

УДК 621.314.26

А. А. Шавёлкин, д-р техн. наук, проф.

Д. Н. Мирошник, канд. техн. наук

Государственное высшее учебное заведение «Донецкий национальный технический университет»,  
г. Донецк, Украина, e-mail: sha@dgту.donetsk.ua.**ЭЛЕКТРОПРИВОД ПЕРЕМЕННОГО ТОКА НА БАЗЕ АКТИВНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ ТОКА И АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА ТОКА**

*Рассмотрено использование в преобразователе частоты инвертора тока как источника синусоидального напряжения. Предложено для формирования напряжения инвертора использовать трехуровневые релейные регуляторы, разработан алгоритм управления при минимальном количестве переключений ключей. При этом пульсации выпрямленного тока практически не влияют на гармонический состав напряжения инвертора, и уменьшается индуктивность дросселя на его входе. Устойчивая работа инвертора с активным выпрямителем тока на входе достигается коррекцией задания напряжения по мгновенному значению выпрямленного тока. Подтверждена эффективность составных схем выпрямителей для высоковольтных преобразователей. Представлены результаты моделирования предложенных решений и структура системы электропривода.*

**Ключевые слова:** автономный инвертор тока, активный выпрямитель тока, преобразователь частоты, запираемые по цепи управления ключи, трехуровневый релейный регулятор напряжения, коэффициент гармоник.

*Розглянуто використання в перетворювачі частоти інвертора струму як джерела синусоїдальної напруги. Запропоновано для формування напруги інвертора використовувати трирівневих релейних регулювальників, розроблений алгоритм управління при мінімальній кількості перемикачів ключів. При цьому пульсації випрямленого струму практично не впливають на гармонійний склад напруги інвертора, і зменшується індуктивність дроселя на його вході. Стійка робота інвертора з активним випрямлячем струму на вході досягається корекцією завдання напруги по миттєвому значенню випрямленого струму. Підтверджена ефективність складених схем випрямлячів для високовольтних перетворювачів. Представлені результати моделювання запропонованих рішень і структура системи електроприводу.*

**Ключові слова:** автономний інвертор струму, активний випрямляч струму, перетворювач частоти, що замикаються по ланцюгу управління ключі, трирівневий релейний регулятор напруги, коефіцієнт гармонік.

**Введение**

В регулируемом электроприводе переменного тока (ЭП) «классическим» решением стало использование преобразователей частоты (ПЧ) на базе автономного инвертора напряжения (АИН). Это касается низковольтного ЭП, где используется двухуровневый трехфазный мостовой АИН и высоковольтного ЭП, где используются многоуровневые АИН (МАИН) или каскадные многоуровневые ПЧ (МПЧ). В плане управляемости здесь достигнут очень высокий уровень. Однако в последнее время на первый план выходят вопросы качества преобразования энергии и к ПЧ предъявляются повышенные требования. В соответствии с [1] коэффициент несинусоидальности кривой напряжения (коэффициент гармоник – *THD*) для сети 0.4 кВ составляет 8 % (предельный 12 %), для сети 6 кВ – 5 % (предельный 8 %), нормируется и гармонический состав тока, потребляемого из сети [2]. Перспективным в плане формирования практически синусоидального напряжения представляется решение ПЧ на базе автономного инвертора тока (АИТ) с выходным емкостным фильтром при использовании ШИМ [3, 4]. Тем более, что форма напряжения, близкая к синусоидальной обеспечивается во всем диапазоне регулирования выходной частоты. Известные решения высоковольтных ПЧ (ВПЧ) на базе трехфазного мостового АИТ [4] достаточно успешно конкурируют с МПЧ, например, Power Flex 7000 (PF) фирмы «Rockwell Automation». При этом схема их силовых цепей существенно проще, чем у МАИН и МПЧ.

В ПЧ на базе АИТ типа PF для улучшения качества тока, потребляемого из сети переменного тока, используются многофазные схемы управляемых выпрямителей или активный выпрямитель тока (АВТ). АВТ решает вопрос формирования синусоидального тока при  $\cos\varphi \approx 1$  и выполнен по трехфазной мостовой схеме на запираемых по цепи управления высоковольтных тиристорах. Для увеличения напряжения в схеме АВТ и АИТ используется последовательное соединение нескольких тиристоров. Высоковольтные ключи имеют большие потери на переключение и, соответственно,

низкую рабочую частоту. Для снижения количества переключений в РП используется избирательная ШИМ [4] при семи импульсах в полуволне тока с подавлением высших гармоник низкого порядка (5-й, 7-й, 11-й). Но проблема не только в низких частотах переключения. Использование АИТ в режиме источника тока [3] предполагает высокие требования к качеству тока на входе АИТ, что достигается при значительной индуктивности дросселя  $L_d$  в звене постоянного тока. Это же касается параметров LC фильтра на входе АВТ с резонансной частотой менее 300Гц. Так в РП мощностью 630 кВт при напряжении 6.6кВ

$$L_d=117.39\text{мГн}, L_{BX}=117.39\text{мГн}, C_{BX}=30\text{мкФ}.$$

В [5,6] рассмотрено использование АИТ в режиме источника синусоидального напряжения с релейным регулятором напряжения (РРН) на конденсаторах выходного фильтра АИТ. Это решение перспективно в плане снижения требований к качеству сглаживания тока на входе АИТ при соответствующем уменьшении  $L_d$ . Кроме того, использование АИТ как источника напряжения позволяет применять хорошо отработанные принципы реализации систем векторного управления для ЭП переменного тока. Перспективным в плане улучшения гармонического состава входного тока АВТ при минимальной частоте переключений ключей является использование векторной ШИМ [7]. Дополнительные возможности улучшения характеристик АВТ при низких частотах модуляции могут быть достигнуты при использовании составных схем [7].

Таким образом, вопрос использования в ПЧ АВТ и АИТ как источника синусоидального напряжения на данный момент времени изучен недостаточно. Проблема упрощения силовых цепей ВПЧ при соответствии показателей выходного напряжения и входного тока стандартам [1,2] на данное время остается актуальной, что будет способствовать расширению областей применения ВПЧ. Перспективным является использование ПЧ на базе АИТ и в низковольтном ЭП.

**Цель работы.** Совершенствование показателей ПЧ на базе АВТ и АИТ при использовании АИТ в режиме источника синусоидального напряжения.

При этом следует решить следующие задачи:

- исследовать особенности работы АИТ при релейном принципе формирования выходного напряжения, разработать соответствующий алгоритм управления;
- исследовать работу АИТ при предложенном принципе управления совместно с АВТ;
- исследовать возможности использования составных схем АВТ в ВПЧ;
- разработать математические модели и выполнить исследования предложенных решений.

#### Изложение основного материала

Схема трехфазного мостового АИТ на запираемых по цепи управления ключах с односторонней проводимостью содержит выходной емкостной фильтр высших гармоник. Независимо от используемого алгоритма АИТ формирует на выходе ток  $i_H$  импульсной формы, который является суммой токов конденсатора  $i_C$  и нагрузки  $i_H$  ( $i_H=i_C+i_H$ ). При определении алгоритма управления АИТ необходимо учитывать следующие особенности использования схемы для коммутации тока источника  $I_d$ : а) нельзя разрывать ток источника – всегда должны проводить ключи в двух плечах моста; б) следует исключить к.з. нагрузки, когда замкнуты три ключа АИТ подключающие его выходы к одному зажиму источника; в) при использовании бестоковых пауз (нулевых состояний) для регулирования выходного тока замыкаются ключи одного плеча для протекания тока источника.

В системе управления используются три РРН для выходных фаз АИТ. На вход РРН подаются заданные синусоидальные напряжения для фаз нагрузки  $u_{3AD}$  и измеренные напряжения на конденсаторах фильтра  $u_{\Phi H}$  (фазные напряжения нагрузки). Для РРН задается допустимое отклонение  $\delta$  выходного фазного напряжения  $u_{\Phi H}$  относительно заданного значения  $u_{3AD} = U_{1m} \sin \omega t$ . РРН формируют сигналы управления ключами в плече АИТ  $P$  и  $N$ , обеспечивающие протекание в выходной фазе АИТ импульсов тока положительной и отрицательной полярности. При этом напряжение фазы АИТ  $u_{\Phi H}$  нарастает или убывает и поддерживается в «коридоре» значений ( $u_{3AD} - \delta) \leq u_{\Phi H} \leq (u_{3AD} + \delta)$ .

Для формирования выходного напряжения АИТ с использованием РРН предложен следующий принцип управления, когда отпирание ключа в плече АИТ происходит:

- при наличии сигнала соответствующей полярности с выхода РРН данной фазы;
- при наличии сигналов с выходов РРН других фаз на отпирание в них ключей, обеспечивающих протекание тока противоположной полярности;
- при отсутствии сигналов управления с РРН (замыкание цепи для протекания тока в звене постоянного тока).

В любой момент времени ток протекает в двух выходных фазах, т. е. его формирование осуществляется одним из двух РРН этих фаз. Выбор работающего РРН (из двух регуляторов) осуществляется в соответствии с наибольшим значением отклонения напряжения фазы нагрузки  $u_{ФН}$  от заданного значения  $u_{Зад}$   $\Delta = |u_{Зад} - u_{ФН}|$ . При этом вводятся переменные  $Ka$ ,  $Kb$ ,  $Kc$  принимающие единичное значение, если для данной фазы  $\Delta \geq (1.2 - 1.5)\delta$  ( $\delta$  – заданное для релейного регулятора отклонение напряжения). Для выбора используются три функции RS триггера с приоритетом по входу S, выходная переменная которых  $Q$  принимает значения:  $Q=1$ , если  $S=1$ ,  $R=0$  или  $R=1$ ;  $Q=0$ , если  $S=0$ ,  $R=1$ . При этом  $S_1=Kc$ ,  $R_1=Ka$ ,  $S_2=Kb$ ,  $R_2=Kc$ ,  $S_3=Ka$ ,  $R_3=Kb$ . Сигналы разрешения для регуляторов фаз АИТ:  $a = \overline{Q_1} + Q_3$ ,  $b = \overline{Q_3} + Q_2$ ,  $c = \overline{Q_2} + Q_1$ .

Напряжения управления ключами АИТ формируются в соответствии с уравнениями:

$$\begin{aligned} K1 &= a(Pa \vee Nb \wedge \overline{Pc} \vee Nc \wedge \overline{Pb} \vee (\overline{Pb} \vee Pc \vee Nb \vee Nc)), \\ K2 &= a(Na \vee Pb \wedge \overline{Nc} \vee Pc \wedge \overline{Nb} \vee (\overline{Pb} \vee Pc \vee Nb \vee Nc)), \\ K3 &= b(Pb \vee Na \wedge \overline{Pc} \vee Nc \wedge \overline{Pa} \vee (\overline{Pa} \vee Pc \vee Na \vee Nc)), \\ K4 &= b(Nb \vee Pa \wedge \overline{Nc} \vee Pc \wedge \overline{Na} \vee (\overline{Pa} \vee Pc \vee Na \vee Nc)), \\ K5 &= c(Pc \vee Na \wedge \overline{Pb} \vee Nb \wedge \overline{Pa} \vee (\overline{Pa} \vee Pb \vee Na \vee Nb)), \\ K6 &= c(Nc \vee Pa \wedge \overline{Nb} \vee Pb \wedge \overline{Na} \vee (\overline{Pa} \vee Pb \vee Na \vee Nb)). \end{aligned} \quad (1)$$

При использовании алгоритма с заданной фазой тока, формируемого АИТ [6], количество переключений ключей минимально, поскольку известно какой ключ может включаться на данном интервале времени – так при формировании положительной полуволны тока фазы включается верхний ключ моста, а нижний только для замыкания тока дросселя. Кроме того, на одном из тактов (1/6 периода) ключ постоянно замкнут.

В данном случае количество переключений увеличивается, поскольку для увеличения напряжения включается один ключ плеча, для уменьшения – другой (т.е.  $P=1$ , затем  $N=1$ ). Вместе с тем, напряжение на отключенной фазе нагрузки за счет конденсатора выходного фильтра не может изменяться мгновенно и в ряде случаев изменения его значения «вписывается» в коридор значений отрабатываемых релейным регулятором данной фазы. Предложено использовать РРН с тремя уровнями выходного напряжения  $P=1$  ( $N=0$ ),  $P=N=0$  и  $N=1$  ( $P=0$ ). Так при увеличении напряжения ( $P=1$ ), при достижении заданного значения отклонения регулятор переключается в нулевое состояние (ключ отключается). Если через определенное время снижение напряжения не произошло, регулятор переключается в состояние  $N=1$  (включается другой ключ плеча моста). Это позволит избежать лишних переключений ключей.

Также для ограничения частоты переключения ключей  $f_{ГР}$  на интервалах, где изменение напряжения фазы АИТ происходит в зоне значений близких к заданному уровню  $\Delta$  минимальная длительность переменных  $Ka$ ,  $Kb$ ,  $Kc$  ограничивается и не может быть меньше  $1/f_{ГР}$ .

АИТ с релейным регулятором в режиме источника синусоидального напряжения не критичен к значению тока в звене постоянного тока  $I_d$ . Его значение может быть любым при условии  $I_d > I_{d\text{МИН}}$  ( $I_{d\text{МИН}}$  – минимальное значение тока, при котором возможна отработка заданного значения выходного напряжения). При неизменной нагрузке и увеличении значения  $I_d$  увеличивается частота переключений ключей в плечах и длительность «нулевых» состояний для поддержания постоянным амплитуды первой гармоники выходного тока. В «нулевых» состояниях, когда нагрузка отключена от источника, ток дросселя  $I_d$  замыкается через ключи одного из плеч АИТ. В случае использования реального источника тока (с конечным значением выходного сопротивления и напряжения на входе) ток  $I_d$  в «нулевых» состояниях возрастает, что приводит к его увеличению и увеличению длительности «нулевых» состояний. Таким образом, система является неустойчивой при неконтролируемом увеличении тока  $I_d$ . Следует отметить, что задача стабилизации тока  $I_d$  не может быть решена использованием внешнего регулятора для источника питания. Стабилизация возможна, если при увеличении тока в «нулевом» состоянии увеличивать продолжительность «ненулевых» состояний, компенсирующих это увеличение тока. Это может быть достигнуто соответствующим увеличением напряжения задания, когда увеличивается продолжительность работы релейного регулятора по его отработке. Для этого можно использовать коррекцию по заданию для АИТ в функции мгновенного значения тока  $i_d$ . Однако в схеме управления АВТ необходимо использовать астатическую по среднему значению  $i_d$  систему регулирования.

Структурная схема системы управления АИТ, реализующая рассмотренные принципы приведена на рис.1. Она включает три трехуровневых РРН. Цепь коррекции задания включает блок деления (БД) и блок умножения (БУ2). Формирование импульсов управления ключами АИТ в соответствии с (1) осуществляется блоком распределения импульсов (БРИ).

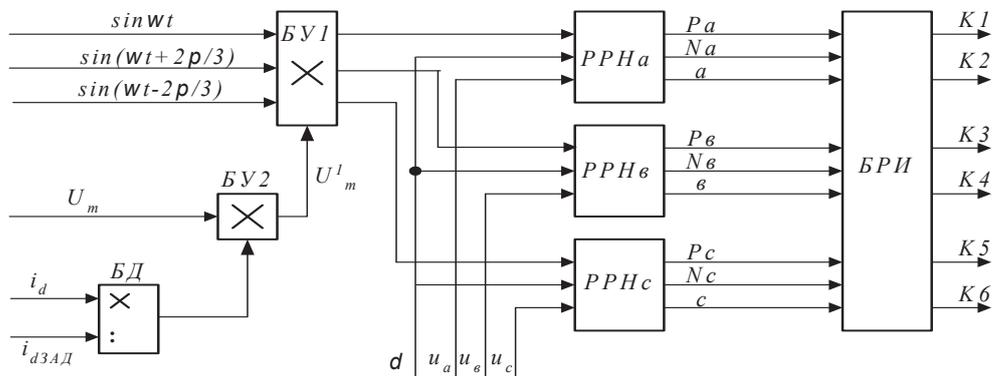


Рис.1. Структурная схема системы управления АИТ

Значение емкости С конденсаторов выходного фильтра. Чем больше С, тем меньше скорость изменения напряжения и ниже частота переключения ключей АИТ. Однако предельное значение С определяется исходя из ограниченных возможностей АИТ по выходному напряжению [6]

$$U_d = \frac{3}{\sqrt{2}} U_\phi \cos \beta = 2.12 U_\phi \cos \beta$$
 ( $U_d, U_\phi$  – напряжение на входе и фазное на выходе АИТ,  $\beta$  – угол сдвига фаз  $U_\phi$  и  $I_{H(1)}$ ). Так, если на входе АИТ используется АВТ с векторной ШИМ предельное значение его выпрямленного напряжения [ ]  $U_d=2.12U_{\phi C}$  ( $U_{\phi C}$  – фазное напряжение сети). Соотношения получены для идеализированной схемы АИТ и АВТ. В реальной схеме АИТ с АВТ на входе при непосредственном питании от сети (без трансформатора) и  $U_{\phi C}=U_\phi$  необходимо обеспечить запас по выходному напряжению с учетом падения напряжения в силовых цепях и возможного снижения напряжения сети на 5-10%. С учетом этого значение  $\cos \beta \leq \frac{1}{1.1} - \frac{1}{1.05} = 0.909 - 0.952$ . При этом реактивная мощность фильтра не превышает 60-65% от реактивной мощности двигателя.

Задание значения тока  $I_d$  на входе АИТ. АИТ формирует  $I_H$  импульсной формы с амплитудой  $I_d$ . При использовании ШИМ и коэффициенте модуляции по амплитуде  $\mu=1$  значение первой гармоники  $I_{H(1)} = \frac{I_{Hm(1)}}{\sqrt{2}} = \frac{I_d}{\sqrt{2}}$ . Минимальное значение  $I_d$ , при котором достигается отработка

заданного значения выходного напряжения АИТ определяется первой гармоникой выходного тока  $I_{d\min}=I_{um(1)}$ . Этому соответствует коэффициент модуляции по амплитуде  $K_\mu=1$  и минимальное количество переключений ключей АИТ. Реактивная мощность выходного емкостного фильтра АИТ  $Q_C=KQ_{НОМ}$  ( $Q_{НОМ}$  – номинальная реактивная мощность нагрузки), при этом  $I_{C(1)}=KI_{HНОМ}P=KI_{HНОМ} \sin \varphi_{НОМ}$  ( $I_{HНОМ}, I_{HНОМ}P$  – ток нагрузки в номинальном режиме и его реактивная составляющая). Полагаем, что регулирование осуществляется из условия  $U/f=\text{const}$  и частота

выходного напряжения  $f=vf_{НОМ}$ , при этом емкостное сопротивление  $X_C = \frac{1}{v \cdot (\omega_{НОМ} \cdot C)}$ , соответственно, первая гармоника тока конденсатора  $I_{C(1)} = v^2 I_{CНОМ} = v^2 KI_{НОМ} \sin \varphi_{НОМ}$ . Значение

первой гармоники выходного тока АИТ  $I_{H(1)} = \frac{I_H \cos \varphi}{\cos \beta}$

(где  $\beta = \arctg(\frac{I_H \sin \varphi - v^2 KI_{НОМ} \sin \varphi_{НОМ}}{I_H \cos \varphi})$ ). Предположим, что  $K=0.5$  и регулирование

осуществляется при постоянном токе  $I_{HНОМ}$  и коэффициенте мощности нагрузки  $\cos \varphi=0.8$ , тогда при номинальной частоте  $I_d=0.854\sqrt{2}I_{HНОМ}$ , при снижении частоты вдвое  $I_d=0.956\sqrt{2}I_{HНОМ}$ . При дальнейшем снижении частоты значение  $I_d$  приближается к амплитуде тока нагрузки.

Частота переключения ключей АИТ  $f_K$ . Определяет потери энергии в ключах, что особенно важно при использовании высоковольтных ключей. Кроме рассмотренных факторов значение  $f_K$  также определяется заданным значением отклонения  $\delta$  и растет при его уменьшении. И здесь нужен разумный компромисс между достигаемым качеством выходного напряжения (достигается при уменьшении  $\delta$ ), выбором значения  $I_d$  и частоты переключения ключей. При снижении амплитуды выходного напряжения напряжение  $U_d$  на входе АИТ пропорционально снижается - потери переключения в ключах уменьшаются, и значение  $f_K$  можно увеличивать.

Управление АВТ. Для управления АВТ в [7] обоснована целесообразность применения векторной ШИМ. При этом входными сигналами системы управления АВТ являются напряжения сети (с датчика напряжения) и коэффициент модуляции по амплитуде  $K_\mu = I_d / I_{dMAX}$ . Значение  $K_\mu$  задается регулятором выходного тока РТ. Проблемным элементом в схеме АВТ является сглаживающий дроссель, индуктивность которого  $L_d$  с одной стороны определяет качество выходного тока АВТ, с другой стороны, определяет постоянную времени выходной цепи и повышение  $L_d$  увеличивает инерционность АВТ как объекта регулирования. При этом необходимо учитывать, что сопротивление нагрузки АВТ  $R_H = U_d / I_d$ , которое определяется АИТ, в процессе регулирования частоты и амплитуды выходного напряжения ПЧ изменяется в широких пределах. Соответственно меняется и постоянная времени. Обеспечить астатическое регулирование  $I_d$  можно обеспечить ПИ регулятором, параметры которого корректируются при изменении мощности отдаваемой АВТ.

При использовании высоковольтных ключей с большими потерями энергии на переключение частоту переключения следует ограничивать. Поэтому для обеспечения требуемого гармонического состава тока, потребляемого из сети, в данном случае следует увеличивать индуктивность или емкость входного фильтра АВТ.

Улучшения гармонического состава тока, потребляемого АВТ при низких частотах модуляции, можно достигнуть при использовании составных схем при последовательном соединении нескольких ( $n$ ) АВТ, которые питаются от изолированных комплектов вторичных обмоток трансформатора (рис.2). При этом: 1) снижается напряжение ключей, 2) появляется возможность улучшения результирующего тока на входе трансформатора (это позволяет уменьшить частоту переключения ключей АВТ), а также снижения пульсаций выпрямленного тока (это позволяет уменьшить индуктивность выходного дросселя АВТ). Подавление модуляционных составляющих тока первичной обмотки трансформатора при этом обеспечивается сдвигом фаз напряжений

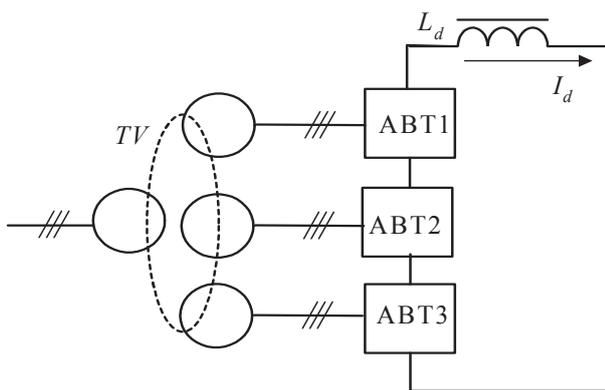


Рис. 2. Структурная схема составного АВТ

вторичных обмоток или таким же сдвигом фаз формируемых АВТ токов. Так при напряжении 6.6кВ в схеме АВТ используется последовательное соединение трех ключей, т.е. равноценный по количеству ключей вариант содержит три АВТ. При  $n=3$  сдвиг модуляционных гармоник для их взаимной компенсации составит  $2\pi/3$ , таким образом, сдвиг фаз по первой гармонике составит

$$\theta = \frac{2\pi}{n \cdot m_f}, \text{ где } m_f - \text{ кратность частот модуляции } f_m \text{ и напряжения сети } f. \text{ Для } m_f=15 \text{ и } n=3 \text{ угол } \theta=8^\circ.$$

Для упрощения конструкции трансформатора (для получения  $\theta=8^\circ$  необходимо использовать специальные решения по выполнению вторичной обмотки) лучше использовать сдвиг фаз формируемых АВТ токов. В этом случае вторичные обмотки трансформатора идентичные, а сдвиг фаз по первой гармонике токов АВТ реализуется сдвигом секторов синтезируемого вектора тока относительно вектора напряжения.

Структурная схема ЭП с ПЧ на базе АИТ с АВТ с учетом предложенных решений включает в себя систему регулирования напряжения статора, которая является подчиненной к двухканальной векторной системе управления. Линеаризация асинхронного двигателя осуществляется блоком компенсации внутренних связей, который формирует сигналы задания активной и реактивной составляющих напряжения статора. Далее осуществляется преобразование в неподвижную систему координат и корректировка напряжений задания в соответствии со структурой на рис.1. Задание

выпрямленного тока АВТ формируется в соответствии с модулем задания тока статора. Коррекция параметров регулятора тока АВТ осуществляется в соответствии с активной мощностью АД, определяющей эквивалентное сопротивление нагрузки АВТ.

**Моделирование предложенных решений** выполнено при использовании программного пакета MATLAB. Осциллограммы выходного напряжения АИТ  $u_a$ , тока  $i_d$ , выходного тока фазы АИТ  $i_{II}$ , тока фазы нагрузки  $i_a$ , а также напряжение управления для ключа К1 приведены на рис.3 при  $f_2=50$

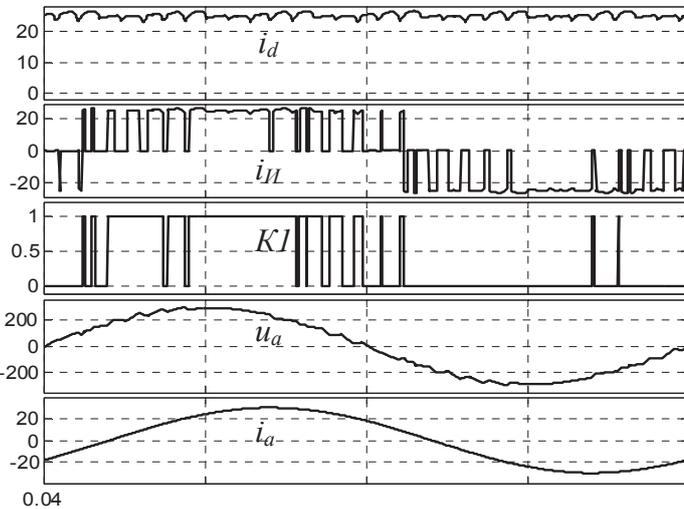


Рис. 3. Осциллограммы выходного напряжения и токов АИТ

Гц,  $\cos\varphi=0.8$ , емкости конденсаторов выходного фильтра  $C=115$  мкФ ( $Q_C=0.6Q_L$ ),  $L_d=20$  мГн,  $\delta=5\%$ . При задании значения  $I_d=(1-1.25)I_{d\text{МИН}}$  коэффициент гармоник (THD) напряжения АИТ (при учете гармоник с порядком до 40)  $THD=3.06-3.57\%$ , частота переключений ключа АИТ  $f_{II}=650-1300$  Гц. При том же токе нагрузки и  $f_2=25$  Гц (снижении вдвое напряжения ( $U/f=const$ )) для  $\delta=5\%$   $THD=3.39-4.18\%$ . Значение частоты переключения увеличилось  $f_{II}=1300-1600$  Гц. Значение  $f_{II}$  можно уменьшить, если увеличить  $\delta$  вдвое (до 10%) - в этом случае  $f_{II}=650-1200$  Гц, но несколько увеличивается  $THD=7.01-6.5\%$ .

Существенным образом на гармонический состав тока  $i_{\phi A}$ , потребляемого ПЧ из сети влияют параметры входного фильтра АВТ и частота

модуляции  $f_M$ . Так для  $f_M=1500$  Гц и  $K_\mu=1$  при параметрах фильтров  $L_{BX}=4$  мГн,  $C_{BX}=20$  мкФ (конденсаторы соединены по схеме «треугольник»),  $L_d=20$  мГн коэффициент гармоник тока  $i_{\phi A}$  (с учетом порядка гармоник до 40-й)  $THD=2.33\%$ , амплитуда пульсаций выпрямленного тока  $i_d - \Delta=2\%$ . При тех же параметрах фильтров и  $K_\mu=0.3$  значения  $THD=4.24\%$ ,  $\Delta=12.5\%$ . При увеличении  $f_M$  до 3000 Гц и  $K_\mu=1$  значения  $THD=0.77\%$ ,  $\Delta=1\%$ . Это позволяет уменьшить  $L_d=10$  мГн и  $L_{BX}=2$  мГн,  $C_{BX}=20$  мкФ при этом  $THD=0.93\%$ ,  $\Delta=2\%$ .

Снижение  $f_M$  предполагает смещение частоты среза фильтра в область более низких частот и

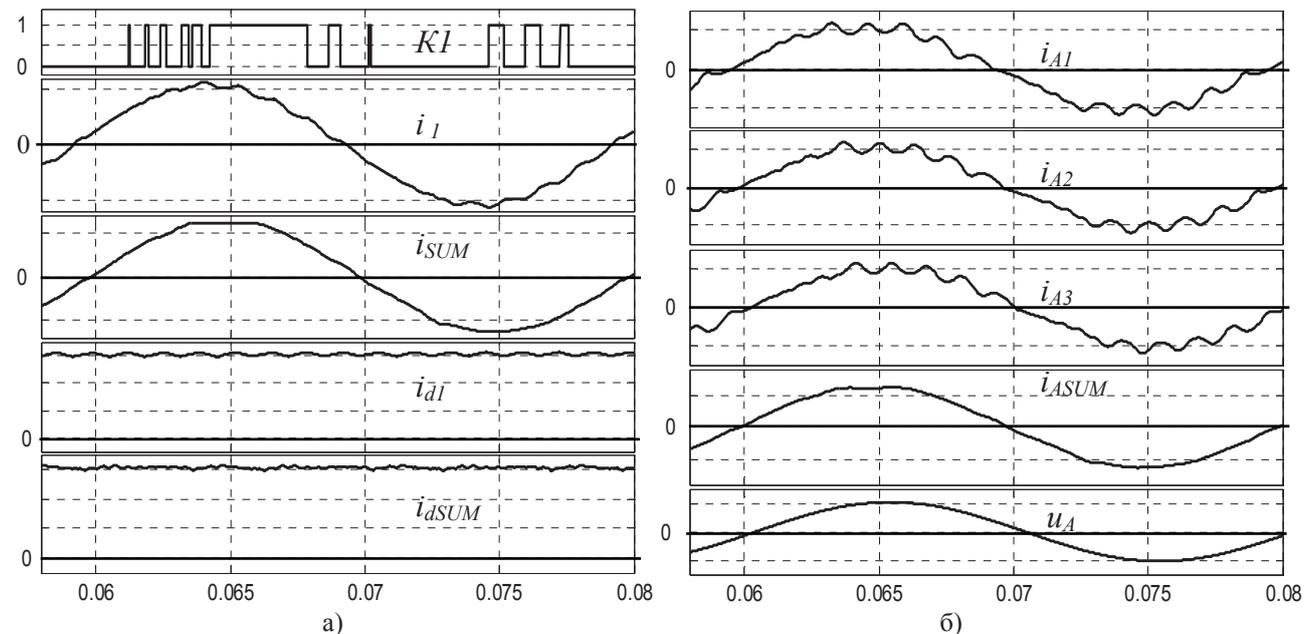


Рис. 4. Осциллограммы работы АВТ

соответствующее увеличение значений  $L_{BX}$ ,  $C_{BX}$ . Так при  $f_M=750$  Гц ( $m_f=15$ ) и тех же параметрах фильтров что и в схеме ПЧ типа PF  $L_{BX}=16.6$  мГн,  $C_{BX}=30$  мкФ,  $L_d=117$  мГн для тока  $i_{\phi A}$  значение THD во всем диапазоне регулирования не превышает 4%. Осциллограммы напряжение управления для ключа АВТ К1, тока фазы сети  $i_1$ , выпрямленного тока  $i_{d1}$  приведены на рис.4,а. Количество

переключений ключа в полувольте тока – 8 (в токе ПЧ типа PF – количество импульсов тока – 7). Эффективным решением при снижении  $f_M$  является использование составной схемы АВТ, которая наряду с подавлением модуляционных гармоник обеспечивает частичное подавление гармоник низкого порядка.

Так при  $f_M=750$ Гц ( $L_{BX}=4$  мГн,  $C_{BX}=30$  мкФ,  $L_d=20$  мГн и  $K_\mu=0.6$ ) значение THD для результирующего тока (на входе трансформатора) THD=2.6% и во всем диапазоне регулирования не превышает 4%. Осциллограммы входных токов АВТ1-3  $i_{A1}$ ,  $i_{A2}$ ,  $i_{A3}$ , результирующего тока  $i_{ASUM}$  и напряжения фазы А источника  $u_A$  приведены на рис.4,б. Важным моментом является то, что при снижении  $L_d$  с 117 мГн до 20 мГн ( $\approx$  в 6 раз) пульсации выпрямленного тока  $i_{dSUM}$  уменьшились при увеличении их частоты (для сравнения осциллограммы токов  $i_{ASUM}$ ,  $i_{dSUM}$  для составной схемы АВТ приведены на рис.4,а). При этом  $L_{BX}$  уменьшилось более чем в 4 раза.

#### Выводы

Подтверждено возможность применения в схеме ПЧ АИТ в режиме источника синусоидального напряжения при использовании релейного принципа регулирования выходного напряжения совместно с АВТ. Определены основные принципы реализации данного решения применительно асинхронного ЭП с векторным управлением. Предметом дальнейших исследований является компенсация запаздывания вносимого выходным фильтром АИТ, минимизация частоты переключения ключей АИТ, что связано с заданием значения тока  $I_d$  и отклонения  $\delta$  для релейных регуляторов в процессе регулирования.

#### Список литературы

1. ГОСТ13109-97. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.
2. IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, IEEE Standard 519-1992, Jun. 1992.
3. Волков А.В. Асинхронный электропривод на основе автономного инвертора тока с широтно-импульсной модуляцией/А.В. Волков, А.И. Косенко// Техн. електродинаміка.- Київ: ІЕД НАНУ.– 2008.– Тематичний. вип., Ч.1.– С.81–86.
4. Лазарев Г. Преобразователи для частотно-регулируемого электропривода / Г.Лазарев //Силовая Электроника.– 2008.– № 8(132).– С.14–23.
5. Мещеряков В. Н. Система управления преобразователем частоты с автономным инвертором тока и релейным формированием напряжения на конденсаторах выходного фильтра/ В.Н. Мещеряков, Д.В. Пешков/ Вести высших учебных заведений Черноземья.– 2009.– № 1(15).– С. 7–10.
6. Шавёлкин А. А. Автономный инвертор тока в качестве источника синусоидального напряжения /А. А. Шавёлкин// Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія: “Електротехніка і енергетика”. - Донецьк: ДВНЗ «ДонНТУ». – вип. 1(14) – 2013. – С. 304–307.
7. Шавёлкин А. А. Активный выпрямитель тока для высоковольтных преобразователей частоты с автономным инвертором тока /А.А. Шавёлкин// Сборник научных трудов Донбасского государственного технического университета. Вып. 39 – Алчевск: ДонГТУ, 2013. – С. 241–249.

### THE ELECTRIC DRIVE OF AN ALTERNATIVE CURRENT ON THE BASIS OF THE ACTIVE RECTIFIER OF A CURRENT AND THE INDEPENDENT INVERTER OF A CURRENT

A. Shavelkin, D. Miroshnik

State Institution of Higher Education «Donetsk National Technical University»

*Use in the converter of frequency of the inverter of a current as source of a sine wave voltage is considered. It is offered to use three-level relay regulators for formation of a voltage of the inverter, the algorithm of management is developed at minimal quantity of switching of a switches. Thus pulsations of the rectifier current practically do not influence harmonious structure of a voltage of the inverter, and inductance of a reactor on its input decreases. Steady work of the inverter with the active rectifier of a current on an input is achieved by correction of the references of a voltage on instant value of the rectifier current. Efficiency of compound schemes of rectifiers for high-voltage converters is confirmed. Results of modeling of the offered decisions and structure of system of the electric drive are presented.*

**Key words:** *the independent inverter of a current, the active rectifier of a current, converter of frequency, gate turn-off switches, three-level relay controller of the voltage, total harmonic distortion.*

1. GOST 13109-97. Norms of quality of electric energy in systems of electric supply of a general purpose (Rus).
2. IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, IEEE Standard 519-1992, Jun. 1992.
3. Volkov A.V., Kosenko A.I. Asynchronous electric drive on the basis of the independent inverter of a current with pulse-width modulation. *Technicheskaja elektrodinamika*. Kiev: IED NANU. 2008; Part 1: 81-86(Rus).
4. Lazarev G. Converters for the frequency-adjustable electric drive. *Silovaja Elektronika*. 2008; 8(132): 14-23(Rus).
5. Meshcherjakov V.N., Peshkov D.V. Control system the converter of frequency with the independent inverter of a current and relay formation of a voltage on condensers of the output filter. *Vesti vysshich uchebnych zavedeniy Chernozemja*. 2009; 1(15): 7-10 (Rus).
6. Shavelkin A. A. The independent inverter of a current as a source of a sine wave voltage. *Naukovi pratsi Donetskogo natsionalnogo technichnogo universitetu. Serija: "Elektrotehnika i energetika"*. Donetsk: DVNZ: "DonNTU". 2013; 1(14): 304-307(Rus).
7. Shavelkin A. A. The active rectifier of a current for high-voltage converters of frequency with the independent inverter of a current/ *Sbornik nauchnyh trudov Donbaskogo gosudarstvennogo technicheskogo universiteta*. Alchevsk: DonGTU, 2013; 39: 241-249(Rus).

УДК 621.314

В. И. Колосов, канд. техн. наук

Е. В. Васечко, ведущий инженер

Научно-производственное предприятие «Импульс», г. Запорожье, Украина

### СНИЖЕНИЕ НИЗКОЧАСТОТНЫХ ПУЛЬСАЦИЙ ВХОДНОГО ТОКА DC-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ В СОСТАВЕ ИНВЕРТОРОВ

*Исследованы процессы в двухступенчатой DC-DC/DC-AC структуре инвертора, связанные с наличием низкочастотных пульсаций входного потребляемого тока. Предложена простая модель, отражающая влияние промежуточного емкостного накопителя энергии на размер пульсаций. Показаны временные диаграммы токов емкостного накопителя и пульсаций. Приведены графические зависимости, позволяющие оценить размер пульсаций и дополнительные потери мощности, обусловленные их наличием. Предложен компенсационный метод снижения пульсаций входного тока в одноконтурной системе стабилизации напряжения на емкостном накопителе, позволяющий достичь значительного подавления пульсации тока при минимальных технических затратах и без ухудшения быстродействия системы.*

**Ключевые слова:** DC-DC преобразователь, инвертор, низкочастотные пульсации тока.

*Досліджено процеси в двоступінчатій Dc-dc/dc-ac структурі інвертора, пов'язані з наявністю низькочастотних пульсацій вхідного споживаного струму. Запропонована проста модель, що відображає вплив проміжного ємкісного накопичувача енергії на розмір пульсацій. Показано тимчасові діаграми струмів ємкісного накопичувача і пульсацій. Приведено графічні залежності, що дозволяють оцінити розмір пульсацій і додаткові втрати потужності, обумовлені їх наявністю. Запропонований компенсаційний метод зниження пульсацій вхідного струму в одноконтурній системі стабілізації напруги на ємкісному накопичувачі, що дозволяє досягти значного придушення пульсацій струму при мінімальних технічних витратах і без погіршення швидкодії системи.*

**Ключові слова:** DC-DC перетворювач, інвертор, низькочастотні пульсації струму

#### Введение

Назначение современных инверторов состоит в преобразовании электроэнергии от источников постоянного тока, таких как аккумуляторы, солнечные батареи, водородные топливные элементы или тестируемое преобразовательное оборудование, в переменный ток и передаче её к потребителям или в промышленную сеть [2].

Традиционно инверторы содержат в своем составе две ступени преобразования: DC-DC и DC-AC. Первая ступень DC-DC преобразования приводит рабочий диапазон входного постоянного