

ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ МОЩНЫХ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ

Т.Р. Храмшин, И.Р. Абдулвелеев, Г.П. Корнилов

*Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова,
г. Магнитогорск*

Рассмотрены основные технические средства обеспечения электромагнитной совместимости мощных нелинейных электроприемников – дуговых сталеплавильных печей и электроприводов прокатных станов. Проведено сравнение основных показателей компенсирующих устройств реактивной мощности двух типов: статического тиристорного компенсатора и СТАТКОМа. Проанализированы силовые схемы мощных СТАТКОМов с различными методами АИМ. Особое внимание уделено формированию входного напряжения 12-пульсного СТАТКОМа на базе параллельного соединения двух трехуровневых инверторов с уравнительным реактором, имеющим среднюю точку. Показано, что данное схемотехническое решение обеспечивает спектр напряжения с уровнем гармоник не более 2,5 %.

Ключевые слова: высшие гармоники, реактивная мощность, СТАТКОМ, компенсирующие устройства, провал напряжения.

Введение

Увеличение единичной электрической мощности крупных энергоёмких комплексов, внедрение цифровых систем управления и полностью управляемых полупроводниковых ключей – все это заставляет по-новому пересмотреть основные вопросы обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) и достаточной живучести уникальных электротехнических комплексов (ЭТК). Так, в металлургической промышленности – наиболее энергоёмкой отрасли, к таким комплексам относятся дуговые сталеплавильные печи (ДСП) и непрерывные станы горячей и холодной прокатки с тиристорными и транзисторными преобразователями.

Основными проблемами обеспечения ЭМС промышленных ЭТК являются:

- 1) снижение потребления реактивной мощности;
- 2) подавление высших гармоник и устранение несимметрии питающего напряжения;
- 3) повышение устойчивости активных выпрямителей к провалам напряжения.

Рассмотрим способы их решения подробнее на конкретных примерах.

Современные сверхмощные ДСП (мощность печных трансформаторов достигает отметки в 300 МВА) обладают характерной спецификой – низким коэффициентом мощности ($\cos\varphi \approx 0,75$), что вызывает неравномерное и несимметричное потребление реактивной мощности в точке подключения [1]. Передача реактивной мощности снижает пропускную способность внутривозовских сетей и увеличивает потери электроэнергии, что неизбежно ведет к повышению экономических затрат на единицу продукции. Нормальная работа ДСП неизбежно связана с искажением синусоидальности и нарушением симметрии напряжения питающей сети. В данном случае резкие перепады

мощности являются причиной отклонений и колебаний напряжения, а появление высших гармоник вызывает дополнительные потери в силовом электрооборудовании, подключенном на общие шины с нелинейной нагрузкой [2]. Все это делает невозможным подключение ДСП к общим шинам внутривозовской сети, доступной альтернативой является применение глубокого ввода 220 кВ / 35 кВ. Подобная мера требует значительных капиталовложений и усложняет конфигурацию сетей предприятия.

Современные электроприводы прокатных станов выполняют на базе синхронных двигателей и преобразователей частоты в составе активных выпрямителей и автономных инверторов, силовые схемы которых собраны на полностью управляемых полупроводниковых вентилях. Последнее обстоятельство снимает остроту последствий потребления реактивной мощности, так как в таких преобразователях $\cos\varphi = 1$, но возникают другие проблемы [3, 4]. Системы управления таких электроприводов, как правило, не адаптированы к несимметричным провалам питающего напряжения. Провалы напряжения, даже малой длительности (0,1–0,3 с), приводят к отключениям активных выпрямителей и, как следствие, к нарушению непрерывного технологического процесса и длительному простоему оборудования [5, 6].

Таким образом, в современных условиях интенсификации производства и жесткой экономии энергетических ресурсов разработка и адаптация ЭТК с минимальным воздействием на питающую сеть и повышенным ресурсом надежности является весьма актуальной задачей.

На сегодняшний день для решения поставленных задач наибольшее распространение получили статические компенсаторы реактивной мощности типов СТК и СТАТКОМ, работающие по принципу косвенного регулирования.

Статический тиристорный компенсатор СТК

Статический тиристорный компенсатор СТК (TCR – Thyristor Controlled Reactor) состоит из двух основных элементов: тиристорно-реакторной группы ТРГ и фильтрокомпенсирующих цепей ФКЦ (рис. 1). В ТРГ реакторы соединены последовательно с тиристорными ключами и объединены в треугольник. Подобная схема за счет пофазного регулирования реактивной мощности осуществляет симметрирование и стабилизацию напряжения в точке подключения.

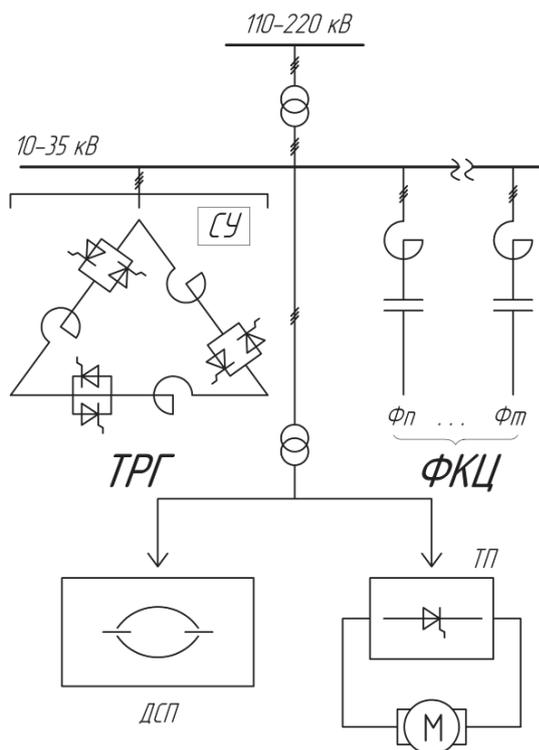


Рис. 1. Схема включения СТК

Фильтрокомпенсирующие цепи помимо прямой компенсации реактивной мощности выполняют функцию фильтров высших гармоник. Каждая ФКЦ представляет собой последовательно

включенные конденсатор и индуктивность, настроенные на резонанс напряжений выделенной гармоники. Набор ФКЦ зависит от типа нагрузки, например для тиристорных прокатных станков это 5, 7 и 11-я гармоники, а для ДСП – 2, 3, 4, 5, 6, 7 и т. д.

В ТРГ имеется система управления (СУ), которая задает момент включения тиристора (угол α) по отношению к моменту перехода напряжения u через нуль. В такой схеме тиристоры находятся в открытом состоянии не более одного полупериода промышленной частоты.

Тиристор полностью открыт при $\alpha = 90^\circ$, в этом случае через реактор протекает такой же ток i_{Ra1} , как если бы тиристор был замкнут (рис. 2). Основная гармоника тока ТРГ отстает от напряжения на 90° . При углах управления в диапазоне $90^\circ < \alpha \leq 180^\circ$ тиристор открыт не полностью; при этом ток реактора i_{Ra2} изменяется по величине и по фазе.

С увеличением угла управления первая гармоника тока снижается, что эквивалентно увеличению индуктивности реактора.

Другими словами, регулирование тока в тиристорном реакторе приводит к изменению индуктивной проводимости и реактивной мощности.

Углы управления в диапазоне $0^\circ \leq \alpha < 90^\circ$ недопустимы из-за опасности нарушения управления и появления постоянной составляющей тока.

Реактор с тиристорным управлением является источником высших гармоник тока. Шестипульсовая ТРГ, соединенная в «треугольник», в трехфазной симметричной системе генерирует гармоники прямой и обратной последовательностей порядка $(6n \pm 1)$. Суммарные потери компенсатора определяются потерями в реакторе и конденсаторах и находятся в пределах 0,5–0,7 % номинальной мощности.

Эксплуатация СТК в промышленных условиях позволяет выделить следующие основные достоинства и недостатки данной схемы.

Достоинства:

а) простота конструкции, использование полупроводниковых тиристорных ключей;

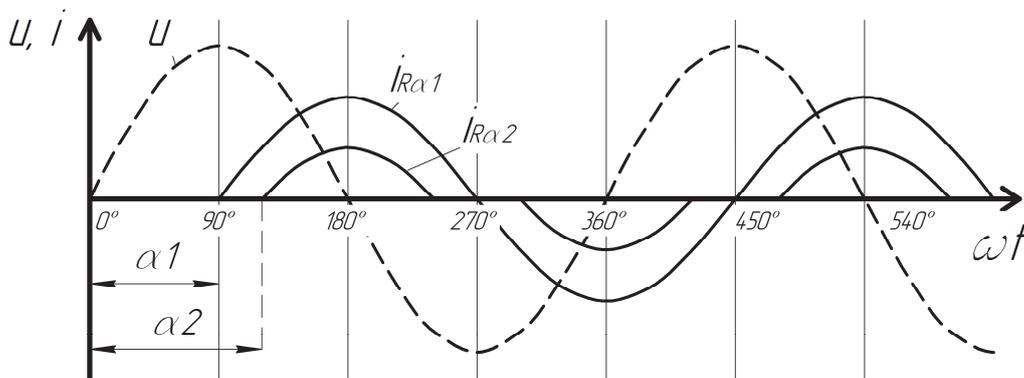


Рис. 2. Изменение тока основной гармоники ТРГ в зависимости от угла α

Электромеханические системы

б) динамическое регулирование реактивной мощности;

в) возможность прямого включения на высокое напряжение;

г) симметрирование нагрузки и стабилизация напряжения в точке подключения резкопеременной нагрузки.

Недостатки:

а) относительно невысокое быстродействие;

б) генерация высших гармоник, обусловленных работой ТРГ;

в) двойная установленная мощность реактивных элементов;

г) большие масса и габариты.

Статический компенсатор реактивной мощности СТАТКОМ

Статический компенсатор реактивной мощности представляет собой быстродействующий автономный инвертор напряжения (АИН) с накопительным конденсатором в звене постоянного тока, присоединенном через трехфазный реактор к сети переменного тока. Преобразователь напряжения выполнен на базе IGBT-транзисторов или запираемых IGCT-тиристоров. В зависимости от последовательного или параллельного присоединения связующего трансформатора СВТ получают два принципиально разных устройства – продольный статический синхронный компенсатор (SSSC – Static Synchronous Series Compensator) (рис. 3, а) или статический синхронный компенсатор СТАТКОМ (STATCOM) (рис. 3, б).

Первый вариант в основном используется в качестве системы динамического восстановления напряжения ДВР (DVR – Dynamic Voltage Resorter) или контроля уровня напряжения в точке подключения, в то время как последний – для поддержки напряжения и компенсации реактивной мощности. В качестве альтернативы два компенсатора могут быть объединены в единый регулятор потока мощности (UPFC – Unified Power Flow Controller), чтобы обеспечить и последовательную и параллельную компенсации реактивной мощности [7].

СТАТКОМ относится к компенсаторам поперечного типа и включается параллельно нагрузке, реактивную мощность которой необходимо скомпенсировать. Такой компенсатор способен генерировать реактивную мощность емкостного или индуктивного характера. Это возможно благодаря использованию в силовой схеме преобразователя полностью управляемых полупроводниковых ключей, способных реализовать векторное управление потребляемым током. Данный ток может иметь как индуктивный (отстающий), так и емкостный (опережающий) характер. Таким образом, СТАТКОМ в отличие от традиционного СТК в составе ТРГ и ФКЦ обладает меньшей установленной мощностью, так как является одновременно как источником, так и потребителем реактивной мощности [1].

Принцип работы СТАТКОМа заключается в следующем (без учета магнитных потерь и потерь в АИН). При напряжении сети U_1 большем, чем напряжение СТАТКОМа U_2 (рис. 4, а), ток на вхо-

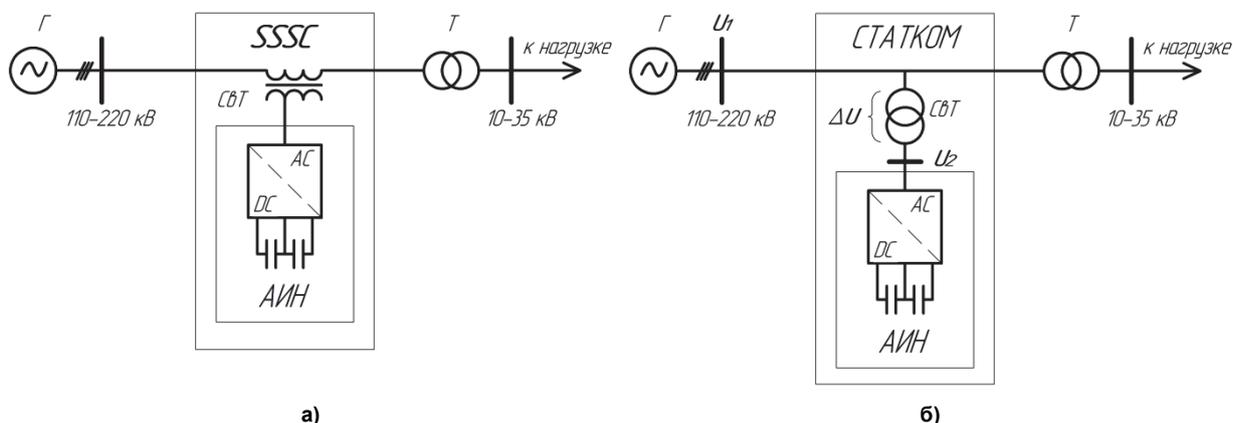


Рис. 3. Схемы подключения статических компенсаторов реактивной мощности: а – SSSC; б – СТАТКОМ

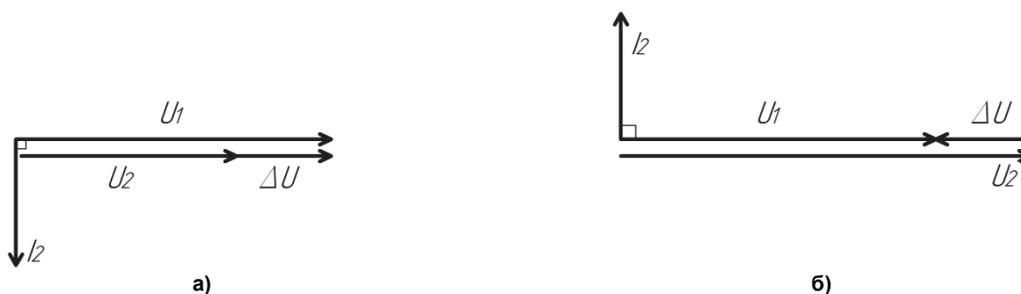


Рис. 4. Векторные диаграммы работы СТАТКОМа

де АИН I_2 отстает по фазе от напряжения U_1 , поэтому инвертор потребляет реактивную мощность. При $U_1 < U_2$ (рис. 4, б) ток I_2 опережает напряжение U_1 , поэтому АИН отдает реактивную мощность в сеть [7].

Перевод АИН из режима потребления в режим генерирования реактивной мощности осуществляется изменением напряжения U_2 способом, основанным на принципе широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Напряжение на конденсаторе при данном способе управления является постоянной величиной. На практике СТАТКОМ имеет внутренние потери в автономном инверторе, реакторе и емкости. Поэтому передача реактивной мощности приводит к разряду накопительного конденсатора. Для поддержания напряжения конденсатора на заданном уровне необходимо скомпенсировать внутренние потери за счет ШИМ.

Наиболее распространенной схемой силовой части АИН является трехфазная мостовая схема (рис. 5, а), состоящая из шести управляемых ключей $VT1-VT6$. Они обеспечивают протекание тока в прямом направлении, обратная проводимость обеспечивается встречно-параллельно включенными диодами. Между зажимами питающей сети и входами инвертора включены буферные реакторы, активное сопротивление R_p и индуктив-

ность L_p которых наряду с емкостью C_{dc} в звене постоянного тока определяют генерирующие свойства СТАТКОМа [7]. Схему соединения электрической сети и компенсатора в данном случае можно условно обозначить как «Y-Y» (рис. 5, б).

Основной недостаток стандартной схемы с двухуровневым инвертором – это неудовлетворительный гармонический состав при формировании выходного трехфазного напряжения со звена постоянного тока. В такой схеме отсутствуют только четные гармоники и гармоники, кратные трем: 3, 9, 15-я и т. д. Это обусловлено принятым алгоритмом переключения силовых ключей преобразователя, каждый ключ половину периода находится в открытом состоянии, а вторую половину периода – в закрытом. Таким образом, на выходах ключей преобразователя способно сформироваться только два значения напряжения $+u_{dc}$ или $-u_{dc}$.

На практике в СТАТКОМах применяют различные топологии преобразователей на базе трехуровневых схем, что позволяет существенно улучшить форму выходного напряжения.

В трехуровневом инверторе в каждой фазе включены 4 транзистора (рис. 6). Напряжение между положительной шиной $DC+$ и отрицательной шиной $DC-$ поделено поровну с помощью двух последовательно соединенных конденсаторов $C1$

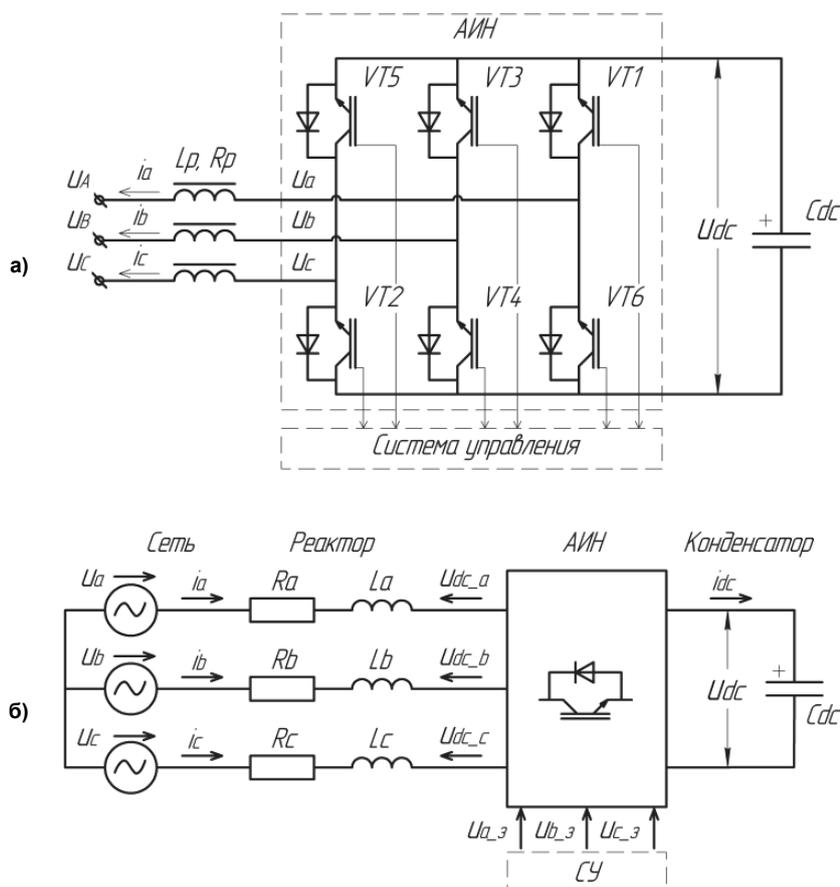


Рис. 5. Принципиальная схема (а) и схема замещения (б) СТАТКОМа

и $C2$ [8]. Средняя точка между ними N – это нулевой потенциал, относительно которого на шине $DC+$ приложено напряжение $+U_{dc}/2$, а на шине $DC-$ напряжение $-U_{dc}/2$. Чтобы получить на выходе напряжение $+U_{dc}/2$, закрывают транзистор $T3$ и открывают $T1$.

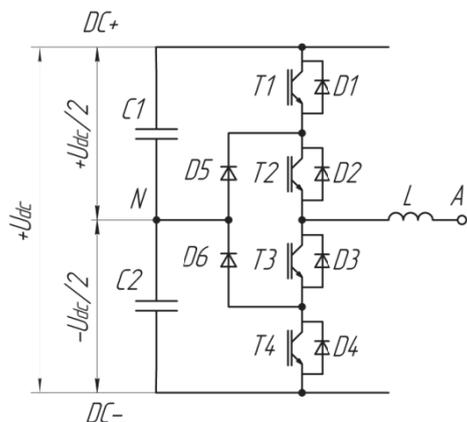


Рис. 6. Фазный модуль трехуровневого преобразователя

Для получения напряжения $-U_{dc}/2$ необходимо закрыть транзистор $T2$ и открыть $T4$. Таким образом, данная схема, в отличие от двухуровневой, позволяет получить уже три выходных напряжения: $-U_{dc}/2$, 0 и $+U_{dc}/2$.

Для повышения качества работы трехуровневого инвертора используют специальные методы модуляции выходного напряжения. Введение двух дополнительных переключений в течение полупе-

риода обеспечивает сведение амплитуд двух выделенных гармоник к 0. Увеличивая число переключений с заранее подобранными углами включения α , можно полностью избавиться от целого ряда гармоник (рис. 7). Подобный метод получил название широтно-импульсной модуляции с удалением выделенных гармоник (Selective Harmonic Elimination – SHE PWM) [7].

СТАТКОМ со стандартным трехуровневым инвертором характеризуют следующие основные достоинства и недостатки.

Достоинства:

- а) большее относительно ТРГ быстродействие за счет использования запираемых транзисторов;
- б) динамическое регулирование реактивной мощности;
- в) установленная мощность реактивных элементов в 2 раза меньше, чем в СТК;
- г) достижение удовлетворительного гармонического состава даже при низкой частоте переключений;

д) поддержание неизменного напряжения в точке подключения резкопеременной симметричной нагрузки.

Недостатки:

- а) сложность работы в несимметричных режимах;
- б) малая единичная мощность инвертора;
- в) наличие промежуточного понижающего трансформатора;
- г) более сложная схема, чем у ТРГ, за счет наличия АИН.

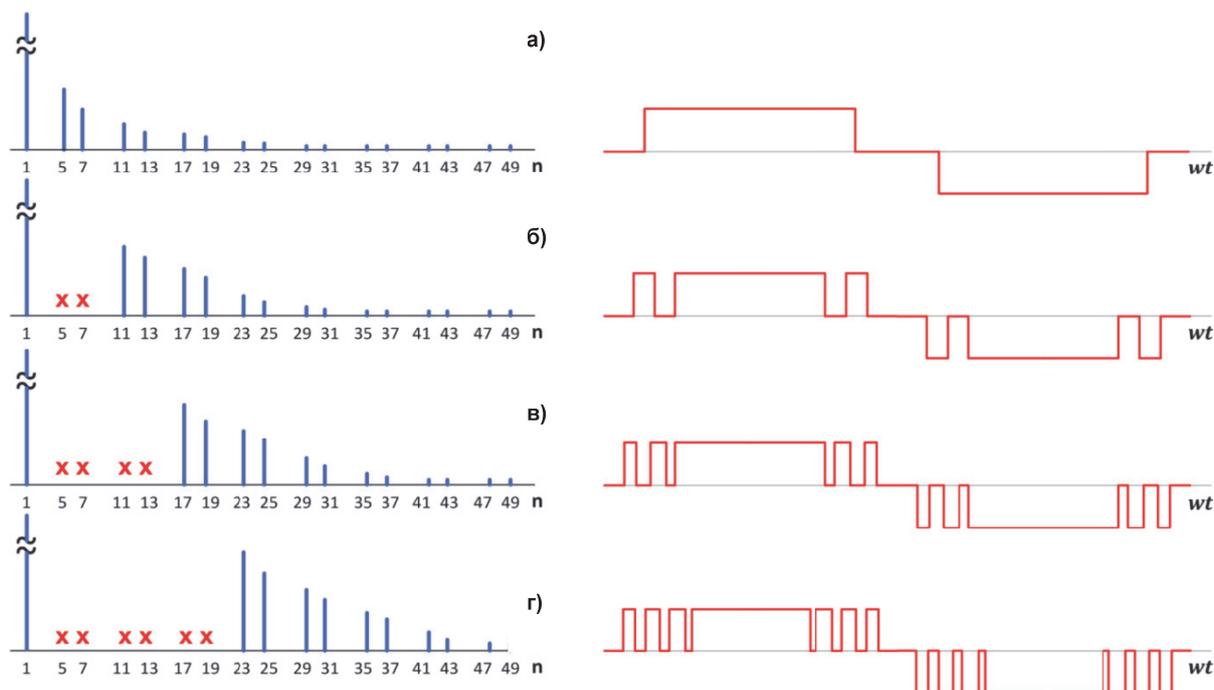


Рис. 7. Спектр линейного выходного напряжения при изменении числа переключений за четверть периода: а – 1 переключение, б – 3 переключения, в – 5 переключений, г – 7 переключений

Анализ силовых схем мощных СТАТКОМов

Для реализации преобразователя для мощных СТАТКОМов с использованием стандартных элементов и оптимизации выходного напряжения предлагаются различные схемы, одна из которых включает в себя четыре трехуровневых трехфаз-

ных инвертора, имеющих общую шину постоянного тока (рис. 8). Такое схемное решение предполагается использовать в СТАТКОМах мощностью порядка ± 50 Мвар [9].

Двенадцать выходных полюсов $A_1 \dots A_4, B_1 \dots B_4, C_1 \dots C_4$ объединены в параллельные пары с помощью 6-межфазных трансформаторов IPT (Inter-

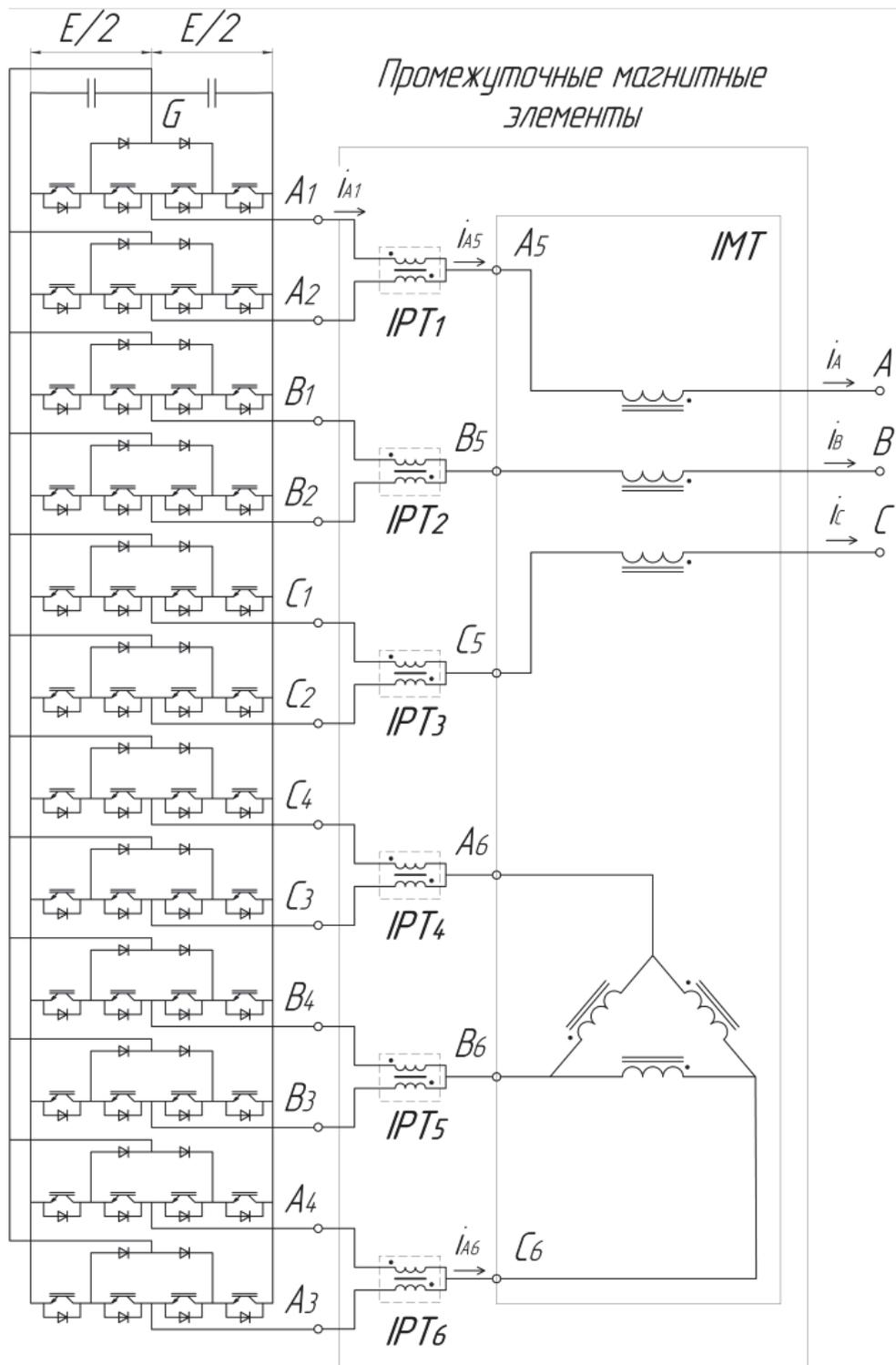


Рис. 8. Топология преобразователя для СТАТКОМа большой мощности

phase transformer). В результате образуется два набора выходов трех фаз: A_5, B_5, C_5 и A_6, B_6, C_6 . Межфазный трансформатор обеспечивает равное распределение токов и поддерживает отсутствие разницы напряжений между двумя входами, что позволяет использовать методы по удалению или ограничению гармоник.

Рассмотрим параллельное соединение полюсов инвертора на примере эквивалентной схемы с входными клеммами A_1, A_2 и выходной клеммой A_5 (рис. 9). В такой схеме входные токи i_1 и i_2 будут складываться из дифференциального тока намагничивания i_m и синфазного тока, равного половине выходного тока $i_0/2$:

$$i_1 = \frac{i_0}{2} + i_m; \quad (1)$$

$$i_2 = \frac{i_0}{2} - i_m. \quad (2)$$

Межфазный трансформатор *IPT* (Interphase Transformer) – это фактически уравнивательный реактор с двумя обмотками, включенными последовательно согласно с выводом средней точки. Таким образом, в сердечнике остается поток, созданный разницей напряжений между этими двумя обмотками. Другими словами, *IPT* представляет собой индуктивность, ограничивающую протекание тока в короткозамкнутом контуре при различных углах срабатывания параллельно соединенных фаз. Эта общая индуктивность примерно в четыре раза больше самоиндукции L каждой из двух обмоток *IPT*.

Это подтверждается уравнением (3), в котором рассчитывается напряжение на двух входах *IPT* на основе эквивалентной схемы на рис. 9.

$$u_{A1A2} = [2L_{LK} + 4M] \frac{d}{dt} i_m \approx 4M \frac{d}{dt} i_m, \quad (3)$$

где M и L_{LK} – взаимоиндуктивность и индуктивность рассеивания каждой катушки, которые определяются как

$$L_{LK} = (1 - k)L, \quad (4)$$

$$M = k\sqrt{L \cdot L} = kL, \quad (5)$$

где L – индуктивность каждой катушки и k –

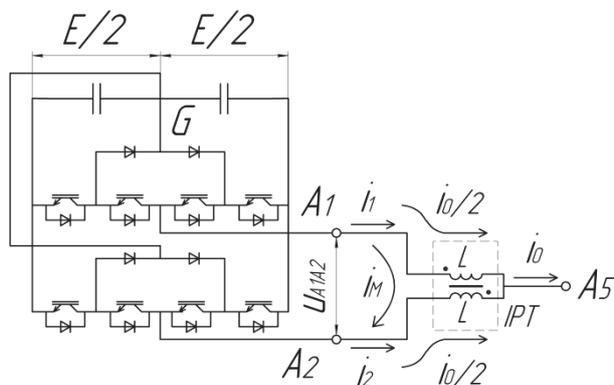


Рис. 9. Параллельное соединение двух полюсов инвертора с использованием IPT

коэффициент магнитной связи, как правило, имеющий значение, близкое к 1.

Отсюда следует, что при малом токе намагничивания входные токи i_1 и i_2 делятся поровну, а выходное напряжение *IPT* получается как среднее напряжений двух входов

$$u_{A5G} \approx \frac{u_{A1G} + u_{A2G}}{2}. \quad (6)$$

Поскольку выходные сигналы двух преобразователей позволяют взять любой из трех возможных уровней напряжения ($-E/2, 0, E/2$), выходное напряжение, рассчитывается как мгновенное среднее двух входов, имеющее уже пять различных доступных уровней напряжения ($-E/2, -E/4, 0, E/4, E/2$). Это можно использовать в широком диапазоне различных стратегий модуляции.

Основные формы выходного сигнала формируются от комбинации двух сигналов u_{A1G} и u_{A2G} , которые имеют такую же форму, но сдвинуты по фазе на угол γ (рис.10). Результирующий выходной сигнал u_{A5G} имеет содержание гармоник, рассчитываемое по формуле

$$(u_{A5G})_n \approx (u_{A1G})_n \cos\left(\frac{n\gamma}{2}\right), \quad (7)$$

где n – положительное целое число, обозначающее порядок гармоники.

Из этого следует, что за счет регулирования угла сдвига фаз γ можно почти полностью исключить амплитуды определенных гармоник, при этом оказывая незначительное влияние на величину первой гармоники. Например, если выбрать значение γ , равным $7,5^\circ$, гармоники, соседние с 24 (23 и 25), почти полностью исключены, а амплитуда выходного напряжения составляет 0,9978 максимально возможного значения, полученного при совпадении по фазе u_{A1G} и u_{A2G} .

Полученные на выходах *IPT* два набора фаз соединяются последовательно с выводами промежуточного трансформатора *IMT* (intermediate transformer) по схеме Ш/Δ (рис. 8). При таком соединении обмоток с коэффициентом трансформации $\sqrt{3}$, в силу наличия баланса МДС обеспечивается рав-

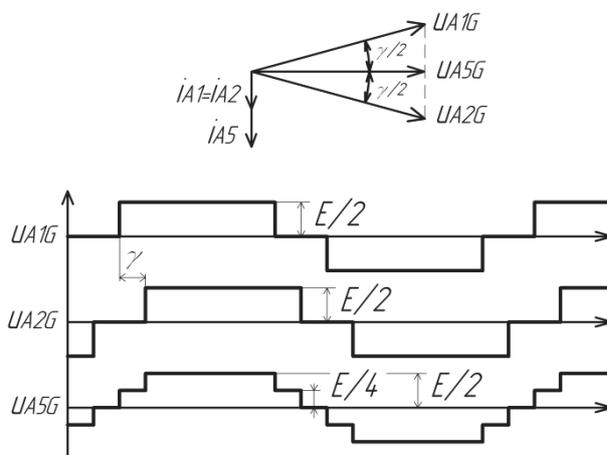


Рис. 10. Формирование выходного напряжения IPT двумя трехуровневыми сигналами

ное распределение тока. В связи с этим, токи i_{A5} и i_{A6} имеют одинаковую форму, но со сдвигом в 30° с отставанием или опережением, в зависимости от подключения трансформатора. Например, при соединении ИМТ по схеме, представленной на рис. 8, ток i_{A6} отстает от i_{A5} на 30° . Это обеспечивает хорошее токораспределение между преобразователями без необходимости дальнейших управляющих действий.

Кроме того, при фазовом сдвиге 30° на выходах преобразователя, соответствующем фазовому сдвигу на трансформаторе, общее выходное напряжение будет удваиваться на каждом инверторе. То есть, инверторы можно рассматривать как два последовательно включенных источника напряжения, которые в силу гальванической изоляции, предоставленной трансформатором, позволяют эффективно использовать общую шину постоянного тока. В связи с этим, полная мощность промежуточного ИМТ трансформатора может составлять приблизительно 50 % от общей пропускаемой мощности.

На рис. 10 видно, что выходное напряжение фазы A по отношению к средней точке шины постоянного тока u_{AG} рассчитывается путем сложения выходного напряжения u_{A5G} полюса инвертора, подключенного к фазе A , к напряжению u_{A4G} , через разомкнутую звезду обмотки фазы A . Это напряжение соответствует напряжению u_{A6B6} через обмотки треугольника, связанное коэффициентом трансформации $\sqrt{3}$. Расчет u_{AG} приведен в формуле (8). Исходя из этого, выходное напряжение фазы A по отношению к нейтральной точке выхода u_{AN} получается путем вычитания напряжения нулевой последовательности u_{NG} . Эти величины рассчитываются по формулам (9) и (10)

$$u_{AG} = u_{A5G} + \left(\frac{u_{A6G} - u_{B6G}}{\sqrt{3}} \right); \quad (8)$$

$$u_{AN} = u_{AG} - u_{NG}; \quad (9)$$

$$u_{NG} = \frac{u_{AG} + u_{BG} + u_{CG}}{3} = \frac{u_{A1G} + u_{B1G} + u_{C1G}}{3}. \quad (10)$$

Преобразовывая вышеуказанные уравнения, получим выражения для расчета гармоник выходного напряжения u_{AN}

$$(u_{AN})_n = (u_{A5G})_n \cdot (K_1)_n \text{ для } n \neq 3k \quad (11)$$

$$(u_{AN})_n = 0 \text{ для } n = 3k,$$

где $(u_{A5G})_n$ – коэффициент, рассчитанный в (7), k – это положительное целое число, а $(K_1)_n$ определяется по следующей формуле

$$(K_1)_n = \left[1 + \frac{2}{\sqrt{3}} \sin\left(\frac{\pi n}{3}\right) \sin\left(\frac{\pi n}{2}\right) \right]. \quad (12)$$

Из формул (11) и (12) следует, что если напряжение u_{A5G} свободно от четных гармоник, то в выходном сигнале u_{AN} могут присутствовать только $(12k \pm 1)$ гармоники. Кроме того, коэффициент основной гармоники $(K_1)_1$ имеет значение 2, следовательно, за счет последовательного соединения трансформатора общее выходное напряжение будет удваиваться. Соответствующие напряжения и токи в фазах B и C будут такими же, как и в фазе A , но сдвинутыми на 120 и 240° по фазе соответственно.

Таким образом, в связи с образованием фазового сдвига 30° , необходимость в использовании 12-пульсного преобразователя появляется только при наличии $(12n \pm 1)$ гармоник в выходном напряжении. Данные гармоники могут быть удалены или подавлены за счет использования различных стратегий модуляции. Рассмотрим одну из них.

Амплитудно-импульсная модуляция напряжения СТАТКОМа

В предлагаемом способе модуляции каждый из полюсов преобразователя производит сигнал напряжения с самой низкой частотой коммутации, которую может реализовать трехуровневый инвертор. Таким образом, инвертор работает со средней частотой 100 Гц в течение периода. Напряжение на выходе равно нулю только в течение некоторого малого угла θ , как показано на рис. 11. При этом содержание гармоник в этом сигнале можно вычислить по формуле

$$(u_{A1G})_n = \frac{2E}{\pi n} \sin^2\left(\frac{\pi n}{2}\right) \cos\left(\frac{\theta n}{2}\right). \quad (13)$$

При правильном выборе угла θ некоторые из гармоник могут быть значительно ослаблены. Например, если принять угол θ равным 15° , то 11, 13, 35 и 37-е гармоники будут ослаблены до величины 0,1305, в то время как основная гармоника будет составлять 0,9915 от своего начального значения. Кроме того, фазовый сдвиг напряжений u_{A1G} и u_{A2G} , подключенных к входам ИРТ, на угол $\gamma = 7,5^\circ$ (рис. 11) ослабит 23-е и 25-е гармоники до значения 0,065, с уменьшением первой гармоники до 0,9978. Следовательно, путем сложения значений на полюсах выходного напряжения, сочетанием ИРТ и 12-пульсного трансформатора, первыми наиболее значимыми гармониками, наблюдающимися на выходе u_{AN} , будут 47-е и 49-е. Так как некоторые из гармоник ослабляются, а не удаляются полностью, выходное напряжение имеет форму квази-48-пульсного сигнала (см. рис. 11). Однако на практике содержание гармоник в нем очень близко к чистому 48-импульсному сигналу.

Принцип формирования сигнала выходного напряжения показан на графиках, представленных на рис. 11.

Первый график показывает напряжение u_{A1G} , полученное при угле $\theta = 15^\circ$. Второй график описывает напряжение u_{A2G} , сдвинутое по фазе на угол $\gamma = 7,5^\circ$, третий график – выходное напряжение u_{A5G} из ИРТ₁, полученное как усреднение мгновенных сигналов двух предыдущих напряжений в соответствии с формулой (6). Как указывалось ранее, содержание 11, 13, 35 и 37-й гармоник в u_{A5G} незначительно, а также отсутствуют четные гармоники. Четвертый график показывает напряжение u_{A6G} , которое имеет ту же форму, что и u_{A5G} , но отстает на 30° .

Пятый график представляет собой напряжение обратной последовательности u_{NG} , полученное в соответствии с формулой (10). Шестой график

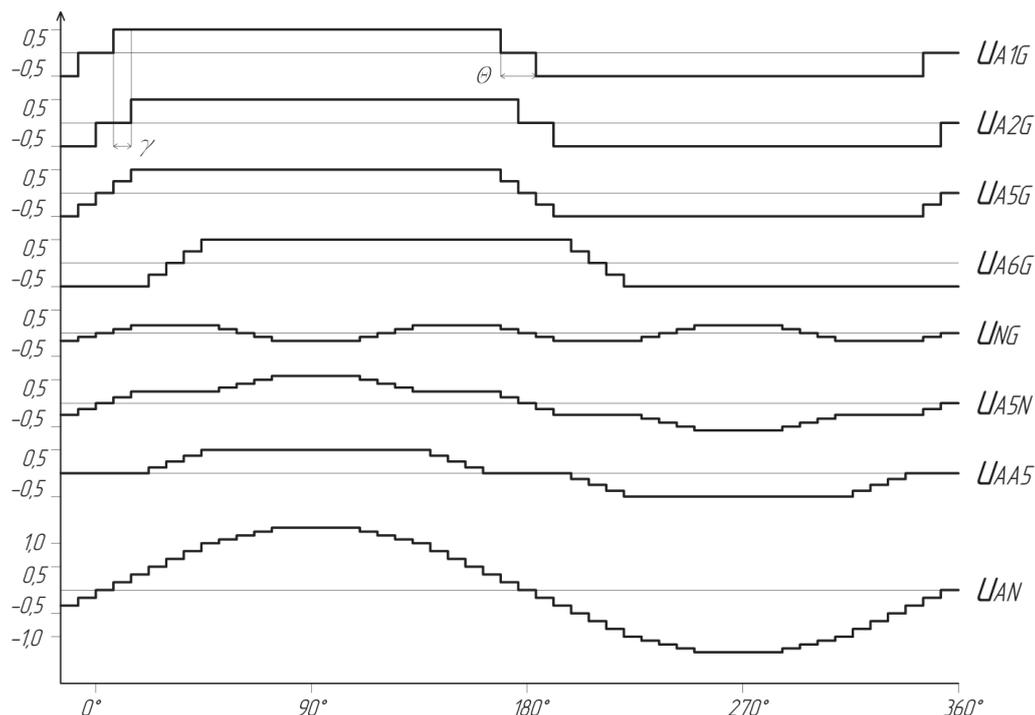


Рис. 11. Формирование выходного напряжения при использовании 48-пульсной модуляции

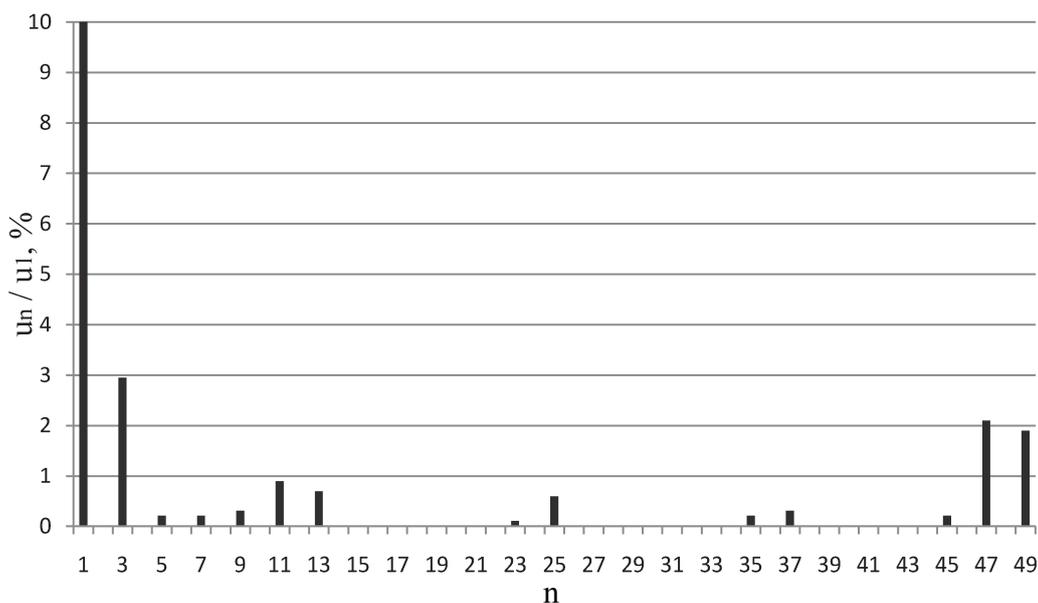


Рис. 12. Содержание гармоник в выходном сигнале

изображает напряжение u_{A5N} , полученное путем вычитания напряжения u_{NG} из u_{A5G} . Седьмой график – это напряжение через разомкнутую звезду обмотки фазы A u_{AA5} , полученное как произведение коэффициента трансформации $1/\sqrt{3}$ и разности напряжений u_{A6G} и u_{B6G} , фазовый сдвиг между которыми составляет 120° .

И, наконец, в нижнем графике показано выходное напряжение преобразователя u_{AN} , которое является результатом добавления сигнала напряжения u_{AA5} к u_{A5N} . Полученный в результате 48-

пульсной модуляции сигнал имеет форму, близкую к синусоиде; здесь наиболее значимые гармоники – 47-е и 49-е.

Форму выходного сигнала преобразователя с использованием предлагаемой модуляции можно оценить по диаграмме на рис. 12, полученной в ходе эксперимента на испытательной установке [9]. Здесь представлено среднее значение содержания гармоник в трех выходных напряжениях u_{AN} , u_{BN} , u_{CN} , выраженное в процентах от первой гармоники.

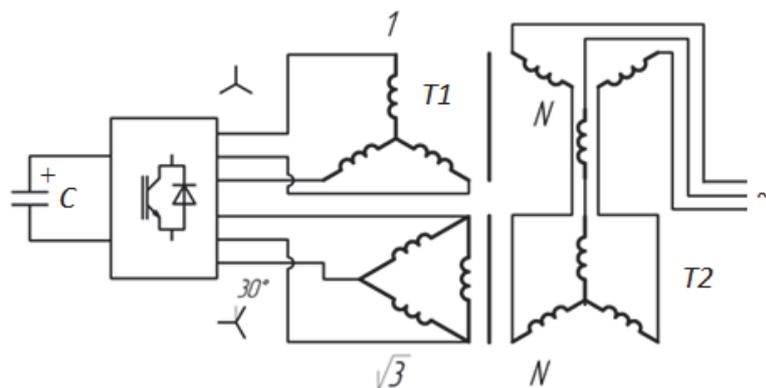


Рис. 13. Схема преобразователя с дополнительным трансформатором

Несмотря на возможность достижения высокого значения мощности и получения практически синусоидального выходного напряжения, авторы выделяют в данной топологии преобразователя существенный недостаток. При возникновении короткого замыкания на одной из обмоток ИМТ (рис. 8) к другой обмотке, а следовательно, и к выводам преобразователя, будет приложено удвоенное напряжение. Это приведет к выходу из строя транзисторов и к нарушению последующей работы преобразователя.

Для решения данной проблемы необходимо создать запас по намагничиванию трансформатора, т. е. ограничить его насыщение. В качестве подобного ограничения предлагается введение дополнительного трансформатора в схему ИМТ-преобразователя (рис. 13). Первичные обмотки двух трансформаторов соединены между собой последовательно и образуют с вторичными обмотками схемы Ш/У и У/Δ [10]. Таким образом, при возникновении короткого замыкания в схеме перенапряжения на транзисторах ограничены.

Заключение

Предложенные топология преобразователя и метод модуляции для СТАТКОМов большой мощности позволяют существенно улучшить их основные характеристики. В частности, к перечисленным в данной работе достоинствам можно также отнести возможность работы инвертором большой мощности и реализация практически синусоидального напряжения на выходе устройства. Однако существенным недостатком подобных схемных решений является недостаточная устойчивость СТАТКОМов к несимметричным режимам, причиной которых являются однофазные провалы напряжения. Решение этой проблемы будет описано в будущем.

Литература

1. Николаев, А.А. Исследования режимов работы дуговых сталеплавильных печей переменного тока в комплексе со статическими тири-

сторными компенсаторами реактивной мощности. Часть 1 / А.А. Николаев, Г.П. Корнилов, И.А. Якимов // *Электротехника*. – 2014. – № 5. – С. 15–22.

2. Использование статического тиристорного компенсатора сверхмощной дуговой сталеплавильной печи для обеспечения устойчивости электроэнергетической системы и повышения надежности внутриводского электроснабжения / А.А. Николаев, Г.П. Корнилов, В.С. Ивекеев и др. // *Машиностроение: сетевой электрон. науч. журнал*. – 2014. – № 1. – С. 59–69.

3. Способы повышения устойчивости электроприводов непрерывных производств при провалах напряжения / Т.Р. Храмшин, Г.П. Корнилов, Д.С. Крубцов и др. // *Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика»*. – 2014. – № 2. – С. 80–87.

4. Храмшин, Т.Р. Математическая модель силовой схемы главных электроприводов прокатных станов / Т.Р. Храмшин, Д.С. Крубцов, Г.П. Корнилов // *Электротехника: сетевой электрон. науч. журнал*. – 2014. – № 1. – С. 3–7.

5. Исследование воздействия активных выпрямителей большой мощности на питающую сеть / Т.Р. Храмшин, Г.П. Корнилов, А.А. Николаев и др. // *Вестник Иванов. гос. энергетич. ун-та*. – 2013. – № 1. – С. 80–83.

6. Храмшин, Т.Р. Оценка методов широтно-импульсной модуляции напряжения активных выпрямителей прокатных станов / Т.Р. Храмшин, Д.С. Крубцов, Г.П. Корнилов // *Машиностроение: сетевой электрон. науч. журнал*. – 2013. – № 2. – С. 48–52.

7. A large power, low-switching-frequency voltage source converter for FACTS applications with low effects on the transmission line / A. Chivite-Zabalza, M.A.R. Vidal, P. Izurza-Moreno et al. // *IEEE Transactions on power electronics*. – 2012. – December. – Vol. 27, no. 12. – P. 4868–4877. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2192753

8. Моделирование электротехнических комплексов металлургических предприятий: учеб. пособие / Г.П. Корнилов, А.А. Николаев, Т.Р. Храм-

шин, А.А. Мурзинов. – Магнитогорск: Изд-во Магнитогор. гос. техн. ун-та им. Г.И. Носова, 2012. – 235 с. DOI: 10.1109/TPWRD.2007.899771

9. Song, Q. *Multilevel Optimal Modulation and Dynamic Control Strategies for STATCOMs Using Cascaded Multilevel Inverters* / Q. Song, W. Liu,

Z. Yuan // *IEEE transactions on power delivery*. – 2007. – July. – Vol. 22, no. 3. – P. 1937–1946.

10. Hingorani, N.G. *Understanding FACTS. Concepts and Technology of flexible AC transmission systems* / N.G. Hingorani, L. Gyugi. – New York: IEEE Press, 1999. – 432 p.

Храмшин Тимур Рифхатович, канд. техн. наук, доцент, кафедра «Электротехники и электротехнических систем», Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова, г. Магнитогорск; timur.hramshin@mail.ru.

Абдулвелеев Ильдар Равильевич, аспирант, старший преподаватель кафедры «Электроснабжения промышленных предприятий», Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова, г. Магнитогорск; leggyild@mail.ru.

Корнилов Геннадий Петрович, д-р техн. наук, профессор, зав. кафедрой «Электроснабжения промышленных предприятий», Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова, г. Магнитогорск; korn_mgn@mail.ru.

Поступила в редакцию 12 декабря 2014 г.

DOI: 10.14529/power150110

ASSURANCE OF ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY OF POWERFUL ELECTROTECHNICAL SYSTEMS

T.R. Khramshin, *Nosov Magnitogorsk State Technical University, Magnitogorsk, Russian Federation, timur.hramshin@mail.ru,*

I.R. Abdulvelev, *Nosov Magnitogorsk State Technical University, Magnitogorsk, Russian Federation, leggyild@mail.ru,*

G.P. Kornilov, *Nosov Magnitogorsk State Technical University, Magnitogorsk, Russian Federation, leggyild@mail.ru*

The paper describes the main technical means to ensure electromagnetic compatibility of powerful non-linear power consumers – electric arc furnaces and electric rolling mills. Key indicators of two types of reactive power compensating devices are compared: static thyristor compensator and STATCOMs. The authors give the analysis of the main circuits of powerful STATCOMs with different amplitude modulation methods. Special attention is paid to the formation of the input voltage in 12-pulse STATCOMs based on parallel connection of two three-level inverters with center-point current-balancing reactor. It is shown that for a given circuit diagram power switches harmonic content is minimal, they are shifted to 47 and above.

Keywords: high-order harmonics, reactive power, STATCOM, compensating devices, voltage drop.

References

1. Nikolaev A.A., Kornilov G.P., Yakimov I.A. [Study Modes EAF AC in Conjunction with Static Thyristor Someone Reactive Power Compensator. Part 1]. *Electrometallurgy* [Elektrometallurgiya], 2014, no. 5, pp. 15–22. (in Russ.)

2. Nikolaev A.A., Kornilov G.P., Ivekeev V.S. et al. [Using a Static Thyristor Compensator Heavy Duty Electric Arc Furnace for the Sustainability of the Power System and Improve the Reliability of Power Supply Intrafactory]. *Mashinostroenie: setevoy elektronnyy nauchnyy zhurnal* [Mechanical Engineering: Power Electronic Scientific Journal], 2014, no. 1, pp. 59–69. (in Russ.)

3. Khramshin T.R., Kornilov G.P., Krubtsov D.S. et al. [Ways to Improve the Stability of Electric Drives of Continuous Production with Brownouts]. *Bulletin of the South Ural St. Univ. Ser. Power Engineering*, 2014, no. 2, pp. 80–87. (in Russ.)

4. Khramshin T.R., Krubcov D.S., Kornilov G.P. A Mathematical Model of the Main Power Circuit of Electric Rolling Mills. *Electrotehnika: setevoi elektronnyi nauchnyi jurnal* [Electrical Engineering: Network Electronic Scientific Journal], 2014, no. 1, pp. 3–7. (in Russ.)

5. Khramshin T.R., Kornilov G.P., Nikolaev A.A., Khramshin R.R., Krubtsov D.S. [Investigation of the Influence High Power Active Front End Rectifier]. *Vestnik Ivanovskogo gosudarstvennogo energeticheskogo universiteta* [Bulletin of Ivanovo State Power University], 2013, no. 1, pp. 80–83. (in Russ.)

6. Hramshin T.R., Krubtsov D.S., Kornilov G.P. [Evaluation of Methods PWM Voltage Active Rectifiers Rolling Mills]. *Russian Internet Journal of Industrial Engineering*, 2013, no. 2, pp. 48–53. Available at: <http://indust-engineering.ru/issues/2013/2013-2.pdf>.

7. Chivite-Zabalza J., Vidal M.A.R., Izurza-Moreno P., Calvo G., Madariaga D. A Large Power, Low-Switching-Frequency Voltage Source Converter for FACTS Applications with Low Effects on the Transmission Line. *IEEE Transactions on Power Electronics*, December 2012, vol. 27, no. 12, pp. 4868–4877. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2192753

8. Kornilov G.P., Nikolaev A.A., Khramshin T.R., Murzikov A.A. *Modelirovanie elektrotehnicheskikh kompleksov metallurgicheskikh predpriyatiy* [Modeling of Electrical Systems of Metallurgical Enterprises]. Magnitogorsk, Nosov Magnitogorsk State Technical University Publ., 2012. 235 p. DOI: 10.1109/TPWRD.2007.899771

9. Song Q., Liu W., Yuan Z. Multilevel Optimal Modulation and Dynamic Control Strategies for STATCOMs Using Cascaded Multilevel Inverters. *IEEE transactions on power delivery*, July 2007, vol. 22, no. 3, pp. 1937–1946.

10. Hingorani N.G., Gyugi L. Understanding FACTS. *Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems*, New York: IEEE Press, 1999. 432 p.

Received 12 December 2014

БИБЛИОГРАФИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ СТАТЬИ

Храмшин, Т.Р. Обеспечение электромагнитной совместимости мощных электротехнических комплексов / Т.Р. Храмшин, И.Р. Абдулвелеев, Г.П. Корнилов // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2015. – Т. 15, № 1. – С. 82–93. DOI: 10.14529/power150110

REFERENCE TO ARTICLE

Khramshin T.R., Abdulvelev I.R., Kornilov G.P. Assurance of Electromagnetic Compatibility of Powerful Electrotechnical Systems. *Bulletin of the South Ural State University. Ser. Power Engineering*, 2015, vol. 15, no. 1, pp. 82–93. (in Russ.) DOI: 10.14529/power150110
