключается VT4 и с задержкой включается VT3, во время задержки перезаряжая выходные емкости транзисторов VT3 и VT4, после чего диод VD3 начинает проводить ток, который втекает в источник питания (VD2, VD3). Трансформатор закорочен до момента включения VT3, после которого меняется полярность напряжения на выходе инвертора (включены VT2, VT3). Одновременно растет ток отрицательной полярности. Суммарный ток будет падать быстрее пока не перейдет через ноль, после чего его рост

(уже отрицательная полярность) замедлится. Если ток упал до нуля еще до переключения транзисторов, то после переключения будет наблюдаться просто рост тока отрицательной полярности за счет пары VT2, VT3.

Далее процесс будет повторяться, но уже с током отрицательной полярности.

С помощью моделирования минимальная величина добавочной индуктивности подбирается так, чтобы величина максимального тока, коммутируемого транзисторами, не превышала заданного значения при заданной несущей частоте ШИМ, при максимальном напряжении питания и при минимальном значении $K_{\text{ШИМ}}$.

Для дальнейшего анализа процессов получим упрощенную схему замещения разрабатываемого повышающего преобразователя напряжения.

Для определения влияния величины ёмкости выходного фильтра на ток в первичной обмотке проведем моделирование для выходных фильтров различных ёмкостей. Графики тока и напряжения выхода мостового инвертора представлены на рис. 5 (ток I_{i1} соответствует ёмкости конденсаторной батареи 9900 мкФ, а I_{i2} – 1100 мкФ).

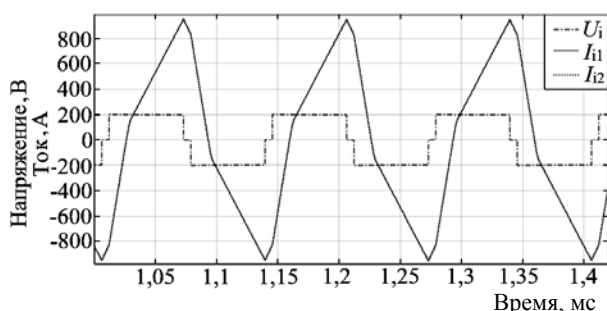


Рис. 5. Напряжение и ток выхода мостового инвертора при $C_f = 1100$ и $C_f = 9900$ мкФ

Из рис. 5 видно, что кривые токов при батареях конденсаторов ёмкостью 9900 и 1100 мкФ практически не отличаются друг от друга. Отсюда можно сделать вывод, что при большой величине ёмкости батареи для качественного и приближенного количественного описания тока на выходе инвертора можно рассматривать упрощенную схему замещения, так как выполняется неравенство $(\omega C_f)^{-1} \ll R_n$.

На рис. 6 представлена упрощенная схема, где конденсатор заменен идеальным источником напряжения [17]. При коротком замыкании вторичной обмотки через идеальный источник напряжения относительно малый ток в поперечной ветви схемы замещения трансформатора часто не учитывается при расчетах, поэтому упрощенная схема замещения трансформатора представляет собой LR -цепь.

На рис. 6 $L_C = L + L_1 + L'_2$, $R_C = R + R_1 + R'_2$ – индуктивность и сопротивление LR -цепи, где L , R – индуктивность и сопротивление добавочного дросселя; L_1 , R_1 – индуктивность рассеяния и сопротивление первичной обмотки трансформатора; L'_2 , R'_2 –

индуктивность рассеяния и сопротивление вторичной обмотки, приведенные к первичной. Учитывая, что постоянная времени RL -цепи гораздо больше периода несущей частоты, т.е. $L_C/R_C \gg T_{\text{ШИМ}}$, так как $R_C \approx 0$, можно заменить экспоненциальные переходные процессы линейными [18], тогда при появлении положительного импульса напряжения на выходе инвертора ток будет линейно расти по закону

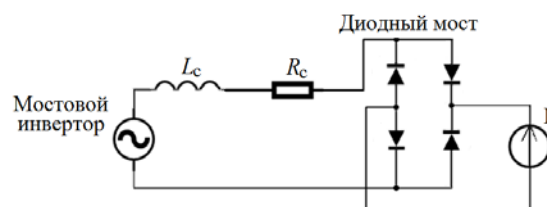
$$i(t) = U_{\text{пит}}(t - t_3)/L_C. \quad (1)$$


Рис. 6. Упрощенная схема замещения

Так как на рис. 4 и 5 представлены уже установившиеся процессы, скачок напряжения не совпадает с началом роста положительного тока, который запаздывает на время t_3 .

Ток будет расти до окончания импульса напряжения, его максимальная величина составит

$$I_{\text{max}} = U_{\text{пит}}(T_{\text{ШИМ}}K_{\text{ШИМ}} - t_3)/L_C. \quad (2)$$

По окончании положительного импульса напряжения ток начнет линейно падать по закону, в котором время начинает отсчет от момента падения напряжения до нуля:

$$i(t) = I_{\text{max}}(1 - R_C t/L_C). \quad (3)$$

После появления отрицательного импульса напряжения скорость падения тока увеличится, выражение для него примет вид

$$i(t) = I_{\text{max}}(1 - R_C t/L_C) - U_{\text{пит}}(t - t_n)/L_C, \quad (4)$$

где t_n – время от момента достижения максимального тока до момента появления отрицательного напряжения на выходе инвертора.

Следует отметить, что на этом участке квазипереходного процесса из инвертора вытекает ток, не совпадающий по направлению с направлением источника питания, т.е. инвертор отдает накопленную в индуктивностях энергию в источник питания. А ток на выходе инвертора отстает от его выходного напряжения.

Ток будет продолжать падать, пока не станет отрицательным, произойдет коммутация диодов выпрямителя, полярность напряжения на вторичной обмотке трансформатора изменится на противоположную, закон изменения тока примет вид

$$i(t) = -U_{\text{пит}}t/L_C, \quad (5)$$

где время t отсчитывается от момента перехода тока через ноль. Дальнейший процесс аналогичен описанному выше, только значения тока отрицательные.

Для описания кривой тока на выходе инвертора необходимо знание суммарной индуктивности. Точный расчет величины добавочной индуктивности затруднен ее зависимостью от многих параметров

установки, которые подбираются и оптимизируются в процессе отладки устройства. Однако если фиксировать ряд параметров преобразователя напряжения, трансформатора и ёмкости батареи конденсаторов со стороны вторичной обмотки трансформатора, можно получить полезную методику оценки максимально допустимой величины суммарной индуктивности L_C .

Из (2) можно получить оценку суммарной индуктивности RL цепи и записать выражение для L_C :

$$L_C = U_{\text{пит}}(T_{\text{ШИМ}}K_{\text{ШИМ}} - t_3) / I_{\text{max}}. \quad (6)$$

Максимальную величину L_C можно оценить исходя из того, что при заданном $T_{\text{ШИМ}}$, минимальном $K_{\text{ШИМ}}$ и максимальном напряжении питания преобразователя ток в силовых транзисторах должен достигать максимально возможной величины, которая чаще всего задана. При малых величинах $K_{\text{ШИМ}}$ скачок напряжения совпадает с началом роста положительного тока (рис. 7), тогда из (6) получим

$$L_C < U_{\text{пит,max}}(T_{\text{ШИМ}}K_{\text{ШИМ}}) / I_{\text{max}}. \quad (7)$$

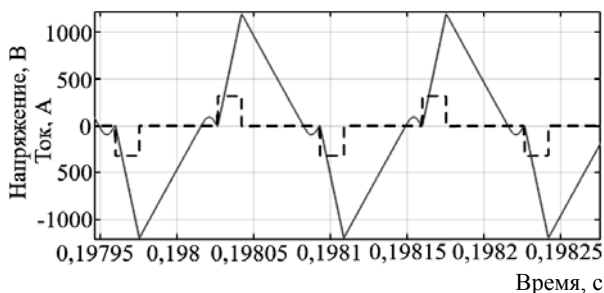


Рис. 7. Напряжение и ток выхода мостового инвертора при $U_{\text{пит}} = 320$ В и $K_{\text{ШИМ}} = 0,17$

Учитывая вышеизложенное, запишем метод подбора величины добавочной индуктивности.

Шаг 1. Минимальное значение оценивается путем моделирования: при заданном $T_{\text{ШИМ}}$, минимальном $K_{\text{ШИМ}}$ и максимальном напряжении питания преобразователя ток в силовых транзисторах не должен превышать заданного максимально допустимого значения.

Шаг 2. Используя (7), получить оценку необходимой и достаточной величины суммарной индуктивности L_C .

Шаг 3. Используя известные методики, рассчитать индуктивность рассеяния трансформатора либо по экспериментальным данным, полученным без введения индуктивности, оценить приближённо эту величину по (6).

Шаг 4. Получив значения индуктивностей рассеяния трансформатора и L_C , оценить величину добавочной индуктивности L .

Шаг 5. Для задания параметров модели данной методики достаточно. На практике же следует учитывать, что изменение $K_{\text{ШИМ}}$ при изменении напряжения питания и максимальной выходной мощности нелинейное. Поэтому следует максимальную

суммарную индуктивность задавать незначительно меньше найденной L_C . Из-за трудности точного определения индуктивности рассеяния трансформатора максимальная величина добавочной индуктивности должна выбираться исходя из экспериментальных данных.

Для изучения же опытного образца следует выбирать добавочную индуктивность исходя из того, что ее значение не должно превышать $0,6L_C$.

Пример

В исследуемой установке индуктивность рассеяния трансформатора ввиду тщательной проработки его конструкции известна и составляет около 1 мкГн. Для заданных данных: $I_{\text{max,z}} = 1250$ А, $U_{\text{пит,max}} = 320$ В, $T_{\text{ШИМ}} = 1,33 \cdot 10^{-4}$ с путем моделирования (см. рис. 7) определена минимальная величина добавочной индуктивности $L_{\text{Cmin}} = 2,2$ мкГн. Так как $K_{\text{ШИМ}}$ меняется от напряжения питания при заданной мощности, т.е. $K_{\text{ШИМ}}$ зависит от соотношения $0,5 \cdot U_{\text{пит,min}} / U_{\text{пит,max}}$, то для (7) следует задать $K_{\text{ШИМ}} \approx 0,28$, тогда $L_{\text{Cmax}} = 9,26$ мкГн. С учетом шага 5 добавочная индуктивность должна быть не более $L_{\text{max}} = 5,56$ мкГн. Ниже приведены экспериментальные данные повышающего преобразователя с заданными параметрами и добавочной индуктивностью $L = 3$ мкГн. На рис. 8 приведены: а) напряжение (инвертированное) U_i и кривая тока I_i выхода мостового инвертора при $U_{\text{пит}} = 187$ В, $K_{\text{ШИМ}} = 0,35$ (190 В/дел и 600 А/дел); б) напряжение U_i и кривая тока I_i выхода мостового инвертора для малого $K_{\text{ШИМ}} = 0,18$, $U_{\text{пит}} = 320$ В (320 В/дел и 1200 А/дел).

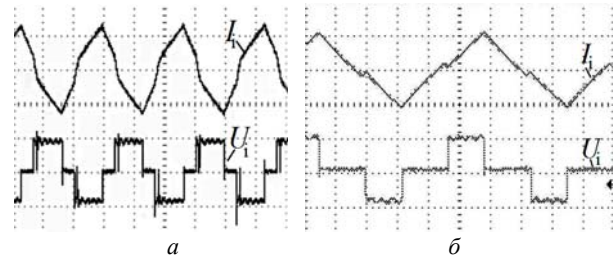


Рис. 8. Экспериментальные результаты

Рисунок 8 иллюстрирует, что силовые ключи функционируют в режиме мягкой коммутации, а при малом $K_{\text{ШИМ}}$ можно наблюдать ZVS и ZCS.

Заключение

В статье рассмотрены вопросы проектирования мостового преобразователя постоянного напряжения высокой мощности. Предложен метод подбора величины добавочной индуктивности, обеспечивающей режим мягкой коммутации силовых ключей и ограничение коммутируемых ими токов, основанный на аналитическом описании кривой тока выхода мостового инвертора и на анализе результатов моделирования. Приведены осциллограммы, снятые с реального устройства (питание 175–320 В; выход 610 В / 98 А), анализ которых подтверждает достоверность предложенного метода.

Литература

1. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.
2. Мелешин В.И. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии / В.И. Мелешин, Д.А. Овчинников. – М.: Техносфера, 2011. – 576 с.
3. Koo G.B. Analysis and design of phase shift full bridge converter with series-connected two transformers / G.B. Koo, G.W. Moon, M.J. Youn // IEEE Trans. Power Electron. – 2004. – Vol. 19, No. 2.– P. 411–419.
4. Jang Y. A new family of full-bridge ZVS converter / Y. Jang, M.M. Jovanovic // IEEE Trans. Power Electron. – 2004. – Vol. 19, No. 3. – P. 701–708.
5. Analysis and design considerations of a load independent zero voltage switching full bridge DC/DC converter topology / P.K. Jain, W. Kang, H. Soin, Y. Xi // IEEE Trans. Power Electron. – 2002. – Vol. 17, No. 5. – P. 649–657.
6. Jang Y. A new PWM ZVS full-bridge converter / Y. Jang, M.M. Jovanovic // IEEE Trans. Power Electron. – 2007. – Vol. 22, No. 3. – P. 987–994.
7. Jeon S.J. A Zero-Voltage and Zero-Current Switching Full Bridge DC–DC Converter with Transformer Isolation / S.J. Jeon, G.H. Cho // IEEE Trans. Power Electron. – 2001. – Vol. 16, No. 5. – P. 573–580.
8. Александрова С.А. Проблемы разработки и проектирования САУ для мощного повышающего преобразователя напряжения / С.А. Александрова, О.В. Слита // Альманах науч. работ молодых ученых ун-та ИТМО.– СПб.: Университет ИТМО, 2016. – Т. 1. – С. 41–43.
9. Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter / J.A. Sabate, Y. Vlatkovic., R.B. Ridel, F.C. Lee, B. Cho // IEEE Applied Power Electronics Conference Proceedings. – 1990. – P. 275–284.
10. Petrov R. Optimum design of a high-power, high-frequency transformer // IEEE Trans. Power Electron. – 1996. – P. 33–42.
11. Hurley W.G. Calculation of leakage inductance in transformer windings / W.G. Hurley, D.J. Wilcox // IEEE Trans. Power Electron. – 1994. – Vol. 9, No. 1. – P. 121–126.
12. Erickson R.W. A multiple-winding magnetics model having directly measurable parameters / R.W. Erickson, D. Maksimovic // PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. – 1998. – Vol. 2. – P. 1472–1478.
13. Рама Редди С. Основы силовой электроники. – М.: Техносфера, 2006. – 288 с.
14. A comparative study of a class of full bridge zero-voltage-switched PWM converter / W. Chen, F.C. Lee, M.M. Jovanovic, J.A. Sabate // IEEE Applied Power Electronics Conference Proceedings. – 1995. – P. 893–899.
15. Борисов П.А. Расчет и моделирование выпрямителей: учеб. пособие. – Ч. I / П.А. Борисов, В.С. Томасов. – СПб.: СПб ГУ ИТМО. – 2009. – 169 с.
16. Вольдек С.В. Электрические машины. – Л.: Энергия, 1974. – 840 с.
17. Хоровиц П. Искусство схемотехники / П. Хоровиц, У. Хилл. – Т. 1. – М.: Мир, 1983. – 568 с.
18. Касаткин А.С. Электротехника: учебник для вузов / А.С. Касаткин, М.В. Немцов. – М.: Академия, 2007. – 544 с.

Александрова Софья Александровна

Аспирант каф. систем управления и информатики (СУИИ) Университет ИТМО, Санкт-Петербург
Тел.: +7-911-100-22-67
Эл. почта: alexandrova_sophie@mail.ru

Баев Андрей Петрович

Канд. техн. наук, нач. сектора разработки устройств систем автоматизации НИИ точной механики (ТМ), Санкт-Петербург
Тел.: +7-950-016-50-93
Эл. почта: baevap.niitm@gmail.com

Гончаренко Михаил Робертович

Канд. техн. наук, вед. инж. НИИ ТМ
Тел.: +7-951-671-14-76
Эл. почта: goncharenkomr.niitm@gmail.com

Николаев Николай Анатальевич

Канд. техн. наук, доцент каф. СУИИ
Тел.: +7-921-309-00-16
Эл. почта: nikona@yandex.ru

Слита Ольга Валерьевна

Канд. техн. наук, доцент каф. СУИИ
Тел.: +7-921-328-01-17
Эл. почта: o-slita@yandex.ru

Alexandrova S.A., Baev A.P., Goncharenko M.R., Nikolaev N.A., Slita O.V.

Method to select the additional inductance value for full-bridge converter

Design and simulation problems of high power full-bridge converter with 175...320 VDC supply voltage are considered. The converter under investigation consists of a full-bridge inverter, a high-frequency transformer, a diode rectifier connected to a capacitive filter and an active load. Additional inductance, connected in series with the transformers primary winding, is brought to the converters structure to achieve soft commutation of power keys and limitation of the current switched by them, in order to improve the reliability of the device and increase its efficiency of energy conversion. Selection of the additional inductance value is an important task, because too much of it could not allow to provide load power requirements, and too small of it could bring about defects of expensive power semiconductor elements. The choice of additional inductance is also complicated by the difficulty of measuring the transformer leakage inductance with sufficient accuracy. This problem is solved by using the proposed method of selection the additional inductance value, based on an analysis of the mathematical model and on an analytical description of the output inverter current curve. The curves that measured on real device 60 kW (175 ... 320V / 610V) show correctness of the model and the proposed method of selection the additional inductance value.

Keywords: Full-bridge inverter, boost converter, soft commutation, phase-shift control, transformer leakage inductance.