

мощности на возобновляемых источниках на электромеханические колебания углов генераторов внешней системы, а также определить качание внешней системы.

ЛИТЕРАТУРА

1. C o m b i n e d AC-DC micro grids: case study-network development and simulation / N. R. Rahmanov [et al.] // Proceedings Plenary lecture no. 00PLL03 8th International Conference ICTPE-2012, Fredrikstad, Norway, 5–7 September. – Fredrikstad, 2012. – P. 8–12.
2. H y b r i d distributed generation systems with renewable sources: study operation conditions with GRID / N. R. Rahmanov [et al.] // Proceedings OF 8th International Conference ICTPE-2012, Fredrikstad, Norway, 5–7 September. – Fredrikstad, 2012. – P. 286–292.
3. N e w ERA for Electricity in Europe. Distributed Generation: Key issues, challenges and Proposed Solutions European Commission: EUR 20901, 2003, ISBN 92-894-6262-0.
4. E T A P Power Station 6.0. Electrical transient Analyzer Program. Operation Technology, inc. February 2002, southern California.
5. R o p p, M. E. Development of Matlab/Simulink model of single-phase grid-connected photovoltaic system / M. E. Ropp, S. Gonzalez // IEEE Trans. Energy Conv. – 2009. – Vol. 24, No 1. – P. 195–202.
6. C h a o, K. H. Modeling and fault simulation of photovoltaic generation systems using circuit-based model / K. H. Chao, C. J. Li, S. H. Ho // IEEE Int. Conf. Sustainable Energy Technol., Nov., 2008. – P. 290–294.
7. L i n, X. A. Hybrid AC/DC Micro grid and its Coordination Control / X. Lin, P. Wang, P. Chiang // IEEE Transactions on Smart Grid. – 2011. – Vol. 2, No 2. – P. 278–286.
8. A b u r, A. Power System state Estimation: Theory and Implementation / A. Abur, A. G. Exposi. – New York: Marcel Dekkar, 2004.

Представлена Ученым советом
Института физики НАН Азербайджана

Поступила 25.10.2012

УДК 621.341.572

УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ДВУНАПРАВЛЕННОГО ТРЕХФАЗНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Канд. техн. наук, доц. БУРЛАКА В. В.¹⁾, докт. техн. наук, проф. ГУЛАКОВ С. В.¹⁾,
инж. МАТЯШОВА Т. Н.²⁾

¹⁾Приазовский государственный технический университет,

²⁾ПАО «ММК имени Ильича»

Использование рекуперативных преобразователей является одним из наиболее доступных и известных путей экономии энергоресурсов. Преобразователи с возможностью возврата энергии в сеть нашли широкое применение в частотно-регулируемом электроприводе. Рекуперация энергии в сеть существенно экономит энергоресурсы, так как позволяет отказаться от тормозного резистора, на котором энергия рассеивается в виде теплоты.

подавляющее большинство преобразователей частоты (ПЧ) с напряжением питания 0,4 кВ, используемых в частотно-регулируемом электро-

приводе, построены по схеме автономного инвертора напряжения (АИН), получающего питание от трехфазной сети через шестипульсный неуправляемый выпрямитель. Переход двигателя в генераторный режим приводит к изменению знака потребляемого тока АИН, при этом наличие на входе диодного выпрямителя определяет невозможность возврата энергии в сеть, поскольку выходной ток диодного моста не может менять знак. Для возврата энергии в сеть в ПЧ с АИН необходима установка на входе двунаправленного трехфазного выпрямителя (ДТВ) вместо неуправляемого диодного.

Классическим схемным решением ДТВ является шеститранзисторный мост, работающий на сеть. Очевидные его достоинства: возможность генерации/потребления реактивной мощности, низкий коэффициент гармоник тока сети, стабилизация напряжения звена постоянного тока. Но расплатой за все эти положительные качества являются большое число быстродействующих полупроводниковых ключей в силовой части и сложный алгоритм управления. Поэтому в настоящее время в мире активно ведется разработка экономически эффективных схем ДТВ с уменьшенными требованиями к полупроводниковым ключам и упрощенными алгоритмами управления ими.

В этой связи среди последних изысканий в сфере схемотехники силовой части ДТВ заслуживают внимания несколько схемных решений:

- ДТВ с тиристорным мостом, нагруженным на двунаправленный высокочастотный инвертор [1]. Схема позволяет стабилизировать выходное напряжение, обеспечивает коэффициент мощности около 0,95 в выпрямительном и $-(0,82-0,92)$ в рекуперативном режимах. К недостаткам этого решения следует отнести потребление реактивной мощности в рекуперативном режиме из-за невозможности установки угла управления тиристорами, равным 180° , и необходимость выбора высокочастотных компонентов инвертора по максимальной выходной мощности выпрямителя;

- ДТВ, в котором применен метод пассивной инжекции третьей гармоники во входные токи [2]. Схема позволяет стабилизировать входное напряжение и обеспечить высокое качество спектрального состава входных токов в выпрямительном и рекуперативном режимах, но имеет существенные недостатки, такие как: потребление реактивной мощности в рекуперативном режиме из-за невозможности установки угла управления 180° ; большие габариты и масса трансформатора инжекции третьей гармоники;

- ДТВ, который состоит из двух встречно-параллельно включенных шестипульсных мостов [1], позволяет работать в выпрямительном и рекуперативном режимах, но обладает такими существенными недостатками, как большие искажения формы кривой потребляемого тока, невозможность стабилизации выходного напряжения и низкий входной коэффициент мощности в обоих режимах.

Целью проводимых авторами исследований была разработка схемы ДТВ с повышенным коэффициентом мощности, имеющего небольшое число быстродействующих полностью управляемых полупроводниковых ключей в силовой цепи.

Силовая часть разработанного ДТВ (рис. 1) состоит из тиристорного моста VS1–VS6, к выходу которого подключен двухквadrанный вольтодобавочный инвертор (элементы S1, S2, VD1, VD2, T1, S5, S6) и схема переключения полярности (VD3, VD4, S3, S4) с выходным емкостным накопителем энергии (C1, C2). Схема работает в режиме поддержания непрерывного выходного тока тиристорного моста.

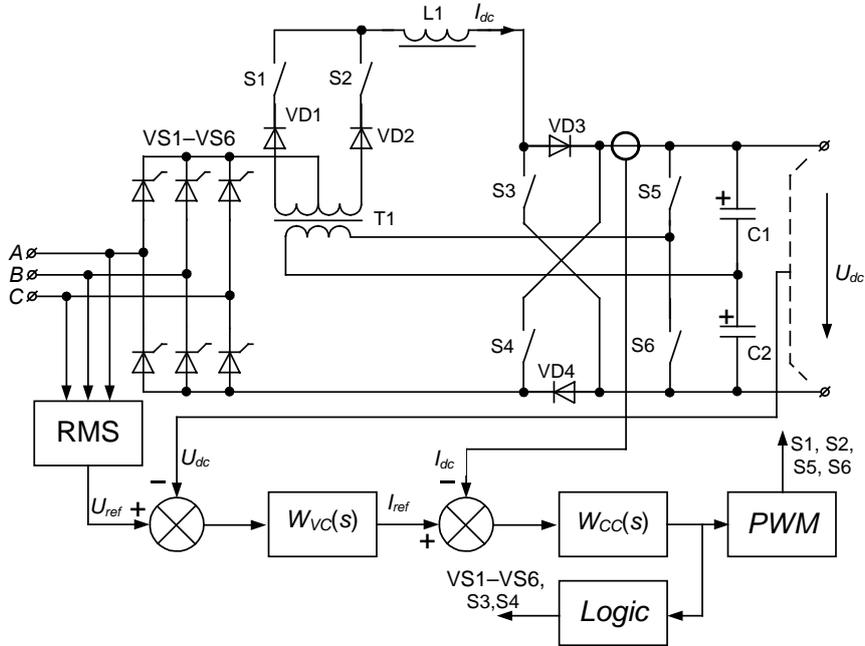


Рис. 1. Схема силовой части разработанного ДТВ

При работе ДТВ в выпрямительном режиме при условии питания от симметричной трехфазной сети выходное напряжение тиристорного моста $u_{pn}(t)$ (рис. 2) (угол управления $\alpha = 0$) определяется как

$$u_{pn}(t) = U_m \cos \left[\left((\omega t) \bmod \frac{\pi}{3} \right) - \frac{\pi}{6} \right], \quad (1)$$

где U_m – амплитуда входного линейного напряжения, В; ω – угловая частота сети, c^{-1} .

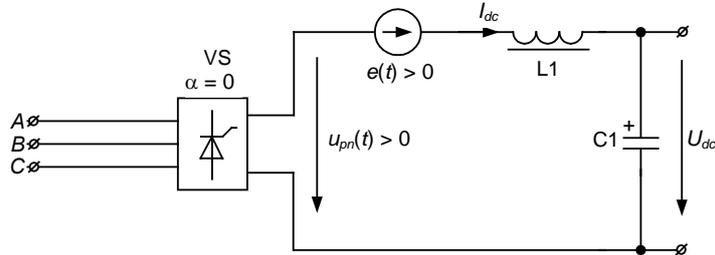


Рис. 2. Схема замещения ДТВ в выпрямительном режиме

Для обеспечения постоянства выходного тока тиристорного моста I_{dc} необходимо придерживаться условия

$$e(t) = U_{dc} - u_{pn}(t), \quad (2)$$

где $e(t)$ – выходное напряжение инвертора, В; U_{dc} – выходное напряжение преобразователя, В.

Для минимизации установленной мощности инвертора определим условия минимума модуля его выходного напряжения. Поскольку напряжение $u_{pn}(t)$ изменяется от U_m до $\frac{\sqrt{3}}{2}U_m$, очевидно, что это условие будет выполнено при установке

$$U_{dc} = \frac{U_m + \frac{\sqrt{3}}{2}U_m}{2} = \frac{2 + \sqrt{3}}{4}U_m = 0,933U_m. \quad (3)$$

Выходное напряжение инвертора при этом будет изменяться в диапазоне от $-0,067U_m$ до $+0,067U_m$.

Средняя мощность инвертора P_a определяется как

$$P_a = I_{dc} \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi/\omega} e(t) dt = I_{dc} \left(U_{dc} - \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi/\omega} u_{pn}(t) dt \right) = I_{dc} \left(U_{dc} - \frac{3}{\pi} U_m \right) \quad (4)$$

и для $U_{dc} = 0,933U_m$ будет равной 2,2 % от выходной мощности выпрямителя.

Таким образом, при оптимально выбранном выходном напряжении инвертор может быть рассчитан на работу с полным выходным током I_{dc} , выходным напряжением от $-0,067U_m$ до $+0,067U_m$ и иметь среднюю мощность 0,022 от выходной.

Следует отметить, что для выбора компонентов инвертора необходимо ориентироваться на установленную мощность инвертора $P_{уст}$, которая может быть определена следующим образом:

$$P_{уст} = I_{dc} \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi/\omega} |e(t)| dt. \quad (5)$$

Численное интегрирование дает оценку установленной мощности порядка 4,3 % от выходной для случая $U_{dc} = 0,933U_m$.

Изготовлен макет ДТВ, в котором частота переключения инвертора составляет 20 кГц. Система управления содержит однокристалльный микроконтроллер ATmega48-20PA, формирование управляющих сигналов для транзисторов выполняется с помощью специализированных оптопар HCPL3120. Коммутация ключей схемы смены полярности (S5, S6) осуществляется с частотой 300 Гц (6-я гармоника частоты сети). Для управления ключами инвертора (S1, S2, S5, S6) используется широтно-импульсная модуляция с фазовым смещением, т. е. пары S1, S2 и S5, S6 переключаются с одинаковой частотой и скважностью 50 %, а изменение выходного напряжения инвертора выполняется за счет фазового сдвига между управляющими сигналами этих пар. При этом пара S1, S2 переключается с перекрытием, а S5, S6 – с бестоковой паузой.

Ключи S1, S2 выполнены на MOSFET транзисторах IRFP4768; S3, S4 – на транзисторах IGBT IRG4PH50S; S5, S6 – IGBT с обратными диодами FGA25N120ANTD. VD1, VD2 – диоды Шоттки типа MBR40250; VD3, VD4 – быстро восстанавливающиеся диоды 60EPF12. Дроссель L1 имеет индуктивность 120 мкГн при токе 30 А.

Амплитуда напряжения на первичной обмотке трансформатора T1 при применении полумостового инвертора составляет $0,5U_{dc} = 0,466U_m$. Поскольку на вторичной обмотке напряжение должно быть не менее $0,067U_m$, коэффициент трансформации должен быть не больше, чем $0,466/0,067 = 6,95$. Трансформатор изготовлен с коэффициентом трансформации $K_{тр} = 5$; $K_{тр}$ целесообразно выбирать максимально возможным, поскольку по мере его роста уменьшается ток ключей S5, S6, а следовательно, и потери мощности в них.

Применение полумостового инвертора позволяет симметризовать напряжения на последовательно соединенных выходных конденсаторах преобразователя (C1, C2). Для осуществления этого трансформатор T1 выполняется с воздушным зазором в магнитопроводе, вследствие чего работа вспомогательного преобразователя не нарушается при возникновении тока несимметрии, который будет протекать через первичную обмотку T1.

Система управления инвертором – двухконтурная. Внутренний широкополосный контур с ПИ-регулятором тока $W_{cc}(s)$ (рис. 1) обеспечивает стабилизацию выходного тока тиристорного моста I_{dc} . Уровень этого тока (I_{ref}) задается внешним контуром, который содержит инерционный стабилизатор выходного напряжения $W_{vc}(s)$. В устройстве также реализована функция Boost-Follower, т. е. выходное напряжение выпрямителя U_{dc} устанавливается пропорционально напряжению питающей сети (блок RMS, формирующий сигнал U_{ref} , согласно выражению (3)). Это позволяет минимизировать мощность вспомогательного инвертора, как было показано выше.

Регулятор выходного напряжения $W_{vc}(s)$ может быть выполнен в виде ФНЧ 1-го порядка с частотой среза в 2–3 раза ниже частоты питающей сети, этот прием часто используется в системах управления активными корректорами коэффициента мощности. Значительно улучшить быстродействие контура регулирования напряжения можно путем установки после звена $W_{vc}(s)$ устройства выборки-хранения, тактируемого с частотой сети [3]. При этом можно повысить частоту среза регулятора $W_{vc}(s)$ без ухудшения качества формирования входного тока ДТВ. В макете ДТВ регуляторы $W_{cc}(s)$ и $W_{vc}(s)$ реализованы программно с синхронизацией контура регулирования напряжения с частотой сети.

Для стабилизации выходного напряжения на фиксированном уровне (т. е. при установке $U_{ref} = \text{const}$) нужно уменьшить коэффициент трансформации T1, поскольку в этом случае необходимо увеличение выходного напряжения вольтодобавочного инвертора. Так, при $K_{тр} = 2$ можно обеспечить стабилизацию выходного напряжения на уровне 600 В при изменении входного напряжения в границах 368–530 В. Однако средняя мощность инвертора, согласно выражению (4), в этом случае должна быть около 21 % мощности нагрузки.

При работе предлагаемого ДТВ в выпрямительном режиме его входные токи представляют собой прямоугольные импульсы шириной 120 электрических градусов (рис. 3). Входной коэффициент мощности в этом случае составляет 0,955, а коэффициент гармоник входного тока $\text{THD}_I = 31\%$.

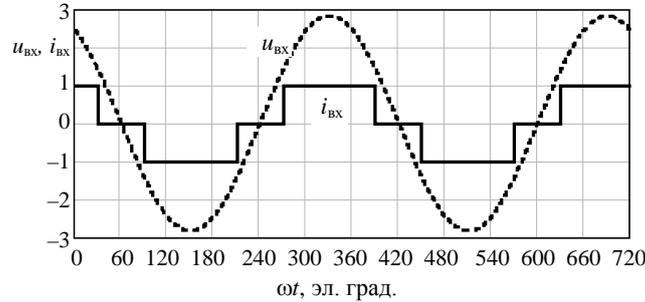


Рис. 3. Диаграмма входного фазного напряжения и тока ДТВ в выпрямительном режиме

При работе ДТВ в рекуперативном режиме (схема замещения для этого случая приведена на рис. 4) угол управления тиристорами моста устанавливается равным $\alpha = 180^\circ$. При этом выходное напряжение моста меняет знак, а для сохранения знака выходного напряжения ДТВ включаются ключи схемы изменения полярности S5, S6 (рис. 1).

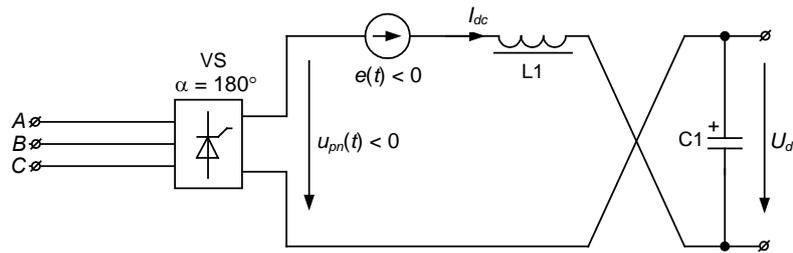


Рис. 4. Схема замещения ДТВ в рекуперативном режиме

Для надежной коммутации тиристоров в этом режиме производится принудительное прерывание выходного тока тиристорного моста. Это выполняется благодаря кратковременному отключению в момент коммутации ключей схемы смены полярности (S5, S6), что приводит к быстрому сбрасыванию энергии дросселя L1 в выходные конденсаторы (C1, C2) и спада тока I_{dc} до нуля. После этого ключи S5 и S6 схемы смены полярности снова открываются и на тиристоры подается управляющий сигнал. В практической реализации двунаправленного трехфазного выпрямителя прерывание тока производится на 500 мкс, что гарантирует закрытие тиристоров моста типа 25TTS12FP, для которых время восстановления непроводящего состояния равно $t_q = 110$ мкс.

Входные токи в рекуперативном режиме представляют собой пары прямоугольных импульсов (рис. 5). Входной коэффициент мощности в этом случае составляет $-0,892$, а коэффициент гармоник входного тока равен $\text{THD}_I = 50\%$. Уменьшение времени прерывания тока до 250 мкс приводит к повышению коэффициента мощности до $-0,92$ и уменьшению THD_I до 42% .

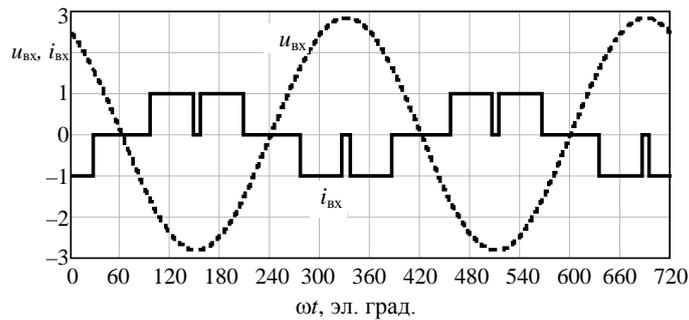


Рис. 5. Диаграмма входного фазного напряжения и тока ДТВ в рекуперативном режиме

Возможна работа входного моста VS1–VS6 с углом управления менее 180° , что устранит необходимость принудительного прерывания тока. Но при этом возникает необходимость увеличения размаха выходного напряжения вольтодобавочного инвертора, что приведет к повышению потерь мощности в нем. Кроме этого, первая гармоника сетевого тока будет иметь реактивную составляющую индуктивного характера.

Для повышения эффективности системы и уменьшения потерь мощности вспомогательный инвертор может быть выполнен резонансным, с мягкой коммутацией ключей. Дальнейшим направлением исследований в данном направлении являются анализ работы системы в условиях несимметричного напряжения питания и разработка эффективных схемных решений, позволяющих значительно снизить коэффициент гармоник входного тока в выпрямительном и рекуперативном режимах работы.

ВЫВОД

Разработан двунаправленный трехфазный активный выпрямитель с повышенным коэффициентом мощности, в котором за счет введения вольтодобавочного инвертора получена возможность стабилизации выходного напряжения и уменьшения коэффициента гармоник входного тока. Определены оптимальные соотношения параметров основного выпрямителя и вольтодобавочного инвертора, позволившие минимизировать его мощность.

ЛИТЕРАТУРА

1. Clare, J. C. Bidirectional Power Converter for Voltage Fed Inverter Machine Drives / J. C. Clare, P. R. Mayers, W. F. Ray // Proceedings of the 23rd Power Electronics Specialists Conference, Toledo, Spain, June 29–July 3. – Toledo, 1992. – Vol. 1. – P. 189–194.
2. Drogenik, U. A Novel Bi-Directional Three-Phase Active Third-Harmonic Injection High Input Current Quality AC-DC Converter / U. Drogenik, G. Gong, J. W. Kolar // Proceedings of the 9th European Power Quality Conference (PCIM), Nuremberg, Germany, May 20–22. – Nuremberg, 2003. – P. 243–254.
3. Бурлака, В. В. Активный корректор коэффициента мощности с повышенным быстродействием регулятора напряжения / В. В. Бурлака, С. В. Гулаков // Сучасні проблеми радіотехніки та телекомунікацій «РТ-2010»: Матеріали 6-ї Міжнар. молодіжної наук.-техн. конф. 19–24 квітня 2010 р. – Севастополь: Вид-во СевНТУ, 2010. – С. 54.

Поступила 10.07.2012