

# Моделирование энергоэффективного ИБП на основе модульной многоуровневой конструкции

Е. С. Трусова<sup>1</sup>, В. С. Лавриновский<sup>2</sup>, А. О. Федоркова<sup>3</sup>, В. И. Симухин<sup>4</sup>

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет  
«ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

<sup>1</sup>estrusova@stud.etu.ru <sup>2</sup>lavrinovsky.vs@gmail.com <sup>3</sup>aofedorkova@stud.eltech.ru <sup>4</sup>visimukhin@stud.etu.ru

**Аннотация.** В данной статье рассматривается использование модульной многоуровневой структуры для построения энергоэффективного источника бесперебойного питания. Рассматриваются достоинства и недостатки модульной структуры. Актуальность данной темы состоит в том, что такая структура позволяет значительно упростить преобразование электрической энергии. Модульные многоуровневые преобразователи не требуют дополнительного оборудования в виде трансформаторов или фильтров, что значительно снижает потери и повышает энергоэффективность. При выходе из строя элемента, достаточно просто заменить его аналогичным.

**Ключевые слова:** модульный многоуровневый преобразователь; источник бесперебойного питания; накопитель энергии; энергоэффективность; мостовая ячейка

## I. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время наблюдается тенденция перехода к более энергоэффективным преобразователям электроэнергии. Если раньше при построении блока с полупроводниковыми элементами преимущественно использовались не полностью управляемые ключи, тиристоры, то сейчас ведется переход на управляемые ключи, транзисторы. Такое решение позволяет обеспечивать двусторонний обмен энергией, регулирование коэффициента мощности и приемлемый гармонический состав тока, потребляемого из сети.

Классические схемы силовых активных выпрямителей мощных электроприводов обычно представляют собой соединение нескольких трехуровневых преобразователей, подключенных к сети через понижающий трансформатор. Также используются многопульсные схемы соединений обмоток трансформатора для уменьшения искажений синусоидальности кривой тока сети. В настоящий момент подобные конфигурации представляют собой последовательное соединение первичных обмоток трансформатора и различные группы соединений вторичных обмоток.

В современных условиях постепенного снижения стоимости транзисторов и роста цен на активные материалы трансформаторов формируется принципиально новое направление развития преобразователей частоты, которое заключается в проектировании энергоэффективных «бестрансформаторных» многоуровневых преобразователей на базе модульных конструкций [1].

Впервые концепция MMC была предложена в 2001 и 2003 годах в работах *Marquardt u Lesnicar* [2] – [3].

В статье будет рассмотрен энергоэффективный бестрансформаторный ИБП на основе модульной многоуровневой структуры.

## II. ОПИСАНИЕ СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

На рис. 1 представлена структурная схема модульного многоуровневого преобразователя. Преобразователь включает в себя две фазные ветви *A*, *B*, каждая из которых содержит два плеча. Каждое плечо состоит из *n* последовательно соединенных идентичных подмодулей (ячеек) и токоограничивающую индуктивность  $L_{пл}$ , а также активное сопротивление  $R_{пл}$ , учитывающее коммутационные потери в полупроводниках [1].

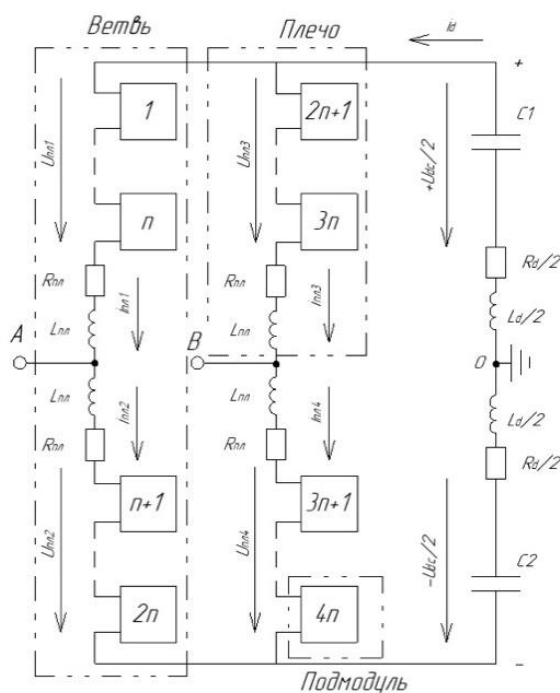


Рис. 1. Структурная схема модульного многоуровневого преобразователя

Для построения многоуровневых преобразователей используются мостовые ячейки, пример которой представлен на рис. 2.

Данные преобразователи также обладают таким качеством как высокая степень модульности. Каждый подмодуль может рассматриваться как подмодуль с аналогичной топологией схем, структурой управления и модуляции. Поэтому, в случае неисправности в одной из этих ячеек, возможно, заменить ее быстро и легко. Более того, используя соответствующий способ управления, можно обойти неисправный подмодуль, не отключая нагрузку, что влечет за собой длительную работоспособность [4].

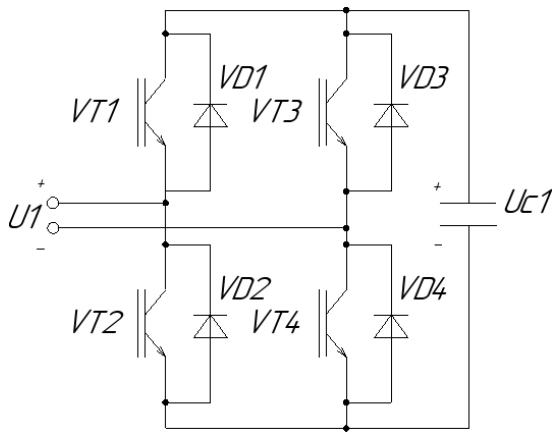


Рис. 2. Схема типовой мостовой ячейки

### III. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ИБП НА ОСНОВЕ MMC

При моделировании преобразователя необходимо определить долю времени, в течение которого переключатели находятся в проводящем состоянии. Данный метод управления не может в полной мере быть применен для MMC, так как при работе преобразователя часть подмодулей находятся во включенном состоянии, а другие зашунтированы. Включение подмодуля в одном плече ветви сопровождается синхронным отключением подмодуля в другом плече [5].

Выбор напряжения накопителей происходит исходя из рабочего напряжения преобразователя и количества подмодулей. Благодаря малому изменению напряжения на аккумуляторах при разряде возможно поддерживать напряжение  $\pm 10\%$  от номинального без сложных алгоритмов балансировки.

Представленная ниже математическая модель схемы разработана с учетом нескольких допущений: частота коммутации считается бесконечной и количество подмодулей также является бесконечным. Для иллюстрации расчетов приведен рис. 3.

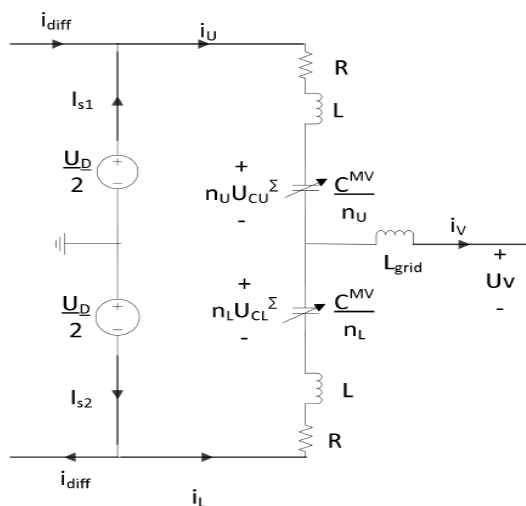


Рис. 3. Эквивалентная схема работы MMC.

В табл. 2 приведены условные обозначения, используемые при описании математической модели.

ТАБЛИЦА I УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

$U_D$	Напряжение преобразователя со стороны постоянного тока
$U_V$	Напряжение на клеммах преобразователя
$U_{CU}^{\Sigma}$	Суммарное напряжение конденсаторов верхнего плеча
$U_{CL}^{\Sigma}$	Суммарное напряжение конденсаторов нижнего плеча
$e_V$	Напряжение фазы плеча преобразователя
$i_U$	Ток верхнего плеча
$i_L$	Ток нижнего плеча
$i = i_U + i_L$	Выходной переменный ток
$i_{diff}$	Циркуляционный ток
$n_U$	Вес каждого подмодуля верхнего плеча
$n_L$	Вес каждого подмодуля нижнего плеча

Для определения токов подмодулей воспользуемся законом Кирхгофа:

$$i_U + i_L = i_V \quad (1)$$

$$i_U = I_{s1} + i_{diff} \quad (2)$$

$$i_L = I_{s2} - i_{diff} \quad (3)$$

Подставляя уравнения (2) и (3) в уравнение (1) можно получить следующее выражение (4):

$$i_V = I_{s1} + i_{diff} + I_{s2} - i_{diff} = I_{s1} + I_{s2} \quad (4)$$

Разность между токами подмодулей составит:

$$\begin{aligned} i_U - i_L &= I_{s1} + i_{diff} - (I_{s2} - i_{diff}) = \\ &= I_{s1} - I_{s2} + 2I_{diff} \end{aligned} \quad (5)$$

В каждой фазе преобразователя находится  $2N$  подмодулей по  $N$  подмодулей в каждом плече. В каждый момент времени во всей фазе  $N$  модулей находится во включенном состоянии и  $N$  модулей зашунтировано. Введем вес каждого подмодуля  $n_m = 1/N$ , если модуль включен и  $n_m = 0$ , если модуль зашунтирован. Тогда сумма напряжений всех работающих конденсаторов будет определяться как (6):

$$U_{Cm} = n_m U_{Cm}^{\Sigma} \quad (6)$$

где  $U_{Cm}^{\Sigma}$  – полное напряжение конденсаторов в плече.

Сумма всех весов подмодулей фазы преобразователя должна оставаться равной единице, так как коммутации ячеек одного плеча соответствует отключение подмодулей в другом плече. Математически это описывается так (7):

$$n_U + n_L = 1 \quad (7)$$

Воспользуемся законом Кирхгофа для напряжений:

$$\begin{aligned} \frac{U_D}{2} - n_U U_{CU}^\Sigma - U_V - \left( R i_{diff} + L \frac{di_{diff}}{dt} \right) - L_{grid} \frac{di_V}{dt} = \\ = R I_{s1} + L \frac{dI_{s1}}{dt} \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} -\frac{U_D}{2} + n_L U_{CL}^\Sigma - U_V + \left( R i_{diff} + L \frac{di_{diff}}{dt} \right) - L_{grid} \frac{di_V}{dt} = \\ = R I_{s2} + L \frac{dI_{s2}}{dt} \end{aligned} \quad (9)$$

Положим, что:

$$I_{s1} = I_{s2} \quad (10)$$

Тогда из уравнений (9) и (10) можно получить следующую зависимость (11):

$$U_D - n_U U_{CU}^\Sigma - n_L U_{CL}^\Sigma = 2 \left( R i_{diff} + L \frac{di_{diff}}{dt} \right) \quad (11)$$

При идеальной балансировке напряжений плеч преобразователя  $U_{CU}^\Sigma = U_{CL}^\Sigma = U_D$  отклонение  $U_D$  будет равным нулю. Циркуляционные токи являются результатом неидеально сбалансированных напряжений нескольких ячеек. Если отклонение  $U_D$  будет равным нулю, следовательно, установившееся значение  $i_{diff}$  также будет нулевым.

Используя (10) в уравнении (4) получим (12):

$$I_{s1} = I_{s2} = \frac{i_V}{2} \quad (12)$$

Из выражения (5) можно получить следующее (13):

$$i_{diff} = \frac{I_U - I_L}{2} \quad (13)$$

Преобразуем уравнения (8) и (9):

$$\begin{aligned} R(i_U + i_L) + L \frac{d(i_U + i_L)}{dt} + 2L_{grid} \frac{di_V}{dt} + 2U_V = \\ = n_L U_{CL}^\Sigma - n_U U_{CU}^\Sigma \end{aligned} \quad (14)$$

В полученном уравнении (14) можно провести следующую замену:

$$L^* = \frac{L}{2} + L_{grid} \quad (15)$$

Тогда, преобразуя уравнение (1), можно получить:

$$U_V = \frac{1}{2} (n_L U_{CL}^\Sigma - n_U U_{CU}^\Sigma) - \frac{R}{2} i_V - L^* \frac{di_V}{dt} \quad (16)$$

Данная зависимость (16) показывает, что выходное напряжение  $U_V$  зависит от выходного тока  $i_V$ , а также от напряжений плеч преобразователя  $n_U U_{CU}^\Sigma$  и  $n_L U_{CL}^\Sigma$ . Разницу между этими напряжениями можно рассматривать как внутренне напряжение равное:

$$e_V = \frac{1}{2} (n_L U_{CL}^\Sigma - n_U U_{CU}^\Sigma) \quad (17)$$

$$U_V = e_V - \frac{R}{2} i_V - L^* \frac{di_V}{dt} \quad (18)$$

Уравнение (16) можно также переписать в системе координат dq и используя преобразование Лапласа:

$$V_d = e_{vd} - \left( \frac{R}{2} + sL^* \right) i_d - \omega L^* i_q \quad (19)$$

$$V_q = e_{vq} - \left( \frac{R}{2} + sL^* \right) i_q - \omega L^* i_d \quad (20)$$

Стоит отметить, что при разработке алгоритмов управления принято составлять контур управления активной составляющей, то есть по оси d. Так как уравнения (19) и (20) симметричны, то управление по оси q принято сводить к нулю и тогда управление осуществляется в соответствии с уравнением (19).

#### А. Алгоритм регулирования напряжения плеча

Задачей данного алгоритма является подбор наилучшей конфигурации подмодулей плеча для поддержания необходимого напряжения между конденсаторами плеча. Как было сказано ранее в зависимости от направления тока протекающего через подмодуль изменяется напряжение конденсатора, увеличивается, уменьшается или остается неизменным. Без должного регулирования этих напряжений некоторые структурные ячейки будут требовать больше, нежели остальные, что приведет к зарядке одних и разрядке других. Таким образом для поддержания напряжения в плече необходимо гарантировать, что мощности, поступающие в подмодули и исходящие из них равны [6]. Алгоритм регулирования напряжения плеча представлен на рис. 4.

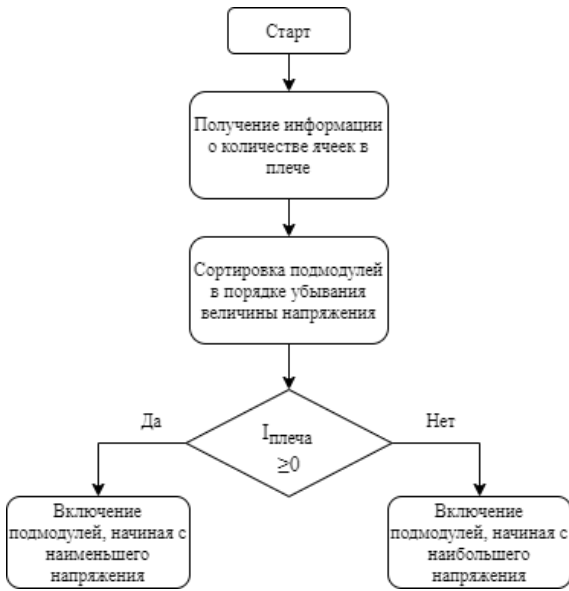


Рис. 4. Алгоритм регулирования напряжения плеча

В каждом цикле алгоритма проводится измерение напряжения подмодулей в одном плече. Затем они сортируются в порядке убывания величины и определяется количество подмодулей, которое должно быть включено в работу. Если ток плеча имеет положительное направление или равен нулю, то первыми будут подключаться подмодули с наименьшим значением напряжения, в противном случае будут введены в работу модули с самым высоким напряжением.

### В. Регулирование циркуляционных токов

Неравенство внутренних напряжений между ветвями порождает так называемые циркуляционные токи. Они имеют форму обратной последовательности с удвоенной частотой несущей гармоники. Эти токи увеличивают среднеквадратичные значения токов плеч преобразователя, что ведет к повышенным потерям в преобразователе таким как, например, потери проводимости ключей и потери в конденсаторах.

Согласно [7] внутреннее дисбалансное напряжение может быть определено следующим образом (21):

$$u_{diff} = L \frac{di_{diff}}{dt} + Ri_{diff} \quad (21)$$

На рис. 5 представлены контуры работы верхнего и нижнего плеч.

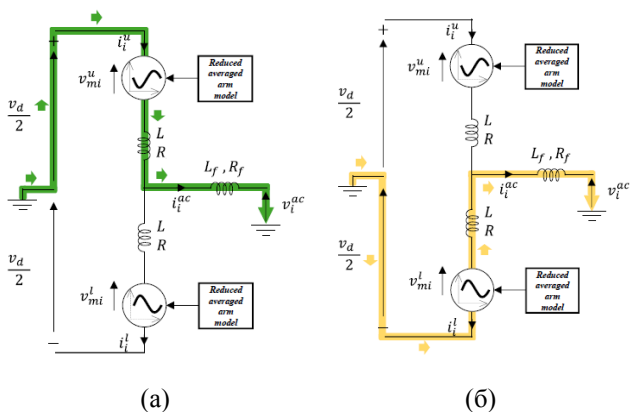


Рис. 5. Контур работы верхнего (а) и нижнего (б) плеч [6]

Исходя из выражения (21), можно сказать, что циркуляционный ток зависит от данного напряжения, следовательно, его можно регулировать, изменяя величину дисбалансного напряжения. Из выражений (17) и (21) можно получить следующие зависимости (22) и (23):

$$n_U U_{CU}^\Sigma = \frac{U_D}{2} - e_V - u_{diff} \quad (22)$$

$$n_L U_{CL}^\Sigma = \frac{U_D}{2} + e_V - u_{diff} \quad (23)$$

Как описывалось выше внутреннее напряжение  $e_V$  используется для регулирования контура внешней системы. Данные зависимости (32) и (33) показывают, что дисбалансное напряжение используется для управления внутренними динамическими характеристиками ММС, в том числе и циркуляционными токами.

### С. Регулирование тока нагрузки

На рис. 6 представлена блок-схема регулирования тока активной нагрузки по оси d.

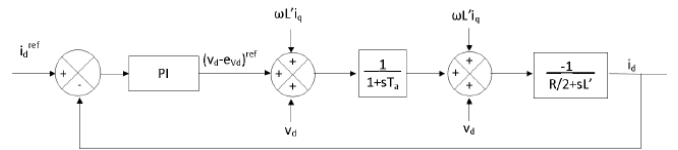


Рис. 6. Блок-схема контура управления током.

Данный контур состоит из ПИ-регулятора, блока, представляющего преобразователь, реализующего временную задержку, и блока электрической схемы, описанной уравнением (19). В виду симметричности уравнений (19) и (20) можно сказать, что контур управления по оси q будет аналогичен контуру, представленному на рис. 6, поэтому регулирование в осях q принято сводить к нулю. На вход ПИ-регулятора поступает сигнал ошибки, иными словами разница между опорным сигналом и сигналом обратной связи.

С учетом  $T_a$  – время задержки, передаточная функция преобразователя может быть записана как (24):

$$H_{conv}(s) = \frac{1}{1+T_a s} \quad (24)$$

Передаточная функция ПИ-регулятора выглядит следующим образом (25):

$$H_{cc}(s) = K_{pc} \frac{1+T_{ic} s}{T_{ic} s} \quad (25)$$

где  $K_{pc}$  – коэффициент пропорциональности;  $T_{ic}$  – постоянная времени.

Передаточная функция звена, имитирующего электрическую схему (26):

$$H_{el}(s) = \frac{1}{R' + sL'} = \frac{1}{1 + s\tau_{el}} \quad (26)$$

где  $\tau_{el} = \frac{L'}{R'}$  – постоянная времени переходного процесса.

Передаточную функцию разомкнутого контура регулирования тока можно получить путем перемножения зависимостей (24), (25) и (26) и выглядеть она будет следующим образом (27):

$$H_{c,OL} = K_{pc} \frac{1+T_{ic}s}{T_{ic}s} \frac{1}{1+T_a s} \frac{-1}{\frac{R}{2} + L's} \quad (27)$$

#### IV. ОПИСАНИЕ МОДЕЛИ

На рис. 7 представлена силовая часть модели разрабатываемого бестрансформаторного однофазного выпрямителя на основе модульной многоуровневой структуры.

Силовая часть данной модели состоит из четырех блоков «Subsystem», которые являются плечами преобразователя и состоят из трех подмодулей, представленных типовыми мостовыми ячейками (рис. 2). На рис. 8 представлена увеличенная модель плеча преобразователя.

Для стабилизации выходного напряжения используется ПИ-регулятор.

Однако, применение ПИ регулятора требует выполнение координатного преобразования, поскольку интегральная составляющая не способна корректно работать с быстроизменяющимися периодическими сигналами.

Фазовая автоподстройка частоты является неотъемлемой частью современной преобразовательной техники и предназначена для измерения фазы и частоты напряжения переменного сигнала. Методы фазовой автоподстройки частоты делятся на две большие категории. Первые методы являются наиболее распространенными и содержат методы координатных преобразований. Вторые методы используют различного рода осцилляторы и основанные на них резонансные эффекты.

В качестве замены ФАПЧ возможно использование пропорционально-резонансного регулятора, не требующего получения информации о сети.

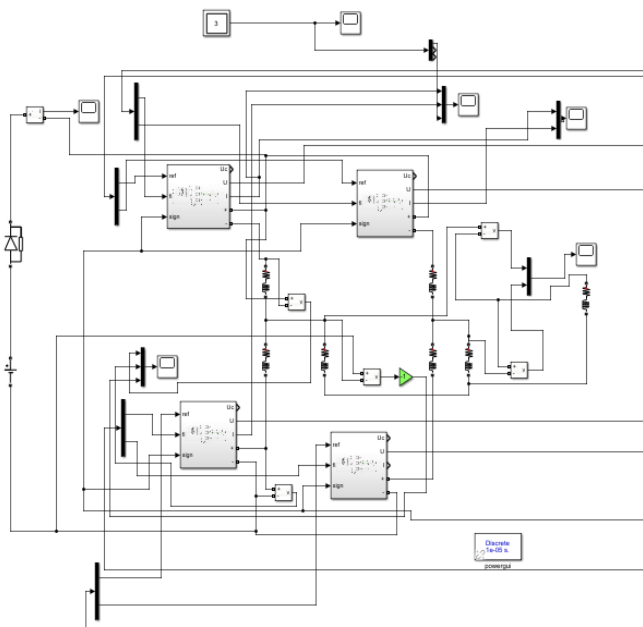


Рис. 7. Модель силовой части ИБП на основе MMC

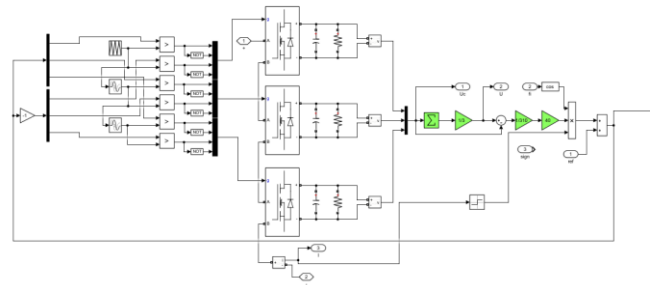


Рис. 8. Модель плеча преобразователя

#### V. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

На рис. 9–11 представлены результаты моделирования динамических режимов модели.

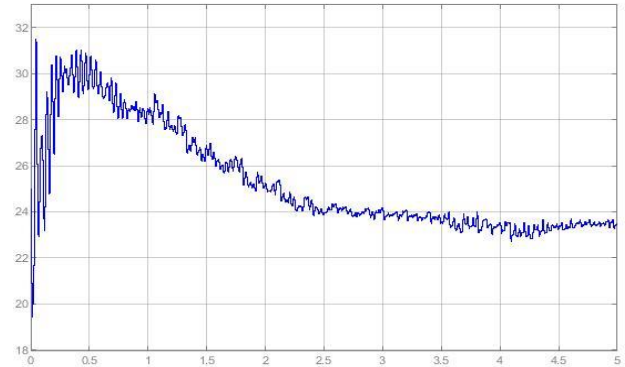


Рис. 9. Мгновенные значения напряжения в конденсаторе подмодуля

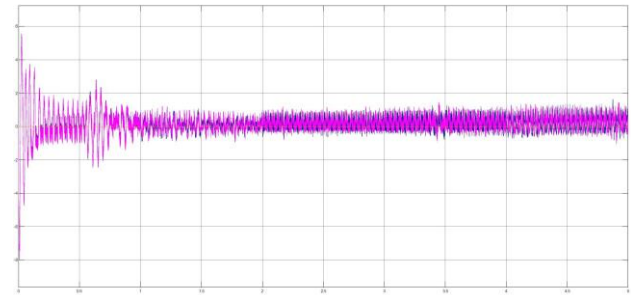


Рис. 10. Мгновенные значения токов в плечах преобразователя.

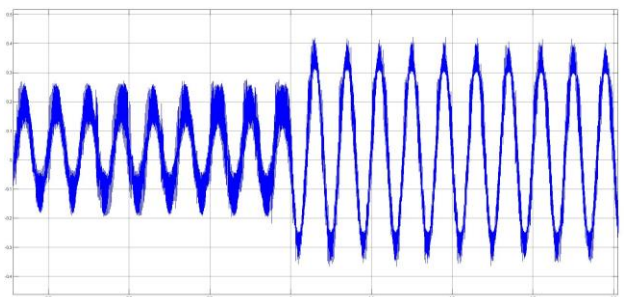


Рис. 11. Мгновенные значения тока фазы преобразователя

#### VI. ОЦЕНКА КПД РАЗРАБАТЫВАЕМОГО ИБП НА ОСНОВЕ MMC

Исходя из [8] суммарные потери на проводимость и коммутацию определяются следующим образом (28):

$$P_{\Sigma} = P_{cond \Sigma 1} + P_{sw} \quad (28)$$

где  $P_{cond \Sigma 1}$  – суммарные потери проводимости одного подмодуля,  $P_{sw}$  – потери на коммутацию одного модуля.

КПД преобразователя будет определяться следующим образом (29):

$$\eta = \frac{P - nP_{\Sigma}}{P_{\Sigma}} \quad (29)$$

где  $P$  – мощность преобразователя,  $n$  – количество модулей в преобразователе.

При сравнении устройств соизмеримой мощности КПД модульного ИБП получается выше, чем у классического. КПД модульного преобразователя выше благодаря существенному уменьшению коммутационных потерь в ключах, что связано не только с изменением элементной базы, но и с применением многоуровневой структуры, не требующей высоких частот коммутации.

КПД источника бесперебойного питания на основе модульной многоуровневой структуры будет порядка 98%, что свидетельствует о его высокой энергоэффективности.

## VII. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основными достоинствами модульных преобразователей является возможность адаптации под любые уровни сетевого напряжения, за счет изменения количества подключенных ячеек, также возможность резервирования подмодулей и отсутствие трансформатора и фильтра. Данные достоинства значительно удешевляют производство оборудования и

ремонтных работ и повышают энергоэффективность преобразователя.

ИБП на основе ММС позволит за счет увеличения количества полупроводниковых элементов добиться высокого значения КПД и, соответственно, высокой энергоэффективности.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Абдулвелеев И.Р., Храмшин Т.Р., Корнилов Г.П. Анализ способов модуляции напряжения активных выпрямителей на базе модульных многоуровневых конвертеров // Вестник ЮУрГУ. Серия: Энергетика. 2015. №3.
- [2] Marquardt R. Stromrichterschaltungen mit verteilten Energiespeichern. German Patent: DE10103031, 24 January 2001.
- [3] Lesnicar A., Marquardt R. An Innovative Modular Multilevel Converter Topology Suitable for a Wide Power Range. In Proc. Power Tech Conference, Bologna (Spain), June 2003.
- [4] Макаров В.Г., Хайбрахманов Р.Н. Многоуровневые инверторы напряжения. Обзор топологий и применение // Вестник Казанского технологического университета. 2016. №22.
- [5] Abildgaard E.N. "Exploring the Properties of a Modular Multilevel Converter Based HVDC Link : With Focus on Voltage Capability, Power System Relations, and Control System." (2012).
- [6] M Zama. Modeling and Control of Modular Multilevel Converters (MMCs) for HVDC applications. Electric power. Université Grenoble Alpes, 2017. English.
- [7] Q. Tu, Z. Xu and L. Xu, "Reduced Switching-Frequency Modulation and Circulating Current Suppression for Modular Multilevel Converters," in IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 26, no. 3, pp. 2009-2017, July 2011, doi: 10.1109/TPWRD.2011.2115258.
- [8] <https://www.ti.com/lit/an/slpa009a/slpa009a.pdf>