Lausanne, September 1999. 8. Urbański K., Zawirski K.: Rotor speed and position detection for PMSM control system, Proceedings of 9th Int. // Conference and Exhibition on Power Electronics and Motion Control. – Kosice, 5-7 September 2000. – Vol. 6. – P. 239–243. 9. Urbański K., Zawirski K. Rotor speed and position observer for PMSM sensorless control system, Proceedings of 9th European // Conference on Power Electronics and Applications. – Graz, 27-29 August 2001, CD-ROM. 10. Vittek J., Dodds S.T., Altus J., Perryman R.: Sliding mode based outer control loop for sensorless speed control of permanent magnet synchronous motor // Proceedings of 8th IEEE Mediterranean Conference on Control and Automation (MED 2000). – Rio, Patras, 17-19 July 2000.

УДК-621.313

А.А. Шавёлкин
Донецкий национальный технический университет

МОДЕЛИРОВАНИЕ СХЕМЫ МАТРИЧНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

© Шавёлкин А.А., 2003

Наведені деякі результати досліджень матричного перетворювача частоти. Показана можливість забезпечення безпечної комутації транзисторів при використанні алгоритму, що розподіляє функції ключів без контролю напрямку струму у вихідних фазах, а також доцільність використання релейного регулятору струму, що забезпечує синусоїдну форму вихідного струму.

Some results of researches of a matrix converter of frequency are given. The opportunity of support of safe switching of transistors is shown at use of algorithm with division of functions of switches without the control of a direction of a current in output phases, and also expediency of use of a relay regulator of a current for maintenance of the sine wave form of an output current.

Постановка проблемы. Несмотря на широкое распространение преобразователей частоты (ПЧ) с промежуточным звеном постоянного тока и автономным инвертором напряжения (АИН) на IGBT в последнее десятилетие во всем мире, судя по многочисленным публикациям, возродился, утраченный было, интерес к ПЧ с непосредственной связью. В последнее время он получил название матричный преобразователь (МП).

Однако вопрос практической реализации МП до сих пор не решен, что связано с обеспечением «безопасной» коммутации (без к.з. и разрывов тока) транзисторов схемы, разработкой удобных в реализации и работоспособных алгоритмов управления.

Анализ последних исследований. Существующие решения, в той или иной форме, основаны на принципах программного или раздельного управления ключами с использованием информации о полярности выходного тока или напряжении питающей сети [1, 2]. Большинство авторов в процессе формирования выходного напряжения рассматривают однократную модуляцию (ОМ). При этом складывается впечатление, что автомати-

Lviv Polytechnic National University Institutional Repository http://ena.lp.edu.ua

чески переносится тот же подход, что и для АИН – управление МП рассматривается в режиме источника напряжения. Это может быть оправдано только, если использовать МП в разомкнутой системе. С учетом изменения входного напряжения вводится большой объем дополнительных вычислений на каждом интервале коммутации [2], и алгоритм управления ключами в сравнении с АИН существенно усложняется.

Применение в МП IGBT и методов широтно-импульсной модуляции (ШИМ) делает его, несмотря на большее число ключей в схеме вполне конкурентоспособным по сравнению с ПЧ с АИН при наличии определенных преимуществ. Это обусловлено отсутствием в схеме накопительных элементов большой емкости, возможностью обеспечения двухстороннего обмена энергией между нагрузкой (двигателем) и сетью, улучшением формы входного тока. В этом плане актуальна задача совершенствования принципов управления МП, что приближает решение вопроса его практической реализации.

Цель работы состоит в создании алгоритма управления ключами МП, позволяющего осуществить «безопасную» коммутацию ключей схемы без соответствующих датчиков контроля направления тока, а также в исследовании принципов реализации системы управления, обеспечивающей формирование кривой выходного тока с использованием релейного регулятора по мгновенному его значению, и воздействующему непосредственно на ключи схемы.

В качестве инструмента исследований использован метод компьютерной симуляции. При этом возникает задача создания «виртуальной» модели МП, позволяющей исследовать процессы в схеме при различных алгоритмах коммутации ключей и принципах реализации системы управления. Все исследования проводились методом симуляции схемы МП с использованием программ EWB 5.0C и Multisim 2001.

Изложение основного материала. Схема МП приведена на рис. 1 и включает в себя 9 управляемых ключей двусторонней проводимости (КДП) – по 3 на каждую фазу. По

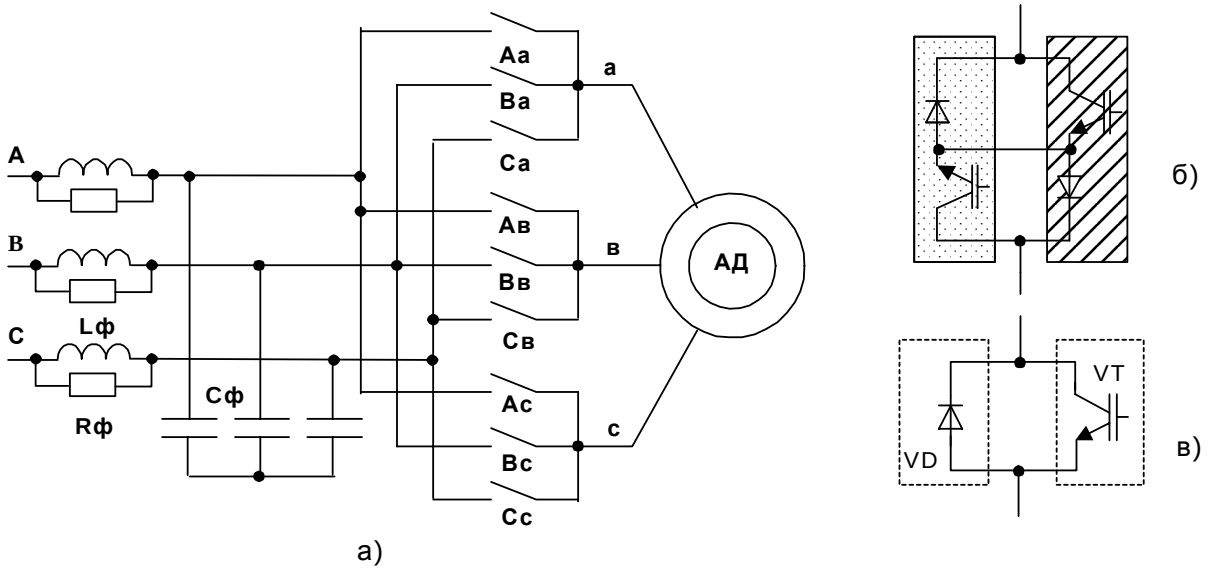


Рис. 1. Матричный преобразователь частоты:
а – силовые цепи; б – структура ключа; в – эквивалентная схема ключа

Lviv Polytechnic National University Institutional Repository http://ena.lp.edu.ua

принципу работы МП представляет собой ПЧ без явно выраженного выпрямителя на входе, и выходное напряжение формируется из напряжений сети переменного тока соответствующей полярности. Это предполагает большее [3] количество состояний схемы (27) в сравнении со схемой АИН, где используются только 3 уровня напряжения (+), 0 и (-) и состояний только 6. В остальном, принципы те же – особенно при использовании ШИМ и биполярной модуляции.

В соответствии с [2], к основным принципам управления МП относится однократная (ОМ) и двукратная (ДМ) модуляция. При ОМ формирование выходного напряжения на каждом такте модуляции осуществляется поочередным подключением к разным фазам сети, которые в данный момент времени имеют одинаковую полярность к третьей, которая в данный момент имеет обратную полярность.

Алгоритм ОМ поясняет рис. 2, где приведены фазные напряжения сети и диаграмма импульсов, определяющих закон модуляции для фазы а МП. При этом период напряжения сети разбит на 6 интервалов (1–6). На каждом из них выходное напряжение формируется из двух линейных поочередным подключением к разным фазам сети. Например, на интервале «1» используются поочередно напряжения Uав и Uсв (Ua>0, Uc>0, Uв<0), на интервале «2» – Uав и Uас (Ua>0, Uв<0, Uc<0), на интервале «3» – Uас и Uвс (Ua>0, Uв>0, Uc<0). При биполярной модуляции выходного напряжения длительность работы ключей на интервале коммутации для любой из выходных фаз (а, в, с) определяется соответствующими сигналами ар и $an = \overline{ap}$ (фаза а), вр, вn (фа-за в) и ср, сn (фаза с). Очередность переключений достигается разделением импульсов ар (аn) на две дополнительные последовательности ар1 и ар2 (через один импульс в порядке их следования). Ключи соединяющие фазы сети А, В, С с выходными фазами МП а, в, с обозначим как Аа, Ав, Ас, Ва, Вв, Вс, Са, Св, Сс. Соответствующие диаграммы приведены на рис. 2.

При ДМ формирование выходного напряжения осуществляется из наиболее положительного и наиболее отрицательного в данный момент времени напряжений питающей сети. Обозначим соответствующие интервалы времени (рис. 2) логическими переменными: А, В, С, $\underline{A}$, $\underline{B}$, $\underline{C}$.

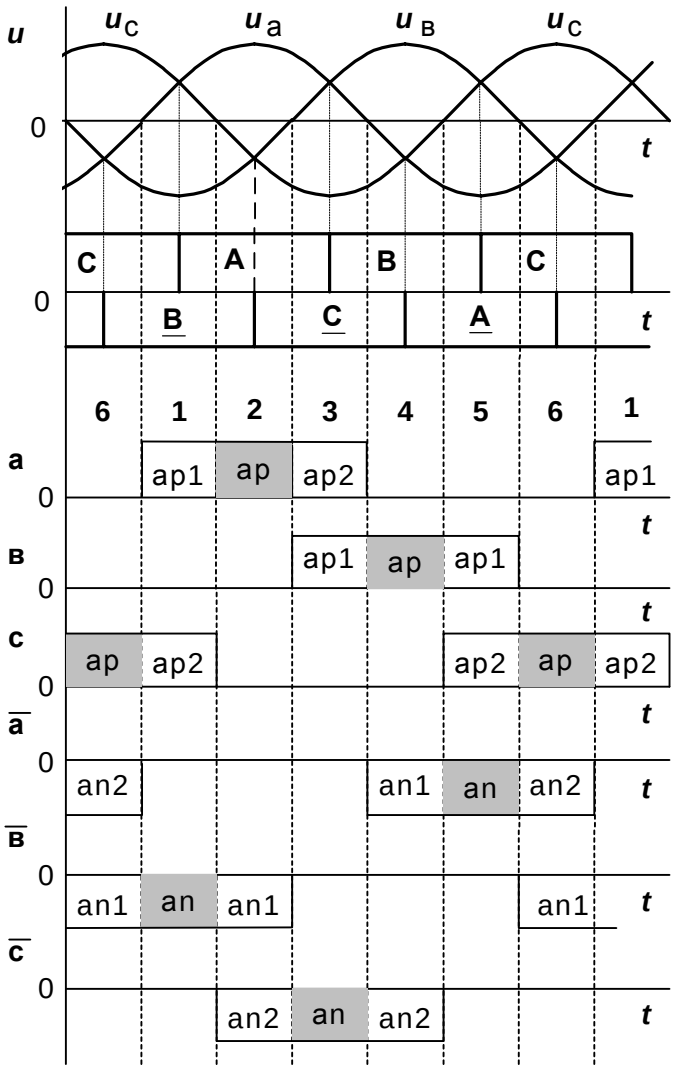


Рис. 2 Диаграммы иллюстрирующие принцип работы МП при ОМ

Lviv Polytechnic National University Institutional Repository http://ena.lp.edu.ua

В соответствии с этим при ОМ, для ключей фазы а МП в качестве алгоритма можно записать логические выражения:

$$Aa= ap1\cdot 1 + ap\cdot 2 + ap2\cdot 3 + an1\cdot 4 + an\cdot 5 + an2\cdot 6,$$
$$Ba= an\cdot 1 + an1\cdot 2 + ap1\cdot 3 + ap\cdot 4 + ap1\cdot 5 + an1\cdot 6, \qquad (1)$$
$$Ca= ap2\cdot 1 + an2\cdot 2 + an\cdot 3 + an2\cdot 4 + a2\cdot 5 + ap\cdot 6,$$

где 1,….6 – логические переменные, принимающие значение «1» на соответствующем временном интервале.

Алгоритм при ДМ формулируется аналогичным образом (фаза **а**):

$$Aa= ap\cdot A + an\cdot \underline{A}, \quad Ba= ap\cdot B + an\cdot \underline{B}, \quad Ca= ap\cdot C + an\cdot \underline{C}. \qquad (2)$$

В соответствии с (1) и (2) составлены логические схемы распределения импульсов управления для каждой из фаз модели МП. На первой стадии симулирования схемы МП использовалась синусоидальная ШИМ в аналоговом варианте и раздельное управление ключами, формирующими положительную и отрицательную полуволны выходного тока. По результатам следует отметить, что ОМ по отношению к входной цепи обеспечивает более равномерную во времени загрузку фаз сети по току, чем ДМ. Что касается выходных характеристик, то ОМ имеет некоторое преимущество на малых частотах (при малых коэффициентах модуляции) – лучший гармонический состав. Однако при частотах выше 40 Гц появляются ограничения – коэффициент преобразования напряжения не превышает 0.86 [3], гармонический состав существенно ухудшается особенно за счет субгармоник (рис. 5). При ДМ подобные ограничения отсутствуют. И, немаловажно то, что реализация ДМ существенно проще. Поэтому в дальнейшем рассматривается ДМ.

Типичный ключ двухсторонней проводимости (КДП) используемый в МП (рис. 1, *б*) включает в себя две половинки из транзистора с диодом, включенные встречно-параллельно (диоды защищают транзисторы от пробоя обратным напряжением). Функции каждой из половин ключа идентичны функциям диода VD и транзистора VT и зависят от полярности приложенного напряжения (рис. 1, *в* соответствует положительной полярности). Соответственно функциям различается и алгоритм управления транзисторами ключа. Таким образом, если корректно реализовать отмеченные функции, можно также как и в схеме АИН, избежать необходимости контроля направления выходного тока.

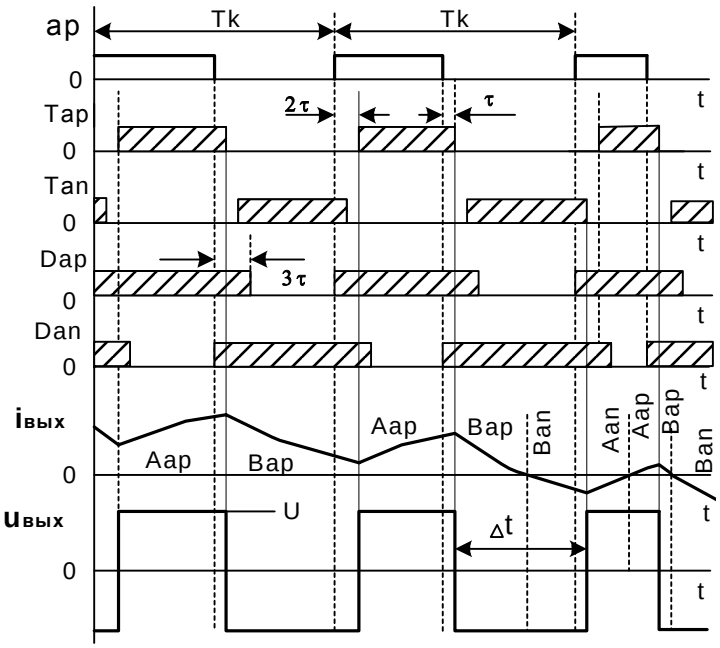


Рис. 3. Принцип управления транзисторами МП

Для упрощения рассмотрим работу одной фазы **(а)** МП на интервале, когда выходное напряжение формируется из напряжений фаз сети А и В. Полагаем, что процессы в фазах МП не зависят от работы других фаз, а напряжение на рассматриваемом интервале Uав – положительное и не изменяется. Рассмотрим процессы в схеме в зоне

Lviv Polytechnic National University Institutional Repository http://ena.lp.edu.ua

изменения полярности выходного тока (рис. 3). Выходное напряжение на интервале коммутации Тк принимает два значения +U и –U. Половинки КДП проводящие ток прямой полярности обозначим с индексом р – Аар для обратной полярности с индексом n – Аan.

Импульсы управления одновременно подаются на обе половины КДП (выполняющие функции транзистора VT и диода VD), но с различными задержками по заднему и переднему фронту. Задержка 2τ (τ ≈1 мкс) на включение VT исключает одновременное отпирание их в разных ключах фазы и, соответственно, возможность к.з. источника питания. Задержка τ на выключение VT необходима для гарантированного перевода без разрыва тока нагрузки $i_{вых}$ на соответствующий VD. Аналогично для исключения разрыва при переводе тока с VD на включающийся VT вводится задержка 3τ на выключение VD (VD не запрется пока не откроется VT).

В соответствии с сигналом задания **ар**, которому соответствуют импульсы Тар и Дар (сигналу an соответствуют Тan и Дan) работа схемы осуществляется следующим образом. Полагаем, что исходно ток нагрузки положительный (открыт Дар – потенциал точки **а** отрицательный, Аan и Вan заперты обратным напряжением), тогда при подаче **ар** отпирается Аар. Выходное напряжение (потенциал точки **а**) положительное – ток нарастает. При запирании Аар ток нагрузки переводится на Вар (Аар по отношению к источнику включен в обратном направлении) и убывает. Затем ток опять переводится на Аар и т.п.. На интервале Δt ток убывает до нуля – Вар запирается и в работу вступает Вan. Ток изменяет направление и нарастает. При запирании Вan отпирается Аan – ток убывает до нуля – Аan запирается, опять включается Аар – ток положителен и нарастает. Затем включается Вар – ток убывает до нуля. Опять включается Вan – ток отрицателен и нарастает. Таким образом, при уменьшении тока до нуля осуществляется автоматический выбор ключа схемы для обеспечения протекания тока соответствующего направления. Тогда импульсы, подаваемые на соответствующие ключи схемы, можно определить следующими логическими выражениями (для фазы **а** МП):

$$\begin{aligned} Aap &= Tap*A + Dap*\underline{A}, & Aan &= Tan*\underline{A} + Dan*A, \\ Bap &= Tap*B + Dap*\underline{B}, & Ban &= Tan*\underline{B} + Dan*B, \\ Cap &= Tap*C + Dap*\underline{C}, & Can &= Tan*\underline{C} + Dan*C. \end{aligned} \qquad (3)$$

Аналогичным образом можно по сигналам **вр** (**вn**) и **ср** (**сn**) получить сигналы Твр и Двр, Тср и Дср и составить выражения для соответствующих транзисторов в выходных фазах **в** и **с**. По тем же принципам, но несколько сложнее формулируется рассмотренный алгоритм при однократной модуляции (ОМ).

Важным вопросом для «безопасной» коммутации при предложенном алгоритме работы ключей схемы является решение проблемы выбора ключа на границе перехода из одной зоны (рис. 2) пространственного вектора напряжения сети в другую, например из зоны **А** в зону **В**. Поскольку импульсы подаются одновременно на оба транзистора ключа при переключении возможно к.з или разрыв тока нагрузки. Последнее особенно осложняется с учетом искажения формы напряжения сети, когда граница перехода из зоны в зону – «размытая». Разрыв тока нагрузки приводит к его скачкообразному снижению, но опасность в том, что при этом возникают перенапряжения на ключах схемы.

Как показали исследования, решение может быть достигнуто корректировкой границы перехода с учетом поданного в данный момент импульса управления. Суть предлагаемого принципа состоит в том, что граница для каждого ключа схемы сдвигается по заднему

Lviv Polytechnic National University Institutional Repository http://ena.lp.edu.ua

фронту импульса, работающего в этот момент ключа и выходящего из работы. Так, если граница перехода из зоны **C** в **A** проходит между соответствующими импульсами Тар, это не вносит никаких изменений в работу транзисторов (Сар, Аар). Если граница перехода приходится на соответствующий импульс Тар, например, при переходе из зоны **A** в зону **B**, то граница перехода **A**$^{/}$ (**B**$^{/}$) для каждого ключа схемы сдвигается по заднему фронту импульса для работающего в этот момент ключа (Аар) и выходящего из работы. При этом сохраняется требуемая очередность работы ключей схемы: – транзистор – диод – транзистор. Данный принцип может быть реализован достаточно просто с помощью функции RS-триггера из следующих условий:

$$A' = \begin{cases} \overline{C}' \cdot A = S \\ \overline{A + Tap} = R \end{cases}, \qquad B' = \begin{cases} \overline{A'} \cdot B = S \\ \overline{B + Tap} = R \end{cases}, \qquad C' = \begin{cases} \overline{B'} \cdot C = S \\ \overline{C + Tap} = R \end{cases} \text{ и т. п.}$$

Поскольку входное напряжение МП, из которого формируется uвых в отличие от АИН изменяется, это неизбежно выражается в форме выходного напряжения и тока. Это в наибольшей степени относится к ОМ, когда на одном такте осуществляется поочередное подключение к разным фазам напряжения сети.

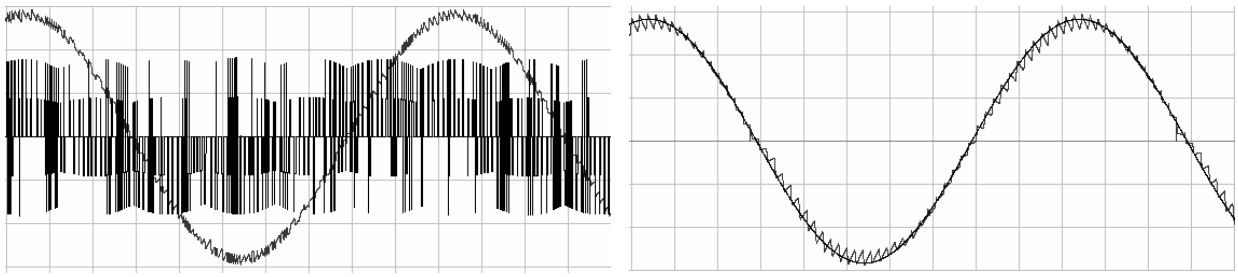
Использование ШИМ управления или векторной ШИМ предполагает контроль входного напряжения сети, форма которого неизбежно искажается, а также значительный объем расчетов при формировании длительности включения транзисторов схемы [1]. Это значительно усложняет систему управления. В этом плане интересным является использование релейного регулятора с контролем мгновенного значения выходного тока. При этом выходные импульсы регулятора ар (an) непосредственно (после приведенных выше преобразований) воздействуют на соответствующие ключи МП. Как показывают результаты моделирования, возможны несколько вариантов реализации регулятора.

Наиболее просто реализуется релейный регулятор с постоянным отклонением ±ΔI от заданного значения тока (осциллограмма выходного напряжения и тока МП при этом приведена на рис. 4, *а*). Если фактическое значение фазного тока меньше верхнего порога срабатывания регулятора подан импульс ар на отпирание соответствующего транзистора – ток нарастает. При достижении верхнего порога ар снимается и подается импульс an на включение другого транзистора – ток убывает пока не достигнет нижнего порога, где происходит очередное переключение транзисторов. Следует отметить, что скорость нарастания (убывания) тока с изменением напряжения сети изменяется в широких пределах, особенно с учетом взаимосвязи работы фаз МП. Это приводит к тому, частота коммутации изменяется в очень широких пределах. В зависимости от ΔI ее значение может доходить до нескольких десятков кГц. Существенное влияние на частоту имеет также коэффициент мощности нагрузки, при его увеличении – частота растет.

Как компромиссное решение, для ограничения максимальной частоты коммутации, можно использовать регулятор с заданным отклонением в одну сторону +ΔI и фиксированной частотой коммутации. Для этого в схему вводится генератор коротких импульсов с заданной частотой, который выполняет функцию задания нижнего порога, до которого снижается ток. Соответствующая осциллограмма заданного и фактического значения тока приведена на рис. 4, *б* при тех же условиях, что и на рис. 4, *а* (выходная частота 50 Гц, cosφ = 0.8, частота коммутации 2700 Гц). Использование релейного регулятора подтверждает ограничения возможностей ОМ. Осциллограммы (рис. 5) в режиме максимального тока

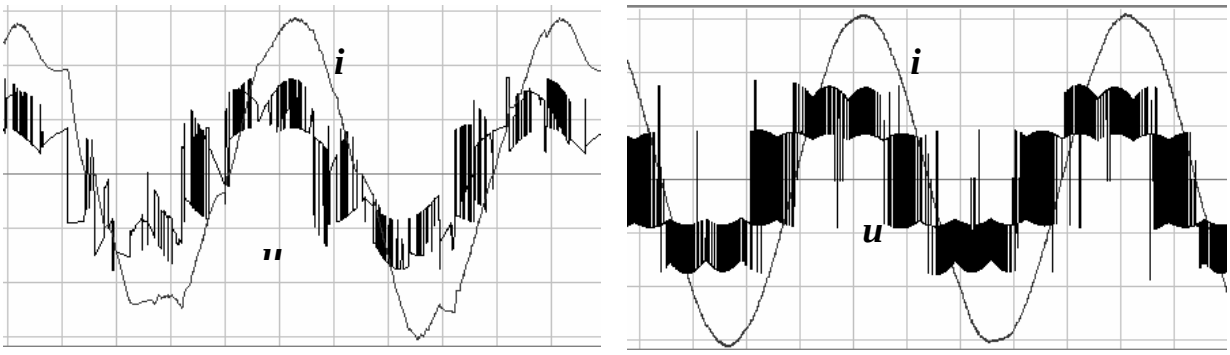
Lviv Polytechnic National University Institutional Repository http://ena.lp.edu.ua

(Iфмах = Uф/Zф = 44А) при частоте fвых = 40Гц и отклонении ±ΔI = 0.3А, показывают существенные отклонения формы тока от синусоидальной (рис. 5, *а*) при ОМ.



а б

Рис. 4. Осциллограммы выходного напряжения и тока МП (fвых=50Гц):
а – регулятор с постоянным отклонением; б – регулятор с фиксированной частотой



а б

Рис. 5 . Осциллограммы выходного напряжения и тока при:
а – однократной модуляции; б – двукратной модуляции

Выводы. Исследование возможностей фильтрации входного тока показали, что задача получения синусоидального тока с регулируемым коэффициентом мощности посредством простого LC(R) – фильтра – практически нереальна даже при повышении частоты коммутации, что подтверждают также осциллограммы в [4]. Вместе с тем, легко реализуемо при ДМ качество входного тока не хуже, чем у неуправляемого выпрямителя (R-L-нагрузка).

- Предложенный алгоритм обеспечивает надежную коммутацию транзисторов МП без разрыва тока и к.з. независимо от частоты, величины и характера нагрузки.
- ДМ позволяет наиболее полно и просто реализовать возможности МП.
- Использование релейного регулятора тока обеспечивает синусоидальный выходной ток МП, а также существенно упрощает систему управления. При этом возможно несколько вариантов реализации регулятора.

1. Чехет Э.М., Соболев В.Н., Михальский В.М. и др. Способы коммутации силовых ключей матричных преобразователей // Техн. электродінамика. Проблеми сучасної електротехніки. – Темат. вип. – 2000. – Ч. 3. – С. 37–42. 2. Михальский В.М. Матричные преобразователи для электропривода (управление, коммутация тока): Автореф. …дис.

Lviv Polytechnic National University Institutional Repository http://ena.lp.edu.ua

канд. техн. наук. – К., 2003. 3. Jochen Mahlein, Jens Igney, Michael Braun, Olaf Simon. Robust Matrix Converter Commutation without explicit Sign Measurement. – EPE 2001 – Graz. 4. Casadei D., Matteini M., Serra G., Tani A., Blaabjerg F. Direct Torque Control using Matrix Converters: Improvement of the Input Line Current Quality. EPE 2001 – Graz.

УДК 621.313

А.А. Шавёлкин, Д.Н. Мирошник
Донецкий национальный технический университет

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ С ИМПУЛЬСНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ В ЗВЕНЕ ПОСТОЯННОГО ТОКА

© Шавёлкин А.А., Мирошник Д.Н., 2003

Пропонується для узгодження напруг джерела та двигуна використовувати у колі постійного струму імпульсний перетворювач, що підвищує напругу, це дає змогу регулювати напругу на вході інвертора та обмежувати пульсації вхідного струму. Розглянуто модель для дослідження процесів у імпульсному перетворювачі та розрахунок його параметрів з урахуванням витрат у схемі та навантаження.

A step-by-step converter on direct current link is offered to use for the coordination of voltage of a source and the motor, allowing to adjust a voltage on an input of the inverter and to limit pulsations of an input current. The model for research of processes in a pulse converter and a design procedure of parameters taking into account of losses and loading is considered.

Преобразователи частоты (ПЧ) с автономными инверторами напряжения (АИН) в асинхронном электроприводе (АЭП) нашли повсеместное распространение. Это дает возможность использования АЭП даже там, где традиционно применялись двигатели постоянного тока (ДПТ). При этом часто возникает проблема согласования низкого напряжения источника постоянного тока (например, аккумуляторной батареи) и асинхронного двигателя (АД).

Решение проблемы возможно при использовании специального АД на пониженное номинальное напряжение и ,соответственно, больший потребляемый ток. При этом мощность АИН за счет увеличения тока завышается. Одновременно с этим, при таком варианте построения схемы ток источника постоянного напряжения носит импульсный характер, что негативно влияет на работу батареи и требует установки L-C фильтра.

Использование двигателя на стандартное напряжение 380 (660 В) позволяет снизить токовые нагрузки и соответственно мощность АИН (определяемую выходным током). В этом случае мощность АИН будет соответствовать мощности АД (при одном классе напряжений), что позволяет снизить стоимостные и габаритные показатели привода. Использование повышающего трансформатора не снижает тока АИН и не целесообразно.

Lviv Polytechnic National University Institutional Repository http://ena.lp.edu.ua