

СИСТЕМЫ СТАБИЛИЗИРОВАННОГО ТОКА ДЛЯ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

Наведено основні результати досліджень відділу в сфері автоматизованого електропривода, спрямовані на підвищення його ефективності та енергозбереження. Представлено нову концепцію побудови силової частини частотно-регульованого електропривода з використанням широкополосного ЛМС-фільтра на вході та синус-фільтра низької частоти на виході. Виділено особливості побудови систем автоматизованого управління електроприводами зі стабілізацією струму в силових колах.

Приведены основные результаты исследований отдела в области автоматизированного электропривода, направленные на повышение его эффективности и энергосбережение. Представлена новая концепция построения силовой части частотно-регулируемого электропривода с использованием широкополосного ЛМС-фильтра на входе и синус-фильтра низкой частоты на выходе. Выделены особенности построения систем автоматизированного управления электроприводами со стабилизацией тока в силовых цепях.

Системы стабилизированного (неизменного) тока (**I=const** systems, Current-source networks, ...), разработке и исследованию которых посвящена деятельность отдела систем стабилизированного тока №8 ИЭД НАНУ, используются практически в любой отрасли электротехники и многих областях электрофизики. Целесообразность применения таких систем обусловлена следующими основными соображениями. *Во-первых*, для определенных типов электрических нагрузок принципиально невозможно питание от традиционной системы **U=const**, как не обеспечивающей их работоспособность и получение нужных технических характеристик. *Во-вторых*, для ряда нагрузок питание от системы **U=const** принципиально допустимо и зачастую осуществляется, но использование системы **I=const** обнаруживает у потребителей новые, подчас неожиданные свойства, эффекты, технические возможности и технологические удобства, недостижимые при питании их от системы **U=const**. *В-третьих*, для многих устройств принципиально безразлична принятая система питания, однако выбор в пользу системы **I=const** диктуется соображениями технико-экономического анализа.

Реализация системы **I=const** возможна двумя путями: а) применением параметрических источников тока (ПИТ); б) применением источников тока авторегуляторного типа. Оба они исследуются, совершенствуются и используются в практических разработках отдела.

Первый из них основан на применении так называемых индуктивно-емкостных преобразователей (ИЕП) источников напряжения в источники тока – специфических схем с реактивными (L, M, C) элементами, выбранными из условия резонанса напряжений на холостом ходу, обеспечивающего непредполагаемое на первый взгляд свойство: ток в изменяющейся нагрузке практически не зависит ни от активного, ни от реактивного сопротивления этой нагрузки [2]. Второй основан на использовании разнообразных систем авторегулирования с обратной связью по току нагрузки, в которых в качестве исполнительных органов (активных элементов) применяются соответствующие устройства силовой электроники и полупроводниковые преобразователи.

Системы **I=const** с ИЕП находят наибольшее применение в тех ситуациях, когда требуются повышенная надежность, долговечность, сравнительно низкая стоимость, необслуживаемость, в мощных установках на десятки киловатт – мегаватты (электросварочное оборудование, электродуговые металлургические печи, рольганги, краны, приводы судовых механизмов и т.п.). Системы же **I=const** авторегуляторного типа рационально использовать при повышенных требованиях к диапазону регулирования и динамическим свойствам источников питания, минимизации массы и габаритов, при многокомпонентности производственных агрегатов (системы питания автономных объектов, приводы станков, силовая импульсная техника, электрофизические установки, спецтехника и т.п.). Далее приводятся примеры

последних разработок отдела при использовании обоих способов реализации системы **I=const** в автоматизированном электроприводе*.

I. Применение автоматизированного регулируемого электропривода рассматривается сейчас как наиболее актуальное и эффективное средство энергосбережения [5].

Основные потери (до 90 %) приходятся на сферу энергопотребления, и именно здесь должны быть сконцентрированы основные усилия по рациональному использованию электроэнергии. Так как электроприводы потребляют до 70 % всей вырабатываемой электроэнергии (это характерно для всех развитых стран), наиболее существенная ее экономия может быть достигнута при использовании регулируемых электроприводов в сочетании с автоматизацией технологических процессов. Тенденция возрастания применения регулируемых электроприводов характеризуется следующими цифрами. Ежегодный рост мирового рынка продаж электроприводов составляет 7 %, причем в общем объеме ежегодно возрастает доля асинхронных электроприводов. Так, в 1990 г. она составила 60 %, в 1995 г. – 75 %, в 2002 г. – 82 %, в 2006 г. – 87 %.

В связи с особым значением энергетических показателей силовой части привода в отделе проведены исследования, направленные на повышение ее эффективности. К настоящему времени повсеместное распространение получила так называемая AC-DC-AC система построения силовой части частотно-управляемого асинхронного электропривода, содержащая три основных блока: выпрямитель на входе, инвертор на IGBT-транзисторах с ШИМ управлением и формированием квазисинусоидального напряжения регулируемой частоты на выходе и батарею электролитических конденсаторов между ними. Такие приводы массово выпускаются ведущими фирмами Европы, США и Японии (ABB, DANFOSS, GENERAL ELECTRIC, MITSUBISHI, TOSHIBA и др.) мощностью от единиц киловатт до нескольких мегаватт, и хорошо зарекомендовали себя в большинстве отраслей промышленности, особенно после начала применения так называемого векторного управления двигателем и прямым управлением его крутящим моментом M , пропорциональным регулируемому току в системах **I=const**.

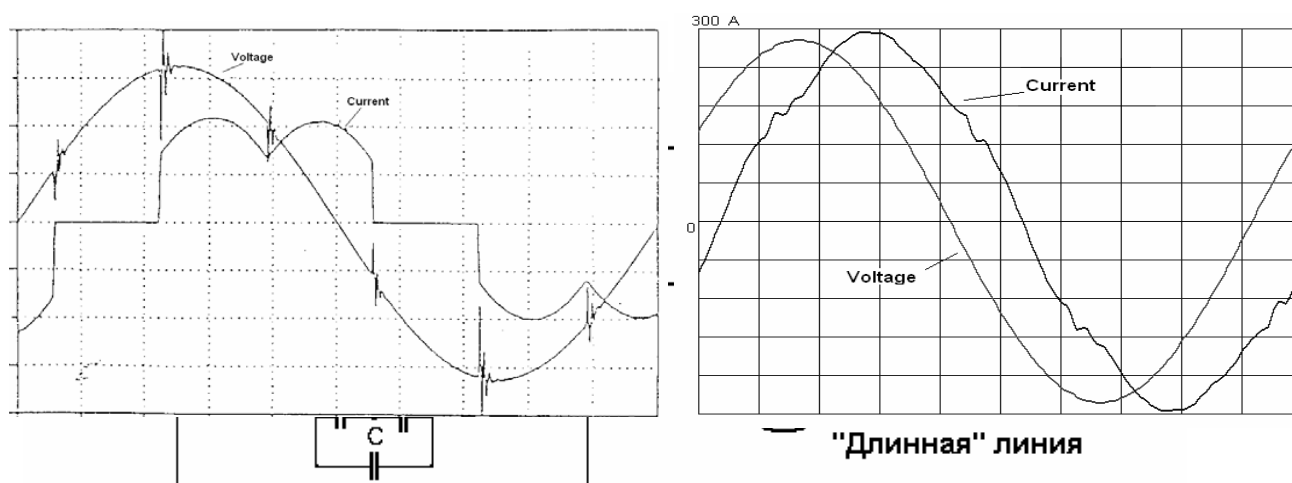
Однако два основных недостатка, органично присущих этим приводам, существенно ограничивают возможность их эффективного использования: 1) генерация в сеть высших гармоник тока (суммарный коэффициент гармоник – Total Harmonic Distortion - THD_i может без принятия специальных мер достигать 80...90 %); 2) высокая стоимость, большие габариты и пониженная надежность из-за старения батарей электролитических конденсаторов. Оба эти недостатка преодолены в новой концепции построения силовых цепей частотно-регулируемых приводов, разработанной в ИЭД НАНУ [1]. Она базируется: а) на обязательном включении на входе таких приводов специального широкополосного силового **ЛМС**-фильтра, также разработанного в ИЭД НАНУ и освоенного в серийном производстве рядом фирм, в частности, канадской фирмой MIRUS International Co под названием **LINEATOR** [9]; б) на включении на выходе инвертора **синус-фильтра**, также разработанного в отделе [3], и особенно эффективного при длинной кабельной связи блока питания с электродвигателем (шахты, нефте- и газодобыча, подводные работы).

Блок-схема такого привода представлена на рис. 1.

Отличительной ее особенностью является размещение на каждом стержне сердечника дросселя трех обмоток (для каждой фазы): основной (сетевой) с индуктивностью L_1 , поперечной (в цепи конденсаторов) L_3 и компенсационной (выходной) с индуктивностью L_2 . Таким образом, все девять обмоток оказываются магнитно-связанными, причем три выходных обмотки включены встречно по отношению к остальным шести. Возможны (и применяются) и другие комбинации магнитных связей, количества обмоток, немагнитных зазоров дросселей. Каждая модификация дросселей ориентирована на оптимизацию различных параметров фильтра.

* Другим разработкам отдела (источники питания электротехнологических и светотехнических установок, генераторы мощных наносекундных импульсов и др.) будет посвящена отдельная публикация.

Рис. 1. Схема частотно-регулируемого привода с универсальным фильтром гармоник тока (UHF) на входе и синус-фильтром (SF) на выходе



Включение УНМ между питающей сетью и выпрямительным мостом привода, как показали расчеты, моделирование и эксперименты, приводит к следующим основным эффектам:

- подавления 5- и 7-й гармоник потребляемого из сети тока до уровня 2...4 % и резкому снижению общего THD_I до 5...7 %, т.е. до уровня мировых стандартов;
- изменению формы подводимого к плечам моста линейного напряжения, которое в этом случае становится близким к трапецеидальному;
- увеличению на контролируемую величину среднего значения выпрямленного напряжения;
- увеличению жесткости нагрузочной характеристики выпрямителя.

Эти фундаментальные отличия, связанные с применением UHF (Universal Harmonics Filter or LINEATOR), приводят к появлению ряда дополнительных положительных качеств, из которых отметим следующие. Благодаря снижению коэффициента гармоник и коррекции коэффициента мощности по основной частоте, существенно увеличивается общий коэффициент мощности системы PF (Power Factor). Если в приводах без реактора переменного тока он составляет 0,75...0,77, в приводах с реакторами – 0,85...0,88, то в системе с UHF – $\text{PF} = 0,98...0,99$. Это значит, что при той же мощности нагрузки соответственно на 30 либо 11 % снижается эффективное значение потребляемого из сети тока, примерно на столько же уменьшаются потери напряжения и на 20...70 % уменьшаются потери энергии в питающей привод сети. Кроме того, в 2...3 раза уменьшается crest-factor, т.е. превышение максимального (пикового) значения тока над действующим, приближаясь к стандартной для синусоиды величине 1.41. На рис. 2 показаны формы кривых потребляемого из сети тока и напряжения на питающих шинах для серийного привода (А) и для привода с UHF (В).

Существенным положительным фактором, сопровождающим применение UHF, является видоизменение формы подаваемого на выпрямительный мост междуфазного напряжения – с синусоидальной на трапецеидальную, при которой пульсации выпрямленного напряжения при той же нагрузке и при том же фильтрующем конденсаторе C оказываются намного меньшими. Например, коэффициент пульсации напряжения на нагрузке 50 кВт, шунтированной батареей электролитических конденсаторов емкостью 6000 мкФ, обычно составляет $K_{\text{П}} = 0,8...0,9$ %, при снижении емкости до 2000 мкФ он увеличивается до 2,5...2,7 %. При использовании же UHF, как показали расчеты и эксперименты, он равен соответственно 0,34 и 0,92 %. Таким образом, без ущерба для работы электрооборудования можно почти в 3 раза (!) уменьшить объем и снизить цену дорогостоящих (и отметим попутно, с ограниченным сроком службы) электролитических конденсаторов. Это преимущество, особенно для приводов большой мощности, трудно переоценить.

Рис. 2. Потребляемый ток и напряжение на питающих шинах привода

Спроектированные в ИЭД НАНУ такие фильтры серийно производятся фирмой MIRUS International Co на мощности от 5 кВт до 3.2 МВт и работают на сотнях предприятий США, Канады, Кореи, Бразилии и других стран. В настоящее время налаживается их производство и в Украине. Фотография UHF для привода мощностью 1000 кВт в сборочном цехе приведена на рис. 3.

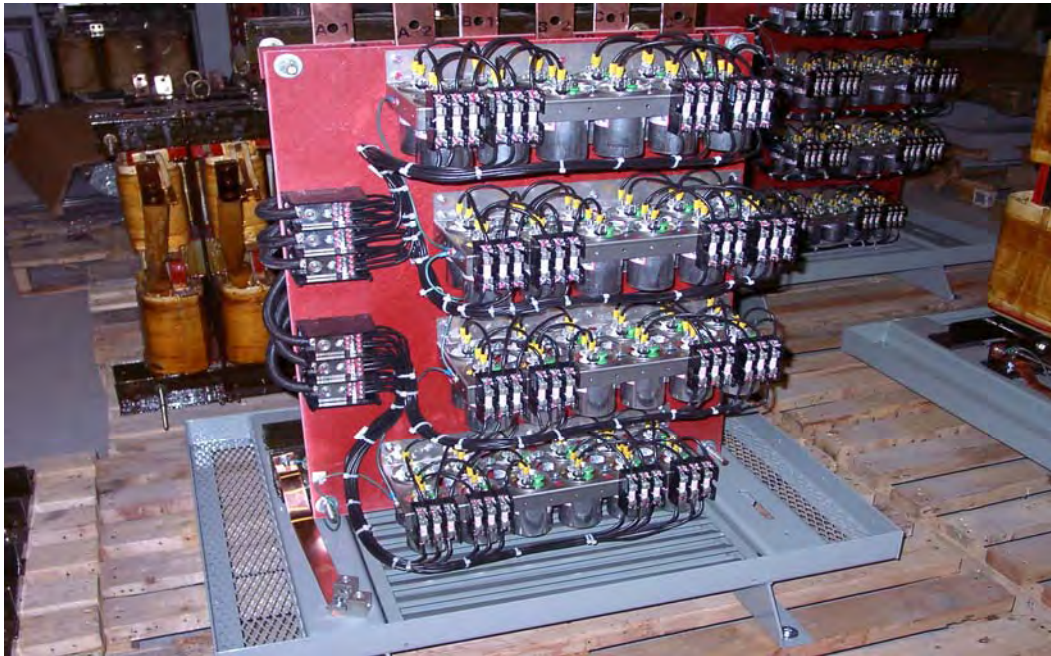


Рис. 3. UHF для привода мощностью 1000 кВт в сборочном цехе

II. Не менее важным новшеством, разработанным в отделе, являются оптимальные силовые фильтры низких частот (так называемые **синус-фильтры**), позволяющие радикально улучшить форму выходного напряжения инвертора привода и дающие возможность работать без перенапряжений с длинными кабельными соединениями, нейтрализуя эффект «длинной линии» [3]. Удалось унифицировать топологию таких фильтров с топологией UHF, что облегчает создание общей теории силовых ФНЧ. В результате развита теория цепей с распределенными параметрами в системе привода «ШИМ инвертор – длинная линия – частотно-управляемый асинхронный двигатель» касательно функций перенапряжений в зависимости от продолжительности фронта импульса, длины линии, коэффициентов отражения от источника и нагрузки, выявлен их двухзонный характер, что позволяет определить диапазон длин линии, при котором целесообразно использовать дополнительные внешние средства в соответствии с допустимыми перенапряжениями. Анализ функций перенапряжений относительно последовательности двух импульсов позволил выявить явление возникновения более чем двукратных перенапряжений вследствие наложения бегущих волн и определить условия его возникновения.

Теория синтеза пассивных электрических цепей дополнена модифицированным методом синтеза по Бруне, что позволило обосновать использование ЛМС пространства для входных и выходных фильтров AC-DC-AC-преобразователей [6].

Выведено уравнение неинвариантных четырехполюсников, которые описывают симметричные трехфазные ЛМС-фильтры относительно гармоник прямой, обратной и нулевой последовательностей, что позволяет перейти от шестиполюсной к более простой четырехполюсной оптимизационной задаче.

Разработан метод многоцелевой параметрической оптимизации топологического множества синус-фильтров, который позволяет получать многофакторные варианты реализации фильтров на основе обобщенных характеристик: амплитудно-частотной дискретной характеристики линейчатых спектров максимумов для учета ограничений; неинвариантного прямого и обратного перехода между трех- и однофазной моделями; единого множества ξ -параметров объединенной передаточной функции; неявного отображения для многоцелевой оптимизации, аппроксимированного нейронной сетью.

На основе этой теории спроектированы и испытаны силовые синус-фильтры для приводов до 200 кВт, надежно работающие с кабелями длиной до 1 км (рис. 4).

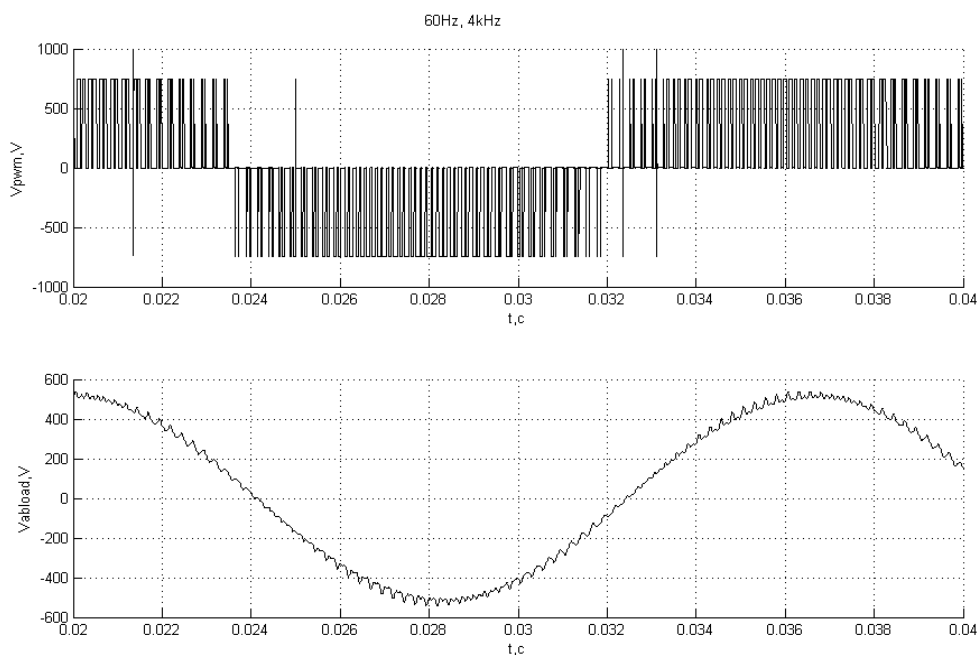


Рис. 4. Эпюры напряжения на входе кабеля длиной 700 м в серийном приводе 150 кВт, 60 Гц, 480 В (тактовая частота 4 кГц) (вверху) и с использованием **синус-фильтра** ИЭД НАНУ

III. Современный электропривод является не только энергосиловой основой, позволяющей обеспечить производственные механизмы необходимой механической энергией, но и средством управления технологическими процессами, и задачи по реализации качества производственных процессов в большинстве случаев целесообразно возлагать именно на системы управления электроприводами. Поэтому, наряду с совершенствованием силовых цепей электроприводов, большое внимание уделяется и разработке эффективных систем автоматического управления [6–8], тем более что последние позволяют решать большинство задач энергосбережения. Примером может служить разработанная совместно с **НТФ ТЭМС** (Токовые электромеханические системы, Киев) автоматизированная система управления электроприводами пылепитателей (рис. 5) для регулирования технологических процессов котлоагрегатов ТЭЦ (АСУЭП).

Эта система благодаря разработке новых алгоритмов управления процессом и созданию управляющих программ и аппаратных средств для их реализации **позволила достичь от 1 до 3% экономии энергетического сырья (угля).**

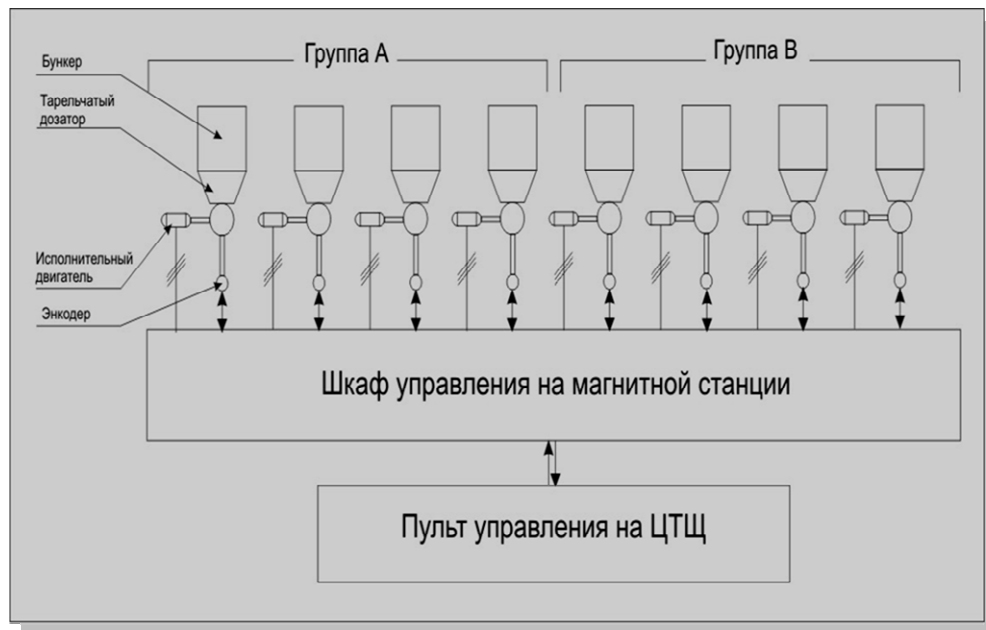


Рис. 5. Функциональная схема углепосыпания котла БКЗ-220-100ГЦ Черкасской ТЭЦ с приводами и АСУЭП ТЭМС/ИЭД

АСУЭП, введенные в эксплуатацию на двух котлах (БКЗ-210-140) Черниговской ТЭЦ в 2005 г., на одном котле (БКЗ-220-100ГЦ) Черкасской ТЭЦ в 2008 г., показали свою работоспособность и эффективность при управлении подачей топлива в котел (рис. 6, 7, 8). До настоящего времени котлы находятся в постоянной работе, НТФ «ТЕМС» осуществляет технический надзор и сервисное обслуживание АСУЭП.

Особенностями системы являются:

- двухконтурная система регулирования технологических параметров котлоагрегата ТЭЦ с внутренним контуром частотного регулирования скорости асинхронных электродвигателей пылепитателей, использующим аналого-цифровые регуляторы коррекции скорости, и внешним контуром, сформированным действующими на ТЭЦ автоматическими регуляторами с дискретным (релейным) выходом (например, Р27.1) для формирования обратных связей по технологическому параметру;
- трехконтурная система регулирования технологических параметров котлоагрегата с внутренним контуром регулирования по моменту нагрузки электроприводов пылепитателей;
- отдельное по группам управление электроприводами с коррекцией по скорости каждого электропривода пылепитателя;
- разбег скорости электроприводов одной группы не более 1 %;
- рабочий диапазон регулирования скоростей электроприводов 10:1;
- точность поддержания скорости электропривода в группе при изменении момента нагрузки не хуже 1 %;
- функциональная готовность к работе в АСУТП любого уровня.

Совокупность этих свойств позволяет решить задачу формирования необходимой эволюции факела в котле при минимизации затрат дозируемого топлива, улучшить топочный процесс при низких нагрузках и повысить маневренные возможности энергоблоков. Рекомендуемое повсеместное применение такой системы на агрегатах ТЭЦ, промышленных и коммунальных котельных Украины позволит ежегодно экономить порядка **1-1.6 млн тонн угля**.

Рис. 6. Группа пылеуглепитателей котла БКЗ-220-100ГЦ Черкасской ТЭЦ



ИЭД Н... вна, ... ования
 вентиляльным каскадом (АВК). Применяемая в промышленности традиционная система АВК использует серийный преобразователь, имеющий в своем составе выпрямительный блок, связанный с ротором асинхронной машины, и блок ведомого сетью инвертора, выход которого подключен через согласующий трансформатор к питающей сети, что предопределяет ряд недостатков, сдерживающих ее массовое использование.

Эти недостатки удалось устранить, применив токопараметрический вентиляльный преобразователь (ТПВП) – устройство, основанное на совместном использовании параметрического источника тока (ПИТ) и полупроводниковых силовых вентиляльных комплектов (ВК). Основная отличительная особенность системы электропривода ТПАВК по отношению к традиционной системе АВК состоит в том, что электрическая машина работает в режиме двойного питания: со стороны статора – от источника напряжения, а со стороны ротора – от источника постоянного стабилизированного тока (рис. 9).

Электропривод функционирует следующим образом. Через автоматический выключатель ВМ подают на преобразователь ПТПАВК напряжение питающей сети 6 кВ, предварительно подав сигнал задания частоты вращения ($U_{3\omega}$), соответствующий нулевой частоте вала двигателя М. Через трансформатор ТУ (в случае низковольтной машины может отсут-

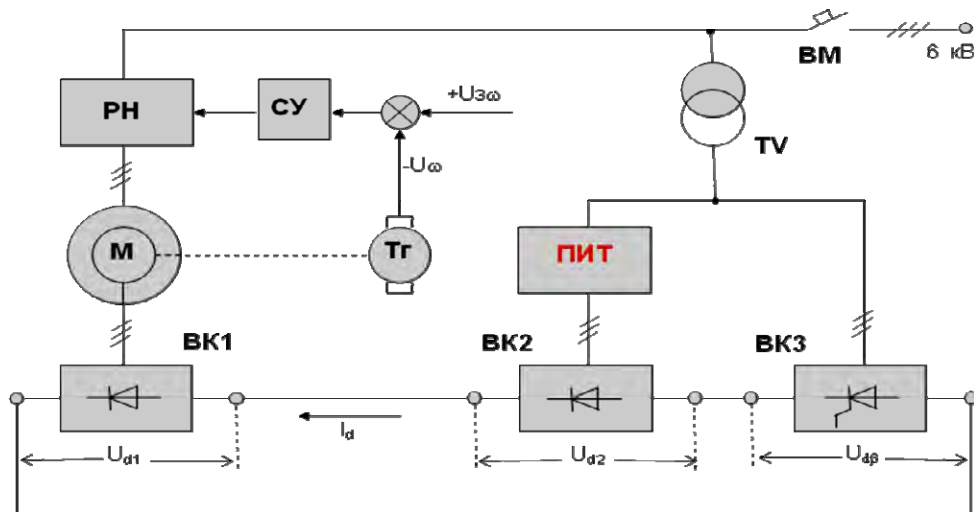


Рис. 9. Структурная схема АВК с токопараметрическим вентильным преобразователем

ствовать) напряжение сети поступает на ПИТ, который преобразует систему неизменного (по действующему значению) напряжения на своем входе в систему неизменного тока на выходе. Стабилизированный переменный ток выпрямляется диодным вентильным комплектом ВК2, а его выпрямленный ток $I_d = \text{const}$, обойдя диоды вентильного комплекта ВК1, инвертируется в сеть тиристорным вентильным комплектом ВК3, который работает в режиме инвертора, ведомого сетью. Работа ВК3 отличается предельной устойчивостью, так как его угол инвертирования $\beta = \text{const}$. Величина угла β устанавливается в зависимости от мощности, на которую рассчитывается ПИТ, в соответствии с регулировочной характеристикой, практически на полное напряжение U_{d2} . При этом выпрямленное напряжение U_{d2} не должно быть меньше постоянного напряжения U_{d1} , которое определяется номинальной ЭДС ротора машины М.

Такой привод шахтной подъемной установки позволяет получить следующие положительные качества:

- увеличивается надежность работы преобразователя, из-за полного устранения предпосылок для «опрокидывания» инвертора, так как формирование равноускоренной динамики электропривода обеспечивается без воздействия на систему управления инвертором;

- тиристорный регулятор переменного напряжения в статорной цепи двигателя делает систему электропривода полностью бесконтактной, ввиду исключения высоковольтных контактов для реверсирования и динамического торможения (отпадает необходимость в тиристорном выпрямителе для подмагничивания статора двигателя при динамическом торможении, если двигатель низковольтный);

- не требуются быстродействующие автоматические выключатели и плавкие предохранители для защиты преобразователя вследствие того, что в электроприводе формируется «упорная» механическая характеристика **источником тока** в роторе электродвигателя;

- имеется возможность не только реверсировать и тормозить двигатель, но также обеспечивать в автоматическом режиме любые достаточно сложные многопериодные диаграммы работы шахтного подъема;

- коэффициенты сдвига и искажения тока, потребляемого из сети, имеют лучшие показатели (за счет внутренних свойств ПИТ возможно даже получение коэффициента сдвига емкостного характера).

Применение преобразователя типа ПТПАВК может быть рекомендовано для электропривода различных машин и механизмов (в том числе и первой категории), например, как

шахтні підйомні установки, 90 % котрих базуються на асинхронних двигачах з фазним ротором. Пovyшенна надійність описаної системи не потребує обов'язкового наявності обслуговуючого та налагодного персоналу високої кваліфікації. Можливо також використання її для живлення багатодвигачельних механічно не зв'язаних електроприводів, з метою синхронізації їх обертання.

1. Волков І.В. Нова концепція побудови силових ланок частотно-регульованих асинхронних електроприводів // Техн. електродинаміка. – 1999. – №4. – С. 21–26.
2. Волков І.В., Ісаков В.Н. Електроприводи з стабілізованим струмом в силових ланках. – М.: Радио і зв'язь, 1991. – 250 с.
3. Волков І.В., Подольний С.В. Параметрична оптимізація трифазних синус-фільтрів на основі неінваріантної моделі в АС-ДС-АС системах передачі енергії з довгою лінією // Техн. електродинаміка. Темат. вип. «Проблеми сучасної електротехніки». – 2008. – №4. – С.68–72.
4. Волков І.В., Стяжкін В.П., Михайленко О.В. Тиристорні регулятори струму в електромеханічних установках транспортування та дозування сыпучих матеріалів // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ. – 2008. – Вип. 20. – С. 58.
5. Кириленко А.В., Волков І.В. Енергозберігаючий асинхронний електропривод // Проблеми автоматизованого електропривода: Вестн. НТУ «ХПІ». – Харків, 2008. – Вип. 30. – С. 22–27.
6. Пентегов І.В., Волков І.В., Подольний С.В. Модифікація методу синтезу функції мінімального реактивного опору по Бруне // Техн. електродинаміка. – 2009. – №2. – С.3–7.
7. Плугатар О.П. Загальна функціональна схема автоматичного управління двигачами виконуючих механізмів для регулювання технологічних параметрів // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ. – 2008. – Вип. 20. – С.50–51.
8. Стяжкін В.П. От електроприводів з параметричним управлінням до автоматизованих систем з адаптивним управлінням // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ. – 2007. – Вип.16. – С. 16–19.
9. www.mirusinternational.com

№ 9. ВІДДІЛ РЕГУЛЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ

УДК 621.314

**К.О. Липківський, В.В. Мартинов, Ю.В. Руденко,
В.А. Халіков, А.Г. Можаровський, Б.Б. Лебедєв**

ДОСЛІДЖЕННЯ ТА РОЗРОБКА НАПІВПРОВІДНИКОВО- ТРАНСФОРМАТОРНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ДЛЯ ЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОТЕХНОЛОГІЧНОГО ОБЛАДНАННЯ

Наведено основні результати, отримані при виконанні науково-дослідних робіт по розробці напівпровідниково-трансформаторних перетворювачів для живлення електротехнологічного навантаження.

Приведены основные результаты, полученные при выполнении научно-исследовательских работ по разработке полупроводниково-трансформаторных преобразователей для питания электротехнологической нагрузки.

Однією з причин підвищення техніко-економічних показників сучасних електротехнологій є застосування як нових електротехнологічних методів – електронно-променевих, дугових, індукційних, так і нестандартних систем електроживлення, що забезпечують необхідні параметри цих технологій. Тому дуже важливим виглядає зосередження зусиль на дослідженні та оптимізації процесів у системі “система живлення – технологічне навантаження”.

Розробка нових технологій, що базуються на можливості ефективного використання дії електромагнітної енергії, ведеться інтенсивно в різних країнах, зокрема – США, Німеччині, Росії, Латвії, Україні. Результати попередніх досліджень, проведені в Інституті електродинаміки НАН України, показують, що режими технологічних процесів залежать як від конструктивних особливостей технологічних систем, так і від показників електричних параметрів електроживлення та їх стабільності. Тому дослідження процесів перетворення параметрів електричної енергії та визначення оптимальних режимів електроживлення, що максимально враховують особливості технологічного обладнання та потреби технологічних процесів, є актуальною науково-технічною проблемою. Особлива потреба існує в дослідженні процесів у потужних системах електроживлення для технологічного обладнання через відсутність широковідомих результатів у застосуванні напівпровідникової техніки в таких системах.

Електронно-променева технологія є одним з перспективних напрямків обробки матеріалів, зокрема – глибокого рафінування металів і сплавів, зварювання різних металів, у першу чергу тугоплавких, хімічно активних і різнорідних, якісних сталей, високоміцних сплавів на основі алюмінію і титана.

Використання такого складного процесу, як електронно-променева технологія, виправдане тим, що іншими способами неможливо одержати високоякісний метал. До того ж, наприклад, при переплавленні металу електронно-променева технологія дає змогу відмовитися від застосування електродів, що витрачаються, для чого необхідно окреме виробництво.

Широке використання в промисловості сучасних електротехнологій, заснованих на електронно-променевих, плазмових, дугових, лазерних та інших методах обробки матеріалів, вимагає створення спеціалізованих джерел електроживлення. До цих джерел електроживлення, крім звичайних вимог по регулюванню і стабілізації вихідної напруги або струму, висуваються специфічні вимоги, що відображають властивості електротехнологічних установок. Це – забезпечення працездатності при переході тліючого розряду в дуговий (режим короткого замикання), а також у ряді застосувань – стабільності горіння дуги. У деяких випадках висуваються підвищені вимоги до енергетичних і динамічних характеристик джерел живлення.

На сьогодні бурхливий розвиток одержав напрямок створення джерел живлення електротехнологічних установок, які можна об'єднати спільністю характеру навантажень, до числа яких належать різні види газового розряду. Останні характеризуються як нелінійні навантаження з малими або навіть негативними внутрішніми опорами, значення яких залежать від ряду факторів і можуть істотно відрізнятись в статичному і динамічному режимах. Тому джерела живлення електротехнологічних установок повинні мати характеристики джерел струму, а в ряді випадків забезпечувати дві зони регулювання, в одній з яких повинні переважати характеристики джерела напруги, в іншій – джерела струму (наприклад, у зварювальних установках). При цьому джерело електроживлення має бути високодинамічним, забезпечувати нормальну роботу установки від режиму холостого ходу до короткого замикання. Створення таких джерел з простою і надійною системою регулювання дають змогу забезпечити необхідні характеристики електротехнологічних установок у цілому.

У зв'язку з описаною проблематикою у звітному періоді вирішувалась науково-технічна задача **дослідження електромагнітних процесів у потужних джерелах електроживлення електронно-променевих плавильних установок**. Ідея досліджень базувалась на визначенні основних закономірностей технологічних процесів та їх особливостей залежно від параметрів електроживлення.

Проведено дослідження секціонованого високовольтного джерела живлення з послідовним по виходу з'єднанням випрямляючих комірок і з'єднанням вторинних обмоток силового трансформатора попарно в «зірку» і «трикутник». За допомогою чисельних методів проведено моделювання процесів і розраховано регульовальні характеристики секціонованого джерела живлення при різних значеннях напруги короткого замикання силового трансформатора. На рис. 1 зображено графіки зміни вихідної напруги (a , b), коефіцієнта гармонік вхідного струму (c) і коефіцієнта пульсацій вихідної напруги (d) залежно від відносної зміни

вхідної напруги в інтервалі $\pm 10\%$, обумовленого нормами Держстандарту №13109-97, при номінальному струмі навантаження 12 А. З рис. 1 а, б видно, що підтримання рівня вихідної напруги в межах області стабілізації на рівні 30 кВ при зміні вхідної напруги в названому інтервалі можливо завдяки зміні кількості включених секцій на виході джерела від $N=14$ до $N=18$ при параметрах трансформатора, що відповідають напрузі короткого замикання $U_{K3}=2\%$. При параметрах, що відповідають $U_{K3}=10\%$, необхідне число працюючих секцій джерела більше і становить ряд від $N=15$ до $N=19$. Розмір області стабілізації вихідної напруги визначається величиною напруги на виході однієї секції. При мінімальному рівні вхідної напруги область стабілізації становить 1740 В у випадку $U_{K3}=2\%$ і 1600 В у випадку $U_{K3}=10\%$. При максимальній вхідній напрузі область стабілізації становить 2000 В у випадку $U_{K3}=2\%$ і 1950 В у випадку $U_{K3}=10\%$. Таким чином, область стабілізації вихідної напруги даного джерела живлення зменшується при збільшенні індуктивності розсіювання силового трансформатора.

Коефіцієнт гармонік K_g і коефіцієнт пульсацій K_n при зміні вхідної напруги залежать від кількості працюючих секцій джерела (рис. 1 в, г). При непарній кількості секцій ці коефіцієнти мають більші значення, ніж при парній кількості. Це пов'язано з тим, що при парній кількості секцій у формі вхідного струму крім першої гармоніки містяться тільки 11-, 13-, 23-, 25-а й інші непарні гармоніки малого порядку. При непарній кількості працюючих секцій у формі вхідного струму з'являються також істотні за величиною 5- й 7-а гармоніки, характерні для форми струму у вторинних обмотках трансформатора, з'єднаних у «зірку» або «трикутник». Таким чином, якщо при парному N , коли в джерелі працює однакове число вторинних обмоток, з'єднаних у «зірку» і «трикутник», у сумарному струмі первинної обмотки 5- й 7-а гармоніки взаємно компенсуються, то при непарному N і неоднаковому числі працюючих вторинних обмоток у формі вхідного струму з'являються некомпенсовані складові – 5- і 7-а гармоніки. Розходження величини коефіцієнта гармонік при парному і непарному N становить 1,5 % при $U_{K3}=2\%$ і до 0,5 % при $U_{K3}=10\%$.

Коефіцієнт пульсацій K_n при парному N формується сумарною амплітудою випрямленої напруги однакової кількості секцій, включених випрямлячем на вторинні обмотки в «зірку» або «трикутник». Як відомо, у такому випадку формується 12-ти пульсна система вихідної випрямленої напруги. При непарному N (неоднаковій кількості секцій у «зірку» або «трикутник») у формі вихідної напруги з'являються некомпенсовані складові напруги, що різко збільшує розмах пульсацій вихідної напруги. При $U_{K3}=2\%$ зміна розмаху пульсацій становить 0,15 %, а при $U_{K3}=10\%$ – порядку 0,03 %.

Реалізація необхідних значень електромагнітних параметрів, надійності системи електроживлення і якості високовольтної ізоляції при впливі багаторазових випадкових пробіїв у навантаженні, з урахуванням взаємозв'язків зазначених величин, є складною, багатокритеріа-

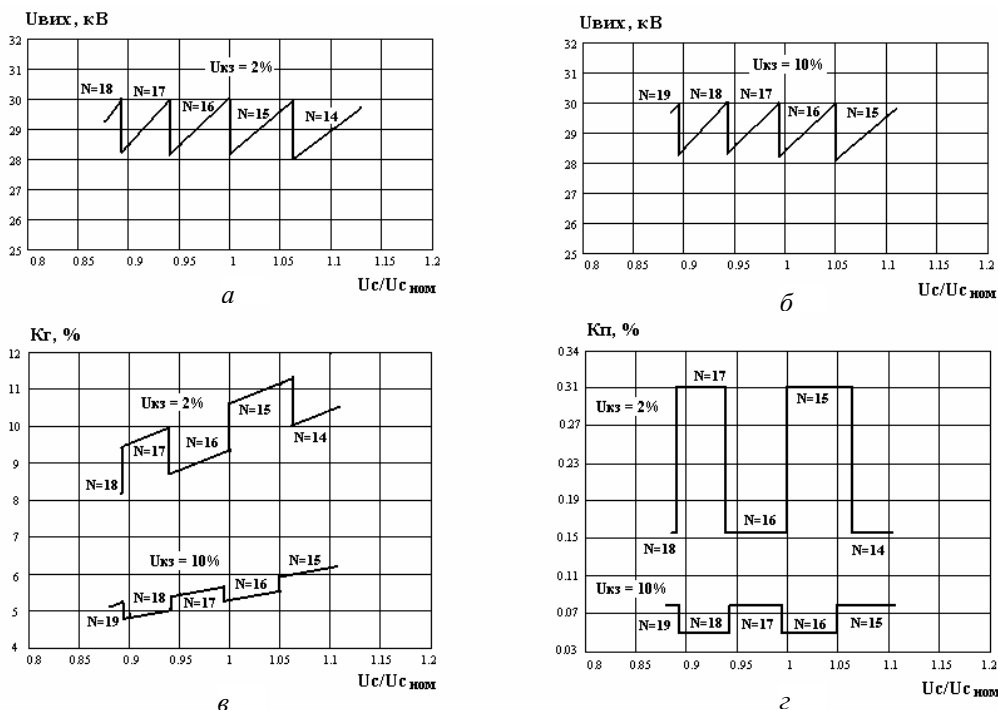


Рис. 1

льною задачею, що не має однозначного рішення. Тому при розробці електричної схеми й конструкції джерела високої напруги (ДВН) виник ряд питань, вирішення яких зажадало виконання теоретичних і експериментальних досліджень. Далі коротко розглянуті деякі з них, що вплинули на вибір основних рішень.

1. Аналіз особливостей високовольтних пробоїв у газорозрядному проміжку електронної гармати з холодним катодом технологічних електронно-променевих установок (ЕПУ).

2. Розробка структури високочастотного перетворювача енергії промислової мережі у високу напругу постійного струму, що забезпечує поділ функцій захисту від високовольтних пробоїв електронної гармати ЕПУ й власне джерела високої напруги з його підсистемами.

3. Розробка й дослідження пристрою забезпечення режиму АПВ (автоматичне повторне включення) ДВН при режимі очищення катода і у робочому технологічному режимі.

4. Розробка методів і дослідження засобів захисту ДВН від імпульсів розряду паразитних ємностей високовольтного трансформатора при високовольтних пробоях у навантаженні. Досліджено метод обмеження швидкості наростання струму розряду прохідної ємності трансформаторно-випрямляючого модуля (ТВМ) через діоди його випрямляючих комірок у режимах пробою на виході ДВН за допомогою високовольтного дроселя малої енергоємності, з низькою прохідною ємністю й високою електроміцністю. Розраховано декілька варіантів такого дроселя, виготовлено експериментальний зразок. Випробування, проведені при роботі ДВН 30-9 як на еквіваленті високовольтного навантаження, так і разом з технологічною ЕПУ, підтвердили ефективність захисту діодів ТВМ.

5. Розробка методів і засобів захисту електронної гармати ЕПУ високовольтних пробоїв внаслідок перезаряду паразитних параметрів високовольтної лінії, що з'єднує вихід ДВН і гармату ЕПУ.

6. Розробка методики і програми розрахунку електромагнітних параметрів високочастотного високовольтного трифазного ТВМ. Розраховано варіанти, що відрізняються типом і конструкцією магнітного осердя, конфігурацією й числом обмоток високовольтного високочастотного трифазного трансформатора, їхнім взаємним розташуванням.

У ході розрахунків були виявлені загальні закономірності, врахування яких дало змогу знизити індуктивність розсіювання цього класу трансформаторів, поліпшити відведення тепла від випрямляючих комірок ТВМ. Розроблено, виготовлено і досліджено макет однофазного ТВМ із вихідною потужністю 0,9 кВт, а також макет трифазного високовольтного ТВМ із вихідною потужністю 9 кВт. Експериментальні дані дали змогу доопрацювати методики розрахунку, конструкції окремих вузлів і підтвердити вірогідність одержуваних результатів.

7. Розробка та дослідження засобів захисту інвертора від перенапруг, що проникають з боку високовольтного перетворювача. Теоретично і експериментально встановлено, що при наявності індуктивності обмеження короткочасних імпульсів струму великої величини через паразитні прохідні ємності ТВМ блока високовольтного й вихідного ланцюга інвертора, перенапруги на вихідних ланцюгах інвертора не перевищують гранично-припустимих значень напруг перемикаючих транзисторів інвертора навіть при відсутності ємнісного захисту високовольтного трансформатора за допомогою електростатичних екранів.

8. Дослідження теплових режимів вузлів високовольтного перетворювача. Отримані експериментальні дані по нагріванню високовольтного трансформатора, діодів випрямляючих комірок та досліджені розподіли температур у конструкції макета трифазного ТВМ, що дало змогу виробити пропозиції по конструкціях первинних обмоток ТВМ, плат випрямляючих комірок і взаємному розміщенню тепловиділяючих вузлів у баку блока високовольтного трансформатора. Результати проведених досліджень реалізовані в конструкції ТВМ потужністю 9 кВт із конвективними потоками в ізолюючій рідині для відведення тепла від тепловиділяючих вузлів, розміщених усередині бака, при природному повітряному охолодженні стінок бака. На підставі отриманих експериментальних даних можна зробити висновок про те, що вони добре корелюються з результатами розрахунків; теплові навантаження перебувають у заданих межах і можуть бути навіть збільшені, особливо втрати в міді обмоток ТВМ.

Моделювання та дослідження роботи макета ДВН30-9 у режимах високовольтних пробів у електронній гарматі ЕПУ виконувалося за допомогою допоміжного пристрою – еквівалента розрядного навантаження. Еквівалент розрядного навантаження, призначений для імітації високовольтного пробую, являє собою послідовне з'єднання повітряного розрядника з конфігурацією електродів типу голка–площина і регульованою відстанню між ними в межах 5...35 мм і резистора навантаження R_{load} з установлюваним опором у діапазоні 2 Ом...9 кОм. (рис. 2 а). Для вимірювання струму пробую послідовно з еквівалентом розрядного навантаження, між його низькопотенціальним кінцем і "землею", включений резистор опором $R_{im}=1 \text{ Ом} \pm 1 \%$. Вихід блока високовольтного приєднаний високовольтним кабелем типу КВЕЛ-60 до високопотенціального електрода розрядника через високовольтний дросель із індуктивністю L_{dr} .

Методика вимірювань полягала в наступному. Установлюючи відстань між електродами розрядника, при якому напруга пробую трохи менша вихідної напруги макета ДВН30-9, за допомогою запам'ятовувального осцилографа GDS-806С вимірялася амплітуда імпульсу напруги, створюваного на опорі R_{im} струмом пробую. Пробую повітряного проміжку в розряднику передую поява коронного розряду, наростання струму якого в момент t_p (рис. 2 б) призводить до виникнення лавинного пробую. Із цього моменту опір розрядного проміжку стає мінімальним і вся вихідна напруга ДВН прикладається до дроселя. Швидкість наростання струму через дросель залежить від значень його індуктивності та прикладеної напруги.

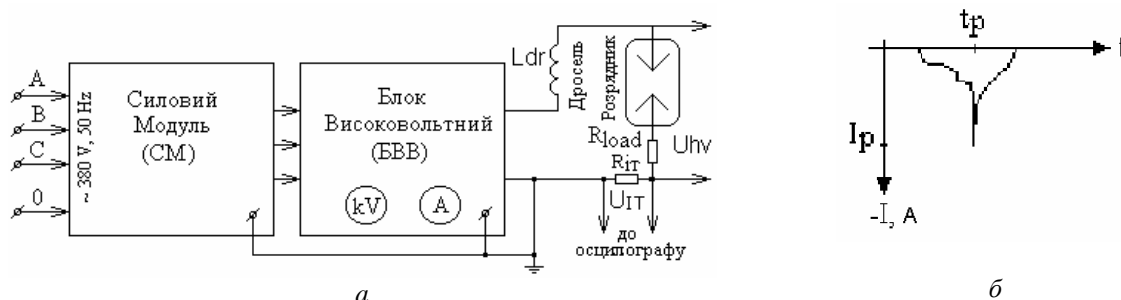


Рис. 2

Опускаючи проміжні результати досліджень, наведемо в табл. 1 дані кінцевих випробувань при значенні $U_{hv}= 27,6 \text{ кВ}$, індуктивності дроселя $L_{dr} = 20 \text{ мкГн}$ і обмірюваних значеннях опорів резистора R_{load} , амплітуди напруги U_{IT} на вимірювальному опорі R_{im} і відповідної йому амплітуди струму розряду I_{pm} .

Як було показано в дослідженнях, амплітуда струму при пробоях залежить від приведеної ємності на виході випрямляча ДВН, параметрів дроселя і прикладеної напруги. З експериментів виходить, що приведена ємність на виході високовольтного джерела живлення не перевищує значення $0,79 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}$.

З цього слідує, що обране значення індуктивності дроселя дає змогу обмежити струм розряду в режимі короткого замикання (КЗ) виходу на рівні, меншому гранично припустимого значення струму випрямних діодів ДВН30-9. Крім того, дросель одночасно забезпечує обмеження на цьому ж рівні струму розряду прохідних ємностей між обмотками ТВМ.

Проведені випробування показали, що разом з електронною гарматою макет ДВН30-9 забезпечує електронний пучок на виробі при стабільній високій напрузі 25 кВ і регулюванні струму електронного пучка в межах 0,05...0,4 А.

Таблиця 1

$R_{load}, \text{ Ом}$	$U_{IT}, \text{ В}$	$I_{pm}, \text{ А}$
2300	2,7	2,7
1300	5	5
200	5,2	5,2
100	5,5	5,5
2	5,5	5,5

Таким чином, було експериментально підтверджено, що спільне застосування методів високочастотного перетворення енергії, обмеження вихідного струму інвертора та обмеження вихідного струму високої напруги, реалізовані в макеті ДВН30-9 при незначній індуктивності дроселя, малій його енергоємності й малих габаритах, разом забезпечують ефективний захист інвертора, випрямляючих діодів ТВМ, високовольтної ізоляції високовольтного блока, а також холодного катода електронної гармати від високовольтних пробів і, крім того, підвищують надійність роботи ДВН і ЕПУ, одночасно збільшуючи тривалість роботи холодного катода.

З результатів випробувань джерела ДВН30-9 слідує, що застосування отриманих результатів у джерелах живлення електротехнологічної установки по переплаву титана з установленою потужністю більше 3 МВт дасть змогу скоротити час плавлення 10...15 т зливка на 20...40 хв, а це пряма економія електроенергії на одному плавленні в розмірі 1...2 МВт.

У проведених роботах досліджено вплив параметрів струмообмежуючих і рекупераційних ланцюгів на процес вимкнення джерела електроживлення при виникненні перевантажень у навантаженні. Визначені оптимальні параметри струмообмежуючих і рекупераційних елементів силової частини джерела електроживлення, що дасть змогу скоротити до мінімуму безструмові паузи і не викликають насичення силового трансформатора. Розроблені алгоритми управління джерелом електроживлення, що поліпшують його енергетичні характеристики і запобігають умовам виникнення насичення силового трансформатора при частих перевантаженнях у вихідному ланцюгу. Встановлено, що час селекції для підвищення енергетичної ефективності процесу переплавлення металів не повинен бути меншим за 1 мс.

У звітному періоді проводились роботи також у напрямку **розвитку теорії регулювання, дослідження та оптимізації процесів у перетворювачах напруги змінного струму, орієнтованих на застосування в електротехнологічному та електромеханічному обладнанні**. Об'єктом дослідження були топологічно різноманітні трансформаторно-ключові виконавчі структури (ТКВС) високоефективних дискретних стабілізаторів напруги (ДС), що відрізняються високим рівнем електромагнітної сумісності зі споживачем та мережею живлення. Основну увагу при цьому було зосереджено на вирішенні таких наукових завдань.

Визначення зон стабілізації напруги та гарантованого функціонування енергоспоживачів [1]. Продовжено дослідження особливостей формування характеристики вхід-вихід ТКВС у прямокутному полі стабілізації (ПС), обмеженому по осі абсцис можливими максимальним і мінімальним значеннями вхідної напруги, а по осі ординат допустимими відхиленнями вихідної напруги. Виходячи з того, що згідно з діючим в Україні стандартом у розподільчій електромережі можливі максимальні відхилення напруги від номіналу обмежуються на рівні $\delta = \pm 10,0\%$, а всі споживачі повинні витримувати ці відхилення, введено поняття зони гарантованого функціонування (ЗГФ), яка є дещо ширшою, ніж зона стабілізації. Детально розглянуто початкову та прикінцеву ділянки характеристики вхід-вихід і встановлено, що глибина цієї зони G_T є функцією від розрахункової похибки стабілізації δ_{cm} : $G_T = 1,222(1 - \delta_{cm}) / (1 + \delta_{cm})$. Як видно, підвищення точності стабілізації призводить до розширення ЗГФ, хоча навіть при звичайній на практиці похибці $\pm 5\%$ маємо $G_T = 1,106$.

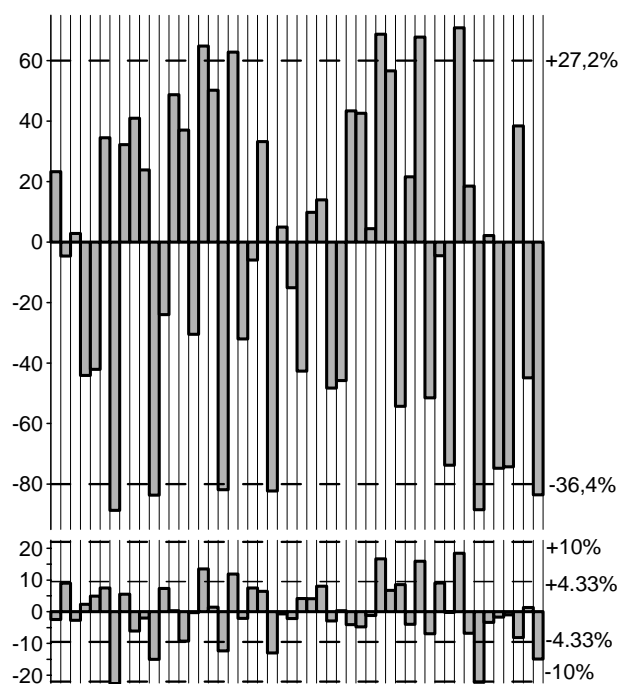


Рис. 3

Промодельовано, зокрема, дію ДС, розрахованого на похибку 4,33 % ($J=8$), при зміні вхідної напруги у межах 140...280 В, який підключався до мережі з дещо більшими відхиленнями напруги від номіналу 129...291 В. Для наочної оцінки очікуваного від врахування ЗГФ ефекту використано гістограми вхідної та вихідної напруг (рис. 3) для деякої кінцевої множини (наприклад, 50) випадкових вхідних збурень, яка задавалась за допомогою функції Rnd мови програмування Visual Basic. Як видно, спостерігається 11 "виходів" вхідної напруги за розрахункові значення, а напруга на навантаженні жодного разу не виходить за максимальні припустимі межі ± 10 %. Для варіантів з підвищеною точністю стабілізації кількість перевищень своєї розрахункової похибки зменшується, до того ж величина цих перевищень також зменшується. Слід додати, що врахування наявності ЗГФ дає змогу також "розвести" значення вхідної напруги, при яких відбуваються спрацювання захисту від пере- та недонапруги. Все це дозволяє потенційним користувачам ДС висувати менші вимоги щодо глибини їх діапазону стабілізації без відчутного негативного впливу на роботу споживачів.

Розрахунок секціонованого автотрансформатора у виконавчій структурі ДС з одним регулюючим блоком [2]. Проведено дослідження двох варіантів виконання силового секціонованого автотрансформатора в якості основного регулюючого блока (РАТ) виконавчих структур ДС, яке виявило певні резерви щодо зменшення його розрахункової встановленої потужності P_{max} , котра зазвичай приймається рівною півсумі добутків максимальних напруг та струмів у всіх секціях.

У першому варіанті N ключів об'єднані у єдиний комутатор, розташований на вході АТ. Це найбільш просте рішення, позитивною властивістю якого є малі втрати у ключах, оскільки у кожному режимі працює тільки один КЕ, а негативною – велика їх кількість, яка дорівнює необхідній для отримання заданої точності стабілізації кількості станів ($N = J$). (Зуважимо, що встановлення КЕ на виході РАТ при такому функціональному перетворенні

пов'язане зі значним збільшенням його розрахункової потужності і має використовуватись лише в разі побудови регулятора напруги, який при незмінній вхідній напрузі дає змогу дискретно змінювати вихідну напругу в певних межах).

У другому варіанті виконано декомпозицію ключів – частина їх (N_1) розташована на первинному, а друга (N_2) – на вторинному боці РАТ, завдяки чому $N=N_1+N_2$, а $J=N_1 \cdot N_2 > N$. Тут позитивною властивістю є менша кількість потрібних КЕ (або при тій же кількості ключів більша точність стабілізації), а негативною – подвоєння втрат у них.

Встановлено, що в обох варіантах струм кожної секції РАТ у процесі стабілізації змінюється, причому струмове навантаження секцій ні в одному з режимів не буде одночасно максимальним. Якщо взяти напівсуму добутків максимальних напруг на всіх секціях на їх максимальні струми у j -му стані, то отримаємо значення потужності РАТ, на яку його треба було б розраховувати,

Таблиця 2

$\delta, \%$	$\frac{U_{1min}}{U_{1max}}$	CAT1			CAT2		
		P_{jmax}^*	P_{max}^*	$\xi, \%$	P_{jmax}^*	P_{max}^*	$\xi, \%$
3	$\frac{168}{288}$	0,226	0,350	64,7	0,255	0,323	79,1
	$\frac{158}{271}$	0,275	0,368	74,8	0,310	0,345	89,9
	$\frac{149}{255}$	0,321	0,382	83,9	0,362	0,362	100
4	$\frac{153}{315}$	0,296	0,463	64,0	0,348	0,442	78,7
	$\frac{141}{291}$	0,357	0,481	74,0	0,419	0,467	89,6
	$\frac{131}{268}$	0,412	0,496	83,0	0,484	0,484	100
5	$\frac{140}{345}$	0,364	0,574	63,4	0,444	0,567	78,4
	$\frac{127}{312}$	0,434	0,596	72,9	0,530	0,594	89,2
	$\frac{115}{282}$	0,498	0,603	82,6	0,608	0,608	100

якби він працював тільки в цьому j -му стані – $P_{j\max}$.

Прослідкувати, як при $N=9$ буде впливати на нормовані за номінальною потужністю навантаження P_{\max}^* та $P_{j\max}^*$ зміна припустимої похибки стабілізації δ , можна на основі даних табл. 2. (Введений коефіцієнт $\xi = P_{j\max}^* / P_{\max}^*$ визначає можливий резерв підвищення ступеня використання САТ. Чим він нижчий, тим менші можливі втрати у РАТ відносно втрат, які були б при одночасному максимальному завантаженні по струму всіх секцій, тим більші резерви щодо зменшення масогабаритних показників РАТ). Зрозуміло, що при цьому зменшення δ супроводжується відповідним зменшенням глибини діапазону припустимої зміни вхідної напруги $G = U_{1\max} / U_{1\min} = \gamma^9 = ((1+\delta)/(1-\delta))^9$ та внаслідок цього зменшенням встановленої потужності РАТ. До цього ж призводить (проте меншою мірою) зсув вказаного діапазону в бік зниження при одному й тому ж значенні δ . Коефіцієнт ξ суттєво залежить тільки від вказаного зсуву і майже не залежить від значення δ .

Особливості комплексування регульовальних блоків багатоелементних виконавчих структур дискретних стабілізаторів [3]. ТКВС дискретних систем стабілізації напруги змінного струму, в яких КЕ винесено з кіл силового струму, мають певні позитивні властивості. По-перше, в них можна використовувати напівпровідникові прилади, які розраховані на значно менші струми, ніж максимальний струм навантаження, наслідком чого є значно менші площі охолоджуючих радіаторів, тобто значно кращі масогабаритні та вартісні показники КЕ. По-друге, вони надійніші – навіть при виході з ладу КЕ споживач продовжує отримувати живлення, щоправда, при пониженій напрузі.

У найпростіших ТКВС цього класу використовується кілька регульовальних блоків (РБ), кожен з яких складається з мостового комутатора на чотирьох напівпровідникових ключах змінного струму та силового понижуючого вольтододавчого трансформатора (ВДТ), первинна обмотка якого введена у діагональ цього мосту, а вторинна – у коло силового струму. Кожний РБ залежно від співвідношення працюючих КЕ може знаходитись в одному з трьох стійких станів – вольтододавання, прямої передачі та вольтовіднімання, тобто при двох РБ (більш "грубому" РБ1 з коефіцієнтом трансформації K_1 та більш "прецизійному" РБ2 з коефіцієнтом трансформації $K_2 < K_1$) забезпечується загальна кількість можливих станів $J=3 \times 3=9$. Крім РБ до ТКВС зазвичай входить також силовий автотрансформатор (АТ), функція якого полягає в узгодженні середини діапазону можливих змін вхідної напруги з номінальною вихідною напругою. Доцільним з точки зору мінімізації встановленої потужності АТ є його розміщення після обох РБ перед навантаженням.

Доведено, що коефіцієнт передачі по напрузі такої ТКВС у кожному режимі залишається незмінним за будь-якого взаємного розташування РБ ($K_{\Pi} = K_1 \cdot K_2 \cdot K_{AT} = K_2 \cdot K_1 \cdot K_{AT}$). Проте від цього суттєво залежить співвідношення встановлених потужностей обох ВДТ. Так, у випадку ДС з похибкою $\pm 4,06\%$ у разі розташування РБ1 першим (ближчим до мережі) його потужність повинна вчетверо перевищувати потужність РБ2, а в разі його розташування другим це перевищення зменшується до

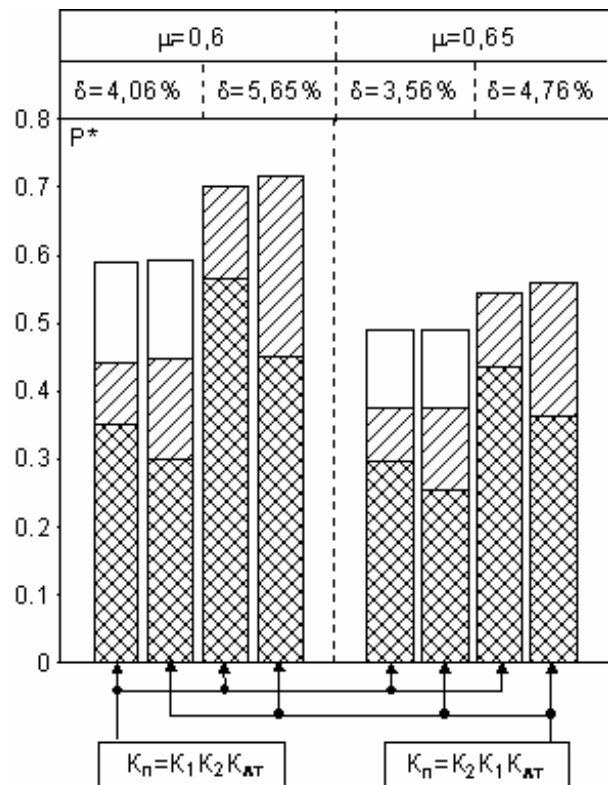


Рис. 4

1,87 (зауважимо, що сумарна встановлена потужність обох РБ залишається практично незмінною). Таке ж співвідношення буде й у більш точного ДС ($\delta_{cm}=3,56\%$). Це засвідчується гістограмами на рис. 4, де $P_{ВДТ1}^*$ та $P_{ВДТ2}^*$ відповідають ділянки з більш та менш щільним штрихуванням, а $P_{АТ}^*$ – незаштрихована ділянка ($\mu=U_{1min}/U_{1max}$).

У принципі, в такій ТКВС можна обійтись і без АТ ($K_{АТ}=1$), проте при цьому, згідно з [3], погіршується стабільність (похибка зростає до $\pm 5,65$ та $\pm 4,76\%$ при $\mu=0,6$ та $\mu=0,65$ відповідно) і загальна встановлена потужність всіх електромагнітних елементів також зростає (у середньому на 15%). Все це доводить необхідність використання у цьому класі ТКВС узгоджуючого автотрансформатора та можливість при виборі оптимального варіанту виходити лише з міркувань наявності тих чи інших типоміналів магнітопроводів ВДТ.

Порівняння одно- та двотрансформаторних виконавчих органів дискретних стабілізаторів змінної напруги [4, 5, 6, 7]. При використанні однострансформаторних ТКВС в якості виконавчого органу дискретного стабілізатора можливі різноманітні конфігурації з'єднань основних складових. Досить часто на практиці силові ключі розміщено у колі силового струму послідовно з трансформатором – на вході або виході. Проведено порівняльний аналіз вказаних структур з двотрансформаторними з розділенням потужностей на регульовану та нерегульовану, що мають у своєму складі ВДТ та секціонований АТ.

Проведено дослідження встановлених потужностей ЕМЕ для конкретного прикладу ($J=8, G=2$). Встановлено, що цей показник найгірший для однострансформаторних структур з ключами на виході (приблизно на 35%). Співвідношення потужностей ЕМЕ між іншими структурами суттєво не відрізняються і залежать від робочого діапазону: якщо він зміщений у бік нижчих значень вхідних напруг, потужність двотрансформаторної структури більша. Зміщення його у протилежний бік призводить до того, що потужності ЕМЕ обох структур стають рівними, а при подальшому підйомі у двотрансформаторної ТКВС потужність стає меншою. Так, якщо вхідна напруга змінюється в межах 130...260 В, ця величина для них у порівнянні з однострансформаторними вища на 11%, а якщо 145...290 В, то нижча на 2%.

Невід'ємною складовою ТКВС є ключі, в якості яких доцільно використовувати тиристори або триаки. Дослідження струмів у ключах одно- та двотрансформаторних структур, які визначають теплові втрати, показує, що у перших їх величина більша, ніж в останніх. Так, при глибині вхідного діапазону $G=1,4...2$ співвідношення максимальних струмів змінюється від 6,5 до 3,4 разу, а теплових втрат у КЕ – від 5,9 до 2,8 разу.

Проведено порівняльний аналіз ТКВС за такими важливими для користувача показниками, як маса та вартість. При цьому враховувались елементи, необхідні для практичної реалізації, внесок яких у загальну величину конкретного показника найбільш суттєвий, а саме: ЕМЕ, силові ключі та радіатори для відведення тепла від ключів. Оскільки конкретні величини параметрів мають дискретний характер, то при аналізі для спрощення і неперервності величин їх залежності було апроксимовано лінійними функціями. Для аналізу було взято ДС на потужності навантаження $P_n=5; 7,5$ й 10 кВА для параметрів ПС, що зазвичай існують в реальній живлячій мережі.

Результати дослідження сумарної маси основних елементів засвідчили, що при ширшому вхідному діапазоні ($G=2$) для двотрансформаторної ТКВС у порівнянні з однострансформаторною з ключами по виходу, вона суттєво краща (до 30%). У порівнянні зі структурою з ключами по входу у двотрансформаторної вага дещо (на 9...16%) більша.

Подібним чином зроблено порівняльний аналіз вартості основних елементів виконавчого органу, результати чисельних розрахунків якої представлено у вигляді гістограм (випадок для $P_n=5$ кВА представлено на рис. 5), де наведено ціну конкретних елементів. Більш темному кольору відповідає ціна АТ, подвійній штриховці – ВДТ, одинарній – радіатора, а світлому кольору – ключів. Зроблено висновок, що ВО з двотрансформаторною ТКВС дешевше однострансформаторних. Дослідження свідчать, що найменший виграш – при найширшому вхідному діапазоні ($G=2$) дорівнює 25% при $P_n=5$ кВА й 30% при $P_n=10$ кВт. Для більш ву-

зького діапазону ($G=1,4$) він збільшується й відповідно складає 35 та 45 %. Найбільшу складову в цю різницю вносить ціна ключів, яка з підвищенням потужності зростає, хоча ціна ЕМЕ при цьому відрізняється мало.

Таким чином, двотрансформаторні структури за сукупністю основних параметрів переважають однострансформаторні, тому їх доцільно застосовувати як виконавчі органи дискретних стабілізаторів напруги змінного струму.

Формування та корекція вольт-амперних характеристик. Для джерел струму електротехнологічних установок одним із основних оціночних показників є і залишається їх вольт-амперна характеристика (ВАХ). Особливо це стосується джерел живлення установок дугового зварювання. У авторів є досить наочні і деталізовані приклади візуального імітаційного моделювання та дослідження поведінки сімейства ВАХ джерела струму на базі трифазного випрямляча [7]. У першу чергу такий дуговий випрямляч повинен забезпечувати режим незмінності струму при варіаціях напруги на дуговому проміжку. Ця задача досягається композицією двох зворотних зв'язків (ЗЗ) – по струму у дуговому проміжку та напрузі на ньому. При варіаціях значень коефіцієнтів підсилення відповідних кіл ЗЗ втримується бажаний режим стабілізації струму (так звана “штикова” ВАХ) при максимально високих значеннях вихідної напруги на підходах до цього режиму. Це сприяє стабільності збудження та горіння дуги. Тобто в системі наявні три варіативні параметри – задаюча (опорна) величина та два рівні зворотного зв'язку (ЗЗ), по струму та напрузі. Відповідна установка першого параметру є оперативною, тобто визначається користувачем, і повинна задавати струм дуги. Рівень зворотного зв'язку по струму дуги (ЗЗС) також однозначний, його значення повинно бути рівно таким, щоб забезпечити максимальну величину струму при відповідно найбільшому значенні опорного параметра (ОП). Залишається лише один параметр, яким проте досить ефективно можливо впливати на крутизну падаючої ділянки ВАХ, – це рівень зворотного зв'язку по напрузі (ЗЗН) на дуговому проміжку. Так, у даному прикладі приблизно на 80 % діапазону ОП забезпечується режим стабілізації струму дуги (I_d), за виключенням (20 %) – країв його діапазону, де наяву буде погіршення режиму стабілізації струму. виправити такий стан можливо зміною значення рівня ЗЗН (K_u) у бік його збільшення на 50...70 % у порівнянні з рівнем, відповідним середині діапазону регулювання струму (табл. 3), що особливо необхідно в зоні великих струмів.

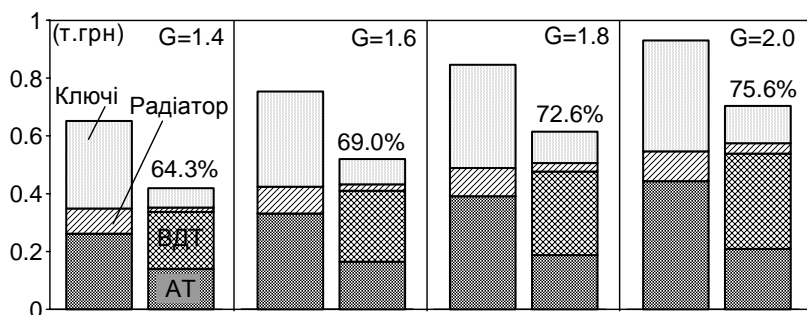


Рис. 5

Таблиця 3

$I_d(A)$	5	50	100	150	200	250	300	350	400	450	500
K_u	1,17	1,02	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,02	1,14	1,60

У необхідність зміни K_u найбільший вклад вносить нелінійність регулювальних характеристик, пов'язана з формою напруги живлення. Проте є й інші причини – статичність системи регулювання, змінність параметрів передаточної функції випрямляча по управлінню.

Проте інколи за технологічних умов доводиться формувати і більш складні форми ВАХ. Наприклад, при крапельно-дуговому перенесенні матеріалу електрода в зону шва часто виникає так зване “залипання” електрода, чим створюються некомфортні умови роботи зварювальника і т.п. Це можливо усунути відповідним збільшенням величини струму в момент замикання дугового проміжку. При цьому за рахунок інтенсифікації виділення тепла буде відбуватися прискорене руйнування перемички між краплею та власне електродом і віднов-

лення горіння дуги. Формально ВАХ такої системи на своїй вертикальній ділянці повинна мати ступінь у зоні малих напруг, а ширина ступеня повинна бути рівна приросту струму, необхідного для відновлення дугового проміжку. Аналіз варіантів реалізації показав, що більш прийнятною є відповідна зміна рівня ЗЗС, а не значення ОП. Реально це проста зміна коефіцієнта підсилення, яка відбувається стрибком при зниженні напруги в зоні зварювання нижче деякого значення, що відповідає замкненому стану дугового проміжку. Таким чином, у системі окрім основного регулювання – струму дуги – вводиться ще один параметр – регулювання струму КЗ. Інколи перевага надається плавному, а не ступінчатому наростанню струму при КЗ. При цьому технологічні процеси можуть носити більш м'який характер за рахунок меншого розбризкування металу із зони шва, оскільки різке ступінчате наростання струму сприяє вибухоподібному його виносу за його межі, збільшує динамічне навантаження на обмотки силового трансформатора і т.п. [8]. Реалізація такого принципу функціонально дещо складніша, адже потребує плавного зменшення рівня ЗЗС при умові відповідного зменшення напруги на дуговому проміжку від заданого рівня, проте схемотехнічно це не викликає ніяких труднощів.

На основі даних досліджень були спроектовані системи управління для універсальних зварювальних випрямлячів ВДУ-505, що використовуються також і в установках напівавтоматичного зварювання [9]. (За актом впровадження від 20.12.2008 науково-виробничим підприємством "Плазма", м. Ростов-на-Дону, Росія, у 2008 р. виготовлено більше 120 екземплярів ВДУ-506).

У 2009 р. згідно з планом робіт за темою "Ренап" дослідження у вказаному науковому напрямку буде продовжено.

У подальшому планується виконати цикл досліджень, орієнтованих на створення основних положень узагальненої теорії регулювання напруги змінного (випрямленого) струму, зокрема, методологічних основ моделювання та розрахунку виконавчих структур систем регулювання (стабілізації), розширення їх функціональних можливостей.

1. Липківський К.О., Можаровський А.Г. Дискретні стабілізатори напруги змінного струму – зони стабілізації та зони гарантованого функціонування споживачів // Техн. електродинаміка. Темат. вип. "Проблеми сучасної електротехніки". – 2008. – Ч.2. – С. 87–88.
2. Липківський К.О. Особливості розрахунку одиночних секціонованих автотрансформаторів з різними режимами роботи // Техн. електродинаміка. – 2008. – №4. – С. 39–42.
3. Липківський К.О. Особливості комплексування регулювальних блоків дискретних стабілізаторів напруги змінного струму // Техн. електродинаміка. – 2008. – №6. – С. 29–36.
4. Липковський К.А., Халіков В.А., Можаровський А.Г. Двухтрансформаторная ТКИС – эффективный исполнительный орган дискретных стабилизаторов переменного напряжения // Техн. електродинаміка. Темат. вип. "Проблеми сучасної електротехніки". – Ч.4. – 2008. – С. 59-63.
5. Липківський К.О. Особливості розрахунку секціонованого автотрансформатора у складі ТКВС дискретного стабілізатора напруги // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2008. – Вип. 20. – С. 70.
6. Можаровський А.Г. Дискретні стабілізатори напруги змінного струму з двотрансформаторними виконавчими структурами: Автореф. дис. ... канд. техн. наук: Спец. 05.09.12 – "Напівпровідникові перетворювачі електроенергії". – Київ, 2009. – 20 с.
7. Халіков В.А., Липківський К.О., Шатан О.Ф. Шляхи та засоби вдосконалення установок електродугового зварювання // Техн. електродинаміка. – 2009. – №1. – С. 77–80.
8. Халіков В.А. Перехідні процеси при комутації трансформаторів і можливості їх уникнення // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2008. – Вип. 20. – С. 46–47.
9. Халіков В.А., Можаровський А.Г., Шатан О.Ф., Паханьян В.М. Контролери установок електродугового зварювання в середовищі захисних газів // Техн. електродинаміка. – 2008. – №5. – С. 17–22.