

Разработка бестрансформаторного STATCOM на 800 кВ на базе пятиуровневого инвертора с экспериментами на опытном образце 200 В/10 кВА

Аннотация: В настоящей статье анализируется возможность применения бестрансформаторных статических компенсаторов реактивной мощности (STATCOM), предназначенных для промышленных и распределительных энергосистем 6.6 кВ. Предлагаемый STATCOM состоит из пятиуровневого преобразователя мощностью 1 МВА с цепью выравнивания напряжений мощностью 6 кВА. Кроме того, в рамках данной статьи разработан, собран и испытан опытный образец на напряжение 200 В с мощностью 10 кВА, имеющий пятиуровневый инвертор с частотой коммутации 3 кГц и цепь выравнивания напряжений с частотой коммутации 3 кГц. Экспериментальные результаты подтверждают возможность и целесообразность создания бестрансформаторных устройств STATCOM на 6.6 кВ.

Ключевые слова: Многоуровневый инвертор, реактивная мощность, конденсаторы звена постоянного тока, статический компенсатор реактивной мощности (STATCOM), цепь выравнивания напряжений.

I. ВВЕДЕНИЕ

С момента изобретения трехуровневого инвертора со фиксированной нулевой точкой (с отсекающими диодами) в 1980 г. [1], было проведено множество исследований, связанных как непосредственно с этим инвертором, так и с иными многоуровневыми схемами, имеющими аналогичный принцип действия, а также с их применением в промышленности и энергетике [2], [3]. За это время трехуровневые схемы начали использоваться на практике, в частности в электроприводах для металлургии, в тяговых приводах японского скоростного поезда (так наз. "Shinkansen"), в «контроллере потока мощности» на 160 МВА, изготовленном в США, и др.

Тем не менее, четырех-, пяти- и семиуровневые преобразователи [4]–[13], несмотря на продолжительные усилия исследователей и инженеров, так и не нашли широкого применения. По-видимому это обусловлено тем, что никому так и не удалось найти применений для четырех- и пятиуровневых схем, обоснованных с точки зрения соотношения «цена-характеристики». В 1990-х для построения пятиуровневого преобразователя на 6.6 кВ требовались запираемые тиристоры (GTO) на 4.5 кВ, и это были единственные полупроводниковые приборы на данное напряжение, имевшиеся на рынке. Однако GTO на 4.5 кВ имели ограничение по частоте коммутации, которое из практических соображений находилось на уровне не более 200 Гц.

В последние годы имел место значительный прогресс в технологиях производства силовых полупроводниковых приборов. В результате на рынке появились биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT) на 4.5 кВ, а также IGBT пятого поколения на 1.2 кВ. Sasagawa и др. [14] предложили простую схему драйвера, способного обеспечить выравнивание напряжений в динамике на последовательно-

соединенных IGBT. Применение указанной схемы позволяет заменить один IGBT на 4.5 кВ на цепь, состоящую из четырех IGBT на 1.2 кВ или трех - на 1.7 кВ, соединенных последовательно. Это может позволить значительно увеличить частоту коммутации ключей в пятиуровневой схеме с выходным напряжением 6.6 кВ. Указанные достижения в области силовых полупроводниковых приборов и схемотехники делают возможным внедрение в промышленность и энергетику пятиуровневых бестрансформаторных инверторов на 6.6 кВ в ближайшем будущем.

В данной статье рассматривается построение бестрансформаторного статического компенсатора реактивной мощности (STATCOM), предназначенного для использования в промышленных электросетях 6.6 кВ. При этом разработан и испытан опытный образец STATCOM на напряжение 200 В и мощность 10 кВА, состоящий из пятиуровневого преобразователя с частотой модуляции 3 кГц, и двух биполярных импульсных регуляторов (buck-boost choppers) с частотой ШИМ 3 кГц. Результаты испытаний показывают, что разработанный STATCOM обеспечивает управление реактивной мощностью 10 кВА при времени реакции (перевода «отстающего» $\cos \varphi$ в «опережающий» и наоборот) не более 20 мс, с сохранением необходимого баланса напряжений на всех четырех емкостях даже во время переходного процесса.

II. КОНЦЕПЦИЯ STATCOM НА 6.6 кВ

A. Пятиуровневый инвертор на 6.6 кВ с отсекающими диодами и ШИМ

На рис.1 показана схема силовой части бестрансформаторного STATCOM на 6.6 кВ, состоящая из пятиуровневого преобразователя на мощность 1 МВА и выравнивающей цепи на 6 кВА. Каждый IGBT на схеме физически представляет собой один IGBT на 4.5 кВ, три IGBT на 1.7 кВ или четыре IGBT на 1.2 кВ, включенных последовательно. Каждый отсекающий диод представляет собой одиночный прибор на 4.5 кВ. Заметим, что реальная частота коммутации IGBT лежит в диапазоне от 500 до 1000 Гц, хотя несущая частота ШИМ поддерживается постоянной и равной 3 кГц. Традиционный 6.6 STATCOM на 6.6 кВ/ 1 МВА, выполненный на базе инвертора напряжения, может содержать трансформатор 6.6 кВ/1 МВА, обеспечивающий гальваническую развязку между энергосистемой и силовой частью. Однако масса трансформатора лежит в пределах от 3000 до 4000 кг, в то время как собственно преобразователь имеет массу от 1000 до 2000 кг. Этот факт навел авторов на мысль о целесообразности устранения трансформатора, поскольку это приводит к снижению как массогабаритных показателей, так и стоимости STATCOM. Соответственно можно предположить, что в недалеком будущем бестрансформаторные устройства STATCOM будут монтироваться на опоры ЛЭП 6.6 кВ систем электроснабжения.

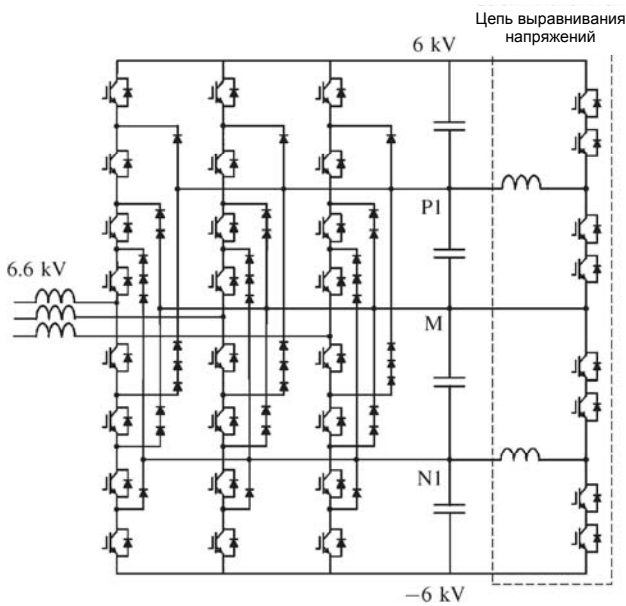


Рис.1. Бестрансформаторный STATCOM мощностью 1 МВА на базе пятиуровневого инвертора с отсекающими диодами и цепь выравнивания напряжений мощностью 6 кВА.

Если задаться целью разработать STATCOM на 1 МВА/ 6.6 кВ без трансформатора, становится очевидным, что необходим высоковольтный преобразователь, допускающий непосредственное подключение к сети. Поскольку пиковое линейное напряжение достигает 10 кВ, напряжение звена постоянного тока (при реакторе со стороны сети мощностью 10% от мощности установки) должно составлять порядка 12 кВ, чтобы обеспечить приемлемое качество регулирования тока. Реактор со стороны сети является обязательным элементом, необходимым для поддержания разности мгновенных значений между напряжением сети и напряжением на выходе преобразователя. Соответственно преобразователь должен содержать восемь IGBT на 4.5 кВ, соединенных последовательно (из расчета на 12 кВ в звене постоянного тока). Это объясняет целесообразность использования трех- или пятиуровневого преобразователя с отсекающими диодами вместо традиционного «двухуровневого» инвертора.

Пятиуровневый преобразователь генерирует гораздо меньше высших гармоник и электромагнитных помех, чем трехуровневый. Платой за это является необходимость в дополнительных конденсаторах и отсекающих диодах. Дополнительные диоды увеличивают стоимость как комплектующих, так и установки в целом. Наличие дополнительных конденсаторов приводит к проблемам с выравниванием напряжений. С другой стороны, увеличение стоимости может быть компенсировано за счет отличных показателей по ЭМС.

В. Выравнивание напряжений на четырех конденсаторах звена постоянного тока

При протекании тока, содержащего постоянную составляющую через любой из узлов $P1$, $N1$ или M , возникает асимметрия напряжений на прилежащих к узлу конденсаторах. В пятиуровневой схеме, предназначенной для STATCOM на 6.6 кВ, на конденсаторах возникают пульсации на частоте $150 \text{ Гц} (= 50 \text{ Гц} \times 3)$. Указанные пульсации являются неотъемлемым свойством пятиуровневого преобразователя. Правильный выбор конденсаторов позволяет снизить амплитуду пульсаций до приемлемого уровня. Рассматриваемая в данной работе асимметрия напряжений (и проблема выравнивания напряжений) подразумевает отклонение постоянной составляющей напряжения на конденсаторах от одной четвертой номинального напряжения звена постоянного тока.

Существующие решения проблемы выравнивания напряжений на конденсаторах в четырех- и пятиуровневых преобразователях с отсекающими диодами могут быть подразделены на три типа. Первый из них заключается во введении в звено постоянного тока специальной «балансирующей» цепи [4], [6]. Второй – в использовании сложных методов ШИМ, позволяющих не только регулировать напряжение в звене постоянного тока, но и выравнивать напряжения на четырех или шести конденсаторах как устройств, подобных STATCOM [2], так и устройств типа выпрямитель-инвертор [8], [11]. Третий тип представляет собой комбинацию первого и второго. В [9] он применяется в пятиуровневом инверторе с отсекающими диодами для преобразователя частоты, питающего асинхронный двигатель. Второй тип однозначно дешевле первого и третьего, по крайней мере применительно к бестрансформаторному STATCOM на 6.6 кВ. Однако в этом случае подстройка напряжений на конденсаторах влияет на управление потоком мощности, если алгоритм управления основывается на приоритете баланса напряжений. Кроме того, к устройствам STATCOM, предназначенным для непосредственного подключения к сети 6.6 кВ, предъявляются известные требования по надежности работы при аварийных и переходных процессах в линии.

Исходя из приведенных соображений, авторы решили скомбинировать метод ШИМ, основанный на вводе напряжения нулевой последовательности с частотой 6-й гармоники для поддержания потенциала «среднего» узла M , со специальной «выравнивающей» схемой для потенциалов узлов $P1$ и $N1$. Таким образом, задачи пятиуровневого преобразователя для STATCOM могут быть в основном сведены к генерации реактивной мощности, а также к регулированию напряжения звена постоянного тока и потенциала средней точки.

III. ПОСТРОЕНИЕ ОПЫТНОГО ОБРАЗЦА

На рис.2 показан STATCOM на 200 В/10 кВА разработанный и испытанный в рамках данной работы. Никаких активных фильтров со стороны сети (т.е. выше входного реактора L_{AC}) не устанавливалось. Система управления пятиуровневого инвертора была выполнена независимо от узла выравнивания напряжений, состоящего из биполярных импульсных регуляторов. На рис. 3 проиллюстрировано формирование напряжения v_{P2-N2} (т.е. напряжения в т. $P2$ относительно т. $N2$), а также показаны четыре напряжения на конденсаторах и пять узлов: $P2$, $P1$, M , $N1$ и $N2$.

В таблице I приведены параметры экспериментальной схемы. Каждый IGBT-модуль содержит встроенный обратный диод, а отсекающие диоды имеют те же характеристики, что и обратные (600 В/100 А). «Емкостная постоянная» H [15], приведенная в таблице I, полезна тем, что связывает полную емкость четырех последовательных конденсаторов с постоянным напряжением на них. Она определяется как отношение запасенной в конденсаторах энергии [Дж] к

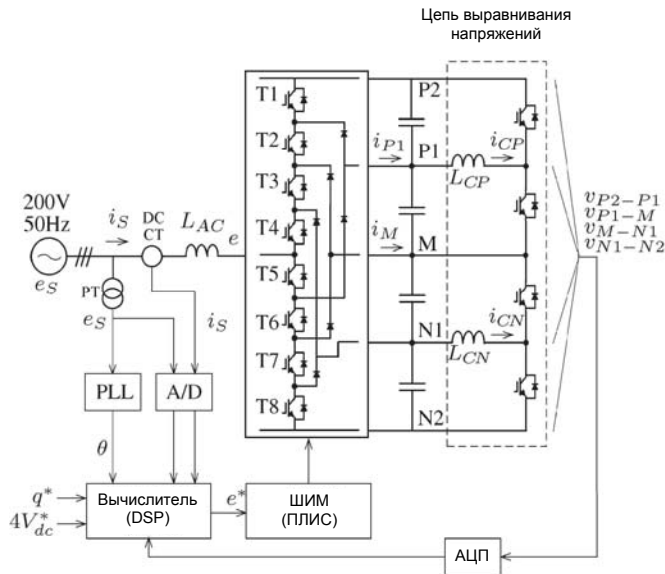


Рис. 2. Лабораторный STATCOM на 200 В и 10 кВА

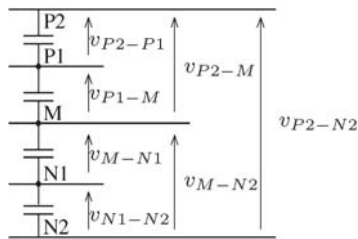


Рис. 3. Напряжение звена постоянного тока и конденсаторов

ТАБЛИЦА I. ПАРАМЕТРЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЙ СХЕМЫ

Индуктивность реактора	L_{AC}	1.2 мГн (9.5%)
Сопrotивления реактора	R_{AC}	2 мОм (0.5%)
Напряжение	V_{dc}	100 В
Емкость конденсаторов	C_{dc}	6,600 мкФ
Напряжение звена ПТ	$4V_{dc}$	400 В
Емкостная постоянная	H	13 мс
Индуктивность регулятора	$L_{CP}=L_{CN}$	110 мГн (0.3 А)
Несущая частота ШИМ	f_c	3 кГц

на 3 фазы, 50 Гц, 200 В, 10 кВА

мощности преобразователя [Вт]. В целом величина H варьирует от 1 до 20 мс и принимается с учетом различных факторов, в том числе решаемых задач, класса по напряжению, конфигурации системы и силовой схемы. Для бестрансформаторного STATCOM на базе пятиуровневого преобразователя, предназначенного для непосредственного подключения к сети 6.6 кВ, авторами было выбрано значение емкости $C_{dc} = 6600$ мкФ (для каждого из последовательно включенных конденсаторов). Таким образом, емкостная постоянная составила 13 мс. Указанная величина может несколько отличаться от таковой в традиционном варианте STATCOM.

На рис.4 показаны четыре несущих («пилы») с одинаковой частотой, равной 3 кГц, а также сигнал задания e^* , необходимый для получения ШИМ. Заметим, что все четыре пилообразных сигнала имеют одинаковую амплитуду и фазу, при этом в каждый сигнал введено соответствующее начальное смещение.

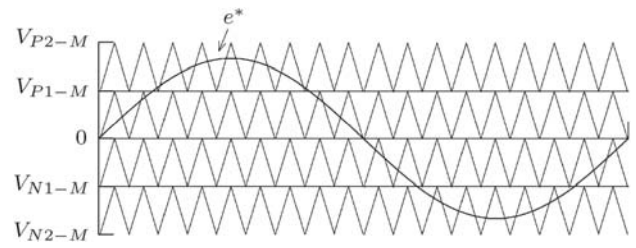


Рис.4. Сигнал задания и четыре несущих сигнала синусоидальной ШИМ.

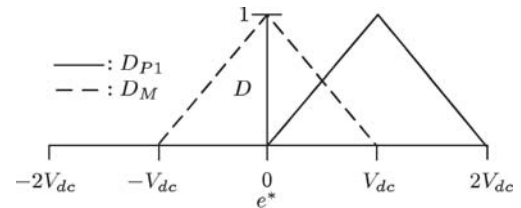


Рис.5. Выходное напряжение e^* и скважность D .

IV. АНАЛИЗ СРЕДНИХ ЗНАЧЕНИЙ ТОКОВ, ПРОТЕКАЮЩИХ ЧЕРЕЗ УЗЛЫ P1, N1 И M

Даже при небольшой величине тока, «втекающего» в один из узлов P1, N1 и M, при отсутствии выравнивающей цепи или каких-либо специальных мер по управлению, возникает асимметрия напряжений на соответствующих конденсаторах. В данном разделе приведен теоретический анализ средних значений токов i_{P1} and i_M , с допущением, что токи i_{P1} and i_{N1} одинаковы.

A. Напряжение задания и значения скважности

На рис.5 показано соотношение между напряжением задания e^* пятиуровневого преобразователя и скважностями D_{P1} и D_M [17]. Скважность представляет собой отношение времени протекания тока сети i_s через узел к периоду сети (20 мс). Таким образом, произведение скважности и этого тока дает мгновенное¹ значение тока для соответствующего узла. Скважности D_{P1} и D_M определяются следующим образом:

$$D_{P1} = \begin{cases} 0, & (V_{N2-M} \leq e^* < 0) \\ e^*/V_{P1-M}, & (0 \leq e^* < V_{P1-M}) \\ 2 - e^*/V_{P1-M}, & (V_{P1-M} \leq e^* \leq V_{P2-M}) \end{cases} \quad (1)$$

$$D_M = \begin{cases} 0, & (V_{N2-M} \leq e^* < V_{N1-M}) \\ 1 + e^*/V_{M-N1}, & (V_{N1-M} \leq e^* < 0) \\ 1 - e^*/V_{P1-M}, & (0 \leq e^* < V_{P1-M}) \\ 0, & (V_{P1-M} \leq e^* \leq V_{P2-M}). \end{cases} \quad (2)$$

B. Постоянный ток, втекающий в узел P1

Можно рассчитать средние значения постоянных составляющих токов, втекающих в узлы P1 and M (i_{P1} и i_M), в предположении, что напряжение задания e^* и ток сети i_s являются синусоидальными величинами, заданными уравнениями:

$$e^* = \sqrt{2}E \sin \omega t \quad (3)$$

$$i_s = \sqrt{2}I_{Sd} \sin \omega t - \sqrt{2}I_{Sq} \cos \omega t. \quad (4)$$

Среднее значение постоянной составляющей i_{P1} в установившемся режиме можно рассчитать как среднее значение

ние мгновенного тока i_{P1} , «втекающего» в узел $P1$ за период сети $T = 20$ мс. Отсюда имеем:

$$\bar{i}_{P1} = \frac{3}{T} \int_0^T D_{P1} i_{Sd} dt = \frac{6}{T} \int_0^{\frac{T}{4}} D_{P1} i_{Sd} dt. \quad (5)$$

Обозначим момент, в который $\sqrt{2}E \sin \omega t$ равно V_{P1-M} как $T_{V_{P1-M}}$

$$T_{V_{P1-M}} = \frac{1}{\omega} \sin^{-1} \left(\frac{V_{P1-M}}{\sqrt{2}E} \right). \quad (6)$$

When $\sqrt{2}E \geq V_{P1-M}$, \bar{i}_{P1} can be derived as

$$\bar{i}_{P1} = \frac{6I_{Sd}}{\omega T} \left[\frac{E}{V_{P2-M}} \left\{ 4\omega T_{V_{P1-M}} - 2 \sin(2\omega T_{V_{P1-M}}) - \pi \right\} + 2\sqrt{2} \cos(\omega T_{V_{P1-M}}) \right]. \quad (7)$$

Заметим, что I_{Sq} исключен из (7), несмотря на то, что I_{Sd} входит в (7). Это означает, что постоянный ток не течет к узлу $P1$, если пятиуровневый преобразователь работает в режиме «идеального STATCOM с нулевыми потерями». Этот вывод из (7) согласуется суждением, приведенным в [13]. Однако в реальном STATCOM протекает небольшой постоянный ток, обусловленный коммутационными потерями и потерями проводимости в преобразователе, а также потерями в магнитопроводе и обмотках L_{AC} . Потери в опытном образце STATCOM (200 В/10 кВА) составили 340 Вт (измеренное значение) при работе в режиме «емкости» с реактивной мощностью 10 кВА. Это подразумевает I_{Sd} порядка 1.0 А. Измеренное действующее значение e^* , E , составило 127 В. Подстановка указанных значений в (7) дает $i_{P1} = 0.3$ А, что составляет лишь 1% номинального тока, равного 30 А. Этот ток постоянно течет к узлу $P1$, что приводит к появлению асимметрии между напряжениями на двух «положительных» емкостях. Соответственно, выравнивающая цепь устанавливается в звене постоянного тока, как показано на рис.2. Заметим, что постоянный ток величиной 0.3 А протекает через индуктивность импульсного регулятора L_{CP} . Мощность регулятора, выравнивающего напряжения между двумя «положительными» конденсаторами составляет 30 ВА (= 100 В x 0.3 А). Поскольку для выравнивания напряжений на «отрицательных» конденсаторах требуется аналогичный регулятор, полная мощность выравнивающей цепи составляет 60 ВА, что составляет всего лишь 0.6% от 10 кВА.

С. Среднее значение постоянного тока, текущего к узлу M

Аналогично расчету i_{P1} выше, для тока, текущего к узлу M (ток i_M), можно записать:

$$\bar{i}_M = \frac{3}{T} \int_0^T D_M i_{Sd} dt = 0. \quad (8)$$

¹ Условие $\sqrt{2}E < V_{P1-M}$ обычно не выполняется в данном варианте STATCOM.

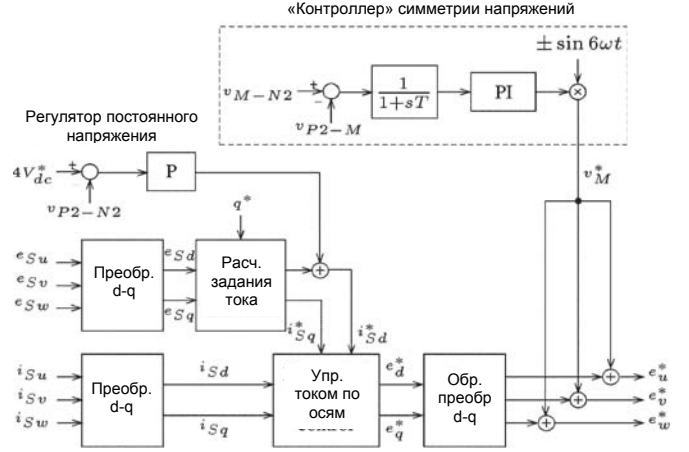


Рис.6. Функциональная схема системы управления пятиуровневым преобразователем.

Это уравнение означает, что к узлу M не течет постоянный ток, независимо от того, активный или реактивный ток преобразователь потребляет от сети. В реальном пятиуровневом преобразователе к узлу M течет небольшой постоянный ток, что является следствием неизбежной асимметрии силовой цепи и погрешностей системы управления. Поэтому авторы решили дополнить алгоритм управления преобразователем функцией «контроля симметрии», и, соответственно, отказаться от использования еще одного импульсного регулятора в звене постоянного тока.

V. УПРАВЛЕНИЕ ПЯТИУРОВНЕВЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ

На рис.6 показана упрощенная структурная схема системы управления (СУ) пятиуровневым преобразователем. Физически СУ представляет собой полностью цифровую схему на основе DSP и ПЛИС. Оцифровка напряжений и токов фаз сети, а также напряжений на четырех конденсаторах производится в точках максимума и минимума «пил» на рис. 4. При этом обновление напряжения задания e^* происходит в момент, соответствующий следующему максимуму или минимуму, с задержкой 167 мкс.

A. Управление токами

Из рис.2 можно получить следующее уравнение для напряжений и токов:

$$\begin{bmatrix} e_{Su} \\ e_{Sv} \\ e_{Sw} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} = \left(R_{AC} + L_{AC} \frac{d}{dt} \right) \begin{bmatrix} i_{Su} \\ i_{Sv} \\ i_{Sw} \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Произведя преобразование в систему координат d - q , получим:

$$\begin{bmatrix} R_{AC} & -\omega L_{AC} \\ \omega L_{AC} & R_{AC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sd} \\ i_{Sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{Sd} - e_d \\ e_{Sq} - e_q \end{bmatrix} \quad (10)$$

где e_d и e_q – составляющие по осям d и q , соответствующие трехфазному напряжению на входе преобразователя, а e_{Sd} и e_{Sq} – аналогичные составляющие для трехфазного напряжения сети. Заметим, что e_{Sq} всегда равно нулю, поскольку e_{Su} сонаправлено с осью d . Мгновенные активная и реактивная мощности p и q [16] рассчитываются следующим образом:

$$p = e_{Sd} \cdot i_{Sd} \quad (11)$$

$$q = e_{Sd} \cdot i_{Sq}. \quad (12)$$

Напряжение задания по оси d , e^*_d , и напряжение задания по оси q , e^*_q , преобразователя определяются уравнениями:

$$\begin{bmatrix} e^*_d \\ e^*_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{sd} \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_{AC} & -\omega L_{AC} \\ \omega L_{AC} & R_{AC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} - K_P \begin{bmatrix} i^*_{sd} - i_{sd} \\ i^*_{sq} - i_{sq} \end{bmatrix} - K_I \int \begin{bmatrix} i^*_{sd} - i_{sd} \\ i^*_{sq} - i_{sq} \end{bmatrix} \cdot dt. \quad (13)$$

Здесь i_{sd} и i_{sq} – токи задания по осям d и q , рассмотренные в следующем параграфе. Первый и второй члены в правой части (13) введены для компенсации напряжения сети и напряжения на реакторе со стороны сети. Третий и четвертый члены – пропорциональная и интегральная части ПИ-регулятора. Коэффициент передачи пропорциональной части $K_P = 1.8$ В/А, а коэффициент передачи интегральной части $K_I = 90$ В/(А×с). При реализации в цифровом виде закона управления, основанного на (13), возникает задержка на один период квантования, влияющая на первый член (13). Указанная задержка соответствует углу $\pi/60$ рад для частоты сети 50 Гц, т.к. частота несущей ШИМ составляет 3 кГц. Скорректированные с учетом вносимого запаздывания напряжения задания определяются уравнением:

$$\begin{bmatrix} e^*_d \\ e^*_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{sd} \cos(\pi/60) \\ e_{sd} \sin(\pi/60) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_{AC} & -\omega L_{AC} \\ \omega L_{AC} & R_{AC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} - K_P \begin{bmatrix} i^*_{sd} - i_{sd} \\ i^*_{sq} - i_{sq} \end{bmatrix} - K_I \int \begin{bmatrix} i^*_{sd} - i_{sd} \\ i^*_{sq} - i_{sq} \end{bmatrix} \cdot dt. \quad (14)$$

В. Управление напряжением звена постоянного тока

Для управления напряжением звена постоянного тока v_{P2-N2} достаточно ввести обратную связь по напряжению с коэффициентом передачи $K_{dc} = 1.0$ А/В. Величина указанной обратной связи определяет задание тока по оси d , в то время как задание по оси q определяется заданием реактивной мощности q^* . Таким образом, имеем:

$$i^*_{sd} = K_{dc}(4V^*_{dc} - v_{P2-N2}) \quad (15)$$

$$i^*_{sq} = \frac{q^*}{e_{sd}}. \quad (16)$$

В последующих экспериментах величина задания напряжения звена постоянного тока ($4V^*_{dc}$) принята равной 400 В.

VI. КОНТРОЛЬ СИММЕТРИИ НАПРЯЖЕНИЙ

А. Контроль симметрии напряжений

На рис.7 показан ток, «втекающий» в узел M , i_M , при работе в «емкостном режиме» при идеальных условиях, с наложением постоянного напряжения нулевой последовательности или напряжения нулевой последовательности с частотой 6-й гармоники (300 Гц) на трехфазное напряжение задания. При наложении постоянного напряжения нулевой последовательности [9] постоянная составляющая i_M (или средний ток i_M) равна нулю, как показано на рис.7(а). Это связано с тем, что СТАТСОМ потребляет от сети чисто реактивный ток. С другой стороны, i_M не равен нулю при наложении напряжения нулевой последовательности с частотой

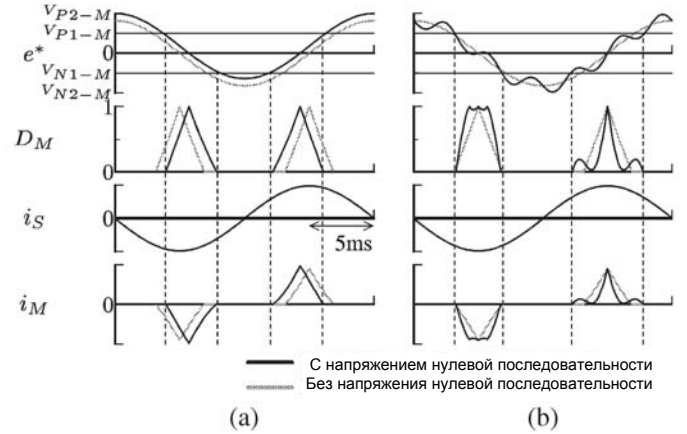


Рис.7. Форма тока i_M , текущего к «среднему» узлу M при наложении напряжений нулевой последовательности на напряжения задания и работе в «емкостном» режиме. (а) Постоянное напряжение нулевой последовательности. (б) Напряжение нулевой последовательности с частотой 6-й гармоники.

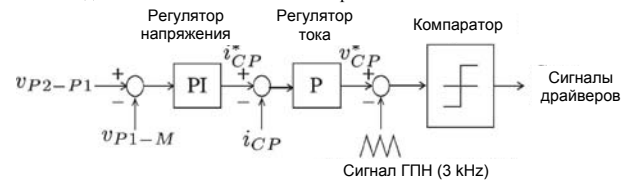


Рис.8. Функциональная схема «положительного» регулятора схемы выравнивания напряжений.

6-й гармоники, как показано на рис.7(б). Это позволяет выравнивать напряжения v_{P2-M} и v_{M-N2} путем регулирования i_M . Причина выбора именно 6-й гармоники заключается в том, что ее частота – это минимальная частота, кратная и двум и трем частотам основной гармоники.

Как можно видеть из рис. 6, «контроллер симметрии» состоит из ФНЧ с частотой среза 10 Гц ($T = 16$ мс) и ПИ регулятора с коэффициентами передачи пропорциональной и интегральной частей равными 0.5 и 0.1 1/с соответственно. Полярность задания реактивной мощности q^* определяет полярность сигнала «контроллера симметрии», поскольку полярность i_S в «индуктивном» режиме работы преобразователя противоположна таковой в «емкостном» режиме.

ФНЧ используется для подавления составляющей 150 Гц в сигнале $v_{M-N2-V_{P2-M}}$, для выделения постоянной составляющей. Задание напряжения нулевой последовательности (с частотой 6-й гармоники) v^*_{M} , поступающее с выхода ПИ-регулятора складывается с напряжениями задания для всех трех фаз – e^*_{u} , e^*_{v} , и e^*_{w} .

В.Цепь выравнивания напряжений

Как можно видеть из рис.2, цепь выравнивания напряжений устанавливается в звене постоянного тока пятиуровневого преобразователя. Она состоит из двух биполярных импульсных регуляторов («положительного» и «отрицательного»), управляемых независимо друг от друга. «Положительный» регулятор обеспечивает выравнивание напряжений на двух верхних по схеме конденсаторах, «отрицательный» – на нижних конденсаторах. На рис. 8 показана функциональная схема системы управления «положительным» регулятором. Для регулятора напряжения коэффициент передачи пропорциональной части составляет 1.4 А/В, а интегральной части – 0.1 А/(В×с). Коэффициент передачи пропорциональной части регулятора тока составляет 0.2 В/А. Задание напряжения

v_{CP}^* сравнивается с пилообразным сигналом с частотой 3 кГц для получения ШИМ сигналов управления ключами «положительного» регулятора.

VII. ФАКТИЧЕСКИЕ ЧАСТОТЫ КОММУТАЦИИ IGBT В ПЯТИУРОВНЕВОМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ

Хорошо известно, что фактические частоты коммутации индивидуальных силовых модулей не равны несущей частоте ШИМ (точнее говоря, ниже этой частоты), в отличие от традиционных двухуровневых преобразователей. На рис.2 восемь IGBT каждой из фаз обозначены $T1, T2, \dots, T8$ (сверху вниз). Если мгновенное значение e^* превышает V_{P1-M} , происходит коммутация $T1$ и $T5$, при этом состояние остальных IGBT не меняется. При $0 < e^* < V_{P1-M}$, происходит коммутация $T2$ и $T6$. По соображениям симметрии $T1, T4, T5$ и $T8$ имеют одну и ту же частоту переключения. Приборы $T2, T3, T6$ и $T7$ также имеют одну и ту же частоту переключения, которая, однако, отличается от частоты переключения $T1, T4, T5$ и $T8$. Поэтому достаточно рассмотреть частоты переключения f_{S1} и f_{S2} ключей $T1$ и $T2$.

Используя формулу (3) для e^* , можно определить время, в течение которого происходит модуляция с помощью $T1$:

$$T_{V_{P1-M}} \leq t \leq \frac{T}{2} - T_{V_{P1-M}}. \quad (17)$$

Отсюда частоты переключения f_{S1} и f_{S2} будут равны:

$$f_{S1} = \frac{T/2 - 2T_{V_{P1-M}}}{T} f_C \quad (18)$$

$$f_{S2} = \frac{f_C}{2} - f_{S1}. \quad (19)$$

При $\sqrt{2}E = V_{P2-M}$, f_{S1} принимает максимальное значение, равное 1 кГц (поскольку $f_C = 3$ кГц), а f_{S2} принимает минимальное значение, равное 500 Гц.

Если $\sqrt{2}E$ становится ниже V_{P1-M} , f_{S1} уменьшается. При работе STATCOM в режиме «индуктивности» с реактивной мощностью 10 кВА, действующее значение e^* принимает минимальное значение $E = 0.85E_S$ (с учетом того, что STATCOM имеет реактор со стороны сети с $L_{AC} = 9.5\%$). Это приводит к $f_{S1} = 800$ Гц (минимальное значение) и $f_{S2} = 700$ Гц (максимальное значение). Общий вывод из приведенных выкладок: реальная частота коммутации f_{S1} находится в пределах от 800 до 1000 Гц, а f_{S2} - от 500 до 700 Гц.

VIII. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТА

A. Характеристики в установившемся режиме

На рис.9 показаны полученные экспериментально осциллограммы сигналов для установившегося режима при работе STATCOM в качестве «конденсатора» с реактивной мощностью 10 кВА. На осциллограмме e_{u-M} хорошо видны пять уровней постоянного напряжения, а на e_{u-v} - девять уровней. Из формы приведенных осциллограмм очевидно, что напряжение на выходе пятиуровневого преобразователя содержит значительно меньше высших гармоник, чем у традиционных двухуровневых преобразователей.

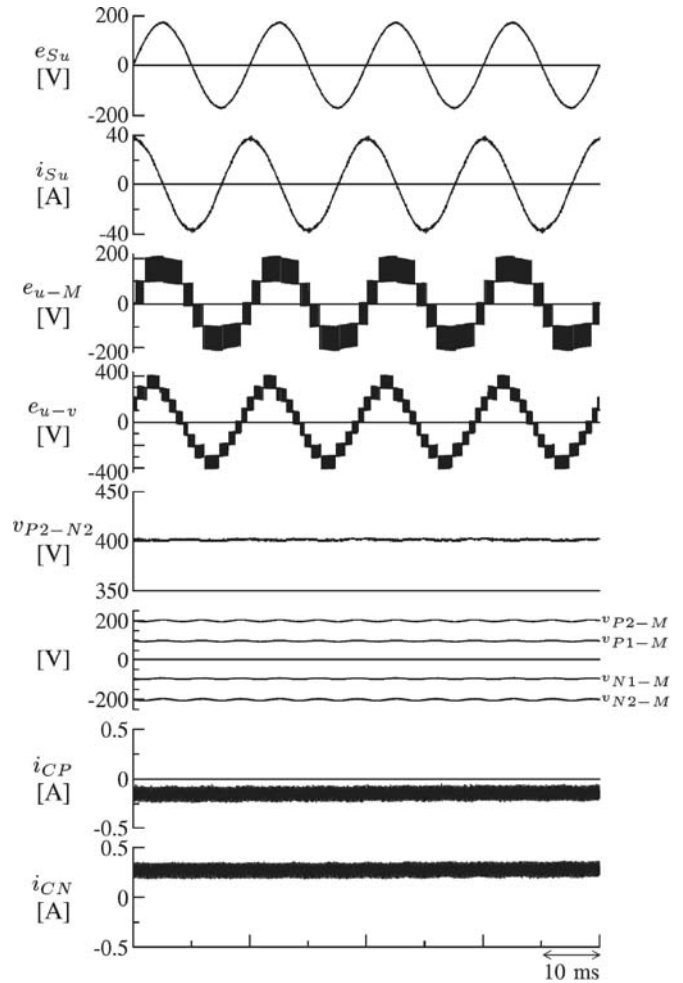


Рис.9. Экспериментальные осциллограммы при работе в «емкостном» режиме с мощностью 10 кВА.

В таблице II приведены суммарный коэффициент гармоник (THD) и величины отдельных гармоник тока i_{Su} , отнесенные к току основной гармоники. Заметим, что гармоники, величина которых не превышает 0.1%, исключены из таблицы II. Силовые преобразователи для подключения к электросетям общего пользования в Японии должны одновременно удовлетворять следующим требованиям: 1) THD для тока не должен превышать 5%, и 2) уровень индивидуальных гармоник (для тока) не должен превышать 3% основной гармоники.

Из таблицы II следует, что форма i_{Su} полностью удовлетворяет обоим требованиям.

B. Фактические частоты коммутации IGBT

На рис. 10 показаны развернутые во времени осциллограммы с рис.9. В таблице III приведены реальные частоты коммутации для каждого IGBT при работе в режиме «емкости» с реактивной мощностью 10 кВА, замеренные по осциллограмме e_{u-M} на рис. 10. Из таблицы III следует, что фактические частоты коммутации $T1, T4, T5$ и $T8$ были одинаковы и составляли 950 Гц (т.е. находились в диапазоне от 800 до 1000 Гц), а частоты для $T2, T3, T6$ и $T7$ - 550 Гц (т.е. находились в диапазоне от 500 до 700 Гц). Это согласуется с теоретической оценкой диапазонов этих частот по (18) и (19) в предыдущем параграфе.

ТАБЛИЦА II.
ТНД ТОКА И ЗНАЧЕНИЯ ГАРМОНИЧЕСКИХ СОСТАВЛЯЮЩИХ i_{Su} ПРИ РАБОТЕ В РЕЖИМЕ «ЕМКОСТИ» (В %)

ТНД	2-я	3-я	4-я	5-я	7-я	9-я	11-я	19-я	26-я	38-я
1.7	0.4	0.4	0.6	0.9	0.9	0.2	0.5	0.2	0.2	0.2

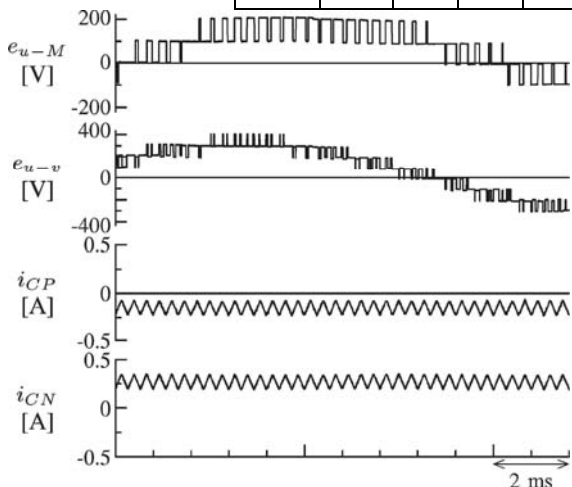


Рис. 10. «Растянутые» осциллограммы e_{u-M} , i_{CP} , и i_{CN} из рис. 9.

ТАБЛИЦА III
ФАКТИЧЕСКАЯ ЧАСТОТА КОММУТАЦИИ КАЖДОГО IGBT
ПРИ РАБОТЕ В РЕЖИМЕ «ЕМКОСТИ» С МОЩНОСТЬЮ 10 КВА

X	1, 4, 5, 8	2, 3, 6, 7
f_{sx} [Гц]	950	550

C. Контроль симметрии напряжений

На осциллограмме v_{P2-N2} на рис.9 заметны пульсации напряжения с амплитудой порядка $\pm 0.5\%$. Среднее значение напряжения звена постоянного тока соответствовало величине задания, равной 400 В. Из осциллограмм v_{P2-M} , v_{P1-M} , v_{N1-M} и v_{N2-M} на рис. 9 и 10 можно заключить, что схема и алгоритмы выравнивания напряжений обеспечивают хорошую симметрию напряжений на конденсаторах. Иными словами, напряжение каждого конденсатора может управляться таким образом, чтобы поддерживалась величина 100 В. Однако на всех конденсаторах наблюдаются пульсации напряжения с утроенной частотой сети (150 Гц). Заметим, что это явление – характерная особенность пятиуровневой схемы; в напряжении звена постоянного тока составляющая 150 Гц отсутствует. Величины составляющих с частотой 150 Гц в напряжениях v_{P2-M} и v_{P1-M} составляют $\pm 3.0\%$ и $\pm 4.0\%$ соответственно. Тем не менее, они не оказывают негативного влияния на качество регулирования тока.

Измеренные средние значения (постоянных составляющих) токов, протекающих через индуктивности импульсных регуляторов L_{CP} и L_{CM} составили -0.2 и 0.1 А соответственно. На постоянные токи i_{CP} и i_{CN} накладывались пульсации с частотой 3 кГц, обусловленные коммутацией ключей. Каждая индуктивность импульсных регуляторов имела величину в 100 мГн и была рассчитана на длительный ток 0.3 А и пиковый ток 0.5 А. Можно предположить, что индуктивность регуляторов (110 мГн/0.3 А) имеет (теоретически) габариты того же порядка, что и индуктивность 11 мкГн/30 А (номинальный ток STATCOM). Соответственно, индуктивности регуляторов имеют значительно меньшие размеры и мощности рассеяния, чем реактор переменного тока L_{AC} (1.2 мГн/30 А), несмотря на некоторые различия между реакторами постоянного и переменного тока.

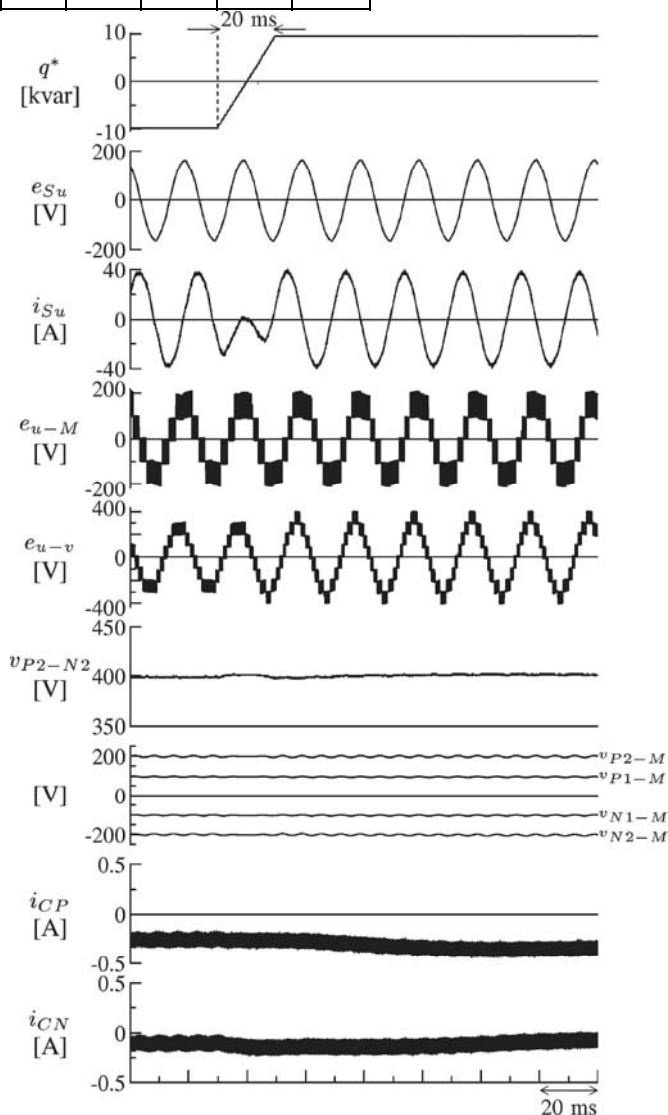


Рис.11. Переходный процесс при переходе с «индуктивного» режима на «емкостной» (10 кВА).

D. Работа в переходных режимах

На рис.11 показаны экспериментальные осциллограммы переходного процесса при линейном изменении задания реактивной мощности q^* от -10 до +10 кВА в течение одного периода сети (20 мс). При том $q^* = -10$ кВА соответствует «индуктивному» режиму работы, а $q^* = +10$ кВА – «конденсаторному» режиму. Опытный образец STATCOM на 200 В обеспечивал приемлемое качество поддержания параметров, в том числе напряжения звена постоянного тока, в том числе в переходных режимах. Кроме того, не отмечено «перекося» напряжений на четырех конденсаторах звена постоянного тока; при этом не наблюдалось чрезмерных значений токов i_{CP} и i_{CN} .

На рис.12 показаны экспериментальные осциллограммы до и после отключения выравнивающей цепи для узлов P1 и N1. Указанное отключение было произведено в момент $t=50$ мс при работе с реактивной мощностью 10 кВА в «емкостном» режиме. При этом контроль симметрии напряжений для узла M

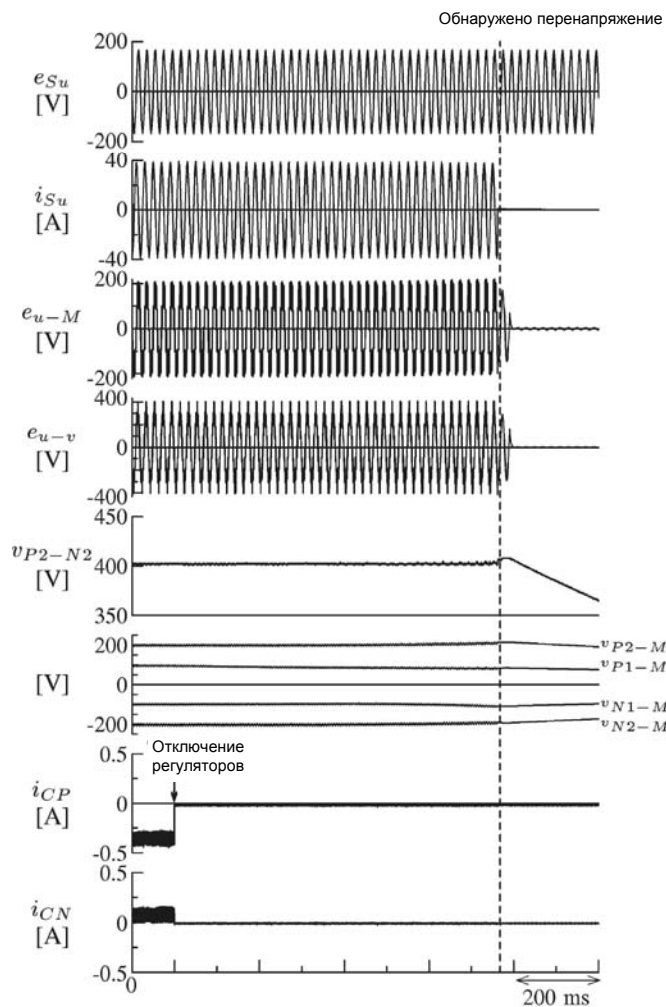


Рис.12. Экспериментальные осциллограммы до и после отключения выравнивающей цепи при работе в «емкостном» режиме с реактивной мощностью 10 кВА с поддержанием симметрии напряжений.

сохранялся в течение всего эксперимента. Было отмечено, что напряжения на конденсаторах v_{P2-M} и v_{M-N2} были достаточно симметричны независимо от действия выравнивающей цепи.

После отключения выравнивающей цепи напряжение конденсатора v_{P2-P1} начало снижаться, а напряжение v_{M1-N2} - увеличиваться. Защита от перенапряжения по каналу v_{P2-P1} сработала в момент времени $t=1.02$ с (т.е. через 970 мс), после чего STATCOM был автоматически отключен. Таким образом, результаты эксперимента подтверждают целесообразность установки выравнивающих цепей в звене постоянного тока пятиуровневого преобразователя.

IX. ВЫВОДЫ

В работе рассмотрена конфигурация бестрансформаторного STATCOM на 6.6 кВ на базе пятиуровневого инвертора с отсекающими диодами. При этом акцент был сделан на выравнивании напряжений на последовательно включенных конденсаторах. Особенностью предложенного STATCOM является совместное использование двух маломощных импульсных выравнивающих регуляторов и специального алгоритма ШИМ для силовой части пятиуровневого преобразователя. Результаты испытаний лабораторной модели на напряжение 200 В с мощностью 10 кВА подтвердили работоспособность и высокую эффективность использования

выравнивающих цепей и алгоритма управления инвертором, в том числе в переходных режимах.

Предложенная концепция построения STATCOM, а также полученные экспериментальные данные позволяют надеяться, что бестрансформаторные STATCOM на 6.6 кВ будут разработаны и выведены на рынок в ближайшем будущем. Авторы полагают, что STATCOM будет конкурентоспособен с традиционными статическими компенсаторами на базе конденсаторов, реакторов и/или тиристоров как в отношении цены, так и характеристик.

ВЫРАЖЕНИЕ ПРИЗНАТЕЛЬНОСТИ

Авторы хотели бы выразить благодарность Y. Matsumoto и J. Toyosaki из Fuji Electric Advanced Technology за техническую поддержку данной работы.

ССЫЛКИ

- [1] A. Nabae, I. Takahashi и H. Akagi, "Новый инвертор с фиксированной нулевой точкой," IEEE Trans. Ind. Appl., том 1A-17, №5, с. 518–523, сент./окт. 1981.
- [2] J.S. Lai и F.Z. Peng, "Многоуровневые преобразователи – новый тип силовых инверторов," IEEE Trans. Ind. Appl., том 32, №. 3, с. 509–517, май/июнь 1996.
- [3] J. Rodriguez, J.S. Lai и F.Z. Peng, "Многоуровневые инверторы: обзор силовых схем, способов управления и применений," IEEE Trans. Ind. Electron., том 49, №. 4, с. 724–738, авг.2002.
- [4] N.S. Choi, J.G. Cho и G.H. Cho, "Базовые конфигурации схем многоуровневых инверторов," Proc. Conf. Rec. IEEE PESC, 1991, с. 96–103.
- [5] R.W. Menzies, P. Steimer и J.K. Steinke, "Пятиуровневые инверторы на базе GTO для мощных асинхронных электроприводов," IEEE Trans. Ind. Appl., том 30, no. 4, с. 938–944, июль/авг. 1994.
- [6] R. Rojas, T. Ohnishi и T. Suzuki, "Способ ШИМ для четырехуровневого инвертора," Proc. Inst. Electr. Eng.- Electr. Power Appl., том 142, №. 6, с. 390–396, ноябрь 1995.
- [7] C. Hochgraf и R.H. Lasseter, "Бестрансформаторный статический синхронный компенсатор с использованием многоуровневого инвертора," IEEE Trans. Power Del., том 12, №2, с. 881–887, апр. 1997.
- [8] Y. Chen, B. Mwinyiwiwa, Z. Wolanski и B. T. Ooi, "Регулирование и выравнивание постоянных напряжений на конденсаторах во многоуровневых STATCOM," IEEE Trans. Power Del., том 12, №. 2, с. 901–907, апр. 1997.
- [9] C. Newton и M. Sumner, "Новый способ выравнивания напряжений в звене постоянного тока пятиуровневых инверторов с отсекающими диодами," Proc. Inst. Electr. Eng.- Electr. Power Appl., том 146, №. 3, с. 341–349, май 1999.
- [10] G. Sinha и T.A. Lipo, "Электропривод на базе четырехуровневого инвертора с пассивным выпрямителем," IEEE Trans. Power Electron., том 15, №. 2, с. 285–294, март 2000.
- [11] M. Marchesoni и P. Tenca, "Многоуровневые преобразователи с отсекающими диодами: практический метод выравнивания напряжений в звене постоянного тока," IEEE Trans. Ind. Electron., том 49, № 4, с.752–765, авг. 2002.
- [12] K. Corzine, X. Kou и J.R. Baker, "Моделирование средних значений величин для электропривода по четырехуровневой схеме," IEEE Trans. Power Electron., том 18, №. 2, с. 619–627, март 2003.
- [13] J. Pou, R. Pindado и D. Boroyevich, "Ограничения при выравнивании напряжений в четырехуровневых преобразователях с отсекающими диодами и пассивными выпрямителями," IEEE Trans. Ind. Electron., том 52, №. 1, с. 190–196, февр. 2005.
- [14] K. Sasagawa, Y. Abe и K. Matsuse, "Способ выравнивания напряжений на последовательно-соединенных IGBT," IEEE Trans. Ind. Appl., том 40, № 4, с. 1025–1030, Jul./Aug. 2004.
- [15] H. Fujita, S. Tominaga и H. Akagi, "Разработка и исследование статического компенсатора с регулированием постоянного напряжения и последовательным соединением четырех инверторов напряжения (quad-series voltage-source inverters)," IEEE Trans. Ind. Appl., том 32, № 4, с. 970–978, июль/авг. 1996.
- [16] H. Akagi, Y. Kanazawa и A. Nabae, "Безынерционные компенсаторы реактивной мощности с ключевыми элементами без накопителей энергии," IEEE Trans. Ind. Appl., том ia-20, № 3, с. 625–630, May/Jun. 1984.
- [17] S. Ogasawara и H. Akagi, "Анализ колебаний потенциала средней точки в инверторах с фиксированной средней точкой и ШИМ," в Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting, 1993, с. 965–970.