

УДК 621.31

**Ямненко Ю.С.**

Національний технічний університет України  
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

**Демченко Ю.С.**

Національний технічний університет України  
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

## ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ КОРЕКЦІЇ КОЕФІЦІЄНТА ПОТУЖНОСТІ

*Для усунення спотворень вхідного струму та розширення діапазону роботи коректора запропоновано схему додаткової комутації транзистора. Ця схема додатково відкриває силовий транзистор, дросель коректора при цьому накопичує енергію, яка після закривання транзистора віддається у конденсатор, піднімаючи вихідну напругу. Такий підхід дозволяє суттєво покращити форму вхідного струму. Проте схема додаткової комутації не дозволяє досягнути бажаного результату для керування по середньому струму. Для цього методу керування розроблено цифровий коректор зі спрощеним зворотним зв'язком, що усуває спотворення вхідного струму при суттєвому збільшенні навантаження та забезпечує попередню стабілізацію вихідної напруги коректора. Порівняння запропонованого алгоритму з класичним керуванням зі зворотним зв'язком по напрузі показало, що кількість обчислень зменшилася майже вдвічі.*

**Ключові слова:** гармоніки струму, коректор коефіцієнту потужності, схема комутації, зворотний зв'язок, метод керування.

**Постановка проблеми.** Сьогодні велика кількість навантажень, що підключаються до мережі живлення, споживає струм, який суттєво відрізняється від синусоїдального. Це призводить до того, що в мережу генерується значна кількість вищих гармонік струму. Найпоширенішими джерелами вищих гармонік у системах електроживлення є випрямлячі, джерела безперебійного живлення, тиристорні системи, імпульсні джерела живлення, частотні приводи змінного струму, зварювальні апарати, освітлювальна апаратура та дугові плавильні печі. При цьому сумарна потужність нелінійних навантажень може становити 60–80% від потужності всіх споживачів електромережі [1].

Із метою запобігання негативного впливу вищих гармонік струму в мережі живлення застосовуються коректори коефіцієнта потужності (далі – ККП) [2; 3].

Дослідження коректора без зворотного зв'язку по вихідній напрузі показало, що при помітному зростанні навантаження відбувається просідання вихідної напруги нижче амплітудного значення напруги мережі живлення, що призводить до спотворення форми споживаного струму.

**Аналіз останніх досліджень і публікацій.** Розрахунок процесів у активному височастотному коректорі здійснено в роботі [4]. Деталі

проекування однофазних коректорів представлено в [5]. У [6] описано різні методи керування активними коректорами, проте не надано порад щодо доцільної галузі застосувань. Цифрове керування із зоною нечутливості запропоноване у [7], а в [8] реалізоване цифрове керування з прогнозуванням. У роботі [9] наведено адаптивний метод керування широтно-імпульсним перетворювачем, проте не представлено реалізацію цього методу для коректора коефіцієнта потужності.

**Постановка завдання.** Найбільшого поширення набули такі методи керування активними височастотними ККП, як граничний, метод по піковому струму та по середньому струму. Кожному з них притаманні певні недоліки. Так, недоліком пікового методу керування є спотворення вхідного струму в галузі переходу через нуль. Дослідження цього питання проведено у роботі [10], де запропоновано до еталонного сигналу додавати сигнал постійної величини. Проте особливістю такого підходу є те, що за малих навантажень коректор стає некерованим.

Таким чином, подальше дослідження існуючих та створення нових методів керування активними височастотними коректорами коефіцієнта потужності є актуальним завданням. Метою статті є розроблення методів підвищення ефективності

високочастотних коректорів коефіцієнта потужності шляхом застосування нових схемотехнічних рішень та способів керування.

#### Виклад основного матеріалу дослідження.

Схема додаткової комутації транзистора коректора коефіцієнта потужності. Зазвичай напівпровідникові перетворювачі електроенергії з корекцією коефіцієнта потужності будуються за двокаскадним принципом (рис. 1). Коректор виконує функцію примусового формування вхідного струму практично синусоїдальної форми, а високочастотний перетворювач (далі – ВЧ) забезпечує для навантаження постійну напругу заданого рівня.



Рис. 1. Двокаскадна схема перетворювача з ККП

Якщо функцію стабілізації вихідної напруги покласти на перетворювач, то можна використати коректор зі спрощеною структурою (рис. 2), у якому відсутній зворотній зв'язок по вихідній напрузі. Це дозволяє суттєво спростити систему керування, оскільки зникає необхідність використання аналогового помножувача (що є досить складним елементом) та підсилювача помилки по напрузі. Найбільш доцільним при цьому є використання найпростішого методу керування – граничного.

Недоліком такого підходу є те, що за суттєвого зростання навантаження вихідна напруга коректора може опуститися нижче амплітудного значення напруги мережі живлення, а це призводить до спотворення форми споживаного струму [11]. Із діаграм, наведених на рис. 3, видно, що в інтервалі  $t1-t2$  вхідна напруга перевищує вихідну, як наслідок, вхідний струм коректора є значно спотвореним. Транзистор VT (див. рис. 2) при цьому перебуває в закритому стані.

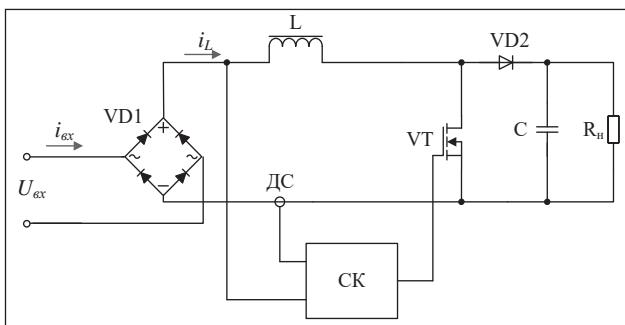


Рис. 2. Схема ККП без зворотного зв'язку по напрузі

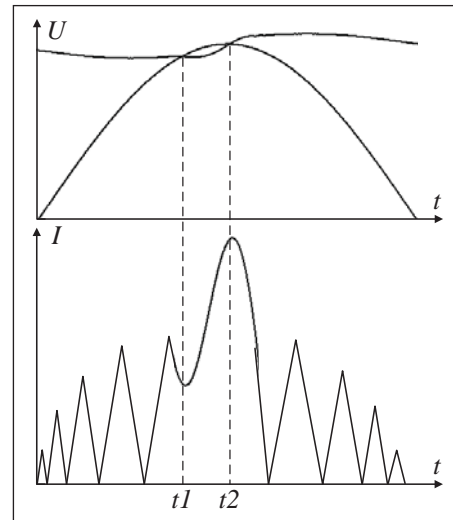


Рис. 3. Приклад спотворення вхідного струму коректора

Для усунення спотворення вхідного струму та розширення діапазону роботи коректора необхідно додатково відкривати транзистор VT. При цьому дросель L накопичує додаткову енергію, яка після закривання транзистора віддається в конденсатор C, піднімаючи вихідну напругу коректора. Такий підхід дозволяє суттєво покращити форму вхідного струму.

Для додаткового відкривання транзистора запропоновано схему коректора, яка зображена на рис. 4 [12].

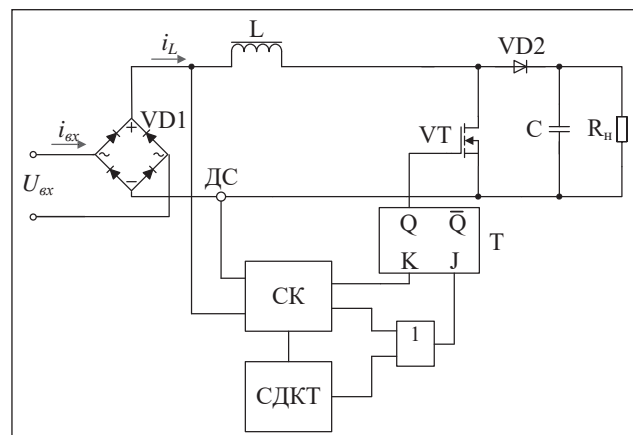


Рис. 4. Коректор зі схемою додаткової комутації транзистора

Особливістю цієї схеми є те, що до вже існуючої системи керування додано схему додаткової комутації транзистора (СДКТ). Структура СДКТ наведена на рис. 5, вона складається з генератора прямокутних імпульсів ТГ та лічильника імпульсів СТ. Лічильник підсумовує вхідні імпульси від генератора, що подаються на його вхід С. На

вхід R, що призначений для скидання лічильника в нульовий стан, подається сигнал від системи керування (СК).

Сигнал із виходу переповнення лічильника Р подається на вхід елемента АБО «1» (див. рис. 4), що використовується для логічного підсумування сигналів, що надходять від СК та СДКТ.

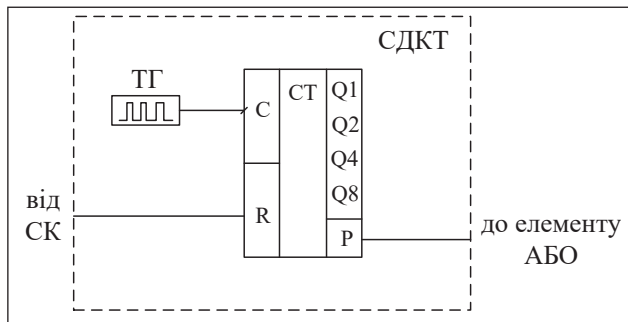


Рис. 5. Схема додаткової комутації транзистора

Опишемо детальніше принцип роботи схеми додаткової комутації. Згенеровані прямокутні імпульси від ТГ надходять на рахунковий вхід С лічильника СТ. При переповненні на виході Р лічильника генерується одиничний імпульс. Даний імпульс встановлює тригер Т в одиничний стан, що призводить до вмикання силового ключа VT. Таким чином, здійснюється додаткове відкривання транзистора коректора. Сигнал від СК використовується для обнуління лічильника і подається на його вхід R. Таким чином, якщо система працює в нормальному режимі, то обнуління лічильника відбувається при кожному відкриванні транзистора VT. У цьому разі не відбувається переповнення лічильника і схема додаткової комутації транзистора не впливає на роботу пристрою.

У разі відносно значного зменшення опору навантаження відбувається просідання вихідної напруги ККП, що призводить до зростання струму навіть при закритому транзисторі. При цьому сигнал від СК на відкривання транзистора відсутній, лічильник встигає переповнитися і на своєму виході Р видає імпульс, що додатково відкриває транзистор.

Частота слідування імпульсів генератора ТГ підбирається таким чином, щоб тоді, коли в пристрої не спостерігається спотворення вхідного струму, схема додаткової комутації не впливала на роботу ККП.

**Цифровий коректор зі спрощеним зворотним зв'язком.** Запропонована схема додаткової комутації транзистора дозволяє зменшити спотворення вхідного струму та розширити діапазон

роботи коректора з граничним методом керування без зворотного зв'язку по вихідній напрузі. Проте ця схема виявляється непрацездатною для методу керування по піковому та середньому струму, що видно з часових діаграм (рис. 6 та рис. 7).

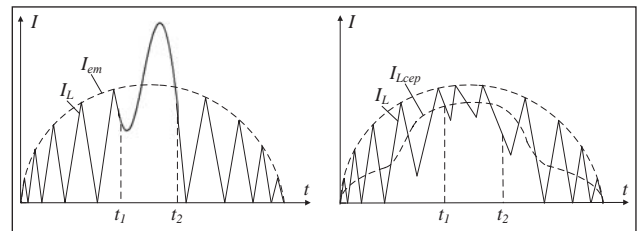


Рис. 6. Струм ККП з граничним методом керування без СДКТ (а) та із СДКТ (б)

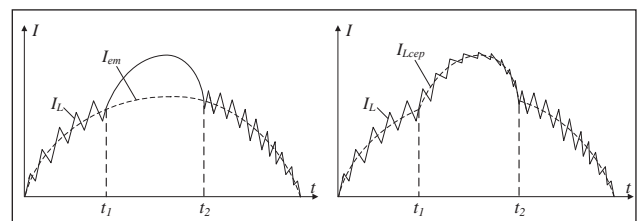


Рис. 7. Струм ККП з керування по середньому струму без СДКТ (а) та з СДКТ (б)

Граничний метод керування (див. рис. 6) характеризується широким розмахом струму дроселя. При цьому введення СДКТ дозволяє помітно підвищити середній струм дроселя  $I_{Lсрп}$  в інтервалі  $t_1-t_2$  при зменшенні спотворення його форми. У разі керування по середньому струму (див. рис. 7) розмах струму дроселя  $I_L$  незначний, він фактично описує еталонний сигнал  $I_{em}$ , а тому введення СДКТ не дозволяє досягнути бажаного результату.

Для покращення форми вхідного струму ККП із керуванням по піковому або середньому струму розроблено цифровий коректор зі спрощеним зворотним зв'язком, що представлений на рис. 8. Ця схема працює таким чином: вихідна напруга коректора через АЦП надходить на блок контролю напруги (далі – БКН), при номінальному режимі роботи ця напруга становить  $U_{вих}$ . Блок керування струмом (далі – БКС) формує імпульси керування транзистором коректора згідно із заданим методом керування. У разі керування по середньому струму вхідними сигналами БКС являються оцифрована вхідна напруга, оцифрований сигнал із датчика струму та вихідний сигнал БКН. Під час керування по піковому струму на БКС додатково ще подається аналоговий сигнал із датчика струму. У разі суттєвого збільшення

навантаження коректора відбувається просідання вихідної напруги, і коли вона досягає певного порогового значення  $U_{n1}$ , БКС збільшує амплітуду еталонного струму в  $k_1$  разів.

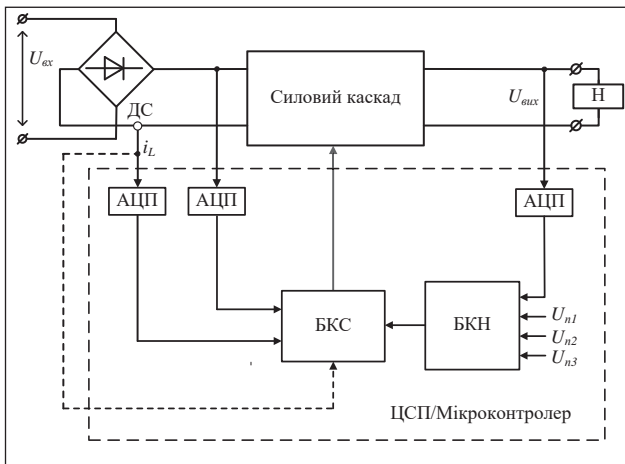


Рис. 8. Цифровий коректор зі спрощеним зворотним зв'язком

Це призводить до зростання вхідного струму коректора і, як наслідок, збільшення вихідної напруги. Спотворення вхідного струму при цьому відсутнє. Позначимо цей режим роботи ККП цифрою 2. Якщо відбувається зменшення навантаження коректора, то його вихідна напруга починає наростати і при досягненні порогового значення  $U_{n2}$  БКС зменшує амплітуду еталонного струму до номінального значення (режим 1).

У разі зменшення навантаження відносно номінального значення система керування працює у зворотному порядку. При досягненні вихідною напругою порогу  $U_{n2}$  БКС зменшує амплітуду еталонного струму в  $k_2$  раз (режим 3). Переведення ККП у номінальний режим роботи відбувається у випадку, якщо вихідна напруга спадає до величини  $U_{n1}$ .

Для уникнення неконтрольованого наростання вихідної напруги ККП у разі відключення навантаження вводиться поріг  $U_{n3}$ , під час досягнення якого припиняється подача імпульсів керування на транзистор (режим 4). У разі повторного підключення навантаження вихідна напруга зменшується і при досягненні величини  $U_{вих}$  коректор переводиться у номінальний режим роботи.

Здійснимо розрахунок коефіцієнтів масштабування еталонного сигналу. У номінальному режимі роботи вихідна напруга ККП становить  $U_{вих\text{ ном}} = 400\text{ В}$ , вихідна потужність  $P_{вих\text{ ном}} = 500\text{ Вт}$ , опір навантаження  $R_{вих\text{ ном}} = 320\text{ Ом}$ . Приймаючи

ККД коректора  $\eta = 0,95$ , отримаємо вхідну потужність:

$$P_{вх\text{ ном}} = P_{вих\text{ ном}} / \eta \approx 526\text{ Вт}. \quad (1)$$

Вхідний струм при цьому становить:

$$I_{вх\text{ ном}} = \frac{P_{вх\text{ ном}}}{U_{вх}} = \frac{526}{230} \approx 2,3\text{ А}. \quad (2)$$

У разі збільшення навантаження коректора відбувається просідання вихідної напруги. Якщо вихідна напруга знижується до 360 В, то опір навантаження при цьому становить:

$$R_{вих} = \frac{U_{вих}^2}{P_{вих}} = \frac{360^2}{500} = 259,2\text{ Ом}. \quad (3)$$

Для відновлення номінального значення вихідної напруги необхідно збільшити вихідну потужність ККП до

$$P_{вх} = \frac{U_{вих}^2}{R_{вих}} = \frac{400^2}{259,2} = 617,3\text{ Вт}. \quad (4)$$

Вхідна потужність у цьому разі становить:

$$P_{вх} = P_{вих} / \eta \approx 650\text{ Вт}. \quad (5)$$

Для забезпечення такої потужності необхідно збільшити вхідний струм до

$$I_{вх} = \frac{P_{вх}}{U_{вх}} = \frac{650}{230} \approx 2,83\text{ А}. \quad (6)$$

Коефіцієнт масштабування еталонного сигналу при цьому становить:

$$k_1 = \frac{I_{вх}}{I_{вх\text{ ном}}} = \frac{2,83}{2,3} \approx 1,23. \quad (7)$$

Прийmemo  $k_1=1,3$ . Провівши аналогічні розрахунки для випадку зменшення навантаження, отримаємо значення другого коефіцієнту масштабування  $k_2 = 0,8$ .

Оцінку складності цього алгоритму було здійснено на платі STM32F4DISCOVERY, що містить у своєму складі 32-розрядний мікроконтролер STM32F407VGT6 з апаратним модулем операцій із плаваючою комою (FPU). У разі включеного модуля FPU представлений алгоритм виконується за 51 такт, а за відключеного модуля – за 266 тактів.

Для усталеного режиму роботи коректора цей алгоритм виконується за 30 тактів, що майже вдвічі менше ніж попередній алгоритм.

**Висновки.** Таким чином, запропонована система керування дозволяє уникнути спотворення вхідного струму ККП при суттєвому збільшенні навантаження. Також ця СК забезпечує попередню стабілізацію вихідної напруги коректора. Крім того, такий підхід потребує менше обчислень, що дозволяє застосувати простіший мікроконтролер.

#### Список літератури:

1. Николаєць Д. А. Моделювання джерела безперебійного живлення на базі фільтро-компенсуючого перетворювача в середовищі Simulink. Електроніка та зв'язок. Т. 21, № 4. 2016. С. 28–32.
2. Khizir Mahmud, Lei Tao. Power factor correction by PFC boost topology using average current control method. Conference Paper of 2013 IEEE Global High Tech Congress on Electronics, November 2013. P. 16–20.
3. Channappanavar R., Mishra S. Current sensorless Power Factor correction circuit using FPGA. 2016 IEEE International Conference on Power Electronics Drives and Energy Systems, December 2016.
4. Белов Г.А., Алексеев А.А., Нестеров А.В. Расчет процессов в широтно-импульсном корректоре коэффициента мощности. Электричество. №9. 2004. С. 48 – 56.
5. Мелешин В.И., Нечагин М.А. Проектирование однофазных выпрямителей с активной коррекцией коэффициента мощности. Электротехника. №3. 1998. С. 42–48.
6. Aghay Kabolia S. Hr., Mansouri M., Jeyraj Selvaraj. Controlling Methods for Power Factor Correction of Storage Devices Connected into Smart Grid. IEEE International Conference on Clean Energy and Technology, November 2014.
7. Prodic A., Maksimovic D., Erickson R. W. Dead-zone digital controllers for improved dynamic response of low harmonic rectifiers. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 21, No. 1, January 2006. P. 173–181.
8. Chen J., Prodic A., Erickson R. W., Maksimovic D. Predictive digital current programmed control. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, No. 1, January 2003. P. 411–419.
9. Grote T., Schafmeister F., Figge H., Frohlike N., Ide P., Bocker J. Adaptive Digital Slope Compensation for Peak Current Mode Control. Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. P. 3523–3529.
10. Zhou C., Jovanovic M. M. Design trade-offs in continuous current-mode controlled boost power-factor-correction circuit. Proceeding of The High Frequency Power Conversion Conference (HFPC). 1992. P. 209–219.
11. Демченко Ю.С. Дослідження роботи пристрою корекції коефіцієнта потужності. Збірник праць IV міжнародної науково-технічної конференції молодих вчених «Електроніка-2011», 29–31 березня, 2011. Київ. Ч.2. С. 159–164.
12. Граничний спосіб керування активними високочастотними коректорами коефіцієнта потужності: пат. 123231 України: МПК H02M1/42, G05F1/70. № u 201703083; заявл. 31.03.2017; опубл. 26.02.2018, Бюл. № 4.

#### ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ КОРРЕКЦИИ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

*Для устранения искажений входного тока и расширения диапазона работы корректора предложена схема дополнительной коммутации транзистора. Данная схема дополнительно открывает силовой транзистор, дроссель корректора при этом накапливает энергию, которая после закрытия транзистора отдается в конденсатор, поднимая выходное напряжение. Такой подход позволяет существенно улучшить форму входного тока. Однако схема дополнительной коммутации не позволяет достичь желаемого результата для управления по среднему току. Для данного метода разработан цифровой корректор с упрощенной обратной связью, который устраняет искажения входного тока при существенном увеличении нагрузки и обеспечивает предварительную стабилизацию выходного напряжения корректора. Сравнение предложенного алгоритма с классическим управлением с обратной связью по напряжению показало, что количество вычислений уменьшилась почти вдвое.*

**Ключевые слова:** гармоники тока, корректор коэффициента мощности, схема коммутации, обратная связь, метод управления.

#### EFFICIENCY IMPROVEMENT OF POWER FACTOR CORRECTION

*To eliminate distortion of input current and to expand the range of the corrector, a scheme for additional commutation of the transistor is proposed. This circuit opens a power transistor while the corrector's inductor accumulates energy, which, after the transistor is closed, is sent to the capacitor, raising the output voltage. This approach significantly improves the shape of the input current. However, the scheme for additional commutation does not allow to achieve the desired result for the average current control. For this control method a digital corrector with simplified feedback is developed that eliminates distortion of the input current in case of a significant increase in load and provides a preliminary stabilization of the output voltage. Comparison of proposed algorithm with classical control with voltage feedback showed that the number of calculations decreased almost twice.*

**Key words:** current harmonics, power factor corrector, commutation scheme, feedback, control method.