

## РАБОТА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ ИХ ПАРАЛЛЕЛЬНОМ ВКЛЮЧЕНИИ

© 2020 г. Д. Н. Огородников<sup>а,\*</sup>, В. В. Гребенников<sup>а</sup>,  
И. С. Фадеев<sup>б</sup>, Е. В. Ярославцев<sup>а</sup>

<sup>а</sup> *Национальный исследовательский Томский политехнический университет  
Россия, 634050, Томск, просп. Ленина, 30*

<sup>б</sup> *ООО “Транснефть-Восток”  
Россия, 665734, Братск Иркутской обл., ж.р. Энергетик, ул. Олимпийская, 14*

\*e-mail: [ogorodnikov@tpu.ru](mailto:ogorodnikov@tpu.ru)

Поступила в редакцию 30.10.2019 г.

После доработки 30.10.2019 г.

Принята к публикации 01.11.2019 г.

Показана возможность уменьшения установленной мощности конденсаторов фильтров, т.е. произведения действующих значений напряжения и тока конденсатора к мощности нагрузки преобразователя постоянного напряжения. Для экспериментального исследования использовался преобразователь постоянного напряжения понижающего типа мощностью 40 Вт. Разработана математическая модель и проведено исследование изменения установленной мощности для компонентов преобразователя в зависимости от коэффициента заполнения и количества ячеек преобразователя. Представлены расчетные и экспериментальные зависимости от коэффициента заполнения при различных количествах используемых ячеек преобразователя постоянного напряжения: установленных мощностей конденсаторов входного и выходного фильтра, действующей величины входного тока. Получено соответствие расчетных и экспериментальных значений с погрешностью не более 10%.

DOI: 10.31857/S0032816220020160

Для построения источников питания электронной аппаратуры широко используются импульсные преобразователи постоянного напряжения (п.п.н.). Их используют в качестве стабилизаторов напряжения, и стабилизаторов тока. Такие преобразователи обладают высоким коэффициентом полезного действия и малыми массогабаритными параметрами. Некоторым типам п.п.н. (например, понижающему) присущ прерывистый характер тока, потребляемого из первичного источника. В связи с этим данные преобразователи всегда имеют фильтр во входной цепи, обычно емкостный [1].

Причиной необходимости емкостного фильтра на входе даже маломощного преобразователя является то обстоятельство, что первичный источник преобразователя всегда обладает выходным сопротивлением конечной величины. При прерывистом характере потребления тока на выходном сопротивлении образуется переменная составляющая напряжения, которая, складываясь с э.д.с. источника, создает пульсации. Амплитуда пульсаций зависит как от величины выходного сопротивления, так и от потребляемого из первичного источника тока [2].

Введение емкостного фильтра позволяет свети к минимуму амплитуду пульсаций, причем величина необходимой емкости зависит только от действующей величины потребляемого тока. В свою очередь, действующая величина потребляемого тока может быть много больше средней величины, например, при низком коэффициенте заполнения, т.е. при передаче в нагрузку преобразователя одной и той же мощности величина необходимой емкости фильтра может существенно различаться.

В данной работе сообщается о возможности уменьшения действующей величины входного тока и установленной мощности для конденсаторов входного фильтра и фильтра на выходе при неизменности характеристик преобразователя в целом, если использовать несколько п.п.н. в параллельном включении при синхронизации управляющих ими сигналов между собой. Как следствие, имеется возможность уменьшения емкостей указанных конденсаторов и стоимости преобразователя в целом. Параллельная работа преобразователей постоянного напряжения используется, например, при построении источников питания для процес-



воздействия, но может распространяться и на большие интервалы при увеличении верхнего предела суммы:

$$I_{\text{вх}}(t) = \sum_{n=1-N}^{2N-1} \left\{ \left[ \left( t - \frac{nT}{N} \right) - \frac{\gamma T}{2} \right] \frac{U(1-\gamma)}{LI_{\text{H}}} N + 1 \right\} \times \quad (1)$$

$$\times \frac{I_{\text{H}}}{N} \Phi \left( t - \frac{nT}{N} \right) \Phi \left( \frac{nT}{N} + \gamma T - t \right),$$

где  $T$  – период функции;  $N$  – количество п.п.н., включенных параллельно;  $\gamma$  – коэффициент заполнения импульсов управления;  $U$  – входное напряжение преобразователя;  $L$  – индуктивность дросселей  $L_1$  и  $L_2$ ;  $I_{\text{H}}$  – ток нагрузки преобразователя.

Используя (1), можно провести последовательные вычисления всех необходимых зависимостей и величин:

$$I_{\text{вх ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T I_{\text{вх}}(t) dt, \quad (2)$$

$$I_{\text{вх д}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_{\text{вх}}^2(t) dt}, \quad (3)$$

$$I_{C_{\text{вх}}}(t) = I_{\text{вх}}(t) - I_{\text{вх ср}}, \quad (4)$$

$$I_{C_{\text{вх д}}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_{C_{\text{вх}}}(t) dt}, \quad (5)$$

$$S_{C_{\text{вх}}} = \frac{I_{C_{\text{вх д}}} U}{P_{\text{H}}} = \frac{I_{C_{\text{вх д}}} U}{I_{\text{H}} U \gamma} = \frac{I_{C_{\text{вх д}}}}{I_{\text{H}} \gamma}. \quad (6)$$

Для вычислений использовалась среда MathCAD, вычисления проводились по (2)–(6) подстановкой (1) в эмпирическом виде, так как вывод конечных формул представляет собой трудоемкую задачу, не являясь необходимым условием построения математической модели. По результатам вычислений получены зависимости  $I_{\text{вх д}}(\gamma)$  и  $S_{C_{\text{вх}}}(\gamma)$  для нескольких значений  $N$  при изменении  $\gamma$  в пределах 0.01–0.99. В данном случае были построены зависимости для  $N = 1, 2, 3$ .

Для определения установленной мощности конденсатора  $C_{\text{вх}}$  необходимо определить выражения для тока дросселей  $L_1, L_2$  (в общем случае  $L_N$ ). В описываемой математической модели применены выражения следующего вида:

$$I_{L \text{ up}}(t) = \sum_{n=1-N}^{2N-1} \left\{ \left[ \left( t - nT \right) - \frac{\gamma T}{2} \right] \frac{U(1-\gamma)}{LI_{\text{H}}} N + 1 \right\} \times \quad (7)$$

$$\times \frac{I_{\text{H}}}{N} \Phi(t - nT) \Phi(nT + \gamma T - t),$$

$$I_{L \text{ down}}(t) = \sum_{n=1-N}^{2N-1} \left\{ \left[ \frac{T(1-\gamma)}{2} - (t - nT - \gamma T) \right] \frac{U\gamma}{LI_{\text{H}}} N + 1 \right\} \times \quad (8)$$

$$\times \frac{I_{\text{H}}}{N} \Phi(t - nT - \gamma T) \Phi(nT + T - t),$$

$$I_{L i}(t) = I_{L \text{ up}} \left( t - \frac{(i-1)T}{N} \right) + I_{L \text{ down}} \left( t - \frac{(i-1)T}{N} \right), \quad (9)$$

где  $I_{L \text{ up}}(t)$  – временная зависимость тока дросселя для интервала нарастания,  $I_{L \text{ down}}(t)$  – временная зависимость тока дросселя для интервала спада,  $I_{L i}(t)$  – полная временная зависимость тока дросселя в ячейке  $i$  (при общем количестве ячеек, равном  $N$ ).

Подставляя необходимые значения  $N$  и  $i$  и используя (9), можно получить полную временную зависимость для тока дросселя любой из ячеек преобразователя.

Определение установленной мощности конденсатора  $C_{\text{вх}}$  осуществляется подстановкой (9) в следующие выражения:

$$I_{C_{\text{вх}}}(t) = \left( \sum_{i=1}^N I_{L i}(t) \right) - I_{\text{H}}, \quad (10)$$

$$I_{C_{\text{вх д}}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_{C_{\text{вх}}}(t) dt}, \quad (11)$$

$$S_{C_{\text{вх}}} = \frac{I_{C_{\text{вх д}}} \gamma U}{P_{\text{H}}}. \quad (12)$$

Как и ранее, вычисления проводились подстановкой (9) в эмпирическом виде. По результатам вычислений строится зависимость  $S_{C_{\text{вх}}}(\gamma)$  для нескольких значений  $N$  при изменении  $\gamma$  в пределах 0.01–0.99.

Для приведения математической модели преобразователя в соответствие исследуемому устройству индуктивность  $L_N$  принята величиной постоянной независимо от количества ячеек, а минимальный коэффициент запаса по индуктивности, в случае трех ячеек,  $B_{\text{min}} = (L_N/L_{\text{кр}}) = 2$ , где величина критической индуктивности  $L_{\text{кр}}$  вычисляется для  $\gamma = 0.5$ :

$$L_{\text{кр}} = \frac{UTN\gamma(1-\gamma)}{2I_{\text{H}}} = \frac{UT \cdot 3 \cdot 0.5(1-0.5)}{2I_{\text{H}}} = \frac{3UT}{8I_{\text{H}}}. \quad (13)$$

## РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТА И РАСЧЕТОВ

На рис. 2 в одном масштабе приведены теоретические сфазированные диаграммы входного тока преобразователя для случаев  $N = 1, 2, 3$  и ко-

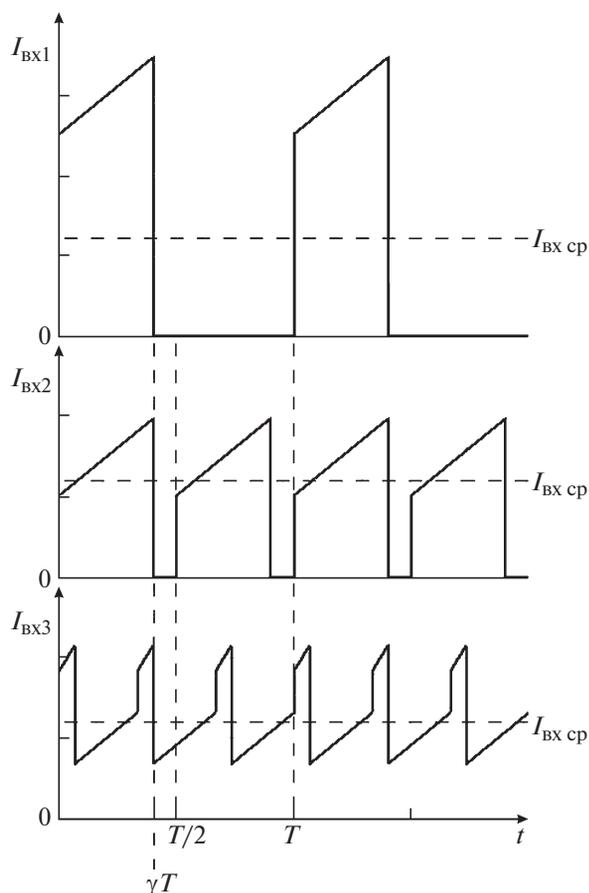


Рис. 2. Временные диаграммы входного тока при различном количестве ячеек.

эфициента заполнения импульсов управления  $\gamma = 0.4 = \text{const}$ , построенные по (1). Ток нагрузки имеет одну и ту же величину для всех трех случаев, поэтому средняя величина входного тока тоже одинакова, что показано на диаграмме. Согласно (4), диаграмму тока входного конденсатора  $I_{C_{\text{вх}}}(t)$  можно получить смещением диаграммы  $I_{\text{вх}}(t)$  вниз по оси ординат на величину  $I_{\text{вх ср}}$ . Поэтому по диаграмме на рис. 2 можно оценивать величину как действующего входного тока, так и действующего тока конденсатора  $C_{\text{вх}}$ .

Уже при  $N = 2$  (диаграмма  $I_{\text{вх}2}(t)$ ) почти в 2 раза уменьшается амплитуда входного тока с последу-

ющим из этого уменьшением  $I_{\text{вх д}}$  и  $I_{C_{\text{вх д}}}$ . При  $N = 3$  входной ток становится непрерывным, что связано с выполнением неравенства  $\gamma > 1/N$ , определяющего прерывистым является входной ток или непрерывным. Другими словами, при  $\gamma > 1/N$  появляются временные интервалы, в которых силовые ключи находятся в открытом состоянии одновременно в двух и более ячейках преобразователя. Хотя в рассматриваемом случае это и привело к увеличению максимального значения входного тока по сравнению со случаем  $N = 2$ , однако амплитуда его переменной составляющей, влияющая на  $I_{C_{\text{вх д}}}$ , уменьшилась.

Таким образом, построение п.п.н. по предложенному способу позволяет более равномерно распределить во времени потребление энергии из первичного источника, к которому, в данном случае, нужно отнести и входной фильтр  $L_{\text{ф}}C_{\text{вх}}$ . Другими словами, для первичного источника преобразователь становится в большей степени активной нагрузкой, чем реактивной, с увеличением количества ячеек. Отрицательным эффектом здесь является увеличение в  $N$  раз частоты  $I_{\text{вх}}(t)$ , приводящее к такому же увеличению частоты пульсаций напряжения на  $C_{\text{вх}}$ , всегда имеющих место в реальном устройстве, что требует применения более высокочастотных конденсаторов [7].

На рис. 3 приведены теоретические сфазированные диаграммы токов дросселей для случаев  $N = 2, 3$  и указанной выше величине  $\gamma$ . Средняя величина тока дросселя в любой из ячеек одинакова и равна  $I_{\text{н}}/N$ . Коэффициент запаса по индуктивности  $B$  обратно пропорционален  $N$ , т.е. для поддержания тока дросселя в непрерывном режиме дроссель должен иметь тем большую индуктивность, чем больше ячеек п.п.н. Данные также были подтверждены моделированием преобразователя в OrCAD.

Расчетные и экспериментальные зависимости  $I_{\text{вх д}}(\gamma)$ ,  $S_{C_{\text{вх}}}(\gamma)$ ,  $S_{C_{\text{вых}}}(\gamma)$  представлены соответственно на рис. 4, 5, 6, причем экспериментально полученные зависимости отображены штриховыми линиями. Экспериментальные значения отличаются от расчетных не более чем на 10% во всех точках, кроме точек  $S_{C_{\text{вх}2}}(\gamma)$  и  $S_{C_{\text{вых}2}}(\gamma)$  при  $\gamma = 0.5$ .

Таблица 1. Экономический эффект

Конденсаторы	$N$	Действующий ток конденсатора, А	Количество, тип конденсаторов	Стоимость	Экономия
$C_{\text{вх}}$	1	298.6	14, B43564D4338 EPCOS	$14 \times 65 \$ = 910 \$$	753 \$
	3	110	10, B43564C4158 EPCOS	$10 \times 21.7 \$ = 217 \$$	
$C_{\text{вых}}$	1	47.9	4, B43564C4158 EPCOS	$4 \times 21.7 \$ \approx 87 \$$	
	3	18.8	6, B43231A9477 EPCOS	$6 \times 4.5 \$ = 27 \$$	

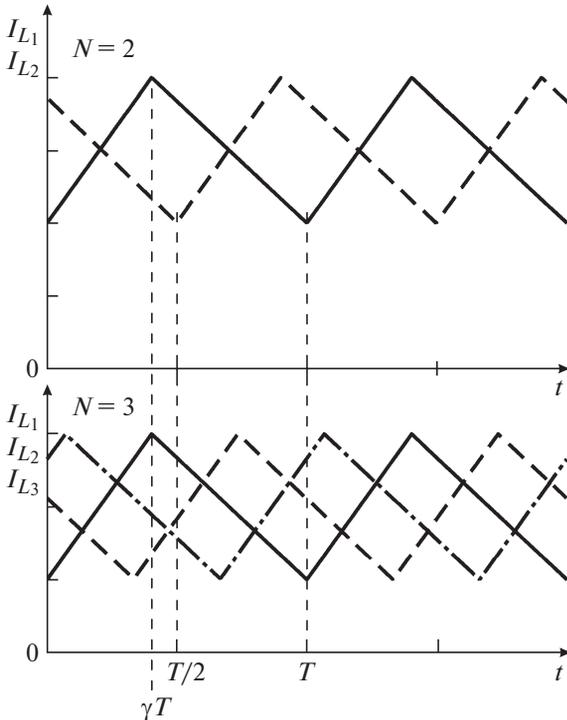


Рис. 3. Временные диаграммы токов дросселей в ячейках преобразователя.

Анализ (3) показал, что при  $\gamma < 1/N$  величина входного действующего тока уменьшается в  $1/\sqrt{N}$  раз по сравнению с одиночным п.п.н. В остальной области изменения  $\gamma$  зависимость не представляется в аналитическом виде. Максимальное значение  $I_{\text{вх д}}$ , достигаемое при  $\gamma = 1$ , независимо от  $N$  равно  $I_{\text{н}}$ . На рис. 4 представлены зависимости для случаев  $N = 1, 2$ . Для  $N = 3$  значения  $I_{\text{вх д}}$  отличны от значений при  $N = 2$  не более чем на 10–15% при  $\gamma > 0.33$ .

Для зависимостей  $S_{\text{с вх}}(\gamma)$  и  $S_{\text{с вых}}(\gamma)$ , построенных для  $N = 1, 2, 3$  и представленных соответственно на рис. 5 и 6, характерно наличие  $(N - 1)$  локальных минимумов, которые находятся в точках  $\gamma = i/N$ , где  $i = 1, 2, \dots, N$ . Другими словами, указанные локальные минимумы находятся в переходных точках, когда при меньшей величине  $\gamma$  одновременно открытые ключи присутствуют в  $i$ , а при большей в  $(i + 1)$  ячейках. Теоретически величина  $S_{\text{с вых}}$  достигает в этих точках нулевого значения, но экспериментальное исследование на примере зависимости  $S_{\text{с вых}2}(\gamma)$  показало, что в реальном устройстве достижение такой величины невозможно. Основная причина этого – наличие паразитных параметров, в частности эквивалентного последовательного сопротивления и индуктивности конденсатора  $C_{\text{вых}}$ .

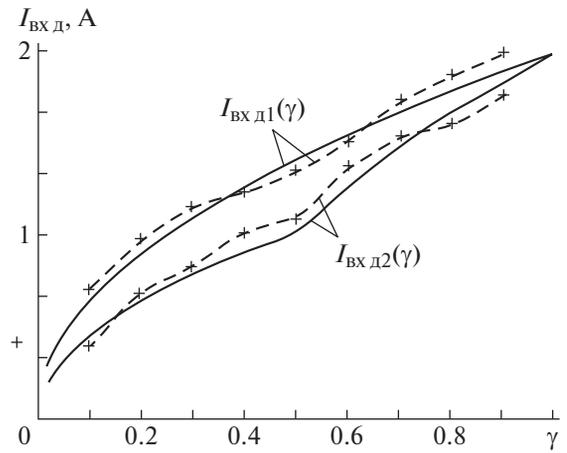


Рис. 4. Расчетные и экспериментальные зависимости действующего значения входного тока  $I_{\text{вх д}}(\gamma)$  для  $N = 1, 2$ .

Полученные зависимости также являются функцией  $B_{\text{мин}}$  – минимального коэффициента запаса по индуктивности, который при постоянном токе нагрузки определяется по (13). Для всех приведенных результатов  $B_{\text{мин}} = 2$ . Проведение расчетов и построение зависимостей для других значений  $B_{\text{мин}}$  показало следующее:

- 1)  $S_{\text{с вых}}(\gamma) = k(\gamma)/B_{\text{мин}}$ , т.е., величина  $B_{\text{мин}}$  не влияет на характер зависимости, определяя лишь нормирующий коэффициент относительно случая  $B_{\text{мин}} = 1$  (граничный режим);
- 2)  $S_{\text{с вх}3}(\gamma) \leq S_{\text{с вх}2}(\gamma)$  при  $B_{\text{мин}} = 1$  для любого возможного значения  $\gamma$ , при  $B_{\text{мин}} \rightarrow \infty S_{\text{с вх}}(\gamma) \rightarrow 0$  для  $\gamma = i/N$ , причем диапазон  $\gamma$ , в котором  $S_{\text{с вх}3}(\gamma) > S_{\text{с вх}2}(\gamma)$ , составляет  $\gamma \approx 0.45-0.55$  для  $2 \leq B_{\text{мин}} \leq \infty$ .

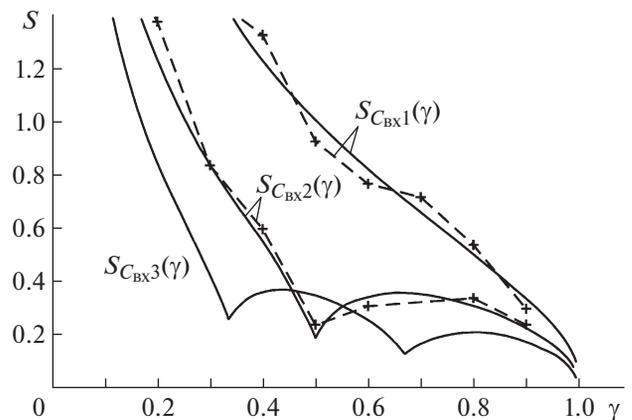


Рис. 5. Расчетные и экспериментальные зависимости установленных мощностей конденсаторов входного фильтра  $S_{\text{с вх}}(\gamma)$  для  $N = 1, 2, 3$ .

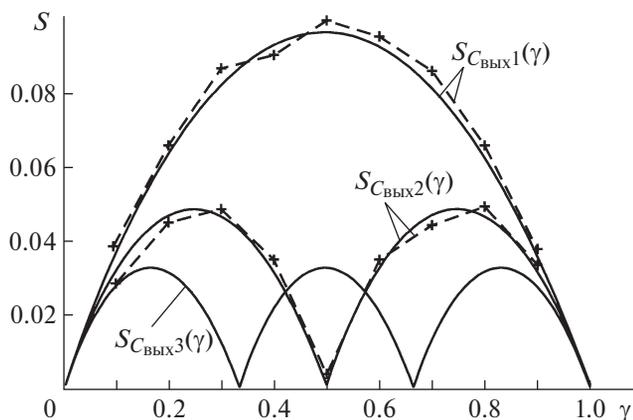


Рис. 6. Расчетные и экспериментальные зависимости установленных мощностей конденсаторов выходного фильтра  $S_{C_{вых}}(\gamma)$  для  $N = 1, 2, 3$ .

Проведение спектрального анализа зависимости  $I_{вх}(t)$  на рис. 2 показало, что в спектре присутствуют гармоники, только пропорциональные  $N$ , причем амплитуда соответствующих гармоник не зависит от  $N$ . Другими словами, с увеличением количества ячеек п.п.н. в спектре  $I_{вх}(t)$  изменяется только частота основной гармоники, амплитуда же ее остается неизменной. Поэтому, несмотря на видимое увеличение частоты  $I_{вх}(t)$ , обеспечение электромагнитной совместимости преобразователя с первичным источником осуществляется одинаковыми средствами для любого значения  $N$ . С другой стороны, уменьшение действующей величины входного тока (рис. 4) позволяет использовать проводники меньшего сечения при одной и той же мощности нагрузки, что для преобразователей большой мощности является весьма ощутимым преимуществом.

Увеличение количества элементов в исследуемом преобразователе, относительно одиночного п.п.н., происходит с пропорциональным уменьшением среднего тока, протекающего через них, что позволяет использовать более дешевые компоненты. Это в первую очередь относится к силовым транзисторам и диодам. Уменьшение среднего тока через дроссель вместе с увеличением числа дросселей требует увеличения их индуктивностей для поддержания режима непрерывных токов, но позволяет использовать обмотку и сердечник меньших сечений.

Основной выигрыш в стоимости преобразователя происходит из-за возможности применения

входного и выходного конденсаторов с меньшей нагрузочной способностью по току. Экономический эффект на примере стабилизатора тока для сварочной машины мощностью до 250 кВт представлен в табл. 1 [8]. Основные параметры стабилизатора тока: входное напряжение 500 В, ток нагрузки 700 А при напряжении на нагрузке 380 В.

**Выводы.** При параллельном включении п.п.н. в случае  $B_{min} = 2$ :

– действующая величина входного тока уменьшается:

- в 1.41 раза при  $\gamma < 0.5$ , в среднем в 1.2 раза при  $0.5 < \gamma < 0.8$  для  $N = 2$ ,

- в 1.73 раза при  $\gamma < 0.33$ , в среднем в 1.4 раза при  $0.33 < \gamma < 0.66$  для  $N = 3$ ;

– суммарная величина установленной мощности конденсаторов  $C_{вх}$  и  $C_{вых}$  уменьшается:

- в среднем в 2.5 раза при рабочем диапазоне изменения  $\gamma = 0.35–0.65$  для  $N = 2$ ,

- в среднем в 3.6 раза при рабочем диапазоне изменения  $\gamma = 0.2–0.4$  для  $N = 3$ ;

– при рабочем диапазоне  $\gamma = 0.45–0.8$  наиболее выгодно использовать не менее двух ячеек п.п.н., а при  $\gamma = 0–0.5$  – не менее трех;

– экономический эффект на примере стабилизатора тока для сварочной машины максимальной мощностью 250 кВт составил 753 \$, что ориентировочно составляет 10–15% от его общей стоимости.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Зиновьев Г.С.* Основы силовой электроники: Уч. пособие. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003.
2. *Семенов Б.Ю.* Силовая электроника: от простого к сложному. М.: Солон-пресс, 2006.
3. *Конягин А.В.* // Мир периферийных устройств ПК. 2006. № 4. <http://www.mirpu.ru/motherboard/81-2011-02-12-20-10-05/153-intel-pentium-amd.html>
4. *Multiphase Controllers / Renesas.* October 2019. <https://www.renesas.com/eu/en/products/power-management/pwm-switching-controller/multiphase-controllers.html>
5. *Пахомов С.* // Компьютер пресс. 2009. № 8. <http://compress.ru/article.aspx?id=20689#10>
6. *Буркин Е.Ю., Свиридов В.В., Степанов Е.Ю.* // Изв. Том. политехн. ун-та. 2012. Т. 321. № 4. С. 155.
7. *Кадацкий А.Ф.* Автореф. дис. ... докт. техн. наук. М.: МЭИ, 1996. 19 с.
8. *Findchips: electronic components / Findchips.* October 2019. <https://www.findchips.com>