

## ВАРИАНТ РЕАЛИЗАЦИИ МАТРИЧНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

Шавёлкин А. А.

Донецкий национальный технический университет

vladimir@koe.dgtu.donetsk.ua

*The algorithm of switching of transistors of a matrix converter is reviewed to eliminate the control of a direction of a current. The means of a filtration of an input current of the converter is investigated. It is demonstrated, that at double modulation of output voltage the same quality of an input current, as well as for the uncontrolled rectifier is reached.*

В настоящее время в связи с повсеместным применением IGBT возродился интерес к преобразователям частоты с непосредственной связью (НПЧ) с питающей сетью. Они получили название – матричные преобразователи (МП) [1]. Использование методов широтно - импульсной модуляции (ШИМ) позволяет сделать МП вполне конкурентоспособными по отношению к преобразователям с промежуточным звеном постоянного тока и автономным инвертором напряжения (АИН). К преимуществам следует отнести отсутствие накопительных элементов – конденсаторов большой емкости в схеме МП и однократное преобразование энергии, что обеспечивает беспрепятственный двусторонний обмен энергией между приемником и питающей сетью. Однако, несмотря на большое число публикаций о исследованиях и разработках в этой области, МП до сих пор не выпускаются ни одной из фирм - производителей.

Проблемы практической реализации МП, в первую очередь, связаны с обеспечением «безопасной» коммутации транзисторов схемы без к.з. и разрывов тока и созданием достаточно простого и работоспособного алгоритма управления.

Схема МП приведена на рис.1 и включает в себя 9 управляемых ключей двусторонней проводимости (по 3 на каждую фазу). Известные способы коммутации ключей МП основаны на использовании принципов программного или раздельного управления и информации о полярности выходного тока или о соотношениях напряжений питающей сети [1,2,3]. Необходимость контроля тока или напряжения с учетом порога чувствительности реальных датчиков и искажения формы напряжения в существенной степени усложняет схему и алгоритм управления преобразователя. Система управления МП [2] при этом предусматривает значительно большее число вычислений на каждом интервале коммутации в сравнении с АИН.

Обязательным элементом в МП является входной фильтр для:

- ограничения перенапряжений на транзисторах схемы в процессе коммутации тока, потребляемого от сети переменного тока для чего перед ключами схемы необходима установка конденсаторов;
- обеспечения совместимости с сетью – минимум искажений формы тока и высокий коэффициент мощности.

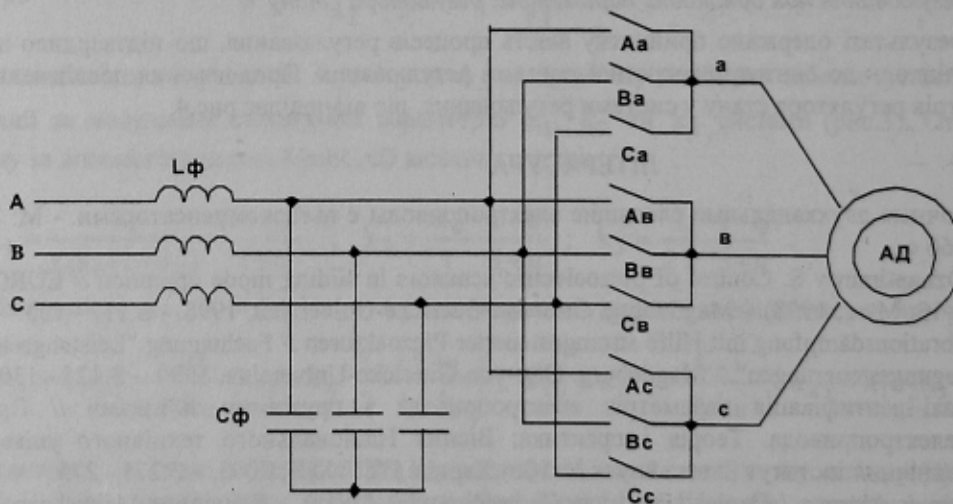


Рисунок 1- Схема матричного преобразователя частоты

В литературе вопросы выбора и расчета параметров фильтра практически не рассматриваются, при этом декларируется возможность получения синусоидального тока с регулированием коэффициента мощности. Вместе с тем, вопрос о фильтре является одним из ключевых при решении вопроса о эффективности МП в сравнении с преобразователем с промежуточным звеном постоянного тока. Это связано с тем, что одним из главных достоинств МП является отсутствие накопительного элемента – конденсатора большой емкости Cφ. Поэтому фильтр должен иметь минимальные, но достаточные параметры, с учетом необходимости использования конденсаторов переменного тока с высокими частотными характеристиками.

Цель работы состоит в создании алгоритма управления ключами МП, позволяющего осуществить «безопасную» коммутацию тока нагрузки и сети без соответствующих датчиков контроля.

Поскольку экспериментальные исследования схемы МП весьма затруднительны и предполагают значительные материальные затраты, большинство работ построено на математическом моделировании процессов в схеме с введением соответствующих упрощений. Вместе с тем, процессы в схеме МП весьма сложны, особенно при учете реальных параметров элементов схемы и источника переменного тока. Поэтому в качестве инструмента исследований более целесообразным является использование современных методов компьютерной симуляции при использовании соответствующих прикладных пакетов, которые содержат модели практически всех известных электронных элементов.

При этом возникает задача создания «виртуальной» модели МП, позволяющей исследовать процессы в схеме при различных алгоритмах коммутации ключей и принципах реализации системы управления.

Также необходимо исследовать вопрос совместимости МП с питающей сетью, обеспечив минимальные искажения формы тока, потребляемого из сети.

Все исследования проводились методом симуляции схемы МП с использованием программы Multisim2001, имеющей большой набор элементов и функциональных блоков и достаточно удобный интерфейс, что открывает большие возможности как для исследований, так и для анализа результатов. Следует отметить, что модель системы достаточно сложная, в силу этого моделирование занимает много времени, поэтому все исследования проводились на активно-индуктивную нагрузку.

По принципу работы МП представляет собой преобразователь частоты без явно выраженного выпрямителя на входе и выходное напряжение формируется из напряжений сети переменного тока соответствующей полярности. Это предполагает большее 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 двухполярной модуляции. Естественно, целесообразным представляется использование в МП тех же методов, что и в АИН. При этом функции ключей в силовой цепи АИН (рис.2,б) различны: управляемый - транзистор, неуправляемый - диод. Последний обеспечивает «подхватывание» тока нагрузки при запираии транзистора.

Типичная схема ключа двухсторонней проводимости (КДП) используемого в МП [4] приведена на рис. 2,а. Он включает в себя две половинки из транзистора с диодом, включенные встречно-параллельно (диоды защищают транзисторы от пробоя обратным напряжением). Поскольку IGBT выпускаются с встроенным встречно-параллельным диодом, ключ получается последовательным (встречным) соединением двух приборов. Функции каждой из половин ключа рис.2,а идентичны функциям диода VD и транзистора VT на рис.2,б. Соответственно функциям различается и алгоритм управления транзисторами ключа. Причем эти функции зависят от полярности приложенного напряжения.

Рисунок 2- Структура ключа МП

Предложенный принцип управления ключами иллюстрирует рис.3. Для простоты понимания рассмотрим работу одного плеча однофазного мостового АИН при биполярной модуляции и использовании КДП (второе плечо моста на рис3,а не показано). Выходное напряжение на интервале коммутации  $T_k$  принимает два значения  $+U$  и  $-U$ .

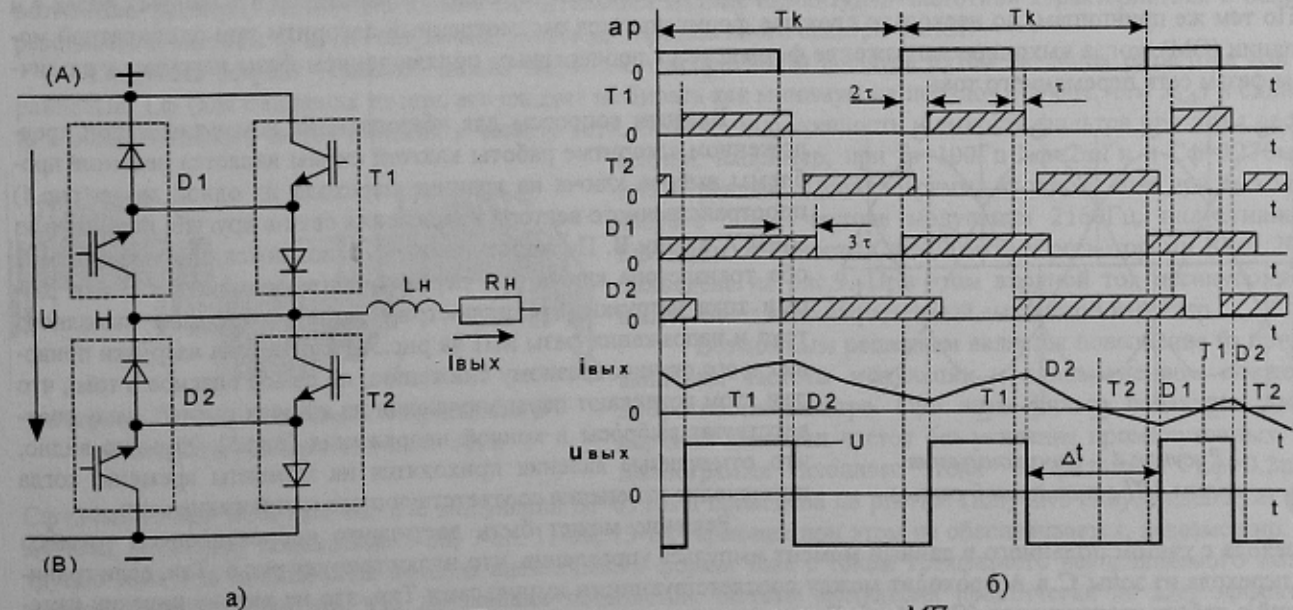


Рисунок 3 - Принцип управления транзисторами МП



При указанной полярности напряжения источника ключи T1, D2 (выделены на рис.3,а пунктиром и включают в себя последовательно включенные транзистор и диод) обеспечивают протекание в нагрузке тока положительной полярности, ключи T2, D1 – тока отрицательной полярности. При этом ключ T выполняет функции транзистора, а D – диода. Импульсы управления одновременно подаются на обе половины ключа. Задержка  $2\tau$  ( $\tau \approx 1\text{мкс}$ ) на включение T1 и T2 исключает их одновременное отпирание и, соответственно, возможность короткого замыкания (к.з.) источника питания. Задержка  $\tau$  на выключение T1 и T2 необходима для гарантированного перевода без разрыва тока нагрузки  $i_{\text{вых}}$  на соответствующий D2 и D1, который подготовлен к включению еще до запираания T. Аналогично для исключения разрыва при переводе тока с D2, D1 на включаемый еще до запираания T. Аналогично для исключения разрыва при переводе тока с D2, D1 на включаемый еще до запираания T. Аналогично для исключения разрыва при переводе тока с D2, D1 на включаемый еще до запираания T.

В соответствии с сигналом задания **ар** (**ан** – инверсный сигнал) определяющим закон модуляции выходного напряжения (фаза а) работа схемы осуществляется следующим образом (рис.3). Полагаем, что исходно ток нагрузки положительный (открыт D2 – потенциал точки Н отрицательный, D1 и T2 заперты обратным напряжением), тогда при подаче **ар** в верхнем плече отпирается T1. Выходное напряжение (потенциал точки Н) положительное – ток нарастает. При запираии T1 ток нагрузки переводится на D2 (D1 по отношению к источнику включен в обратном направлении) и убывает (потенциал точки Н отрицательный). Затем ток опять переводится на T1 и т.п.. На интервале  $\Delta t$  ток убывает до нуля - D2 запирается и в работу вступает T2. Ток изменяет направление и нарастает. При запираии T2 отпирается D1 - ток убывает до нуля - D1 запирается, опять включается T1-ток положителен и нарастает. Затем включается T2 - ток убывает до нуля. Опять включается T2 ток отрицателен и нарастает. Таким образом при уменьшении тока до нуля осуществляется автоматический выбор ключа схемы для обеспечения протекания тока соответствующего направления. При этом, так же как и в АИН, отсутствует необходимость контроля наличия или полярности тока или состояния ключей схемы.

В реальной схеме МП каждая выходная фаза содержит 3 КДП и режим работы каждой из половинок ключа (диод или транзистор) изменяется в соответствии с полярностью напряжения соответствующей фазы сети. Для этого система управления предусматривает синхронизацию с сетью. При использовании принципа формирования выходного напряжения МП из наиболее положительного и наиболее отрицательного напряжений питающей сети (двукратная модуляция - ДМ) алгоритм может быть сформулирован следующим образом. Обозначим соответствующие интервалы времени (рис.4) логическими переменными А, В, С, А, В, С. Ключи соединяющие фазы сети А, В, С с выходными фазами МП а, в, с и проводящие ток прямой полярности обозначим как Аар, Авр, Аср, Вар, Ввр, Вср, Свр, Сар, Сср. Соответственно, ключи обратной полярности Аап, Авп, Асп, Вап, Ввп, Всп, Сап, Свп, Ссп.

Тогда импульсы, подаваемые на соответствующие ключи схемы можно определить следующими логическими выражениями (для фазы а МП):

$$A_{ар} = T_{ар} * A + D_{ар} * \underline{A},$$

$$V_{ар} = T_{ар} * B + D_{ар} * \underline{B},$$

$$C_{ар} = T_{ар} * C + D_{ар} * \underline{C},$$

$$A_{ап} = T_{ап} * \underline{A} + D_{ап} * A,$$

$$V_{ап} = T_{ап} * \underline{B} + D_{ап} * B,$$

$$C_{ап} = T_{ап} * \underline{C} + D_{ап} * C,$$

где Tар и Dар импульсы соответствующие T1 и D2 (рис.3,а), а Tап и Dап соответственно T2 и D1. Получают упомянутые импульсы введением в исходный сигнал **ар** (**ан**) на рис.3 соответствующих временных задержек по переднему и заднему фронтам. Аналогичным образом можно по сигналам **вр** (**вп**) и **ср** (**сп**) получить сигналы Tвр и Dвр, Tср и Dср 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), когда выходное напряжение формируется поочередным подключением фазы нагрузки к различным фазам сети переменного тока.

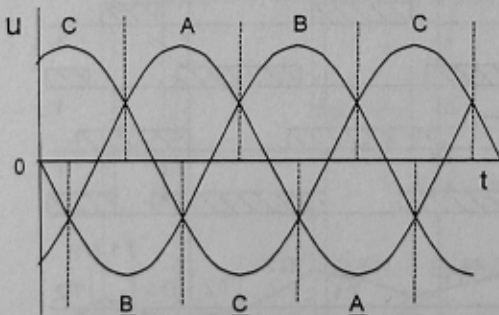


Рисунок 4 – Синхронизация  
схемы МП с питающей сетью

Важным вопросом для «безопасной» коммутации при предложенном алгоритме работы ключей схемы является решение проблемы выбора ключа на границе перехода из одной зоны (рис.4) 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, что иллюстрирует осциллограмма выходного тока и напряжения фазы МП на рис.5. Разрыв тока нагрузки приводит к его скачкообразному снижению, но самое опасное в том, что при этом возникают перенапряжения на ключах схемы, чему соответствуют выбросы в кривой напряжения (рис.5). Хорошо видно, что отмеченные явления приходятся на моменты времени, когда происходит изменение соответствующего напряжения сети.

Решение может быть достигнуто корректировкой границы перехода с учетом поданного в данный момент импульса управления, что иллюстрирует рис.6. Так, если граница перехода из зоны С в А проходит между соответствующими импульсами Tар, это не вносит никаких изменений в работу транзисторов (Сар, Аар). Если граница перехода приходится на соответствующий импульс Tар,

например, при переходе из зоны А в зону В, то граница перехода А' (В') 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:

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

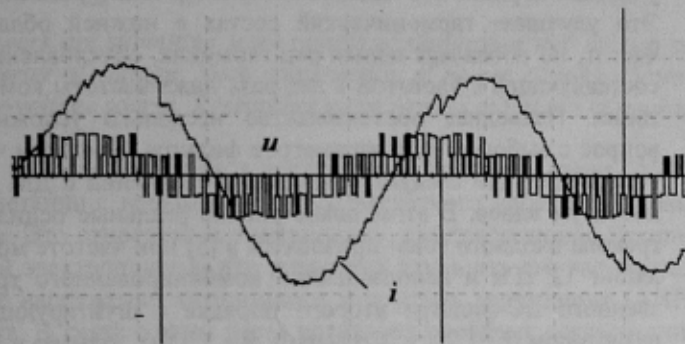


Рисунок 5 – Разрыв тока нагрузки

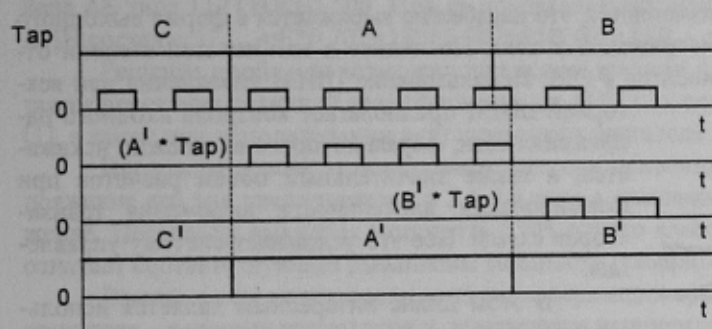


Рисунок 6 - К определению момента перехода из одной зоны напряжения сети в другую

состав. Наряду с характерными для выпрямителя, гармониками с кратностью по отношению к частоте сети  $v=6k \pm 1$  гармонический состав дополняется широким спектром высокочастотных гармоник обусловленных ШИМ.

Самым простым и традиционным решением в МП является использование LC- фильтра низкой частоты. Поскольку активное сопротивление сети мало, здесь неизбежно возникают проблемы связанные с высокой добротностью фильтра, что обуславливает значительный подъем амплитудно-частотной характеристики в области резонансной частоты  $f_r$  и, как следствие, усиление определенного спектра частот.

Ослабить эффект усиления можно снижением добротности фильтра путем введения резистора  $R_{ш}$  параллельно  $L_f$  (для снижения потерь его следует выбирать как минимум на порядок больше, чем  $X_{L_f}$ ) и сдвигом  $f_r$  в область низких частот близких к частоте сети. Однако индуктивность и емкость фильтра при этом весьма велики, например, при  $f_r=100$ Гц  $L_f=2$ мГн и  $C_f=1270$ мкФ, что не реально.



Рисунок 7 - Осциллограмма напряжения и тока фазы МП при частоте 40Гц

Осциллограмма входного тока при выходной частоте 50Гц, частоте модуляции 2160Гц, индуктивности  $L_f=3$ мГн, и емкости  $C_f=300$ мкФ с резисторами  $R_{ш}=20$ Ом приведена на рис.9. При этом входной ток несинусоидальный и имеет явно выраженный емкостной характер.

Возможным решением является повышение  $f_r$  при повышении частоты модуляции и одновременном снижении добротности фильтра. При этом фильтр подавляет только верхний диапазон частот без усиления промежуточных. Осциллограмма входного тока с фильтром  $L_f=0.3$ мГн,

$C_f=34$ мкФ,  $R_{ш}=5$ Ом при частоте модуляции  $f_m=6320$ Гц приведена на рис.10. Получить синусоидальную форму тока, поскольку подавление 5-ой, 7-ой, 11-ой, 13-ой гармоник при этом не обеспечивается, невозможно. Нетрудно заметить практически полную идентичность формы тока с током трехфазного неуправляемого выпрямителя. Следует отметить, что дальнейшее повышение частоты модуляции практически не дает эффекта и



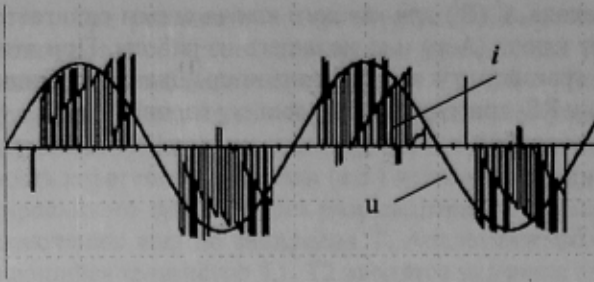


Рисунок 8 - Осциллограмма входного тока МП при двукратной модуляции ( $L_c=0$ )

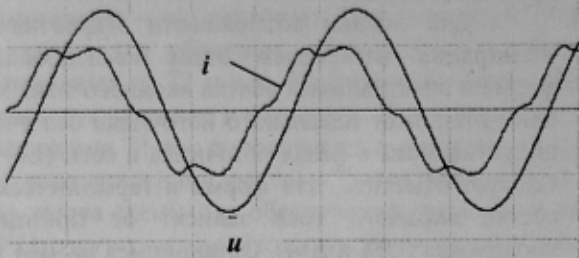


Рисунок 9 - Осциллограмма входного напряжения  $u$  и тока при  $L_\phi=3\text{мГн}$ ,  $C_\phi=300\text{мкФ}$  с резисторами  $200\text{Ом}$

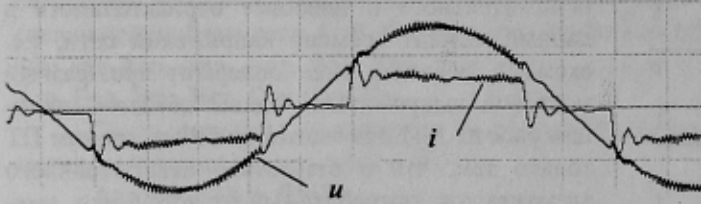


Рисунок 10 - Осциллограмма входного напряжения  $u$  и тока при  $L_\phi=0.3\text{мГн}$ ,  $C_\phi=34\text{мкФ}$  с резисторами  $50\text{Ом}$

только приводит к увеличению потерь энергии на переключение транзисторов и соответствующему снижению мощности преобразователя. 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. Такой алгоритм выравнивает потребление тока из сети по времени. Однако при этом на участках порядка  $T/3$  частота импульсов в два раза ниже. Это улучшает гармонический состав в нижней области частот, но добавляет целый ряд гармоник, обусловленных составляющей с частотой в два раза ниже частоты коммутации. Последнее обстоятельство несколько усложняет вопрос с выбором  $f_r$  и параметров фильтра. При этом частоту модуляции следует повышать в сравнении с ДМ как минимум вдвое. В этом плане вполне реальные осциллограммы входного тока приводятся в [5] при частоте модуляции  $12\text{кГц}$  и использовании комбинированного трехзвенного LC-фильтра второго порядка с шунтирующим резистором ( $L=1.2\text{мГн}$ ,  $C=14\text{мкФ}$ ,  $R=370\text{Ом}$ ), однако и при этом ток далек от синусоидального.

Поскольку входное напряжение МП, в отличие от АИН изменяется, это неизбежно выражается в форме выходного напряжения и тока. Последнее в наибольшей степени относится к ОМ. 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. Все это усложняет систему управления.

В этом плане интересным является использование релейного регулятора с формированием мгновенного значения выходного тока, так называемого «токового коридора». При этом выходные импульсы регулятора непосредственно воздействуют

на соответствующие ключи МП, что позволяет существенно уменьшить объем расчетов.

- Предложенный алгоритм обеспечивает коммутацию транзисторов МП без разрыва тока и к.з., а также их выбор при изменении направления тока независимо от коэффициента мощности нагрузки.
- Получение синусоидального входного тока МП при ДМ задача малореальная, для практических целей и обеспечения коэффициента мощности на уровне неуправляемого выпрямителя можно ограничиться простым LC-фильтром с резистором для снижения добротности и резонансной частотой порядка  $1-1.5\text{кГц}$  при частоте модуляции  $5-7\text{кГц}$

## ЛИТЕРАТУРА

1. Чехет Э.М., Соболев В.Н., Михальский В.М. и др. Способы коммутации силовых ключей матричных преобразователей //Техн. электродинамика. Проблемы сучасної електротехніки.- Темат.вип.-2000.- Ч.3.-С.37-42
2. Михальский В.М. Матричные преобразователи для электропривода (управление, коммутация тока).- Автореферат диссертации на соискание научной степени кандидата технических наук по специальности 05.09.12.- Институт электродинамики НАН Украины, Киев,2003.
3. Jochen Mahlein, Jens Igney, Michael Braun, Olaf Simon. Robust Matrix Converter Commutation without explicit Sign Measurement. EPE 2001 – Graz.
4. M. Bruckmann, O. Simon, W. Springmann, M. Münzer, M. Loddenkötter. Application of a new IGBT Module for Matrixconverter. EPE 2001 – Graz.
5. D. Casadei, M. Matteini, G. Serra, A. Tani F. Blaabjerg. Direct Torque Control using Matrix Converters: Improvement of the Input Line Current Quality. EPE 2001 – Graz.