

УДК 621.314

**МЕТОДИКА РАСЧЕТА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ
В МНОГОУРОВНЕВЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ
ДЛЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ
ГОРНОДОБЫВАЮЩЕЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ**

Б. Ф. Симонов¹, М. А. Дыбко², С. В. Брованов², С. А. Харитонов²

¹*Институт горного дела им. Н. А. Чинакала СО РАН, E-mail: Simonov_BF@mail.ru,
Красный проспект, 54, 630091, г. Новосибирск, Россия*

²*Новосибирский государственный технический университет,
просп. К. Маркса, 20, 630092, г. Новосибирск, Россия*

Представлена методика расчета электромагнитных процессов в преобразователях с фиксирующими диодами на основе математического моделирования и метода переключающих функций. Особенностью предлагаемой методики является возможность расчета основных показателей энергетической эффективности полупроводниковых преобразователей в различных режимах работы. Кроме того, она универсальна к числу уровней напряжений преобразователей и числу фаз. Благодаря использованию современных вычислительных средств, существенно сокращается время и трудоемкость расчетов. Предложенная методика проверена физическим экспериментом.

Многоуровневые преобразователи, переключающие функции, методика расчета, векторная широтно-импульсная модуляция (ШИМ), скалярная ШИМ

В настоящее время развитие горнодобывающего оборудования (экскаваторов, дробилок, конвейеров и т. д.) сопряжено с ростом их энерговооруженности. При этом с учетом удаленности горных карьеров, рудников от централизованных электросетей электроснабжение оборудования горных машин осуществляется, как правило, от дизель-генераторных установок.

Дизель-генераторы с постоянной скоростью вращения вала используются в качестве систем электроснабжения с напряжением постоянной частоты. Однако известно, что расход дизельного топлива и выброс выхлопных газов во многом зависит от частоты вращения вала дизеля и мощности нагрузки. Так, для дизель-генераторной установки мощностью 10 кВт расход топлива составляет 3.4, 3.6, 4.0, 4.4 л/ч при частоте вращения вала 1200, 1400, 1750 и 2000 об/мин соответственно. В работе [1] отмечено, что расход топлива может быть уменьшен более чем на 21 %, если регулировать обороты вала дизеля в зависимости от изменения нагрузки.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках проектной части государственного задания (проект № 1319), тема: "Разработка активных силовых фильтров и алгоритмов управления ими для компенсации неактивной мощности при передаче, распределении и потреблении электрической энергии".

Специфика работы горнодобывающих машин сопряжена с циклическими изменениями нагрузки. В этой связи применение дизель-генераторной установки на постоянных оборотах становится экономически нецелесообразным. Соответственно применение системы электроснабжения с регулируемой частотой вращения вала дизель-генератора является перспективной с точки зрения сокращения расхода топлива и снижения выбросов выхлопных газов в атмосферу.

Сопряжение характеристик системы электроснабжения при регулировании частоты вращения вала дизель-генератора в функции нагрузки может осуществляться с помощью силовых полупроводниковых устройств. Применение этих же устройств во многом позволяет улучшить и эксплуатационные характеристики горнодобывающих механизмов. Примером может служить электрооборудование карьерного экскаватора “SIMINE” компании Siemens (Германия) (рис. 1) [2].

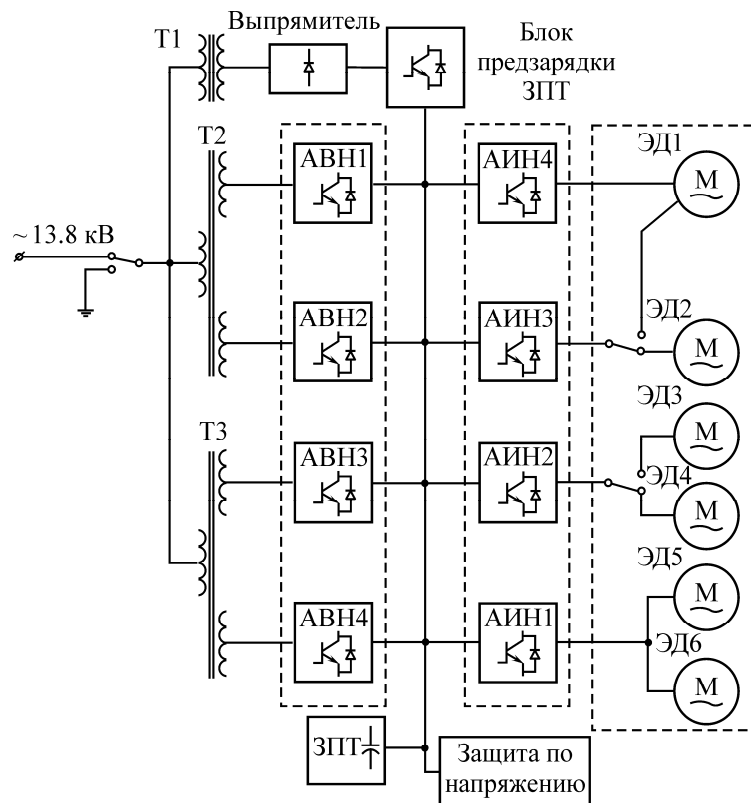


Рис. 1. Карьерный экскаватор “SIMINE” (а) и его электрооборудование (б)

В электрооборудовании экскаватора содержится четыре активных выпрямителя на *IGBT* транзисторах (АВН1 – АВН4). Активные выпрямители обеспечивают формирование постоянного напряжения на конденсаторах шин звена постоянного тока (ЗПТ). К шинам постоянного тока подключаются четыре транзисторных инвертора (АИН1 – АИН4) для управления электродвигателями электропривода ковша (ЭД1 – ЭД6). Такая структура системы электроснабжения оборудования позволяет:

- осуществлять рекуперацию электроэнергии, улучшая тем самым энергетические показатели;
- повысить качество токов в электродвигателях, а значит, снизить в них потери активной мощности и увеличить эксплуатационный ресурс;
- повысить надежность электрооборудования за счет применения активных способов защиты в полупроводниковых преобразователях;
- более эффективно использовать первичный источник питания, так как активные выпрямители позволяют формировать единичный входной коэффициент мощности.

Наращивание добычи полезных ископаемых диктует необходимость увеличения мощности используемого горного оборудования. Установленная мощность оборудования зависит от производственной мощности шахт, карьеров и рудников, глубины залегания пластов, технологической схемы разработки и прочих факторов и может достигать десятков МВА [2–6]. Высокая мощность вынуждает выполнять электрооборудование высоковольтным. При напряжении выше 1 кВ целесообразно применять активные выпрямители и инверторы с многоуровневыми топологиями [7]. Это позволяет повысить качество тока, отбираемого от первичного источника питания, и токов, формирующихся в электродвигателях привода исполнительных механизмов, снизить потери мощности в проводящих шинах и кабелях электротехнического оборудования, продлить ресурс, снизить массу и стоимость электрооборудования.

В настоящее время существует множество технических решений исполнения схем многоуровневых преобразователей, однако базовыми являются следующие три: схема с фиксирующими диодами, каскадная и с плавающими конденсаторами. Каскадные схемы имеют ряд недостатков, которые затрудняют их применение в системах электроснабжения горнодобывающего оборудования, а именно: необходимость в наличии изолированных источников постоянного напряжения для питания инверторов, массогабаритные показатели, вдвое превышающие показатели схемы с фиксирующими диодами. Схемы с плавающими конденсаторами также имеют недостатки, связанные с массой и габаритами, поскольку требуется звено постоянного тока в каждую фазную стойку. Они практически не получили широкого распространения [7]. В силу перечисленных факторов одной из наиболее часто применяемых топологий многоуровневых преобразователей является трехуровневая схема с фиксирующими диодами.

Следует отметить, что применение многоуровневого преобразователя как структурной единицы электротехнического оборудования требует качественного подхода при расчетах его режимов работы и анализе электромагнитных процессов для обеспечения высоких энергетических показателей. Традиционные методы расчета в большинстве случаев основываются на решении дифференциальных уравнений высокого порядка. В частности, при параллельном использовании преобразователей задача существенно усложняется, а порой не может быть решена аналитически [8]. В этой связи предложена универсальная методика расчета электромагнитных процессов в силовых схемах многоуровневых преобразователей, основанная на методе переключающих (коммутационных) функций. Достоинство методики — отсутствие необходимости в составлении и решении дифференциальных уравнений. Это позволяет без трудоемких математических операций вычислить все токи, напряжения и основные энергетические показатели систем на основе многоуровневых преобразовательных схем с фиксирующими диодами. Кроме того, методика расчета электрических переменных и энергетических показателей без существенных усложнений процедур их вычисления может быть применена к преобразователю с любым числом уровней напряжений и количеством фаз, что отражает ее универсальность.

Приведенные аспекты расчета электромагнитных процессов проверены натурным экспериментом и могут использоваться при разработке систем преобразования электроэнергии на основе многоуровневых преобразователей с фиксирующими диодами.

ИСХОДНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Изложим основные положения методики расчета электромагнитных процессов в многоуровневых преобразователях с фиксирующими диодами на основе использования метода переключающих функций. В качестве примера рассмотрим трехфазный трехуровневый активный выпрямитель напряжения (рис. 2).

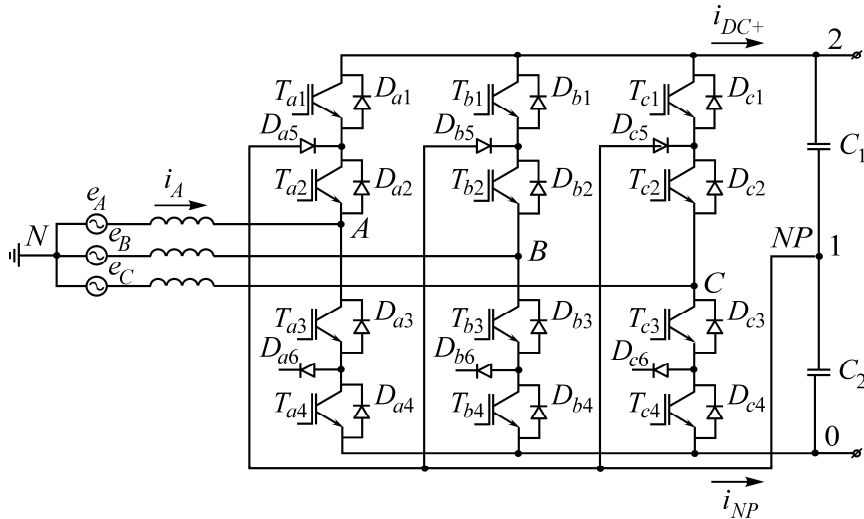


Рис. 2. Трехфазный трехуровневый активный выпрямитель напряжения

Предлагаемая методика включает в себя следующий алгоритм расчета электрических переменных и показателей энергетической эффективности преобразователя (рис. 3).

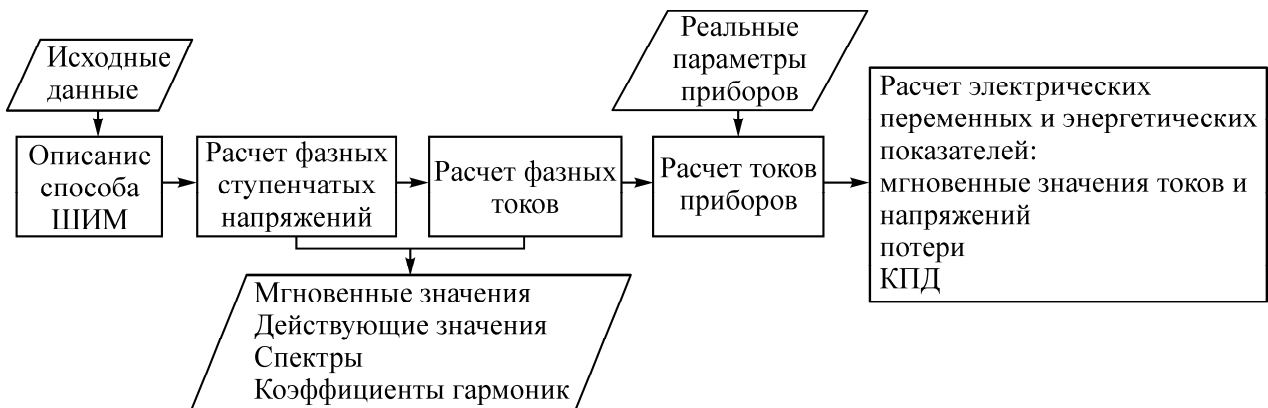


Рис. 3. Блок-схема алгоритма расчета

Алгоритм реализует математическую модель, которая представляет собой комплекс аналитических соотношений и графических иллюстраций, дающих представление о характере электромагнитных процессов и о качестве преобразования электрической энергии. Алгоритм может быть реализован в любом математическом процессоре, например Mathcad или Maple.

Расчет электромагнитных процессов в математической модели осуществляется в два этапа:

— на первом рассчитываются мгновенные, средние и действующие значения токов и напряжений в силовой цепи преобразователя. При этом потерями в полупроводниковых приборах и реакторах пренебрегают;

— на втором проводится расчет статических и динамических потерь в преобразователе; принимаются во внимание реальные параметры полупроводниковых приборов и активные сопротивления уравнительных реакторов.

Введем несколько базовых определений переключающих функций, используемых в модели.

Переключающая функция силового полупроводникового ключа:

$$F_{sw} = \begin{cases} 1, & \text{ключ открыт,} \\ 0, & \text{ключ закрыт.} \end{cases} \quad (1)$$

Переключающая функция положительной полуволны фазного тока (по основной гармонике):

$$F_1 = \begin{cases} 1, & i^{(1)} \geq 0, \\ 0, & i^{(1)} < 0, \end{cases} \quad (2)$$

где $i^{(1)}$ — мгновенное значение основной гармоники фазного тока.

Кроме того, будут введены определения специальных переключающих функций, характерных для различных способов ШИМ.

В качестве исходных данных задается напряжение звена постоянного тока E , глубина модуляции M и напряжение сети e_A, e_B, e_C . В случае инвертора напряжения вместо параметров сети задается нагрузка.

Методика предусматривает реализацию как векторного, так и скалярного способа ШИМ, поскольку управление современными преобразователями напряжения располагает к использованию обоих способов [8, 9].

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ МОДУЛЯ ШИМ. СКАЛЯРНАЯ ШИМ

В скалярной ШИМ осуществляется сравнение опорных и модулирующих сигналов. Рассмотрим пример реализации в математической модели синусоидальной ШИМ.

Пусть в ШИМ модуле трехфазного трехуровневого преобразователя имеется набор синусоидальных модулирующих сигналов:

$$\begin{cases} S_A = M \sin(\Omega t - \sigma), \\ S_B = M \sin(\Omega t - 2\pi/3 - \sigma), \\ S_C = M \sin(\Omega t - 4\pi/3 - \sigma), \end{cases} \quad (3)$$

где M — глубина модуляции; Ω — угловая частота основной гармоники; σ — фаза основной гармоники формируемого ступенчатого напряжения. В случае активного выпрямителя значение σ является разностью фаз основных гармоник напряжения сети e_a, e_b и e_c и соответственно напряжений u_A, u_B, u_C . В случае инверторного режима работы значение σ принимается нулевым.

Опорные сигналы треугольной формы для трехуровневого преобразователя зададим с помощью обратных тригонометрических функций:

$$\begin{aligned} r_1 &= -\frac{1}{2\pi} \arcsin \left[\sin \left(A\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \right] + \frac{1}{2}, \\ r_2 &= -\frac{1}{2\pi} \arcsin \left[\sin \left(A\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \right] - \frac{1}{2}, \end{aligned} \quad (4)$$

где $A = \omega/\Omega$ — кратность ШИМ; ω — угловая частота ШИМ. Управляющие сигналы для силовых транзисторов, например фазной стойки A , получаются в виде переключающих функций, как результат выполнения операции сравнения сигналов (3) и (4). Операцию сравнения математически можно выполнить с помощью функции “signum”. Для управляющих сигналов транзисторов фазной стойки A можно записать:

$$\begin{cases} F_{a1} = \frac{1}{2} \text{sign}(S_A - r_1) + \frac{1}{2}, \\ F_{a2} = \frac{1}{2} \text{sign}(S_A - r_2) + \frac{1}{2}, \\ F_{a3} = 1 - F_{a1}, \\ F_{a4} = 1 - F_{a2}, \end{cases} \quad (5)$$

где F_{a1} , F_{a2} , F_{a3} и F_{a4} — переключающие функции, соответствующие напряжениям затвор-эмиттер транзисторов T_{a1} , T_{a2} , T_{a3} и T_{a4} (см. рис. 2). Результаты, описанные формулами (4)–(6), представлены осциллограммами на рис. 4.

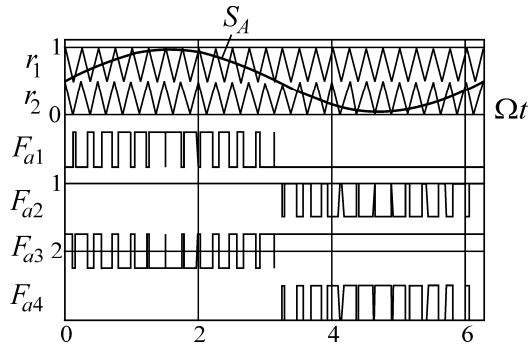


Рис. 4. Осциллограммы работы модуля ШИМ

Функции (5) являются результатом математического моделирования модуля скалярной ШИМ.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ МОДУЛЯ ШИМ. ВЕКТОРНАЯ ШИМ

Для векторной ШИМ характерно представление всех комбинаций состояний силовых ключей преобразователя в виде образующих векторов (рис. 5а). При этом основные гармоники фазного ступенчатого напряжения представлены задающим вектором напряжения \bar{V}^* [9]. Область с векторами разделена на правильные треугольники, вершины которых соответствуют определенным комбинациям состояний ключей. Каждая комбинация состояний ключей, соответствующая своему образующему вектору, обозначена тремя цифрами, которые расположены в порядке прямой последовательности чередования фаз (ABC). Каждая цифра обозначает номер узла звена постоянного тока, к которому с помощью силовых ключей подключается каждая фаза (см. рис. 2). В динамике задающий вектор вращается против часовой стрелки с частотой основной гармоники. Синтез этого вектора осуществляется путем последовательного перебора ближайших к нему комбинаций состояний ключей в одном из треугольников в секторе (рис. 5б) с частотой ШИМ, т. е. вращение является дискретным.

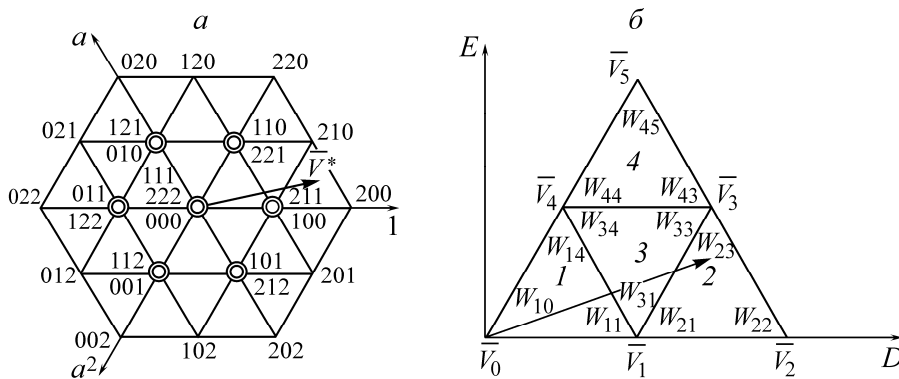


Рис. 5. Геометрическое представление векторной ШИМ: 1–4 — треугольники в секторе

Проекция задающего вектора на оси 1, a и a^2 соответствуют мгновенным значениям фазных напряжений u_A , u_B , u_C .

Математически задающий вектор синтезируется с помощью набора образующих векторов в виде линейной комбинации. Например, для второго треугольника первого сектора (рис. 5б) задающий вектор будет синтезирован в соответствии с выражением

$$\bar{V}^* = \bar{V}_1 \tau_{21} + \bar{V}_2 \tau_{22} + \bar{V}_3 \tau_{23},$$

где $\bar{V}_1, \bar{V}_2, \bar{V}_3$ — образующие векторы второго треугольника; $\tau_{21}, \tau_{22}, \tau_{23}$ — весовые коэффициенты образующих векторов. Поскольку синтез осуществляется последовательным перебором всех образующих векторов, физический смысл весовых коэффициентов заключается в относительном времени длительности каждого из состояний, которому соответствует образующий вектор.

Для математической реализации векторной ШИМ введем переключающую функцию

$$F_{i,j} = \begin{cases} 1, & \bar{V}^* \in \Delta_{i,j}, \\ 0, & \bar{V}^* \notin \Delta_{i,j}. \end{cases} \quad (6)$$

Выражение (6) определяет переключающую функцию треугольника $\Delta_{i,j}$ с индексом j , находящимся в секторе i . Эта переключающая функция равна единице тогда и только тогда, когда задающий вектор находится в указанном треугольнике.

Используя изложенный принцип работы векторной ШИМ и введенное определение (6), можно получить соотношение для модулирующего сигнала векторной ШИМ:

$$S_{SVPWM} = \sum_{i=1}^6 \sum_j [F_{i,j} \sum_k \tau_{j,k}(x/2)], \quad (7)$$

где $\tau_{i,k}$ — весовой коэффициент k -го образующего вектора в j -м треугольнике сектора i ; x — целое положительное число, которое может принимать значения, равные номерам узлов звена постоянного тока. Точное значение x берется из номера комбинации состояний ключей (рис. 5а) для каждой фазы. Выражение (7) представляет собой модулирующий сигнал, аналогичный сигналам (4), полученный с помощью комбинаций состояний векторной ШИМ. Вид формулы (7) будет одинаковым для всех трех фаз. Различаться будут только индексы и значения x . Таким образом, для математической интерпретации векторной ШИМ достаточно воспользоваться соотношением (7) и дальнейшая процедура получения управляющих импульсов будет аналогична скалярной ШИМ.

В результате математического моделирования модуля ШИМ по скалярному или векторному принципу синтезируются управляющие импульсы напряжения затвор-эмиттер для транзисторов T_{a1}, T_{a2}, T_{a3} и T_{a4} . Следующим этапом в соответствии с блок-схемой на рис. 3 является расчет фазных ступенчатых напряжений u_A, u_B и u_C .

РАСЧЕТ ФАЗНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКОВ

Представим фазные напряжения как соответствующие разности потенциалов:

$$\begin{cases} u_A = \varphi_A - \varphi_N, \\ u_B = \varphi_B - \varphi_N, \\ u_C = \varphi_C - \varphi_N, \end{cases} \quad (8)$$

где φ_A, φ_B и φ_C — потенциалы узлов A, B и C соответственно относительно отрицательной шины звена постоянного тока; φ_N — потенциал нейтрали относительно отрицательной шины звена постоянного тока. В общем случае этот потенциал может быть определен различными путями, в зависимости от конфигурации системы: трехпроводная симметричная, трехфазная с нейтралью или схема с четвертой стойкой:

$$\varphi_N = \begin{cases} (1/3)(\varphi_A + \varphi_B + \varphi_C) & \text{для трехфазной трехпроводной схемы,} \\ E/2 & \text{для трехфазной схемы с нейтралью,} \\ \varphi_D & \text{для схемы с четвертой стойкой,} \end{cases} \quad (9)$$

здесь φ_D — потенциал четвертой стойки в точке подключения к нейтрали.

Вычислим потенциал φ_A , используя исходные данные и ранее полученные переключающие функции напряжений затвор-эмиттер транзисторов F_{a1} , F_{a2} , F_{a3} и F_{a4} . В соответствии с принципом работы трехуровневого преобразователя узел A подключается к одному из узлов звена постоянного тока в порядке, определенном сигналами модуля ШИМ. Следовательно, φ_A может принимать только значения потенциалов узлов звена постоянного тока, обозначенных как 0, 1 и 2 (см. рис. 2):

$$\begin{cases} \varphi_2 = u_{C1} + u_{C2} = E, \\ \varphi_1 = u_{C2} = E/2, \\ \varphi_0 = 0, \end{cases}$$

где u_{C1} , u_{C2} — напряжения на конденсаторах $C1$, $C2$. Предполагается, что эти напряжения одинаковы, в противном случае они могут быть заданы по отдельности в исходных условиях постоянными или переменными величинами. Используя ранее введенные определения (1) и (5), запишем условия, при которых φ_A принимает соответствующие значения:

$$\varphi_A = \begin{cases} \varphi_2, & F_{a1} = 1 \wedge F_{a2} = 1, \\ \varphi_1, & F_{a1} = 0 \wedge F_{a2} = 1, \\ \varphi_0, & F_{a1} = 0 \wedge F_{a2} = 0, \end{cases} \quad (10)$$

где символом “ \wedge ” обозначена операция логического умножения. Учтем, что $U_{C1} = \varphi_2 - \varphi_1$, $U_{C2} = \varphi_1$ и перепишем логическое соотношение (10) в алгебраическом виде:

$$\varphi_A = (U_{C1} + U_{C2})F_{a1}F_{a2} + U_{C2}F_{a2}(1 - F_{a1}) = U_{C1}F_{a1}F_{a2} + U_{C2}F_{a2}.$$

Из рис. 2 очевидно, что если $S_A > r_1$, т. е. $F_{a1} = 1$, то $S_A > r_2$, т. е. $F_{a2} = 1$. Следовательно, окончательное выражение для потенциала φ_A будет следующим:

$$\varphi_A = U_{C1}F_{a1} + U_{C2}F_{a2}. \quad (11)$$

Потенциалы φ_B и φ_C рассчитываются аналогичным образом. Подставляя (9) и (11) в (8), получаем искомое фазное ступенчатое напряжение.

Зная мгновенные значения фазного ступенчатого напряжения, можно определить его спектральный состав и коэффициенты гармоник. Для этого воспользуемся разложением в ряд Фурье или быстрым преобразованием Фурье (БПФ или FFT), если оно поддерживается используемым математическим процессором:

$$\dot{C}(u_A) = FFT(u_A),$$

где $\dot{C}(u_A)$ — комплексная форма ряда Фурье, представленная в виде вектор-столбца из сумм действительной и мнимой компонент:

$$\dot{C}(u_A) = \begin{pmatrix} \text{Re}[\dot{C}_1(u_A)] + j \text{Im}[\dot{C}_1(u_A)] \\ \text{Re}[\dot{C}_2(u_A)] + j \text{Im}[\dot{C}_2(u_A)] \\ \vdots \\ \text{Re}[\dot{C}_l(u_A)] + j \text{Im}[\dot{C}_l(u_A)] \end{pmatrix},$$

здесь l — количество гармоник. Отметим, что применение БПФ возможно только в том случае, если электрические переменные представлены дискретно. В ином случае можно воспользоваться непрерывным преобразованием Фурье для аналоговых сигналов.

Зная гармоники напряжения u_A , можно оценить его качество с помощью интегрального коэффициента гармоник напряжения:

$$\overline{K}_{\text{Ai}}^{(p)} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{|C_n(u_A)|}{n^p |C_1(u_A)|} \right)^2}, \quad (12)$$

где p — порядок интегрального коэффициента гармоник; $n \in [1; l]$ — номер гармоники; $|C_n(u_A)| = \sqrt{(\text{Re}[\dot{C}_n(u_A)])^2 + (\text{Im}[\dot{C}_n(u_A)])^2}$. Стандартный коэффициент гармоник, регламентированный ГОСТом получается из формулы (12) при p , равном нулю. Интегральный коэффициент гармоник позволяет оценить качество тока, и его расчет целесообразен для преобразователя, работающего на сеть, в то время как стандартный коэффициент гармоник применяется для оценки энергоэффективности автономных инверторов напряжения.

Следующим этапом является расчет фазных токов. Здесь уместно рассмотреть инверторный и выпрямительный режимы отдельно.

Расчет фазных токов в активном выпрямителе. Эквивалентная схема активного выпрямителя приведена на рис. 6.

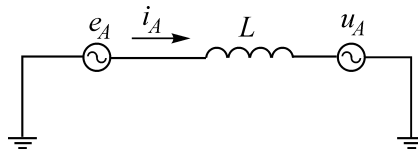


Рис. 6. Эквивалентная схема для расчета тока активного выпрямителя

Из схемы можно записать простое соотношение для фазного тока на основе метода наложения:

$$i_A = i_A^{(e_A)} - i_A^{(u_A)}, \quad (13)$$

где $i_A^{(e_A)}$ — составляющая фазного тока, обусловленная напряжением сети; $i_A^{(u_A)}$ — составляющая фазного тока, обусловленная фазным ступенчатым напряжением. Первую составляющую можно вычислить, используя исходные данные (параметры сети):

$$i_A^{(e_A)} = \frac{E_{A\max} \sin(\Omega t - \pi/2)}{\Omega L}, \quad (14)$$

здесь $E_{A\max}$ — амплитуда напряжения сети; L — индуктивность буферного реактора.

Вторую составляющую найдем с помощью гармонического представления ступенчатого напряжения. Пусть имеется комплексная форма ряда Фурье $\dot{C}(u_A)$ для напряжения u_A . Тогда соответствующие гармоники тока $i_A^{(u_A)}$ будут определяться следующим образом:

$$\dot{C}_n(i_A^{(u_A)}) = \frac{\dot{C}_n(u_A)}{n\Omega L}. \quad (15)$$

Результат выполнения этого выражения по всем n гармоникам представляет собой комплексный ряд Фурье составляющей $i_A^{(u_A)}$ фазного тока. Получить функцию времени можно, просуммировав гармоники операцией обратного преобразования Фурье:

$$i_A^{(u_A)} = IFFT[\dot{C}(i_A^{(u_A)})], \quad (16)$$

где оператор $IFFT$ обозначает обратное преобразование Фурье. Подставляя (14) и (15) в (13), получаем искомый фазный ток. На рис. 7 приведен пример построения осциллограмм входных токов и напряжений в активном выпрямителе, рассчитанных согласно описанной методике.

Точность расчета мгновенных значений в данном случае будет определяться в основном результатом выполнения выражения (16), поскольку в спектральном методе точность ограничена числом гармоник l . Практика показывает, что использование операций FFT и $IFFT$ в программном обеспечении Mathcad позволяет проводить расчет всех электрических переменных с точностью не хуже 5% при количестве гармоник более 4 тыс. При этом на весь расчет требуется времени на порядок меньше, чем в современных пакетах моделирования, таких как Matlab-Simulink и PowerSIM.

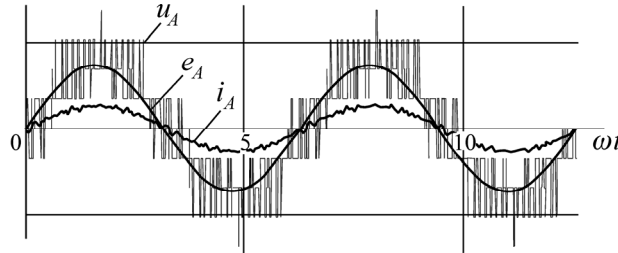


Рис. 7. Эпюры электрических переменных в активном выпрямителе

Для количественной оценки качества тока можно использовать определение коэффициента гармоник тока и его спектр, полученный по формуле (15). Однако это можно сделать без необходимости расчета спектра тока. Для этого нужно вычислить интегральный коэффициент гармоник ступенчатого напряжения первого порядка [10] и воспользоваться эквивалентной схемой на рис. 6. Положим, что напряжение сети имеет синусоидальную форму. Тогда, по определению коэффициента гармоник тока:

$$K_{ГТ} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (I^{(n)})^2}}{I^{(1)}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{U^{(n)}}{n\Omega L} \right)^2}}{E - U^{(1)}} = \frac{U^{(1)}}{E - U^{(1)}} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{U^{(n)}}{nU^{(1)}} \right)^2} = \frac{U^{(1)}}{E - U^{(1)}} \bar{K}_{ГН},$$

где $U^{(1)}$ и $I^{(1)}$ — действующие значения первых гармоник фазного напряжения и тока. Таким образом, интегральный коэффициент гармоник напряжения позволяет рассчитать качество тока, не считая сам ток в схеме активного выпрямителя с буферным реактором на входе.

Коэффициент сдвига первой гармоники входного тока выпрямителя относительно напряжения сети $\cos(\varphi)$ рассчитывается из составляющих первой гармоники тока (угол напряжения сети задан равным нулю):

$$\cos(\varphi) = \cos \left[\arctan \left[\frac{\text{Im}(\dot{C}_1(i_A))}{\text{Re}(\dot{C}_1(i_A))} \right] \right].$$

Из коэффициента сдвига и коэффициента гармоник тока можно однозначно определить коэффициент мощности.

Расчет фазных токов в инверторе напряжения. Рассмотрим трехуровневый инвертор напряжения с LC -фильтром, нагруженный на симметричную активную нагрузку. Составим эквивалентную схему (рис. 8).

Импеданс цепи на рис. 8 относительно зажимов источника напряжения представим в виде вектор-столбца из l элементов, k -й из которых может быть записан в следующей форме:

$$\dot{Z}_n = jn\Omega L_f + \frac{R}{1 + jn\Omega R C_f}, \quad (17)$$

где L_f и C_f — индуктивность и емкость выходного фильтра; R — сопротивление нагрузки.

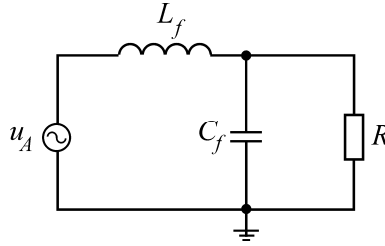


Рис. 8. Эквивалентная схема фазы инвертора с фильтром и нагрузкой

Используя полученный ранее спектр выходного напряжения $\dot{C}(u_A)$ и выражение для импеданса (17), найдем гармоники спектра тока индуктивности фильтра i_L :

$$\dot{C}_n(i_L) = \frac{\dot{C}_n(u_A)}{\dot{Z}_n} \quad (18)$$

Гармоники спектра тока емкости i_C можно вычислить с помощью правила рычага и результата, полученного в выражении (18):

$$\dot{C}_n(i_C) = \dot{C}_n(i_L) \frac{j n \Omega R C_f}{1 + j n \Omega R C_f} \quad (19)$$

Аналогичным образом находим гармоники выходного напряжения u_R :

$$\dot{C}_n(u_R) = \dot{C}_n(u_A) \frac{1}{1 + j n \Omega \frac{L_f}{R} - (n \Omega)^2 L_f C_f} \quad (20)$$

Применяя операции обратного преобразования Фурье к результатам соотношений (18)–(20), получаем мгновенные значения соответствующих электрических переменных.

Следующим этапом является вычисление токов силовых полупроводниковых приборов.

РАСЧЕТ ТОКОВ СИЛОВЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

Чтобы рассчитать мгновенные значения токов силовых полупроводниковых приборов (СПП), необходимо знать мгновенные значения фазного тока и переключающие функции соответствующих СПП:

$$i_{SW} = F_{SW} i_A, \quad (21)$$

где F_{SW} — переключающая функция СПП в соответствии с определением (1). Функцию F_{SW} можно вычислить, используя переключающие функции импульсов управления СПП, полученные в (5). Однако для протекания тока через ключ необходимо, чтобы ток был нужного направления. Силовой модуль состоит из транзистора *IGBT* и антипараллельного диода. В зависимости от направления тока через силовой модуль, ток будет протекать через транзистор или через диод. Для того чтобы однозначно определить проводящий полупроводниковый прибор в модуле воспользуемся переключающей функцией положительной полуволны фазного тока (2). Получим переключающие функции всех СПП фазной стойки A :

$$\begin{cases} F_{VTa1} = F_{SWa1} \wedge \overline{F_{I,A}}, & F_{VDa1} = F_{SWa1} \wedge F_{I,A}, \\ F_{VTa2} = F_{SWa2} \wedge \overline{F_{I,A}}, & F_{VDa2} = F_{SWa2} \wedge F_{I,A}, \\ F_{VTa3} = F_{SWa3} \wedge F_{I,A}, & F_{VDa3} = F_{SWa3} \wedge \overline{F_{I,A}}, \\ F_{VTa4} = F_{SWa4} \wedge F_{I,A}, & F_{VDa4} = F_{SWa4} \wedge \overline{F_{I,A}}, \\ F_{VDa6} = F_{I,A} \wedge F_{VTa3} \wedge \overline{F_{VTa4}}, & F_{VDa5} = \overline{F_{I,A}} \wedge F_{VTa2} \wedge \overline{F_{VTa1}}, \end{cases} \quad (22)$$

где $F_{VTa1} \dots F_{VTa4}$ — переключающие функции транзисторов; $F_{VDa1} \dots F_{VDa4}$ — переключающие функции антипараллельных диодов; F_{VTDa5}, F_{VTDa6} — переключающие функции фиксирующих диодов; $\overline{F}_{I,A} = 1 - F_{I,A}$. Подстановка выражений (22) в (21) дает в результате мгновенные значения токов СПП. Расчет токов СПП остальных фазных стоек аналогичен.

Отметим, что выражения (22) справедливы как для инверторного, так и для выпрямительного режимов работы. Различие будет в значениях функции $F_{I,A}$.

После расчета токов СПП с помощью переключающих функций можно вычислить ток положительной шины звена постоянного тока i_{DC+} и ток средней линии i_{NP} (см. рис. 2):

$$\begin{aligned} i_{DC+} &= i_A F_{SWa1} + i_B F_{SWb1} + i_C F_{SWc1}, \\ i_{NP} &= i_A F_{SWa2} \overline{F}_{SWa1} + i_B F_{SWb2} \overline{F}_{SWb1} + i_C F_{SWc2} \overline{F}_{SWc1}, \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} F_{SWa1} &= F_{VTa1} + F_{VDa1}, & \overline{F}_{SWa1} &= 1 - F_{SWa1}; \\ F_{SWb1} &= F_{VTb1} + F_{VDb1}, & \overline{F}_{SWb1} &= 1 - F_{SWb1}; \\ F_{SWc1} &= F_{VTC1} + F_{VDC1}, & \overline{F}_{SWc1} &= 1 - F_{SWc1}. \end{aligned}$$

Вычислив таким образом мгновенные значения всех токов и напряжений в силовой схеме полупроводникового преобразователя, можно по известным соотношениям рассчитать их интегральные значения: средние и действующие. Из интегральных значений, с учетом реальных характеристик полупроводниковых приборов, находятся потери мощности и КПД.

После выполнения всех этапов математического моделирования получаем комплекс результатов, дающий представление о характере электромагнитных процессов в силовой цепи многоуровневого преобразователя. Изложенные аспекты математического моделирования с помощью спектральных методов и переключающих функций могут быть использованы как для одного многоуровневого преобразователя, так и для совокупности таких преобразователей при параллельном включении, и это не приведет к существенному усложнению процедуры расчета.

РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Математические модели, являющиеся составной частью данной методики, разработаны и апробированы при выполнении работ федеральной целевой программы “Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2007–2012 годы” при проектировании накопителя электрической энергии на базе трехфазного трехуровневого преобразователя с фиксирующими диодами и аккумуляторными батареями. Разработанный накопитель обеспечивает следующие основные технические показатели: максимальную выходную мощность в режиме дополнительного источника при пиковых нагрузках 500 кВт, время работы при пиковых нагрузках до 4 ч, коэффициент гармоник генерируемого переменного тока в режиме резервного электроснабжения до 8%.

Указанный преобразователь для накопителя электрической энергии обеспечивает показатели со значениями, не превышающими заявленные в техническом задании более чем на 11.3%, что вполне приемлемо для инженерного проектирования. При этом использование предлагаемых математических моделей позволило сократить на порядок время компьютерного расчета и анализа электромагнитных процессов в силовой схеме преобразователя.

В дальнейшем методика была развита путем введения возможности расчета мгновенных значений электрических переменных, интегральных параметров токовой загрузки силовых полупроводниковых приборов, показателей качества преобразования электрической энергии.

Указанные технические возможности методики проверены на экспериментальной установке со следующими параметрами: напряжение звена постоянного тока $U_{DC} = 48$ В, емкость конденсаторов звена постоянного тока $C1 = C2 = 4700$ мкФ, индуктивность фильтров $L = 0.5$ мГн, нагрузка трехфазная активная, симметричная $R = 4$ Ом. Транзисторы IGBT: IRG4PC30UD (максимальное обратное напряжение 600 В, максимальный ток коллектора 20 А, максимальная частота коммутации 20 кГц), диоды HFA15PB60 (обратное напряжение 600 В, средний ток анода не более 15 А, прямое падение напряжения 1.3 В), частота коммутации транзисторов 1–10 кГц. В качестве вычислительного ядра системы управления использован микроконтроллер Texas Instruments TMS320F28335 с тактовой частотой до 150 МГц, имеющий шестиканальный контроллер прямого доступа к памяти, 4096 КБ флэш-памяти, 32-битный АЛУ и 544 КБ оперативной памяти.

Для верификации математической модели проведены эксперименты по вычислению выходного ступенчатого напряжения и токов силовых полупроводниковых приборов. Результат вычисления ступенчатого напряжения в модели представлен на рис. 9а, осциллограмма реального напряжения — на рис. 9б.

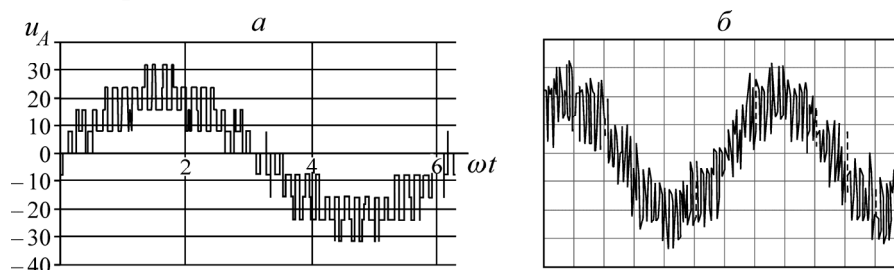


Рис. 9. Фазное ступенчатое напряжение: а — математическая модель; б — эксперимент

Рассчитанная в математической модели осциллограмма тока силового модуля T_{a2} , D_{a2} для выпрямительного режима приведена на рис. 10а, соответствующая экспериментальная осциллограмма — на рис. 10б.

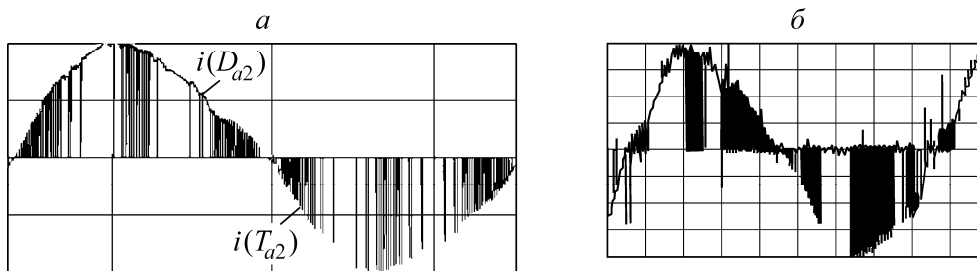


Рис. 10. Ток в модуле T_{a2} , D_{a2} : а — математическая модель; б — эксперимент

Сравнение теоретических и экспериментальных результатов осуществлялось качественно по характеру осциллограмм и количественно по мгновенным значениям. Из рис. 9 и 10 видно, что при расчете напряжения и тока осциллограммы совпадают качественно. По мгновенным значениям разница между моделью и экспериментов при расчете фазного ступенчатого напряжения не превысила 5%, при расчете тока силового модуля — 10%, что подтверждает достоверность результатов, полученных с помощью модели.

ВЫВОДЫ

На основе предложенной методики рассмотрены аспекты расчета электромагнитных процессов в многоуровневых полупроводниковых преобразователях с фиксирующими диодами при различном числе уровней, фаз, способами ШИМ и в различных режимах работы. Показа-

но, что применение данной методики позволяет провести комплексный анализ электромагнитных процессов в силовой цепи многоуровневого преобразователя с любым числом уровней без громоздких математических выкладок, поскольку исключена необходимость в составлении и решении дифференциальных уравнений.

Описанный способ позволяет вычислить все токи и напряжения в силовом полупроводниковом преобразователе, их интегральные параметры и основные энергетические показатели, такие как коэффициенты гармоник, коэффициент сдвига, коэффициент мощности, потери и КПД. Все необходимые расчеты занимают на порядок меньше вычислительных ресурсов и времени в сравнении с типичными пакетами моделирования, такими как MatlabSimulink или PowerSim.

Представленный метод расчета электромагнитных процессов апробирован при разработке накопителя электрической энергии на базе трехфазного трехуровневого преобразователя напряжения. Результаты расчета мгновенных значений токов и напряжений, полученные на математических моделях, с приемлемой точностью являются достоверными. Таким образом, данная методика может быть использована в качестве инструмента расчета электромагнитных процессов в силовых полупроводниковых преобразователях с фиксирующими диодами, применяемых как в системах электроснабжения горнодобывающего оборудования, так и в других областях.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Lee J-H., Lee S-H., and Sul S-K.** Variable-speed engine generator with supercapacitor: isolated generation system and fuel efficiency, Transactions on Industry Applications, Vol. 45, No. 6, 2009.
2. **Mining Shovels SIMINE cis SH.** Higher reliability and lower costs — with AC drive systems for mining shovels // Режим доступа: <https://www.industry.siemens.com/datapool/industry/industriesolutions/mining/simine/en/Mining-Shovels-SIMINE-SH-en.pdf>.
3. **Симонов Б. Ф., Харитонов С. А., Коробков Д. В., Макаров Д. В.** К вопросу стабилизации напряжения синхронного генератора с постоянными магнитами при переменной частоте вращения // ФТПРПИ. — 2012. — № 4.
4. **Симонов Б. Ф., Харитонов С. А., Машинский В. В.** Мехатронная система “синхронный генератор–трехфазный мостовой выпрямитель” для автономных энергетических систем // ФТПРПИ. — 2012. — № 3.
5. **Geist A., Khlebnikov A., Kharitonov S., Bachurin P., and Makarov D.** Mining starting unit based on semiconductor electric power converter, Proc. of XII International Conference and Seminar EDM'2011, 30 June–4 July, Altay Republic, Erlagol.
6. **Rodríguez J., Pontt J., Newman P., Musalem R., Miranda H., Moran L., and Alzamora G.** Technical evaluation and practical experience of high-power grinding mill drives in mining applications, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 41, No. 3, 2005.
7. **Kouro S., Malinowski M., Gopakumar K., Pou J., Franquelo L., Wu B., Rodriguez J., Pérez M., and Leon J.** Recent advances and industrial applications of multilevel converters, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, No. 8, 2010.
8. **Дыбко М. А.** Анализ электромагнитных процессов в модульном полупроводниковом преобразователе для статического компенсатора неактивной мощности // ДАН ВШ РФ. — 2013. — № 2(21).
9. **Брованов С. В., Харитонов С. А., Колесников А. Н.** Теоретический и практический аспекты реализации векторной ШИМ в трехфазном трехуровневом выпрямителе // Техническая электродинамика: темат. вып., Ч. 2. — Киев, 2007.
10. **Зиновьев Г. С.** Основы силовой электроники. — Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2009.

Поступила в редакцию 4/XII 2014