

## БЛОК ПИТАНИЯ С ОДНОФАЗНЫМ КОРРЕКТОРОМ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ ДЛЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПОСТОЯННОГО И ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

А. В. Войтенко, П. И. Алифиренко

*Одесский национальный политехнический университет*

**Аннотация.** Проводится сравнительный анализ энергетических параметров двух блоков питания, предназначенных для электроприводов постоянного и переменного тока. Один из блоков питания содержит однофазный корректор коэффициента мощности, который является частью системы регулирования напряжения, а второй блок питания не имеет ни корректора коэффициента мощности, ни системы регулирования напряжения.

**Ключевые слова:** блок питания, однофазный корректор коэффициента мощности, коэффициент мощности, активная мощность, полная мощность, коэффициент полезного действия, пульсации напряжения.

### Введение

Увеличение стоимости электроэнергии, способствует разработке и внедрению энергосберегающих технологий во все отрасли промышленности. Широкое использование в промышленности электроприводов постоянного и переменного тока (ЭП) сопровождается потреблением из сети не только активной энергии, но и реактивной энергии, которая создаёт дополнительную нагрузку на сеть. Для того, чтобы реактивная энергия не потреблялась, и коэффициент мощности (КМ) был близок к единице, необходимо, чтобы из сети потреблялся ток, совпадающий по форме и по фазе с синусоидальным напряжением сети. Обычно для уменьшения потребления реактивной энергии применяют электроприводы, в схеме преобразовательного устройства которых используется звено постоянного тока с нерегулируемым постоянным напряжением и широтно-импульсный преобразователь напряжения, который преобразует нерегулируемое постоянное напряжение звена постоянного тока в регулируемое напряжение постоянного или переменного тока. Использование в ЭП звена постоянного тока уменьшает сдвиг по фазе первой гармоники потребляемого тока относительно синусоидального напряжения в сети, но искажает гармонический состав потребляемого тока. Поэтому при использовании электроприводов со звеном постоянного тока основной причиной пониженного значения КМ является наличие высших гармоник в составе потребляемого из сети тока. В настоящее время в большинстве электроприводов используются пассивные методы компенсации реактивной мощности (например, сетевые

фильтры, выполненные на базе дросселей и конденсаторов) [1-4], что позволяет уменьшить долю высших гармоник в составе потребляемого из сети тока и повысить КМ. Для того, чтобы повысить КМ ещё больше целесообразно в электроприводах использовать блоки питания (БП) с активным корректором коэффициента мощности (ККМ) [1-8]. Поскольку использование ККМ существенно усложняет схему БП, то желательно с помощью ККМ не только повысить КМ, но и обеспечить стабилизацию выходного напряжения БП на требуемом уровне. Возможность регулирования напряжения на выходе блока питания позволит использовать одну и ту же конструкцию блока питания в электроприводах постоянного и переменного тока, в которых используются двигатели с разным номинальным напряжением.

### Функциональная схема БП

Функциональная схема БП с активным ККМ для однофазной сети приведена на рис. 1 и представляет собой 2-контурную систему регулирования напряжения, в состав которой входят внешний контур регулирования выходного напряжения БП и внутренний контур регулирования тока, который ККМ потребляет из сети. В состав функциональной схемы БП с ККМ входит: мостовая схема однофазного неуправляемого выпрямителя, дроссель  $L$ , импульсный преобразователь напряжения параллельного типа, выполненный на базе транзистора  $VT$ , разделительный диод  $VD$ , конденсаторный фильтр  $C$ , датчики тока и напряжения (соответственно ДТ и ДН), регулятор напряжения  $RH$ , релейный регулятор тока  $PPT$ . Активное сопротивление  $R_{\Sigma}$  соответствует суммарной мощности потерь электрической энергии внутри БП с ККМ. Поскольку

рассматриваемая схема БП при работе двигателя в генераторном режиме не позволяет рекуперировать энергию в сеть, то для ограничения напряжения на конденсаторе фильтра С используется компаратор К и разрядный ключ, выполненный на транзисторе  $VT_T$ . При повышении напряжения на конденсаторе С увеличивается напряжение сигнала, поступающего с выхода резистивного делителя  $R_3-R_4$  на вход компаратора К. Как только напряжение на конденсаторе С превысит допустимое значение на выходе компаратора К появится сигнал единичного уровня, который

откроет транзисторный ключ  $VT_T$ . В результате конденсатор С начнет разряжаться через резистор  $R_T$  и открытый транзисторный ключ  $VT_T$ . Это приведет к уменьшению напряжения на конденсаторе С, и к уменьшению напряжения сигнала, поступающего с выхода резистивного делителя  $R_3-R_4$  на вход компаратора К. Как только напряжение на конденсаторе С уменьшится до допустимого значения на выходе компаратора К появится сигнал нулевого уровня, транзисторный ключ  $VT_T$  закроется, разряд конденсатора С через транзисторный ключ  $VT_T$  прекратится.

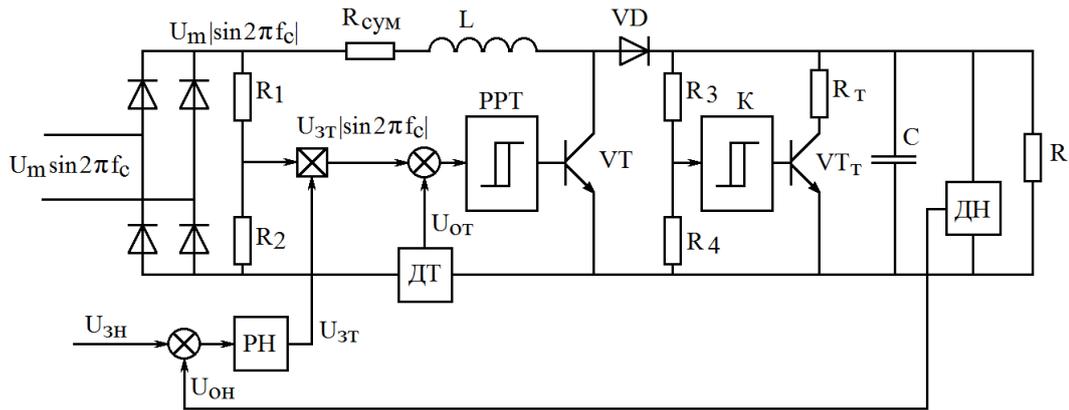


Рис. 1. Функциональная схема блока питания с ККМ.

На вход системы регулирования напряжения (СРН) поступает сигнал задания напряжения  $U_{зн}$ , из которого вычитается сигнал обратной связи по выходному напряжению БП  $U_{он}$ . Сигнал ошибки регулирования напряжения поступает на вход регулятора напряжения РН. На выходе РН формируется сигнал задания амплитуды входного тока БП, который умножается на сигнал, получаемый с помощью резистивного делителя  $R_1-R_2$ , который по форме и по фазе соответствует выпрямленному напряжению сети переменного тока, но имеет амплитуду, равную единице. В результате формируется сигнал задания тока, который по форме и по фазе совпадает с выпрямленным напряжением сети. Сигнал задания тока сравнивается с сигналом обратной связи по выпрямленному току, который БП потребляет из сети. Сигнал ошибки регулирования тока поступает на вход релейного регулятора тока (РРТ). На выходе РРТ формируется сигнал управления транзисторным ключом  $VT$ . При положительном значении сигнала ошибки по току транзисторный ключ  $VT$  открывается, что приводит к увеличению выпрямленного тока, потребляемого однофазным неуправляемым выпрямителем из сети. Увеличение значения выпрямленного тока сопровождается увеличением количества электромагнитной энергии, которая накапливается в ин-

дуктивности дросселя  $L$ . При открытом транзисторном ключе  $VT$  диод  $VD$  не проводит ток, и энергия в конденсатор  $C$  не поступает, но при этом цепь нагрузки с сопротивлением  $R$  потребляет энергию от конденсатора  $C$ , в результате напряжение на выходе БП уменьшается.

При отрицательном значении сигнала ошибки по току транзисторный ключ  $VT$  закрывается. Электромагнитная энергия, накопленная в индуктивности дросселя  $L$ , поступает через диод  $VD$  в конденсатор  $C$  и в цепь нагрузки с сопротивлением  $R$ . При этом напряжение на конденсаторе  $C$  и в цепи нагрузки с сопротивлением  $R$  увеличивается, а ток, протекающий в дросселе  $L$ , который однофазный неуправляемый выпрямитель потребляет из сети, уменьшается. Стабилизация среднего значения напряжения на выходе БП обеспечивается благодаря регулированию тока, который ККМ потребляет из сети, что достигается изменением скважности открытого состояния транзисторного ключа  $VT$ . Таким образом, в рассматриваемой СРН контур регулирования тока обеспечивает синусоидальную форму тока, который БП потребляет из сети, и совпадение по фазе этого тока с напряжением сети, а контур регулирования напряжения обеспечивает стабилизацию выходного напряжения БП на уровне заданного значения.

### Расчет параметров основных элементов схемы ККМ

При расчете параметров ККМ используем схему ККМ, которая показана на рис. 2. В установившемся режиме работы ККМ напряжение на выходе однофазного неуправляемого выпрямителя и ток, протекающий в дросселе L (если пренебречь высокочастотной пульсацией тока обусловленной коммутацией транзисторного ключа VT), представляют собой периодическую функцию  $f(\omega t) = a|\sin \omega t|$ , которая на интервале значений  $(0 \leq \omega t \leq 2\pi)$  может быть представлена в виде:

$$a \cdot |\sin \omega t| = \begin{cases} a \sin \omega t \text{ нпу} \cdot 0 \leq \omega t \leq \pi \\ -a \sin \omega t \text{ нпу} \cdot \pi \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases}$$

После разложения этой функции в ряд Фурье получим:

$$f(\omega t) = a \cdot |\sin \omega t| = \frac{4a}{\pi} \left( \frac{1}{2} - \frac{1}{3} \cos 2\omega t - \frac{1}{15} \cos 4\omega t - \frac{1}{35} \cos 6\omega t - \dots \right) \quad (1)$$

Из формулы (1) следует, что наибольшее значение в составе выпрямленного синусоидального тока (или напряжения) имеют постоянная составляющая и 2-я гармоника:

$$f(0) = \frac{2a}{\pi} \quad (2)$$

$$f(2\omega t) = -\frac{4a}{3\pi} \cos 2\omega t \quad (3)$$

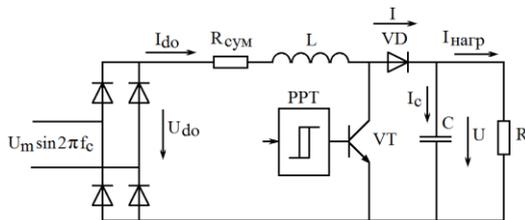


Рис. 2. Расчётная схема ККМ.

Если обозначить относительную продолжительность проводящего ток состояния транзистора VT на половине периода переменного напряжения питающей сети буквой  $\gamma_0$ , то на интервале  $\gamma_0$  ток протекает через дроссель L и через транзистор VT и не протекает через диод VD, а на интервале  $(1-\gamma_0)$  ток протекает через дроссель L и через диод VD, но не протекает через транзистор VT. С учётом этого для средних значений напряжений и токов можно записать уравнения (в соответствии с первым и вторым законами Кирхгоффа), которые описывают электромагнитные процессы в ККМ:

$$U_{d0} - (1-\gamma_0)U(t) = L \frac{dI_{d0}(t)}{dt} + rI_{d0}(t); \quad (4)$$

$$I_{d0}(t)(1-\gamma_0) = C \frac{dU(t)}{dt} + \frac{U(t)}{R}, \quad (5)$$

где  $U_{d0} = 2U_m/\pi$  – среднее значение выпрямленного напряжения на выходе однофазной мостовой схемы неуправляемого выпрямителя, которое определяется формулой (2) и является постоянной величиной;  $I_{d0}(t)$  – среднее значение тока, протекающего через дроссель L, которое является переменной величиной;  $\gamma_0$  – относительная продолжительность проводящего ток состояния транзистора VT на половине периода переменного напряжения питающей сети, которая является регулируемой величиной;  $U(t)$  – среднее значение выходного напряжения ККМ;  $C$  – емкость конденсатора фильтра на выходе ККМ;  $R$  – сопротивление нагрузки ККМ.

Для того, чтобы обеспечить заданное значение напряжения на выходе ККМ при изменении тока в цепи нагрузки значение  $\gamma_0$  может изменяться в интервале от 0 до 1.

Существуют различные методики расчета параметров ККМ [2, 5, 8]. В данной статье с незначительными доработками была использована методика расчета параметров ККМ, которая изложена в [2]. Для расчета параметров ККМ использовались следующие исходные данные:  $U_m = 311$  В – амплитуда напряжения сети;  $f = 50$  Гц – частота напряжения сети;  $U_H = 400$  В – номинальное напряжение на нагрузке, значение которого зависит от номинального напряжения используемого двигателя;  $I_{НАГР} = 10$  А – номинальный ток нагрузки;  $R = 40$  Ом – сопротивление цепи нагрузки, которое соответствует номинальному напряжению на нагрузке и номинальному току нагрузки.

1. Определяем среднее (базовое) значение выпрямленного напряжения на выходе выпрямителя:

$$U_{d0} = 2U_m / \pi;$$

$$U_{d0} = 2 \times 311 / \pi = 198,09 \approx 200 \text{ В.}$$

2. Определяется относительное значение напряжение на выходе ККМ:

$$U / U_{d0} = 400 / 200 = 2.$$

3. На основании графиков, приведенных в [2], определяем, что для того, чтобы получить на выходе ККМ напряжение в 2 раза превышающее  $U_{d0}$ , необходимо, чтобы внутреннее сопротивление ККМ удовлетворяло условию:

$$R_{СУМ} \leq 0,05 R.$$

В качестве примера рассмотрим случай, когда  $R_{СУМ} = 0,01 R$ , т.е.  $R_{СУМ} = 0,4$  Ом.

4. По графикам, приведенным в [2], определяем, что при  $U_{d0} = 200$  В напряжение на выходе

ККМ будет равно 400В если транзисторный ключ VT будет работать со скважностью  $\gamma_0=0,52$ .

5. Для того, чтобы обеспечить запас устойчивости ККМ  $\xi \geq \sqrt{2}/2$  при  $\gamma_0 = 0,52$  должно соблюдаться условие:

$$L \leq 0,355C.$$

6. Определим значение тока короткого замыкания ККМ:

$$I_{K3} = \frac{U_{d0}}{R_{CVM}} = \frac{200}{0,4} = 500 A.$$

7. Определим относительное значение номинального тока нагрузки:

$$I^* = I_H / I_{K3} = 10 / 500 = 0,02.$$

8. По графикам, которые приведены в [2], для значений  $U_H/U_{d0} = 2$ ,  $I_H/I_{K3} = 0,02$  определяем минимальное требуемое значение амплитуды выпрямленного тока, который протекает в дросселе L и, следовательно, определяем минимальное значение амплитуды переменного тока, который ККМ должен потреблять из сети, чтобы обеспечить правильное функционирование ККМ при токе нагрузки 10А:

$$I_m = 0,06 I_{K3};$$

$$I_m = 0,06 I_{K3} = 0,06 \times 500 = 30 A.$$

9. Учитывая то, что замкнутая система регулирования напряжения сохраняет работоспособность при условии, что пульсация сигнала обратной связи по напряжению не превышает 5%, определим допустимое значение амплитуды пульсации напряжения на нагрузке (допустимое значение удвоенной амплитуды переменной составляющей напряжения на нагрузке) по формуле:

$$U_{2m} = \frac{0,05 \cdot U_H}{2};$$

$$U_{2m} = \frac{0,05 \cdot 400}{2} = 10,0 B.$$

10. Поскольку ККМ формирует ток, потребляемый из сети, то можно рассматривать его как источник тока, который выпрямляется выпрямителем и протекает через индуктивность и далее делится на ток заряда конденсатора C и ток нагрузки, протекающий через резистор R. Пульсация выпрямленного тока, который протекает через дроссель L, в основном определяется амплитудой второй гармоники выпрямленного тока, значение которой можно определить по выражению (1) или по выражению (3):

$$I_{2m} = \frac{4}{3\pi} I_m;$$

$$I_{2m} = \frac{4}{3\pi} 30 = 12,74 A.$$

11. Определим амплитуду пульсации тока, который протекает в цепи нагрузки:

$$I_{2m.R} = \frac{U_{2m}}{R};$$

$$I_{2m.R} = \frac{10}{40} = 0,25 A.$$

12. Определим амплитуду пульсации тока, который протекает в цепи конденсатора:

$$I_{2m.C} = I_{2m} - I_{2m.R};$$

$$I_{2m.C} = 12,74 - 0,25 = 12,49 A.$$

13. Ёмкость конденсатора находим по формуле:

$$C = \frac{I_{2m.C}}{2 \cdot 2\pi f_C U_{2m}}; \quad (6)$$

$$C = \frac{12,49}{2 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 10} = 1,989 \cdot 10^{-3} F.$$

14. На основании п.5 определим индуктивность дросселя:

$$L \leq 0,355 \cdot 2,0 \cdot 10^{-3} = 0,706 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

В соответствии с п.14 выбираем индуктивность дросселя:

$$L = 0,5 \times 10^{-3} \text{ Гн}.$$

Рассчитанные параметры ККМ используем в виртуальной модели, которая предназначена для исследования электромагнитных и энергетических характеристик БП с ККМ и будет выполнена в пакетах Matlab и SimPowerSystems.

### Синтез контура регулирования напряжения

В структурной схеме системы регулирования напряжения, которая показана на рис.3, приняты следующие обозначения:

$H_{PH}(p)$  – передаточная функция пропорционально-интегрального регулятора напряжения;  $K_{OT}$  – коэффициент обратной связи по току;  $K_{OH}$  – коэффициент обратной связи по напряжению; C – ёмкость конденсатора фильтра в звене постоянного тока;  $U_{3H}$ ,  $U_{OH}$  – сигнал задания напряжения на выходе блока питания, сигнал обратной связи по выходному напряжению блока питания;  $U_{3T}$  – сигнал задания амплитуды синусоидального тока, потребляемого блоком питания из сети;

$U_C$  – середнее значение напряжения на выходе блока питания (на конденсаторе  $C$  фильтра в звене постоянного тока блока питания);  $I_C$  – среднее значение тока заряда или разряда конденсатора  $C$  в звене постоянного тока блока питания;  $I_{\text{нагр}}$  – среднее значение тока нагрузки, потребляемого от блока питания широтно-импульсным преобразователем или автономным инвертором;  $I$  – среднее значение тока, протекающего через диод  $VD$ .

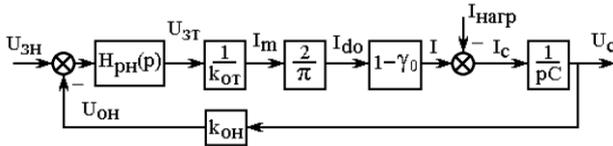


Рис. 3. Структурная схема системы регулирования напряжения

Система регулирования напряжения имеет внешний контур регулирования напряжения и внутренний контур регулирования тока. Поскольку в контуре регулирования тока используется регулятор тока релейного типа, то контур тока вырождается в пропорциональное звено с передаточной функцией:

$$H_{\text{СРТ}}(p) = \frac{I}{k_{\text{OT}}}.$$

Для уменьшения погрешности регулирования напряжения применим пропорционально-интегральный регулятор напряжения, который имеет передаточную функцию:

$$H_{\text{РН}}(p) = \frac{k_{\text{РН}}T_{\text{РН}}p + 1}{T_{\text{РН}}p}, \quad (7)$$

где  $k_{\text{РН}}$ ,  $T_{\text{РН}}$  – коэффициент усиления и постоянная времени пропорционально-интегрального регулятора напряжения.

На основании структурной схемы системы регулирования напряжения (рис.3) можно записать выражение, которое определяет выходное напряжение СРН (напряжение на конденсаторе):

$$U_C(p) = \frac{(k_{\text{РН}}T_{\text{РН}}p + 1) \frac{2(1-\gamma_0)}{\pi} U_{\text{ЗН}}(p) - k_{\text{ОН}}T_{\text{РН}}p I_{\text{нагр}}(p)}{T_{\text{РН}}k_{\text{ОН}}Cp^2 + k_{\text{РН}}T_{\text{РН}}k_{\text{ОН}} \frac{2(1-\gamma_0)}{\pi} p + \frac{2(1-\gamma_0)}{\pi} k_{\text{ОН}}}. \quad (8)$$

На основании (8) запишем выражение, которое определяет ошибку регулирования напряжения:

$$\Delta U_H(p) = \frac{T_{\text{РН}}k_{\text{ОН}}Cp^2 U_{\text{ЗН}}(p) + k_{\text{ОН}}k_{\text{ОН}}T_{\text{РН}}p I_{\text{нагр}}(p)}{T_{\text{РН}}k_{\text{ОН}}Cp^2 + k_{\text{РН}}T_{\text{РН}}k_{\text{ОН}} \frac{2(1-\gamma_0)}{\pi} p + \frac{2(1-\gamma_0)}{\pi} k_{\text{ОН}}}. \quad (9)$$

Из (9) следует, что СРН обладает астатизмом 2-го порядка по управлению и астатизмом 1-

го порядка по возмущающему воздействию ( $I_{\text{нагр}}$ ). Для установившегося режима работы выражение (9) принимает вид:

$$\Delta U_H(0) = 0 \cdot U_{\text{ЗН}}(0) + 0 \cdot I_{\text{нагр}}(0). \quad (10)$$

Из (10) следует, что в установившемся режиме работы СРН ошибка по управлению ( $U_{\text{ЗН}}$ ) и по возмущающему воздействию ( $I_{\text{нагр}}$ ) равна нулю.

На основании (8) можно записать передаточную функцию замкнутой системы регулирования напряжения по управляющему воздействию  $U_{\text{ЗН}}$ :

$$H_{\text{РН}}(p) = \frac{U_C(p)}{U_{\text{ЗН}}(p)} = \frac{(k_{\text{РН}}T_{\text{РН}}p + 1) \frac{2(1-\gamma_0)}{\pi}}{T_{\text{РН}}k_{\text{ОН}}Cp^2 + k_{\text{РН}}T_{\text{РН}}k_{\text{ОН}} \frac{2(1-\gamma_0)}{\pi} p + \frac{2(1-\gamma_0)}{\pi} k_{\text{ОН}}}. \quad (11)$$

Характеристический полином передаточной функции (11) можно привести к нормированному виду:

$$D_{\text{РН}}(p) = T_{\text{РН}}k_{\text{ОН}}C \left( p^2 + \frac{k_{\text{РН}}k_{\text{ОН}}}{k_{\text{ОН}}C} \frac{2(1-\gamma_0)}{\pi} p + \frac{2(1-\gamma_0)}{\pi} \frac{k_{\text{ОН}}}{T_{\text{РН}}k_{\text{ОН}}C} \right). \quad (12)$$

При значении  $0 < \gamma_0 < 1$  все коэффициенты характеристического полинома 2-го порядка передаточной функции (11) будут положительными, поэтому в соответствии с критерием Гурвица при значении  $0 < \gamma_0 < 1$  система регулирования напряжения будет устойчивой.

Выберем параметры регулятора напряжения на основании условия приведения характеристического полинома передаточной функции (11) к оптимальному виду:

$$D_{\text{ОПТ}}(p) = p^2 + A_1 \Omega_0 p + \Omega_0^2, \quad (13)$$

где  $\Omega_0$  – среднегеометрический корень характеристического полинома, который определяет быстродействие замкнутой системы регулирования напряжения;

$A_1$  – коэффициент, который определяет запас устойчивости замкнутой системы регулирования напряжения.

Приравнивая коэффициенты при одинаковых степенях оператора Лапласа нормированной части характеристического полинома (12) и оптимизированного характеристического полинома (13) получим систему уравнений:

$$\begin{cases} \frac{k_{\text{РН}}k_{\text{ОН}}}{k_{\text{ОН}}C} \frac{2(1-\gamma_0)}{\pi} = A_1 \Omega_0; \\ \frac{k_{\text{ОН}}}{T_{\text{РН}}k_{\text{ОН}}C} \frac{2(1-\gamma_0)}{\pi} = \Omega_0^2. \end{cases} \quad (14)$$

Из системы уравнений (14) получим формулы для определения параметров пропорционально-интегрального регулятора напряжения:

$$\begin{cases} k_{PH} = A_1 \Omega_0 \frac{k_{OT} C}{k_{OH}} \frac{\pi}{2(1-\gamma_0)}; \\ T_{PH} = \frac{k_{OH}}{k_{OT} C \Omega_0^2} \frac{2(1-\gamma_0)}{\pi}. \end{cases} \quad (15)$$

При синтезе контура регулювання напруги надо учесть, что пульсации выпрямленного напряжения на выходе однофазной мостовой схемы неуправляемого выпрямителя имеют амплитуду, равную амплитуде напряжения в сети переменного тока (311 В) и частоту равную 100Гц (628 рад/с). Для того, чтобы замкнутый контур регулювання напруги был работоспособен необходимо ослабить влияние этих пульсаций на работу контура регулювання напруги за счёт уменьшения полосы пропускания системы регулювання напруги. Для уменьшения амплитуды пульсаций в 10 раз и более необходимо, чтобы полоса пропускания контура регулювання напруги была меньше 10Гц (62,8 рад/с). При настройке замкнутой системы на полином Ньютона частота среза замкнутой системы в 2 раза превышает значение среднегеометрического корня. Поэтому значение среднегеометрического корня должно быть меньше 31,4 рад/с.

Проведём расчет параметров регулятора напруги для значений параметров:  $\gamma_0=0,52$ ;  $k_{OT} = 0,01$  В/А;  $k_{OH} = 0,01$ ;  $C = 1,989 \times 10^{-3}$  Ф;  $\Omega_0 = 30$  рад/с;  $A_1=2$ . После подстановки этих значений в формулы (46) получим:  $k_{PH}=0,393$ ;  $T_{PH}=0,170$ с.

На рис.4 показан график переходного процесса в БП с ККМ по выходному напряжению при сопротивлении цепи нагрузки  $R=40$  Ом, что соответствует мощности потребления электрической энергии от БП, равной 4 кВт.

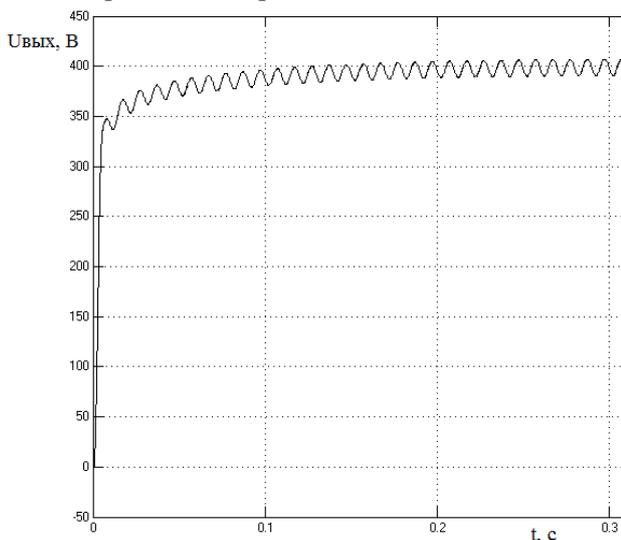


Рис. 4. График переходного процесса в СРН.

Как видно из графика для моделирования переходного процесса в системе регулювання напруги начальное напряжение заряда конденсатора было равно нулю. Длительность переходного процесса примерно равна 0,2 секунды.

### Оценка энергетических параметров БП с ККМ

Энергетические параметры блоков питания с ККМ и без ККМ будем рассматривать при условии, что напряжение в сети имеет синусоидальную форму (не содержит высших гармоник) и его эффективное значение равно  $U_{1эфф}$ . В этом случае значение постоянной составляющей тока, потребляемого из сети, будет равно нулю.

Известно, что существует два вида искажений - гармонические и нелинейные [1-8]. Гармонические искажения учитывают только сдвиг по фазе между синусоидальным током, который потребляется из сети, и синусоидальным напряжением сети. При наличии только гармонических искажений коэффициент мощности считается  $\cos\phi_1$  - косинус разности фаз между синусоидальным током, который потребляется из сети, и синусоидальным напряжением сети.

Нелинейные искажения учитывают отклонение от синусоиды формы тока, который потребляется из сети. В общем случае коэффициент мощности является параметром, который должен характеризовать как гармонические, так и нелинейные искажения создаваемые нагрузкой в сети переменного тока. При наличии нелинейных искажений коэффициент мощности (КМ) равен отношению активной мощности первой гармонической составляющей тока и напряжения к полной мощности электрической энергии, потребляемой из сети:

$$KM = P_1 / S.$$

где  $P_1$  - активная мощность первой гармоники тока и напряжения;  $S$  - полная мощность электрической энергии, потребляемой из сети.

При моделировании БП попробуем показать, что численные значения  $\cos\phi_1$  и КМ могут значительно отличаться друг от друга при наличии нелинейных искажений формы тока, который потребляется из сети.

В рассматриваемых моделях БП с ККМ и БП без ККМ действующее значение несинусоидального тока, потребляемого из сети, определяется по формуле:

$$I_{эфф(общ)} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(общ) dt},$$

где  $i_{(общ)}$  – мгновенное значение несинусоидального тока, потребляемого из сети;  $T$  – период синусоидального напряжения в сети.

При расчёте коэффициента мощности активную мощность электрической энергии, потребляемой из сети с синусоидальным напряжением, будем определять по формуле:

$$P_1 = U_{1эфф} I_{1эфф} \times \cos \varphi_1,$$

где  $I_{1эфф}$  – действующее значение первой гармоники тока, потребляемого из сети.

Полной мощностью называется произведение действующего значения напряжения на действующее значение несинусоидального тока:

$$S = U_{1эфф} \times I_{эфф(общ)}.$$

Значение коэффициента полезного действия БП будем определять по формуле:

$$\eta = \frac{P_{ВЫХ}}{P_{ОБЩ}},$$

где  $P_{ВЫХ}$  – активная мощность на выходе БП;  $P_{ОБЩ}$  – общая активная мощность, потребляемая БП от сети.

Активная мощность на выходе БП определяется по формуле:

$$P_{ВЫХ} = U_{0 Вых} I_{0 Вых}$$

где  $U_{0 Вых}$  – среднее значение выпрямленного напряжения на выходе БП;  $I_{0 Вых}$  – среднее значение выпрямленного тока на выходе БП.

Поскольку напряжение и ток на выходе БП имеют пульсации, то средние значения выпрямленного напряжения и тока определяются по формулам:

$$U_{0 Вых} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{0 Вых} dt ;$$

$$I_{0 Вых} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{0 Вых} dt ,$$

где  $u_{0 Вых}$  – мгновенное значение выпрямленного напряжения на выходе БП;  $i_{0 Вых}$  – мгновенное значение выпрямленного тока на выходе БП.

Полная активная мощность, потребляемая БП от сети, равна среднему значению мгновенной мощности за период синусоидального напряжения сети и определяется по формуле:

$$P_{ОБЩ} = \frac{1}{T} \int_0^T (u_1 \cdot i_{ОБЩ}) dt ,$$

где  $u_1$  – мгновенное значение напряжения в сети;  $i_{ОБЩ}$  – мгновенное значение тока, потребляемого из сети.

Поскольку при моделировании затруднительно определять среднее значение какой-либо физической величины за период синусоидального напряжения сети, то в модели определяется среднее значение какой-либо физической величины за модельное время. При оценке энергетических параметров БП модельное время было равно 2 секундам. При этом, чем больше будет модельное время по сравнению с периодом синусоидального напряжения сети, тем меньше будет вносимая ошибка. Для уменьшения влияния переходных процессов на оценки энергетических параметров начальное напряжение на конденсаторе  $C$  было задано равным установившемуся значению.

Для того, чтобы оценить зависимость энергетических параметров блоков питания от мощности электрической энергии, потребляемой от них нагрузкой, сравнивались энергетические параметры блоков питания без ККМ и с ККМ при разных значениях мощности электрической энергии, потребляемой нагрузкой от блоков питания. При этом использовались одинаковые настройки Matlab в окне Configuration Parameters. При определении значений параметров, приведенных в таблицах, использовались модели, выполненные в пакетах Matlab, модельное время 2 секунды к выходу БП подключался активный резистор, сопротивление которого изменяли, чтобы получить требуемое значение мощности, с которой цепь нагрузки потребляет электрическую энергию. В таблице 1 приведены результаты моделирования БП без ККМ.

Таблица 1

Параметры схемы БП без ККМ

$P_{ВЫХ}$ , Вт	248	502	1003	1501	2005	2503	3001	3462	3998
$I_{С.МАКС}$ , А	8,03	13,7	23,26	31,74	39,8	47,3	54,5	61,12	68,45
$\cos \varphi_1$	0,9963	0,9952	0,9951	0,9958	0,9966	0,9974	0,9981	0,9987	0,9992
КМ, о.е.	0,5019	0,5471	0,5953	0,6256	0,6484	0,6665	0,6818	0,694	0,7068
КПД, %	98,59	98,03	97,06	96,2	95,38	94,6	93,85	93,15	92,41
$U_{ВЫХ.СР}$ , В	303,3	300,6	296,5	293,2	290,1	287,2	284,4	281,9	278,9
$2\Delta U_{ВЫХ}$ , В	3,45	6,77	13,15	19,32	25,4	31,5	37,5	42,5	50

В таблиці 2 приведені результати моделювання БП с ККМ. Причём при потужності навантаження, підключеної к виходу блока живлення,

рівної 1000 Вт приведені енергетическі параметри БП с ККМ при зменшенні петлі гистерезиса в РРТ в два рази.

Таблиця 2

Параметри схеми БП с ККМ

$P_{\text{ВЫХ}}, \text{Вт}$	250,2	500,8	1001,5	1001	1503	2014	2483	2976	3468	3956
$I_{\text{С.МАКС}}, \text{А}$	3,31	5,066	8,44	9,48	13,0	16,4	20	23,13	26,6	30
$\cos\varphi_1$	0,9957	0,9975	0,9980	0,9977	0,998	0,9982	0,9982	0,9983	0,9984	0,9982
КМ, о.е	0,9243	0,9644	0,9789	0,9608	0,9736	0,9786	0,9807	0,982	0,9827	0,9831
КПД, %	71,81	81,63	88,65	88,95	91,28	92,38	92,87	93,09	93,13	93,05
$U_{\text{ВЫХ.СР}}, \text{В}$	399,8	399,7	399,4	399,4	399,1	398,8	398,6	398,3	398	397,7
$2\Delta U_{\text{ВЫХ}}, \text{В}$	1,26	2,24	4,26	4,33	6,33	8,40	10,31	12,32	14,34	16,5
$\Delta U_{\text{РРТ}}, \text{В}$	от 0,01 до +0,01	от -0,01 до +0,01	от -0,01 до +0,01	от -0,02 до +0,02						

На рис. 5 показаны диаграммы напряжения и тока, потребляемого блоком питания из сети, при отсутствии ККМ. Нагрузка, подключённая к

выходу блока живлення, потребляет мощность 3998Вт. Амплитуда тока, потребляемого из сети равна 68,45А.

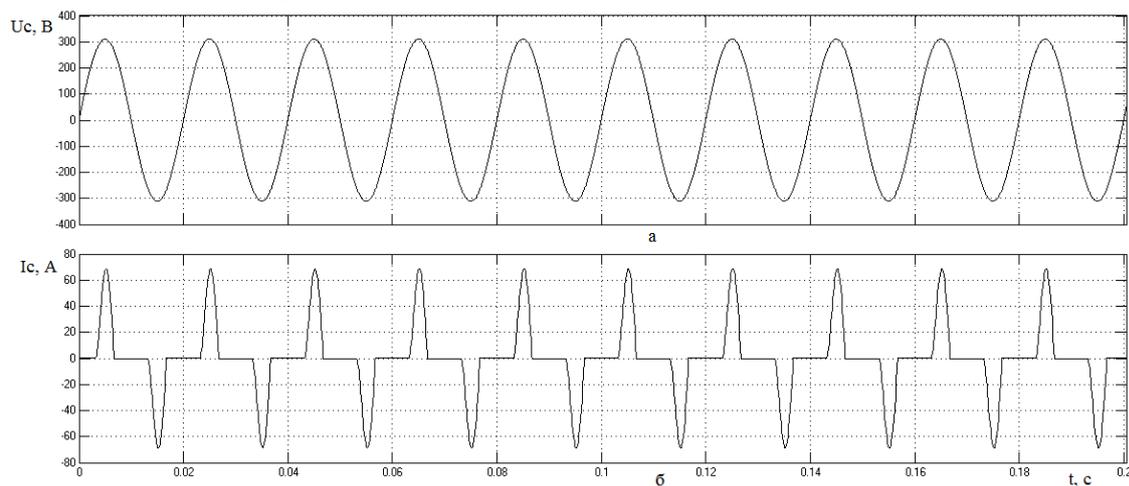


Рис. 5. Напряжение и ток, потребляемый блоком живлення из сети, при отсутствии ККМ.

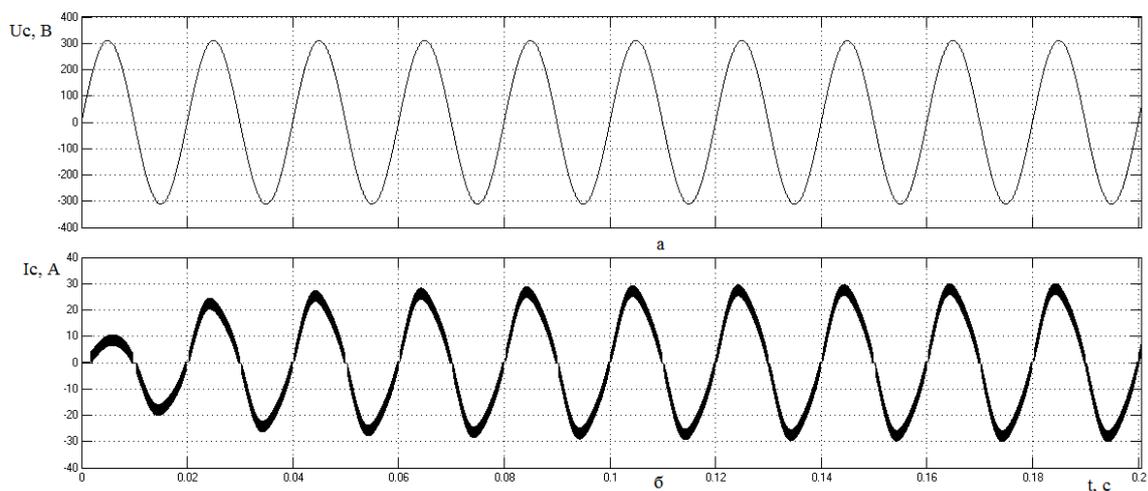


Рис. 6. Напряжение и ток, потребляемый блоком живлення из сети, при наличии ККМ.

На рис.6 показаны диаграммы напряжения и тока потребляемого блоком питания из сети при наличии ККМ. Нагрузка, подключённая к выходу блока питания, потребляет мощность 3956 Вт. Амплитуда тока, потребляемого из сети равна 30А.

### Выводы

На основании данных приведенных в таблицах 1 и 2 можно сделать следующие выводы:

1. Амплитуда тока, потребляемого БП из сети, при использовании ККМ уменьшается в 2–3 раза, причем, чем меньше мощность, потребляемая от БП, тем больше кратность уменьшения амплитуды тока.

2. При использовании в ЭП звена постоянного тока значение коэффициента мощности по первой гармонике ( $\cos\varphi_1$ ) превышает 0,99 и почти не зависит от наличия или отсутствия ККМ.

3. Значение коэффициента мощности с учётом высших гармоник при использовании БП без ККМ увеличивается от 0,5019 до 0,7068 при увеличении потребляемой от БП мощности от 0,248 кВт до 3,998 кВт. Значение коэффициента мощности с учётом высших гармоник при использовании БП с ККМ увеличивается от 0,9243 до 0,9831 при увеличении потребляемой от БП мощности от 0,2502 кВт до 3,956 кВт. Таким образом, применение ККМ позволяет повысить значение КМ и обеспечить потребление практически синусоидального тока из сети, совпадающего по фазе с синусоидальным напряжением (рис.5 и рис.6).

4. Значение коэффициента полезного действия при использовании БП без ККМ уменьшается от 98,59% до 92,41% при увеличении потребляемой от БП мощности от 0,248 кВт до 3,998 кВт. Значение коэффициента полезного действия при использовании БП с ККМ увеличивается от 71,81% до 93,05% при увеличении потребляемой от БП мощности от 0,2502 кВт до 3,956 кВт. Уменьшение КПД при использовании БП с ККМ относительно КПД при использовании БП без ККМ можно пояснить увеличением мощности потерь электрической энергии на внутреннем активном сопротивлении ККМ, что обусловлено коммутацией транзисторного ключа VT.

5. При увеличении мощности, потребляемой от БП без ККМ и без СРН, от 0,248 кВт до 3,998 кВт среднее значение выпрямленного напряжения на его выходе уменьшается от 303,3 В до 278,9 В. Поскольку в БП без ККМ и без СРН отсутствует возможность регулировать выходное напряжение, то это не позволяет использовать

эту конструкцию БП в ЭП постоянного тока с двигателями на номинальное напряжение 440В, а также в ЭП переменного тока с двигателями на номинальное линейное напряжение 380В. При этом пульсация выпрямленного напряжения на выходе БП увеличивается от 3,45 В до 50 В при частоте пульсации 100 Гц.

При увеличении мощности, потребляемой от БП с ККМ и с СРН, от 0,2502 кВт до 3,956 кВт среднее значение выпрямленного напряжения на его выходе остаётся практически постоянным и равным заданному значению 400 В. При этом по сравнению с БП без ККМ пульсация выходного напряжения уменьшается примерно в 3 раза и изменяется от 1,26 В до 16,5 В. Частота пульсации выходного напряжения БП также равна 100 Гц.

6. Из таблицы 2 следует, что уменьшение петли гистерезиса в РРТ приводит к увеличению частоты коммутации транзисторного ключа VT, к уменьшению амплитуды тока, потребляемого БП из сети (благодаря уменьшению пульсации тока), к увеличению  $\cos\varphi_1$ , к увеличению КМ, к уменьшению КПД и к уменьшению амплитуды пульсации напряжения на выходе БП.

7. Использование СРН в БП позволяет регулировать среднее значение напряжения на выходе БП и использовать одинаковую конструкцию БП для электроприводов постоянного и переменного тока для двигателей с разными номинальными напряжениями.

### Список использованной литературы

1. Васильев, А. Анализ современных методов и технических средств коррекции коэффициента мощности у импульсных устройств [Текст] / А. Васильев, В. Худяков, В. Хабuzов // Силовая электроника. – 2004. – № 2. – С. 72–77.
2. Герман-Галкин, С.Г. Школа MATLAB. Виртуальные лаборатории устройств силовой электроники в среде MATLAB–Simulink. Урок 14. Анализ, расчет и исследование корректора коэффициента мощности [Текст] / С. Г. Герман-Галкин // Силовая электроника. – 2011. – № 4. – С. 90–96.
3. Зиновьев, Г. С. Основы силовой электроники. Учебник. Ч. 2. [Текст] / Г. С. Зиновьев. – Новосибирск.: Изд-во НГТУ, 2000. – 197 с.
4. Розанов, Ю. К. Силовая электроника: Учебник для вузов. [Текст] / Ю. К. Розанов, М. В. Рябчицкий, А. А. Кваснюк. – М.: Издательский дом МЭИ, 2007. – 632 с.
5. Семенов, Б. Ю. Силовая электроника: от простого к сложному. [Текст] / Б. Ю. Семенов. – М.: СОЛОН-Пресс, 2005. – 416 с.

6. Черных, И. В. Моделирование электро-технических устройств в MATLAB-SimPowerSystem-Simulink. [Текст] / И. В. Черных. – СПб.: ПИТЕР, 2008. – 288 с.

7. Чаплыгин, Е. Е. Теория мощности в силовой электронике. Учебное пособие для студентов, обучающихся по специальности «Промышленная электроника». [Текст] / Е. Е. Чаплыгин, Н. Г. Калугин; Кафедра Промышленной электроники Московского энергетического института. – М.: МЭИ, 2006. – 56 с.

8. Tenti, P., Spiazzi, G. (1995), Harmonic Limiting Standards and Power Factor Correction Techniques, 6th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE '95.

### References

1. Vasiliev, A., Khudyakov, V., Khabuzov, V. (2004), Analysis of modern methods and technical means of power factor correction in pulse devices [Analiz sovremeni metodov i tehnicheckih sredstv koreksii koefitsienta moshnosti u impulsnih ustroystv], Power electronics, № 2, Moscow, pp. 72–77.

2. Herman-Galkin, S., (2011), School MATLAB., Virtual laboratories of power electronics devices in MATLAB-Simulink environment., Lesson 14., Analysis, calculation and study of the power factor corrector [Shkola MATLAB., Virtualnie laboratorii ustroystv silovoy elektroniki v srede MATLAB-Simulink., Urok 14., Analiz, raschot i isledovanie korreктора koefitsienta moschnosti], Power Electronics, № 4, Moscow, pp. 90–96.

3. Zinoviev, G. S., (2000), The fundamentals of power electronics. Textbook. Part 2. [Osnovi silovoy elektroniki, Uchebnik., chast 2], Publishing house of the NSTU, Novosibirsk, p. 197.

4. Rozanov, Yu. K., Ryabchitsky, M. V., Kvasnyuk, A. A. (2007), Power electronics: textbook for high schools [Silovaya elektronika, Uchebnik dlya vuzov], Izdatelstvo MEI, Moscow, p. 632.

5. Semenov, B. Yu. (2005), Power electronics, from simple to complex [Silovaya elektronika, ot prostogo k sloznomu], SOLON-Press. Moscow, p. 416.

6. Chernykh, I. V. (2008), Modeling of electrical devices in MATLAB-SimPowerSystem-Simulink [Modelirovanie elektrotehnicheckih ustroystv v MATLAB-SimPowerSystem-Simulink], PITER, SPb, p. 288.

7. Chaplygin, E. E., Kalugin, N. G. (2006), Theory of power in power electronics. Textbook for students studying in the specialty "Industrial Electronics." [Teoriya moschnosti v silovoy elektronike, Uchebnoe posobie dlya studentov, obuchayuschih-sya po spetsialnosti "Promishlenaya elektronika"], M.: Department of Industrial Electronics of the Moscow Power Engineering Institute, Moscow, p. 56.

8. Tenti, P., Spiazzi, G. (1995), Harmonic Limiting Standards and Power Factor Correction Techniques, 6th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE '95.

## POWER SUPPLY UNIT WITH A SINGLE-PHASE CORRECTOR OF A POWER FACTOR FOR ELECTRIC DRIVES OF CONSTANT AND ALTERNATE ACTION

V. A. Voytenko, P. I. Alifirenko

*Odessa National Polytechnic University*

**Abstract.** *The aim of the work is the development and investigation of the power supply unit, which is connected to a single-phase alternating current network and is intended for AC and DC drives with a pulse-width voltage converter. For motors with different rated voltages, the output voltage is regulated in the power supply. To increase the power factor in the power supply, the active power factor corrector is used. The article describes the functional diagram of the power supply unit. The parameters of the main elements of the active power factor corrector are calculated. The synthesis of the control loop of the output voltage of the power supply unit is considered. The MatLab package has developed a mathematical model of a power supply with an active power factor correction and an output voltage regulation circuit, as well as a mathematical model of a simpler power supply without an active power factor corrector and without an output voltage control loop. On these models, the power parameters of both power supplies were analyzed with a change in the load power from 0.25 kW to 4 kW. The oscillograms of current and voltage that are consumed by the power supplies from the mains are shown at the same load capacity. The use of a power factor corrector makes it possible to increase the power factor and to ensure the consumption of a virtually sinusoidal current from a network that is in phase with the sinusoidal voltage. Using the voltage regulation system in the power supply allows you to adjust the average voltage value at the output of the power supply and use*

*the same design of the power supply for DC and AC drives for motors with different rated voltages. The use of an uncontrolled rectifier at the input of the power supply does not allow the generation of energy into the network. For the recovery of electrical energy into the network at the input of the power supply, it is necessary to use an active rectifier.*

**Keywords:** power supply unit, single-phase power factor corrector, power factor, active power, total power, efficiency, voltage ripple.

## БЛОК ЖИВЛЕННЯ З ОДНОФАЗНИМ КОРЕКТОРОМ КОЕФІЦІЄНТА ПОТУЖНОСТІ ДЛЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ ПОСТІЙНОГО ТА ЗМІННОГО СТРУМУ

А. В. Войтенко, П. І. Аліфіренко

Одеський національний політехнічний університет

**Анотація.** Проведено порівняльний аналіз енергетичних параметрів двох блоків живлення, призначених для електроприводів постійного і змінного струму. До складу одного з блоків живлення входить однофазний коректор коефіцієнта потужності, який є частиною системи регулювання напруги, а інший блок живлення не має ні коректора коефіцієнта потужності ні системи регулювання напруги. В результаті проведених досліджень було показано, що при використанні коректора коефіцієнта потужності амплітуда струму, який блок живлення споживає з мережі, зменшується в 2-3 рази; значення коефіцієнта потужності з урахуванням вищих гармонік в залежності від потужності електричної енергії, яку споживає електропривод від блоку живлення, збільшується на 28-42%. Таким чином, застосування коректора коефіцієнта потужності забезпечує споживання практично синусоїдального струму з мережі, фаза якого збігається з фазою синусоїдальної напруги. Значення коефіцієнта корисної дії при використанні блока живлення з коректором коефіцієнта потужності в залежності від потужності електричної енергії, яку споживає електропривод від блоку живлення, зменшується на декілька відсотків, що можна пояснити збільшенням потужності втрат електричної енергії на внутрішньому активному опорі блоку живлення при роботі активного коректора коефіцієнта потужності. Використання системи регулювання напруги в блоці живлення дозволяє регулювати середнє значення напруги на його виході і використовувати однакову конструкцію блока живлення для електроприводів постійного і змінного струму з різною номінальною напругою.

**Ключові слова:** блок живлення, однофазний коректор коефіцієнта потужності, коефіцієнт потужності, активна потужність, повна потужність, коефіцієнт корисної дії, пульсації напруги.

Получено 22.02.2018



**Войтенко Владимир Андреевич**, кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры электромеханических систем с компьютерным управлением, Одесский национальный политехнический университет. Просп. Шевченко, 1, Одесса, Украина, E-mail: elektrik.WA.@gmail.com, тел. +38-048-705-84-67.

**Vladimir Voytenko**, Ph.D, Associate Professor of the department of electromechanical systems with computer control, Odessa National Polytechnic University, Shevchenko ave., 1, Odessa, Ukraine. E-mail: elektrik.WA.@gmail.com, tel. +38-048-705-84-67.

**ORCID ID:** 0000-0002-2525-6913.



**Алифиренко Павел Игоревич**, студент 5 курса кафедры электромеханических систем с компьютерным управлением, Одесский национальный политехнический университет. Просп. Шевченко, 1, Одесса, Украина, E-mail: alifkalion@gmail.com, тел. +38-096-763-95-95.

**Pavel Alifirenko**, 5 th year student of the department of electromechanical systems with computer control, Odessa National Polytechnic University, Shevchenko ave., 1, Odessa, Ukraine, E-mail: alifkalion@gmail.com, тел. +38-096-763-95-95.

**ORCID ID:** 0000-0002-6713-5335