

УДК 621.316.722.1

И.В. Волков, А.И. Чиженко, И.А. Курило

ТРЕХФАЗНЫЙ ВЕНТИЛЬНО-ДРОССЕЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПЕРЕМЕННОГО НАПЯЖЕНИЯ

Відображено результати науково-дослідної роботи, яка виконувалась у відділі № 8 протягом 2009 року, по створенню трифазного регулятора змінної напруги. Досліджено перспективну вентильно-дроссельну систему плавного регулювання змінної напруги, що забезпечує мінімальні спотворення форми кривої струму, який споживається від трифазної мережі живлення.

Отражены результаты научно-исследовательской работы, выполняемой в отделе № 8 в течение 2009 года, по созданию трехфазного регулятора переменного напряжения. Исследована перспективная вентильно-дроссельная система плавного регулирования переменного напряжения, обеспечивающая минимальные искажения формы кривой тока, потребляемого от питающей трехфазной сети.

Для достижения максимальной эффективности технологических процессов в установках электрографитации, выращивания монокристаллов полупроводниковых материалов, зонной плавки и многих других необходимо особо точное регулирование температуры. Поэтому к устройствам электропитания таких установок предъявляются требования глубокого и плавного регулирования выходного напряжения [1, 3].

Плавное и быстродействующее регулирование действующего значения переменного напряжения промышленной частоты может быть реализовано за счет фазового управления

вентильми, включенными в цепи нагрузки. Основная проблема распространенных вентильно-дроссельных преобразователей переменного напряжения – обеспечение электромагнитной совместимости с питающей сетью, поскольку при регулировании выходного напряжения в широких пределах существенно искажается форма кривой тока, потребляемого от сети.

В работе [2] показано, что повышение уровня электромагнитной совместимости однофазного мостового преобразователя переменного напряжения достигается за счет предложенного алгоритма дискретного изменения индуктивности сглаживающего дросселя в цепи постоянного тока. Описанный в работе [2] способ регулирования переменного напряжения может быть реализован также и в трехфазном с нулевым проводом преобразователе, схема которого показана на рис. 1.

В каждой фазе преобразователя последовательно с нагрузкой r_H включен линейный реактор L с переключающимися отпайками. Переключение отпайек производится при помощи управляемых вентильных ключей с двухсторонней проводимостью $TA_0...TA_n$ (соответственно $TB_0...TB_n$, $TC_0...TC_n$ для фаз B и C). Ключи реализуют также функ-

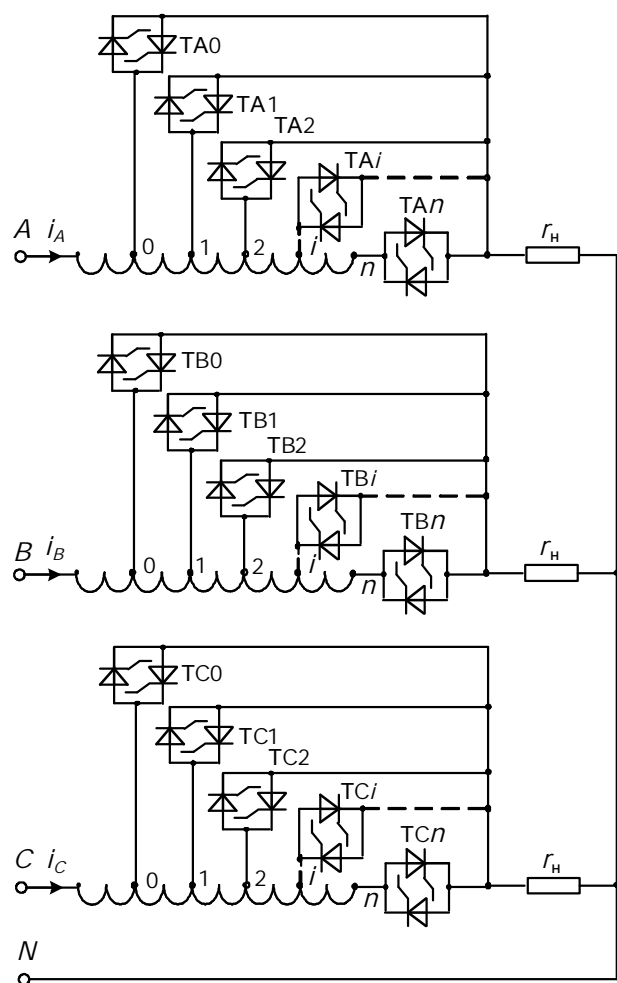


Рис. 1

цию плавного регулирования действующего значения напряжения на нагрузке за счет изменения угла управления.

В установившемся режиме при наличии нулевого провода в симметричной трехфазной сети электромагнитные процессы в каждой фазе преобразователя протекают одинаково и независимо, отличаясь лишь временным сдвигом на треть периода. Поэтому анализ электромагнитных процессов достаточно произвести для одной фазы, например, фазы A .

Ввиду того, что управление ключами симметричное, задача сводится к определению тока одного из ключей вентильной пары, образующего положительную полуволну фазного тока нагрузки $i = i_A$. Отрицательная полуволна этого тока отличается от положительной только знаком и временным сдвигом на половину периода питающего синусоидального напряжения.

Используем обычно принимаемые допущения об идеальности вентилях, дросселей и бесконечной мощности питающей сети. Тогда на интервалах проводимости каждого из ключей вентильной пары справедливо дифференциальное уравнение

$$u = r_{\text{н}} i + x \frac{di}{d\vartheta} \quad (1)$$

Здесь $u = \sqrt{2}U_c \sin \vartheta$, где U_c – действующее значение фазного напряжения сети; $r_{\text{н}}$ – сопротивление фазы нагрузки; $x = \omega L$ – индуктивное сопротивление, соответствующее подключенной отпайке дросселя L .

Аналитическое выражение для положительной полуволны тока фазы, соответствующее решению уравнения (1), имеет вид

$$i = \frac{\sqrt{2}U_c}{z} \left[-\sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{\vartheta - \alpha}{\mu}} + \sin(\vartheta - \varphi) \right] \quad (2)$$

Здесь α – угол управления вентилем ($\varphi \leq \alpha \leq \pi$), отсчитываемый от начала положительной полуволны фазного напряжения сети; $\mu = \omega L / r_{\text{н}} = x / r_{\text{н}}$; $\varphi = \arctg \mu$; $z = \sqrt{r_{\text{н}}^2 + x^2}$.

Угол проводимости λ каждого из вентилях вентильной пары связан с углом управления α трансцендентным уравнением:

$$e^{-\frac{\lambda}{\mu}} = \frac{\sin(\alpha + \lambda - \varphi)}{\sin(\alpha - \varphi)} \quad (3)$$

Используя соотношения (2) и (3), определяем интегральные характеристики тока и напряжения нагрузки. Для квадрата действующего значения тока имеем

$$I^2 = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha + \lambda} i^2 d\vartheta = \frac{U_c^2}{\pi z^2} \left[\lambda - \sqrt{1 + \mu^2} \sin \lambda \cos(2\alpha + \lambda + \pi) \right] \quad (4)$$

Раскладывая в ряд Фурье кривую тока нагрузки как периодическую функцию, обладающую свойством полупериодной симметрии, для коэффициентов синусной и косинусной составляющих k -й гармоники ($k = 1, 3, 5, 7, \dots$) этого тока находим

$$I_{(k)\text{sin}} = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha + \lambda} i \sin k\vartheta d\vartheta = I_{(k)\text{sin}}^I + I_{(k)\text{sin}}^{\text{II}}; \quad I_{(k)\text{cos}} = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha + \lambda} i \cos k\vartheta d\vartheta = I_{(k)\text{cos}}^I + I_{(k)\text{cos}}^{\text{II}}, \quad (5)$$

где

$$I_{(k)\text{sin}}^I = \frac{2\sqrt{2}U_c}{\pi z} \frac{\mu}{1 + \mu^2 k^2} \{ \sin(\alpha + \lambda - \varphi) [k\mu \cos(k(\alpha + \lambda)) + \sin(k(\alpha + \lambda))] - \sin(\alpha - \varphi) (k\mu \cos k\alpha + \sin k\alpha) \};$$

$$I_{(k)\text{sin}}^{\text{II}} = \frac{2\sqrt{2}U_c}{\pi z} \frac{1}{1 - k^2} [k \cos(k(\alpha + \lambda)) \sin(\alpha + \lambda - \varphi) - k \cos k\alpha \sin(\alpha - \varphi) - \sin(k(\alpha + \lambda)) \cos(\alpha + \lambda - \varphi) + \sin k\alpha \cos(\alpha - \varphi)];$$

$$\begin{aligned}
I_{(k)\cos}^I &= \frac{2\sqrt{2}U_c}{\pi z} \frac{\mu}{1+\mu^2 k^2} \{ \sin(\alpha+\lambda-\varphi) [\cos(k(\alpha+\lambda)) - k\mu \sin(k(\alpha+\lambda))] - \\
&\quad - \sin(\alpha-\varphi) [\cos k\alpha - k\mu \sin k\alpha] \}; \\
I_{(k)\cos}^{II} &= \frac{2\sqrt{2}U_c}{\pi z} \frac{1}{1-k^2} [-\cos(k(\alpha+\lambda)) \cos(\alpha+\lambda-\varphi) + \cos k\alpha \cos(\alpha-\varphi) - \\
&\quad - k \sin(k(\alpha+\lambda)) \sin(\alpha+\lambda-\varphi) + k \sin k\alpha \sin(\alpha-\varphi)].
\end{aligned} \tag{6}$$

Отметим, что при непосредственном вычислении интегралов получаем выражения, содержащие экспоненты вида $e^{\frac{\lambda}{\mu}}$. Однако, заменяя эти экспоненты выражением, стоящим в правой части уравнения (3), соотношения для коэффициентов Фурье $I_{(k)\sin}$ и $I_{(k)\cos}$ удается преобразовать к виду (6).

Коэффициенты Фурье для первой гармоники тока следующие:

$$\begin{aligned}
I_{(1)\sin} &= \lim_{k \rightarrow 1} I_{(k)\sin} = \frac{\sqrt{2}U_c}{\pi z} [\lambda \cos \varphi - \sin \lambda \cos(2\alpha + \lambda + \varphi)]; \\
I_{(1)\cos} &= \lim_{k \rightarrow 1} I_{(k)\cos} = \frac{\sqrt{2}U_c}{\pi z} [-\lambda \sin \varphi + \sin \lambda \sin(2\alpha + \lambda + \varphi)].
\end{aligned} \tag{7}$$

Действующее значение первой гармоники тока имеет вид

$$I_{(1)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{I_{(1)\sin}^2 + I_{(1)\cos}^2} = \frac{U_c}{\pi z} \sqrt{\lambda^2 + \sin^2 \lambda - 2\lambda \sin \lambda \cos(2\alpha + \lambda)}. \tag{8}$$

Действующее значение напряжения на фазе нагрузки, отнесенное к действующему значению синусоидального напряжения сети, следующее:

$$U_H^* = \frac{U_H}{U_c} = \frac{\cos \varphi}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\lambda - \sqrt{1 + \mu^2} \sin \lambda \cos(2\alpha + \lambda + \varphi)}. \tag{9}$$

Нормированное действующее значение тока высших гармоник имеет вид:

$$\begin{aligned}
I_{\text{вг}}^* &= \sqrt{I^2 - I_{(1)}^2} / (U_c / R_H) = \\
&= \frac{\cos \varphi}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\left[\lambda - \sqrt{1 + \mu^2} \sin \lambda \cos(2\alpha + \lambda + \pi) \right] - \frac{1}{\pi} \left[\lambda^2 + \sin^2 \lambda - 2\lambda \sin \lambda \cos(2\alpha + \lambda) \right]}.
\end{aligned} \tag{10}$$

Действующее значение напряжения нагрузки зависит от угла управления α , что и обеспечивает возможность использования рассматриваемого преобразователя в качестве регулятора переменного напряжения (РПН). Плавное изменение угла α при неизменном значении μ приводит не только к плавному регулированию действующего значения напряжения нагрузки, но и к изменению относительного содержания высших гармоник в этом напряжении. В качестве интегральной оценки такого изменения будем использовать выраженную параметрически уравнениями (10) и (9) зависимость нормированного действующего значения тока высших гармоник $I_{\text{вг}}^*$ от относительного действующего значения напряжения нагрузки U_H^* .

Нулевое значение $I_{\text{вг}}^*$ в диапазоне изменения угла управления $\varphi \leq \alpha \leq \pi$, то есть в диапазоне регулирования напряжения нагрузки $0 \leq U_H^* \leq \cos \varphi$, обеспечивается, когда одновременно с изменением α изменяется также и параметр μ по закону $\mu = \operatorname{tg} \alpha$. Для этого при $r_H = \text{const}$ требуется изменять индуктивность дросселя L .

Технически затруднительно реализовать быстродействующее и плавное изменение индуктивности. Поэтому при разработке регулятора переменного напряжения следует ориентироваться на алгоритм управления, предполагающий использование определенного количества ступеней дискретного изменения индуктивности с помощью вентильно-переключаемых отпаек дросселя L .

Заданный диапазон регулирования напряжения U_n^* разбивается на интервалы, каждому из которых соответствует определенное значение индуктивности переключаемого дросселя. Количество и ширина таких интервалов зависит как от диапазона регулирования напряжения, так и от допустимых значений интегрального параметра $I_{вг}^*$.

Очередное переключение отпаяк дросселя, то есть переход из одного интервала регулирования напряжения в другой, смежный с ним, в общем случае сопровождается скачкообразным изменением угла управления вентилями α . Это диктуется требованием обеспечения плавности изменения напряжения и тока на границе интервалов.

На рис. 2 для пояснения сущности алгоритма управления рассматриваемого РПН построены зависимости $I_{вг}^* = f_i(U_n^*)$, соответствующие различным значениям параметра $\mu_i = \omega L_i$, где L_i – индуктивность, соответствующая i -й отпайке дросселя L , $i = 0, 1, 2, \dots, 10$.

Построение выполнено для режима регулирования напряжения от максимального значения $U_n^* = \cos \varphi_0 = 0,995$ до нуля при допустимом значении нормированного тока высших гармоник $I_{вг}^* \leq 0,07$. При этом начальное значение параметра $\mu_0 = \operatorname{tg} \varphi_0 = 0,1$, а начальное значение угла управления $\alpha_0 = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \mu_0 = 5,7^\circ$. Увеличение угла α при $\mu_0 = \operatorname{const}$ сопровождается уменьшением U_n^* и увеличением $I_{вг}^*$ от нулевого начального значения. Переход на следующий интервал регулирования происходит, когда достигается значение $I_{вг}^* = 0,07$. Это соответствует значениям $U_n^* = \cos \varphi_1 = 0,984$, $\mu_1 = \operatorname{tg} \varphi_1 = 0,18$, $\alpha_1 = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \mu_1 = 10,2^\circ$.

Рассуждая аналогично и производя соответствующие построения последовательно во всем диапазоне $0 \leq U_n^* \leq 0,995$, получаем полную регулировочную характеристику РПН, состоящую из различных участков зависимостей $I_{вг}^* = f_i(U_n^*)$. На рис. 2 эта характеристика выделена жирной линией.

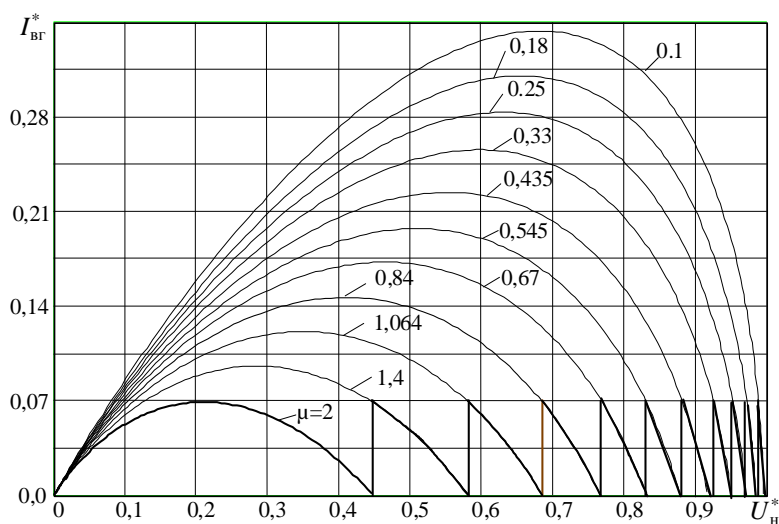


Рис. 2

Из рис. 2 следует, что для реализации диапазона регулирования $0 \leq U_n^* \leq 0,995$ при $I_{вг}^* \leq 0,07$ понадобилось 11 отпаяк дросселя L . Для более узкого диапазона регулирования и менее жестких требований к качеству потребляемого из сети тока потребуется меньшее количество отпаяк.

Включение и выключение вентилярных пар производится подачей или соответственно снятием сигналов, подаваемых на управляющие электроды вентиляей. Регулирование напряжения U_n^* в сторону возрастания на границе текущего интервала сопровождается сменой режима гранично-непрерывного тока на режим прерывистого тока следующего интервала. При регулировании в обратном направлении режим прерывистого тока меняется на режим гранично-непрерывного тока. В любом случае работающий вентиль переходит в непроводящее состояние в результате естественного уменьшения тока до нуля. Поэтому любой следующий вентиль может быть включен с задержкой, не превышающей половину периода напряжения питающей сети.

Действующее значение I установившегося входного тока, несмотря на скачкообраз-

ное изменение угла α на границах интервалов, в процессе регулирования изменяется непрерывно, то есть $I(\alpha_i) = I(\alpha_{i+1})$, где α_i и α_{i+1} – углы управления соответственно в конце i -го и в начале $(i+1)$ -го интервалов.

Отличительной особенностью реализации рассмотренного способа регулирования является то, что из равенства $I(\alpha_i) = I(\alpha_{i+1})$ не следуют аналогичные равенства для составляющих $I_{(1)}$ и $I_{\text{вг}}$ тока $I = \sqrt{I_{(1)}^2 + I_{\text{вг}}^2}$.

Следовательно, в отличие от мостового РПН [2, 5, 6] в рассматриваемом регуляторе переключение отпаек дросселя сопровождается скачкообразным изменением эквивалентных (по энергетическим показателям $P_{\text{сети}}$ и $Q_{(1)\text{сети}}$) параметров цепи $z_{(1)\text{экв}}$, $r_{(1)\text{экв}}$ и $x_{(1)\text{экв}}$.

Выводы. Предложен алгоритм управления вентилями трехфазного преобразователя, каждая фаза которого содержит переключаемый дроссель, соединенный последовательно с нагрузкой. Алгоритм позволяет обеспечить требуемый диапазон плавного изменения переменного напряжения на нагрузке при заданном нормированном значении тока высших гармоник, что улучшает электромагнитную совместимость с питающей сетью.

1. Булатов О.Г., Царенко А.И. Новые принципы и опыт построения источников питания электротехнологических установок // Электротехника. – 1990. – № 11. – С. 26–30.
2. Волков И.В., Чиженко А.И. Способ плавного регулирования переменного напряжения // Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ: Зб наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ. – 2002. – № 1. – С. 16–25.
3. Жежеленко И.В., Рабинович М.Л., Божко В.М. Качество электроэнергии на промышленных предприятиях. – К.: Техніка, 1981. – 160 с.
4. Липковский К.А. Трансформаторно-ключевые исполнительные структуры преобразователей переменного напряжения. – К.: Наук. думка, 1983. – 214 с.
5. Чиженко А.И. Вентильные мостовые регуляторы переменного напряжения. – К.: Изд. Ін-та електродинаміки НАН України, 1999. – 130 с.
6. Чиженко А.И., Курило И.А. Управление вентильным регулятором переменного напряжения // Техн. електродинаміка. – 2008. – № 6. – С. 36–41.
7. Пат. 48865 Україна А МКИ 7 Н 02 Р 13/30, Н 02 М5/10. Спосіб плавного регулювання змінної напруги на активно-індуктивному навантаженні / І.В. Волков, К.О. Липківський, О.І. Чиженко. – Опубл. 15.08.2002. Бюл. № 8.

УДК 621.733-69: 621.314

В.П. Кабан, В.Ю. Матвеев, В.М. Трофімяк

ОДНОПОСТОВИЙ БЛОК ДЛЯ НАНОДИСПЕРГУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРОВІДНИХ МАТЕРІАЛІВ

Представлено результати проведеної у 2009 році роботи по створенню та дослідженню установки для нанодиспергування електропровідних матеріалів у комплекті зі спеціальним джерелом живлення.

Представлены результаты проведенной в 2009 году работы по созданию и исследованию установки для нанодиспергирования электропроводных материалов в комплекте со специальным источником питания.

Наноматеріалознавство – це швидко прогресуюча галузь прикладної науки, що вивчає нові передбачувані властивості різних матеріалів на атомарному та молекулярному рівнях та методи виробництва наноматеріалів, які складаються з часток надмалих розмірів 10^{-9} м. Нині понад 50 країн світу мають національні програми розвитку наноматеріалознавства та нанотехнологій, які вважаються основою третьої світової науково-технічної революції, що має кардинально змінити царину техніки та техногенне оточення людини.

Так, наприклад, новітніми дослідженнями доведено, що нанорозмірні частинки електропровідних матеріалів і особливо благородних металів та їхніх сплавів при додаванні їх у певній концентрації до розчинів органічних рідин або у вигляді водних суспензій являють собою високоефективні антибактеріальні препарати, здатні успішно пригнічувати активність багатьох хворобоутворюючих бактерій, вірусів, грибків [4].

Сучасне повернення до срібла відбувається на нанорівні, тобто на рівні дуже малих розмірів часток срібла. Як відомо, саме такі частки срібла [1], що порівнюються за розмірами з одноклітинними мікроорганізмами, вірусами та грибками, набувають особливих біоцидних характеристик і дозволяють активно впливати на сотні патогенних одноклітинних мікробів, вірусів та грибків, причому вбивають їх, не ушкоджуючи клітин людини чи тварин. Тому проблема отримання наночастинок срібла є важливою та актуальною [5].

Найбільш продуктивними вважаються сучасні фізичні (сухі) методи синтезу наночастинок та наноплівочок металів у вакуумі. При цьому мішень з металу переводиться у стан пари чи плазми у вакуумі з послідовною конденсацією на спеціальній підложці, з якої різними методами збирають нанопудру.

Досить перспективним виглядає процес катодного розпилення металу (срібла) безпосередньо на поверхню водорозчинної рідини (гліцерину). Причому найбільш відповідним процесом катодного розпилення у даному випадку, на погляд авторів, є розпилення в локальному тліючому розряді (ЛТР).

У статті представлені результати розробки та виготовлення уніфікованого продуктивного однопостового модуля для нанодиспергування металів та сплавів локалізованим плазмовим тліючим розрядом у вакуумі [3, 6], у комплекті з відповідним джерелом електричного живлення. Для того щоб продуктивність виготовлення наносуспензій могла бути підвищена до необхідного рівня, в даній розробці закладено можливість паралельного підключення уніфікованих однопостових модулів до однієї вакуумної установки, а також розроблено вакуумні пристрої багаторазового прокачування рідкої основи (гліцерину) для безперервного отримання рідких висококонцентрованих нанопродуктів шляхом завантажування-вивантажування їх з вакуумної установки без її розгерметизації.

Розроблено технологічну схему нанодиспергування електропровідних матеріалів за допомогою однопостового модуля плазмового диспергування та згаданих вище пристроїв багаторазового прокачування рідкої основи та проточного експонування рідкої основи. За цією схемою насичення рідкої основи суспензії наночастками за допомогою модуля плазмової нанодиспергації відбувається безперервно в пристрої проточного експонування рідкої основи та може багатоциклово повторюватися з підвищенням концентрації за допомогою пристрою багаторазового прокачування рідкої основи.

Конструкція пристрою плазмового нанодиспергування срібла розроблялась відповідно до запатентованого одностадійного способу приготування висококонцентрованих суспензій нанорозмірних електропровідних матеріалів на основі водорозчинних і неводорозчинних рідин [2].

На рис. 1 зображено схему пристрою для одностадійного приготування висококонцентрованих суспензій наноструктурних електропровідних матеріалів на основі водорозчинних і неводорозчинних рідин. Схема складається з вакуумної камери (1) з відповідними технічними засобами для досягнення та постійного підтримання необхідного вакууму, високовольтного джерела постійного струму (6), сопла-анода (3), виготовленого з тугоплавкого металу (наприклад, танталу) та закріпленого за допомогою ізолятора (5) на певній регульованій відстані від катода (4), і відповідно електрично поєднаний з позитивним полюсом джерела постійного струму, а також підключеного до газопідведення (2) для підведення до сопла плазмоутворюючого газу (інертного – аргону або активного – азоту або інших), що утворює плазмовий струмінь, катод, електрично поєднаний з негативним полюсом джерела постійного струму за допомогою ізольованого вводу (9), та підпирається пружиною (8) у процесі обертання навколо його осі за допомогою привода обертання (7) для подачі у робочу зону розпилення, ємності (12), що розташована у вакуумній камері і наповнена оброблюваною рідиною

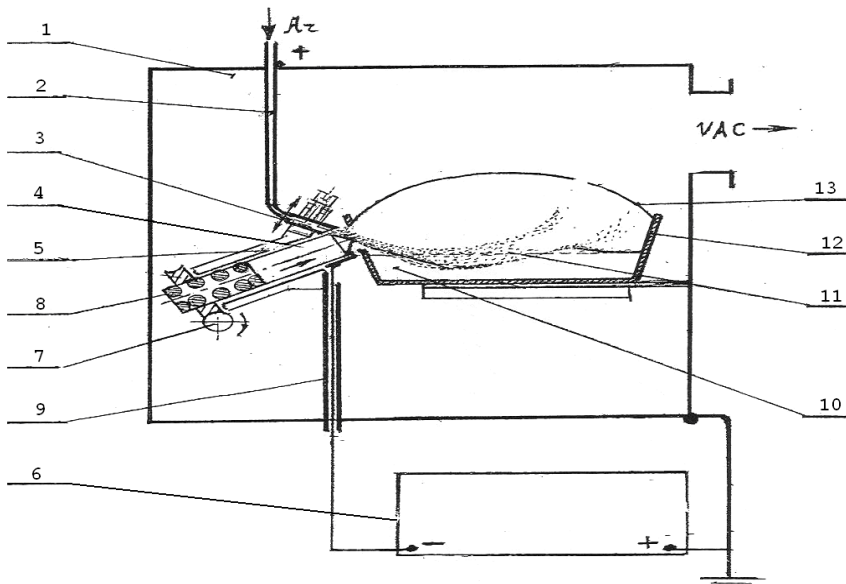


Рис. 1

ний ввід, анодного вузла та пристрою для проливної експонування рідкої основи (гліцерину) плазмовим струменем з наночастками срібла. Для підвищення концентрації наносуспензії додатково запропоновано і виготовлено модель вакуумного пристрою багаторазового прокачування рідкої основи (гліцерину) для безперервного отримання рідких висококонцентрованих нанопродуктів шляхом завантажування-розвантажування їх з вакуумної установки без її розгерметизації.

Запропонована цангова конструкція катодного вузла дає змогу шляхом обертання срібного катода навкруги своєї осі та поступового висування його через цангу паралельно осі подавати його для диспергування плазмовим струменем, ініційованим потоком аргонної плазми з трубчастого анода, і швидко проводити технологічну заміну циліндричного срібного електрода після повного циклу його плазмового нанодиспергування наприкінці робочої зміни.

Для ініціювання та підтримання локалізованого тліючого розряду у вакуумній камері необхідне спеціальне джерело живлення, яке б відповідало таким умовам. Мало досить високе значення напруги холостого ходу, необхідної для збудження розряду. Графік залежності рівня напруги підпалу від приведенного параметру $p \cdot d$ (де p – тиск у робочій камері, d – діаметр сопла іоноутворюючого газу) показаний на рис. 2. З нього видно, що при тиску 0,2 Па джерело живлення повинно мати вихідну напругу близько 1200 В. Крім того, для управління процесом диспергації і регулювання розмірів наночастинок необхідно, щоб вихідний струм було можливо плавно регулювати в межах 0,05...0,2 А.

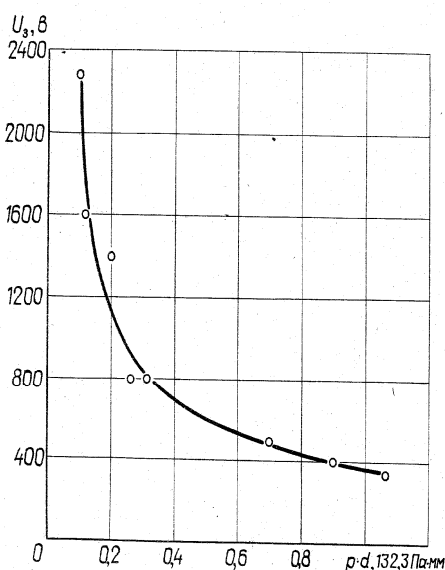


Рис. 2

Стойкість процесу локалізованого тліючого розряду пов'язана з зовнішньою характеристикою джерела живлення. Найбільш стійким процес розряду буде в тому випадку, коли джерело живлення матиме крутопадаючу зовнішню характеристику. Враховуючи особливості навантаження у вигляді локального тліючого розряду, який значною мірою є нелінійною функцією, залежною від багатьох параметрів (геометрії самого пристрою, кількості натікання плазмоутворюючого газу, виробничої потужності вакуумних насосів та ін.) і в першу чергу від тиску в робочій камері, діапазон робочої напруги має бути регульованим від 200 до 1200 В.

Однією з особливостей даного процесу є можливість переростання тліючого розряду у дугувий, що су-

(10) з поверхнею (11), та закрита покриття (13) з отвором певного діаметру для введення плазмового струменя і розміщена на певній відстані перенесення від катода до поверхні оброблюваної рідини.

Згідно зі схемою розроблено конструкцію виробничого уніфікованого модуля плазмового нанодиспергування.

Цей модуль складається з катодного вузла, введеного до головної вакуумної камери через спеціальний вакуумнощільний

проводжується значним зростанням струму розряду і як наслідок — появою викидів у вигляді крапельної фази. Ця обставина погіршує якість кінцевої продукції і тому є небажаною в технологічному процесі. Щоб не допускати таких режимів джерело живлення повинно мати швидкодіючий захист, який би розпізнавав та ліквідував дуговий розряд.

Відповідно до технічних умов у Інституті електродинаміки НАН України розроблено спеціальне джерело живлення локалізованого тліючого розряду установки диспергування електропровідних матеріалів у вакуумі.

Основні технічні характеристики джерела живлення відповідають перерахованим вище умовам, а інші представлені в таблиці. Принципова схема джерела живлення показана на рис. 3.

№	Найменування параметру	Номінал	Значення
1	Напруга мережі живлення	В	220 (+19; -38)
2	Кількість фаз мережі живлення		1
3	Частота мережі живлення	Гц	50 ± 1
4	Режим управління	Ручний	
5	Режим роботи	Довготривалий	
6	Охолодження	Природне, повітряне	
7	Максимально споживана потужність	ВА	Не більше 410
8	Габаритні розміри	мм	430x400x270

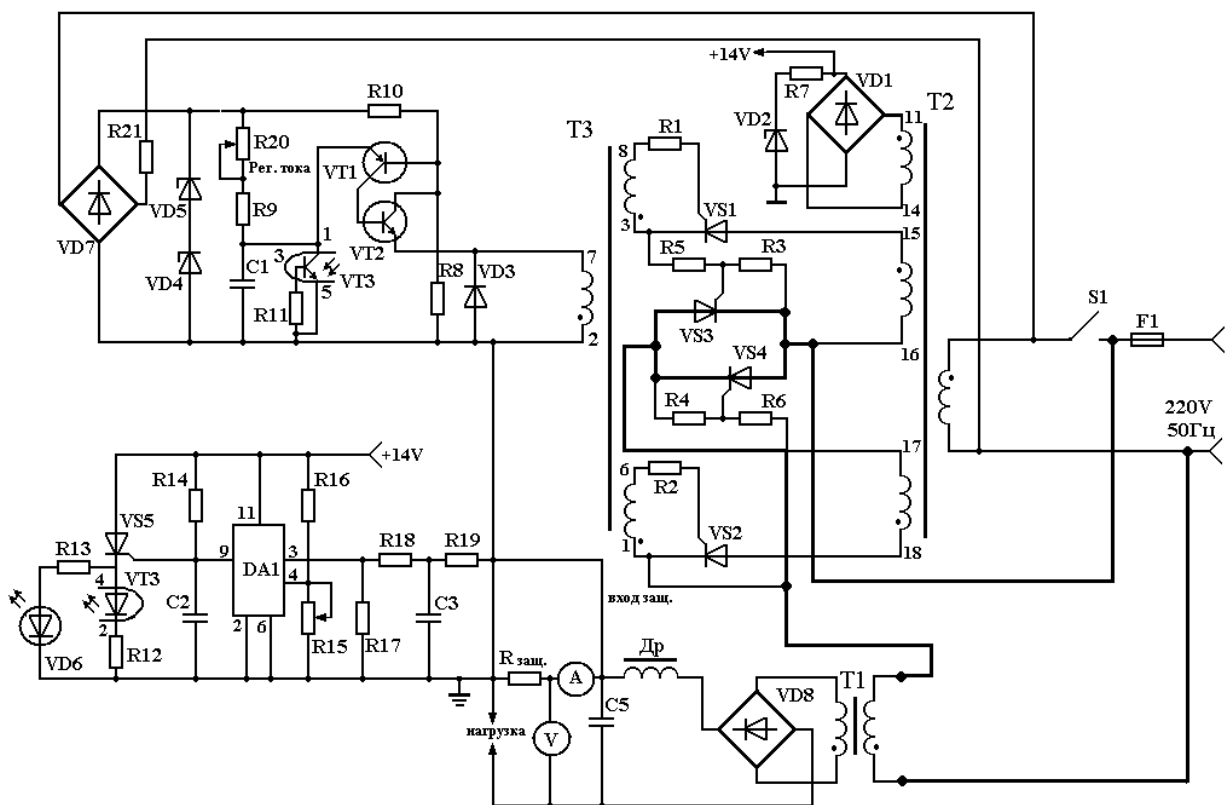


Рис. 3

Основою джерела живлення є підвищуючий трансформатор Т1 з крутопадаючою зовнішньою характеристикою. Первинна обмотка трансформатора через тиристорний регулятор підключається до електричної мережі 220 В, а вторинна – через випрямляч і фільтр до навантаження. Тиристорний регулятор включає в себе дві пари тиристорів: допоміжні VS1, VS2 та основні VS3, VS4. Для управління тиристорами та синхронізації їх відпирання з мережею живлення слугує фазозсувний вузол, виконаний на транзисторах VT1, VT2 та імпульсному трансформаторі Т3. Він задає кут відпирання тиристорів відносно мережі живлення і таким чином виконує функцію регулятора струму трансформатора Т1.

Наступним функціональним вузлом є швидкодіючий захист від дугоутворення, основними елементами якого є компаратор DA1, тиристор VS5 та оптотранзистор VT3.

Вузол навантаження включає в себе випрямляч VD8, фільтр, що утворюють дросель Др та конденсатор C5, прилади для вимірювання величин струму та напруги.

Джерело живлення працює таким чином. При включенні вимикача S1 напруга мережі живлення подається на регулятор і фазозсувний вузол. Транзистори VT1, VT2 виробляють імпульси управління, які через імпульсний трансформатор Т3 подаються спершу на електроди управління допоміжних тиристорів VS1, VS2, а потім підсилені – на основні тиристори VS3, VS4. Резистор R20 регулює фазу відкриття основних тиристорів, а отже, і величину струму та напруги на навантаженні.

Величина струму, що протікає через навантаження, контролюється вузлом захисту. В ньому відбувається порівняння уставки напруги спрацьовування та напруги на калібрувальному опорі $R_{заш.}$. Якщо напруга на калібрувальному опорі перевищує напругу уставки, то спрацьовує компаратор DA1, на його виході з'являється напруга, яка відкриває тиристор VS5, останній через оптотранзистор VT3 перериває подачу імпульсів управління транзисторами VT1, VT2. Тиристори VS3, VS4 закриваються і зупиняється подача напруги на навантаження. При цьому загорається світлодіод VD6, який сигналізує про те, що спрацював захист. Після ліквідації причини дугоутворення джерело живлення знову включається в роботу.

Технологічний цикл насичення гліцерину (рідкої основи) наноструктурними частками срібного катода починається з досягнення необхідного тиску (розрядження) у вакуумному пристрої багаторазового прокачування рідкої основи (гліцерину).

По закінченні виходу розчинених у рідині газів (закінченні «кипіння» рідини) підпалюється локалізований плазмовий розряд. Для цього на катодний вузол, електрично поєднаний з негативним полюсом джерела постійного струму за допомогою ізольованого вводу, подається висока напруга (300...1200 В). Одночасно до трубчастого анода підводиться плазмоутворюючий газ (інертний, наприклад, аргон), що витікає із сопла-анода, закріпленого на певній відстані – регульованому робочому проміжку від катода. Локалізований плазмовий розряд, що розпилює поверхню катода, вибиваючи нанорозмірні частки його матеріалу, утворює плазмовий струмінь, який захоплює вибиті наноструктурні частки катода з робочого проміжку та транспортує і спрямовує їх (значною мірою за рахунок відносно потужного потоку аргону з сопла анода) у подальшому русі як на поверхню сітчастого пристрою експонування гліцерину, так і занурює (імплантує) ці частки в оброблювану рідину, що збирається на дні пристрою експонування.

За допомогою вибору параметрів технологічного процесу локалізованого плазмового розпилення можна отримати певні нанорозміри вибитих часток матеріалу катода та довести їх однорідність у плазмовому струмені до більш як 90 %.

У модулі передбачена можливість вже одноразово насичену наночастками суспензію через пристрій проливної експонування подавати для повторної її обробки. Таким чином поступово підвищують концентрацію наночасток срібла в гліцерині до необхідного рівня.

Під час відпрацювання оптимальних технологічних параметрів для отримання експериментальних зразків концентрованої суспензії срібла у харчовому гліцерині на описаному вище модулі плазмового диспергування було проведено серію експериментів, в результаті яких встановлені такі технологічні нормативи:

тиск у вакуумній камері після циклу дегазації рідини-носія (харчового гліцерину), мм. рт. ст., не більше.....	$1 \dots 4 \cdot 10^{-5}$
робоча напруга постійного струму між срібним катодом та соплом анода, В, не більше.....	700
натікання плазмоутворюючого газу (аргона), (тиск приведений до нормального атмосферного), $\text{см}^3/\text{с}$	$1 \dots 3$
робочий проміжок між анодом та катодом, мм.....	0,1
відстань перенесення між поверхнею катода та місцем контакту плазмового струменя з оброблюваною рідиною, мм, не більше	150
об'єм оброблюваного гліцерину, л, не більше	2

час одного циклу обробки плазмовим струменем, хв..... 30
 необхідна кількість циклів для отримання концентрації 100 мг/л 4.

Випробування макету однопостового модуля іонно-плазмового диспергування та спеціального джерела живлення підтвердили високу технологічність та якість процесу одержання концентрованих наносуспензій срібла.

Розроблене устаткування може бути рекомендоване для створення високопродуктивної установки з виробництва екологічно чистих концентрованих наносуспензій срібла за рахунок паралельного підключення декількох постів та спеціалізованих джерел живлення.

1. Родимин Е.М. Приготовление целебных медно-серебряных растворов и металлоионотерапия. – М.: Наука, 2003. – 153 с.
2. Пат. 80513 Україна. Одностадійний спосіб приготування висококонцентрованих суспензій нанорозмірних часток електропровідних матеріалів на основі водорозчинних та водонерозчинних рідин та пристрій для його здійснення / Д.А. Дудко, Л.Д. Кістерська, В.П. Садохін: Опубл. 2007. Бюл. № 15.
3. Пат. 94010085 Україна. Спосіб іонного розпилення та пристрій для його здійснення / Д.А. Дудко, Л.Д. Кістерська, М.В. Кузнецов: Опубл. 1995. Бюл. № 4.
4. Function of nanosilver and its application // ENB Corea Co; Forbes / Wolfe. – Top 10 Nanotech Products of 2004-2005, 2005.
5. Pat. 5,591,313 US. Apparatus and method for localized ion sputtering // Kistersky at al. Опубл. 01.07.1997.
6. The Truth About Ionic Silver// Colloid for Life. – LLC 10343 N. Federal Blvd., Unit J128, Westminster, CO 80260.

№ 9. ВІДДІЛ РЕГУЛЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ

УДК 621.314

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

АНАЛІЗ ТА ОПТИМІЗАЦІЯ ПРОЦЕСІВ У ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМАХ ДЛЯ ЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОТЕХНОЛОГІЧНОГО ОБЛАДНАННЯ

Наведено основні результати, отримані при виконанні науково-дослідних робіт по дослідженню процесів у напівпровідниково-трансформаторних перетворювачах для живлення електротехнологічного обладнання.

Приведены основные результаты, полученные при выполнении научно-исследовательских работ по исследованию процессов в полупроводниково-трансформаторных преобразователях для питания электротехнологического оборудования.

Режими електротехнологічних процесів залежать як від конструктивних особливостей технологічних систем, так і від показників електричних параметрів електроживлення та їх стабільності. Протягом звітного періоду тривали дослідження особливості процесів електроживлення, перетворення параметрів електричної енергії та визначення оптимальних режимів електроживлення, що максимально враховують особливості технологічного обладнання та потреби технологічних процесів. Особлива потреба існує в дослідженні процесів у потужних системах електроживлення електронно-променевого, плазмового, індукційного технологічного обладнання через відсутність широковідомих результатів у застосуванні напівпровідникових перетворювальних засобів у таких галузях техніки.

До джерел електроживлення розглянутих технологічних установок пред'являються деякі спеціальні вимоги, наприклад, незмінність струму при динамічних збурюваннях у навантаженні та зменшення до мінімуму запасу енергії у вихідних ланцюгах при мінімальному рівні пульсацій вихідної напруги (струму). При цьому джерело електроживлення має бути

високодинамічним, забезпечувати ефективну роботу установки від режиму холостого ходу до короткого замикання. Створення таких джерел з простою і надійною системою регулювання дасть змогу забезпечити необхідні характеристики електротехнологічних установок у цілому. Проведені дослідження дали змогу обґрунтувати кілька структурно-функціональних схем таких джерел із широтно-імпульсним та східчастим регулюванням вихідної напруги [1].

Досліджено процеси у вихідних колах джерел живлення при виникненні пробойів у навантаженні [8]. Встановлено, що причиною сплесків струму, що виникають у вихідному контурі джерела живлення при пробойі в електронно-променевої гарматі, є накопичення енергії в ємностях лінії з'єднання, вихідної ємності джерела та міжобмотувальних ємностях силового трансформатора при малій поздовжній індуктивності цього контура. При традиційному підключенні джерела до гармати за допомогою кабеля із заземленою зовнішньою жилою струми досягають значень, здатних призвести до відмови вихідного ланцюга джерела живлення.

У деяких випадках для обмеження зворотної хвилі струму при пробоях у навантаженні високовольтного джерела живлення потрібно вводити високовольтний дросель, зашунтований зворотним діодом або просто резистором, між виходом високовольтного випрямляча і технологічною установкою. Цей засіб захисту може бути ефективним і при короткочасних пробоях, що самовідновлюються, коли електричний розряд нестійкий та час його деіонізації не перевищує декількох мікросекунд. Величина індуктивності високовольтного дроселя на пряму залежить від приведеної ємності до вихідних клем джерела живлення й допустимої величини амплітуди зворотної хвилі струму, яку можуть пропустити діоди випрямляча високовольтного джерела живлення.

Встановлено, що для зменшення стрибків струму через випрямляючі діоди високовольтного випрямляча (зворотна хвиля струму), при пробоях у гарматі електронно-променевої плавильної установки, з'єднання виходу джерела з анодом і катодом гармати має здійснюватися двопровідною лінією. Визначено умови вибору високовольтного дроселя для запобігання коливальному розряду в лінії з'єднання. Показано, що перенапруги на вихідних ланцюгах інвертора не перевищують гранично-припустимих значень напруг перемикаючих транзисторів інвертора, коли обмежується амплітуда короткочасних імпульсів струму через паразитні прохідні ємності високовольтного трансформатора та вихідного ланцюга інвертора.

Встановлено, що при аналізі перехідних процесів у системі джерело живлення – лінія з'єднання – навантаження, для отримання більш достовірних результатів, особливо по перехідних процесах при пробоях у навантаженні високовольтного джерела живлення, необхідно враховувати вольт-амперні характеристики навантаження та реальні параметри діодів випрямляча.

Проводились дослідження динаміки роботи системи керування розробленого та виготовленого багатозафазного з широтно-імпульсним керуванням джерела живлення «ДЖЕН 30-15» у режимах високовольтних пробойів. Дослідження виконувалися за схемою, наведеною на рис. 1, за допомогою допоміжного пристрою – еквівалента розрядного навантаження, призначеного для імітації високовольтного пробую. Він являє собою послідовне з'єднання повітряного розрядника з конфігурацією електродів типу голка–площина та регульованою відстанню між ними в межах 5...35 мм і резистора навантаження R_{load} із встановлюваним опором у діапазоні 0...120 Ом. Для вимірювання струму пробую послідовно з еквівалентом розрядного навантаження включений резистор $R_{ir} = 0,1$ Ом. Вихід високовольтного блока приєднаний високовольтним кабелем типу КВЕЛ-60 до високопотенціального електрода розрядника через високовольтний дросель із індуктивністю L_{dr} .

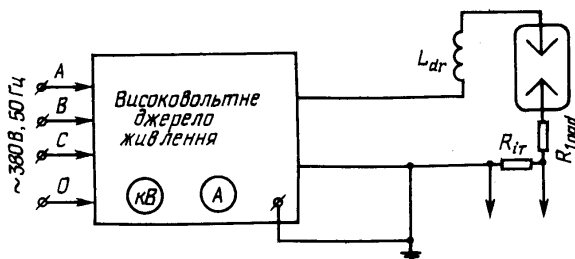


Рис. 1

Методика вимірювань полягала в наступному. Встановлюючи відстань між електродами розрядника, при якій напруга пробую трохи менша вихідної напруги «ДЖЕН 30-15», за допомогою запам'ятовувального осцилографа вимірялися струм та напруга у навантаженні та деякі сигнали в системі керування рис. 2

(зліва – включення джерела живлення на розрядник, справа – стабілізація струму в дуговому проміжку під час пробою та вихід на безструмову паузу).

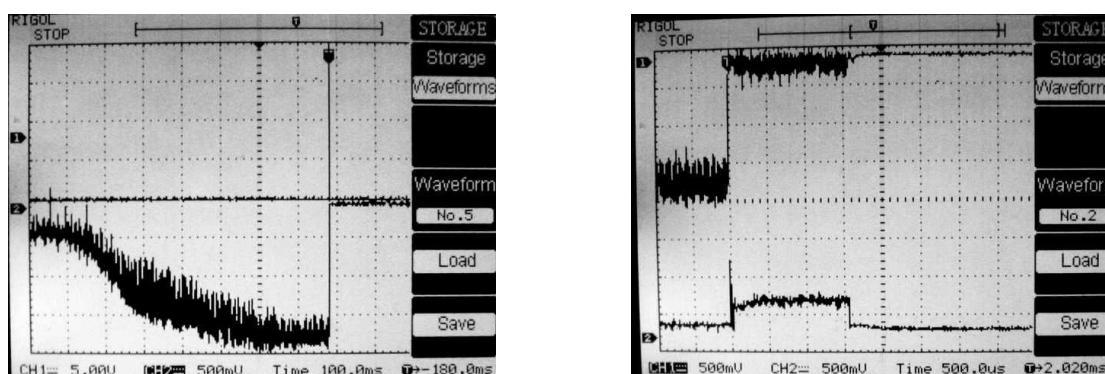


Рис. 2

Проведені випробування показали, що система керування разом з багатофазним інвертором забезпечує стабільну високу напругу 15...30 кВ з досить плавним виходом на сталі значення.

При пробоях у навантаженні система керування «ДЖЕН 30-15» переходить у режим автоматичного повторного включення (АПВ), при якому примусово обмежується вихідна потужність інвертора шляхом обмеження амплітуди струму колектора силових транзисторів, тобто підтримується обмежене значення струму пробою на заданий інтервал часу. Після цього система керування виключає джерело живлення, утримує тимчасову паузу встановленої тривалості (200 мкс...150 мс) до повного загасання розряду, після чого виконується автоматичне повторного включення джерела живлення. Такий режим повторюється циклічно.

Експериментально підтверджено, що спільне застосування методів високочастотного перетворення енергії, обмеження вихідного струму інвертора і обмеження вихідного струму високої напруги, які реалізовані в джерелі живлення «ДЖЕН 30-9» при незначній індуктивності струмообмежуючого дроселя та малій його енергоємності, малих габаритах, забезпечує ефективний захист інвертора, випрямляючих діодів високовольтного випрямляча та високовольтною ізоляції блока, підвищує надійність роботи високовольтного джерела живлення.

Опрацьовано технічні рішення щодо побудови джерела живлення для індукційного нагрівання в устаткуванні з виробництва кремнію. На відміну від традиційного резистивного нагрівання у цих системах індукційне нагрівання має переваги, пов'язані як з суто електроенергетичними чинниками (питома потужність резистивного нагрівання обмежена перерізом провідників, що безпосередньо виділяють тепло, проблемами контактного переходу, струми тощо), так і можливими технологічними чинниками (перемішування рідкого кремнію для вилучення небажаних домішок).

Основними елементами установки індукційного нагрівання є індуктор з предметом, що нагрівається, і інвертор (перетворювач частоти). Саме завдяки цим пристроям відбуваються всі термічні та електромагнітні процеси. Для аналізу електромагнітних процесів розроблена схема заміщення вихідної частини інвертора та індуктора установки.

Узгодження індуктора з джерелом електроживлення здійснюється різними способами. Однак у більшості установок індуктор використовується як елемент послідовного або паралельного коливального контура, що забезпечує роботу індуктора в гармонійному режимі. Вибір послідовного або паралельного резонансного контура має свої недоліки і позитивні властивості. Так, при послідовному контурі зростають напруги на індукторі та конденсаторі контура, а при паралельному контурі – струми через ці елементи. Ці розходження особливо важливі у вакуумних установках, коли підключення конденсатора, розташованого поза вакуумною камерою, до індуктора має здійснюватися через герметичний струмопровід.

Потужність установок індукційного нагрівання для промислового одержання злитків монокристалічного кремнію становить 200...400 кВт при частоті роботи індуктора 2...20

кГц, причому у ході технологічного процесу необхідно змінювати потужність у широких межах. Ефективність технологічного процесу багато в чому визначають властивості джерела електроживлення.

Через те, що електроживлення енергоємного електротехнологічного устаткування має свою специфіку, в основу побудови потужних джерел електроживлення були покладені наступні принципи:

1. Перехід на мережу середньої напруги 10 кВ із використанням виділеного розподільного трансформатора і 12-пульсного некерованого випрямляча. Це забезпечує зниження пульсацій випрямленої напруги, дає свободу у виборі робочої напруги інвертора і, що найважливіше, забезпечує значне зниження гармонік вхідного струму, що призводить до підвищення коефіцієнта потужності на вході джерела.
2. Виконання секціонованої силової частини джерела, що забезпечує розподіл тепловіділяючих елементів по конструкції, спрощує відведення тепла та знижує вплив індуктивності монтажу на процеси перемикань.

З урахуванням наведених принципів побудови схема потужного джерела електроживлення індуктора без вхідного трансформатора та випрямляча показана на рис. 3, де 1,2...N – секціонований інвертор, 3 – погоджувачий конденсатор, 4 – індуктор.

Роль погоджувачого дроселя між виходом джерела та паралельним резонансним контуром виконують у розглянутій схемі індуктивності розсіювання трансформаторів, включених на виході секцій інвертора. Всі секції інвертора управляються загальним сигналом керування, а послідовне з'єднання вторинних обмоток вхідних трансформаторів комірок забезпечує вирівнювання навантажень на секції. Регулювання вихідної потужності забезпечується широтно-імпульсною модуляцією сигналів керування.

Проектування джерела живлення показало, що побудова джерел електроживлення великої потужності (300 кВт) при роботі від мережі середньої напруги (10 кВ) і використанні секціонованого інвертора може розглядатися як шлях підвищення техніко-економічних показників устаткування індукційного нагрівання.

Протягом звітної періоду продовжувались також роботи 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.

Узагальнено основні результати дослідження перспективних двотрансформаторних ТКВС з винесенням ключових напівпровідникових елементів з кіл силового струму [1].

Грунтовно ці питання висвітлені в дисертаційній роботі Можаровського А.Г. «Дискретні стабілізатори напруги змінного струму з двотрансформаторними виконавчими структурами» [6]. Робота присвячена розвитку теорії ТКВС дискретних стабілізаторів напруги

змінного струму з поділом потужностей на регульовану й нерегульовану, розробці методу їх розрахунку, орієнтованого на модернізацію схемотехнічних рішень, і створенню на цій основі стабілізаторів з поліпшеними техніко-економічними показниками.

На підставі аналізу різних способів регулювання напруги обґрунтована актуальність і ефективність використання як виконавчих органів

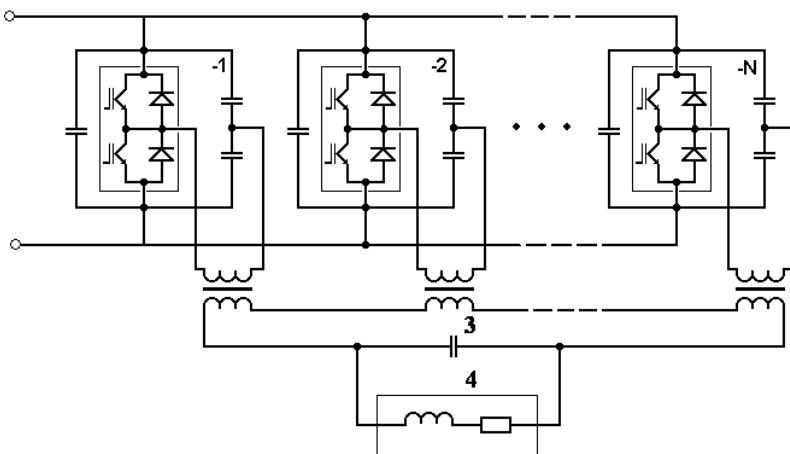


Рис. 3

дискретних стабілізаторів змінної напруги ТКВС, що містять вольтододатковий трансформатор та автотрансформатор, які працюють на частоті напруги, та винесені з кола силового струму силові ключі, які комутуються з частотою, нижчою, ніж у мережі. В них характеристика вхід-вихід реалізується з кінцевої множини коефіцієнтів передачі по напрузі. Встановлено, що вибір величин коефіцієнтів передачі цієї характеристики відповідно до закону геометричної прогресії забезпечує задану точність вихідної напруги з постійною відносною, а запропонована його модифікація – абсолютною шириною петель гістерезису цієї характеристики.

Досліджено основні типові схеми структур даного класу, які можна розділити за місцем розміщення вторинної обмотки вольтододачкового трансформатора відносно автотрансформатора. З використанням розроблених для них математичних моделей для випадку формування гранично можливої характеристики вхід-вихід отримано вирази для визначення втткових співвідношень секцій обмоток електромагнітних елементів та напруг на них, що дає змогу синтезувати топологію структур. Також запропоновано критерії їх вибору для практичного застосування.

На підставі аналізу значень струмів у структурах, що досліджувались, методом індукції отримано залежності для визначення їх нормованих величин у загальному вигляді. Визначено встановлені потужності електромагнітних елементів, величини яких нормовані по їхніх номінальних значеннях, і досліджено їх залежність від параметрів поля стабілізації. Розроблено й реалізовано у вигляді програм методики для розрахунку основних характеристик виконавчого органу.

Показано, що окрема секція обмотки автотрансформатора максимально завантажена по струму тільки в якомусь одному зі станів (крім випадків, коли в певних режимах вони збігаються), при цьому не існує стану, коли завантаження всіх секцій обмоток максимальне. Визначено, що при такій нерівномірності струмового завантаження секцій обмоток автотрансформатора під час роботи його фактична розрахункова встановлена потужність менша обчисленої за максимально можливими струмами та напругами секцій обмоток. Зменшуються в цьому випадку й теплові втрати в ньому. Врахування цих факторів при виборі конструктивних параметрів автотрансформатора дає змогу поліпшити його масогабаритні показники.

Встановлено, що за певних умов у автотрансформаторі може виникнути так звана “негативна обмотка”, фізична сутність якої полягає в тому, що її фазування протилежне обмотці, прийнятій за позитивну. Запропоновано конструктивну реалізацію цієї обмотки не як окремої, а як частини суміжної секції обмотки, що також призводить до зменшення загальної встановленої потужності автотрансформатора.

Встановлено, що в структурах, які досліджувались, у порівнянні з однострумковими з ключами у колі силового струму, величини струмів у ключах суттєво менші. Це дозволяє значно знизити вимоги до ключів і тим самим зменшити їх вартість, а також зменшити вартість та габарити радіаторів охолодження і перетворювача в цілому.

Розроблено інженерну методику розрахунку електромагнітних та ключових елементів виконавчих структур, що досліджувались. Визначено особливості побудови системи керування дискретного стабілізатора змінної напруги, заходи й засоби для його ефективної роботи. Отримано алгоритми керування, що забезпечують прийнятну електромагнітну сумісність стабілізатора з мережею живлення.

У результаті проведеного моделювання роботи стабілізатора встановлено, що застосування пристроїв даного типу розширює межі гарантованого функціонування навантаження. Крім того, моделювання підтвердило коректність і доцільність обраних методів і підходів при практичній реалізації вузлів дискретних стабілізаторів напруги (електромагнітних елементів, силових ключів, вузлів системи керування).

Вперше розглянуто дискретні системи стабілізації напруги за допомогою ТКВС, у яких регульовальні секції розміщувались на вторинному боці силового електромагнітного елемента. Запропоновано метод побудови розрахункової характеристики вхід-вихід стабілізаторів цього класу [4]. Доведено, що при однакових регульовальних секціях вона має вигляд, дуальний варіанту розміщення регульовальних секцій на первинному боці електромагнітного

елемента: обов'язкові для штатної комутації ключових елементів петлі гістерезису характеристики збільшуються при зменшенні, а не при зростанні вхідної напруги, тобто найвужча (визначальна) петля гістерезису припадає на зону з найбільшою напругою переключення [3]. Привести характеристику вхід-вихід до прийнятного вигляду можна лише при регулювальних вихідних секціях, кількість витків яких змінюється за законом геометричної прогресії [2].

Визначено аналітичні залежності розрахункової встановленої потужності трансформуючого елемента дискретного стабілізатора напруги від глибини діапазону зміни вхідної напруги $G=U_{1\max}/U_{1\min}$ для обох випадків – розміщення регулювальних секцій на первинному та вторинному боці трансформатора. Доведено, що у другому варіанті цей показник буде у \sqrt{G} разів більший, тобто відповідно більшими будуть його маса та габарити [5].

Проаналізовано особливості регулювання напруги для формування вольт-амперних характеристик джерел живлення установок електродугового зварювання [8].

Виходячи з того, що системи управління цих джерел живлення мають давати змогу змінювати алгоритм роботи в залежності від особливостей технологічного процесу, було доведено доцільність використання в них програмуємих логічних інтегральних схем (ПЛІС).

У наших розробках, як правило, віддавалася перевага тим виробам, які дозволяють перепрограмування в системі (тобто без вилучення їх готового пристрою), і простим програмуємим пристроям, наприклад, як STK, ByteBlaster. Тобто основна перевага при застосуванні ПЛІС та мікроконтролерів – це можливість оперативної модифікації схеми управління без її фізичної переробки. Це важливо як на етапах наукового дослідження та початкових етапах проектування і макетування пристрою, так і кінцевому етапі доведення пристрою до необхідної функціональності. В цілому це дає змогу без значних фінансових витрат освоїти досить складні зразки сучасної техніки.

З всієї номенклатури ПЛІС було надано перевагу виробам відомої фірми ALTERA. Це пов'язано з безоплатним програмним пакетом фірми ALTERA – MAX+PLUS II, робота над яким була освоєна без наявності перекладів чи якоїсь доступної літератури на цю тему. З всієї різноманітності мікроконтролерів використовуються компоненти компанії ATMEL. Налаштування їх мікропрограм проводиться за допомогою також безоплатного програмного пакета AVR-Studio, доступного на відповідному сайті компанії, та пакета візуального моделювання VMLAB.

Розробники перетворювальної техніки не завжди можуть бути задоволеними в цілому позитивними тенденціями у розвитку елементної бази. Наприклад, нарощування максимальної частоти роботи ПЛІС спричиняє зменшення стійкості пристроїв до наявності у колах електро- та радіозавад (вони в пристроях перетворювальної техніки часто мають максимальні рівні), а також пов'язаний з цим відносно великий струм споживання. Він складає приблизно 0,5...1,5 мА на один мікроелемент, що, звичайно, мало у порівнянні з компонентами стандартної серії ТТЛ-логіки, проте не йде в ніяке порівняння зі струмом споживання мікроконтролерів.

Характерною особливістю перетворювальної техніки є необхідність надійної ізоляції елементів управління від вихідної напруги силового виконавчого блока, власне куди і підключаються ланки зворотних зв'язків системи. У цьому плані раціональним є використання оптичних ізолюючих підсилювачів HCPL-7840. Саме завдяки їх застосуванню була значно спрощена система управління серійного універсального зварювального випрямляча ВДУ-505, здешевлене його виготовлення.

Таким чином, можна стверджувати, що результати досліджень за звітний період є певним кроком в отриманні нових теоретичних та практичних знань у сфері цілеспрямованого перетворення параметрів електроенергії та побудови відповідних енергоефективних перетворювачів.

1. Липківський К.О., Мартинов В.В., Руденко Ю.В., Халіков В.А., Лебедєв Б.Б., Можаровський А.Г. Дослідження та розробка напівпровідниково-трансформаторних перетворювачів для живлення електротехнологічного обладнання // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ. – 2009. – Вип. 23. – С. 72–82.
2. Липковський К.А., Руденко Ю.В. Особенности внешней характеристики секционированного стабилизированного источника электропитания // Техн. електродинаміка. – 2009. – № 4. – С. 7–11.

3. Липковский К.А., Руденко Ю.В. Пути повышения точности стабилизации выходного напряжения секционированных источников вторичного электропитания // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ. – 2009. – Вип. 22. – С. 49–52.
4. Липковский К.А., Руденко Ю.В. Стабилизация выходного напряжения высоковольтных источников электропитания // Техн. електродинаміка. – 2009. – № 2. – С. 36–41.
5. Липковский К.А., Руденко Ю.В. Установленная мощность трансформаторов в дискретных стабилизаторах напряжения переменного тока // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ. – 2009. – Вип. 24. – С. 55–59.
6. Можаровський А.Г. Дискретні стабілізатори напруги змінного струму з двотрансформаторними виконавчими структурами: Автореф. дис. ... канд. техн. наук / Ін-т електродинаміки НАН України. – Київ, 2009. – 19 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. Шидловская Н.А., Мартынов В.В. Согласование высоковольтного источника питания с электронно-лучевой установкой // Техн. електродинаміка. – 2010. – № 1. – С. 73–79.