УДК 621.314.26

Н.М. Колмаков, И.А. Баховцев, А.Г. Гарганеев

Анализ гистерезисного управления по напряжению автономного инвертора напряжения

Рассмотрено гистерезисное управление по напряжению. Приведен анализ принципов гистерезисного управления по напряжению. Получены аналитические соотношения, описывающие гистерезисное управление по напряжению для однофазного полумостового автономного инвертора напряжения. Приведены результаты сравнения компьютерного моделирования и аналитических выражений гистерезисного управления.

Ключевые слова: однофазный инвертор напряжения, гистерезисное управление по току, гистерезисное управление по напряжению, число коммутаций.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-2-84-89

В настоящее время к качеству генерируемой электроэнергии предъявляются жесткие требования. Плохое качество электроэнергии приводит к потерям в проводящих линиях, выходу из строя распределительного оборудования, перебоям в работе потребителей и т.п. [1]. Поэтому проблема качества электрической энергии является очень важной в области энергетики [2], особенно в системах централизованного и автономного электроснабжения, в частности, в системах, основанных на возобновляемых источниках энергии (ветроэлектрических установках, солнечных и топливных элементах и т.п.). Очень сильно от плохого качества электроэнергии страдают автономные системы малой мощности, где мощность источника питания сопоставима с мощностью нагрузки.

Для решения таких проблем были предложены различные решения [3]. Как правило, они основаны на использовании полупроводниковых преобразователей электрической энергии, важное место среди которых занимают *dc-ac*-преобразователи, а именно автономные инверторы напряжения (АИН).

Характеристики полупроводниковых преобразователей, в частности АИН, эффективность преобразования ими электрической энергии, помимо топологии, напрямую зависят от способов управления. В настоящее время доминирующим принципом управления полупроводниковыми преобразователями является широтно-импульсная модуляция (ШИМ) [4]. В инверторах напряжения ШИМ позволяет формировать на выходе кривую напряжения, состоящую из модулированных по длительности импульсов, в течение которых и происходит передача энергии от источника к нагрузке.

Основной компонент выходного импульсного напряжения (первая гармоника) является полезной составляющей, формирующей в нагрузке требуемую мощность. Для ее выделения на выходе АИН, как правило, ставят *LC*-фильтры, обеспечивающие требуемое качество выходного напряжения [5].

Однако помимо ШИМ способа управления имеются и другие. Одним из таких способов управления АИН является гистерезисное управление (ГУ), также формирующее на выходе импульсное напряжение с обеспечением слежения как за выходным током, так и за выходным напряжением.

Использование АИН с ГУ по напряжению рассмотрено довольно слабо как в зарубежной, так и отечественной технической литературе. Поэтому актуальной является задача исследования работы АИН в данном режиме, оценка его возможностей, энергетических характеристик и областей применения, в частности, в системах централизованного и автономного электроснабжения. Настоящая статья посвящена построению гистерезисных систем управления АИН.

Структура, принцип построения гистерезисного управления

Классический вариант построения ГУ подразумевает слежение за выходным током АИН при активно-индуктивной нагрузке (*RL*), позволяя формировать его синусоидальную форму. Существует много подходов построения алгоритмов ГУ со слежением за током [6–12]. Многообразие способов ГУ предполагает их сравнительный анализ по тем или иным показателям. Как правило, в публикациях приводятся описание, реализация, спектры тока и зависимости числа коммутаций ключей от времени. Все это может говорить о достаточной изученности гистерезисного управления по току [13].

Однако для решения таких проблем, как скачки напряжения, возникающие при коммутации нагрузки или провалы и перенапряжения в электрической сети, предпочтительней использовать гистерезисное управление со слежением за напряжением. При этом существующие принципы ГУ со слежением за током как оказалось, можно применить к построению систем ГУ со слежением за напряжением.

В связи с этим рассмотрим два основных принципа построения систем гистерезисного управления автономными преобразователями со слежением за током нагрузки и слежением за напряжением на выходе инвертора напряжения. Данные принципы приведены на рис. 1 и 2. В гистерезисном способе управления по току из синусоидального сигнала задания по току вычитается гармонический синусоидальный сигнал обратной связи (ОС) по току. В результате получаем сигнал рассогласования по току, близкий по форме к пилообразному сигналу.

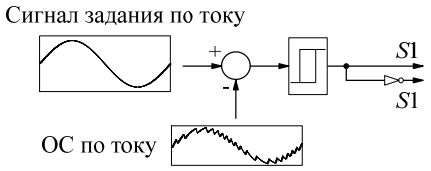

Рис. 1. Принцип построения ГУ по току

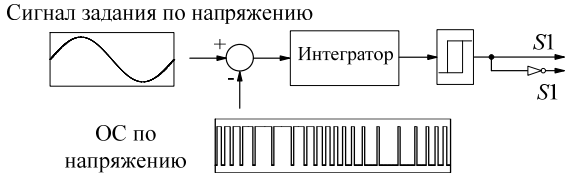

Рис. 2. Принцип построения ГУ по напряжению

В ГУ по току процесс интегрирования сигнала рассогласования осуществляется за счет высокой частоты коммутации нагрузки и интегрирующих свойств нагрузки. В гистерезисном способе управления по напряжению из синусоидального сигнала задания по напряжению вычитается модулированный сигнал обратной связи по напряжению. Получившийся сигнал рассогласования по напряжению поступает на вход блока интегрирования. В результате получаем проинтегрированный сигнал рассогласования, приближенный к пилообразному сигналу. Очевидно, что данные способы ГУ имеют общие свойства. Поэтому при анализе ГУ по напряжению можно использовать некоторые аналитические выражения из ГУ по току.

Для начала целесообразно провести математический анализ простейшего варианта – гистерезисного управления по напряжению однофазным полумостовым АИН, а затем полученные закономерности и соотношения попробовать распространить на другие его модификации и варианты использования. В частности, результаты такого анализа будут справедливы для трехфазного АИН с соединением нагрузки в звезду с нулевым проводом, а также (с учетом увеличенной амплитуды импульсов напряжения) для однофазного мостового инвертора [13].

Однофазный полумостовой АИН показан на рис. 3. Питание АИН осуществляется от двух независимых источников постоянного напряжения (E). Для упрощения введем традиционные допущения. Будем считать, что источники входного постоянного напряжения идеальны, сбалансированы относительно средней точки источников питания, ключи идеальные, коммутация ключей мгновенная, АИН работает в линейной зоне регулирования выходного напряжения и тока, нагрузка носит активно-индуктивный характер. Частота коммутации вентилей высокая. Отметим, что при использовании гистерезисного метода управления по напряжению измерение напряжения на выходе АИН целесообразно осуществлять датчиком напряжения (ДН), который подключается относительно фазы нагрузки и средней точки двух сбалансированных источников питания (рис. 3). Это позволит не зависеть от характера нагрузки, а также возможность работы на холостом ходу. Для реализации гистерезисного способа управления по току используется датчик тока (ДТ), который подключается в цепь нагрузки. На рис. 3 показан пример подключения ДН и ДТ для ГУ по напряжению и по току.

Принцип действия и математическое описание гистерезисного управления

Рассмотрим способ гистерезисного управления по напряжению однофазным полумостовым АИН. Генератор синусоидального сигнала задания на фазное напряжение нагрузки формирует сигнал синусоидального напряжения единичной амплитуды (в относительных единицах) и частоты f. Данный сигнал учитывает величину глубины модуляции (M). Глубина модуляции так же задается в относительных единицах. При этом единичному значению глубины модуляции $M = 1$ будет соответствовать амплитуда фазного напряжения, равная E.

Синусоидальный сигнал задания ($u^*(t)$) на фазное напряжение нагрузки определяется соотношением

$$u^*(t) = \sin(\omega \cdot t) \cdot M\,, \tag{1}$$

где $\omega = 2\pi f$, f – выходная частота АИН.

Из сигнала задания на фазное напряжение вычитается фазный импульсный сигнал обратной связи по напряжению, который поступает с датчика напряжения. Все сигналы в системе управления представлены в относительных единицах. Для соблюдения этого условия происходит деление напряжения фазного импульсного сигнала ОС по напряжению на величину половины источника питания АИН, равное E. В результате сигнал задания на фазное напряжение АИН и фактическое значение мгновенного фазного напряжения АИН будут выражаться в относительных единицах. Их разностный сигнал будет определяться как

$$\Delta u_u^*(t) = u^*(t) - u(t)\,, \tag{2}$$

где $u(t)$ – фактическое значение мгновенного фазного напряжения АИН.

Полученный разностный сигнал, будем называть сигналом рассогласования. Данный сигнал поступает на блок интегрирования.

$$\Delta u_u(t) = \int \Delta u_u^*(t)dt\,. \tag{3}$$

Далее проинтегрированный сигнал рассогласования (3) поступает на вход гистерезисных компараторов. На прямом и инверсном выходах гистерезисных компараторов формируются сигналы управления соответствующими ключами. Для первого ключа это сигнал S_1, для второго ключа это сигнал S_2. Сигнал управления S_2 инверсный сигналу управления S_1. Импульсы формируются по следующему алгоритму:

$$S = \begin{cases} 1, & \text{если} \quad \Delta u_u(t) \geq +h, \\ 0, & \text{если} \quad \Delta u_u(t) \leq -h, \end{cases} \tag{4}$$

где h – ширина канала гистерезиса.

Ширина канала гистерезиса обычно принимается равной 5…10% от амплитуды сигнала задания на фазное напряжение АИН. На основании ширины канала гистерезиса h определяются граничные зна-

чения (верхнее и нижнее) проинтегрированного разностного сигнала. При равенстве проинтегрированного сигнала рассогласования и верхней границы канала гистерезиса формируется положительный импульс управления (ИУ) $S_1 = 1$ ($S_2 = 0$). В случае равенства проинтегрированного сигнала рассогласования и нижней границы канала гистерезиса формируется нулевой импульс управления $S_1 = 0$ ($S_2 = 1$).

На рис. 4 представлена часть проинтегрированного сигнала рассогласования по напряжению $\Delta u_u(t)$. Для ГУ по току сигнал рассогласования принимает аналогичную близкую к пилообразному сигналу форму. Таким образом, можно предположить, что производимый анализ ГУ по току и по напряжению может быть аналогичен. А также все полученные выражения могут быть справедливы для двух данных способов.

В соответствии с допущениями сигнал рассогласования по току состоит из почти линейных сегментов пилообразного сигнала. При использовании ГУ по току процесс «линеаризации» сигнала рассогласования осуществляется «автоматически» за счет высокой скорости нарастания сигнала (т.е. за счет высокой частоты коммутации вентилей). В то время как при ГУ по напряжению проинтегрированный сигнал рассогласования имеет линейно изменяющуюся импульсную форму за счет процесса интегрирования в дополнительном блоке интегрирования (см. рис. 2).

Обращаясь к рис. 4 на интервале коммутации t_{01}, в момент времени t_0 проинтегрированный сигнал рассогласования напряжению будет равен нижней границе канала гистерезиса $-h$, в момент времени t_1 – будет равен верхней границе канала гистерезиса h.

В момент прихода управляющего импульса на ключ S_1 напряжение на выходе АИН будет равно E. Во время коммутационного периода t_{12} сигнал рассогласования по току изменяет свои значения от верхней границы канала гистерезиса ($+h$) до нижней границы ($-h$).

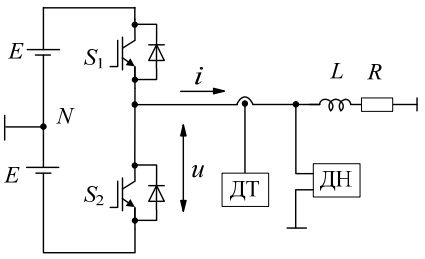

Рис. 3. Однофазный полумостовой АИН

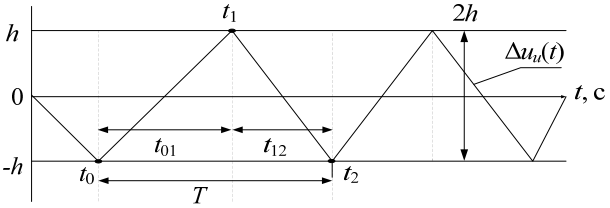

Рис. 4. Проинтегрированный сигнал рассогласования по напряжению

Введем допущение. Ток в индуктивности изменяется по линейному закону и сопротивление нагрузки равно нулю ($R = 0$).

Таким образом, межкоммутационный период на интервале времени t_{12} может быть выражен как

$$t_{12} = \frac{2 \cdot h \cdot L}{E - U^* \sin(\omega t + \Theta)}. \quad (5)$$

В момент включения ключа S_2 выходное напряжение меняет свой знак и принимает значение E. Межкоммутационный период на интервале времени t_{01} может быть выражен соотношением

$$t_{01} = \frac{2 \cdot h \cdot L}{E + U^* \sin(\omega t + \Theta)}. \quad (6)$$

Введем понятие глубины модуляции. Будем считать, что глубиной модуляции (M) будет отношение амплитуды сигнала задания (U^*) на фазное напряжение к максимальному значению фазного напряжения, которое равно половине входного постоянного напряжения АИН и равно (E).

$$M = \frac{U^*}{E}. \quad (7)$$

Перепишем (5) и (6) с учетом (7):

$$t_{01} = \frac{2 \cdot h \cdot L}{E \cdot \left(1 + M \cdot \sin\left(\omega t + \Theta\right)\right)}, \quad (8)$$

$$t_{12} = \frac{2 \cdot h \cdot L}{E \cdot \left(1 - M \cdot \sin\left(\omega t + \Theta\right)\right)}. \quad (9)$$

Выражение для межкоммутационного периода может быть выражено соотношением

$$T(t) = t_{01}(t) + t_{12}(t) = \frac{1}{f(t)}. \quad (10)$$

$$T(t) = \frac{4 \cdot h \cdot L}{E \cdot \left(1 - M^2 \cdot \left(\sin\left(\omega t + \Theta\right)\right)^2\right)}. \quad (11)$$

Мгновенная частота на периоде выходного фазного напряжения (тока) будет определяться соотношением:

$$f(t) = \frac{E}{4 \cdot h \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{M^2}{2}\right) + \frac{E \cdot M^2}{8 \cdot h \cdot L} \cdot \cos\left(2\omega t + 2\Theta\right). \quad (12)$$

Зависимость мгновенной частоты коммутации на периоде выходного фазного напряжения (тока) имеет среднее значение:

$$f_{\text{ср}}(t) = \frac{E}{4 \cdot h \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{M^2}{2}\right). \quad (13)$$

На рис. 5 показана мгновенная частота коммутации вентилей на периоде выходного фазного напряжения (тока), рассчитанная по (12). Частота $f(t)$ в два раза выше выходной частоты инвертора напряжения. Мгновенная частота коммутации вентилей на периоде выходного фазного напряжения состоит из среднего значения частоты $f_{\text{ср}}$ и модулированной части.

Опираясь на рис. 4, оценим коэффициент заполнения импульсной последовательности пилообразного проинтегрированного сигнала рассогласова-

ния как отношение времени нарастания t_{01} к мгновенному периоду T:

$$D=\frac{t_{01}}{T}. \qquad (14)$$

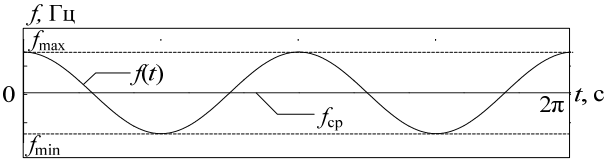

Рис. 5. Мгновенная частота коммутации вентилей на периоде выходного фазного напряжения (тока)

Подставив (8) и (11) в (14) получим соотношение для коэффициента заполнения:

$$D(t)=\frac{1}{2}-\frac{1}{2}\cdot M\cdot\sin\left(\omega t+\Theta\right). \qquad (15)$$

Выразим соотношение для проинтегрированного сигнала рассогласования по напряжению $\Delta u_u(t)$. Воспользуемся выражением разложения в ряд Фурье периодического сигнала пилообразной формы, а также, опираясь на (12), (15), после всех преобразований выражение для проинтегрированного сигнала рассогласования примет вид:

$$\Delta u_u(t)=\frac{-2h}{\pi^2}\sum_{n=1}^{\infty}\left(\frac{(-1)^n}{n^2}\right)\cdot\frac{\sin\left(\pi\cdot n\cdot\left(1-D(t)\right)\right)}{D(t)\cdot\left(1-D(t)\right)}\times$$
$$\times\sin\left(2\cdot\pi\cdot n\cdot\int_0^t f(t)dt\right). \qquad (16)$$

Ранее в [14] были получены аналогичное выражения для АИН с ГУ по току. Таким образом, полученные выражения для ГУ по току могут быть дуальны и применимы для данных способов.

На рис. 6 приведен рассчитанный по (16) проинтегрированный сигнал рассогласования по напряжению в программном пакете Mathcad.

Сигналы импульсов управления вырабатываются в моменты пересечения проинтегрироавнного сигнала рассогласования с границей канала гистерезиса, которые можно определить соотношением

$$S(t)=if\left(\Delta u_u(t)\le h\right)\cap if\left(\Delta u_u(t)\ge -h\right)\cap if\left(\frac{d\Delta u_u(t)}{dt}<0\right). \qquad (17)$$

Рассчитанные ИУ по (17) для верхнего ключа S_1 АИН приведены на рис. 7. Для ключа S_2 импульсы управления будут инвертированными.

Моделирование гистерезисного управления

Компьютерная модель однофазного полумостового АИН строилась в программном пакете PowerSIM (версии 9.0). Все параметры компьютерной модели силовой схемы, системы управления и математической модели аналогичны. Входное напряжение $2E$ = 100 В, ширина канала гистерезиса (h) составляет 5% от половины входного напряжения, R = 0,9 Ом, L = 1390 мГн, cos(φ) = 0,9, |Z| = 1 Ом.

Для реализации гистерезисного управления по напряжению применяется ДН. Пример подключения датчика показан на рис. 3.

Рассчитанный по (16) и полученный при моделировании проинтегрированный сигнал рассогласования по напряжению приведен на рис. 8. Для наглядности ширина канала гистерезиса была увеличена до 20% от E. Число ИУ на периоде выходного напряжения для двух зависимостей идентично.

Частота коммутации ключей, полученная при моделировании ГУ по току и полученная из (17), равна. При компьютерном моделировании при ГУ по напряжению на частоту коммутации ключей влияет постоянная времени блока интегрирования. При сравнении компьютерных моделей с ГУ по току и напряжению для ГУ по напряжению постоянная интегрирования блока интегрирования была выбрана таким образом, чтобы частота коммутации на периоде выходного напряжения была аналогична.

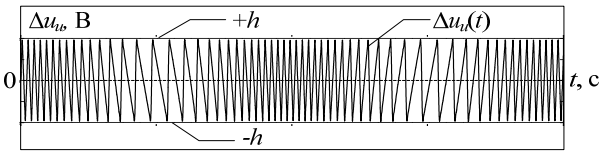

Рис. 6. Рассчитанный по (16) проинтегрированный сигнал рассогласования

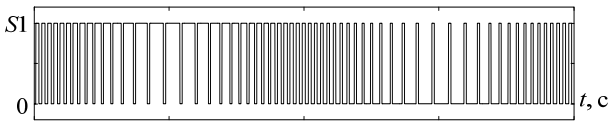

Рис. 7. Рассчитанные по (17) импульсы управления

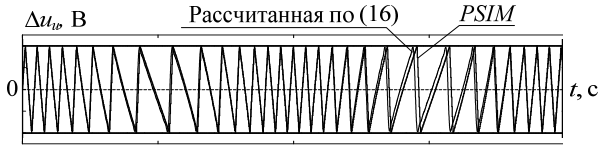

Рис. 8. Рассчитанные по (16) и полученный при моделировании проинтегрированный сигнал рассогласования по напряжению

Трехфазный двухуровневый АИН с гистерезисным управлением по напряжению

Трехфазный двухуровневый АИН показан на рис. 9. Питание инвертора осуществляется от двух независимых источников питания. Все параметры нагрузки и принятые при расчетах допущения аналогичны однофазному полумостовому инвертору напряжения. Измерение напряжения осуществляется относительно фазы выходного напряжения и средней точки источников питания (N). При таком способе подключения форма выходного напряжения на выходе инвертора напряжения будет постоянна.

Полученные выражения для однофазного полумостового АИН могут быть применены для трехфазного двухуровневого АИН с учетом сдвига фаз.

Выражение для проинтегрированного сигнала рассогласования имеет вид

$$\Delta u_{u(a,b,c)}(t)=\sum_{n=1}^{\infty}\frac{-2h}{\pi^2}\cdot\frac{(-1)^n}{n^2}\cdot\frac{\sin\left(\pi\cdot n\cdot\left(1-D_{a,b,c}(t)\right)\right)}{D_{a,b,c}(t)\cdot\left(1-D_a(t)\right)}\times$$
$$\times\sin\left(2\cdot\pi\cdot n\cdot\int_0^t f_{a,b,c}(t)dt\right). \qquad (18)$$

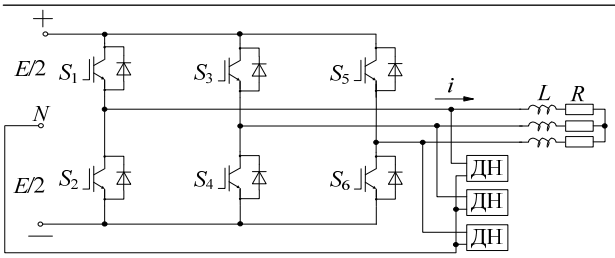

Рис. 9. Трехфазный двухуровневый АИН

Сигналы импульсов управления для трехфазного АИН можно определить следующим образом:

$$S_{a,b,c}(t)=if\left(\Delta u_{u(a,b,c)}(t)\le h\right)\cap$$

$$\cap if\left(\Delta u_{u(a,b,c)}(t)\ge -h\right)\cap if\left(\frac{d\Delta u_u(t)}{dt}<0\right). \quad (19)$$

Для определения фазного напряжения запишем соотношения для потенциала нейтрали. При симметрии нагрузки потенциал нейтрали определяется выражением

$$\varphi_0=\frac{1}{3}\left(\varphi_a+\varphi_b+\varphi_c\right). \quad (20)$$

Тогда фазовое выходное напряжение АИН может быть выражено соотношением

$$u_a=\varphi_a-\varphi_0. \quad (21)$$

Рассчитанные по (19) импульсы управления для одного периода выходного фазного напряжения приведены на рис. 10. Для наглядности ширина канала гистерезиса была увеличена до 20% от половины входного напряжения.

Фазное напряжение АИН определяется по (21) с учетом (20). Рассчитанное фазное напряжение (u_a) приведено для одного периода на рис. 11. Фазное напряжение, полученное методом компьютерного моделирования, имеет аналогичную форму. Существующие небольшие различия в формах напряжений обусловлены точностью вычисления.

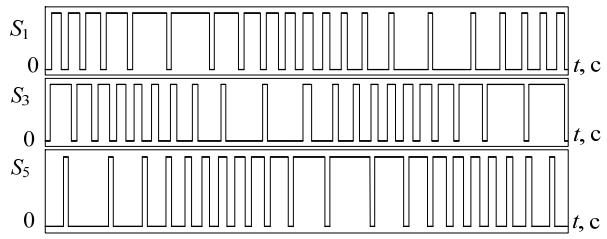

Рис. 10. Рассчитанные импульсы управления

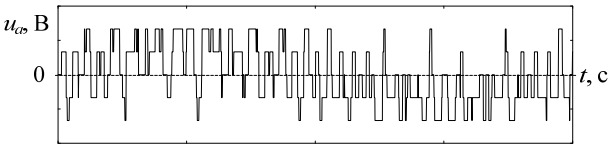

Рис. 11. Рассчитанное фазное напряжение

Заключение

Проанализирован принцип гистерезисного управления по напряжению однофазного полумостового АИН. Показано, что аналитические выражения, полученные для гистерезисного управления по току, могут быть применимы для гистерезисного управления по напряжению с учетом некоторых допущений как для однофазного, так и для трехфазного АИН. Определено выражение для мгновенной частоты коммутации ключей на периоде выходного напряжения для гистерезисного управления по напряжению. Предметом дальнейших исследований является исследование энергетических характеристик. При этом также целесообразно использовать более емкие интегральные (приведенные) критерии, учитывающие как качество входного тока, так и потери в преобразователе.

Литература

1. Power Quality Assessment Via Wavelet Transform Analysis / S. Santoso, E.J. Powers, W.M. Grady, P. Hofman // IEEE Trans. on Power Delivery. – 1996. – Vol. 11, No. 2. – P. 924–930.

2. Kosmák J. Power quality dependence on connected appliances in an off-grid system / J. Kosmák, S. Mišák, L. Prokop // 16-th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE 2015), 2015. – Kouty nad Desnou, Czech Republic. – P. 423–428.

3. Pathan A.I. Different Control Techniques of Dynamic Voltage Restorer for Power Quality Problems / A.I. Pathan, S.S. Vanamane, R.H. Chile // First International Conference on Automation, Control, Energy and Systems (ACES 2014). – 1–2 Feb. 2014. – Hooghly, West Bengal, India. – P. 1–6.

4. Баховцев И.А. Анализ качества преобразования энергии в АИН с ШИМ / И.А. Баховцев, Г.С. Зиновьев // Силовые тиристорные преобразователи: межвуз. сб. науч. тр. – Новосибирск: НЭТИ, 1987. – С. 3–12.

5. Sozer Y. New Inverter Output Filter Topology for PWM Motor Drives / Y. Sozer, D.A. Torrey, S. Reva // IEEE Trans. on Power Electronics. – 2000. – Vol. 15, No. 6. – P. 911–917.

6. Kazmierkowski M.P. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey / M.P. Kazmierkowski, L. Malesani // IEEE Trans. Ind. Electron. – 1998. – Vol. 45, No. 5. – P. 691–703.

7. Davoodnezhad R. A Novel Three-Level Hysteresis Current Regulation Strategy for Three Phase Three-Level Inverters / R. Davoodnezhad, D.G. Holmes, B.P. McGrath // IEEE Trans. on Power Electron. – 2013. – Vol. 29, No. 11. – P. 6100–6109.

8. Shukla A. Hysteresis Modultion of Multilevel Inverters / A. Shukla, A. Ghosh, A. Joshi // IEEE Trans. on Power Electron. – 2011. – Vol. 26, No. 5. – P. 1396–1409.

9. Gupta R. Multiband Hysteresis Modulation and Switching Characterization for Sliding-Mode-Controlled Cascaded Multilevel Inverter / R. Gupta, A. Ghosh, A. Joshi // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2010. – Vol. 57, No. 7. – P. 2344–2353.

10. Hysteresis Current Controller for Single-Phase Three-Level Voltage Source Inverters / H. Mao, X. Yang, Z. Chen, Z. Wang // IEEE Trans. on Power Electron. – 2012. – Vol. 27, No. 7. – P. 3330–3339.

11. Analysis of Current Controllers for Voltage Source Inverter / M.A. Rahman, T.S. Radwan, A.M. Osheiba, A.E. Lashine // IEEE Trans. Ind. Electron. – 1997. – Vol. 44, No. 4. – P. 477–485.

12. Mohseni M. A New Vector-Based Hysteresis Current Control Scheme for Three-Phase PWM Voltage-Source Inverters / M. Mohseni, S.M. Islam // IEEE Trans. on Power El. – 2010. – Vol. 25, No. 9. – P. 2299–2309.

13. Баховцев И.А. Анализ выходных характеристик однофазного инвертора напряжения с гистерезисным управлением // Доклады ТУСУРа. – 2013. – № 3 (29). – С. 58–62.

14. Albanna A.Z. Harmonic Modeling of Hysteresis Inverters in Frequency Domain / A.Z. Albanna, C.J. Hatziadoniu // IEEE Trans. on Power Electron. – 2010. – Vol. 25, No. 5. – P. 1110–1114.

Колмаков Николай Михайлович
Аспирант каф. электротехнических комплексов и материалов (ЭКМ) Национального исследовательского Томского политехнического университета (НИТПУ)
Тел.: +7-913-956-40-58
Эл. почта: kolmakov_5@list.ru

Баховцев Игорь Анатольевич
Канд. техн. наук, доцент каф. электроники и электротехники (ЭЭ) Новосибирского государственного технического университета (НГТУ)
Тел.: +7 (383-3) 46-08-66
Эл. почта: Igor_55@ngs.ru

Гарганеев Александр Георгиевич
Д-р техн. наук, профессор каф. ЭКМ ТПУ
Тел.: +7 (382-2) 60-61-08
Эл. почта: garganeev@rambler.ru

Kolmakov N.M., Bakhovtsev I.A., Garganeev A.G.

Analysis of VSI with hysteresis voltage control

In this paper was considered single phase half-bridge voltage source inverter with hysteresis voltage control. The analytical relations which describe hysteresis voltage control have been derived. The validity of the formulas has been verified by means of simulations based on a single-phase half-bridge and three phase two level VSI.

Keywords: hysteresis voltage control, hysteresis current control, single-phase voltage source inverter, commutation number.