

O.I. Bondar, O.I. Glukhenkyi, Yu.M. Goryslavets

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

Determining of basic structural parameters of universal stirrers of liquid metal

Modelling results of electromagnetic and hydrodynamic processes in system "inductor - liquid metal" for universal stirrer of liquid metal with linear inductor, which due to the sequential action of single phase and multiphase power supply can create pulsed and traveling magnetic fields respectively, are presented. Influence of basic parameters of such stirrer, that are gap between inductor and liquid metal, number of cores (poles) and inductor pole division, on the efficiency of electromagnetic stirring of liquid metal in melting furnace bath have been determined. There is dual circuit flow of liquid metal in the case of single phase power supply. And depending on pole division and air gap a single circuit flow like also the dual circuit flow can be created in the case of multiphase power supply. Recommendations on structural implementation of universal stirrer, which sequentially creates single circuit and double circuit flows, that allow effectively stir liquid metal in all volume of furnace bath, have been provided. References 5, figures 6.

Key words: electromagnetic stirring, liquid metal, inductor, pulsed and traveling magnetic fields, numerical modelling, structural parameters.

Надійшла 14.03.2017

Received 14.03.2017

УДК 621.791.76, 621.791.036, 621.7-52

К ВОПРОСУ ПОВЫШЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ ОДНОФАЗНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ МАШИН КОНТАКТНОЙ СВАРКИ

С.К. Поднебенная, канд. техн. наук, **В.В. Бурлака**, канд. техн. наук, **С.В. Гулаков**, докт. техн. наук

ГВУЗ «Приазовский государственный технический университет»,

ул. Университетская, 7, г. Мариуполь, 87500, Украина

e-mail: podsvet@gmail.com

Рассмотрены: повышение $\cos\varphi$ источников питания однофазных машин контактной сварки за счет снижения потребления реактивной мощности; недостатки тиристорных источников питания и их обусловившие факторы; применение транзисторного источника питания, обеспечивающего возможность управления током в течение периода сети. Это позволяет регулировать как потребляемую источником активную мощность, определяемую технологическим процессом, так и реактивную. Показано, что рассмотренный источник может работать в режиме генерации реактивной мощности, что позволяет использовать его для компенсации последней при работе в комплексе с существующими тиристорными источниками питания. Библи. 11, рис. 8, таблица.

Ключевые слова: машина контактной сварки, источник питания, коэффициент мощности.

Введение. Контактная точечная сварка широко используется на предприятиях машиностроительной отрасли. При этом наиболее применимы машины контактной сварки, которые получают питание от однофазных источников переменного тока, включаемых на линейное напряжение. Активно-индуктивный характер сварочной цепи связан с высоким уровнем потребления реактивной мощности, что объясняется низким коэффициентом мощности (КМ), который является интегральным показателем энергоэффективности таких источников питания (ИП). Кроме того, наличие тиристорных коммутаторов, обеспечивающих регулирование сварочного тока, приводит к насыщению спектра потребляемого от сети тока высшими гармониками, что также снижает КМ. Увеличение КМ в условиях современного промышленного производства является актуальной задачей, а повышение энергоэффективности источников питания – одним из приоритетных научных направлений.

Постановка проблемы. Коэффициент мощности ИП машин контактной сварки (МКС) в соответствии с данными [4] находится в диапазоне 0,3...0,7. С учетом того, что для машиностроительного предприятия электросварочное оборудование составляет порядка 65 % всех электроприемников [2], необходимость компенсации реактивной мощности обусловлена также экономическими соображениями.

Вопросы компенсации реактивной мощности, потребляемой сварочным оборудованием, рассмотрены в работах [1, 4, 6, 8, 11]. Существуют два основных направления, в которых осуществляется компенсация реактивной мощности путем установки фильтрокомпенсирующих устройств [1, 4, 6] либо проектирования ИП с коррекцией коэффициента мощности [1, 8, 11].

Применение статических компенсаторов реактивной мощности (нерегулируемых батарей конденсаторов) в этом случае нецелесообразно, поскольку электросварочное оборудование относится к резкопеременным нестационарным нагрузкам, а применение СТАТКОМов или активных фильтров высших гармоник при их высокой стоимости экономически невыгодно.

Цель работы заключается в повышении коэффициента мощности ИП машины контактной сварки и анализе энергетических показателей ИП.

Изложение основного материала. В основе контактной сварки лежит принцип короткого замыкания, а простой сварочный цикл состоит из «сжатия», «сварки», «проковки», «паузы» (рис. 1).

Длительность сварочного цикла изменяется от долей до единиц секунд, а количество циклов в минуту может достигать нескольких десятков. Кроме того, большое количество работающих одновременно машин с неодинаковыми моментами включения, длительностью цикла определяет резкопеременный характер потребления энергии от сети.

Характер потребления тока при контактной сварке обуславливает определенные требования к источникам, которые могут применяться для питания МКС. Одним из них является возможность длительного (от нескольких периодов сети до нескольких секунд) пропуска токов больших величин (сотни ампер в первичной обмотке трансформатора), что ограничивает применение импульсных преобразователей для применения в таких источниках.

На рис. 2 а показана упрощенная схема широко распространенного источника питания машины контактной сварки с тиристорным прерывателем в первичной цепи. На схеме замещения (рис. 2 б) сварочные трансформатор и цепь представлены в виде активно-индуктивной нагрузки. Ветвью намагничивания в схеме замещения трансформатора можно пренебречь, так как ток в ней мал по сравнению с рабочим сварочным током и составляет не более 2 % от последнего, что подтверждено экспериментальными исследованиями.

Регулирование сварочного тока тиристорного ИП осуществляется изменением угла открытия тиристоров α , т.е. реализуется управление по переднему фронту (leading-edge modulation)

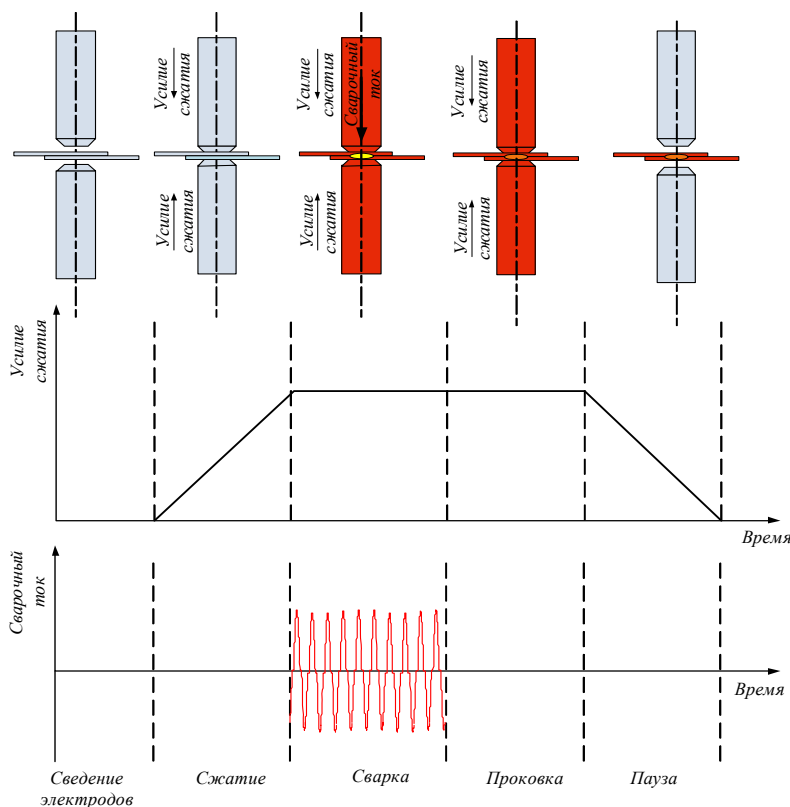


Рис. 1

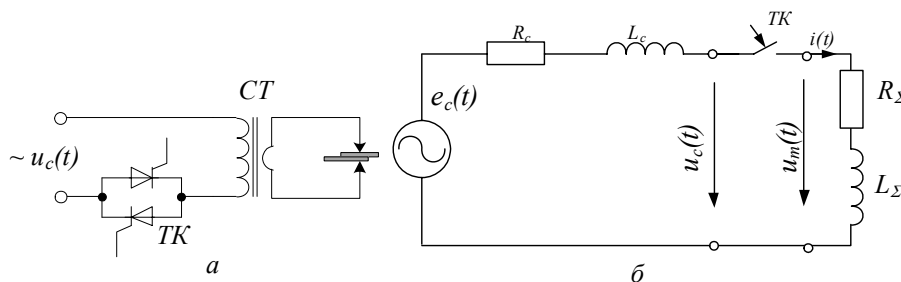


Рис. 2

[9], при этом закрытие тиристора происходит при переходе тока через нуль.

Приняв ЭДС сети $e(t)$ синусоидальной и равной

$$e_c(t) = E_m \sin(2\pi ft), \quad (1)$$

где E_m – амплитуда переменной ЭДС сети, В; f – частота сети, Гц, можно показать, что при замыкании ключа ТК (открытие тиристора), ток в цепи (рис. 2 б) описывается следующим выражением:

$$i(t) = \frac{E_m \left(\sin(\omega t + \alpha - \varphi_T) - \sin(\alpha - \varphi_T) e^{-\frac{R_c + R_T}{L_c + L_T} t} \right)}{\sqrt{(R_c + R_T)^2 + (\omega(L_c + L_T))^2}}, \quad (2)$$

где α – угол открытия тиристора; $\omega = 2\pi f$ – угловая частота, рад/с; φ_H – угол нагрузки; R_c – активное сопротивление сети, Ом; L_c – индуктивность сети, Гн; R_T – активное сопротивление трансформатора, приведенное к первичной обмотке, Ом; L_T – индуктивность трансформатора, приведенная к первичной обмотке, Гн.

На основании этих зависимостей проведено математическое моделирование сварочного источника питания машины контактной сварки МТ-810 с помощью программного пакета MathCAD. Номинальная мощность трансформатора машины МТ-810 равна 20 кВА. Расчетные параметры цепи (рис. 2 б) имеют вид $R_{\Sigma} = 3,1$ Ом, $L_{\Sigma} = 16$ мГн. Постоянная времени сварочной цепи равна $5,16 \cdot 10^{-3}$ с. Угол открытия тиристорного контактора α установлен равным 90 эл. град. Закрытие тиристорного контактора происходит естественным путем. В рассмотренном примере угол закрытия β равен 230 эл. град. Приняты следующие допущения: сопротивление сети нулевое; в напряжении сети присутствует только первая гармоника; параметры сварочной цепи в процессе сварки не меняются.

Работа такого тиристорного источника питания характеризуется высоким потреблением реактивной мощности (рис. 3 а) и наличием высших гармоник в спектре тока (рис. 3 б).

Минимум потребляемой тиристорным источником реактивной мощности достигается при равенстве угла открытия α величине угла нагрузки φ_H . При увеличении угла открытия α происходит рост потребляемой источником питания реактивной мощности и коэффициента гармоник потребляемого тока. При уменьшении угла открытия α ниже угла нагрузки φ_H тиристорный источник питания становится нерегулируемым.

Возможность регулирования как по переднему фронту (leading-edge modulation), управляя углом открытия α , так и по заднему фронту (trailing-edge modulation), управляя углом закрытия β , позволит регулировать потребление реактивной мощности источником питания.

Рассмотрим применение преобразователя, позволяющего обеспечить коммутацию активно-индуктивной нагрузки с управляемым потреблением тока в течение периода [3, 7, 10]. Упрощенная электрическая схема низкочастотного прерывателя переменного тока (AC chopper) в качестве ИП для МКС показана на рис. 4 а. На рис. 4 б изображена схема замещения такого ИП.

Для обеспечения корректной коммутации активно-индуктивной нагрузки (сварочного трансформатора) на переменном токе ключи S1, S2 (рис. 4 а) должны быть двунаправленными и обеспечивать при переключении отсутствие разрыва цепи с индуктивностью и закорачивания сетевого входа.

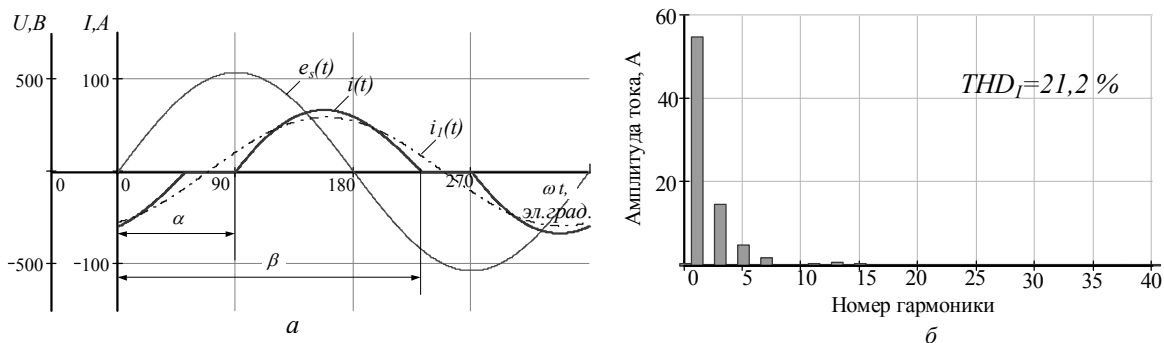


Рис. 3

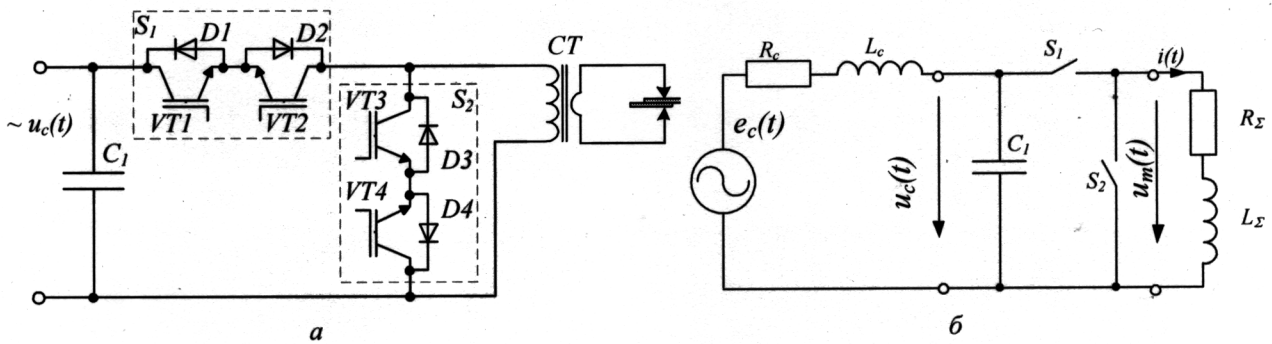


Рис. 4

Преобразователь осуществляет коммутацию на частоте 50 Гц. На рис. 5 показаны эквивалентные схемы протекания тока: а – ключ S1 закрыт, ключ S2 открыт, ток потребляется от сети; б – ключ S1 открыт, ключ S2 закрыт, от сети ток не потребляется, первичная обмотка трансформатора закорочена.

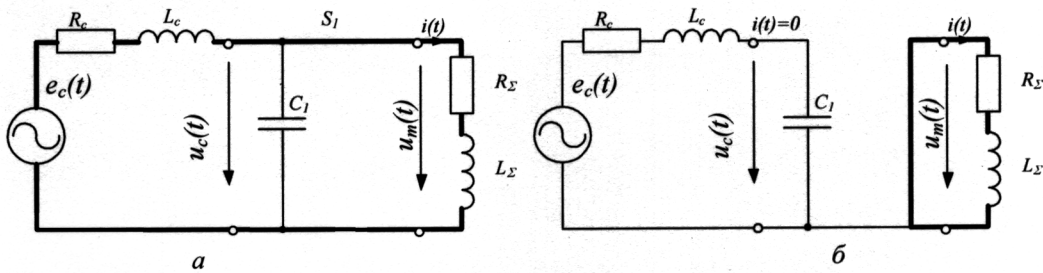


Рис. 5

Для оценки возможности управления мощностью МКС с помощью данного преобразователя проведем анализ его работы. Представим работу транзисторного ИП как квантование по времени непрерывных сигналов (токов и напряжений). Для моделирования установившегося режима его работы воспользуемся методами анализа импульсных систем [5]. Рассмотрим процесс квантования по времени как результат умножения непрерывной функции на специальную импульсную последовательность $p(t)$, период которой равен периоду сети:

$$p(t) = \sum_{k=0}^{\infty} (1(t-Tk-t_1) - 1(t-Tk-t_2) + 1(t-Tk-t_3) - 1(t-Tk-t_4)), \quad (3)$$

где $1(t)$ – функция Хевисайда; T – период сети, с; $t_1 = \alpha \cdot T / 2\pi$ – время начала первого импульса, с; $t_2 = \beta \cdot T / 2\pi$ – время окончания первого импульса, с; $t_3 = t_1 + T/2$ – время начала второго импульса, с; $t_4 = t_2 + T/2$ – время окончания второго импульса, с.

Преобразование Фурье данной функции имеет вид

$$F(p(t)) = P(j\omega) = \frac{1}{j\omega} \cdot \frac{1 + e^{-j\omega T/2}}{1 - e^{-j\omega T}} \cdot (e^{-j\omega t_1} - e^{-j\omega t_2}), \quad (4)$$

где T – период сети, с; $\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T}$ – угловая частота, рад/с.

Запишем выражение для напряжения на сварочном трансформаторе:

$$u_T(t) = u_c(t) \cdot p(t) = u_c(t) \cdot \sum_{k=0}^{\infty} (1(t-Tk-t_1) - 1(t-Tk-t_2) + 1(t-Tk-t_3) - 1(t-Tk-t_4)). \quad (5)$$

Как известно, спектр произведения непрерывных сигналов представляет собой свертку их спектров:

$$F(u_c(t) \cdot p(t)) = F_T(j\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F_c(j\omega') \cdot P(j\omega - j\omega') d\omega' = F_c(j\omega) * P(j\omega), \quad (6)$$

где $F_c(j\omega) = F(u_c(t)) = \int_{-\infty}^{+\infty} u_c(t) e^{-j\omega t} dt$ – преобразование Фурье напряжения сети.

Найденный спектр напряжения на трансформаторе позволяет определить спектр тока, протекающего в его первичной обмотке:

$$FI_T(j\omega) = \frac{F_T(j\omega)}{Z(j\omega)} = \frac{F_T(j\omega)}{R_\Sigma + j\omega L_\Sigma}, \quad (7)$$

где $Z(j\omega)$ – частотозависимое сопротивление электрической цепи; R_Σ – активное сопротивление трансформатора и сварочной цепи, приведенное к первичной обмотке, Ом; L_Σ – индуктивность трансформатора и сварочной цепи, приведенная к первичной обмотке, Гн.

Ток первичной обмотки трансформатора найдем, применив обратное преобразование Фурье:

$$i_T(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} FI_T(j\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (8)$$

При этом ток, потребляемый от сети, определим как

$$i_c(t) = i_T(t) \cdot p(t), \quad (9)$$

а его Фурье-преобразование найдем в соответствии с выражением

$$F(i_c(t)) = FI_c(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} i_c(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (10)$$

Для расчета коэффициента мощности источника воспользуемся определениями стандарта IEEE 1459-2010. Коэффициент мощности согласно стандарту определяется как отношение активной мощности P (Вт) к полной S (ВА). При этом в случае несинусоидального режима активная мощность переносится не только на основной частоте, но и на частотах высших гармоник:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) i(t) dt = \sum_k U_k I_k \cos \phi_k, \quad (11)$$

где T – период сети, с; U_k, I_k – среднеквадратичные напряжение и ток гармоники с номером k ($k \in N$); ϕ_k – фазовый сдвиг между напряжением и током гармоники с номером k .

В отличие от активной под реактивной мощностью в стандарте понимают реактивную составляющую полной мощности, переносимой на основной частоте:

$$Q_1 = U_1 I_1 \sin \phi_1. \quad (12)$$

Эта зависимость используется в современных счетчиках электроэнергии для коммерческого учета, что обуславливает появление экономического эффекта при ее компенсации.

Сама же полная мощность, передаваемая на основной частоте, в соответствии со стандартом определяется как

$$S_1^2 = (U_1 I_1)^2 = P_1^2 + Q_1^2 = (U_1 I_1 \cos \phi_1)^2 + (U_1 I_1 \sin \phi_1)^2, \quad (13)$$

где P_1 – активная мощность, передаваемая составляющими на основной частоте, Вт, причем

$\cos \phi_1 = PF_1 = \frac{P_1}{S_1}$ – «фундаментальный» коэффициент мощности.

При отсутствии гармоник напряжения (если $THD_U < 5\%$ и $THD_I > 40\%$) коэффициент мощности определяется с учетом высших гармоник тока:

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{\cos \phi_1}{\sqrt{1 + THD_I^2}}, \quad (14)$$

где THD_I – коэффициент гармоник тока (Total Harmonic Distortion).

На основании теоретического описания с помощью программного пакета MathCAD проведено математическое моделирование транзисторного ИП, подключенного к сварочному трансформатору машины МТ-810. Параметры и допущения такие же, как и для моделирования описанного выше тиристорного ИП.

На рис. 6 а показаны диаграммы напряжения сети, тока первичной обмотки трансформатора МКС и тока сети, спектр тока сети (рис. 6 б) при угле открытия, равном 30 эл. град., угле закрытия, равном 90 эл. град. Из диаграмм видно, что спектральный состав потребляе-

мого от сети тока ухудшился, однако и потребление реактивной мощности значительно снизилось.

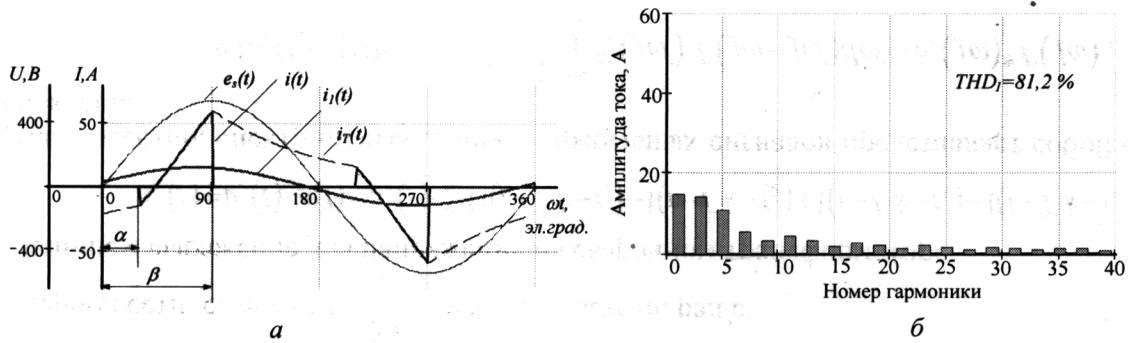


Рис. 6

В результате моделирования получено семейство кривых, характеризующих возможные режимы работы транзисторного ИП при разных углах открытия и закрытия, а также тиристорного ИП. На диаграммах (рис. 7) показано, что существуют комбинации углов α и β , при которых возможно не только потребление, но и генерация реактивной мощности. Предельная кривая соответствует углу закрытия транзисторного ИП, равному 180 эл. град., и ограничивает область возможных состояний ИП по активной и реактивной мощностям. С другой стороны, область возможных состояний транзисторного ИП ограничивается крайней кривой семейства.

Это дает возможность использовать транзисторный ИП в комплексе с существующими нелинейными потребителями, позволяя ограниченно осуществлять компенсацию реактивной мощности. На рис. 8 изображены диаграммы потребляемых токов и спектрограммы при работе тиристорного и транзисторного источников по отдельности и при подключении транзисторного ИП в комплексе с тиристорным.

Сравним характеристики рассмотренных источников при равной потребляемой активной мощности. Результаты сравнения, приведенные в таблице, показывают, что коэффициент мощности транзисторного ИП значительно выше, чем у тиристорного аналога (даже с учетом высших гармоник тока). При этом работа транзисторного ИП в комплексе с тиристорным дает возможность добиться повышения суммарного коэффициента мощности при обеспечении соблюдения норм эмиссии гармонических составляющих тока, установленных ста-

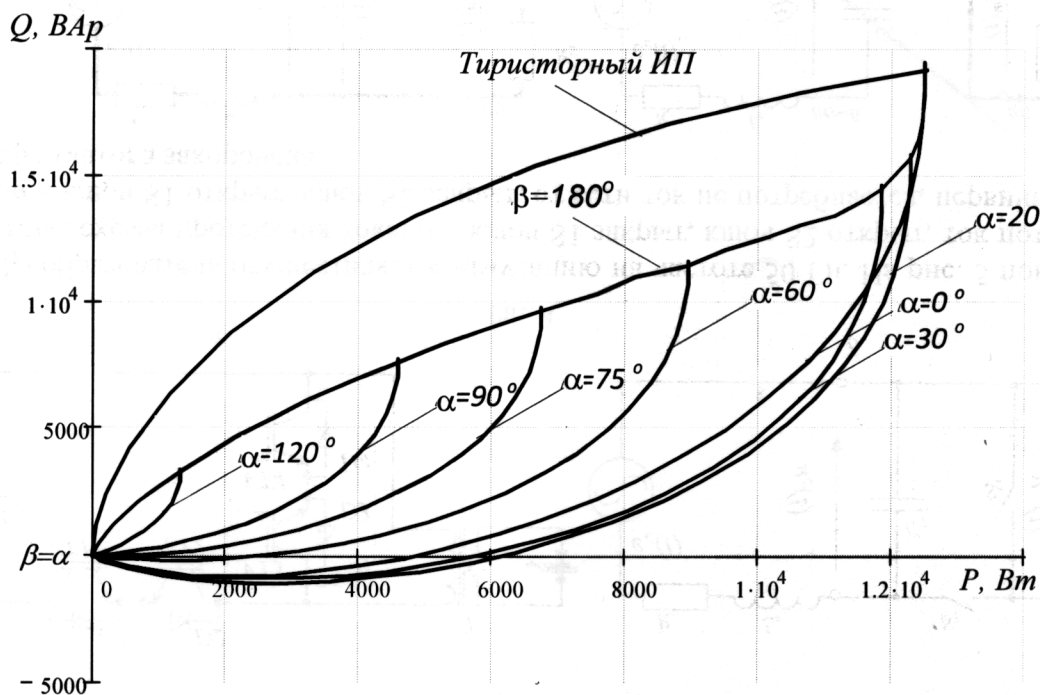


Рис. 7

ндартом ДСТУ ІЕС 61000-3-12:2004 (ГОСТ 30804.3.12-2013) для технических средств, не относящихся к симметричным трехфазным, с потребляемым током от 16 до 75 А.

Дальнейшим направлением исследований является разработка системы управления транзисторным источником питания с возможностью идентификации параметров трансформатора контактной машины в режиме реального времени и корректной работы в сети с ненулевым сопротивлением, а также методов управления транзисторным ИП, обеспечивающих компенсацию высших гармоник тока при работе в комплексе с тиристорными ИП, что позволит увеличить не только $\cos\varphi_l$ комплекса источников питания, но и его КМ.

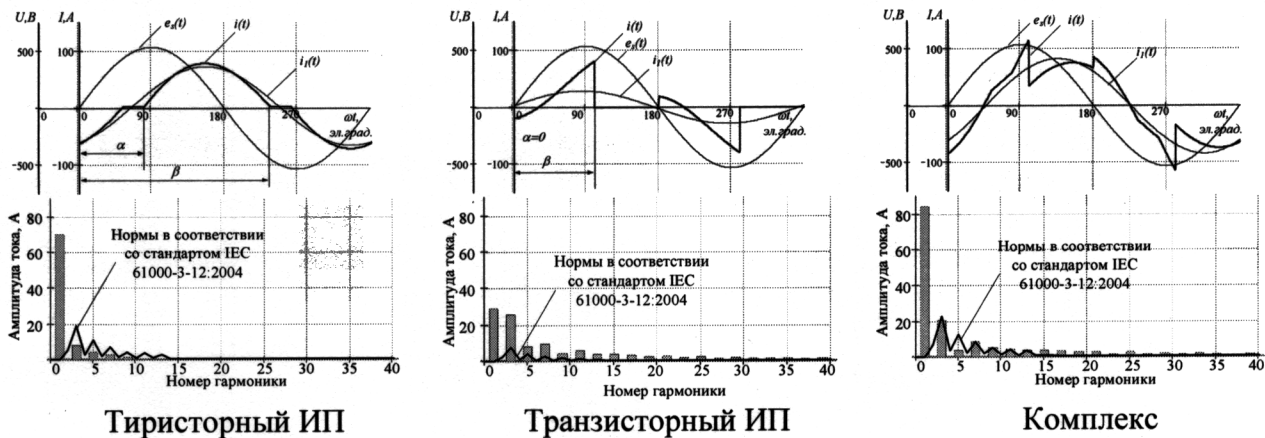


Рис. 8

Тип ИП	P , Вт	α , эл.град.	β , эл.град.	PF	$PF1$	THD_b , %
Тиристорный ИП	$7,6 \cdot 10^3$	80	234	0,406	0,41	14,06
Транзисторный ИП	$7,6 \cdot 10^3$	0	100,5	0,806	0,996	72,7
Комплекс	$1,52 \cdot 10^4$	-	-	0,654	0,682	29,2

Выводы. 1. Применение транзисторного источника питания позволяет управлять как активной, так и реактивной мощностями, потребляемыми машиной контактной сварки, что дает возможность повысить коэффициент мощности источника питания.

2. Применение транзисторного источника питания в комплексе с существующим тиристорным источником питания даст возможность осуществить компенсацию реактивной мощности (ограниченно), что позволит обеспечить повышение коэффициента мощности такого комплекса в целом.

1. Бурлака В.В., Поднебенна С.К., Гулаков С.В. Сучасні силові активні фільтри та імпульсні джерела живлення з корекцією коефіцієнта потужності. – Мариуполь: ПДТУ, 2015. – 196 с.
2. Гальперин В., Колесник Д. Обеспечение электромагнитной совместимости промышленного технологического оборудования // Электрооборудование и ремонт. – 2008. – № 7. – С. 8–12.
3. Голубев В.В. Импульсное преобразование переменного напряжения. – К.: Наук. думка, 2014. – 247 с.
4. Письменный А.А. Повышение энергоэффективности машин для контактной точечной сварки за счет продольной компенсации реактивной мощности // Автоматическая сварка. – 2014. – № 1. – С. 29–33.
5. Туманов М.П. Теория импульсных, дискретных и нелинейных САУ: Уч. пособие. – М.: МГИЭМ, 2005. – 63 с.
6. Шевцов А.А., Глибин Е.С. Источник питания контактной сварочной машины // Пат. RU 2421311, МПК В23К 11/25(2006.01). Опубликовано 20.06.2011, Бюл. №17.
7. Kumar P. Sravan, Mahendar B., Shruthi M. Design and Implementation of AC Chopper // International Journal of Emerging Engineering Research and Technology. – Vol. 2. – Issue 1. – 2014. – P. 36–41.
8. Saleem J. Power Electronics for Resistance Spot Welding Equipment // Mid Sweden University Licentiate Thesis. – Sundsvall. – 2012. – 42 p.
9. Sun J. New leading/trailing edge modulation strategies for two-stage PFC AC/DC adapters to reduce DC-link capacitor ripple current // Thesis for the degree of master of science. – 2007. – 87 p.

10. *Thiago B. Soeiro, Clovis A. Petry, Joao C. dos S. Fagundes, and Ivo Barbi.* Direct AC-AC Converters Using Commercial Power Modules Applied to Voltage Restorers // IEEE transactions on industrial electronics. – Vol. 58, N. 1. – 2011. – P. 278–288.
11. *Wagner M., Kolb S.* Efficiency Improvements for High Frequency Resistance Spot Welding // 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE). – 2013. – P. 1–9. DOI: 10.1109/EPE.2013.6634720

УДК 621.791.76, 621.791.036, 621.7-52

С.К. Поднебenna, канд. техн. наук, **В.В. Бурлака**, канд. техн. наук, **С.В. Гулаков**, докт. техн. наук
ДВНЗ «Приазовський державний технічний університет»,
вул. Університетська, 7, м. Маріуполь, 87500, Україна

Щодо питання підвищення коефіцієнта потужності однофазного джерела живлення машин контактного зварювання

Розглянуто: підвищення cosφ джерел живлення однофазних машин контактного зварювання за рахунок зниження споживання реактивної потужності; недоліки тиристорних джерел живлення і фактори, що їх зумовили; застосування транзисторного джерела живлення, що забезпечує можливість управління струмом протягом періоду мережі. Це дає змогу регулювати як споживану джерелом активну потужність, яка визначається технологічним процесом, так і реактивну. Показано, що розглянуте джерело може працювати в режимі генерації реактивної потужності, що дає змогу використовувати його для компенсації останньої при роботі його в комплексі з існуючими тиристорними джерелами живлення. Бібл. 11, рис. 8, таблиця.

Ключові слова: машина контактного зварювання, джерело живлення, коефіцієнт потужності, компенсація реактивної потужності.

S.K. Podnebenna, V.V. Burlaka, S.V. Gulakov

State Higher Educational Institution «Priazovskiy State Technical University»,
Universytetska, 7, Mariupol, 87500, Ukraine

To the question of increasing the power factor of resistance welding machine's single-phase power supplies

This work aims to resistance welding machine's power supplies power factor's increasing. This is achieved by reducing of reactive power consumption. The disadvantages of resistance welding machine's thyristor-based power supplies, are considered. The factors that caused these disadvantages were analyzed. Application of transistor-based power supply to resistance welding machine was considered. This power supply realized not only leading-edge modulation, like thyristor-based power supply, but trailing-edge modulation too, thus allowing to control the input current during the mains period. This allows to control of power supply' active and reactive power. Unlike the thyristor-based power supply, transistor-based power supply can work in both modes: in VAR consumption mode and VAR generation mode. This makes possible to allow VAR power compensation by using transistor-based power supply in conjunction with thyristor-based power supply. References 11, figures 8, table.

Key words: resistance welding machine, power supply, power factor, VAR compensation.

Надійшла 27.12.2016

Received 27.12.2016