

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

Кваліфікаційна наукова праця
на правах рукопису

Демченко Юрій Сергійович

УДК 621.314

ДИСЕРТАЦІЯ

ВИСОКОЧАСТОТНІ КОРЕКТОРИ КОЕФІЦІЄНТА ПОТУЖНОСТІ В ДЖЕРЕЛАХ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ З БЕЗТРАНСФОРМАТОРНИМ ВХОДОМ

Спеціальність 05.09.12 – напівпровідникові перетворювачі електроенергії
Технічні науки

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук
Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей,
результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело
_____ Ю.С. Демченко

Науковий керівник Ямненко Юлія Сергіївна, доктор технічних наук, професор

Київ – 2019

АНОТАЦІЯ

Демченко Ю.С. Високочастотні коректори коефіцієнта потужності в джерелах електроживлення з безтрансформаторним входом. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.09.12 – напівпровідникові перетворювачі електроенергії. – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» МОН України, Київ, 2019.

Дисертація присвячена вирішенню науково-технічної задачі удосконалення існуючих методів керування однофазними активними високочастотними коректорами коефіцієнта потужності в джерелах електроживлення з безтрансформаторним входом для підвищення рівня електромагнітної сумісності напівпровідникових перетворювачів електроенергії з мережею живлення.

У роботі проведено аналіз літературних джерел присвячених способам підвищення коефіцієнта потужності напівпровідникових перетворювачів електроенергії, методам активної високочастотної корекції коефіцієнта потужності та існуючим цифровим системам керування імпульсними джерелами живлення.

Здійснено дослідження пуску активного високочастотного коректора коефіцієнта потужності. Виявлено, що під час пуску відбувається значний стрибок вхідного струму. Це пояснюється тим, що в початковий момент часу вихідний конденсатор є розрядженим і, як наслідок, дросель коректора виявляється безпосередньо підключеним до вхідної напруги на обох півперіодах роботи ключа. Найбільший стрибок струму має місце, якщо у момент підключення коректора напруга мережі близька до амплітудної. Для усунення вказаного недоліку запропоновано алгоритм пуску коректора, при якому спочатку після підключення пристрою до мережі відбувається заряджання вихідного конденсатора через додатковий зарядний пристрій. При

цьому навантаження виявляється відключеним від коректора. Після того, як напруга на конденсаторі піднялася до певного рівня, стає можливим включення самого коректора. Одночасно при включенні коректора відбувається і підключення навантаження. Підбором рівня напруги, до якого відбувається заряджання конденсатора, можна значно зменшити перевищення амплітуди пускового струму над ustalеним або й взагалі позбавитися від стрибка струму.

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. Для усунення спотворення вхідного струму та розширення діапазона роботи коректора розроблено схему додаткової комутації транзистора. Дана 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. Частота слідування імпульсів тактового генератора підбирається таким чином, щоб у випадку, коли в пристрої не спостерігається спотворення вхідного струму, схема додаткової комутації не впливала на роботу коректора.

Отримано вираз для розрахунку усередненого вхідного струму коректора з піковим методом керування. З виразу видно, що усереднений струм дроселя, що є вхідним струмом за модулем, крім синусоїдної компоненти має у своєму складі також компоненту пропорційну квадрату синусоїди та постійну складову, а це суттєво погіршує спектр струму. При цьому в області переходу через нуль з'являється полиця струму. Для покращення спектру запропоновано вводити в систему керування додатковий корегуючий вплив. Першим варіантом впливу є модуль похідної від вхідної напруги. У даному випадку випрямлена вхідна напруга коректора з певним коефіцієнтом ділення подається на диференціюючу ланку, модуль вихідного сигналу якої додається до сигналу з виходу помножувача. Даний метод керування дозволяє збільшити еталонний

сигнал в області переходу живлячої мережі через нуль, усуваючи спотворення струму. На відміну від методу підмішування постійної складової, амплітуда сигналу при такому керуванні майже не змінюється, що дозволяє використовувати даний метод навіть при малих навантаженнях коректора.

Іншим варіантом корегуючого впливу, що дозволяє досягнути ще більшого покращення спектру вхідного струму, є сигнал виду

$$i_{кор}(t) = A - B \sin^2 \omega t.$$

Даний підхід дозволяє отримати майже синусоїдний вхідний струм. Проте при малих навантаженнях може виникнути проблема неконтрольованого наростання вихідної напруги коректора.

Подальше покращення спектру вхідного струму коректора може бути досягнуте за рахунок більш складних методів формування корегуючого впливу, але це призводить до здороження системи керування та може виявитися неефективним.

Як показало проведені дослідження, спотворення вхідного струму коректора з піковим методом керування викликано в основному за рахунок присутності третьої гармоніки, зменшивши яку можна суттєво покращити спектр вхідного струму. Розроблений метод керування з фільтрацією третьої гармоніки дозволив зменшити величину даної гармоніки. Суть даного методу полягає в тому, що вхідний струм пристрою подається на смуговий фільтр, який виділяє 3-тю гармоніку. Ця гармоніка з певним коефіцієнтом віднімається від еталонного сигналу. Результуючий сигнал надходить на інверсний вхід компаратора та використовується для формування вхідного струму. Такий метод дозволяє зменшити рівень третьої гармоніки і, як наслідок, покращити спектр вхідного струму коректора.

Також у роботі приділено увагу розробці цифрових методів керування коректорами. Здійснено синтез цифрової системи керування активними високочастотними коректорами коефіцієнта потужності для методу керування за середнім струмом. Процес синтезу полягає у визначенні коефіцієнтів

різницевого рівняння шляхом знаходження дискретної передаточної функції по аналоговому прототипу. Для переходу від неперервних передаточних функцій до дискретних застосовано білінійне перетворення. У результаті отримано вирази для цифрових регулятора струму та регулятора напруги. Підсилювачі помилки по напрузі та струму разом з ланцюгами корекції є певними аналоговими прототипами для отримання різницевого рівнянь. Таким чином, для синтезу цифрової системи керування активним коректором розробнику спочатку необхідно отримати аналогову систему, а потім, маючи аналоговий прототип, перейти до цифрової реалізації.

Підмішування до еталонного сигналу модуля похідної від випрямленої вхідної напруги, запропоноване для покращення спектру вхідного струму коректора з керуванням за піковим струмом, призводить до помітного ускладнення структури аналогової системи керування коректором за рахунок введення диференціатора.

Суттєвого спрощення структури системи керування можна досягнути за рахунок цифрової реалізації коректора. Проте впровадження в цифровому виді пилкоподібної напруги є доволі складною задачею, так як потребує формування постійно зростаючої функції на кожному періоді комутації. Робоча частота мікроконтролера при цьому повинна бути дуже високою, що є недоцільним. Можливим виходом із даної ситуації являється формування пилкоподібної напруги зовнішнім аналоговим генератором, вихід якого підключається до одного із входів мікроконтролера. Але даний підхід не дозволяє отримати повністю цифрову систему керування та призводить до ускладнення структури коректора.

Для уникнення вказаних недоліків необхідно відмовитися від фізичного формування пилкоподібної напруги, а математично відтворити її наявність при обчисленні моменту закривання силового ключа коректора.

Розроблене цифрове керування коректором за піковим струмом з корегуванням еталонного сигналу по похідній дозволяє досягнути спрощення структури системи керування. У цифровому виді для визначення похідної

необхідно виконати всього дві математичні операції – віднімання та множення. Таким чином за рахунок цифрової реалізації коректора вдалося досягнути суттєвого спрощення структури системи керування.

Однією з особливостей керування коректором за піковим струмом є виникнення субгармонічних коливань при коефіцієнті заповнення більшому за 50 %. Для усунення даних коливань у систему керування вводиться додаткова компенсуюча пилкоподібна напруга з нахилом s_e . Найменшу тривалість перехідного процесу можна досягнути у випадку, якщо нахил s_e рівний нахилу спадання струму дроселя s_2 . Однак вхідна напруга коректора змінюється в часі, а відповідно і нахил спадання струму теж не є постійним. А отже, для забезпечення умови $s_e=s_2$ необхідно змінювати величину нахилу компенсуючої пилкоподібної напруги на періоді вхідної напруги. Це може бути досягнуте аналоговим контролером, проте такий метод призводить до суттєвого ускладнення і здорожчання системи керування. У роботі розроблена цифрова система, що реалізує адаптивне керування коректором коефіцієнта потужності та забезпечує потрібний нахил компенсуючої пилкоподібної напруги в усьому діапазоні зміни вхідної та вихідної напруг коректора. Дана система керування може бути реалізована на основі цифрового сигнального процесора або мікроконтролера.

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.

Достовірність запропонованих у дисертації теоретичних положень підтверджено результатами моделювання роботи коректорів у середовищі Simulink. Розроблені комп'ютерні моделі дозволяють дослідити статичні та динамічні характеристики активних високочастотних коректорів коефіцієнта потужності.

Ключові слова: електромагнітна сумісність, загальний коефіцієнт

гармонік, коректор коефіцієнта потужності, метод керування, напівпровідниковий перетворювач, показники якості струму, система керування.

ABSTRACT

Demchenko Yu.S. High frequency power factor correctors in power supplies with transformerless input. – Scientific qualification work on the rights of manuscripts.

Dissertation for obtaining the PhD degree on specialty 05.09.12 – Semiconductor electric power converters. – National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”, Kyiv, 2019.

The dissertation is devoted to solving the scientific and technical problem of improving the existing control methods of active high-frequency power factor correctors in power supplies with transformerless input for increasing the level of electromagnetic compatibility of semiconductor power converters with the power supply network.

The dissertation analyzes the literary sources devoted to the methods of increasing the power factor of semiconductor power converters, methods of active high frequency power factor correction and existing digital control systems of power supplies.

The research of the switch-on process of the active high frequency power factor corrector was carried out. A significant inrush current was detected. This is due to the fact that at the initial moment the output capacitor is discharged and as a result the corrector choke is directly connected to the input voltage on both switching intervals. The largest jump of the input current occurs when the corrector is switched on in the moment of maximum network voltage. In order to eliminate this shortcoming a corrector startup algorithm is proposed, the main idea is to first charge the output capacitor with an additional charger, while the load is disconnected from the corrector. After the voltage on the capacitor has risen to a certain level the

corrector is turned on. At the same time the load is also connected. By choosing the voltage level to which the capacitor is charged it is possible to significantly reduce the inrush current or even to get rid of it.

Investigation of the corrector without voltage feedback showed that the output voltage drops below the amplitude value of the supply voltage in the case of a noticeable increase of the load, which leads to the distortion of the input current. To eliminate the distortion of the input current and extend the operating range of the corrector the scheme of additional transistor switching was developed. This scheme opens the power transistor, thus the choke of the corrector accumulates the energy that will be transferred into the capacitor after closing of the transistor, raising the output voltage. This approach allows to substantially improve the input current shape.

The frequency of the clock generator pulses is selected in such a way that in the case when there is no distortion of the input current in the device the scheme of additional transistor switching does not affect the work of the corrector.

An expression for calculating the average input current of the corrector with a peak control method was obtained. It is obvious from the expression that the average current of the choke, which is the rectified input current, in addition to the sinusoidal component also has a sine square component and constant component, which significantly worsens the spectrum of current. In this case, a current “shelf” appears in the area of the current zero level transition. To improve the spectrum it is proposed to introduce an additional corrective influence into the control system. The first variant of the influence is the module of the derivative from the input voltage. In this case a part of the rectified input voltage of the corrector is applied to the differentiating circuit. The absolute output signal of the circuit is added to the output multiplier signal. This control method allows to eliminating current distortion by increasing the reference signal in a zero-crossing area of a supply voltage. Further improvement of the input current spectrum is achieved by introducing a signal that contains the constant component and the square of the sinusoid. Unlike the method of mixing a constant component, the amplitude of a signal with such control is almost unchanged, which allows using this method even at low load condition.

Another variant of the corrective influence, which allows an even better improvement of the input current spectrum, is the signal of the form

$$i_{kop}(t) = A - B \sin^2 \omega t.$$

This approach allows to get almost sinusoidal input current. However, at low loads there may be a problem of uncontrolled increase in the output voltage of the corrector.

Further improvement of the corrector input current spectrum can be achieved by more complex methods of corrective influence, but this leads to a rise in price of the control system and may be ineffective.

The investigation showed that the distortion of the input current of the corrector with the peak control method is mainly due to the presence of the third harmonic, and reducing it can significantly improve the spectrum of the input current. The presented control method with filtration of the third harmonic allowed to reduce the value of this harmonic. The matter of this method is that the input current of the device is fed to the bandpass filter, which selects the 3rd harmonic. This harmonic with a certain factor is subtracted from the reference signal. The resulting signal is fed to the inverse input of the comparator and is used to form the input current. This method reduces the level of the third harmonic and, as a result, improves the spectrum of the corrector input current.

Also the development of digital control methods for the correctors was investigated in the dissertation. The digital control system of active high-frequency power factor correctors with average current control method was created. The synthesis process consists of determining the coefficients of the differential equation by finding a discrete transfer function of an analog prototype. Bilateral transform is applied to convert continuous transfer functions into discrete. The expressions for the digital current and voltage regulators are obtained. Voltage and current error amplifiers along with the correction circuits are definite analog prototypes for obtaining difference equations. Thus, for the synthesis of the digital control system of

an active corrector the developer first needs to obtain an analog system, and then, having an analog prototype, go to digital implementation.

The mixing to the reference signal the module of the derivative from the rectified input voltage, proposed to improve the spectrum of the input current of the corrector with peak current control, leads to a noticeable complication of the structure of the analog control system due to the introduction of the differentiator.

Significant simplification of the structure of the control system can be achieved by the digital implementation of the corrector. However, the introduction of the digital sawtooth voltage is a rather difficult task, since it requires the formation of a continuously increasing function at each switching period. The operating frequency of the microcontroller must be very high in such case, which is inappropriate. The possible way out of this situation is the formation of a sawtooth voltage by an external analog generator, the output of which is connected to one of the inputs of the microcontroller. But this approach does not allow to get a fully digital control system and leads to the complication of the structure of the corrector.

To avoid these disadvantages it is necessary to abandon the physical formation of the sawtooth voltage and mathematically reproduce its presence during calculating the moment of the corrector power switch closing.

The developed digital peak current control with the correction of a derivative reference signal allows to simplify the structure of the control system. In the digital form only two mathematical operations are needed to calculate the derivative – subtraction and multiplication. Thus digital implementation of the corrector allows to achieve a significant simplification of the control system structure.

A well-known feature of the peak current control method is the appearance of subharmonic oscillations in the case of duty cycle higher than 50%. To eliminate these oscillations an additional compensating sawtooth voltage with a slope s_e is introduced into the control system. The smallest duration of the transient process can be achieved if the slope s_e is equal to the falling slope of the choke current s_2 . However the corrector input voltage varies in time as well as the current falling slope. Therefore to ensure the condition $s_e=s_2$ the slope of the compensating sawtooth

voltage has to be adjustable. An analog controller can achieve this, but such approach leads to a significant complication and cost increase of the control system. The paper presents a digital system that implements the adaptive control of the power factor corrector and provides the required compensating sawtooth voltage slope over the entire range of input and output voltage. Digital signal processor or microcontroller can be used to implement this control system.

A digital corrector with a simplified feedback is developed. The corrector eliminates input current distortion caused by significant load increase and provides a preliminary stabilization of the corrector output voltage. The amount of calculations for the proposed algorithm decreased almost twice compared to a classical control.

The validity of the given theoretical material is confirmed by the results of computer modeling in Simulink environment. The developed computer models allow to investigate the static and dynamic characteristics of active high-frequency power factor correctors.

Keywords: control method, control system, current quality rate, electromagnetic compatibility, power factor corrector, semiconductor converter, total harmonic distortion.

Список публікацій здобувача:

1. Demchenko Yu.S. Investigation of the Energy Characteristics of High Frequency Power Factor Correctors / Yu.S. Demchenko // *Electronics and communications*. – 2014.–№ 6. – P. 34 – 37 (*включено до наукометричної бази даних Index Copernicus*).
2. Демченко Ю.С. Методи корекції коефіцієнта потужності / Ю.С. Демченко, В.В. Рогаль // *Електроніка та зв'язок*. – 2013. – №6. – С. 24 – 29 (*здобувачем проаналізовано існуючі методи корекції коефіцієнта потужності*) (*включено до наукометричної бази даних Index Copernicus*).
3. Рогаль В.В. Коректор коефіцієнта потужності з адаптивним цифровим керуванням по піковому струму / В.В. Рогаль, Ю.С. Демченко // *Електроніка та зв'язок*. – 2015. – №5. – С. 29 – 35 (*здобувачем розроблена схема*

коректора з корегуванням еталонного сигналу по похідній) (включено до наукометричної бази даних *Index Copernicus*).

4. Рогаль В.В. Дослідження динамічних процесів у високочастотних пристроях корекції коефіцієнта потужності / В.В. Рогаль, Ю.С. Демченко // Технічна електродинаміка. – 2012. – №2. – С. 117 – 118 (здобувачем розроблена схема додаткової комутації транзистора) (включено до наукометричної бази даних *Scopus*).

5. Рогаль В.В. Дослідження спектру вхідного струму високочастотних коректорів коефіцієнта потужності / В.В. Рогаль, Ю.С. Демченко // Технічна електродинаміка. – 2014. – №5. – С. 80 – 82 (здобувачем розроблено комп'ютерні моделі коректорів коефіцієнта потужності та досліджено залежності спектру вхідного струму від навантаження) (включено до наукометричної бази даних *Scopus*).

6. Рогаль В.В. Способи покращення спектру вхідного струму коректора коефіцієнта потужності / В.В. Рогаль, Ю.С. Демченко // Технічна електродинаміка. – 2015. – №6. – С. 29 – 33 (здобувачем розроблена схема коректора з корегуванням еталонного сигналу по похідній) (включено до наукометричної бази даних *Scopus*).

7. Ямненко Ю.С. Підвищення ефективності корекції коефіцієнта потужності / Ю.С. Ямненко, Ю.С. Демченко // Вчені записки Таврійського національного університету імені В.І. Вернадського. Серія: Технічні науки. – 2018. – №4. – С. 42 – 46 (здобувачем розроблено цифровий коректор зі спрощеним зворотним зв'язком та проведено порівняння запропонованого алгоритму з класичним керуванням зі зворотним зв'язком по напрузі).

8. Демченко Ю.С., Рогаль В.В., Коваленко Є.Ю. Граничний спосіб керування активними високочастотними коректорами коефіцієнта потужності: пат. u 201703083 Україна: МПК H02M1/42, G05F1/70. № 123231; заявл. 31.03.2017; опубл. 26.02.2018, Бюл. № 4 (здобувачем здійснено розробку способу керування високочастотними коректорами).

9. Демченко Ю.С., Рогаль В.В., Коваленко Є.Ю. Спосіб керування активними високочастотними коректорами коефіцієнта потужності по піковому струму: пат. у 201703082 Україна: МПК H02M1/42, G05F1/70. № 123230; заявл. 31.03.2017; опубл. 26.02.2018, Бюл. № 4 *(здобувачем здійснено розробку способу керування високочастотними коректорами)*.

10. Демченко Ю.С., Рогаль В.В., Коваленко Є.Ю. Спосіб керування активними високочастотними коректорами коефіцієнта потужності по піковому струму: пат. у 201703084 Україна: МПК H02M1/12, H02M1/42, G05F1/70. № 123232; заявл. 31.03.2017; опубл. 26.02.2018, Бюл. № 4 *(здобувачем здійснено розробку способу керування високочастотними коректорами)*.

11. Demchenko Yu. Energy Performance Comparison of Active High Frequency Power Factor Correctors / Yu. Demchenko // Proceedings of the IEEE XXXIV International Scientific Conference Electronics and Nanotechnology (ELNANO) 2014. – Kyiv (Ukraine). – 15-18 April 2014. – P. 447 – 450.

12. Demchenko Yu. Analog and Digital Power Factor Correction Control Investigation / Yu. Demchenko // Proceedings of the IEEE XXXV International Scientific Conference Electronics and Nanotechnology (ELNANO) 2015. – Kyiv (Ukraine). – 21-24 April 2015. – P. 475 – 477.

13. Демченко Ю.С. Дослідження роботи пристрою корекції коефіцієнта потужності / Ю.С. Демченко // Збірник праць IV міжнародної науково-технічної конференції молодих вчених «Електроніка-2011», 29-31 березня, 2011. – Київ. – Ч.2. – С. 159 – 164.

14. Рогаль В.В. Керування коректором коефіцієнта потужності з корегуванням по похідній / В.В. Рогаль, Ю.С. Демченко // Матеріали учасників міжнародної конференції «Інтелектуальні енергетичні системи - ESS'15». – Київ. – 9-12 червня 2015. – С. 104 – 108 *(здобувачем розроблено схему коректора з корегуванням еталонного сигналу по похідній)*.

ЗМІСТ

| | |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ..... | 17 |
| ВСТУП..... | 18 |
| РОЗДІЛ 1. ЕЛЕКТРОМАГНІТНА СУМІСНІСТЬ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ З МЕРЕЖЕЮ ЖИВЛЕННЯ | 24 |
| 1.1. Показники якості вхідного струму напівпровідникових перетворювачів електроенергії | 24 |
| 1.1.1. Коефіцієнт потужності | 25 |
| 1.1.2. Загальний коефіцієнт гармонік..... | 27 |
| 1.2. Проблема електромагнітної сумісності напівпровідникових перетворювачів з мережею живлення..... | 28 |
| 1.3. Способи підвищення коефіцієнта потужності напівпровідникових перетворювачів електроенергії..... | 32 |
| 1.4. Активні коректори коефіцієнта потужності..... | 35 |
| 1.5. Принципи побудови цифрових систем керування | 48 |
| Висновки по розділу 1 | 53 |
| РОЗДІЛ 2. ДОСЛІДЖЕННЯ АКТИВНИХ ВИСОКОЧАСТОТНИХ КОРЕКТОРІВ КОЕФІЦІЄНТА ПОТУЖНОСТІ..... | 55 |
| 2.1. Математичний опис активного високочастотного коректора коефіцієнта потужності..... | 55 |
| 2.2. Дослідження пуску активного високочастотного коректора коефіцієнта потужності..... | 61 |
| 2.3. Схема додаткової комутації транзистора коректора коефіцієнта потужності..... | 63 |
| 2.4. Покращення спектру вхідного струму коректора..... | 67 |
| 2.4.1. Керування за піковим струмом..... | 67 |
| 2.4.2. Покращення спектру вхідного струму коректора за рахунок введення корегуючого впливу | 71 |
| 2.4.3. Метод керування з фільтрацією третьої гармоніки..... | 73 |

| | |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| Висновки по розділу 2 | 75 |
| РОЗДІЛ 3. ЦИФРОВІ ЗАСОБИ КЕРУВАННЯ АКТИВНИМИ ВИСОКОЧАСТОТНИМИ КОРЕКТОРАМИ КОЕФІЦІЄНТА ПОТУЖНОСТІ | 76 |
| 3.1. Синтез цифрової системи керування активним ВЧ коректором..... | 76 |
| 3.2. Цифрове керування за піковим струмом з корегуванням еталонного сигналу по похідній..... | 79 |
| 3.3. Адаптивне цифрове керування коректором коефіцієнта потужності за піковим струмом..... | 83 |
| 3.4. Цифровий коректор зі спрощеним зворотним зв'язком | 87 |
| Висновки по розділу 3 | 95 |
| РОЗДІЛ 4. МОДЕЛЮВАННЯ РОБОТИ ВИСОКОЧАСТОТНИХ КОРЕКТОРІВ КОЕФІЦІЄНТА ПОТУЖНОСТІ..... | 96 |
| 4.1. Аналогові системи керування коректорами | 97 |
| 4.1.1. Дослідження енергетичних характеристик коректорів..... | 97 |
| 4.1.1.1. Метод граничного керування..... | 97 |
| 4.1.1.2. Метод керування за піковим струмом | 102 |
| 4.1.1.3. Метод керування за середнім струмом | 105 |
| 4.1.2. Дослідження пуску коректорів коефіцієнта потужності | 111 |
| 4.1.3. Дослідження схеми додаткової комутації транзистора коректора | 115 |
| 4.1.4. Дослідження способів покращення спектру вхідного струму коректора з керуванням за піковим струмом | 118 |
| 4.1.4.1. Введення корегуючого впливу | 118 |
| 4.1.4.2. Метод керування з фільтрацією третьої гармоніки..... | 121 |
| 4.2. Цифрові системи керування коректорами..... | 124 |
| 4.2.1. Керування за середнім струмом | 124 |
| 4.2.2. Коректор з цифровим керуванням за піковим струмом..... | 129 |
| 4.2.3. Коректор коефіцієнта потужності з адаптивним цифровим керуванням за піковим струмом..... | 133 |
| 4.2.4. Цифровий коректор зі спрощеним зворотним зв'язком | 135 |
| Висновки по розділу 4 | 143 |

| | |
|-------------------------------------------------------------------------|-----|
| ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ | 144 |
| СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ | 146 |
| ДОДАТОК А. Лістинг файлів опису функціонування блоку контролю напруги.. | 161 |
| ДОДАТОК Б. Список публікацій за темою дисертації | 177 |
| ДОДАТОК В. Патенти на корисну модель..... | 180 |
| ДОДАТОК Г. Акти впровадження результатів дисертаційної роботи..... | 183 |

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

THD – total harmonic distortion,
АЦП – аналогово-цифровий перетворювач,
БКН – блок контролю напруги,
БКС – блок керування струмом,
ВЧ – високочастотний,
ДНС – датчик нульового струму,
ДС – датчик струму,
ЕМС – електромагнітна сумісність,
ККД – коефіцієнт корисної дії,
ККП – коректор коефіцієнта потужності,
КПН – компенсуюча пилкоподібна напруга,
ПГ – генератор пилкоподібної напруги,
ПЛІС – програмована логічна інтегральна схема,
ППН – підсилювач помилки по напрузі,
РН – регулятор напруги,
РС – регулятор струму,
САФ – силовий активний фільтр,
СДКТ – схема додаткової комутації транзистора,
СК – система керування,
ТГ – тактовий генератор,
ЦСП – цифровий сигнальний процесор,
ЦШІМ – цифровий широтно-імпульсний модулятор.

ВСТУП

Актуальність теми. На сьогоднішній день велика кількість навантажень, що підключаються до мережі живлення, споживає струм, який суттєво відрізняється від синусоїдного. Це призводить до того, що в мережу генерується значна кількість вищих гармонік струму. Найпоширенішими джерелами вищих гармонік в системах електроживлення являються випрямлячі, джерела безперебійного живлення, тиристорні системи, імпульсні джерела живлення, частотні приводи змінного струму, зварювальні апарати, освітлювальна апаратура та дугові плавильні печі [80]. При чому сумарна потужність нелінійних навантажень може становити 60–80 % від потужності всіх споживачів електромережі [79].

Вищі гармоніки струму можуть викликати різні негативні наслідки [56], такі як резонансні явища в елементах мережі, перегрів нульового проводу за рахунок гармонік, кратних трьом, зменшення активної потужності мережі, спотворення синусоїдності напруги живлення, негативний вплив на силові конденсатори та пов'язані з ними реактори. Також вищі гармоніки призводять до додаткових втрат у трансформаторах та електричних машинах, прискорюють старіння ізоляції різного електрообладнання [65]. Крім того, вищі гармоніки струму викликають завади в роботі радіоелектронного та телекомунікаційного обладнання, призводять до хибного спрацювання захисних реле на трансформаторних підстанціях [133].

З метою запобігання негативного впливу вищих гармонік струму на мережі живлення в Україні діє стандарт ДСТУ EN 61000-3-2:2016, що обмежує величину гармонічних складових струму споживання для систем електроживлення з вхідним фазовим струмом до 16 А.

Для задоволення вимог даного стандарту в пристроях перетворювальної техніки широко застосовуються коректори коефіцієнта потужності (ККП). На вході імпульсних джерел живлення потужністю до кількох кіловат здебільшого встановлюють активні високочастотні коректори, побудовані на основі

підвищувальних широтно-імпульсних перетворювачів. Якщо потужність джерела живлення не перевищує 200–300 Вт, то коректор, зазвичай, працює в режимі переривчастого струму, якщо більше, то в режимі безперервного струму. [28].

Питанням поліпшення якості вхідного струму напівпровідникових перетворювачів займалися такі вітчизняні та зарубіжні вчені: Артеменко М.Ю., Батрак Л.М., Жаркін А.Ф., Жемеров Г.Г., Жуйков В.Я., Клімов В.П., Козлов А.В., Комаров М.С., Миколаєць Д.А., Михальський В.М., Москаленко Г.О., Нгуен Лихай Тунг, Новський В.А., Пазєєв А.Г., Палачов С.О., Соколов В. М., Федій В.С., Чопик В. В., Шаповал І. А., Шидловський А.К., Adragna C., Buso S., Erickson R.W., Maksimovic D., Mattavelli P., Spiazzi G., Tenti P. та багато інших. Розрахунок процесів у активному високочастотному коректорі здійснено в роботі Белова Г.О. [48]. Деталі проектування однофазних коректорів представлені в роботі Мелешина В.І. [94]. У роботі Rosetto L. [35] описано різні методи керування активними коректорами, проте не надано порад щодо доцільної області їх застосувань. Цифрове керування із зоною нечутливості запропоноване у роботі Prodic A. [30], а в роботі Chen J. [12] реалізоване цифрове керування з прогнозуванням. У роботі Grote T. [22] наведено адаптивний метод керування широтно-імпульсним перетворювачем, проте не представлено реалізацію даного методу для коректора коефіцієнта потужності.

Найбільшого поширення набули такі методи керування активними високочастотними ККП, як граничний метод керування, метод керування за піковим струмом та метод керування за середнім струмом. Кожному з них притаманні певні недоліки. Так, зокрема, недоліком пікового методу керування є спотворення вхідного струму в області переходу через нуль. Дослідження даного питання проведено у роботі Zhou C. [44], де запропоновано до еталонного сигналу додавати сигнал постійної величини. Проте особливістю такого підходу є те, що при малих навантаженнях коректор стає некерованим.

Таким чином, подальше дослідження існуючих та створення нових методів керування активними високочастотними коректорами коефіцієнта потужності є актуальною задачею.

Дисертація присвячена дослідженню шляхів подальшого розвитку та удосконалення методів керування однофазними активними високочастотними коректорами коефіцієнта потужності в джерелах електроживлення з безтрансформаторним входом та створенню нових методів, а саме розробці методу керування за піковим струмом з введенням корегуючого впливу, що дозволяє покращити спектр вхідного струму, створенню схеми додаткової комутації для граничного керування. Крім того, у роботі приділено увагу розробці цифрових методів керування коректорами.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.

Дисертаційна робота виконана на кафедрі промислової електроніки КПІ ім. Ігоря Сікорського. Теоретичні положення дисертації відображено у ініціативній науково-дослідній НДР «Комп'ютерне моделювання засобів підвищення енергоефективності процесів електроспоживання в багатофазних системах живлення», що виконується на факультеті електроніки, № державної реєстрації НДР 0118U002263. Дисертаційна робота відповідає науковому напрямку досліджень, передбачених Державною науково-технічною програмою «Енергоефективні та ресурсозберігаючі технології генерування, перетворення та використання енергії», а також напрямку наукових досліджень наукової школи кафедри промислової електроніки КПІ ім. Ігоря Сікорського – «Теоретичні основи перетворення параметрів електричної енергії».

Мета і задачі дослідження. Метою даної роботи є підвищення рівня електромагнітної сумісності напівпровідникових перетворювачів електроенергії з мережею живлення шляхом вдосконалення існуючих методів керування високочастотними коректорами коефіцієнта потужності.

Для досягнення поставленої мети в роботі вирішувалися наступні задачі:

- 1) аналіз сучасних методів керування активними високочастотними коректорами коефіцієнта потужності;
- 2) вдосконалення існуючих методів керування високочастотними коректорами коефіцієнта потужності;
- 3) розробка цифрових систем керування коректорами;

4) комп'ютерне моделювання роботи коректорів коефіцієнта потужності для перевірки запропонованих положень.

Об'єктом дослідження є процеси формування вхідного струму напівпровідникових перетворювачів електроенергії.

Предметом дослідження є методи керування активними високочастотними коректорами коефіцієнта потужності, спрямовані на підвищення рівня електромагнітної сумісності напівпровідникових перетворювачів електроенергії з мережею живлення.

Методи дослідження. При вирішенні поставлених у роботі задач використовувалися: теорія електричних кіл та теорія диференціальних рівнянь для аналізу якості вхідного струму сучасних методів керування коректорами; теорія лінійних та нелінійних імпульсних систем, операторний метод, теорія автоматичного регулювання для розробки цифрових систем керування; методи математичного та комп'ютерного моделювання для перевірки достовірності запропонованих теоретичних положень.

Наукова новизна одержаних результатів полягає в наступному:

1) вдосконалено метод граничного керування шляхом введення схеми додаткової комутації, за рахунок чого вдалося уникнути спотворення вхідного струму у випадку значного збільшення навантаження коректора коефіцієнта потужності;

2) вдосконалено метод керування за піковим струмом шляхом введення у систему керування додаткового корегуючого сигналу, що дозволило зменшити величину загального коефіцієнта гармонік вхідного струму з 23% до 1,3%;

3) вперше для коректорів коефіцієнта потужності застосовано адаптивний метод керування за піковим струмом, який полягає у зміні величини нахилу компенсуючої пилкоподібної напруги при зміні вхідної напруги коректора. Даний метод дозволив зменшити величину загального коефіцієнта гармонік вхідного струму з 24,2% до 18,7%.

Практичне значення одержаних результатів:

- 1) розроблений алгоритм пуску коректора дозволяє повністю усунути стрибок вхідного пускового струму;
- 2) запропонована модифікована схема коректора з керуванням за піковим струмом дозволяє зменшити рівень третьої гармоніки у вхідному струмі коректора на 5-10 %;
- 3) розроблена цифрова система керування коректором за піковим струмом, що суттєво спрощує структуру системи керування у порівнянні з аналоговою системою;
- 4) запропонована цифрова система керування коректором зі спрощеним зворотним зв'язком, що забезпечує попередню стабілізацію вихідної напруги та зменшує кількість обчислень сигналу зворотного зв'язку по вихідній напрузі на 40%;
- 5) розроблені у середовищі Simulink моделі дозволяють дослідити статичні та динамічні характеристики коректорів коефіцієнта потужності, оцінити показники електромагнітної сумісності та обрати необхідну схему коректора для конкретного практичного випадку.

Результати дисертаційної роботи прийняті для використання у ТОВ «Олімп» та ТОВ «ІТЛ», а також впроваджені у навчальний процес кафедри промислової електроніки КПІ ім. І.Сікорського, а саме у дисципліни «Пристрої перетворювальної техніки» та «Електронні системи керування та регулювання». Крім того, отримані результати знайшли відображення у трьох патентах України на корисну модель.

Особистий внесок здобувача. Основні положення та результати, які виносяться на захист, належать авторові особисто. У наукових працях, опублікованих у співавторстві, здобувачу належать: [58] – аналіз існуючих методів корекції коефіцієнта потужності, [112] – розробка схеми додаткової комутації транзистора; [113] – розробка комп'ютерних моделей коректорів коефіцієнта потужності та дослідження залежності спектру вхідного струму від навантаження; [114] – розробка схеми коректора з корегуванням еталонного

сигналу по похідній; [115] – розробка адаптивного цифрового керування коректором за піковим струмом; [116] – проведення порівняльного аналізу способів покращення спектру вхідного струму коректора; [136] – розробка цифрового коректора зі спрощеним зворотним зв'язком та проведення порівняння запропонованого алгоритму з класичним керуванням зі зворотним зв'язком по напрузі. Роботи [14, 15, 16, 57] написані автором дисертації без співавторів. У роботах [59, 60, 61] здобувачу належить розробка способів керування високочастотними коректорами.

Апробація результатів дисертації. Результати досліджень, які включено в дисертацію, доповідалися та обговорювалися на:

1. Міжнародній науково-технічній конференції молодих вчених «Електроніка», м. Київ (Україна), 2011 р., 2019 р.

2. IEEE International Scientific Conference «Electronics and Nanotechnology (ELNANO)», м. Київ (Україна), 2014 р., 2015 р.

3. Міжнародній науково-технічній конференції «Проблеми сучасної електротехніки», м. Київ (Україна), 2014 р.

4. Міжнародній конференції «Інтелектуальні енергетичні системи - ESS'15», м. Київ (Україна), 2015 р.

Публікації. За результатами досліджень опубліковано 14 наукових праць, у тому числі: 7 статей у фахових виданнях України (з них 6 – у виданнях, які входять до наукометричних баз даних Scopus та Index Copernicus), 3 патенти України на корисну модель та 4 публікації у матеріалах міжнародних конференцій.

Структура та обсяг дисертації. Дисертація складається з анотації, вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел зі 136 найменувань та 4 додатків. Загальний обсяг дисертації становить 185 сторінок, у тому числі 128 сторінок основного тексту, 100 рисунків та 13 таблиць.

РОЗДІЛ 1

ЕЛЕКТРОМАГНІТНА СУМІСНІСТЬ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ З МЕРЕЖЕЮ ЖИВЛЕННЯ

1.1 Показники якості вхідного струму напівпровідникових перетворювачів електроенергії

Електрична енергія при передачі від генератора до споживачів проходить ряд трансформацій [107], при цьому останньою ланкою у даному процесі часто являється напівпровідниковий перетворювач електроенергії, що формує для споживачів необхідний рівень постійної чи змінної напруги. Схема підключення перетворювачів до мережі живлення представлена на рис. 1.1.



Рис. 1.1. Схема підключення перетворювачів електроенергії до мережі живлення

Без вживання додаткових заходів напівпровідникові перетворювачі, як правило, є нелінійними навантаженнями, що призводить до емісії у мережу вищих гармонік струму. Здебільшого потужність окремих перетворювачів є невеликою, проте їх кількість постійно зростає і загальний вплив на живлячу мережу є досить суттєвим.

Розглянемо основні показники якості вхідного струму напівпровідникових перетворювачів електроенергії.

1.1.1 Коефіцієнт потужності

Якість споживаного напівпровідниковим перетворювачем струму може бути оцінена коефіцієнтом потужності (Power Factor) K_{II} , який визначається наступним чином [15]:

$$K_{II} = \frac{P}{S}, \quad (1.1)$$

де $P = \sum_{k=0}^{\infty} U_k I_k \cos \varphi_k$ – активна потужність, $S = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} U_k^2 \sum_{k=0}^{\infty} I_k^2}$ – повна потужність, U_k , I_k , φ_k – діючі значення напруги, струму та фазовий кут гармонік k -го порядку [65].

Форма напруги мережі живлення у загальному випадку близька до синусоїдної. Тоді з виразу (1.1) отримаємо:

$$K_{II} = \frac{P}{S} = \frac{U_1 I_1 \cos \varphi_1}{U_1 \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} I_k^2}} = \frac{I_1}{\sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} I_k^2}} \cos \varphi_1 = \nu \cdot \cos \varphi_1, \quad (1.2)$$

де $\nu = \frac{I_1}{\sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} I_k^2}}$ – коефіцієнт спотворення вхідного струму.

З виразу (1.2) видно, що негативний вплив перетворювача на живлячу мережу визначається двома складовими: спотворенням форми споживаного струму та відставанням струму від напруги на певний кут. Спотворення струму виражається у відхиленні його форми від синусоїдної. Несинусоїдні струми створюють на внутрішньому опорі живлячої мережі несинусоїдні падіння напруги, викликаючи спотворення форми живлячої напруги. Вищі гармоніки вкрай негативно впливають на багатьох споживачів, примушуючи їх

застосовувати спеціальні (часто вельми дорогі) заходи по нейтралізації цих гармонік [63].

Відставання струму від напруги (рис. 1.2) призводить до споживання реактивної потужності. Це в свою чергу викликає суттєві втрати корисної потужності. Реактивну потужність споживають керовані випрямлячі, що затримують момент включення щодо точки природної комутації, а це викликає відставання струму від напруги [63]. Споживачами реактивної потужності також являються газорозрядні лампи, реактори, трансформатори, печі індукційного нагріву та електродугові печі [121]. Але ще більше реактивної потужності потребують асинхронні електродвигуни. Відношення реактивної до активної потужності при повністю навантаженій одиниці обладнання залежить від характеру даного обладнання. Так, наприклад, для асинхронних двигунів воно становить 65-75%, а для трансформаторів – 5-10% [121].

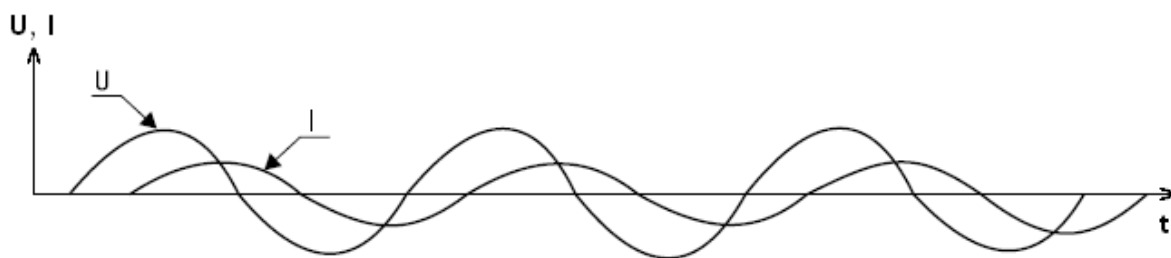


Рис. 1.2 - Форми струму й напруги в мережі при роботі на реактивне навантаження

Таким чином, для підвищення коефіцієнта потужності необхідно звести до мінімуму кут запізнювання струму відносно напруги, а також зменшити вміст вищих гармонік вхідного струму.

Коефіцієнт потужності виражається у вигляді десяткового дробу, значення якого лежить у межах від нуля до одиниці. Його ідеальне значення – 1, 0,95 – хороше значення; 0,9 – задовільне; 0,8 – незадовільне. Для прикладу, типове імпульсне джерело живлення без корекції має значення коефіцієнта потужності близько 0,65. При застосуванні корекції коефіцієнта потужності можна збільшити

коефіцієнт потужності пристрою з 0,65 до 0,95. Цілком реальні і значення в межах 0,97 ... 0,99. В ідеальному випадку, коли коефіцієнт потужності дорівнює одиниці, прилад споживає від мережі виключно синусоїдний струм з нульовим фазовим зсувом щодо напруги. Це відповідає чисто активному навантаженню з лінійною вольт-амперною характеристикою [55].

1.1.2 Загальний коефіцієнт гармонік

Ще одним показником, що дозволяє оцінити якість вхідного струму перетворювачів, є загальний коефіцієнт гармонік (THD – total harmonic distortion) K_G , який визначається як [65]:

$$K_G = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2}}{I_1}. \quad (1.3)$$

Зазвичай фазовий зсув між вхідною напругою та першою гармонікою струму в імпульсних джерелах електроживлення малий. Тому нехтуючи реактивною складовою вхідного струму коефіцієнт потужності може бути виражений через загальний коефіцієнт гармонік наступним чином [65]:

$$K_{II} = \frac{1}{\sqrt{1 + K_G^2}}. \quad (1.4)$$

Для порівняння у таблиці 1.1 наведені значення коефіцієнта потужності та загального коефіцієнта гармонік, отримані з виразу (1.4). Видно, що при зростанні K_G величина K_{II} змінюється мало і навіть при великих значеннях K_G залишається досить високою. Отже, загальний коефіцієнт гармонік є більш інформативним показником при оцінці електромагнітної сумісності (ЕМС) перетворювачів з мережею [133].

Таблиця 1.1

Значення коефіцієнта потужності та загального коефіцієнта гармонік

| | | | | | | |
|-------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| $K_{П}$ | 0,999 | 0,995 | 0,989 | 0,981 | 0,958 | 0,894 |
| $K_{Г}, \%$ | 5 | 10 | 15 | 20 | 30 | 50 |

1.2 Проблема електромагнітної сумісності напівпровідникових перетворювачів з мережею живлення

Висока ефективність та хороші масогабаритні показники високочастотних напівпровідникових перетворювачів зумовили їх широке застосування у сучасних системах електроживлення. Такі пристрої будуються за структурою “вхідний некерований випрямляч – ємнісний фільтр – високочастотний перетворювач постійної напруги” (рис. 1.3). За ними історично закріпилася назва “джерела електроживлення з безтрансформаторним входом” [65]. Такі пристрої споживають імпульсний струм суттєво несинусоїдної форми, що призводить до генерації в мережу вищих гармонік струму.

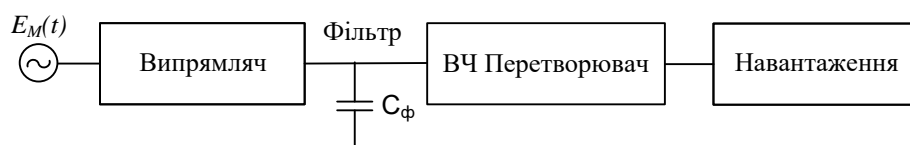


Рис. 1.3. Схема джерела живлення з безтрансформаторним входом

Вищі гармоніки струму негативно впливають на мережу та інше обладнання, підключене до неї. Для характеристики цього впливу використовується термін “електромагнітна сумісність”.

Електромагнітна сумісність – це здатність електроприймача нормально функціонувати в мережі електропостачання, до якої він підключений, і не вносити в цю мережу завад, неприпустимих для роботи інших електроприймачів [133]. ЕМС залежить від особливостей мережі живлення. Так, сумісність

напівпровідникових перетворювачів з мережею визначається не лише параметрами перетворювачів, а й схемою самої мережі та її потужністю. Чим вища потужність мережі, тим менший негативний вплив конкретного перетворювача.

Розглянемо зображену на рис. 1.4 схему випрямляча з ємнісним фільтром, що широко використовується в джерелах електроживлення з безтрансформаторним входом.

Таке джерело споживає потужність тільки в ті моменти, коли вхідна напруга вище напруги на згладжуючому конденсаторі, що відбувається протягом приблизно чверті періоду [55]. В інший час джерело не споживає потужності з мережі, при цьому навантаження живиться від конденсатора. Відбирання потужності лише на піку напруги призводить до того, що споживаний струм має форму коротких імпульсів (рис. 1.5) з великим вмістом вищих гармонік.

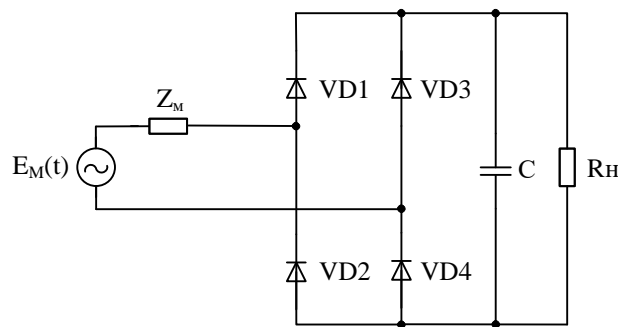


Рис. 1.4. Мостовий випрямляч з ємнісним фільтром

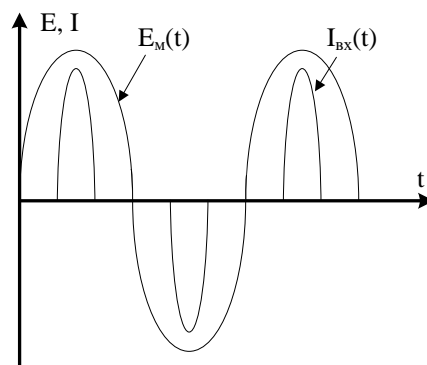


Рис. 1.5. Вхідний струм випрямляча з ємнісним фільтром

На рис. 1.6 представлений гармонічний склад вхідного струму, приведений до основної гармоніки [102]. Як видно з діаграми, в спектрі вхідного струму присутні непарні гармоніки, величина яких є досить суттєвою. Коефіцієнт потужності такого випрямляча становить всього 0,5-0,6, а загальний коефіцієнт гармонік може досягати 180%.

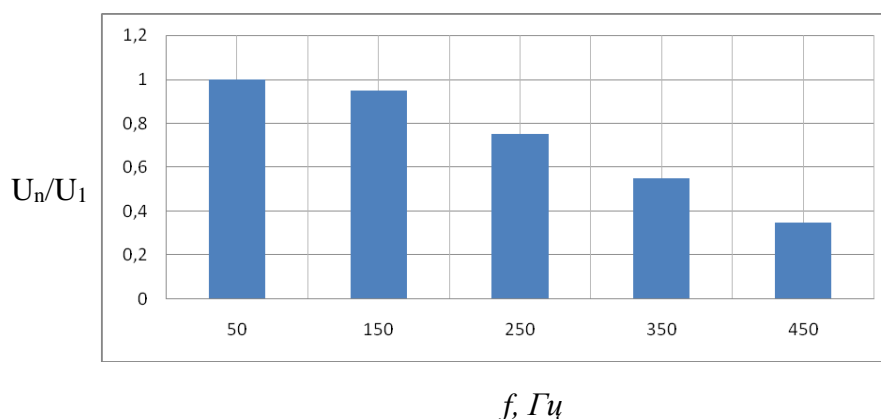


Рис. 1.6. Гармонічний склад вхідного струму випрямляча з ємнісним фільтром

Іншими споживачами несинусоїдного струму являються багатофазні випрямлячі, дугові плавильні печі, зварювальні апарати, електротехнологічні установки, що працюють на постійному струмі, тиристорні системи, газорозрядні лампи, нагрівальна та освітлювальна апаратура, керована електронними системами [133].

Для зменшення вмісту вищих гармонік струму, що генеруються в мережу окремим електрообладнанням, в Україні прийнятий стандарт ДСТУ EN 61000-3-2:2016 [62]. Даний стандарт застосовується до пристроїв, вхідний струм яких не перевищує 16 А на фазу, та поділяє все електрообладнання на чотири класи. До класу А належать симетричне трифазне обладнання, побутові електричні прилади, за виключенням віднесених до класу D, електричні інструменти, що не відносяться до портативних, пристрої регулювання сили світла ламп розжарювання та аудіо обладнання; до класу B – портативні інструменти та

обладнання для зварювання, що не відноситься до професійного; до класу С – освітлювальне обладнання; до класу D – наступна апаратура потужністю до 600 Вт: персональні комп'ютери та монітори персональних комп'ютерів, телевізійні приймачі. Так, наприклад, в таблиці 1.2 вказані граничні норми гармонік вхідного струму для обладнання класу А.

Таблиця 1.2

Норми гармонік струму для апаратури класу А стандарту
ДСТУ EN 61000-3-2:2016

| Порядок гармонічної складової, n | Максимально допустиме значення гармонічної складової струму, А |
|----------------------------------|----------------------------------------------------------------|
| Непарні гармонічні складові | |
| 3 | 2.30 |
| 5 | 1.14 |
| 7 | 0.77 |
| 9 | 0.40 |
| 11 | 0.33 |
| 13 | 0.21 |
| $15 \leq n \leq 39$ | $0,15 \times 15/n$ |
| Парні гармонічні складові | |
| 2 | 1.08 |
| 4 | 0.43 |
| 6 | 0.30 |
| $8 \leq n \leq 40$ | $0,23 \times 8/n$ |

Необхідність дотримуватися вимог цього стандарту призводить до прийняття спеціальних заходів та підштовхує розробників обладнання до створення різних варіантів схем, які забезпечують підвищення коефіцієнта потужності.

1.3 Способи підвищення коефіцієнта потужності напівпровідникових перетворювачів електроенергії

Способи підвищення коефіцієнта потужності перетворювальних пристроїв можна поділити на дві категорії: застосування додаткового обладнання, яке має фільтруючі властивості, та удосконалення схемотехнічних рішень перетворювальних пристроїв.

У якості додаткового обладнання для покращення ЕМС можуть застосовуватися пасивні коректори коефіцієнта потужності, резонансні LC-фільтри вищих гармонік та силові активні фільтри. Пасивні коректори побудовані на основі дроселів та конденсаторів (рис. 1.7) та найчастіше застосовується в недорогих пристроях, де не пред'являється жорстких вимог до рівня вищих гармонік струму. Пасивна корекція дозволяє досягти значення коефіцієнта потужності близько 0,9. Проте даний метод має декілька недоліків. LC-фільтр може бути ефективний як коректор коефіцієнта потужності тільки у випадку, якщо напруга, частота і навантаження змінюються у вузькому інтервалі значень. Так як фільтр повинен працювати в області низьких частот (50/60 Гц), його компоненти мають великі габарити, масу і малу добротність. Перевагами пасивних ККП є набагато менша кількість компонентів і відповідно більший час напрацювання на відмову, а також при пасивній корекції створюється менше електромагнітних і контактних завад, ніж при активній [55].

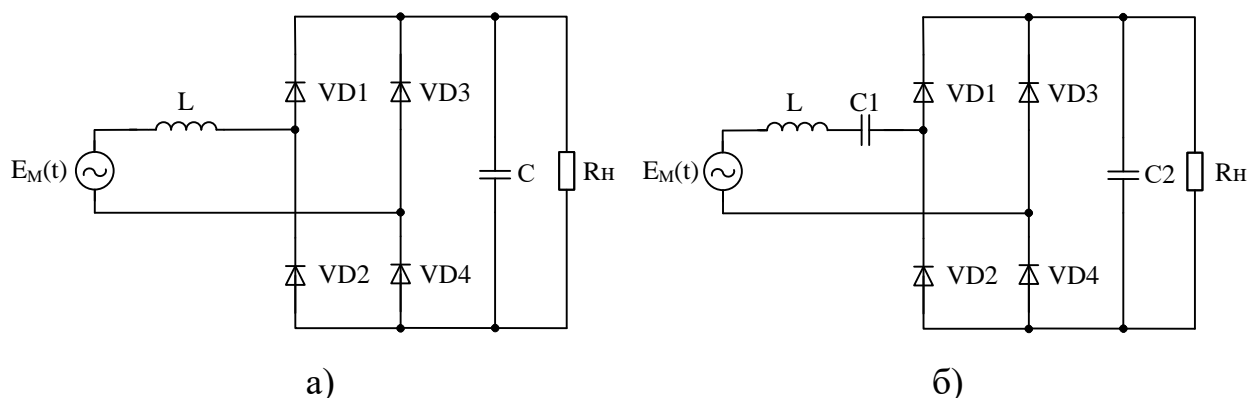


Рис. 1.7. Пасивний ККП з дроселем (а) та послідовним LC-фільтром (б)

Поширення набули резонансні LC-фільтри, параметри яких вибираються таким чином, щоб при частотах певних вищих гармонік мав місце резонанс напруг. Такі фільтри необхідно встановлювати на кожен гармоніку. Недоліком даного підходу є те, що при широкому спектрі частот вищих гармонік габарити фільтруючого пристрою є досить значними.

Один з ефективних способів покращення ЕМС - застосування силових активних фільтрів (САФ). Розрізняють силові активні фільтри напруги та струму. САФ напруги застосовуються у випадку, якщо вхідна напруга несинусоїдна, а на навантаженні необхідно отримати виключно синусоїдну напругу (рис. 1.8). Компенсуюча напруга САФ u_k повторює у протифазі різницю між миттєвою напругою мережі u_m та її першою гармонікою [71].

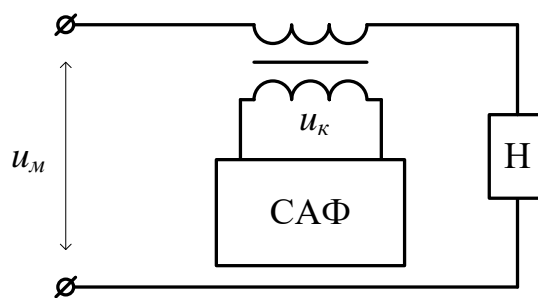


Рис. 1.8. Застосування силового активного фільтра напруги

САФ струму застосовуються у випадку, якщо нелінійне навантаження споживає від мережі несинусоїдний струм (рис. 1.9). Компенсуючий струм САФ i_k рівний в протифазі струму вищих гармонік i_{zap} навантаження. Можливе спільне використання активного фільтра напруги та струму. При цьому вирішується комплексна задача покращення якості напруги електроживлення та усунення негативного впливу споживачів на мережу. Застосовуються також гібридні фільтри, які є комбінацією САФ та резонансних LC-фільтрів.

Силові активні фільтри будуються зазвичай на базі інверторів напруги або струму з широтно-імпульсною модуляцією. Перевагами САФ являються багатофункціональність (компенсація вищих гармонік струму з довільним

спектром, можливість придушення резонансних явищ в електромережах шляхом компенсації резонуючих гармонік, компенсація реактивної потужності, компенсація потужності несиметрії), залежність установленної потужності елементів активного фільтра лише від складових неактивної потужності, можливість нарощування потужності компенсації до заданого рівня шляхом паралельного підключення декількох САФ [133]. Основними їх недоліками являються відносна складність системи керування, неможливість реалізації безінерційної компенсації та відносно велика вартість [65]. Вказані недоліки стримують широке застосування силових активних фільтрів у системах електроживлення.

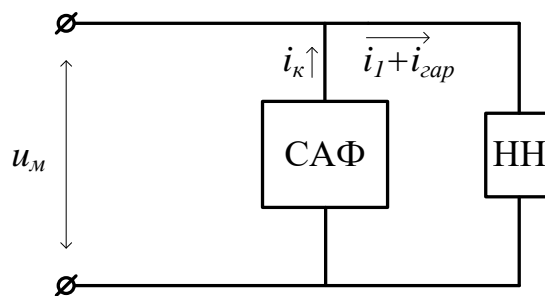


Рис. 1.9. Застосування силового активного фільтра струму

Всі розглянуті вище фільтруючі пристрої являються додатковим обладнанням для покращення ЕМС (з додатковими капітальними вкладеннями, втратами електроенергії та експлуатаційними витратами). У ряді випадків їх застосування стає економічно недоцільним, так як додаткові витрати можуть перевищувати витрати від пониженої якості електроенергії [133].

Більш перспективний шлях зниження рівня вищих гармонік та несинусоїдності напруги мережі живлення полягає не у застосуванні додаткових пристроїв, а в удосконаленні схемотехнічних рішень та конструкцій нелінійних навантажень електричних мереж [133, 65].

Зниження величини вищих гармонік вхідного струму випрямлячів досягається за рахунок збільшення числа фаз. Так при 12-фазній схемі

випрямлення усуваються гармоніки порядку $k=6(n+1)\pm 1$, включаючи п'яту та сьому, що є найбільшими у шестифазних випрямлячах. Перехід від 6- до 12-фазного режиму випрямлення значно покращує гармонічний склад кривої струму випрямляча в автономних системах живлення обмеженої потужності. При цьому допустима доля випрямляючого навантаження зростає з 15-20 % до 45-50 % номінальної потужності генератора. Відомі також випадки використання 18-, 24-, 36- та навіть 48-фазних схем випрямлення, хоча вони не набули широкого застосування [133].

Найбільш перспективним способом покращення ЕМС напівпровідникових перетворювачів електроенергії є застосування активних коректорів коефіцієнта потужності, які забезпечують примусове формування майже синусоїдних споживаних струмів. Коефіцієнт потужності при цьому близький до одиниці. Саме дослідженню цих пристроїв і присвячена дана робота. Розглянемо їх більш детально у наступному параграфі.

1.4 Активні коректори коефіцієнта потужності

Активний коректор коефіцієнта потужності повинен задовольняти трьом умовам [55]:

- 1) форма споживаного струму повинна бути якомога ближче до синусоїдної, а відставання струму від напруги в мережі має зводитися до нуля;
- 2) потужність, що відбирається від мережі, повинна залишатися постійною навіть у разі зміни напруги живлення;
- 3) напруга на виході коректора не повинна залежати від величини навантаження.

Методи активної корекції можна умовно розділити на низькочастотні та високочастотні. Якщо частота роботи коректора набагато вища за частоту живлячої мережі – це високочастотний коректор, інакше – низькочастотний [14, 63].

На рис. 1.10 зображена схема активного низькочастотного ККП [63]. Транзистор VT1 відкривається в момент переходу мережевої напруги через нуль. На позитивній півхвилі струм протікає по ланцюгу L1-VD3-VT1-VD8. Після закривання транзистора VT1 енергія, накопичена в дроселі, віддається через діоди VD1 та VD6 у фільтруючий конденсатор і навантаження. При негативній півхвилі процес має аналогічний характер, тільки працюють інші пари діодів. Вхідний струм такого коректора представлений на рис. 1.11.

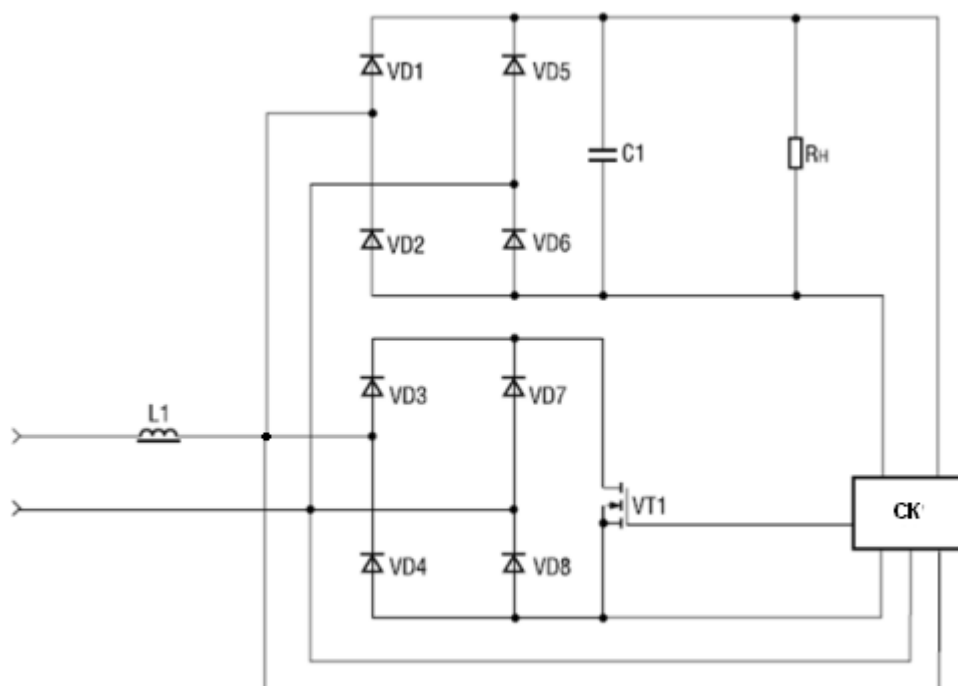


Рис. 1.10. Активний низькочастотний ККП

Низькочастотні ККП мають низьку вартість, відносну простоту та вони не є джерелами високочастотних завад. Однак коефіцієнт потужності таких коректорів не може перевищувати значення 0,9, крім того, вони мають великі габарити, обумовлені застосуванням низькочастотного дроселя [102].

Підвищення робочої частоти коректора дозволяє зменшити габарити дроселя. Існує декілька варіантів побудови активних високочастотних (ВЧ) ККП. Найпоширенішою в наш час є схема підвищуючого перетворювача (boost

converter). Ця схема може працювати в широкому діапазоні входних напруги (від 85 до 270 В) без обмежень та будь-яких додаткових налаштувань [55].

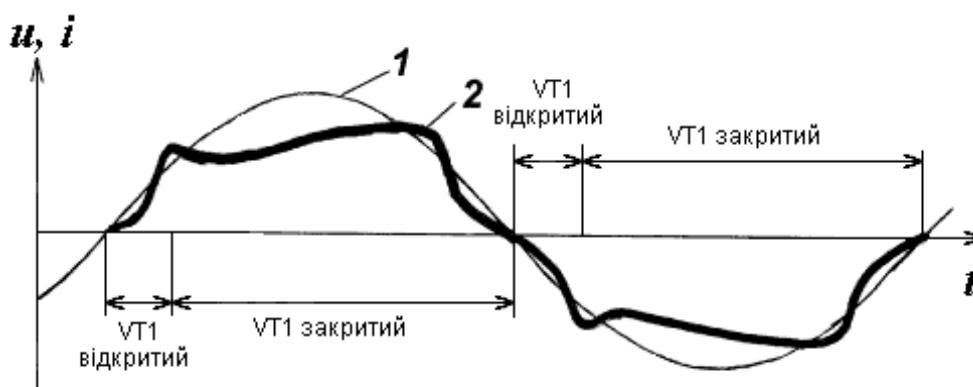


Рис. 1.11. Форма напруги (1) та струму (2) низькочастотного ККП

На рис. 1.12 представлена схема коректора, побудованого на основі підвищуючого перетворювача [55]. При включеному MOSFET-ключі струм в дроселі L лінійно наростає, діод $VD2$ замкнутий, а конденсатор $C2$ розряджається на навантаження. Потім транзистор закривається, напруга на дроселі L відкриває діод $VD2$ і дросель віддає накопичену енергію в конденсатор, одночасно живлячи навантаження. Конденсатор $C1$ має малу ємність і служить для фільтрації високочастотних завад. Робоча частота такого коректора становить десятки-сотні кілогерц. Система керування (СК) коректора формує вхідний струм за певним заданим законом та стабілізує вихідну напругу.

Коректор може працювати в трьох режимах: переривчастого струму, неперервного струму та граничному режимі. У режимі переривчастого струму струм дроселя спадає до нуля на кожному періоді комутації ключа, а в режимі неперервного струму відкривання ключа відбувається, коли струм дроселя ще не встигнув досягти нуля. Граничний режим характеризується тим, що ключ відкривається в момент, щойно струм дроселя досягає нульового значення. У пристроях потужністю більше 400 Вт здебільшого використовується неперервний режим, а в малопотужних – режим переривчастого струму[55].

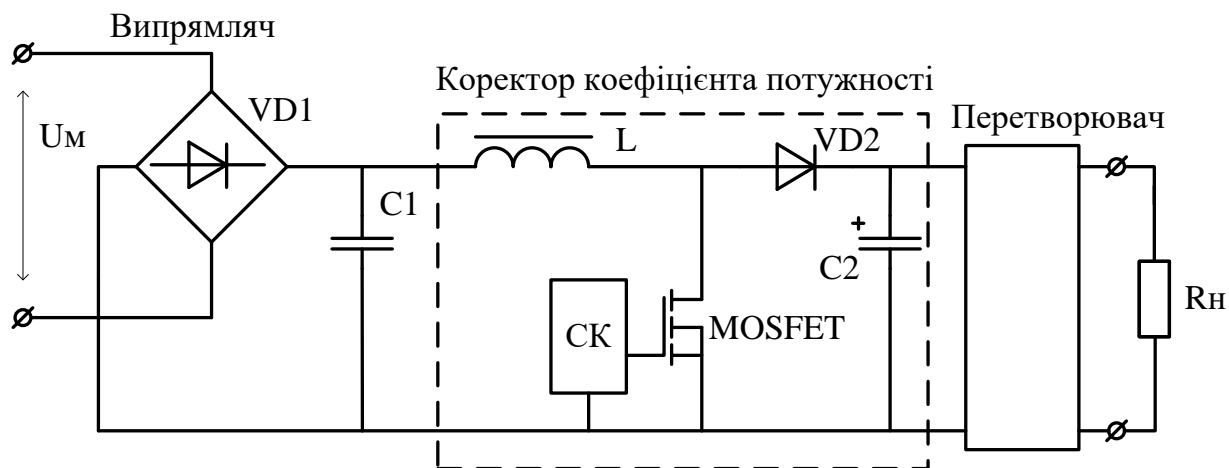


Рис. 1.12. Активний високочастотний ККП

У даний час відбувається безперервне розширення номенклатури і вдосконалення структур мікросхем керування активними високочастотними ККП, що випускаються провідними виробниками електронних компонентів (Texas Instruments, International Rectifier, Infineon, ON Semiconductor, Micro Linear та ін.) [122]. Ці мікросхеми реалізують різні методи корекції коефіцієнта потужності, кожен з яких має певні переваги і недоліки, що впливають на вибір мікросхеми. Розглянемо основні методи високочастотної корекції, що застосовуються в підвищуючих перетворювачах [58].

Метод граничного керування. Функціональна електрична схема реалізації даного методу представлена на рис. 1.13 [53]. Вхідна синусоїдна напруга від живлячої мережі подається на випрямляч. Випрямлена напруга з коефіцієнтом k подається на помножувач, формуючи еталонний сигнал I_{em} . Другий множник визначається сигналом з підсилювача помилки по напрузі (ППН). Еталонна напруга порівнюється компаратором К з напругою, що знімається з датчика струму (ДС). Сигнал з компаратора та сигнал з датчика нульового струму (ДНС) дроселя відповідають за перемикання тригера Т, який керує ключем S [53].

У момент, коли струм дроселя i_L спадає до нуля, спрацьовує ДНС і відбувається відкриття ключа S. Струм в дроселі L починає лінійно зростати (рис. 1.14). Закривання ключа відбувається у момент, коли напруга з ДС досягає

величини I_{em} . Енергія, накопичена в дроселі, віддається через відкритий діод VD2 у навантаження R_H і струм в дроселі знову починає спадати.

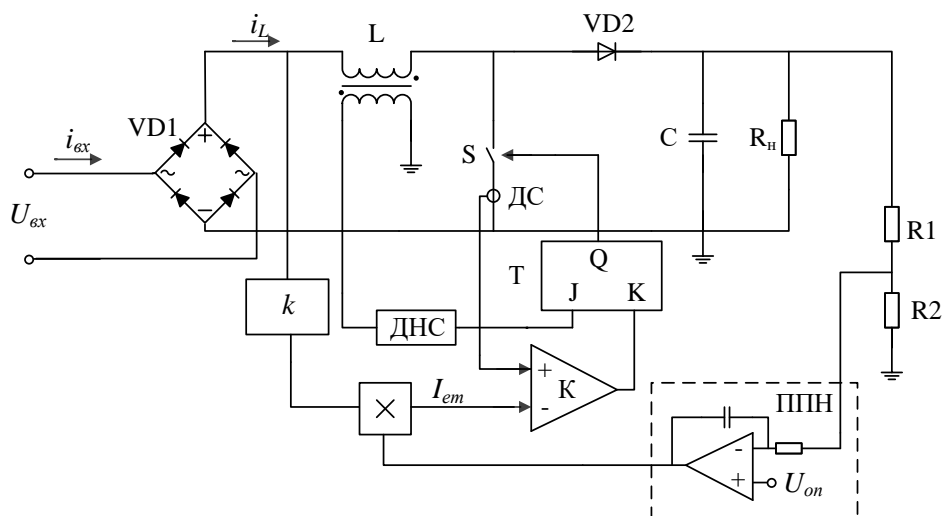


Рис. 1.13. Схема ККП з методом граничного керування

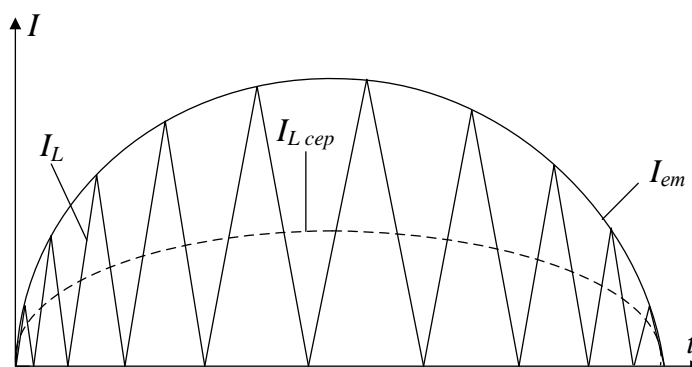


Рис. 1.14. Діаграма струму дроселя для граничного методу керування

Переваги даного методу [53], [35]: проста система керування, м'які умови перемикання силового діода VD2 і ключа S, можливе безпосереднє обмеження струму ключа. Недоліки: змінна частота комутації ключа, необхідність вимірювання струму дроселя для визначення моменту його переходу через нуль, відносно великий розмах струму в дроселі, що призводить до збільшення габаритів фільтра електромагнітних завад.

Даний метод керування реалізують такі контролери, як TDA4817, TDA4818 (Siemens), UC1852 (Unitrode), L6560 (SGS-Thomson) та MC33261, MC33262 (Motorola) [53].

Метод керування за піковим струмом. Функціональна електрична схема ККП з керуванням за піковим струмом зображена на рис. 1.15. За сигналом від тактового генератора (ТГ) здійснюється відкривання силового ключа S . Закривання ключа відбувається в момент, коли сума сигналів з ДС та з джерела пилкоподібної напруги (ПГ) досягає еталонного синусоїдного сигналу I_{em} . Останній отримується перемноженням масштабованого миттєвого значення випрямленої вхідної напруги, що знімається з випрямляча, і сигналу з виходу ППН. Таким чином, еталонний сигнал є синхронізованим та пропорційним напрузі мережі живлення. Частота генератора пилкоподібної напруги співпадає з частотою тактового генератора. Тригер T формує сигнал керування силовим ключем [53], [35]. Діаграма струму дроселя при даному методі керування наведена на рис. 1.16. Як видно з рисунку, пікове значення струму співпадає з еталонним сигналом.

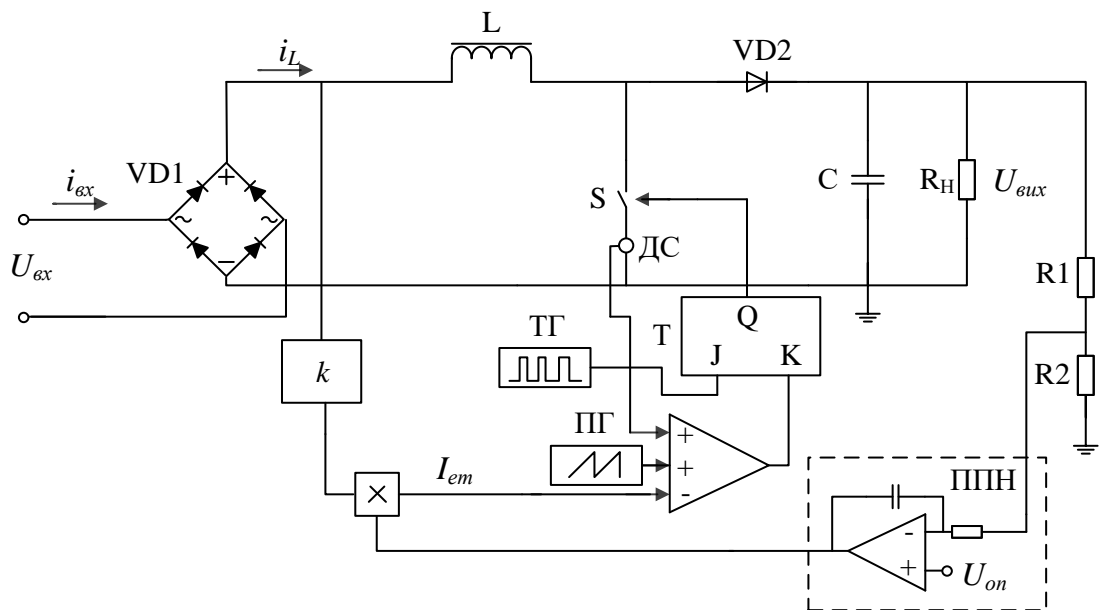


Рис. 1.15. Схема ККП з керуванням за піковим струмом

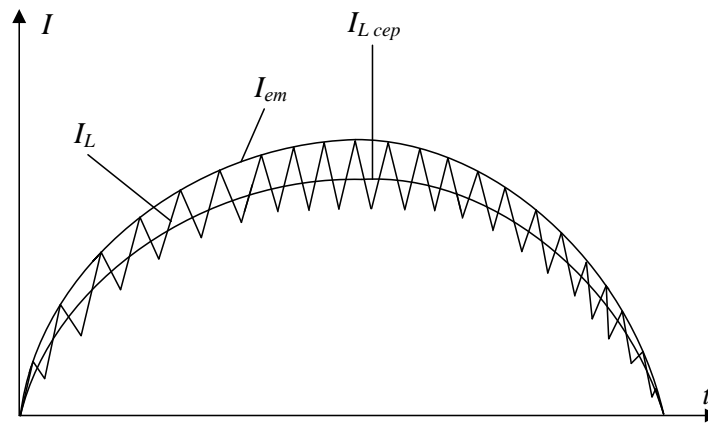


Рис. 1.16. Діаграма струму дроселя при піковому методі керуванні

Перевагами даного методу є постійна частота перемикання, режим неперервних струмів, що дозволяє застосовувати малогабаритний вхідний фільтр, необхідність вимірювання лише струму силового ключа, що дозволяє застосувати трансформатор струму та уникнути додаткових втрат потужності на вимірювальному резисторі, можливість безпосереднього обмеження струму ключа. Проте існують і наступні недоліки: спотворення форми кривої вхідного струму, що зростають при зменшенні навантаження і при збільшенні вхідної напруги, чутливість до комутаційних завад, жорсткі умови закривання силового діода, виникнення субгармонічних коливань при коефіцієнті заповнення більшому за 50 %, для усунення яких необхідне введення додаткової компенсуючої пилкоподібної напруги від ПГ [115].

Для реалізації даного методу можна використовувати контролери ML4812 та ML4819 фірми Micro Linear.

Метод керування за середнім струмом. Функціональна електрична схема ККП з керуванням за середнім струмом зображена на рис. 1.17.

Еталонний сигнал I_{em} представляє собою добуток вхідної випрямленої напруги з коефіцієнтом k та сигналу з ППН. Даний сигнал подається на підсилювач помилки по струму ППС, який порівнює його з сигналом від ДС. Сигнал помилки по струму подається на ШІМ-модулятор, побудований на основі компаратора К. Сигнал з компаратора керує роботою ключа S [53]. Форма кривої струму дроселя показана на рис. 1.18.

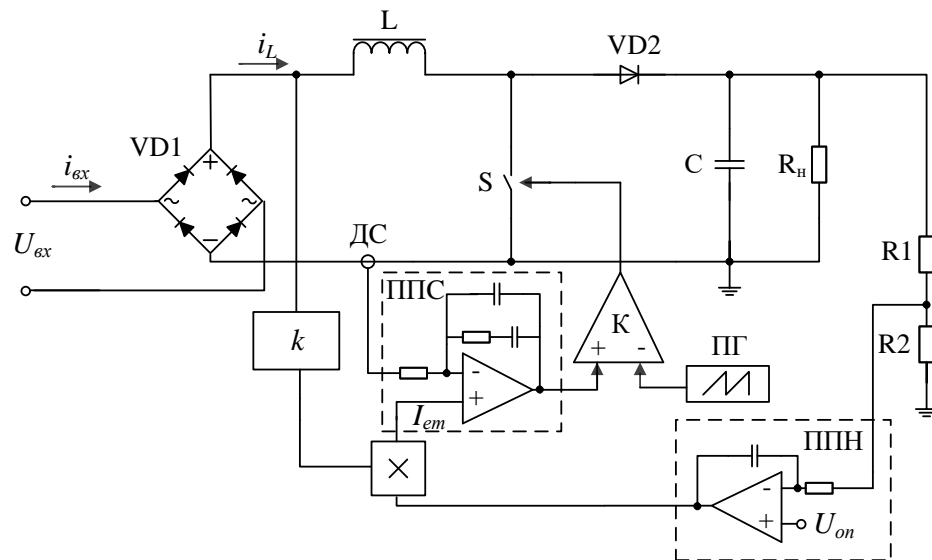


Рис. 1.17. Схема ККП з керуванням за середнім струмом

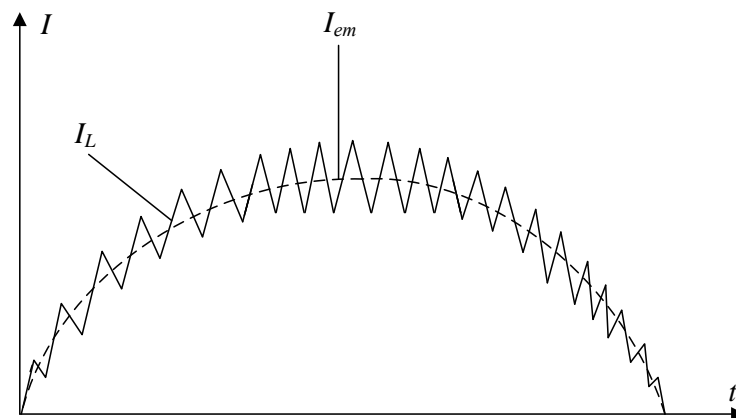


Рис. 1.18. Діаграма струму дроселя при керуванні за середнім струмом

Переваги методу: постійна частота перемикавання, відсутність додаткової компенсуючої пилкоподібної напруги, стійкість до комутаційних завад, краща форма вхідного струму ніж при піковому методі керування. Недоліки даного методу: відносно складна схема керування, жорсткі умови закривання силового діода [53, 35].

Для реалізації даного методу доступні контролери UC1854A/B, UC1855 (Unitrode), ML4821 (Micro Linear), TDA4815, TDA4819 (Siemens), L4981A/B (SGS-Thomson), LT1248, LT1249 (Linear Technology) [35].

У розглянутій на рис. 1.17 схемі використовується помножувач напруги, що ускладнює систему керування. У роботі [102] запропонована простіша

реалізація системи керування, в якій замість помножувача використовується інтегратор напруги (рис. 1.19).

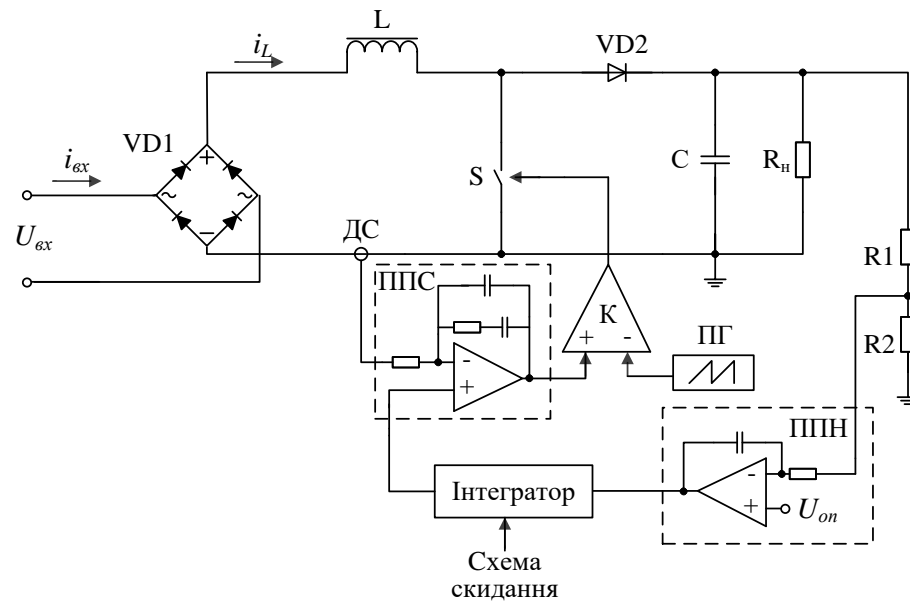


Рис. 1.19. Схема керування за середнім струмом з використанням інтегратора

Гістерезисний метод керування (рис. 1.20) представлений у роботах [93] та [23]. Сигнал з помножувача напругу подається на компаратор К1 та через дільник $k2$ на компаратор К2. Коли сигнал з ДС досягає величини I_{em1} відбувається закривання ключа S, а відкривається ключ у момент, коли сигнал з ДС спадає до значення I_{em2} . Таким чином, струм в дроселі виявляється обмеженим двома синусоїдами I_{em1} та I_{em2} . При $k2 \rightarrow 1$ струм дроселя наближається до синусоїдального.

У роботі [103] запропонований новий метод, відомий як керування у межах одного тактового циклу (One Cycle Control) (рис. 1.21). Такий підхід не потребує вимірювання вхідної напруги та використання аналогового помножувача і генератора пилкоподібної напруги, що дозволяє суттєво спростити СК коректора.

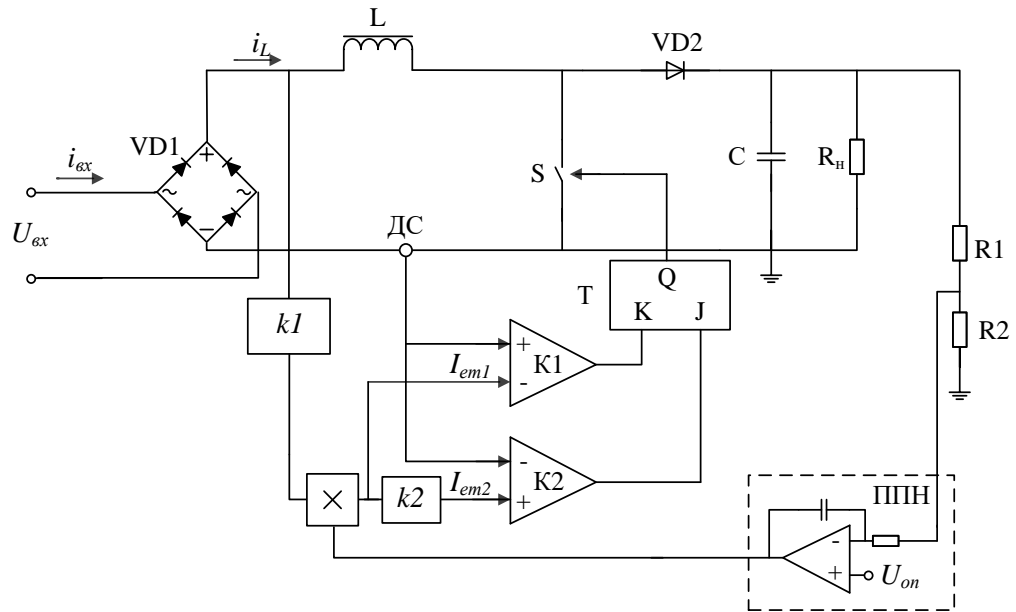


Рис. 1.20. Схема ККП з гістерезисним методом керування

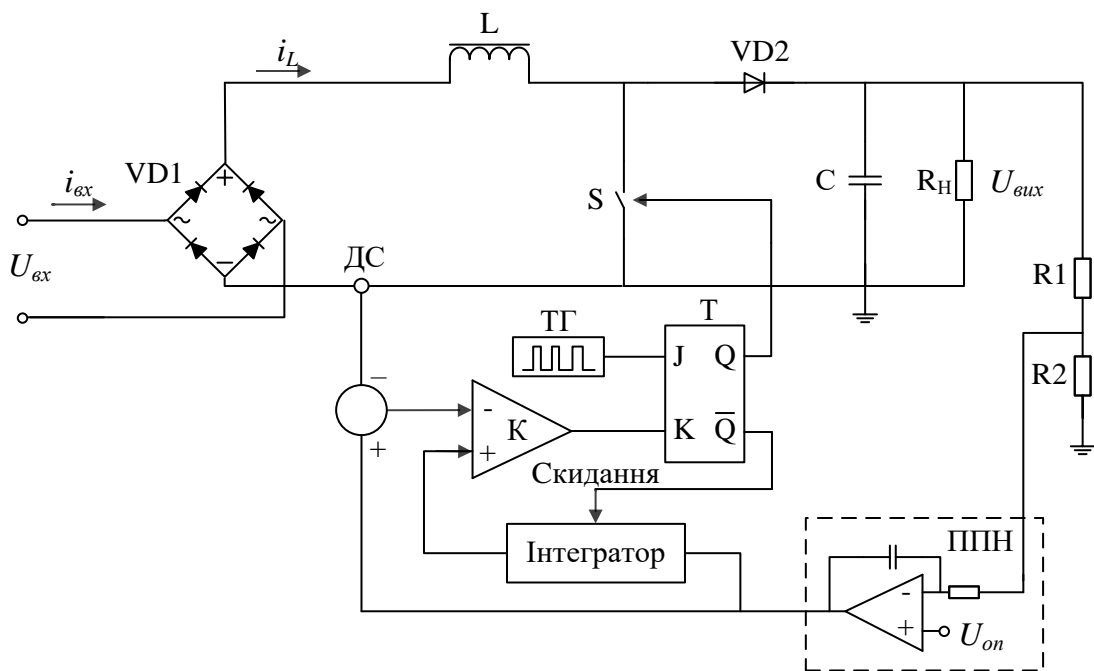


Рис. 1.21. Метод керування у межах одного тактового циклу

У [28] представлений упереджуючий метод керування, суть якого полягає у тому, що вимірний струм дроселя використовується для прогнозування необхідного значення коефіцієнта заповнення. Ще один метод, що не вимагає вимірювання вхідної напруги, розроблений в [7]. У даному випадку використовується внутрішня пилоподібна напруга зі змінним нахилом, що разом

з сигналом від ДС визначає тривалість ввімкненого стану ключа. Як показано в [40], застосування змінного коефіцієнта заповнення для ККП, працюючого в режимі переривчастих струмів, дозволяє отримати коефіцієнт потужності рівний одиниці.

Всі розглянуті вище ККП побудовані на основі підвищувачого перетворювача, проте можливі й інші реалізації. На рис. 1.22 наведена схема ККП із так званою безмостовою структурою. У схемі діоди анодної групи замінені на транзистори VT1 та VT2. Це дозволяє зекономити 1% від вхідної потужності коректора [28].

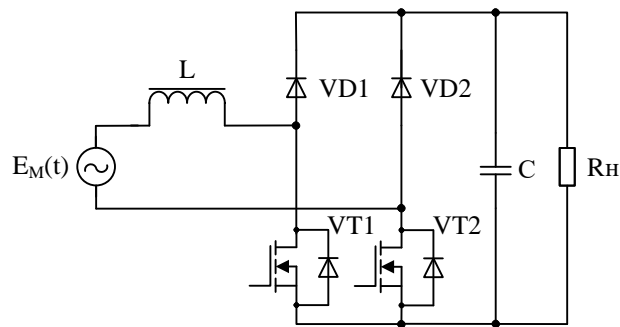


Рис. 1.22. Схема безмостового ККП

Також можливе виконання коректора на базі зворотньоходового перетворювача. Даний підхід дозволяє отримати компактне однокаскадне джерело живлення з гальванічною розв'язкою та стабілізованою вихідною напругою (рис. 1.23). Перевагами такої структури є менша кількість компонентів та можливість підвищення коефіцієнта корисної дії (ККД) [28].

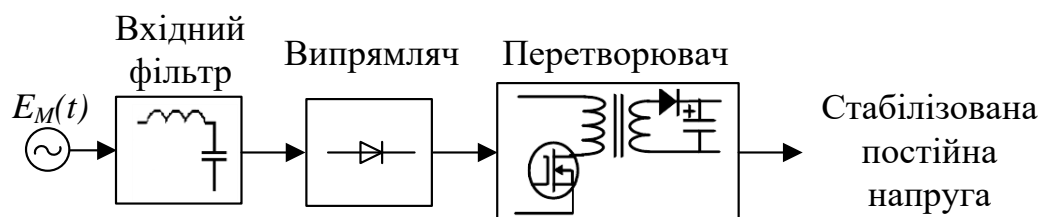


Рис. 1.23. Однокаскадне джерело живлення

На рис. 1.24 представлений багатозфазний ККП [36]. N однакових коректуючих блоків підключаються паралельно, причому працюють вони з певним фазовим зсувом один відносно одного. У результаті сумарний струм коректора складається із суми струмів кожної фази. Перевагами багатозфазних коректорів над традиційними однофазними є менша пульсація вхідного струму, менші габарити та маса, краще тепловідведення [28], [36].

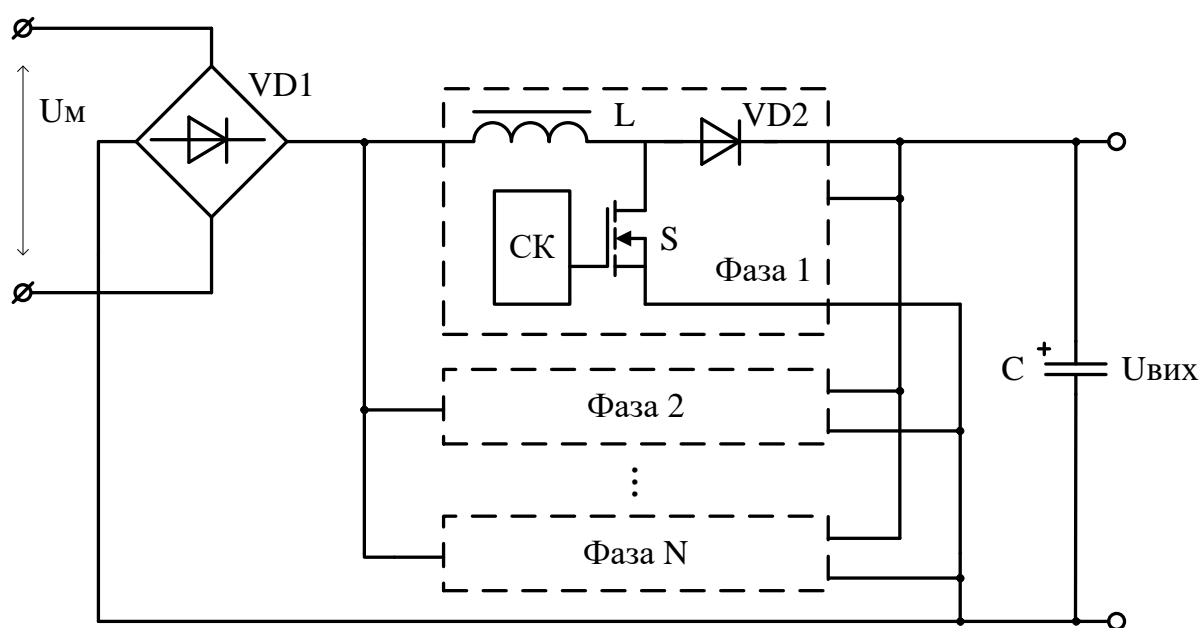


Рис. 1.24. Багатозфазний ККП

У роботі [11] розроблений коректор на базі SEPIC-перетворювача (Single-ended primary-inductor converter), що працює в граничному режимі. Він дозволяє отримати високий коефіцієнт потужності, рівний 0,924, при загальному коефіцієнті гармонік 18,1%. ККД пристрою становить 91,5%. Нова $BoIBV$ -топологія (Boost Interleaved Buck-Boost) запропонована в [10]. Даний ККП потребує дросель менших розмірів, ніж у випадку підвищуючої топології. Приведені результати досліджень показують, що загальний коефіцієнт гармонік становить 4,6%, а ККД – 93,8%.

Перевагами активної корекції є можливість отримання високих значень коефіцієнта потужності в межах 0,97...0,99 при загальному коефіцієнті гармонік

вхідного струму 4...8%, малі габарити та маса, хороші динамічні характеристики. Серед недоліків можна виділити складність системи керування та відносно високий рівень електромагнітних завад, що генеруються коректором.

Переваги та недоліки розглянутих способів підвищення коефіцієнта потужності напівпровідникових перетворювачів електроенергії зведені у таблиці 1.3. Дана дисертаційна робота присвячена дослідженню однофазних активних ВЧ коректорів коефіцієнта потужності.

Таблиця 1.3

Способи підвищення коефіцієнта потужності

| | | |
|------------------------|----|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Пасивні коректори | | <p>Переваги: менша кількість компонентів.</p> <p>Недоліки: Великі габарити і маса, вузький інтервал фільтруємих частот.</p> |
| Силові активні фільтри | | <p>Переваги: компенсація вищих гармонік струму з довільним спектром, можливість нарощування потужності компенсації шляхом паралельного підключення декількох САФ.</p> <p>Недоліки: відносна складність системи керування, неможливість реалізації безінерційної компенсації та відносно висока вартість.</p> |
| Активні коректори | НЧ | <p>Переваги: низька вартість, відносна простота.</p> <p>Недоліки: великі габарити, коефіцієнт потужності не перевищує значення 0,9.</p> |
| | ВЧ | <p>Переваги: коефіцієнт потужності близький до одиниці, малі габарити.</p> <p>Недоліки: складність системи керування, генерація високочастотних завад.</p> |

1.5 Принципи побудови цифрових систем керування

Цифрове керування імпульсними джерелами живлення стає все більш поширеним не тільки в потужних низькочастотних джерелах, а й у високочастотних низької та середньої потужності, включаючи DC/DC перетворювачі і однофазні випрямлячі з корекцією коефіцієнта потужності [30]. Передумовами для цього є підвищення продуктивності та зниження вартості цифрових засобів, а також наявність вбудованих аналогово-цифрових перетворювачів та широтно-імпульсних модуляторів [20].

У порівнянні з традиційними аналоговими системами керування цифрові регулятори мають наступні переваги: менша кількість дискретних компонентів, можливість реалізації нелінійних і складних алгоритмів управління, висока надійність, низька чутливість до старіння компонентів та вища гнучкість [42], [9].

Проте застосування цифрових засобів керування може призводити до більш високої вартості розробки та обмеження швидкодії у зв'язку з процесом квантування і затримками на обробку даних. Ці особливості, які в минулому обмежували застосування цифрових систем у джерелах живлення, тепер можуть бути частково подолані сучасними мікроконтролерами, що мають високу швидкодію при відносно низькій вартості [9].

При побудові цифрових систем керування напівпровідниковими перетворювачами електроенергії можливі два підходи: використання мікропроцесорів та використання програмованих логічних інтегральних схем (ПЛІС) [102]. Кожен з них має певні переваги та недоліки. У першому випадку найдоцільнішим є застосування цифрових сигнальних процесорів (ЦСП), що характеризуються високою швидкістю та наявністю вбудованих аналогово-цифрового перетворювача (АЦП) та ШІМ-контролера. При чому на процесор можуть бути покладені всі задачі керування (підсилення помилок, частотна корекція, моніторинг тощо).

На рис. 1.25 представлена структура джерела живлення з корекцією коефіцієнта потужності, цифрова система керування якого побудована на основі

ЦСП [102]. Джерело живлення складається з активного ВЧ коректора, що формує вхідний струм практично синусоїдної форми, та ВЧ перетворювача, який забезпечує постійну стабілізовану вихідну напругу. Цифровий сигнальний процесор отримує сигнали вхідного струму $I_{вх}$ та вхідної напруги $U_{вх}$ коректора, напруги проміжної ланки $U_{пром}$, струму первинної $I_{пер}$ та вторинної $I_{втор}$ обмоток трансформатора ВЧ перетворювача та вихідної напруги $U_{вих}$. Після обробки вказаних сигналів ЦСП формує сигнал керування коректором $d1$ та перетворювачем $d2$. Пристрій інтерфейсу забезпечує узгодження з іншими блоками у випадку, якщо система електроживлення побудована за багатомодульним принципом.

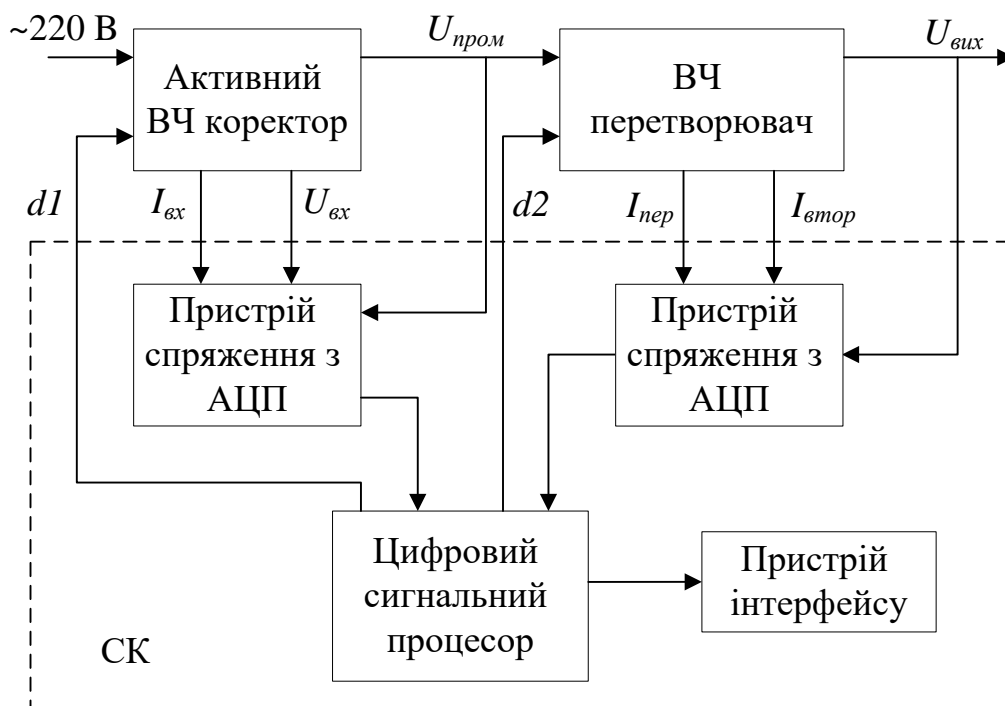


Рис. 1.25. Джерело живлення з ЦСП

Незважаючи на високу швидкодію ЦСП, максимальна частота комутації таких джерел живлення обмежується на рівні десятків кілогерц. Збільшення частоти комутації можна досягнути за рахунок використання програмованих логічних інтегральних схем. Основною відмінністю від рішень на базі ЦСП є можливість одночасного виконання всіх процедур контролю, що забезпечує

високу продуктивність і можливість реалізації складних та високошвидкісних алгоритмів керування [125]. Однак слід врахувати їх вищу вартість та відсутність вбудованих АЦП [13]. Для програмування ПЛІС застосовується мова опису апаратури VHDL. Важливою перевагою є те, що VHDL є технічно незалежною мовою. Тобто алгоритм написаний на VHDL може бути запрограмований в будь-яку ПЛІС. Структура джерела живлення, цифрова система керування якого побудована на основі ПЛІС, зображена на рис. 1.26 [102].

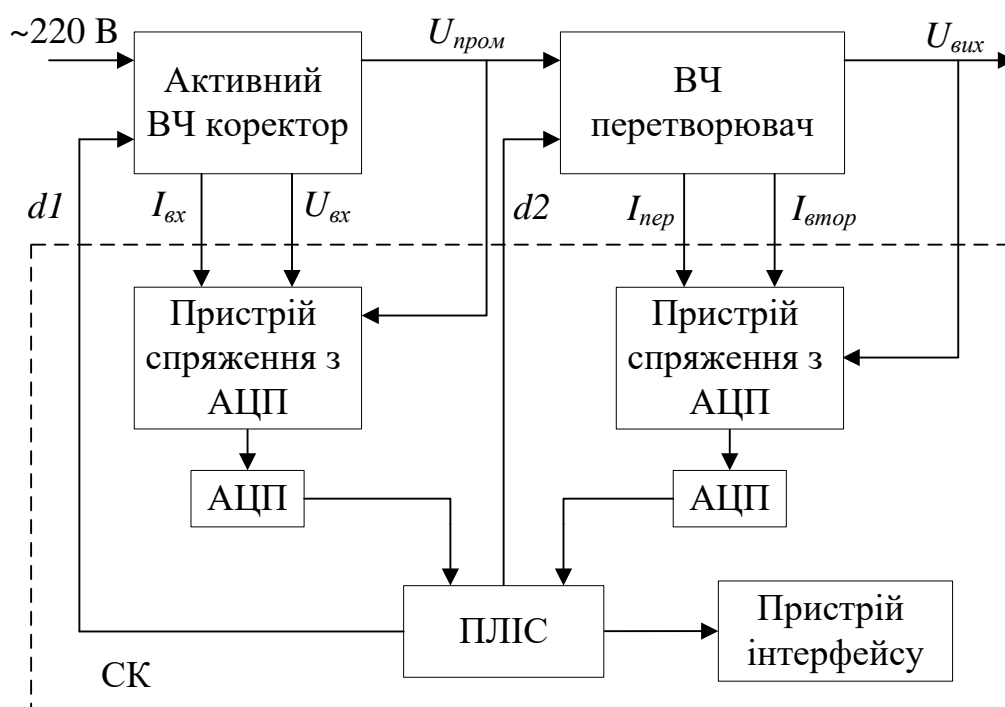


Рис. 1.26. Джерело живлення з ПЛІС

Подальше підвищення частоти комутації досягається за рахунок використання ЦСП або ПЛІС окремо для коректора та перетворювача. Приклад такої структури з ЦСП зображено на рис. 1.27. У даному випадку зменшується кількість задач, що покладаються на кожен окремий ЦСП. Це дозволяє підвищити швидкодію всієї системи.

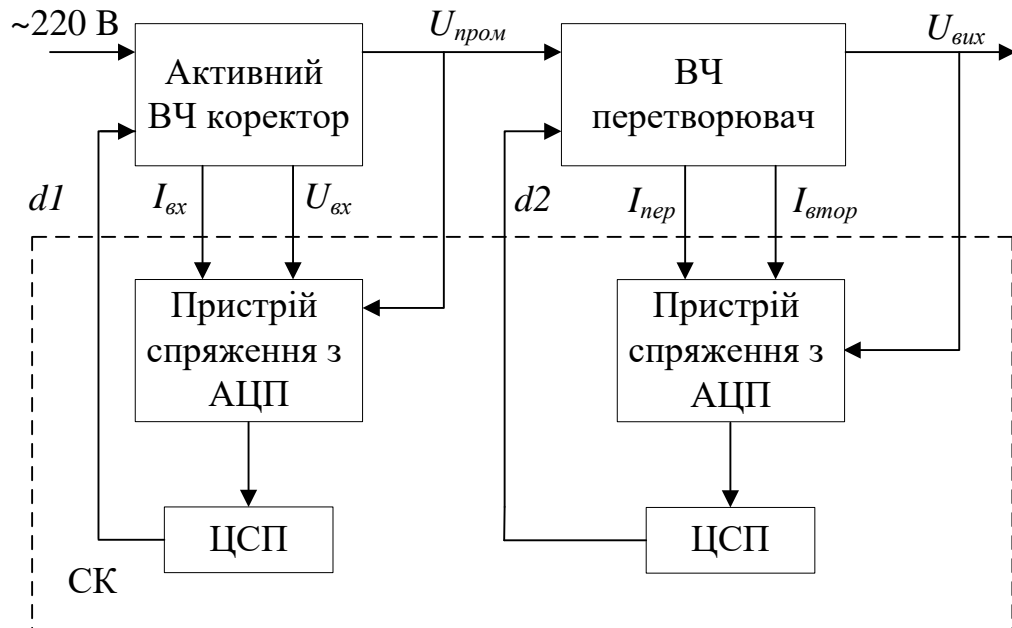


Рис. 1.27. Джерело живлення з двома ЦСП

Кількість досліджень, присвячених цифровим системам керування активними коректорами коефіцієнта потужності, постійно зростає. Наприклад, запропоноване цифрове керування ККП із зоною нечутливості [30], що дозволило покращити динамічні характеристики системи, а представлений новий цифровий контролер для коректора з граничним методом керування не потребує визначення моменту переходу струму дроселя через нуль [42]. Введення цифрового гребінчастого фільтру з автопідстроюванням в контур зворотного зв'язку по вихідній напрузі значно покращує динамічні характеристики [32]. Цифрове керування з прогнозуванням реалізоване в [12]. Розроблений коректор на основі цифрового сигнального процесора TMS320LF2407 забезпечує коефіцієнт потужності вище, ніж 0,99 в усьому діапазоні вхідних напруг [41]. Створений ККП на основі стандартного мікроконтролера Siemens 80C166 забезпечує значно кращу динаміку системи у порівнянні із звичайними аналоговими схемами [9].

Також досить поширеною є реалізація активних ВЧ коректорів на базі ПЛІС. Так у роботі [13] показано, що одночасне виконання команд, притаманне для ПЛІС, дозволяє створити простий високошвидкісний алгоритм керування коректором. З результатів експерименту видно, що розроблений алгоритм

забезпечує хороші динамічні характеристики та задовільну якість вхідного струму. ККП із загальним коефіцієнтом гармонік вхідного струму менш ніж 3% представлено в [6]. Метод керування, що не потребує вимірювання вхідного струму, розроблений в [21]. При цьому для визначення моментів комутації ключа використовуються наперед розраховані значення коефіцієнта заповнення, що зберігаються в пам'яті контролера. Проте результати експерименту показали, що коефіцієнт потужності такого коректора суттєво погіршується при зменшенні потужності навантаження. У роботі [43] запропонований новий алгоритм розрахунку коефіцієнта заповнення, що потребує лише однієї операції множення та трьох операцій додавання (віднімання). Простота такого підходу дає змогу використати дешевий ЦСП або ПЛІС. Частота комутації розробленого в [43] прототипу на базі ПЛІС становить 400 кГц.

Висновки по розділу 1

1. Основними показниками, що використовуються для оцінки якості вхідного струму, являються коефіцієнт потужності та загальний коефіцієнт гармонік. Причому останній є більш інформативним при оцінці електромагнітної сумісності перетворювачів з мережею.

2. Джерела електроживлення з безтрансформаторним входом являються нелінійними навантаженнями та споживають від мережі струм суттєво несинусоїдної форми. Це призводить до генерації в мережу вищих гармонік струму.

3. Існуючі стандарти обмежують допустимий рівень вищих гармонік струму. Для задоволення їх вимог необхідно застосовувати спеціальні заходи по підвищенню коефіцієнта потужності.

4. Підвищення коефіцієнта потужності перетворювальних пристроїв можна досягнути за рахунок застосування додаткового обладнання або удосконалення схемотехнічних рішень перетворювальних пристроїв. Застосування додаткового обладнання потребує додаткових витрат та у ряді випадків може бути економічно недоцільним. А тому удосконалення схемотехнічних рішень напівпровідникових перетворювачів є більш перспективним напрямком.

5. Найбільш перспективним способом покращення ЕМС є використання активних коректорів коефіцієнта потужності. Коефіцієнт потужності при цьому близький до одиниці, а вхідний струм має майже синусоїдну форму.

6. Найбільшого поширення в даний час набули активні коректори, побудовані на основі підвищуючого перетворювача, хоча можливі й інші топології.

7. Розглянуто принципи побудови цифрових систем керування високочастотними коректорами коефіцієнта потужності. Вказані структурні схеми джерел живлення, цифрова система керування яких побудована на основі ЦСП та ПЛІС.

РОЗДІЛ 2

ДОСЛІДЖЕННЯ АКТИВНИХ ВИСОКОЧАСТОТНИХ КОРЕКТОРІВ КОЕФІЦІЄНТА ПОТУЖНОСТІ

2.1 Математичний опис активного високочастотного коректора коефіцієнта потужності

Як було вказано у попередньому розділі найбільшого поширення набули активні високочастотні ККП на базі підвищуючого перетворювача. Розглянемо основні співвідношення для даного коректора (рис. 2.1).

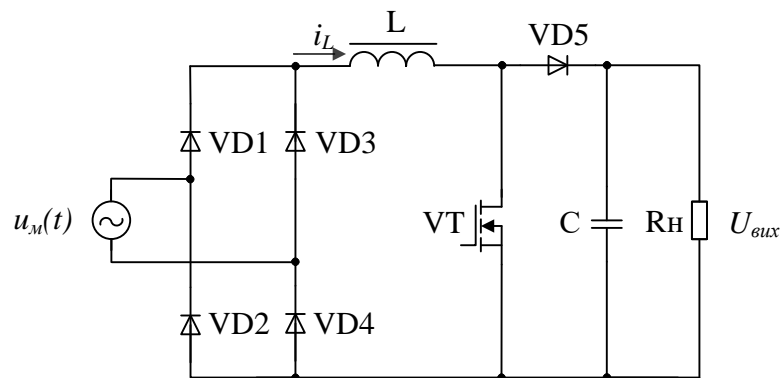


Рис. 2.1. Активний високочастотний ККП на базі підвищуючого перетворювача

Вхідний струм ідеального активного ККП має таку саму форму, як і напруга мережі живлення:

$$i_{\text{вх}}(t) = \frac{u_M(t)}{R_e}, \quad (2.1)$$

де R_e – еквівалентний опір коректора.

Тобто ідеальний коректор коефіцієнта потужності представляє для мережі чисто активне навантаження.

Миттєва вхідна потужність ККП визначається виразом [122]:

$$p_{ex}(t) = U_m I_m \sin^2 \omega t = \frac{U_m I_m}{2} (1 - \cos 2\omega t), \quad (2.2)$$

Пульсуючий характер вхідної потужності коректора призводить до того, що вихідна напруга має пульсацію з подвійною частотою мережі. При цьому величина пульсації залежить від навантаження.

Силова частина ККП описується наступною системою рівнянь:

$$\begin{cases} u_{ex} = L \frac{di_L}{dt} + ri_L, & nT_s < t < nT_s + dT_s \\ 0 = C \frac{dU_{eux}}{dt} + \frac{U_{eux}}{R_H} \end{cases} \quad (2.3)$$

$$\begin{cases} u_{ex} = L \frac{di_L}{dt} + ri_L + U_{eux}, & nT_s + dT_s < t < (n+1)T_s \\ i_L = C \frac{dU_{eux}}{dt} + \frac{U_{eux}}{R_H} \end{cases},$$

де $n = 0, 1, 2 \dots$, T_s – період комутації транзистора VT, d – коефіцієнт заповнення, u_{ex} – вхідна напруга перетворювача, що являється випрямленою напругою мережі, U_{eux} – вихідна напруга, i_L – струм в дроселі L, R_H – опір навантаження, r – опір, який враховує активні втрати в елементах перетворювача.

При аналізі різних схем ККП широко застосовується усереднення рівнянь (2.3) на періоді комутації силового ключа [49,122]:

$$\begin{cases} u_{ex} = L \frac{di_L}{dt} + ri_L + (1-d)U_{eux} \\ (1-d)i_L = C \frac{dU_{eux}}{dt} + \frac{U_{eux}}{R_H} \end{cases}. \quad (2.4)$$

Для підвищуючого перетворювача $1-d = \frac{U_{\text{вх}}}{U}$. Так як струм дроселя являється випрямленим вхідним струмом коректора, то з урахуванням (2.2) для другого рівняння виразу (2.4) отримаємо:

$$C \frac{dU_{\text{вх}}}{dt} = \frac{P_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}} (1 - \cos 2\omega t) - \frac{U_{\text{вх}}}{R_H}. \quad (2.5)$$

Нехтуючи пульсацією вихідної напруги можна вважати, що $\frac{U_{\text{вх}}}{R_H} = \text{const}$.

Тоді струм конденсатора C визначається наступним чином:

$$i_C(t) = -\frac{P_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}} \cos 2\omega t. \quad (2.6)$$

Пульсація напруги на конденсаторі становить:

$$U_{n \text{ вх}} = \frac{1}{C} \int i_C dt = -\frac{P_{\text{вх}}}{2\omega C U_{\text{вх}}} \sin 2\omega t. \quad (2.7)$$

Як видно з виразу (2.7), на виході коректора присутня пульсація з подвійною частотою мережі живлення.

Індуктивність дроселя для методу граничного керування визначається наступним чином [70]:

$$L = \frac{U_{m \text{ max}}^2 (U_{\text{вх}} - U_{m \text{ max}})}{4 f_k P_{\text{вх}} U_{\text{вх}}}, \quad (2.8)$$

де $U_{m \text{ max}}$ – максимальне амплітудне значення вхідної напруги коректора, f_k – частота комутації.

У випадку керування за піковим та за середнім струмом індуктивність дроселя становить :

$$L = \frac{U_{m \min} d}{f_k \Delta I_L}, \quad (2.9)$$

де $U_{m \min}$ – мінімальне амплітудне значення вхідної напруги коректора, ΔI_L – пульсація струму дроселя.

Пульсації струму дроселя на протязі періоду комутації силового транзистора VT описуються наступним чином:

$$\Delta i_L(t) = \frac{u_{\text{ex}}(t) d(t) T_s}{L}. \quad (2.10)$$

Коефіцієнт заповнення визначається наступним чином:

$$d(t) = 1 - \frac{u_{\text{ex}}(t)}{U_{\text{вих}}} = 1 - \frac{U_m |\sin \omega t|}{U_{\text{вих}}}. \quad (2.11)$$

На рис. 2.2 зображено залежність коефіцієнта заповнення від часу на півперіоді напруги мережі.

Область переходу мережевої напруги через нуль є найскладнішою для роботи коректора, так як швидкість зміни напруги тут максимальна. Саме в цій області вносяться найбільші спотворення форми вхідного струму ККП.

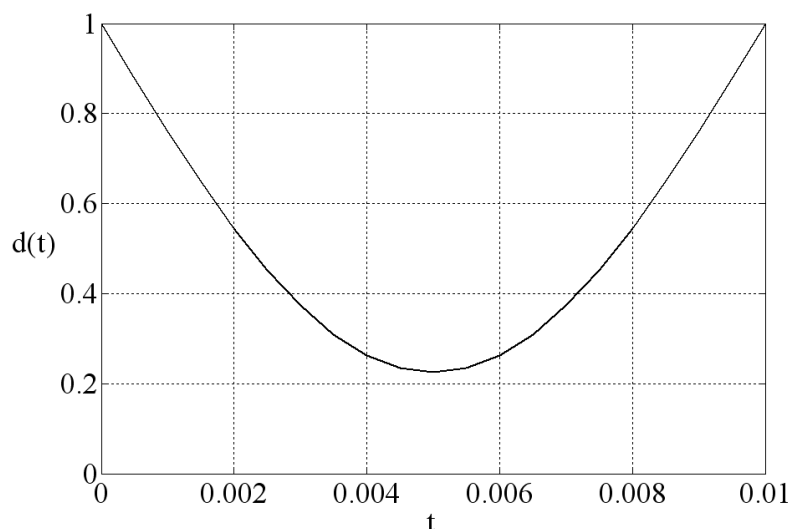


Рис. 2.2. Залежність коефіцієнта заповнення від часу на півперіоді вхідної напруги

На рис. 2.3 представлена схема активного ВЧ ККП з аналоговою системою керування за середнім струмом. Регулятор струму та регулятор напруги побудовані на основі операційного підсилювача з частотозалежним зворотним зв'язком.

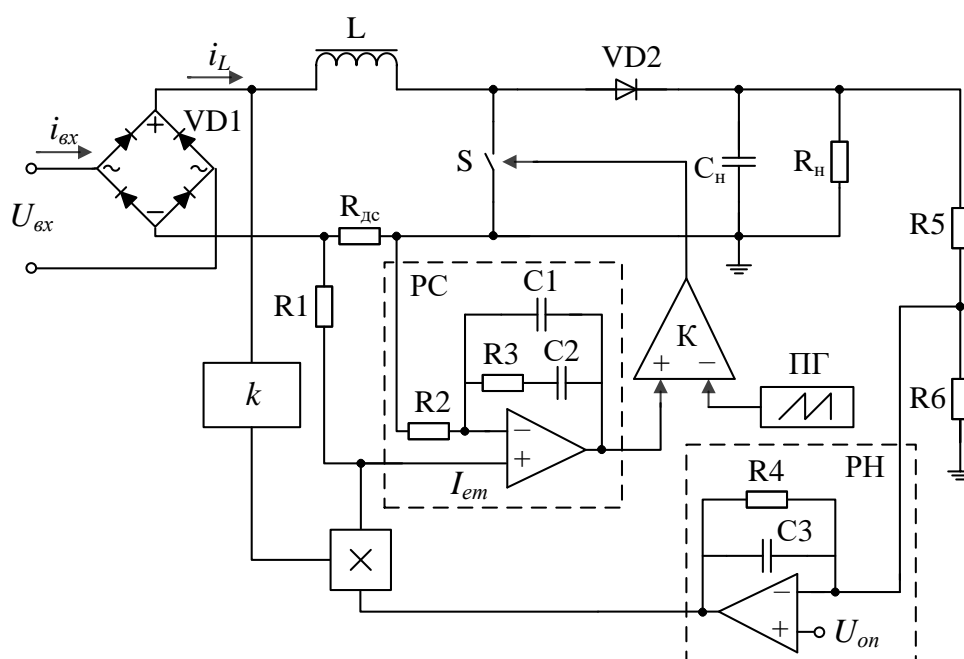


Рис. 2.3. ККП з аналоговою системою керування за середнім струмом

Згідно [122] передаточна функція регулятора струму визначається як

$$W_{PC}(p) = \frac{K_{PC} \cdot (\tau_{PC1}p + 1)(\tau_{PC2}p + 1)}{p \cdot (T_{PC}p + 1)}, \quad (2.12)$$

$$\text{де } K_{PC} = \frac{1}{R2(C1 + C2)}, \tau_{PC1} \approx (R2 + R3)C2, \tau_{PC2} \approx \frac{R2R3}{R2 + R3}C1, T_{PC} \approx R3C1.$$

Передаточна функція регулятора напруги визначається наступним чином [122]:

$$W_{PH}(p) = \frac{K_{PH}}{T_{PH}p + 1}, \quad (2.13)$$

$$\text{де } K_{PH} = \frac{R4(R5 + R6)}{R5R6}, T_{PH} = R4C3.$$

Провівши розрахунок РС та РН згідно методики, представленої в [122], отримаємо наступні значення елементів: $R2 = 3$ кОм, $R3 = 6,8$ кОм, $R4 = 500$ кОм, $R5 = 1500$ кОм, $R6 = 11,33$ кОм, $C1 = 0,22$ нФ, $C2 = 2,2$ нФ, $C3 = 0,068$ мкФ. Тоді можна записати наступні вирази для передаточних функцій РС та РН:

$$W_{PC}(p) = \frac{1,4 \cdot 10^{-6} p^2 + 3p + 1,4 \cdot 10^5}{1,5 \cdot 10^{-6} p^2 + p}, \quad (2.14)$$

$$W_{PH}(p) = \frac{44,46}{0,034p + 1}. \quad (2.15)$$

Отримані неперервні передаточні функції регулятора струму та регулятора напруги будуть використані у пункті 3.1 для синтезу цифрової системи керування коректором.

2.2 Дослідження пуску активного високочастотного коректора коефіцієнта потужності

Схема активного ВЧ коректора, побудованого на базі підвищувача, зображена на рис. 2.1. Особливістю даної схеми є те, що не залежно від методу керування при пуску спостерігається значний стрибок вхідного струму коректора. Це пояснюється тим, що в початковий момент часу вихідний конденсатор C є розрядженим. Як наслідок, дросель L виявляється безпосередньо підключеним до вхідної напруги на обох півперіодах роботи ключа S . Стрибок струму дроселя Δi_L при пуску є пропорційним наступному виразу:

$$\Delta i_L \propto \frac{u_{\text{вх}} \Delta t}{L}. \quad (2.16)$$

Вхідна напруга $u_{\text{вх}}$ залежить від моменту підключення коректора до мережі. Очевидно, що найбільший стрибок струму має місце, якщо у момент підключення коректора напруга мережі близька до максимальної. Величина Δt залежить від ємності вихідного конденсатора, що у свою чергу залежить від вихідної потужності коректора і визначається наступним чином [122]:

$$C = \frac{2P_{\text{вих}} \Delta t'}{U_{\text{вих}}^2 - U_{\text{вих.мін}}^2}, \quad (2.17)$$

де $P_{\text{вих}}$ – вихідна потужність коректора, $U_{\text{вих}}$ – номінальна вихідна напруга, $U_{\text{вих.мін}}$ – мінімальна вихідна напруга, $\Delta t'$ – інтервал часу, за який вихідна напруга коректора спадає від номінального до мінімального значення при пропаданні вхідної напруги.

Чим більша ємність вихідного конденсатора, тим повільніше наростатиме напруга на ньому і тим більшим буде стрибок вхідного струму. Величина індуктивності дроселя L для ВЧ ККП зазвичай є незначною, що додатково

погіршує умови пуску. Зі всього вищевказаного стає зрозуміло, що пусковий струм коректора є значним та може в десятки разів перевищувати усталене значення.

Для уникнення вказаного недоліку запропоновано новий алгоритм пуску коректора [112]. Даний алгоритм полягає в тому, що спочатку при підключенні пристрою до мережі відбувається заряджання вихідного конденсатора через додатковий зарядний пристрій (ЗП). При цьому навантаження виявляється відключеним від коректора. Після того, як напруга на конденсаторі піднялася до певного рівня, стає можливим включення самого коректора. Одночасно при включенні коректора відбувається і підключення навантаження. Підбором рівня напруги, до якого відбувається заряджання конденсатора, можна значно зменшити перевищення амплітуди пускового струму над усталеним або й взагалі позбавитися від стрибка струму.

Функціональна електрична схема коректора, в якому впроваджено запропонований алгоритм пуску, представлена на рис. 2.4. При підключенні пристрою до мережі ключі S1 та S4 перебувають у розімкненому стані, а ключ S2 – у замкненому. При цьому відбувається заряджання вихідного конденсатора C за допомогою зарядного пристрою. По мірі заряджання конденсатора напруга на ньому зростає і коли вона досягає певного заданого рівня, то відбувається розмикання ключа S2 та замикання ключів S1 і S4. Тобто відключається ЗП, а коректор і навантаження включаються в роботу. Якщо при повторному пуску коректора після короткочасного відключення напруга на його виході більше заданого рівня, то зарядний пристрій не включається, а відбувається безпосереднє підключення ККП до мережі.

Значні пускові струми коректора прискорюють старіння елементів системи, можуть стати причиною втрати працездатності пристрою. Його елементи при цьому мають бути обрані зі значним запасом по струму. Запропонований алгоритм усуває пускові стрибки струму, а це підвищує термін служби пристрою та дозволяє застосувати дешевші елементи коректора (діоди, транзистори), що відіграє суттєву роль у випадку масового виробництва. Особливо відчувається

перевага даного алгоритму у випадку, якщо відбувається часте вмикання/вимикання коректора. Дослідженню процесів у перехідних режимах при підключенні навантаження присвячені роботи [70, 111]. Прикладами пристроїв з частою комутацією навантаження є насоси, швейні машинки, лебідки, вентилятори, нагрівачі, дробильні машини, сушки, мішалки тощо.

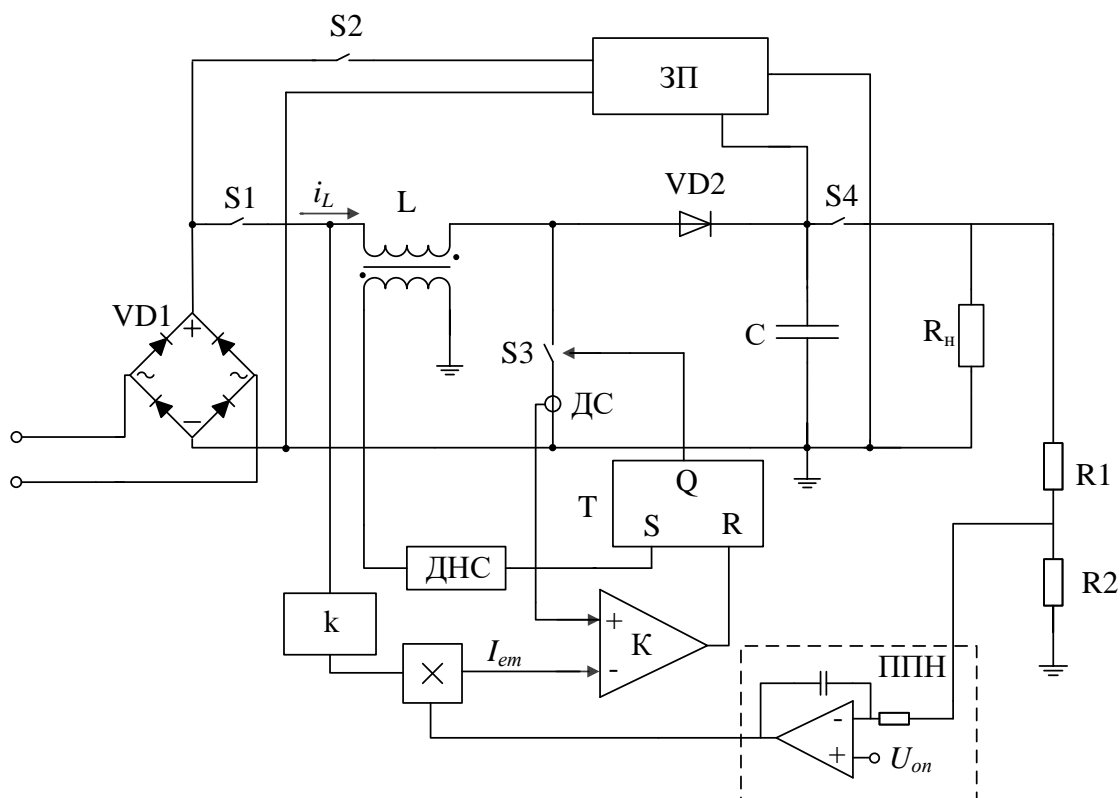


Рис. 2.4. Функціональна електрична схема коректора коефіцієнта потужності із додатковим зарядним пристроєм

2.3 Схема додаткової комутації транзистора коректора коефіцієнта потужності

Зазвичай напівпровідникові перетворювачі електроенергії з корекцією коефіцієнта потужності будуються за двокаскадним принципом (рис. 2.5). Коректор виконує функцію примусового формування вхідного струму практично синусоїдної форми, а ВЧ перетворювач забезпечує для навантаження постійну напругу заданого рівня. Якщо всю роль стабілізації вихідної напруги покласти на

перетворювач, то можна використати коректор зі спрощеною структурою (рис. 2.6), у якому відсутній зворотній зв'язок по вихідній напрузі. Це дозволяє суттєво спростити систему керування, так як зникає необхідність використання аналогового помножувача (що є досить складним елементом) та підсилювача помилки по напрузі. Найбільш доцільним при цьому являється використання найпростішого методу керування - граничного.



Рис. 2.5. Двокаскадний перетворювач з корекцією коефіцієнта потужності

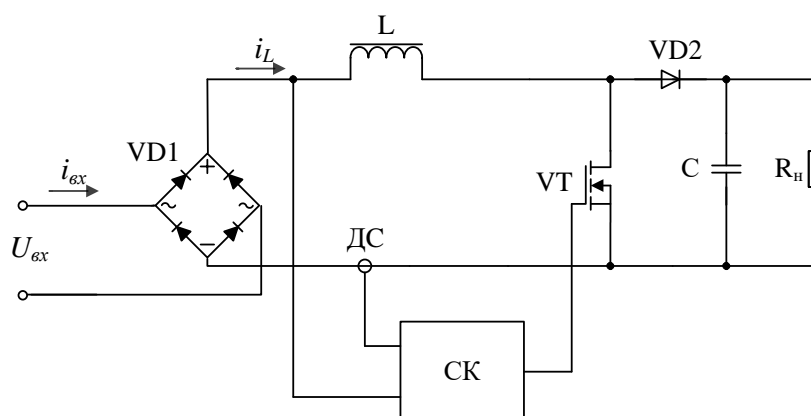


Рис. 2.6. Схема ККП без зворотного зв'язку по напрузі

Проте недоліком такого підходу є те, що при суттєвому зростанні навантаження вихідна напруга коректора може опуститися нижче амплітудного значення напруги мережі живлення, а це призводить до спотворення форми споживаного струму [57]. Наприклад, з рис. 2.7 видно, що в інтервалі $t1-t2$ вхідна напруга перевищує вихідну i , як наслідок, струм є значно спотвореним. Транзистор VT при цьому перебуває в закритому стані.

Для усунення спотворення вхідного струму та розширення діапазона роботи коректора необхідно додатково відкривати силовий 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.

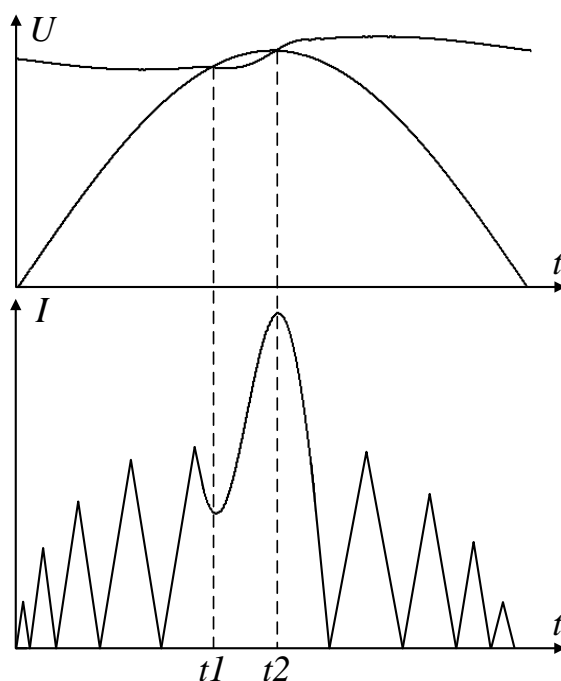


Рис. 2.7. Приклад спотворення вхідного струму коректора

Для додаткового відкривання транзистора запропоновано схему коректора, яка зображена на рис. 2.8 [59]. До вже існуючої системи керування додано схему додаткової комутації транзистора (СДКТ). Структура СДКТ наведена на рис. 2.9, вона складається з генератора прямокутних імпульсів ТГ та лічильника імпульсів СТ. Лічильник підсумовує вхідні імпульси від генератора, що подаються на його вхід S . На вхід R , що призначений для скидання лічильника в нульовий стан, подається сигнал від системи керування. Сигнал із виходу переповнення лічильника P подається на вхід елемента АБО (рис. 2.8), що використовується для логічного підсумовування сигналів, що надходять від СК та СДКТ.

Опишемо детальніше принцип роботи схеми додаткової комутації. Згенеровані прямокутні імпульси від ТГ надходять на рахунковий вхід S лічильника СТ. При переповненні на виході P 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 обнуління лічильника відбувається при кожному відкриванні транзистора VT. У даному випадку не відбувається переповнення лічильника і схема додаткової комутації транзистора не впливає на роботу пристрою.

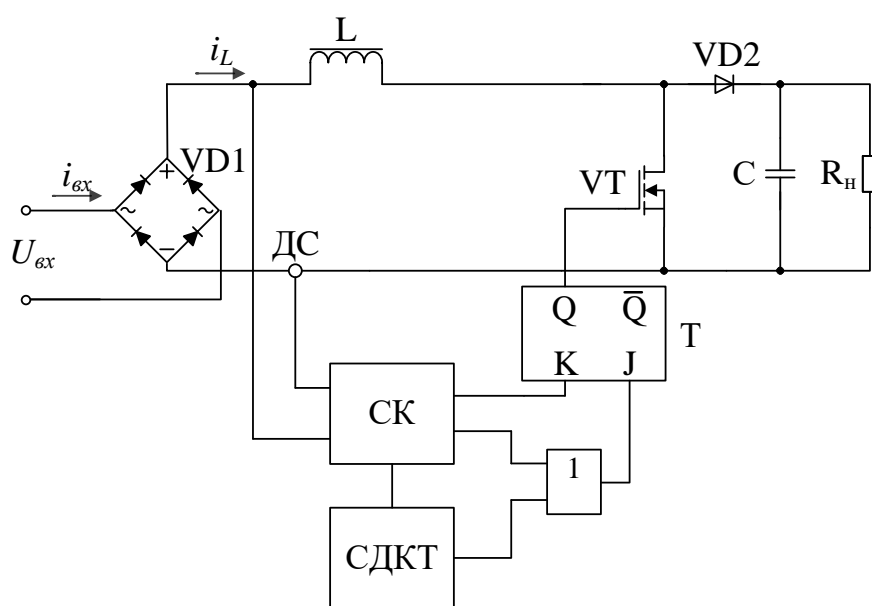


Рис. 2.8. Коректор зі схемою додаткової комутації транзистора

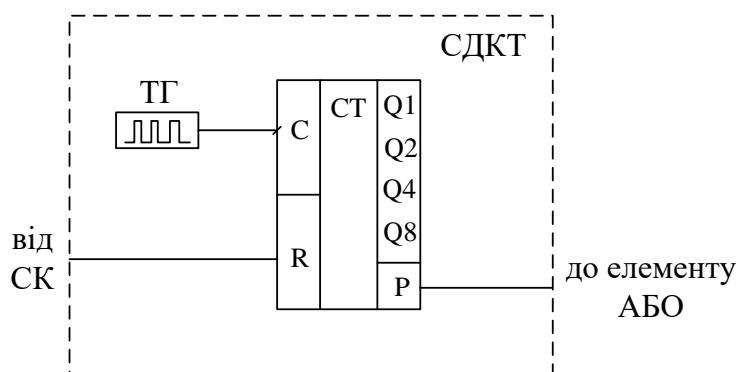


Рис. 2.9. Схема додаткової комутації транзистора

У випадку 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 у випадку, коли в пристрої не спостерігається спотворення вхідного струму, схема додаткової комутації не впливала на роботу ККП.

2.4 Покращення спектру вхідного струму коректора

2.4.1 Керування за піковим струмом

Як показано у першому розділі, існує багато різних методів керування активними ВЧ коректорами коефіцієнта потужності. Тому виникає питання, які з них найбільше задовольняють вимогам формування синусоїдного вхідного струму. У роботі [16] проведено дослідження ККП з граничним керуванням, керуванням за піковим та за середнім струмом. З отриманих результатів видно, що метод керування за середнім струмом забезпечує найкращий спектр вхідного струму. Але його особливістю є відносно складна структура системи керування. Простішим варіантом є коректор з керуванням за піковим струмом (рис. 2.10). Проте як показано в [116], вхідний струм даного коректора суттєво відрізняється від синусоїдного.

Це пояснюється тим, що усереднений вхідний струм коректора при керування за піковим струмом має форму, що зображена на рис. 2.11. Видно, що в області нуля з'являється полиця струму. Саме це і призводить до спотворення струму. Отже, для покращення спектру вхідного струму необхідно зменшити вказану нульову полицю.

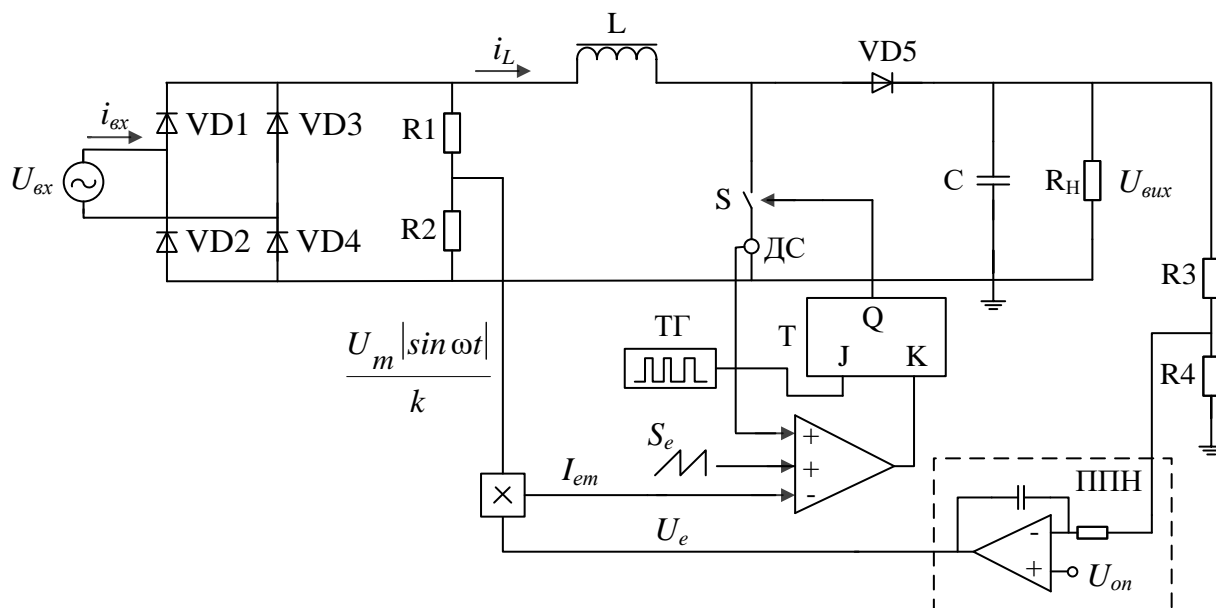


Рис. 2.10. Коректор з керуванням за піковим струмом

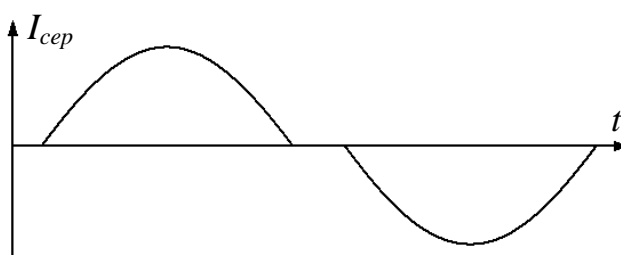


Рис. 2.11. Усереднений вхідний струм ККП з керуванням за піковим струмом

Отримаємо вираз для розрахунку усередненого вхідного струму ККП з піковим методом керування. На рис. 2.12 представлено діаграму струму дроселя L в області переходу живлячої мережі через нуль [44]. Присутність пилкоподібної напруги призводить до того, що струм є незначним і коректор працює в режимі переривчастого струму.

З рис. 2.12 можна записати наступний вираз для пікового значення струму дроселя $i_p(t)$ [44]:

$$i_p(t) = I_{em} - S_e t_{on} = \frac{U_m |\sin \omega t|}{k} U_e - S_e t_{on}, \quad (2.18)$$

де I_{em} – еталонний сигнал, S_e – нахил пилкоподібної напруги, t_{on} – тривалість ввімкненого стану ключа S, U_m – амплітудне значення напруги мережі живлення, ω – кутова частота мережі живлення k – коефіцієнт ділення дільника напруги, побудованого на резисторах R1, R2, U_e – сигнал з виходу ППН.

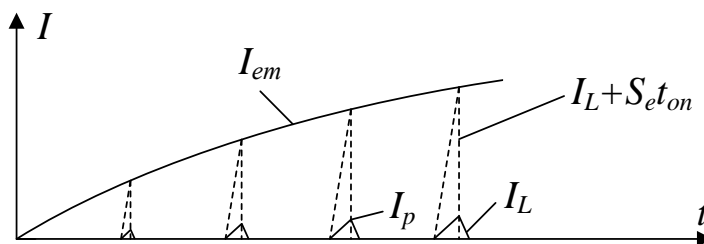


Рис. 2.12. Струм дроселя в області переходу живлячої мережі через нуль

Для підвищуючого перетворювача в режимі неперервного струму можна записати:

$$\frac{1}{1 - \frac{t_{on}}{T_s}} = \frac{U_{вux}}{U_m |\sin \omega t|}, \quad (2.19)$$

де T_s – період комутації ключа S, $U_{вux}$ – вихідна напруга коректора.

Виразивши тривалість ввімкненого стану ключа t_{on} з (2.19) та підставивши в (2.18), отримаємо:

$$i_p(t) = \left(\frac{U_m U_e}{k} + \frac{U_m S_e T_s}{U_{вux}} \right) |\sin \omega t| - S_e T_s. \quad (2.20)$$

Струм дроселя коректора в неперервному режимі має вигляд зображений на рис. 2.13. Усереднений струм $i_{Lcep}(t)$ при цьому визначається наступним чином:

$$i_{Lcep}(t) = i_p(t) - \frac{1}{2} \Delta i_L(t), \quad (2.21)$$

де $\Delta i_L(t)$ – розмах пульсацій струму дроселя, що визначається як

$$\Delta i_L(t) = \frac{U_m |\sin \omega t|}{L} t_{on}. \quad (2.22)$$

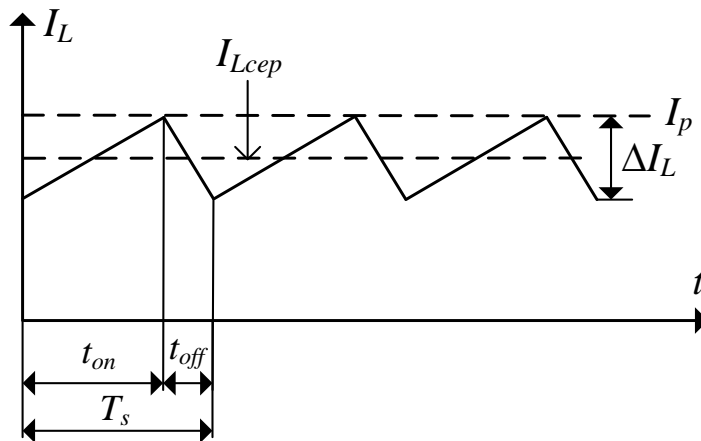


Рис. 2.13. Струм дроселя в неперервному режимі

Тоді усереднений струм дроселя описується як

$$i_{Lcep}(t) = \left(\frac{U_m U_e}{k} + \frac{U_m S_e T_s}{U_{вих}} - \frac{U_m T_s}{2L} \right) |\sin \omega t| + \frac{U_m^2 T_s}{2LU_{вих}} \sin^2 \omega t - S_e T_s. \quad (2.23)$$

Із отриманого виразу видно, що усереднений струм дроселя, що є вхідним струмом за модулем, крім синусоїдної компоненти має у своєму складі також компоненту пропорційну квадрату синусоїди та постійну складову, що суттєво погіршує спектр струму. Саме наявність постійної складової і спричиняє вказану

вище нульову полицю струму. Отже, для її усунення необхідно підняти величину еталонного сигналу в області нуля на величину постійної складової $S_e T_s$.

2.4.2 Покращення спектру вхідного струму коректора за рахунок введення корегуючого впливу

Для покращення спектру вхідного струму коректора з керуванням за піковим струмом у роботі [44] запропоновано до сигналу з виходу помножувача додавати постійний сигнал величиною $S_e T_s$. Недоліком даного методу є те, що при малих навантаженнях коректор стає некерованим, а це в свою чергу може призвести до значного зростання вихідної напруги.

У даній роботі для зменшення спотворення вхідного струму запропоновано метод керування ККП із корегуванням еталонного сигналу по похідній (рис. 2.14) [114, 60]. Випрямлена вхідна напруга коректора з коефіцієнтом ділення k_2 подається на диференціюючу ланку, модуль вихідного сигналу якої додається до сигналу з виходу помножувача.

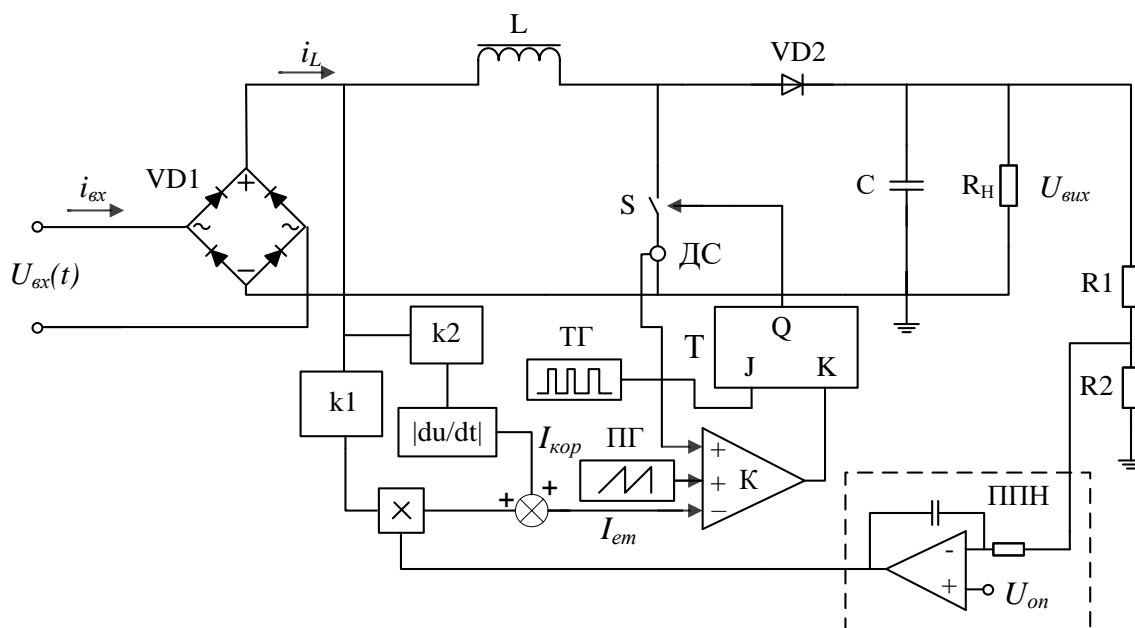


Рис. 2.14. Схема ККП з корегуванням по похідній

Корегуючий вплив при цьому описується наступним виразом:

$$i_{кор}(t) = A|\cos \omega t|, \quad (2.24)$$

де $A = S_e T_s$.

Даний метод керування дозволяє збільшити еталонний сигнал в області переходу живлячої мережі через нуль на величину $S_e T_s$, усуваючи таким чином нульову полицю струму. На відміну від методу підмішування постійної складової, амплітуда сигналу при такому керуванні майже не змінюється, що дозволяє використовувати даний метод навіть при малих навантаженнях коректора.

Подальшого покращення спектру вхідного струму можна досягнути за рахунок введення корегуючого впливу виду

$$i_{кор}(t) = A - B \sin^2 \omega t, \quad (2.25)$$

де $A = S_e T_s$, $B = \frac{U_m^2 T_s}{2LU_{вих}}$.

Даний підхід дозволяє отримати майже синусоїдний вхідний струм. Проте при малих навантаженнях знову може виникнути проблема неконтрольованого наростання вихідної напруги коректора.

На рис. 2.15 наведено корегуючі сигнали $A/\cos \omega t|$ (крива 1), $A - B \sin^2 \omega t$ (крива 2) та ідеальну синусоїду (крива 3). З рисунку видно, що корегуючі впливи формуються за схожим принципом – мають максимальне значення при переході синусоїди через нуль та мінімальне при амплітуді синусоїди.

Подальше покращення спектру вхідного струму коректора може бути досягнуте за рахунок більш складних методів формування корегуючого впливу, але це призводить до здороження системи керування та може виявитися неефективним.

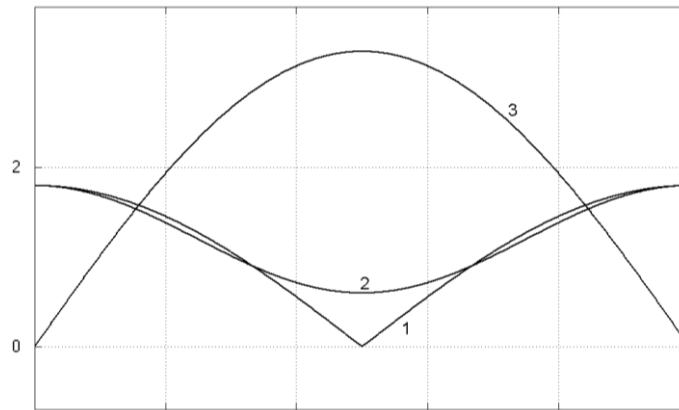


Рис. 2.15. Запропоновані корегуючі сигнали

2.4.3 Метод керування з фільтрацією третьої гармоніки

Як показано в [116], спотворення вхідного струму коректора з піковим методом керування викликане в основному за рахунок присутності третьої гармоніки, зменшивши яку можна суттєво покращити спектр вхідного струму. Для цього запропоновано модифікований метод керування коректором з фільтрацією третьої гармоніки (рис. 2.16) [113, 61].

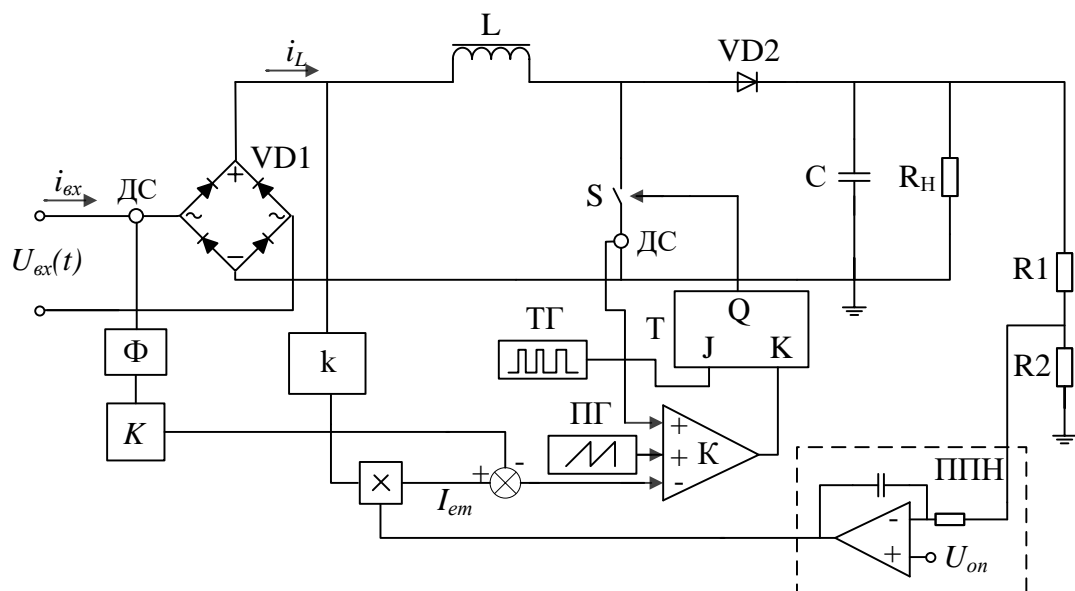


Рис. 2.16. Схема ККП з методом керування з фільтрацією третьої гармоніки

Суть даного методу полягає в тому, що вхідний струм $i_{вх}$ подається на смуговий фільтр Φ , який виділяє 3-тю гармоніку. Ця гармоніка з певним коефіцієнтом K віднімається від еталонного сигналу $I_{ет}$. Результуючий сигнал надходить на інверсний вхід компаратора K та використовується для формування вхідного струму. Такий метод дозволяє зменшити рівень третьої гармоніки i , як наслідок, покращити спектр вхідного струму ККП.

Висновки по розділу 2

1. Наведено математичний опис активного високочастотного коректора коефіцієнта потужності на базі підвищуючого перетворювача. Отримано вирази для неперервних передаточних функцій регулятора струму та регулятора напруги коректора з керуванням за середнім струмом.

2. Показано, що при пуску коректора відбувається значний стрибок вхідного струму. Для уникнення вказаного недоліку запропоновано алгоритм пуску коректора, при якому спочатку після підключення пристрою до мережі відбувається заряджання вихідного конденсатора через додатковий зарядний пристрій. Включення коректора здійснюється тільки після того, як вихідна напруга досягне певного рівня.

3. Двокаскадна структура напівпровідникових перетворювачів дозволяє використовувати коректор без зворотного зв'язку по вихідній напрузі. Але у випадку зростання навантаження це може призвести до суттєвого просідання вихідної напруги, що викликає спотворення вхідного струму коректора. Розроблена схема додаткової комутації транзистора дозволяє зменшити спотворення вхідного струму та розширити діапазон роботи коректора.

4. Отриманий вираз для усередненого вхідного струму ККП з піковим методом керуванням показав наявність постійної складової, що суттєво погіршує його спектр. Покращення спектру вхідного струму коректора можна досягнути за рахунок введення додаткового корегуючого впливу.

5. Спотворення вхідного струму коректора з піковим методом керування викликане в основному за рахунок присутності третьої гармоніки. Запропонований метод керування з фільтрацією третьої гармоніки дозволяє зменшити величину даної гармоніки на 5-10 %, що значно покращує спектр вхідного струму.

РОЗДІЛ 3

ЦИФРОВІ ЗАСОБИ КЕРУВАННЯ АКТИВНИМИ ВИСОКОЧАСТОТНИМИ КОРЕКТОРАМИ КОЕФІЦІЄНТА ПОТУЖНОСТІ

3.1 Синтез цифрової системи керування активним ВЧ коректором

Найпоширенішим на даний момент методом керування активними ВЧ ККП являється керування за середнім струмом. Проведемо синтез цифрової СК для даного методу. Схема коректора коефіцієнта потужності з цифровою системою керування представлена на рис. 3.1 [12]. СК може бути виконана на основі цифрового сигнального процесора або мікроконтролера.

Силовий каскад контролюється двома контурами: регулятором струму (РС) та регулятором напруги (РН). Регулятор струму побудований так, щоб вхідний струм перетворювача повторював форму вхідної напруги. В ідеальному випадку ці два сигнали мають однакову форму і знаходяться у фазі: таким чином, випрямляч представляє собою активне навантаження. Регулятор напруги стабілізує напругу на навантаженні (Н). Цифровий широтно-імпульсний модулятор (ЦШІМ) керує ключем силового каскаду. Дискретні значення вхідного струму $i_g[n]$, вхідної $v_g[n]$ та вихідної $v_o[n]$ напруги отримуються за рахунок аналогово-цифрових перетворювачів.

Сигнал $v_{out}[n]$ порівнюється з опорною напругою V_{ref} . Помилка по напрузі $e_v[n]$ подається на регулятор напруги, вихідний сигнал якого перемножується з вхідною напругою $v_g[n]$, формуючи задаючий сигнал струму. Помилка по струму $e_i[n]$ надходить на регулятор струму, що формує коефіцієнт заповнення $d[n]$ для ЦШІМ.

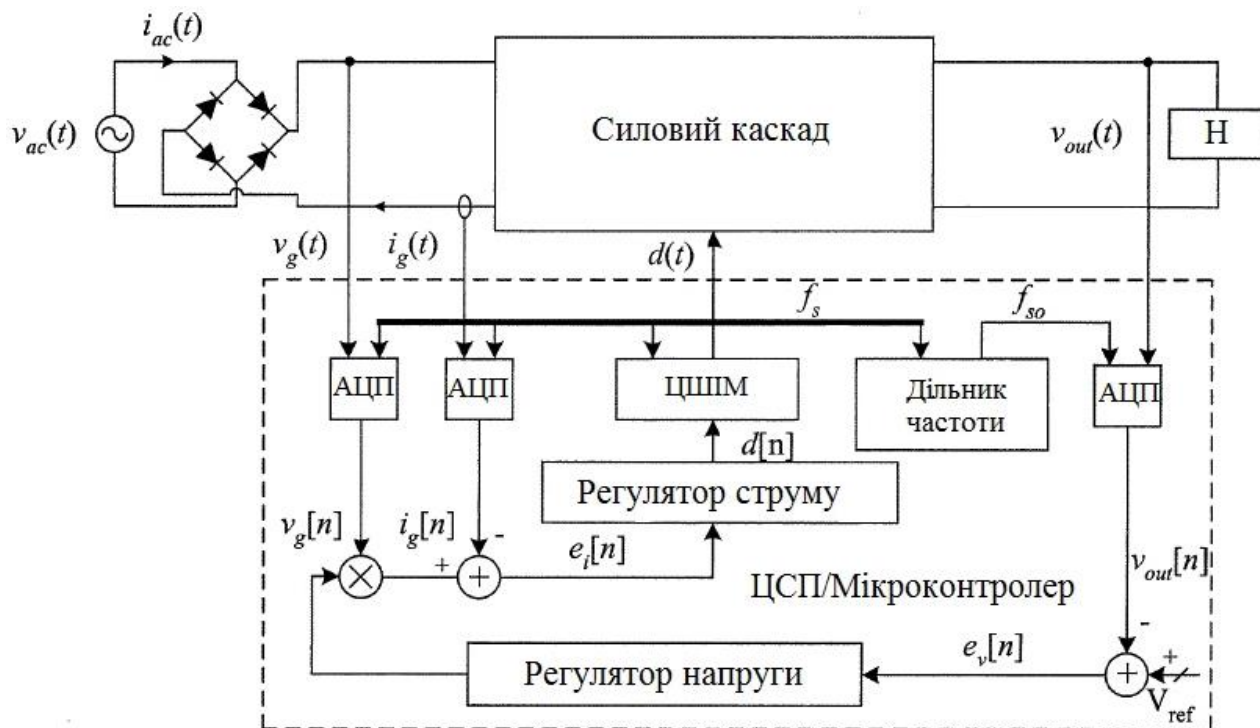


Рис. 3.1. ККП з цифровою системою керування

Задача синтезу цифрової системи керування активними ВЧ коректорами полягає в знаходженні виразів для цифрових РС та РН. Алгоритм отримання даних виразів зводиться до визначення неперервних передаточних функцій регуляторів струму та напруги для аналогового прототипу. Після чого здійснюється перехід від неперервних передаточних функцій до дискретних.

Як правило, РС або РН будуються з використанням частотозалежних ланцюжків у зворотному зв'язку підсилювачів помилки [102]. При чому передаточна функція підсилювача визначається наступним чином:

$$W(p) = \frac{k \cdot (T_{n1}p + 1) \cdot \dots \cdot (T_{nm}p + 1)}{p \cdot (T_{p1}p + 1) \cdot \dots \cdot (T_{pn}p + 1)}. \quad (3.1)$$

Дана передаточна функція може бути реалізована з допомогою дискретних фільтрів, передаточна функція яких в z-області визначається як [102]

$$W_d(z) = \frac{k_n \cdot z^{-n} + \dots + k_1 \cdot z^{-1} + k_0}{h_m \cdot z^{-m} + \dots + h_1 \cdot z^{-1} + 1}, \quad (3.2)$$

При цьому алгоритм керування представляє собою різницеве рівняння та може бути записаний в програму мікроконтролера або ПЛІС:

$$u_d = k_0 \cdot e_0 + k_1 \cdot e_{-1} + \dots + k_n \cdot e_{-n} - h_1 \cdot u_{d-1} - \dots - h_m \cdot u_{d-m}, \quad (3.3)$$

де u_d – сигнал на виході регулятора, e – сигнал помилки по напрузі чи струму.

Отже, процес синтезу цифрової системи керування ККП полягає у визначенні коефіцієнтів різницевого рівняння шляхом знаходження дискретної передаточної функції по аналоговому прототипу.

У пункті 2.1 наведені неперервні передаточні функції регулятора струму (2.14) та регулятора напруги (2.15) для коректора з аналоговою системою керування. Для переходу від отриманих неперервних передаточних функцій до дискретних застосуємо білінійне перетворення, яке полягає у тому, що в передаточній функції аналогового прототипу виконується заміна оператора p на оператор z наступним чином:

$$p = k \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}, \quad (3.4)$$

де $k = 2f_d$, а f_d – частота дискретизації, що для регулятора струму вибрана 50 кГц, а для регулятора напруги – 1 кГц.

У результаті отримаємо наступні вирази для цифрових РС та РН:

$$W_{PC}(z) = \frac{3,955 + 2,16z^{-1} - 1,322z^{-2}}{1 - 0,26z^{-1} - 0,74z^{-2}}, \quad (3.5)$$

$$W_{PH}(z) = \frac{0,644 + 0,644z^{-1}}{1 - 0,971z^{-1}}. \quad (3.6)$$

Підсилювачі помилки по напрузі та струму разом з ланцюгами корекції є певними аналоговими прототипами для отримання різницевих рівнянь. Таким чином, для синтезу цифрової системи керування активним ВЧ коректором розробнику спочатку необхідно отримати аналогову систему, а потім, маючи аналоговий прототип, перейти до цифрової реалізації.

3.2 Цифрове керування за піковим струмом з корегуванням еталонного сигналу по похідній

У другому розділі даної роботи для покращення спектру вхідного струму ВЧ коректора коефіцієнта потужності з керуванням за піковим струмом запропоноване підмішування до еталонного сигналу модуля похідної від випрямленої вхідної напруги коректора. Проте введення диференціатора призводить до помітного ускладнення структури аналогової системи керування коректором.

Суттєвого спрощення структури системи керування можна досягнути за рахунок цифрової реалізації коректора. Проте впровадження в цифровому виді пилкоподібної напруги ПГ (рис. 1.15) є доволі складною задачею, так як потребує формування постійно зростаючої функції на кожному періоді комутації. Робоча частота мікроконтролера при цьому повинна бути дуже високою, що є недоцільним. Можливим виходом із даної ситуації являється формування пилкоподібної напруги зовнішнім аналоговим генератором, вихід якого підключається до одного із входів мікроконтролера. Але даний підхід не дозволяє отримати повністю цифрову СК та призводить до ускладнення структури коректора.

Для уникнення вказаних недоліків необхідно відмовитися від фізичного формування пилкоподібної напруги, а математично відтворити її наявність при

обчисленні моменту закривання силового ключа коректора. На рис. 3.2 зображено формування порогового значення струму дроселя при піковому методі керування, де i^* – еталонний сигнал, i_{cmp} – порогове значення струму дроселя, i_n – струм на початку n -го такту, s_1 , s_2 – нахил наростання та спадання струму дроселя, s_e – нахил компенсуючої пилкоподібної напруги (КПН), T_s – період комутації, D – коефіцієнт заповнення. Для даного рисунку справедливі наступні вирази [22]:

$$i_{cmp} = i_n + s_1 \cdot DT_s, \quad (3.7)$$

$$i_{cmp} = i^* - s_e \cdot DT_s. \quad (3.8)$$

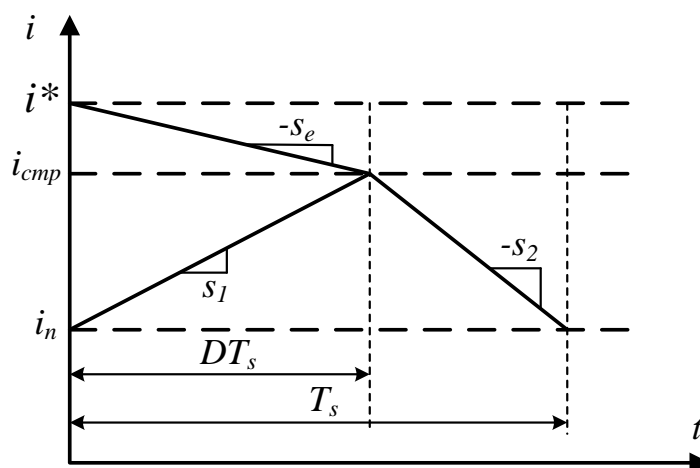


Рис. 3.2. Формування порогового значення струму

Використовуючи (3.7) та (3.8) можна записати:

$$DT_s = \frac{i^* - i_n}{s_1 + s_e}. \quad (3.9)$$

Підставивши (3.9) в (3.8) отримуємо:

$$i_{cmp} = i^* - s_e \frac{i^* - i_n}{s_1 + s_e} = \frac{1}{1 + k_{sc}} (i^* + k_{sc} i_n), \quad (3.10)$$

де $k_{sc} = \frac{s_e}{s_1}$ – коефіцієнт компенсації.

На рис. 3.3 наведена схема ВЧ ККП із цифровою СК за піковим струмом, що реалізує алгоритм керування згідно виразу (3.10). СК може бути побудована на основі мікропроцесора або ЦСП. Розглянемо принцип роботи даної схеми. Вхідна напруга, вихідна напруга та сигнал з датчика струму дроселя надходять на АЦП. АЦП для вимірювання струму дроселя запускається на початку кожного періоду комутації за сигналом від ЦШІМ. Еталонний сигнал i^* знаходиться як добуток вимірюваної вхідної напруги та сигналу з виходу регулятора напруги. Нахил наростання струму дроселя s_1 є пропорційним вхідній напрузі. Регулятор струму формує порогове значення струму i_{cmp} згідно виразу (3.10). Компаратор К порівнює даний струм зі струмом дроселя. У момент їх співпадання відбувається закривання силового ключа коректора. Таким чином, розроблений цифровий коректор реалізує піковий метод керування.

У цифровому виді розрахунок похідної від вхідної напруги може бути виконаний наступним чином:

$$\frac{du_{ex}(t)}{dt} = \frac{\Delta u_{ex}(t)}{\Delta t} = \frac{u_{ex}(t_2) - u_{ex}(t_1)}{t_2 - t_1} = k_1 \cdot (u_{ex}(t_2) - u_{ex}(t_1)). \quad (3.11)$$

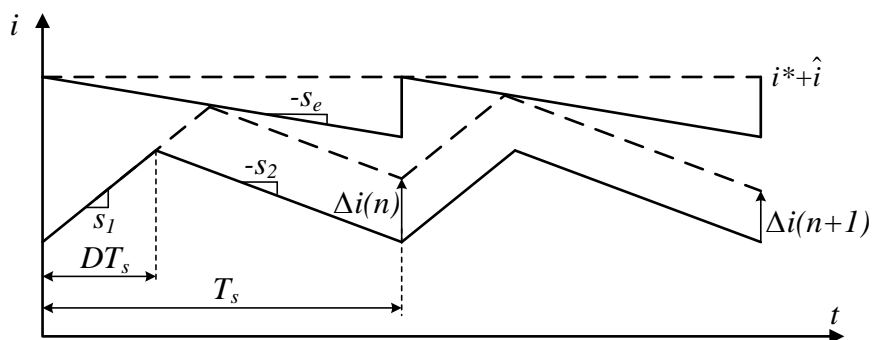


Рис. 3.5. Діаграми струму дроселя в усталеному та збуреному режимі

Для рис. 3.5 можна записати [34]:

$$\Delta i(n+1) = -a \cdot \Delta i(n) + (1+a) \cdot \hat{i}(n+1), \quad (3.12)$$

$$\text{де } a = \frac{s_2 - s_e}{s_1 + s_e}.$$

Застосувавши z-перетворення до виразу (3.12), отримаємо:

$$H(z) = \frac{\Delta i(z)}{\hat{i}(z)} = (1+a) \cdot \frac{z}{z+a}. \quad (3.13)$$

З (3.13) видно, що у разі виконання умови $s_1 < s_2$ та відсутності КПН ($s_e=0$) величина a більше одиниці і система має полюс поза колом одиничного радіусу (рис. 3.6). Умова $s_1 < s_2$ виконується у випадку, коли коефіцієнт заповнення D більший за 0,5. Цим і пояснюється виникнення субгармонік у системі за умови $D > 0,5$. Для забезпечення стійкості вводиться додаткова компенсуюча пилкоподібна напруга з нахилом s_e (рис. 3.5). У цьому разі необхідно, щоб виконувалася умова:

$$a = \left| \frac{s_2 - s_e}{s_1 + s_e} \right| < 1. \quad (3.14)$$

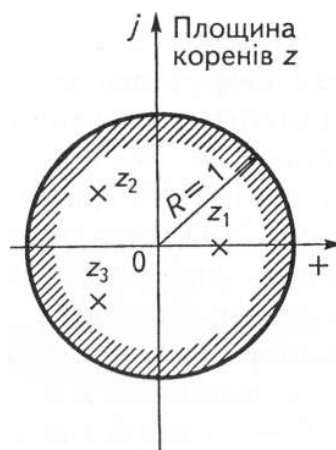


Рис. 3.6. Межа стійкості імпульсних систем

Тобто необхідна величина нахилу КПН становить:

$$s_e > \frac{1}{2}(s_2 - s_1). \quad (3.15)$$

Значення s_1 , s_2 та s_e для перетворювача підвищуючого типу наведені в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1

Значення крутизни нахилу струму дроселя та пилкоподібної напруги

| s_1 | s_2 | s_e |
|---------------------------|--------------------------------------------|-------------------------------------------------|
| $\frac{U_{\text{вх}}}{L}$ | $\frac{U_{\text{вих}} - U_{\text{вх}}}{L}$ | $> \frac{0.5U_{\text{вих}} - U_{\text{вх}}}{L}$ |

У разі відсутності збурення $\hat{i}(n+1)$ вираз (3.10) має вигляд:

$$\Delta i(n+1) = -\frac{s_2 - s_e}{s_1 + s_e} \cdot \Delta i(n). \quad (3.16)$$

Як видно з (3.16), при $s_e = s_2$ коливання струму можуть бути придушені всього за один такт ($\Delta i(n+1) = 0$). Система у цьому разі має найменшу тривалість

перехідного процесу. У подальшому дана умова називається повною компенсацією.

Особливістю активного ВЧ ККП є те, що вхідна напруга змінюється в часі. А отже, для забезпечення повної компенсації необхідно змінювати величину нахилу компенсуючої пилоподібної напруги на періоді вхідної напруги. Це може бути досягнуте аналоговим контролером, але такий метод призводить до суттєвого ускладнення системи керування. У даній роботі представлена цифрова система (рис. 3.7), що забезпечує адаптивне керування коректором коефіцієнта потужності без ускладнення структури контролера. Дана СК може бути реалізована на основі цифрового сигнального процесора або мікроконтролера [115].

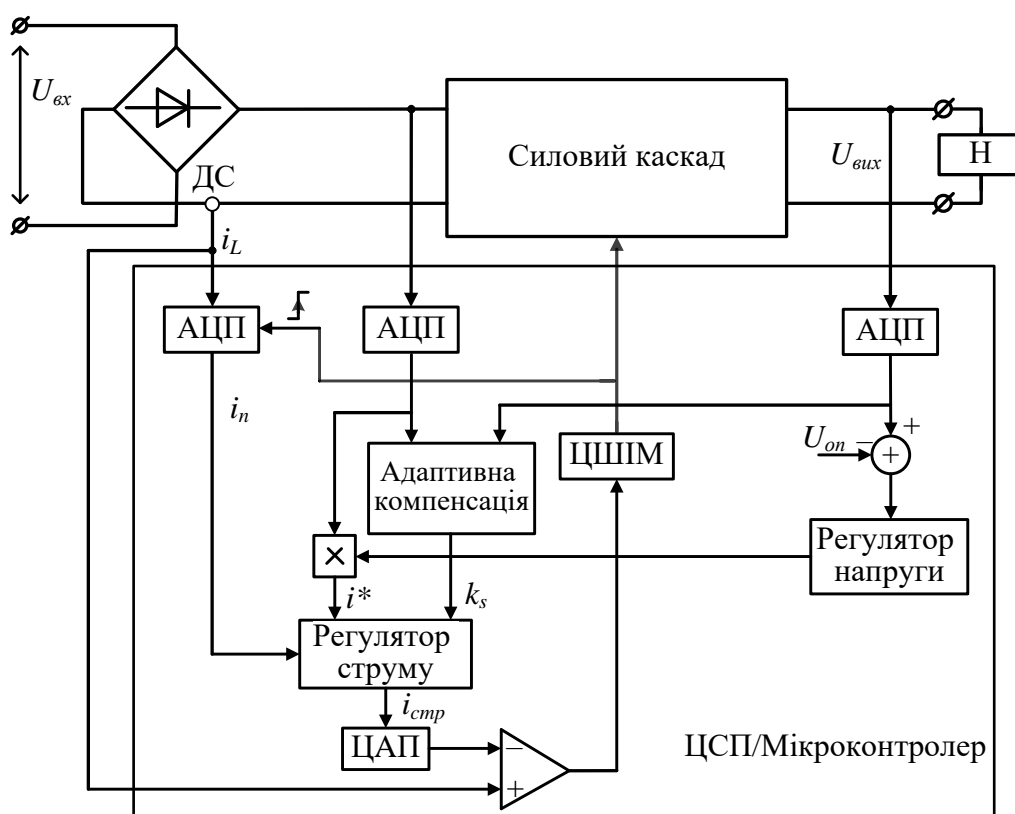


Рис. 3.7. Схема ВЧ ККП з адаптивним цифровим керуванням

Адаптивний алгоритм керування забезпечує потрібний нахил КПН в усьому інтервалі зміни вхідної та вихідної напруг. У цьому разі сама величина нахилу пилкоподібної напруги враховується під час обчислення порогового значення струму i_{cmp} згідно виразу (3.10) (рис. 3.2).

Введемо коефіцієнт компенсації k_{sc} :

$$k_{sc} = \frac{s_e}{s_1}. \quad (3.17)$$

Тоді (3.10) можна переписати у вигляді:

$$i_{cmp} = \frac{1}{1 + k_{sc}} (i^* + k_{sc} i_n). \quad (3.18)$$

Отже, порогове значення визначається еталонним сигналом i^* та величиною струму i_n на початку n -го такту, а коефіцієнт k_{sc} враховує нахил КПН. Мінімальне значення k_{sc} становить $\frac{0.5U_{вих} - U_{вх}}{U_{вх}}$, а повне – $\frac{U_{вих} - U_{вх}}{U_{вх}}$.

Запропонований адаптивний алгоритм цифрового керування коректором коефіцієнта потужності забезпечує повну компенсацію субгармонік струму в усьому діапазоні зміни вхідної та вихідної напруг. При цьому коливання струму можуть бути придушені всього за один такт, що дає змогу досягнути найменшої тривалості перехідного процесу.

3.4 Цифровий коректор зі спрощеним зворотним зв'язком

Запропонована в другому розділі 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 дана схема виявляється непрацездатною для методу керування за

піковим та середнім струмом, що видно з рис. 3.8 та 3.9. Граничний метод керування (рис. 3.8) характеризується широким розмахом струму дроселя. При цьому введення СДКТ дозволяє помітно підвищити середній струм дроселя в інтервалі $t_1 - t_2$ при зменшенні спотворення його форми. У разі керування за середнім струмом (рис. 3.9) розмах струму дроселя незначний, він фактично описує еталонний сигнал, а тому введення СДКТ не дозволяє досягнути бажаного результату.

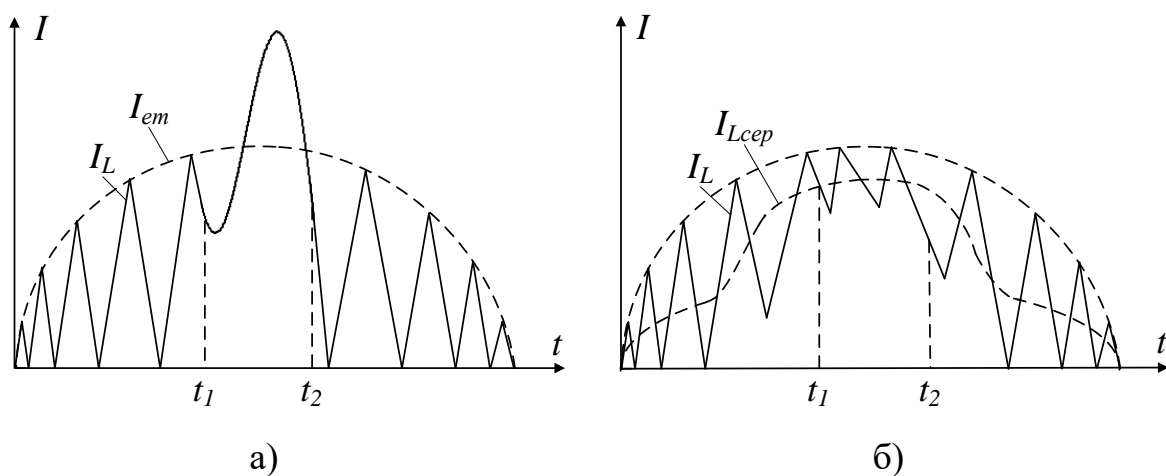


Рис. 3.8. Струм ККП з граничним методом керування без СДКТ (а) та з СДКТ (б)

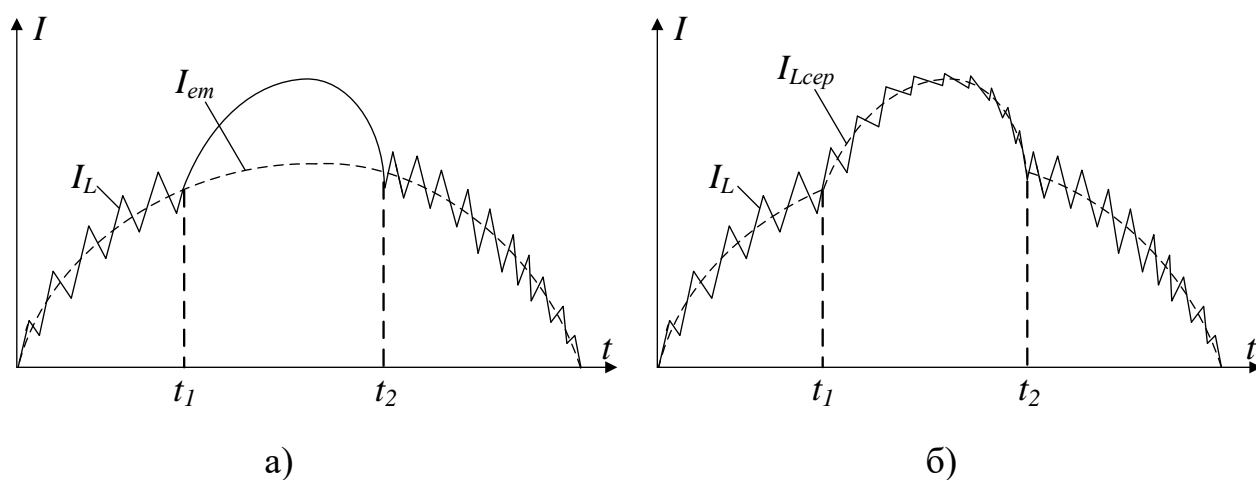


Рис. 3.9. Струм ККП з керування за середнім струмом без СДКТ (а) та з СДКТ (б)

Для покращення форми вхідного струму ККП з керуванням за піковим або середнім струмом розроблено цифровий коректор зі спрощеним зворотним зв'язком, що представлений на рис. 3.10 [136]. Дана схема працює наступним чином: вихідна напруга коректора через АЦП надходить на блок контролю напруги (БКН), при номінальному режимі роботи дана напруга становить $U_{вих}$. Блок керування струмом (БКС) формує імпульси керування транзистором коректора згідно заданого методу керування. У разі керування за середнім струмом вхідними сигналами БКС являються оцифрована вхідна напруга, оцифрований сигнал з датчика струму та вихідний сигнал БКН. При керуванні за піковим струмом на БКС додатково ще подається аналоговий сигнал з 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 раз. Це призводить до зростання вхідного струму коректора і, як наслідок, збільшення вихідної напруги. Спотворення вхідного струму при цьому відсутнє. Позначимо даний 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} , при досягненні якого припиняється подача імпульсів керування на транзистор (режим 4). У випадку повторного підключення навантаження вихідна напруга зменшується і при досягненні величини $U_{вих}$ коректор переводиться у номінальний режим роботи.

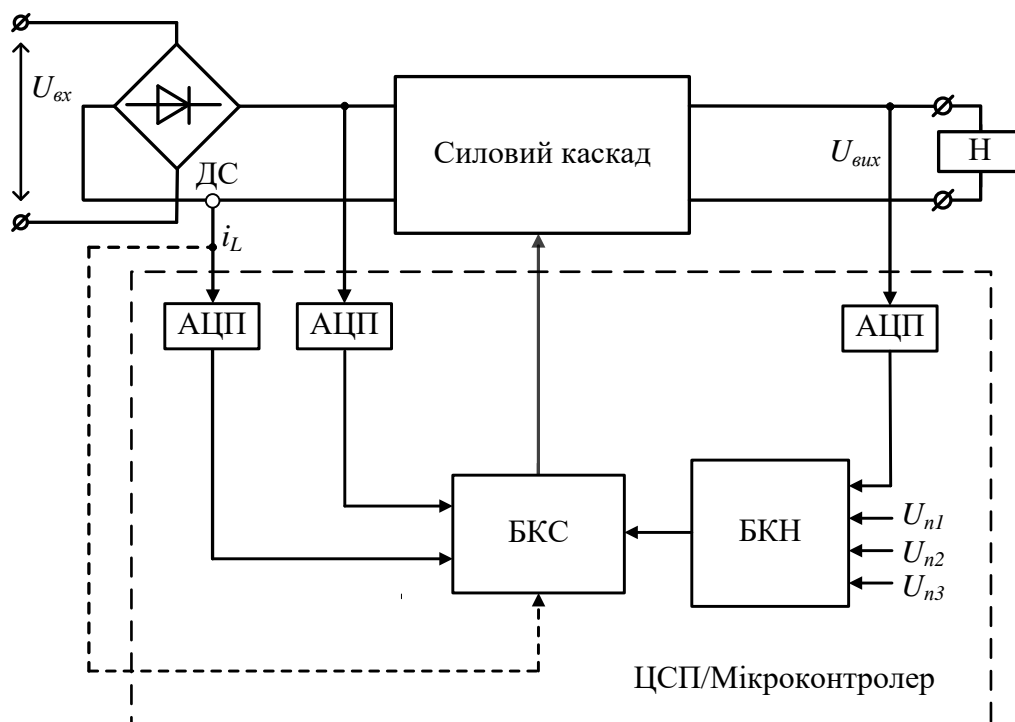


Рис. 3.10. Цифровий коректор зі спрощеним зворотним зв'язком

Здійсимо розрахунок коефіцієнтів масштабування еталонного сигналу. У номінальному режимі роботи вихідна напруга ККП становить $U_{вихном} = 400\text{В}$, вихідна потужність $P_{вихном} = 500\text{Вт}$, опір навантаження $R_{вихном} = 320\text{Ом}$. Приймаючи ККД коректора $\eta = 0,95$, отримаємо вхідну потужність:

$$P_{вхном} = P_{вихном} / \eta \approx 526\text{Вт}. \quad (3.19)$$

Вхідний струм при цьому становить:

$$I_{вхном} = \frac{P_{вхном}}{U_{вх}} = \frac{526}{230} \approx 2,3\text{А}. \quad (3.20)$$

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

$$R_{вих} = \frac{U_{вих}^2}{P_{вих}} = \frac{360^2}{500} = 259,2 \text{ Ом.} \quad (3.21)$$

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

$$P_{вих} = \frac{U_{вих}^2}{R_{вих}} = \frac{400^2}{259,2} = 617,3 \text{ Вт.} \quad (3.22)$$

Вхідна потужність у даному випадку становить:

$$P_{вх} = P_{вих} / \eta \approx 650 \text{ Вт.} \quad (3.23)$$

Для забезпечення такої потужності необхідно збільшити вхідний струм до

$$I_{вх} = \frac{P_{вх}}{U_{вх}} = \frac{650}{230} \approx 2,83 \text{ А.} \quad (3.24)$$

Коефіцієнт масштабування еталонного сигналу при цьому становить:

$$k_1 = \frac{I_{вх}}{I_{вхном}} = \frac{2,83}{2,3} \approx 1,23. \quad (3.25)$$

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

Проведемо порівняння запропонованого алгоритму з класичним зворотним зв'язком по напрузі. Згідно виразу (3.6) для коректора на рис. 3.3 помилка по напрузі може бути обчислена наступним чином:

```

float get_error(int u_out)
{
    float e_u = 0;
    static float e_u_1 = 0;
    static float e_out_1 = 0;
    int e_out = 0;

    e_out = u_out - u_ref;
    e_u = a * e_out + a * e_out_1 + b * e_u_1;
    e_u_1 = e_u;
    e_out_1 = e_out;
    return e_u;
}

```

Оцінку складності даного алгоритму було здійснено на платі STM32F4DISCOVERY, що містить у своєму складі 32-х бітний мікроконтролер STM32F407VGT6 з апаратним модулем операцій з плаваючою комою (FPU). У випадку включеного модуля FPU представлений алгоритм виконується за 51 такт, а при відключеному модулі – за 266 тактів.

У випадку коректора зі спрощеним зворотним зв'язком алгоритм виглядає наступним чином:

```

void set_error(int u_out)
{
    if (flag == 0)
    {
        if (u_out > u_p1 && u_out < u_p2)
        {
        }
        else
        {
            if(u_out<=u_p1)
            {
                switch (mode)
                {

```

```
        case 1:
            Set_Eu(2, &e_u);
            break;

        case 3:
            Set_Eu(1, &e_u);
            Delay(delay);
            break;
        case 4:
            Set_Eu(1, &e_u);
            Delay(delay);
            break;
    }
}
else if(u_out>=u_p2)
{
    switch (mode)
    {
        case 1:
            Set_Eu(3, &e_u);
            break;
        case 2:
            Set_Eu(1, &e_u);
            Delay(delay);
            break;
    }
}
else if (u_out>=u_p3)
{
    Set_Eu(4, &e_u);
}
}
else
{
    Delay(delay);
}}
```

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

Таким чином, запропонована система керування дозволяє уникнути спотворення вхідного струму ККП при суттєвому збільшенні навантаження. Також дана СК забезпечує попередню стабілізацію вихідної напруги коректора в межах $U_{n1} - U_{n2}$. Крім того, такий підхід потребує менше обчислень, що дозволяє застосувати простіший мікроконтролер.

Висновки по розділу 3

1. Проведено синтез цифрової СК активним ВЧ ККП з методом керування за середнім струмом. Показано, що процес синтезу полягає у визначенні коефіцієнтів різницевого рівняння шляхом знаходження дискретної передаточної функції по аналоговому прототипу.

2. Розроблено цифрове керування ККП за піковим струмом з корегуванням еталонного сигналу по похідній, що дозволяє досягнути спрощення структури системи керування.

3. Запропоновано адаптивне цифрове керування коректором коефіцієнта потужності за піковим струмом. Такий підхід забезпечує повну компенсацію субгармонік струму в усьому діапазоні зміни вхідної та вихідної напруг ККП.

4. Розроблено цифровий коректор зі спрощеним зворотним зв'язком, що усуває спотворення вхідного струму ККП при суттєвому збільшенні навантаження та забезпечує попередню стабілізацію вихідної напруги коректора та зменшує кількість обчислень сигналу зворотного зв'язку по вихідній напрузі на 40%.

РОЗДІЛ 4

МОДЕЛЮВАННЯ РОБОТИ ВИСОКОЧАСТОТНИХ КОРЕКТОРІВ КОЕФІЦІЄНТА ПОТУЖНОСТІ

Натурний експеримент, тобто дослідження властивостей та поведінки об'єкта керування в певних умовах використовуючи сам об'єкт, є важливою складовою у сферах проектування та управління. Однак у багатьох випадках натурне моделювання є неможливим або недоцільним. Наприклад експерименти на об'єкті керування при управлінні технологічними процесами у режимі реального часу, проектуванні складних систем та пристроїв можуть бути економічно недоцільні або неможливі через неготовність самого об'єкту [81].

Комп'ютерне моделювання в електроніці дозволяє досліджувати складні електротехнічні пристрої, забезпечуючи високу швидкість та точність розрахунків. Воно поєднує в собі малі витрати на проведення наукових досліджень та високу ефективність. Результати досліджень, проведених на комп'ютерних моделях, можуть надалі успішно використовуватися при розробці та впровадженні нових пристроїв силової електроніки [99].

Для моделювання перетворюючих пристроїв існує велика кількість комп'ютерних програм, наприклад MicroCAP, DesignLAB, Simulink та ін. У таких програмах модель будується на основі готових блоків. За допомогою віртуальних вимірювальних блоків можна дослідити різноманітні режими роботи створеної моделі пристрою. У даній роботі для комп'ютерного моделювання високочастотних коректорів коефіцієнта потужності використовується програмний пакет MATLAB Simulink.

4.1 Аналогові системи керування коректорами

4.1.1 Дослідження енергетичних характеристик коректорів

Проведемо дослідження енергетичних характеристик активних високочастотних коректорів коефіцієнта потужності з методом граничного керування, керуванням за піковим струмом та керуванням за середнім струмом.

4.1.1.1 Метод граничного керування

Модель активного ВЧ коректора з методом граничного керування наведена на рис. 4.1.

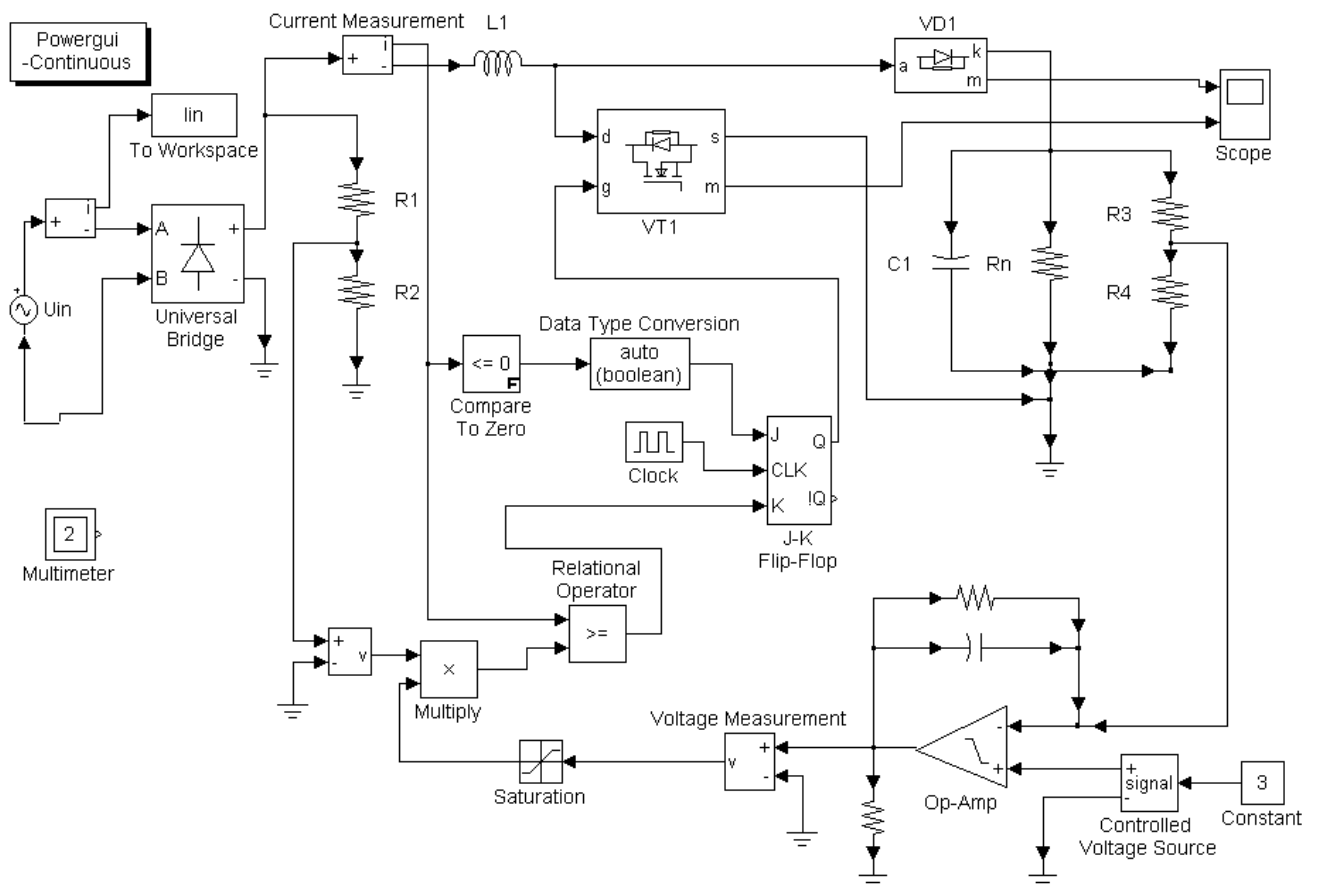


Рис. 4.1. Модель активного ВЧ коректора з методом граничного керування

Модель містить наступні елементи:

- U_{in} – джерело вхідної синусоїдної напруги;
- Powergui-Continuous – блок для дослідження спектру вхідного струму;
- Multimeter – блок для спостереження струмів та напруг моделі;
- To Workspace – блок передачі даних в робочу область MATLAB;
- Universal Bridge – діодний випрямляч;
- Current Measurement – амперметр;
- R1, R2 – дільник вхідної напруги;
- Multiply – помножувач;
- L1 – дросель коректора;
- Compare To Zero – блок порівняння з нулем;
- VT1 – MOSFET транзистор;
- Data Type Conversion – блок перетворення типу даних;
- Clock – генератор тактових імпульсів;
- Relational Operator – компаратор;
- Saturation – блок обмеження сигналу зворотного зв'язку;
- J-K Flip-Flop – J-K тригер;
- Voltage Measurement – вольтметр;
- VD1 – напівпровідниковий діод;
- C1 – вихідний конденсатор;
- Rn – еквівалентний опір навантаження;
- Op-Amp – операційний підсилювач;
- R3, R4 – дільник вихідної напруги;
- Controlled Voltage Source – кероване джерело напруги;
- Scope – осцилограф;
- Constant – джерело постійної напруги.

Дослідження проводилися для коректора з наступними параметрами: вхідна напруга $U_{ex} = 230\text{ B}$, вихідна напруга $U_{вих} = 400\text{ B}$, номінальна вихідна потужність $P_{вих} = 500\text{ Вт}$, індуктивність дроселя $L_1 = 2\text{ мГн}$, ємність вихідного

конденсатора $C_1 = 500 \text{ мкФ}$.

Досліджувалися такі енергетичні характеристики: коефіцієнт потужності χ , косинус зсуву фаз вхідної напруги і першої гармоніки вхідного струму ($\cos\varphi$), загальний коефіцієнт гармонік (THD) вхідного струму та коефіцієнт корисної дії коректора η . При цьому вищі гармоніки струму враховувалися до сорокової включно, як того вимагає стандарт ДСТУ EN 61000-3-2.

У таблиці 4.1 наведені енергетичні характеристики для коректора з методом граничного керування при номінальному опорі навантаженні $R_n = 320 \text{ Ом}$ та опорі навантаження збільшеному/зменшеному в два рази. Як видно з таблиці, даний метод керування забезпечує доволі низьке значення загального коефіцієнта гармонік, що говорить про високу якість вхідного струму коректора.

Таблиця 4.1

Енергетичні характеристики коректора з методом граничного керування

| Енергетичні характеристики | $R_n/2$ | R_n | $2 \cdot R_n$ |
|----------------------------|---------|-------|---------------|
| χ | 0,999 | 0,999 | 0,999 |
| $\cos\varphi$ | 1 | 1 | 1 |
| THD, % | 2,58 | 1,08 | 0,48 |
| η | 0,987 | 0,983 | 0,968 |

На рис. 4.2 представлений вхідний струм коректора з методом граничного керування та його спектр для номінального опорі навантаження $R_n = 320 \text{ Ом}$. Із вказаного рисунку видно, що вміст гармонік струму незначний, при чому спостерігаються переважно непарні гармоніки. Варто зазначити, що величини всіх гармонік струму до 40-ї включно не перевищують вимог стандарту ДСТУ EN 61000-3-2.

Високочастотні складові спектру вхідного струму коректора при номінальному навантаженні зображені на рис. 4.3. Видно, що в спектрі переважають високі гармоніки в діапазоні від 4 кГц до 25 кГц. При чому

спостерігається максимум на частоті близько 5 кГц, де величина гармонік досягає 14 % від основної.

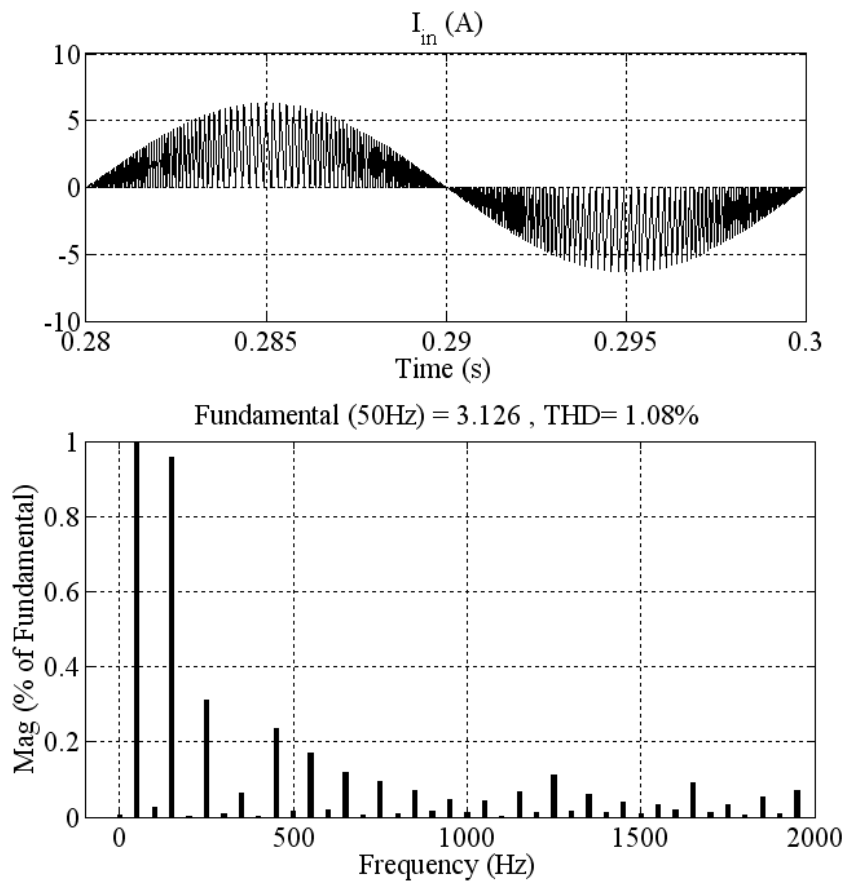


Рис. 4.2. Вхідний струм та його спектр для методу граничного керування при $R_n = 320 \text{ Ом}$

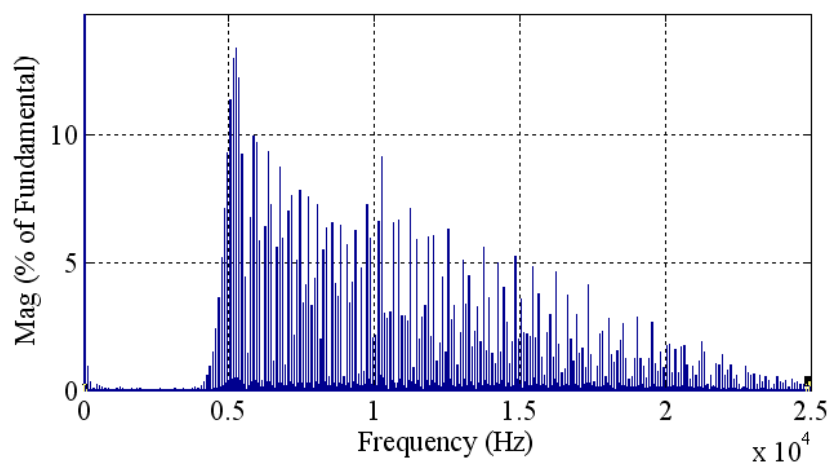


Рис. 4.3. Високочастотні складові спектру вхідного струму при $R_n = 320 \text{ Ом}$

Спектр вхідного струму коректора при $R_n = 160 \text{ Ом}$ та $R_n = 640 \text{ Ом}$ представлено на рис. 4.4 та рис. 4.5 відповідно. На основі даних рисунків можна зробити висновок, що спектр залежить від навантаження. Так при збільшенні опору навантаження відбувається зсув вищих гармонік у високочастотну область. При зменшенні опору навантаження ситуація протилежна – вищі гармоніки зсуваються у бік низьких частот. Це означає, що метод граничного керування не може бути застосований у коректорах високої потужності.

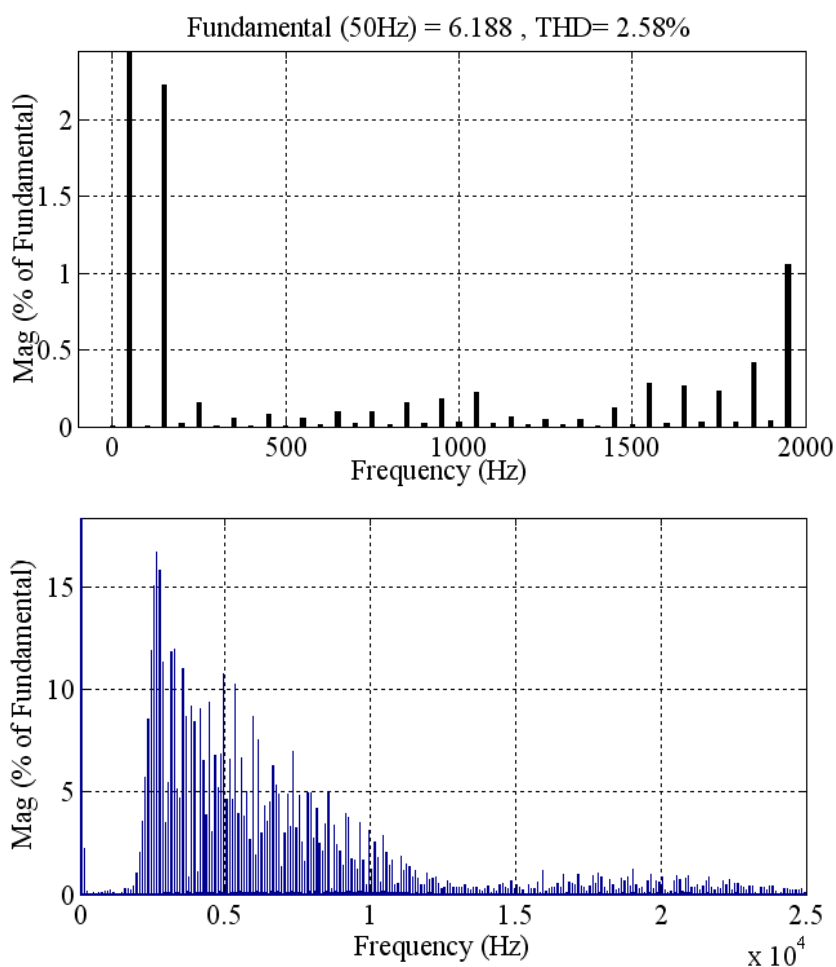


Рис. 4.4. Спектр вхідного струму коректора при $R_n = 160 \text{ Ом}$

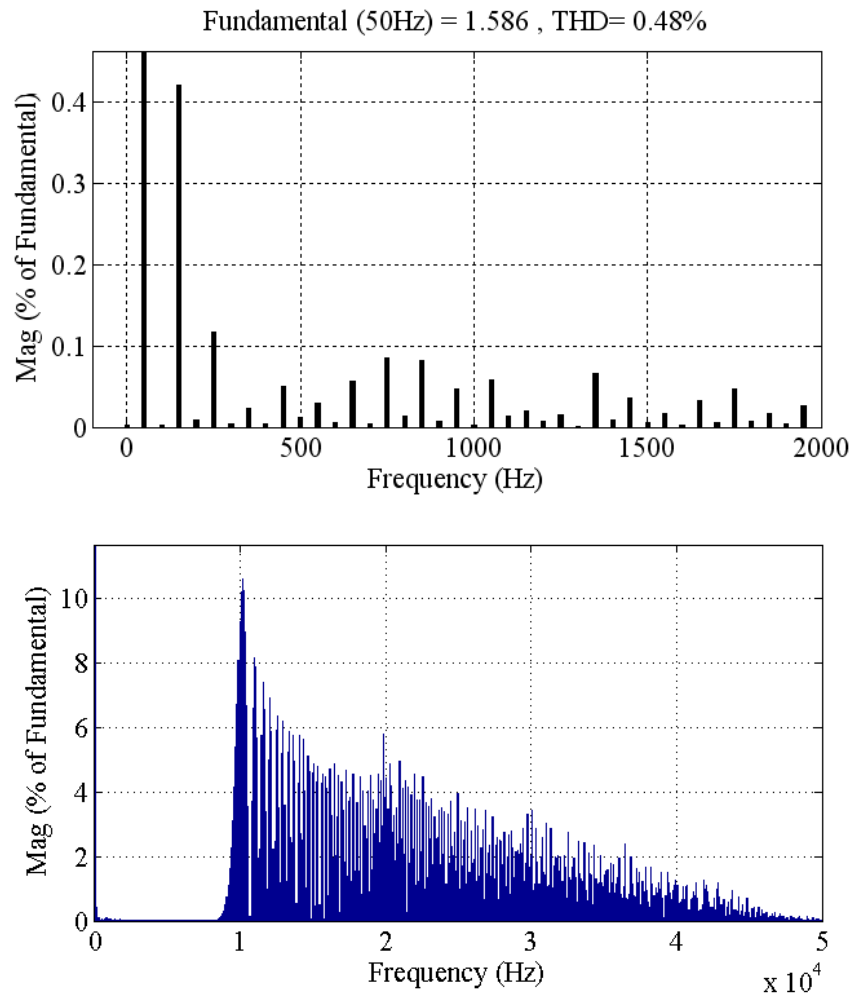


Рис. 4.5. Спектр вхідного струму коректора при $R_n = 640 \text{ Ом}$

4.1.1.2 Метод керування за піковим струмом

Модель коректора коефіцієнта потужності з методом керування за піковим струмом наведена на рис. 4.6.

На рис. 4.6 позначено:

- Unit Delay – блок часової затримки;
- Repeating Sequence – генератор пилкоподібної напруги;
- Pulse Generator – генератор тактових імпульсів;
- S-R Flip-Flop – S-R тригер.

Генератор тактових імпульсів працює на частоті 50 кГц. Амплітуда пилкоподібної напруги розрахована згідно [22] і становить 1,5 В, а її частота співпадає з частотою тактових імпульсів.

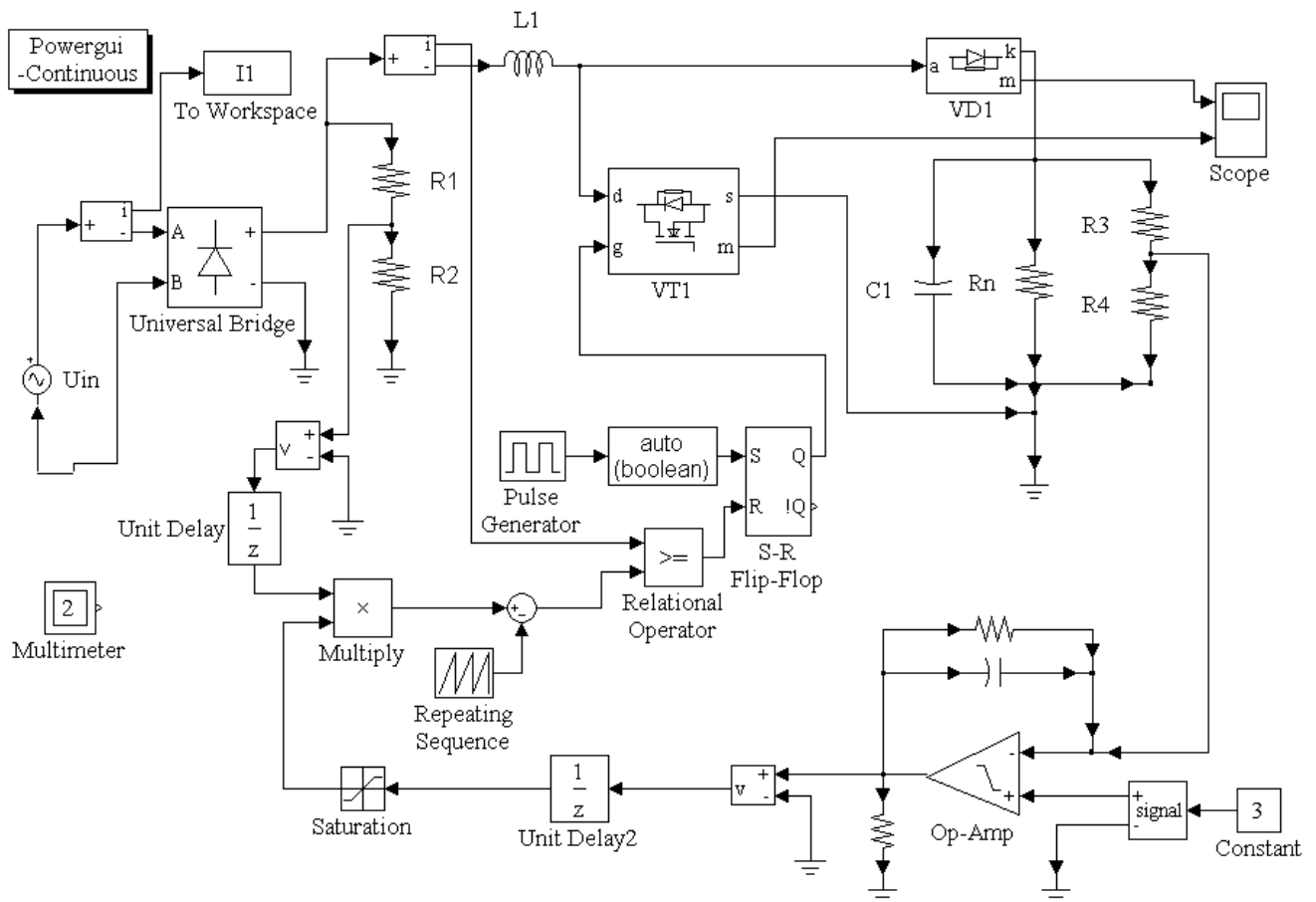


Рис. 4.6. Модель ВЧ коректора з методом керування за піковим струмом

Енергетичні характеристики для даного коректора наведені у таблиці 4.2. З отриманих результатів видно, що якість вхідного струму та коефіцієнт корисної дії погіршуються при зростанні опору навантаження. Тобто даний метод керування недоцільно застосовувати при низьких потужностях.

На рис. 4.7 представлено вхідний струм та його спектр до сорокової гармоніки для коректора з методом керування за піковим струмом при $R_n = 320 \text{ Ом}$. Суттєвими є лише третя та п'ята гармоніки, при чому величина третьої становить понад 23 % від основної.

Енергетичні характеристики коректора з методом керування
за піковим струмом

| Енергетичні характеристики | $R_H/2$ | R_H | $2 \cdot R_H$ |
|----------------------------|---------|-------|---------------|
| χ | 0,987 | 0,972 | 0,951 |
| $\cos\varphi$ | 1 | 1 | 1 |
| THD, % | 16,22 | 23,97 | 32,36 |
| η | 0,977 | 0,969 | 0,952 |

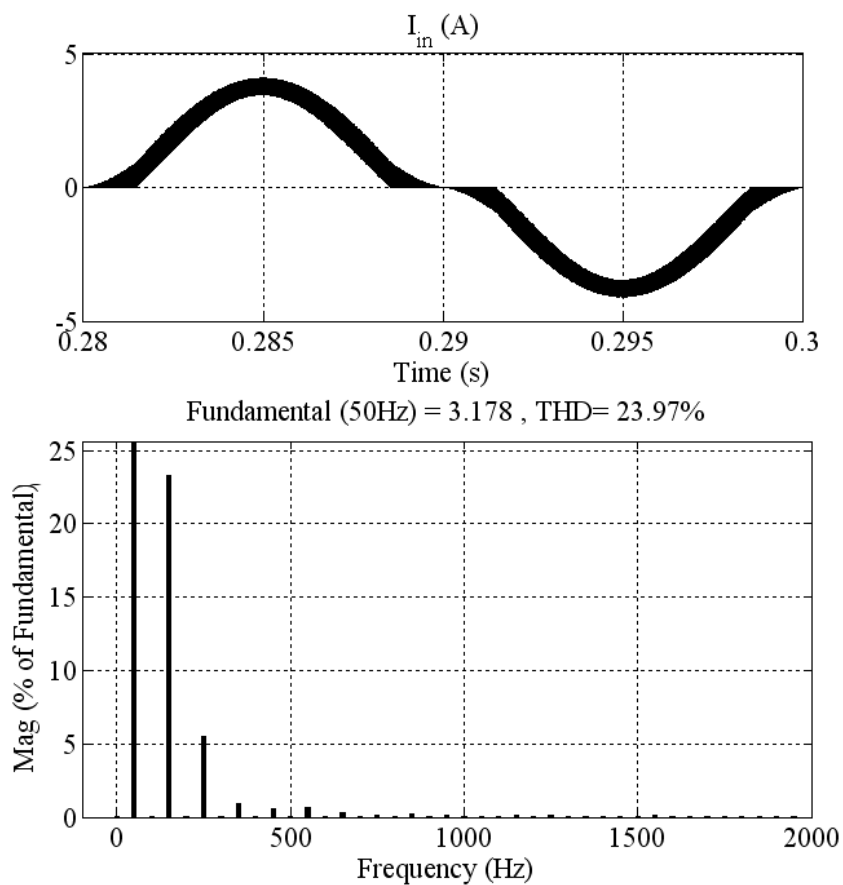


Рис. 4.7. Вхідний струм та його спектр для методу керування за піковим струмом при $R_n = 320 \text{ Ом}$

Високочастотні складові спектру вхідного струму даного коректора при номінальному навантаженні зображені на рис. 4.8. Вміст високочастотних гармонік є набагато меншим, ніж для коректора з методом граничного керування. Присутні гармоніки з частотами кратними робочій частоті коректора. Необхідно відмітити, що такий розподіл високочастотних складових спектру дозволяє використати простіший фільтр електромагнітних завад.

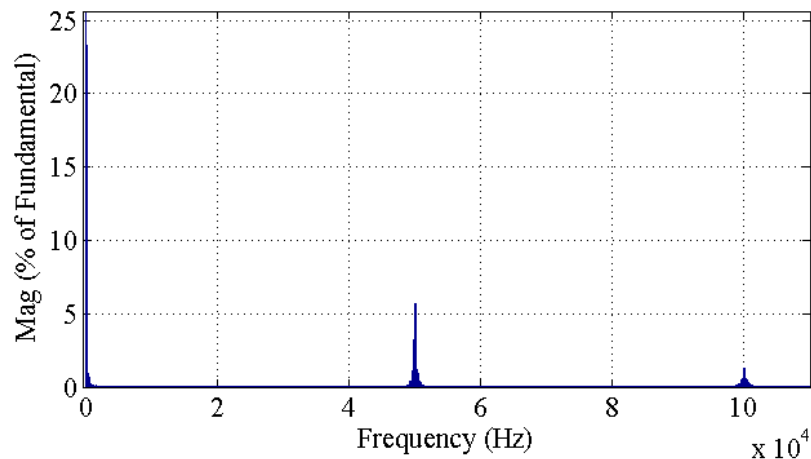


Рис. 4.8. Високочастотні складові спектру вхідного струму при $R_n = 320 \text{ Ом}$

На рис. 4.9 та рис. 4.10 зображено спектр вхідного струму коректора при $R_n = 160 \text{ Ом}$ та $R_n = 640 \text{ Ом}$ відповідно. При збільшенні опору навантаження величина вищих гармонік зростає, при чому, як низькочастотних, так і високочастотних складових. Так при $R_n = 640 \text{ Ом}$ третя гармоніка складає 32 %, що перевищує вимоги стандарту.

4.1.1.3 Метод керування за середнім струмом

На рис. 4.11 представлена модель коректора коефіцієнта потужності з методом керування за середнім струмом.

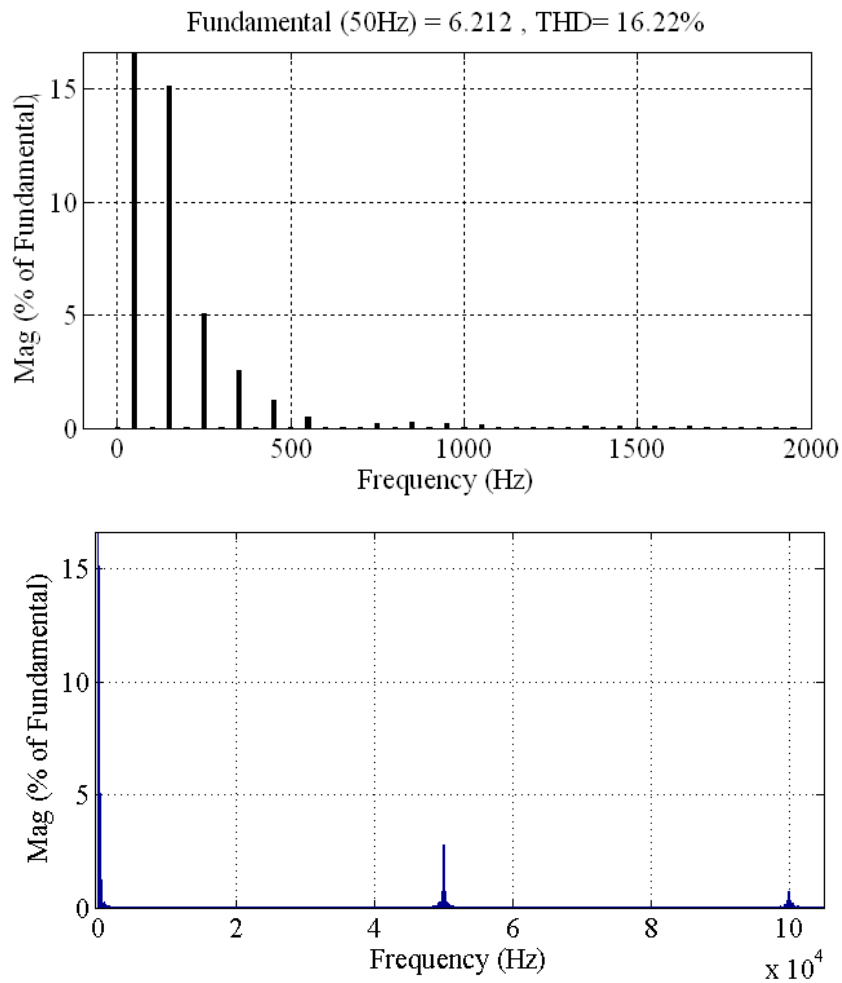


Рис. 4.9. Спектр вхідного струму коректора з керуванням за піковим струмом при $R_n = 160 \text{ Ом}$

На рис. 4.11 позначено:

- Rds – датчик струму;
- Controlled Current Source – кероване джерело струму.

Робоча частота коректора 50 кГц. Величина опору датчика струму розрахована згідно [122] і становить 0,24 Ом. Параметри регулятора струму та регулятора напруги задавалися такими, як вказано в розділі 3.

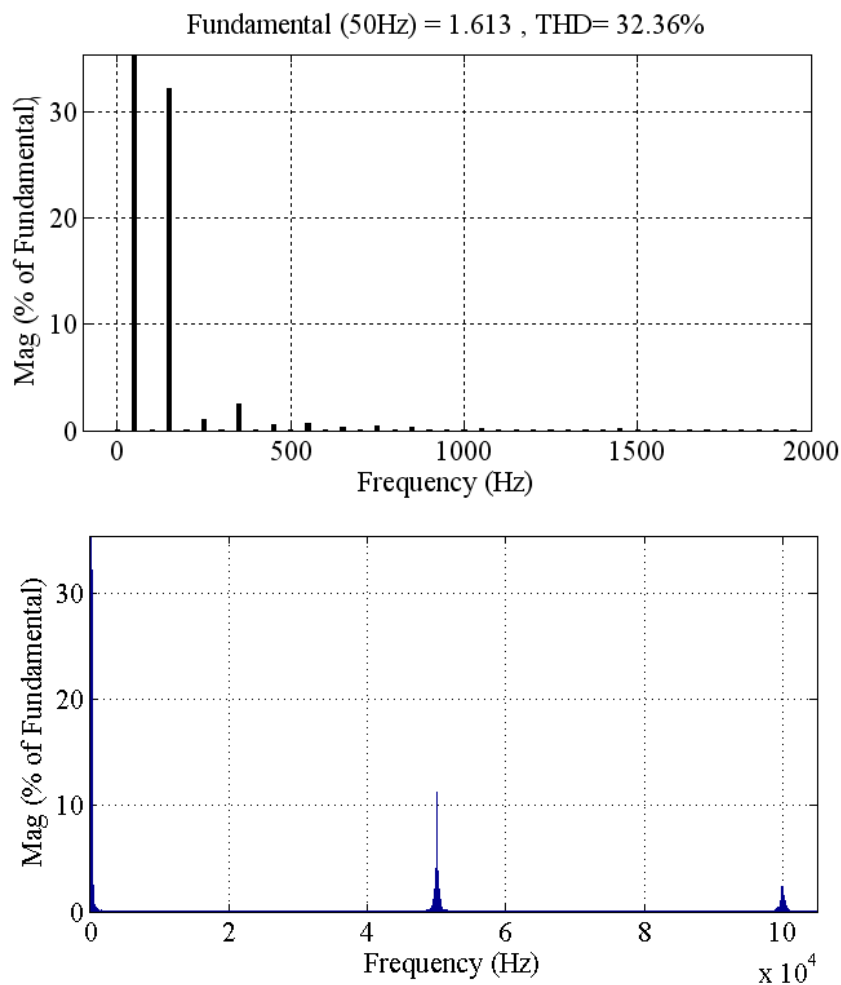


Рис. 4.10. Спектр вхідного струму коректора з керуванням за піковим струмом при $R_n = 640 \text{ Ом}$

Енергетичні характеристики для даного ККП наведені у таблиці 4.3. У всіх трьох випадках забезпечується доволі низький загальний коефіцієнт гармонік та близьке до одиниці значення коефіцієнта потужності, що говорить про високу якість вхідного струму даного методу керування.

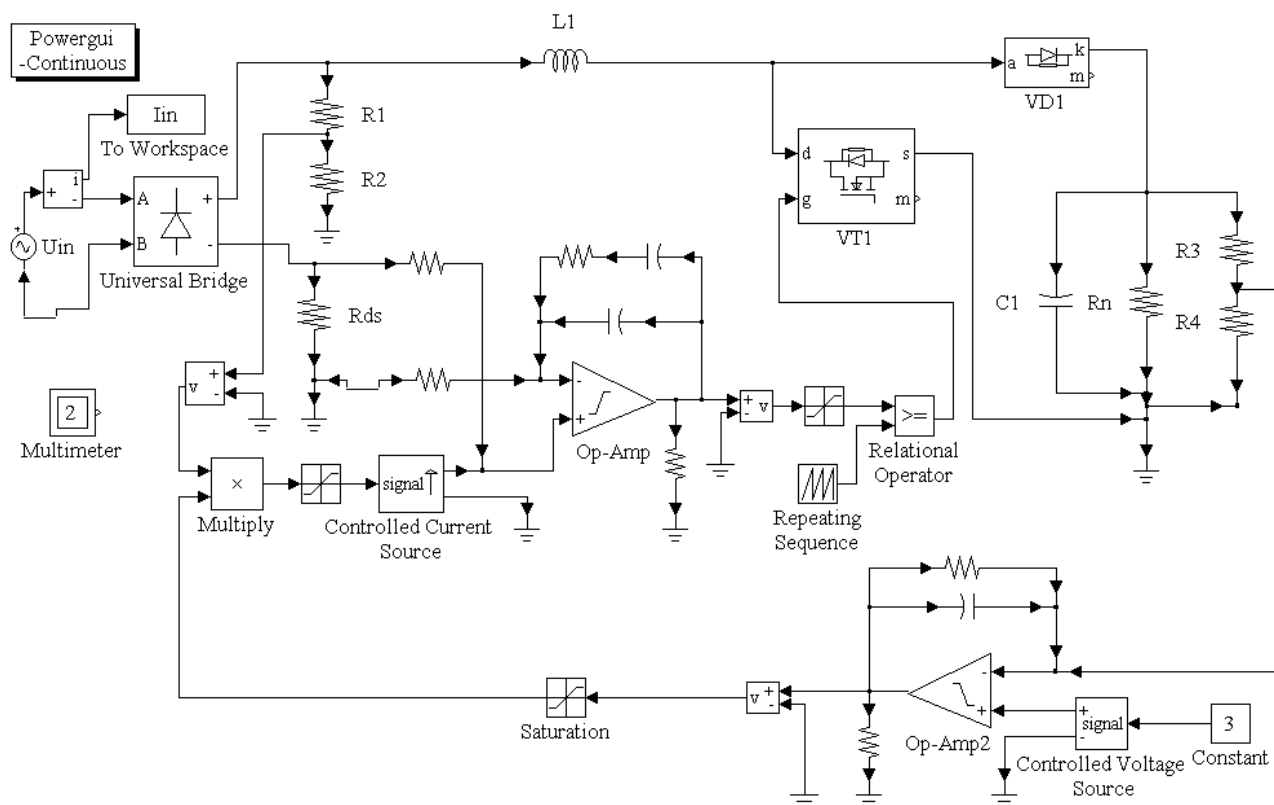


Рис. 4.11. Модель ВЧ коректора з методом керування за середнім струмом

Таблиця 4.3

Енергетичні характеристики коректора з методом керування
за середнім струмом

| Енергетичні характеристики | $R_H/2$ | R_H | $2 \cdot R_H$ |
|----------------------------|---------|-------|---------------|
| χ | 0,999 | 0,999 | 0,999 |
| $\cos\varphi$ | 1 | 1 | 1 |
| THD, % | 2,14 | 1,38 | 1,17 |
| η | 0,972 | 0,979 | 0,945 |

На рис. 4.12 представлено вхідний струм та його спектр для коректора з методом керування за середнім струмом при $R_n = 320 \text{ Ом}$. Видно, що величина низькочастотних гармонік є незначною, а високочастотні гармоніки розподіляються так само, як і для керування за піковим струмом.

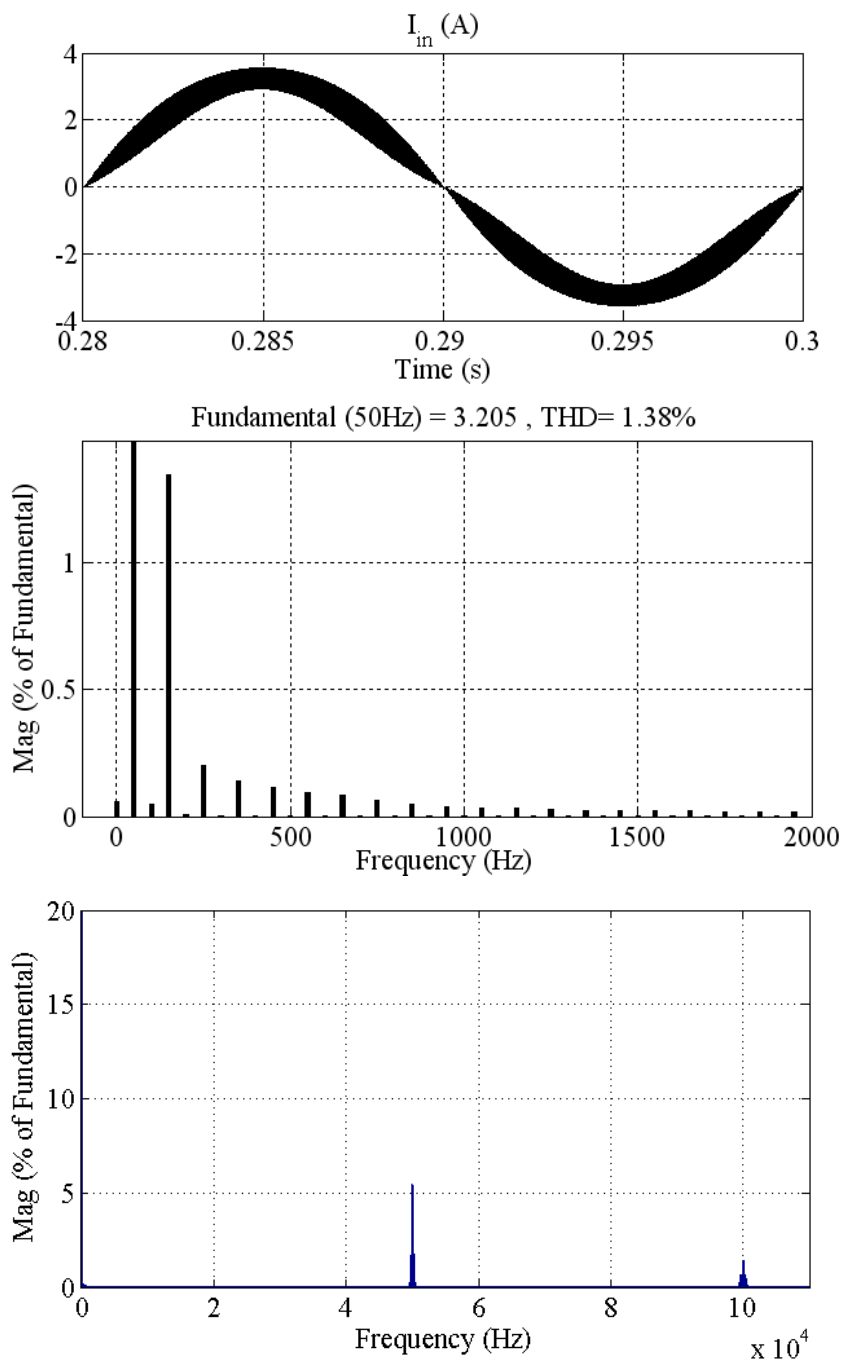


Рис. 4.12. Вхідний струм та його спектр для методу керування за середнім струмом при $R_n = 320 \text{ Ом}$

На рис. 4.13 та рис. 4.14 зображено спектр вхідного струму даного коректора при $R_n = 160 \text{ Ом}$ та $R_n = 640 \text{ Ом}$ відповідно. Спостерігається зменшення низькочастотних складових спектру та зростання високочастотних при збільшенні опору навантаження коректора.

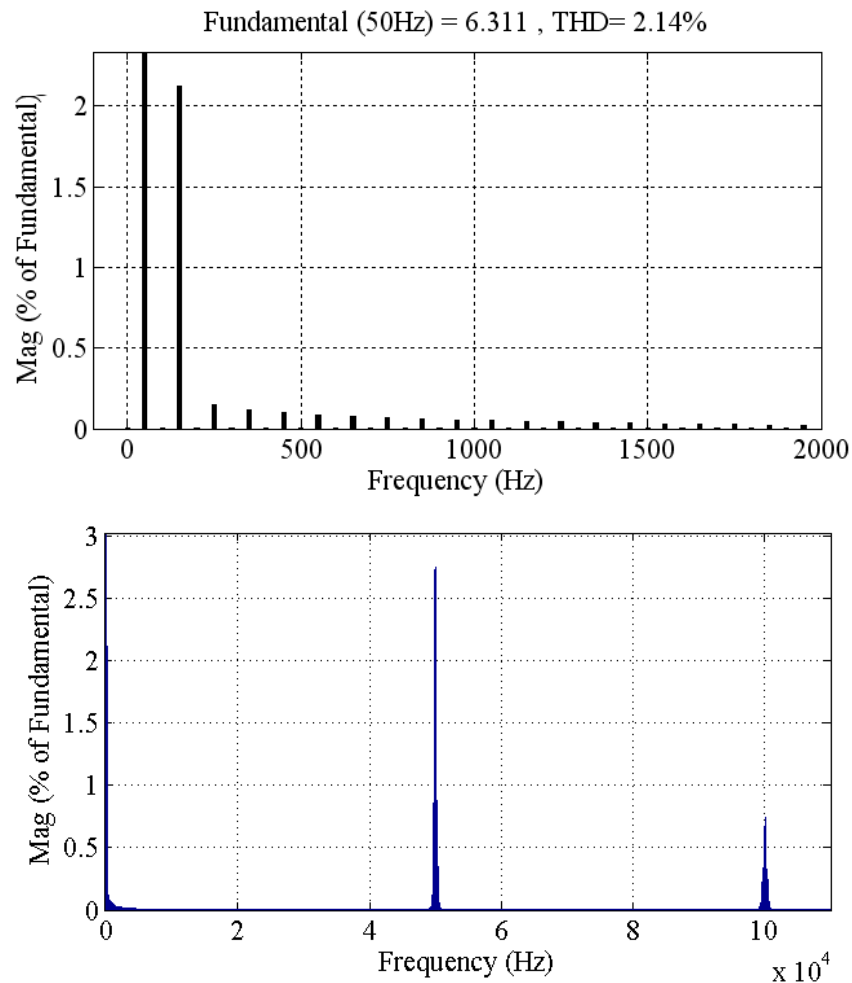


Рис. 4.13. Спектр вхідного струму коректора з керуванням за середнім струмом при $R_n = 160 \text{ Ом}$

Для порівняння в таблиці 4.4 наведені енергетичні характеристики розглянутих методів керування ККП. Можна зробити висновок, що представлені коректори забезпечують досить високий коефіцієнт потужності, який не опускається нижче 0,95. Зсув фаз між вхідною напругою та першою гармонікою вхідного струму відсутній. Коректори з граничним керуванням та керуванням за середнім струмом забезпечують низьке значення загального коефіцієнта гармонік. Проте необхідно відмітити, що при дослідженні THD враховувалися лише перші 40 гармонік. При врахуванні високочастотних складових спектру загальний коефіцієнт гармонік для методу граничного керування стає вищим, ніж для керування за піковим та середнім струмом. Коректори з керуванням за піковим та середнім струмом мають дещо нижчий коефіцієнт корисної дії. Це пояснюється їх

високою робочою частотою і, як наслідок, більшими динамічними втратами. Також слід зазначити, що граничне керування доцільно застосовувати при низьких потужностях, а керування за піковим та середнім струмом при високих.

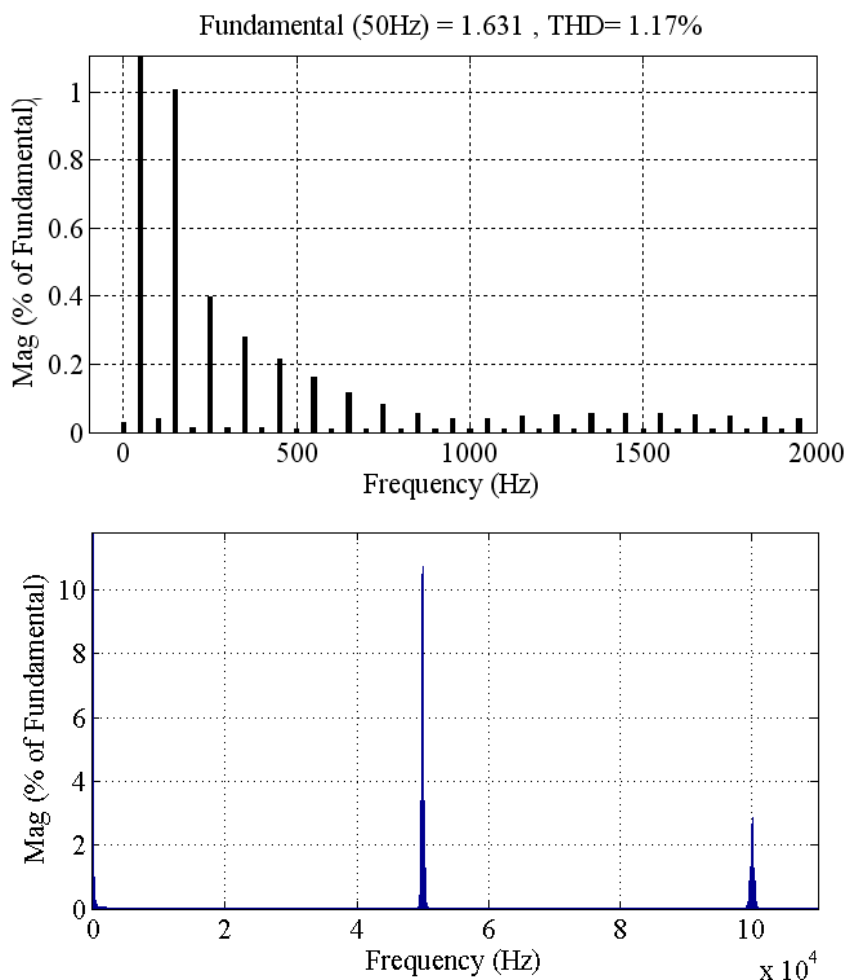


Рис. 4.14. Спектр вхідного струму коректора з керуванням за середнім струмом при $R_n = 640 \text{ Ом}$

4.1.2 Дослідження пуску коректорів коефіцієнта потужності

Діаграми пускового струму ВЧ ККП зображені на рис. 4.15. Дані діаграми одержані для випадку, коли фаза мережевої напруги у момент пуску становила $\varphi_m=0^\circ$. Із вказаних діаграм видно, що амплітуда пускового струму значно перевищує величину вхідного струму в усталеному режимі. Такий стрибок струму коректора пояснюється тим, що в момент включення ККП вихідний конденсатор є

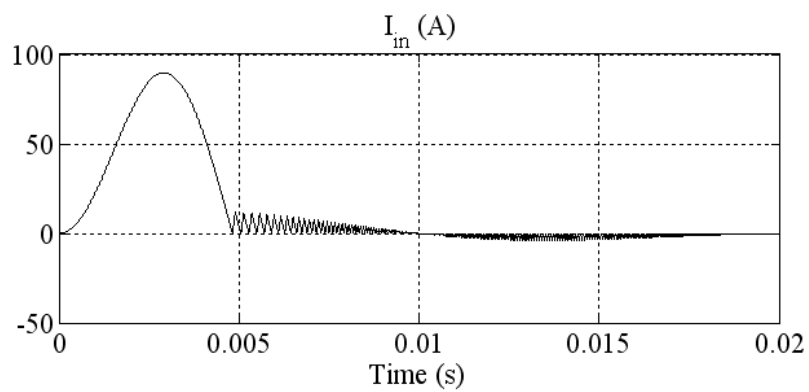
розрядженим. Дросель L1 виявляється безпосередньо підключеним до вхідної напруги, що і призводить до значного зростання струму.

Таблиця 4.4

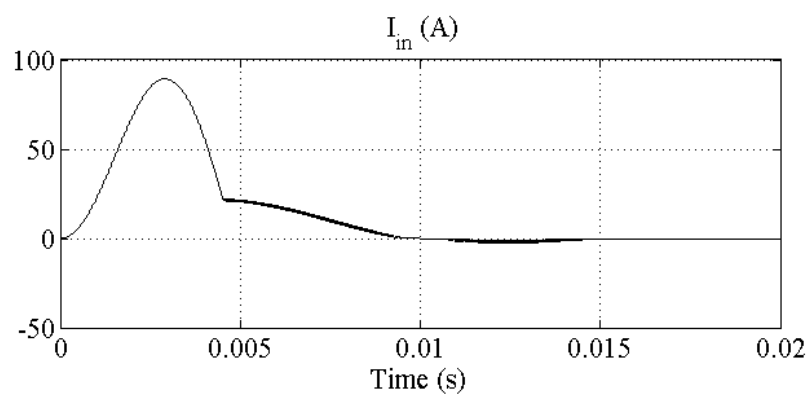
Енергетичні характеристики розглянутих методів керування ККП

| Енергетичні характеристики | Опір навантаження | Граничне керування | Керування за піковим струмом | Керування за середнім струмом |
|----------------------------|-------------------|--------------------|------------------------------|-------------------------------|
| χ | $R_H/2$ | 0,999 | 0,987 | 0,999 |
| | R_H | 0,999 | 0,972 | 0,999 |
| | $2 \cdot R_H$ | 0,999 | 0,951 | 0,999 |
| $\cos\varphi$ | $R_H/2$ | 1 | 1 | 1 |
| | R_H | 1 | 1 | 1 |
| | $2 \cdot R_H$ | 1 | 1 | 1 |
| THD, % | $R_H/2$ | 2,58 | 16,22 | 2,14 |
| | R_H | 1,08 | 23,97 | 1,38 |
| | $2 \cdot R_H$ | 0,48 | 32,36 | 1,17 |
| η | $R_H/2$ | 0,987 | 0,977 | 0,972 |
| | R_H | 0,983 | 0,969 | 0,979 |
| | $2 \cdot R_H$ | 0,968 | 0,952 | 0,945 |

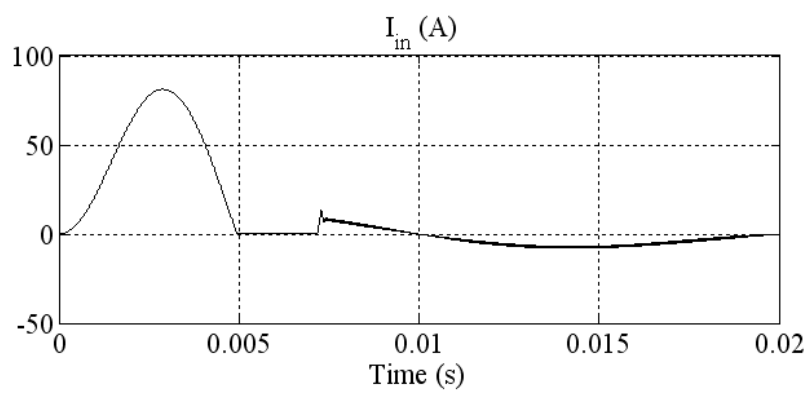
У таблиці 4.5 представлена залежність амплітуди пускового струму коректорів від фази вхідної напруги в момент включення. При наближенні моменту пуску до амплітудного значення вхідної напруги спостерігається суттєве зростання вхідного струму. Так при $\varphi_m = 60^\circ$ амплітуда пускового струму для керування за середнім струмом становить 142,4 А, що більш ніж в сорок разів перевищує величину струму в усталеному режимі (3,2 А). Недоліком такого режиму роботи коректора коефіцієнта потужності є те, що його елементи мають бути обрані зі значним запасом по струму, а це призводить до здорожчання пристрою.



а)



б)



в)

Рис. 4.15. Діаграми пускового струму ККП з а) граничним керуванням, б) керуванням за піковим струмом, в) керуванням за середнім струмом при $\varphi_m = 0^\circ$

Таблиця 4.5

Залежність амплітуди пускового струму від фази напруги мережі при $R_n = 320 \text{ Ом}$

| Фаза мережевої напруги | Амплітуда пускового струму, А | | |
|-------------------------|-------------------------------|------------------------------|-------------------------------|
| | Граничне керування | Керування за піковим струмом | Керування за середнім струмом |
| $\varphi_m = 0^\circ$ | 89,6 | 89,3 | 81,2 |
| $\varphi_m = 30^\circ$ | 124,8 | 124,4 | 112,7 |
| $\varphi_m = 60^\circ$ | 157 | 156,5 | 142,4 |
| $\varphi_m = 90^\circ$ | 153 | 152,5 | 139,3 |
| $\varphi_m = 120^\circ$ | 111,4 | 111,1 | 102 |

Проведемо дослідження запропонованого в розділі 2.2 алгоритму пуску коректора. На рис. 4.16 зображено діаграму вхідного струму ККП у випадку, коли напруга на конденсаторі С1 в момент включення коректора становить $U_{C1} = 240 \text{ В}$. Фаза мережевої напруги для даного випадку рівна $\varphi_m = 0^\circ$. З отриманої діаграми видно, що пусковий струм зменшився більш ніж в два рази.

На рис. 4.17 вказано діаграму для випадку, коли напруга на конденсаторі С1 в момент включення становить $U_{C1} = 290 \text{ В}$. Фаза мережевої напруги також рівна $\varphi_m = 0^\circ$. Як видно з діаграми, при пуску ККП вдалося уникнути значного стрибка вхідного струму. При подальшому збільшенні напруги на конденсаторі хід перехідного процесу майже не відрізняється від усталеного режиму роботи коректора.

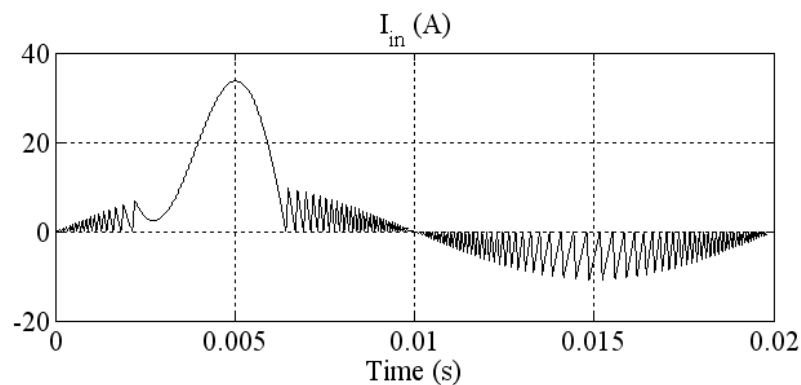


Рис. 4.16. Вхідний струм ККП при $U_{C1} = 240 \text{ В}$

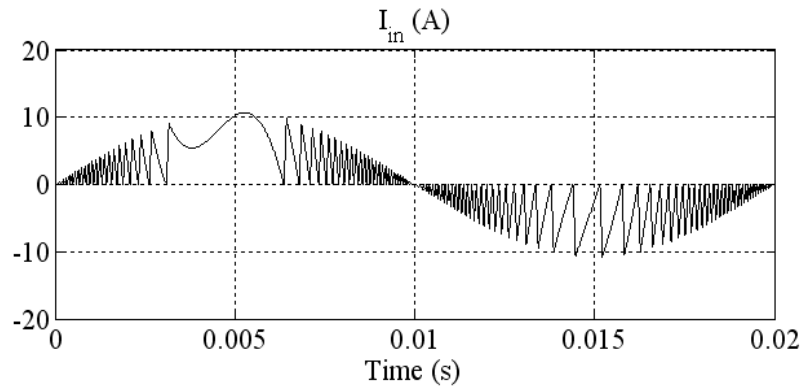


Рис. 4.17. Вхідний струм ККП при $U_{CI} = 290$ В

Отже, проведене моделювання підтвердило, що запропонований алгоритм пуску пристрою корекції коефіцієнта потужності дозволяє уникнути значного пускового струму.

4.1.3 Дослідження схеми додаткової комутації транзистора коректора

Проведемо дослідження ККП без зворотного зв'язку по вихідній напрузі. На рис. 4.18 наведено вхідний струм даного коректора при номінальному опорі навантаження (а) та при опорі навантаження зменшеному в два рази. Як і передбачалося, при помітному зменшенні опорі навантаження відбулося просідання вихідної напруги нижче амплітудного значення вхідної, що призвело до спотворення форми споживаного струму. Загальний коефіцієнт гармонік струму при цьому складає 44,68 %.

На рис. 4.19 представлена модель ККП зі схемою додаткової комутації транзистора, що дозволяє усунути вказане спотворення струму. СДКТ складається з генератора прямокутних імпульсів Pulse Generator та лічильника імпульсів Counter. Лічильник підсумовує вхідні імпульси від генератора, що подаються на його вхід Clk. На вхід Rst, що призначений для скидання лічильника в нульовий стан, подається сигнал від датчика нульового струму. Сигнал із виходу переповнення лічильника Hit подається на J-вхід тригера. Блок Sum

використовується для підсумовування сигналів, що надходять від ДНС та лічильника і фактично виконує роль елемента АБО.

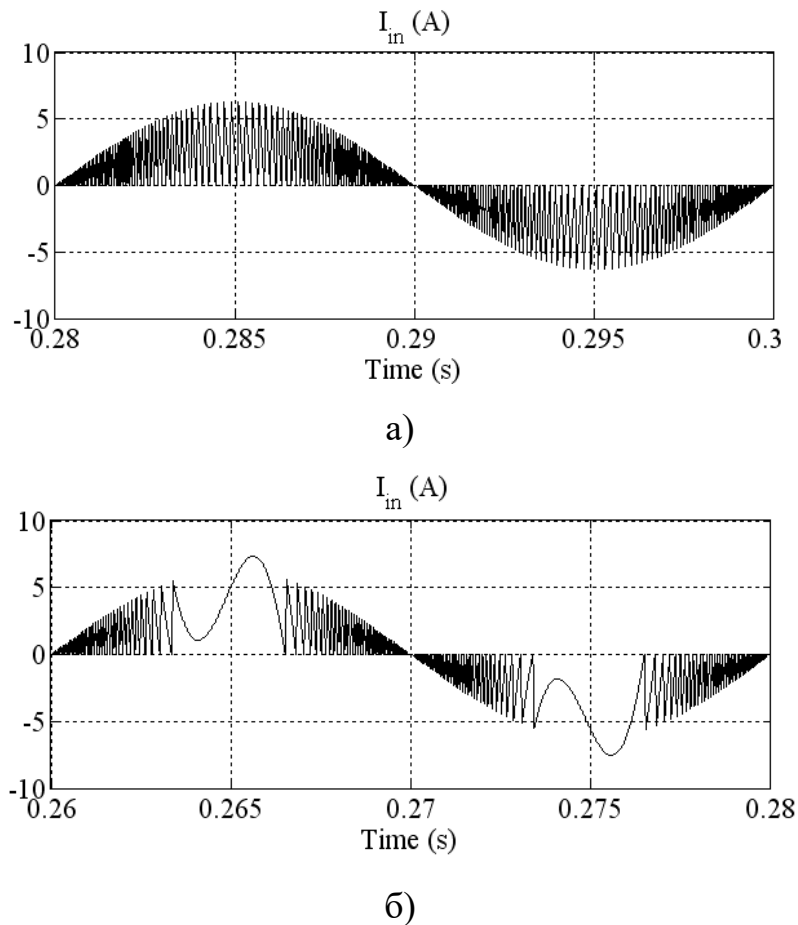


Рис. 4.18. Вхідний струм ККП без зворотного зв'язку при а) $R_n = 320 \text{ Ом}$ та б) $R_n = 160 \text{ Ом}$

На рис. 4.20 вказаний інтервал t між моментами часу, коли спрацьовує ДНС і відбувається обнуління лічильника. Як видно, даний інтервал становить близько 0,2 мс. Співвідношення між частотою слідування імпульсів генератора Pulse Generator та значенням, при якому лічильник переповнюється, вибирається з наступних міркувань: тривалість очікування СДКТ, тобто інтервал часу між обнулінням лічильника та його переповненням, має бути більшою за інтервал між сусідніми моментами спрацювання ДНС, щоб СДКТ не впливала на роботу коректора в номінальному режимі. З іншого боку, для ефективної роботи СДКТ дана тривалість не повинна бути надто великою.

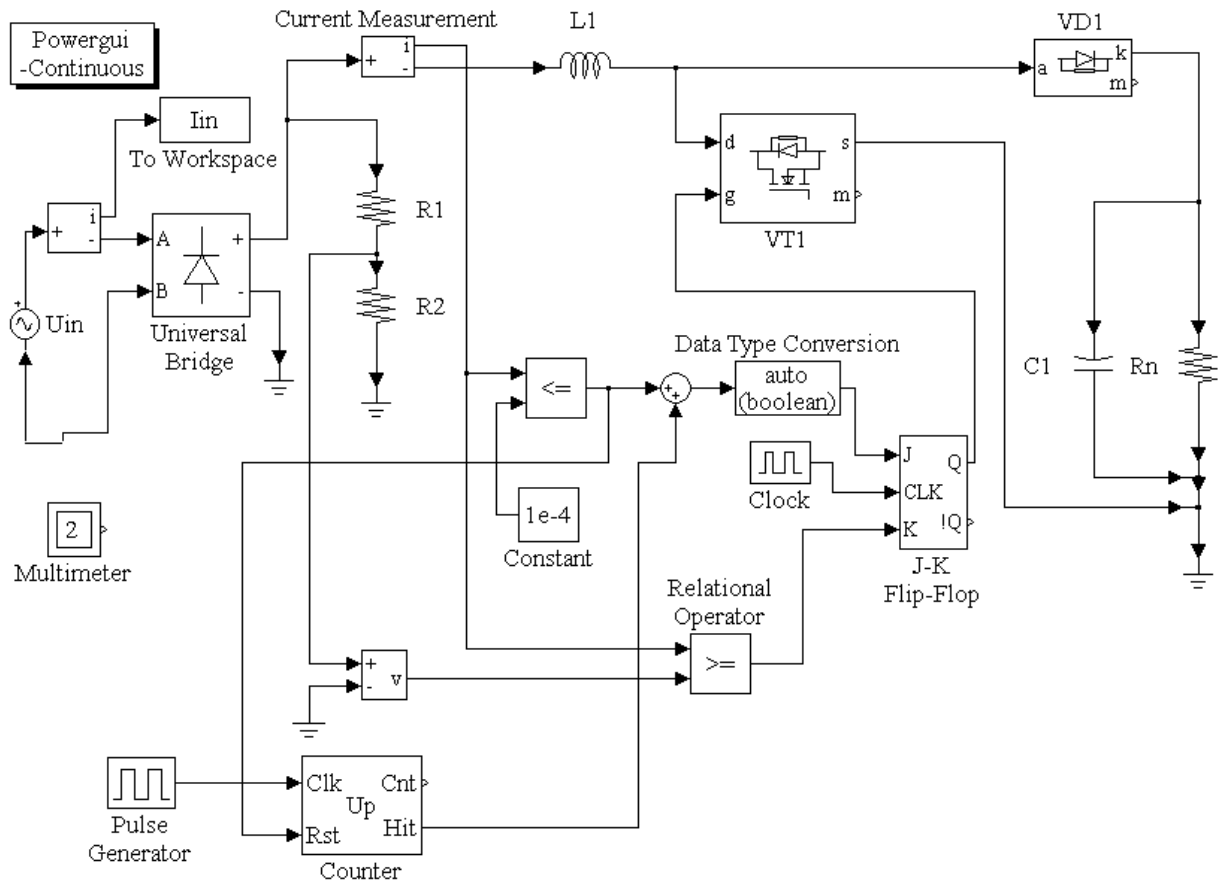


Рис. 4.19. Модель ККП зі схемою додаткової комутації транзистора

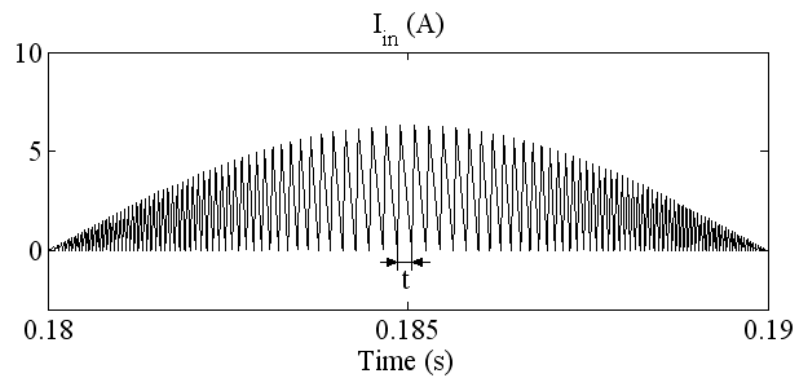


Рис. 4.20. Вхідний струм ККП при номінальному навантаженні

Прийемо тривалість очікування СДКТ рівною $t_0 = 0,3 \text{ мс}$. Частота слідування імпульсів генератора була вибрана рівною $f_2 = 500 \text{ кГц}$. Для розрахунку величини, при якій відбувається переповнення лічильника, використовувалась формула:

$$N = t_0 \cdot f_2 = 0,3 \cdot 10^{-3} \cdot 500 \cdot 10^3 = 150. \quad (4.1)$$

На рис. 4.21 наведена діаграма вхідного струму коректора зі схемою додаткової комутації транзистора. Діаграма отримана при опорі навантаження рівному 160 Ом. Загальний коефіцієнт гармонік струму у даному випадку складає 26,78 %.

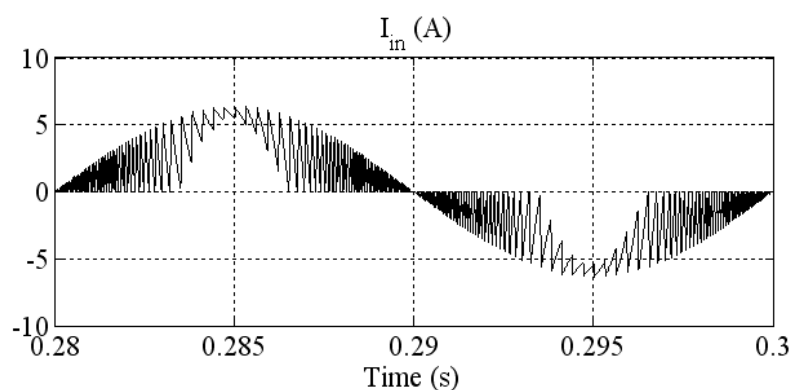


Рис. 4.21. Діаграма вхідного струму ККП зі схемою додаткової комутації транзистора при $R_n = 160 \text{ Ом}$

Як видно з результатів моделювання, введення в модель ККП без зворотного зв'язку схеми додаткової комутації транзистора дійсно дозволяє уникнути ефекту спотворення вхідного струму. На ділянках, де раніше струм був спотвореним, тепер він має пульсуючий характер і не перевищує еталонного сигналу. Отже, введення схеми додаткової комутації покращило динамічні властивості коректора. Отриманий пристрій є більш стійким до зменшення опору навантаження.

4.1.4 Дослідження способів покращення спектру вхідного струму коректора з керуванням за піковим струмом

4.1.4.1 Введення корегуючого впливу

Розглянемо наступні корегуючі впливи: підмішування постійної складової

A , сигналів виду $A|\cos \omega t|$ та $A - B\sin^2 \omega t$, де $A = S_e T_s = 2$ В, $B = \frac{U_m^2 T_s}{2LU_{aux}} = 1,32$ В.

На рис. 4.22 представлений вхідний струм та його спектр для коректора з підмішуванням в еталонний сигнал постійної складової. У даному випадку загальний коефіцієнт гармонік струму суттєво зменшився відносно коректора без корегуючого впливу (див. рис. 4.7) і становить 8,1 %.

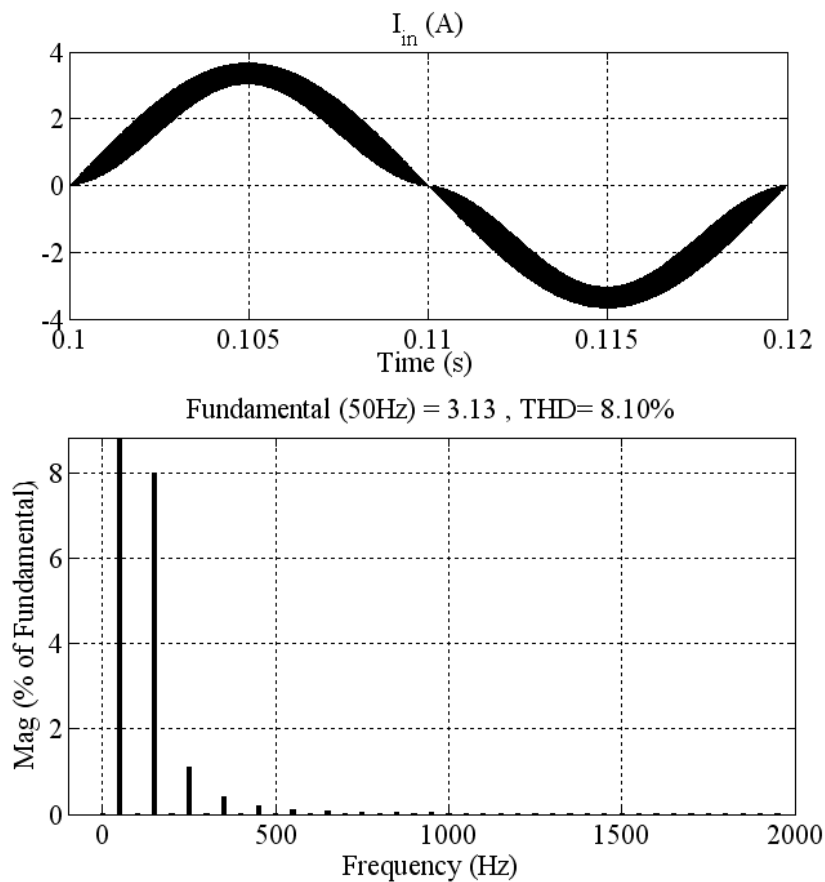


Рис. 4.22. Вхідний струм та спектр ККП з підмішуванням постійної складової

Дослідження корегуючого сигналу $A|\cos \omega t|$ показало, що незначне зменшення амплітуди A призводить до покращення спектру вхідного струму. На рис. 4.23 представлений вхідний струм та спектр коректора при $A = 1,8$ В. Із вказаного рисунку видно, що величина третьої гармоніки становить лише 1 % від основної. Загальний коефіцієнт гармонік струму зменшився більш ніж в чотири

рази і дорівнює 5,8 %.

Введення корегуючого впливу $A - B \sin^2 \omega t$ дозволило досягнути подальшого покращення спектру вхідного струму коректора. Вхідний струм при цьому майже синусоїдний (рис. 4.24) з коефіцієнтом гармонік всього 1,3 %.

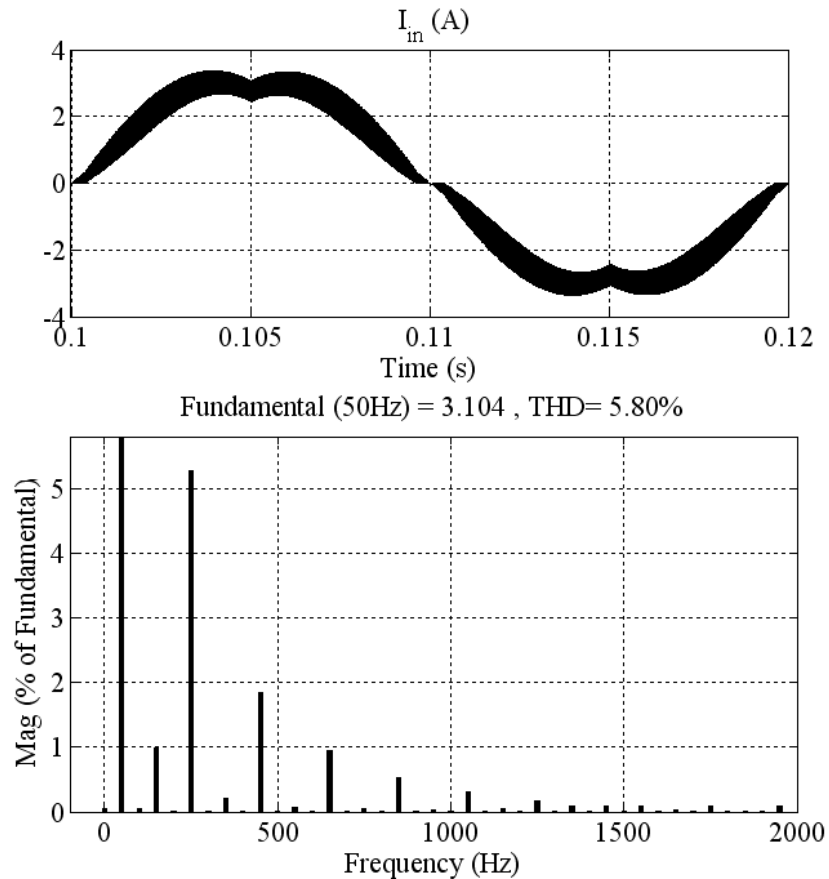


Рис. 4.23. Вхідний струм та спектр ККП з корегуючим впливом $A|\cos \omega t|$

Таким чином, моделювання підтвердило теоретичні прогнози щодо доцільності введення корегуючого впливу для покращення спектра вхідного струму коректора коефіцієнта потужності з методом керування за піковим струмом. З трьох розглянутих способів найкращий результат забезпечує корегуючий вплив $A - B \sin^2 \omega t$, проте недоліком такого підходу є його складність. Простішим варіантом є введення корегуючого впливу $A|\cos \omega t|$. Отримане значення THD при цьому є трохи вищим, але цілком задовольняє вимогам існуючих стандартів. Підмішування постійної складової є найпростішим

способом із трьох розглянутих, однак дає найгірший результат.

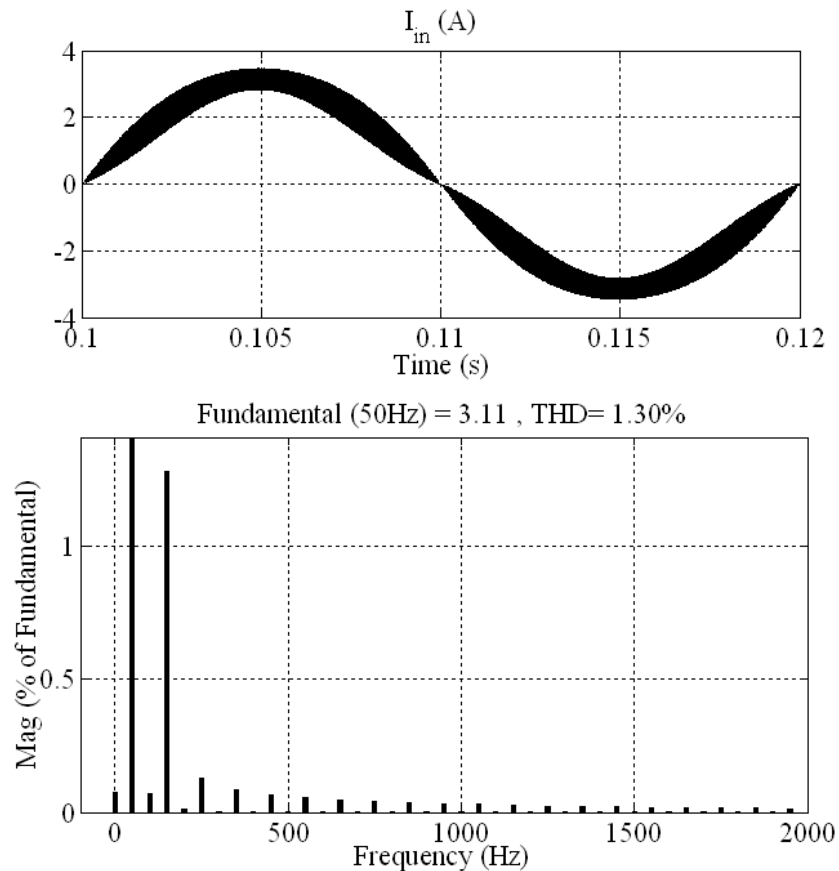


Рис. 4.24. Вхідний струм та спектр ККП з корегуючим впливом

$$A - B \sin^2 \omega t$$

4.1.4.2 Метод керування з фільтрацією третьої гармоніки

Модель ВЧ ККП з методом керування з фільтрацією третьої гармоніки наведена на рис. 4.25. Блок 2nd-Order Filter виділяє з вхідного струму третю гармоніку, модуль якої з коефіцієнтом передачі K (Gain) додається до еталонного сигналу. На рис. 4.26 представлено діаграми вхідного струму та його спектру у випадку $\text{Gain} = 2$. У таблиці 4.6 наведена залежність 3-ї, 5-ї та 7-ї гармонік вхідного струму від коефіцієнта Gain . Значення вищих гармонік вказані відносно основної.

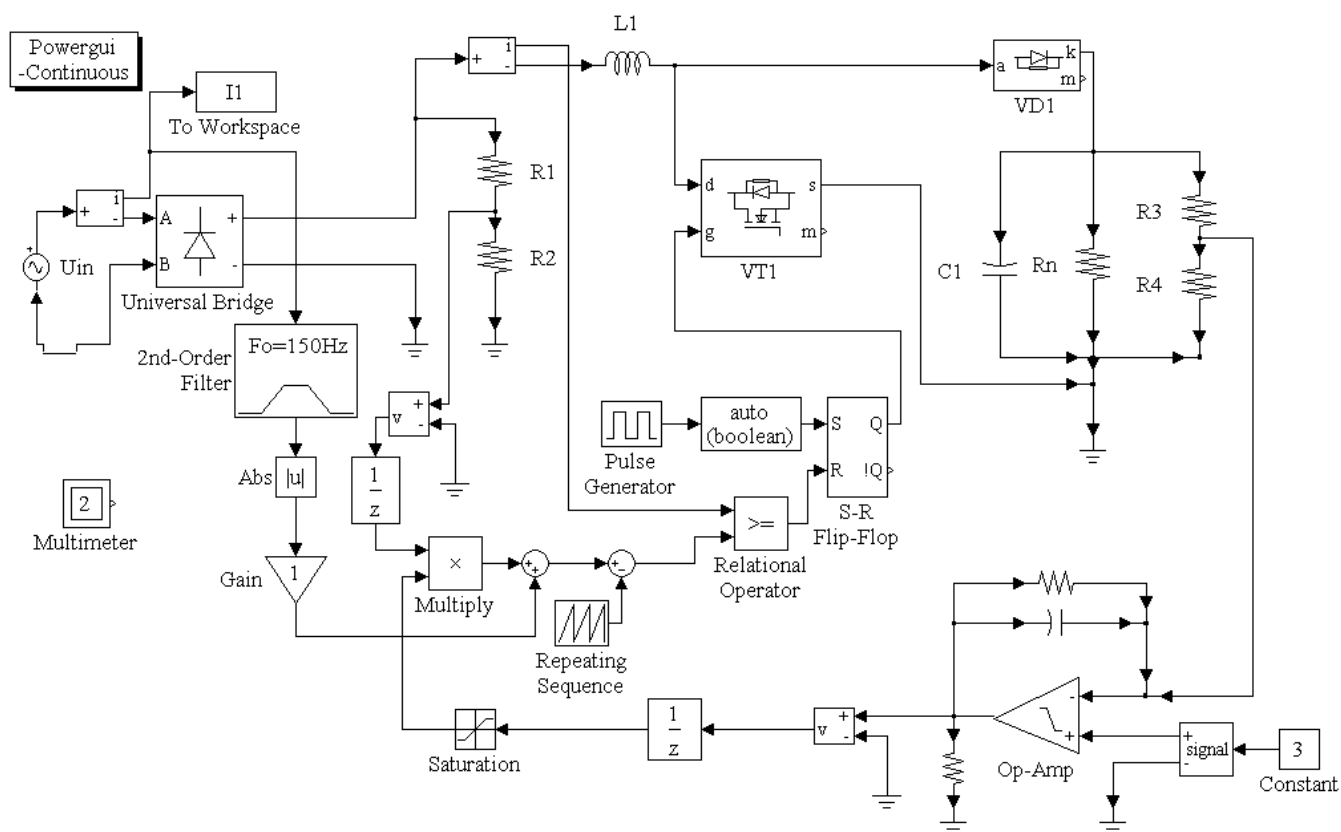


Рис. 4.25. Модель ВЧ ККП з методом керування з фільтрацією третьої гармоніки

Таблиця 4.6

Залежність вищих гармонік струму від коефіцієнта К

| К | 0 | 0.5 | 1 | 1.5 | 2 | 3 | 4 | 5 |
|---------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| $I_{(3)}, \%$ | 23.32 | 21.91 | 20.52 | 19.06 | 16.3 | 13.32 | 11.28 | 9.77 |
| $I_{(5)}, \%$ | 5.48 | 4.17 | 3.33 | 3.07 | 3.3 | 6.52 | 8.89 | 10.67 |
| $I_{(7)}, \%$ | 0.88 | 2.59 | 4.22 | 5.82 | 8.53 | 11.04 | 12.59 | 13.69 |
| THD, % | 24 | 22.48 | 21.25 | 20.25 | 18.86 | 18.81 | 19.54 | 20.43 |

Як видно з таблиці, запропонований метод керування дозволяє зменшити величину 3-ї гармоніки вхідного струму коректора коефіцієнта потужності. Проте одночасно зі зменшенням 3-ї гармоніки спостерігається зростання 5-ї та 7-ї, що є недоліком даного методу. Рис. 4.27 графічно показує дану залежність.

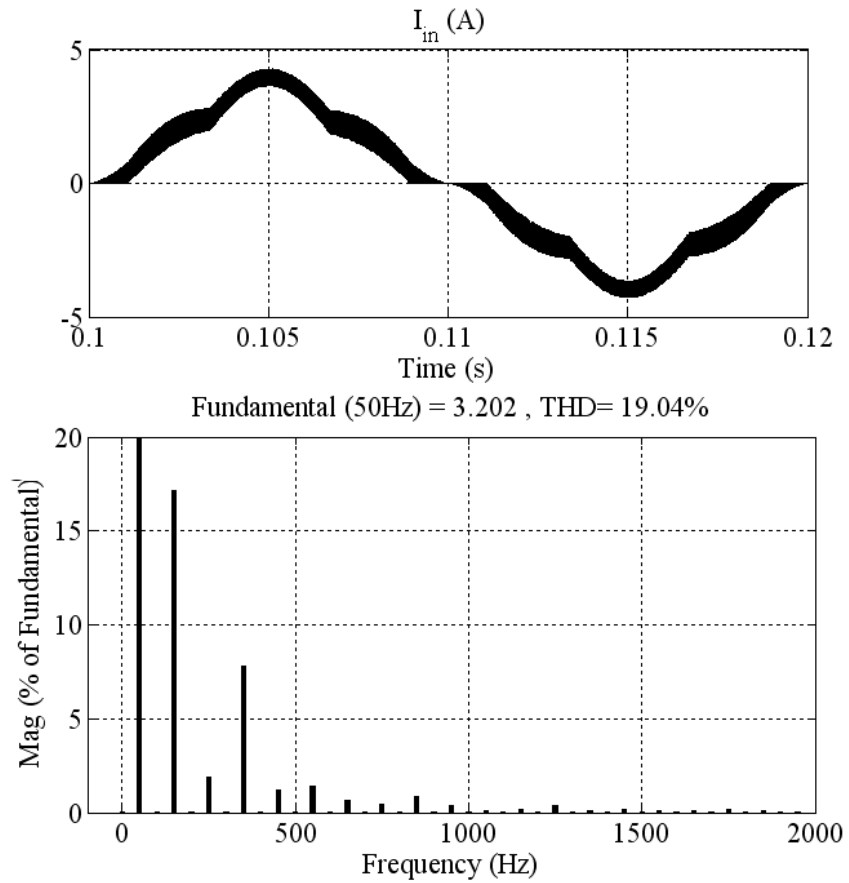


Рис. 4.26. Вхідний струм та його спектр для ККП з методом керування з фільтрацією третьої гармоніки

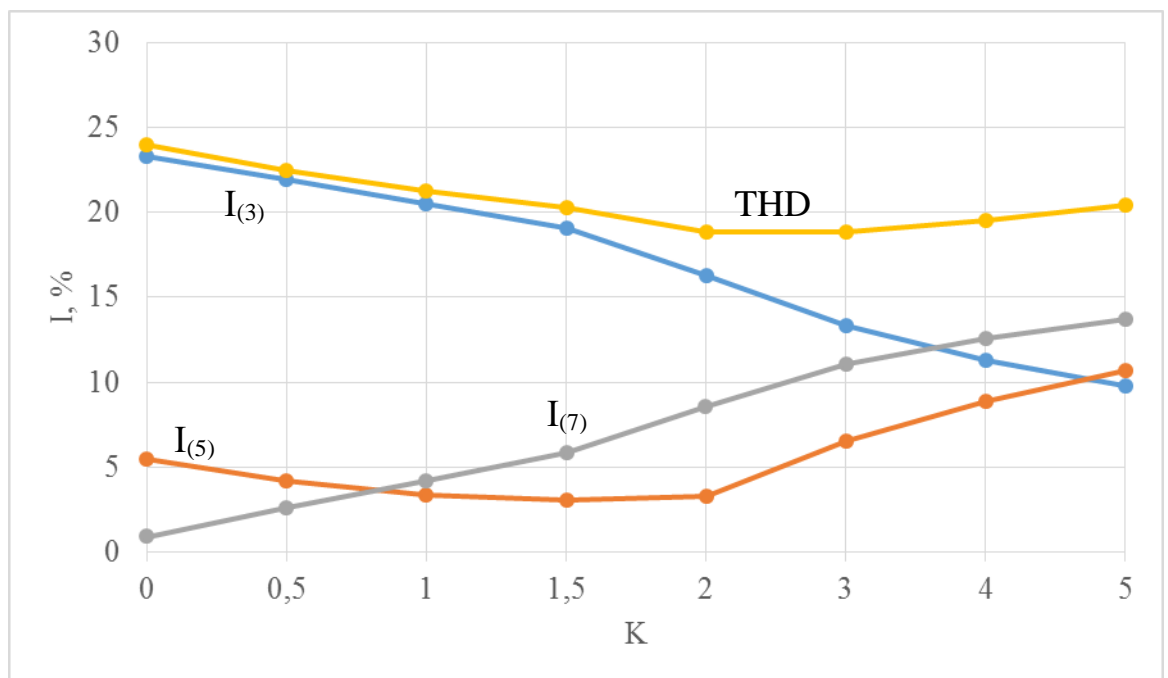


Рис. 4.27. Залежність вищих гармонік струму від коефіцієнта K

4.2 Цифрові системи керування коректорами

4.2.1 Керування за середнім струмом

Проведемо дослідження цифрових систем керування ВЧ коректорами коефіцієнта потужності. На рис. 4.28 представлена модель ККП з цифровою системою керування за середнім струмом. Параметри регулятора струму та регулятора напруги задавалися такими, як розраховано в розділі 3.

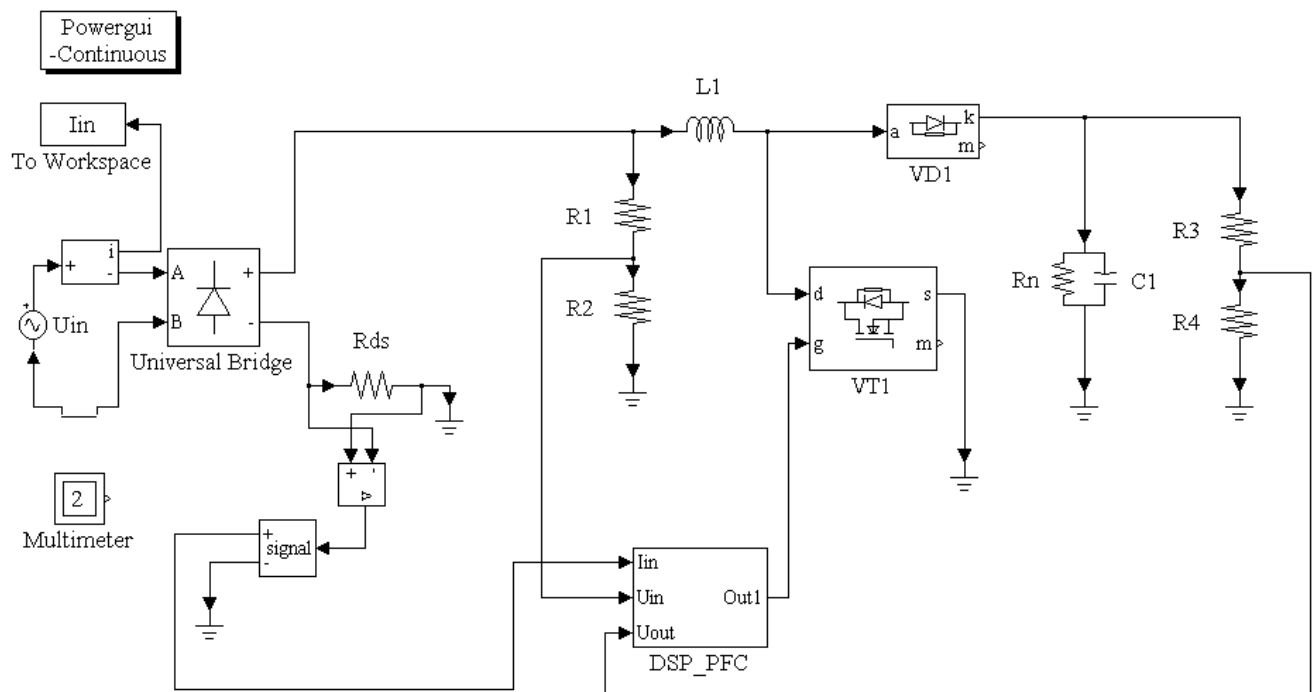


Рис. 4.28. ККП з цифровою системою керування за середнім струмом

Структура цифрового сигнального процесора (DSP_PFC) наведена на рис.

4.29. ЦСП містить наступні елементи:

- ADC – аналогово-цифровий перетворювач;
- Voltage Discrete Filter – регулятор напруги;
- Current Discrete Filter – регулятор струму;
- Fcn – блок реалізації математичних функцій;
- Gateway In – блок перетворення типу даних.

На рис. 4.30 наведена структура аналогово-цифрового перетворювача. Вхідний сигнал обмежується на рівні 4 В, масштабується блоком Gain з коефіцієнтом множення 256 та квантується блоком Quantizer. Блок Gateway In забезпечує формування цілочисельного значення на виході АЦП.

Енергетичні характеристики для даного ККП представлені у таблиці 4.7. Як видно, при зростанні опору навантаження відбувається погіршення енергетичних характеристик коректора.

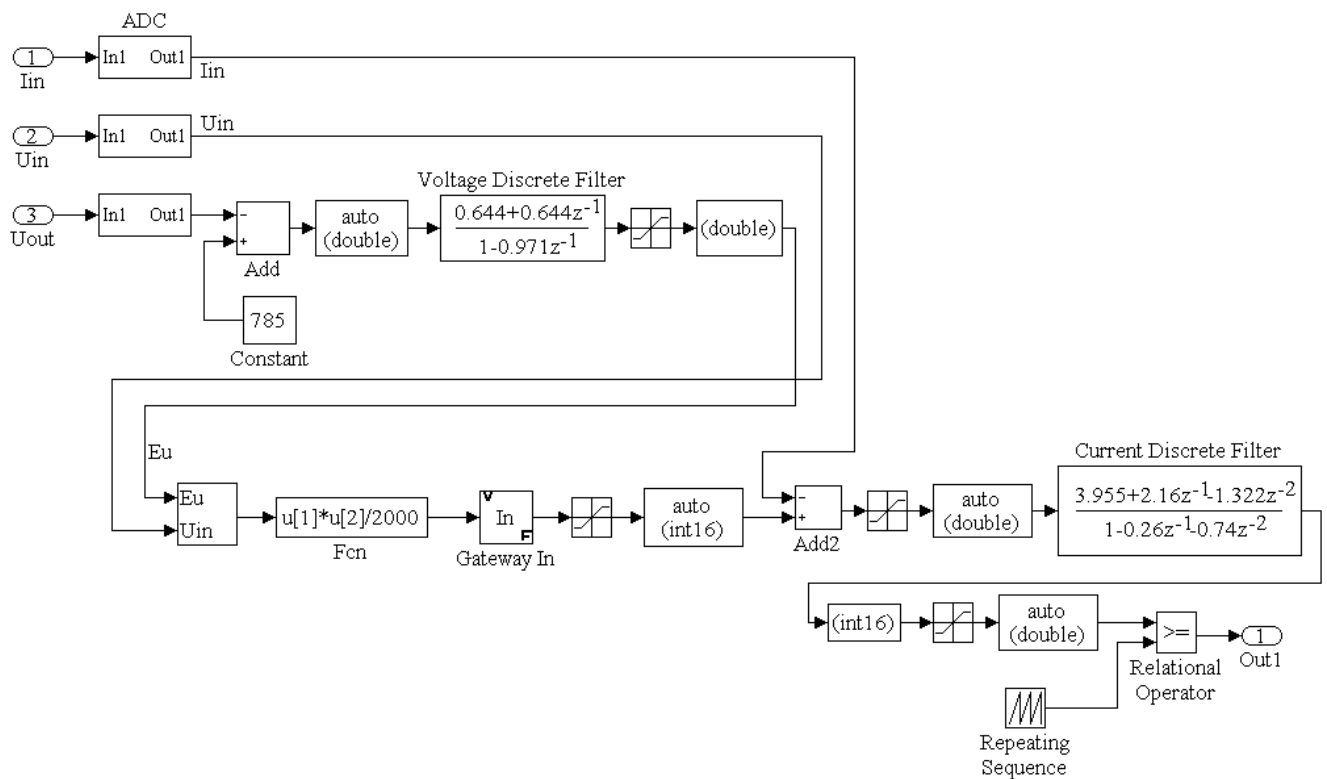


Рис. 4.29. Структура цифрового сигнального процесора

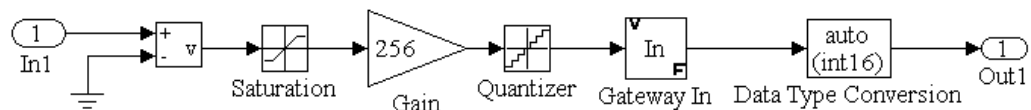


Рис. 4.30. Структура аналогово-цифрового перетворювача

Таблиця 4.7

Енергетичні характеристики коректора з цифровим керуванням
за середнім струмом

| Енергетичні характеристики | $R_H/2$ | R_H | $2 \cdot R_H$ |
|----------------------------|---------|-------|---------------|
| χ | 0,999 | 0,998 | 0,992 |
| $\cos\varphi$ | 1 | 1 | 1 |
| THD, % | 1,88 | 6,03 | 12,85 |
| η | 0,972 | 0,964 | 0,947 |

На рис. 4.31 представлено вхідний струм та його спектр для коректора з цифровим керуванням за середнім струмом при $R_n = 320 \text{ Ом}$. Найпомітнішою є третя гармоніка, величина якої складає 6 %.

На рис. 4.32 та рис. 4.33 зображено спектр вхідного струму даного коректора при $R_n = 160 \text{ Ом}$ та $R_n = 640 \text{ Ом}$ відповідно. Як видно з отриманих результатів, при збільшенні опору навантаження коректора гармонічні складові струму зростають.

Для порівняння в таблиці 4.8 наведені енергетичні характеристики ККП з аналоговою та цифровою системами керування за середнім струмом. Видно, що обидва коректори забезпечують коефіцієнт потужності вищий за 0,99. Зсув фаз між вхідною напругою та першою гармонікою вхідного струму відсутній. Проте слід зазначити, що аналогова система керування дозволяє отримати менше значення загального коефіцієнта гармонік THD. Коефіцієнт корисної дії досліджуваних коректорів є досить близьким.

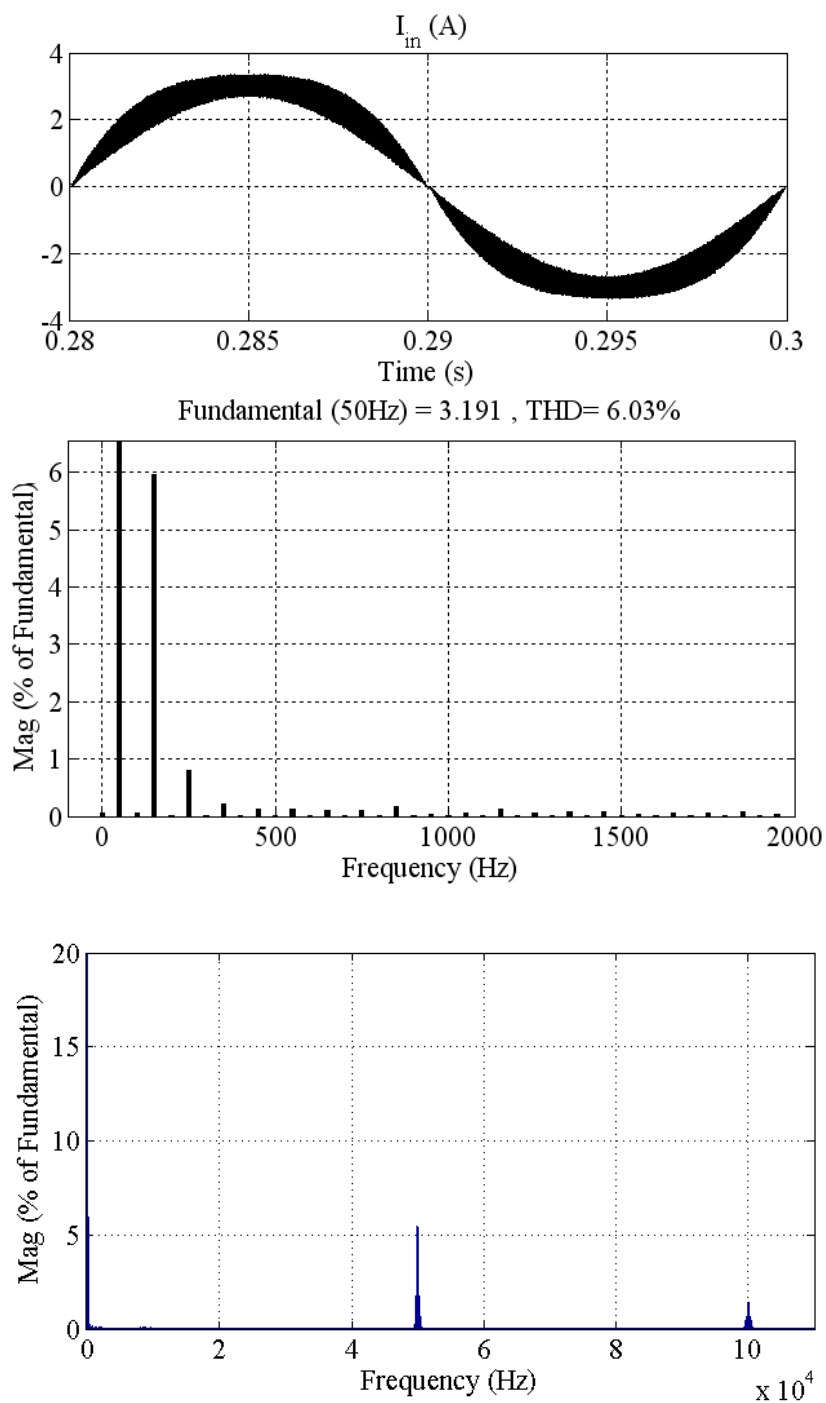


Рис. 4.31. Вхідний струм та його спектр для коректора з цифровим керуванням за середнім струмом при $R_n = 320 \text{ Ом}$

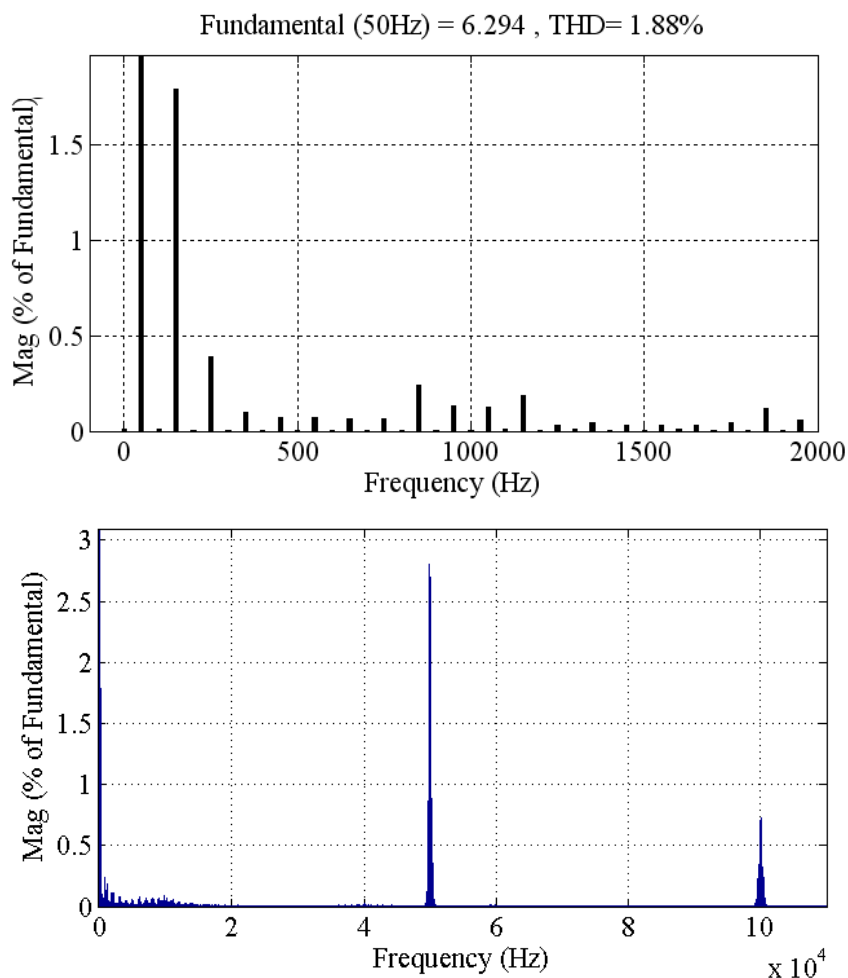


Рис. 4.32. Спектр вхідного струму коректора з цифровим керуванням за середнім струмом при $R_n = 160 \text{ Ом}$

На основі отриманих результатів можна зробити висновок, що аналогова система керування забезпечує дещо вищу якість вхідного струму пристрою, але беручи до уваги згадані у першому розділі переваги цифрового керування над аналоговим очевидно, що використання цифрового керування є більш доцільним.

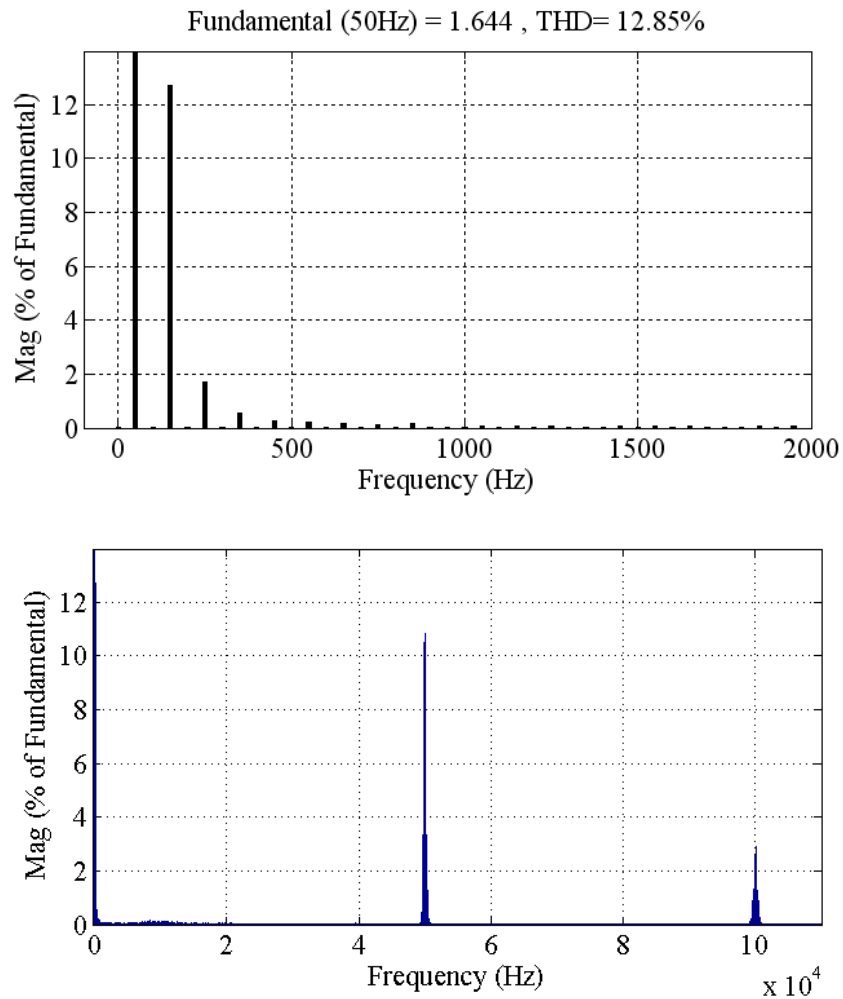


Рис. 4.33. Спектр вхідного струму коректора з цифровим керуванням за середнім струмом при $R_n = 640 \text{ Ом}$

4.2.2 Коректор з цифровим керуванням за піковим струмом

Модель ККП з цифровим керуванням за піковим струмом представлена на рис. 4.34. На рис. 4.35 наведено структуру цифрового сигнального процесора DSP_PFC.

На рис. 4.35 позначено:

- DAC – цифро-аналоговий перетворювач;
- PWM – широтно-імпульсний модулятор.

Блок Fcn1 формує коефіцієнт компенсації k_{sc} [22], а блок Fcn2 реалізує вираз (3.18). Величина нахилу компенсуючої пилоподібної напруги розрахована згідно [22] і становить 75000 В/с.

Енергетичні характеристики ККП з аналоговою та цифровою системами керування

| Енергетичні характеристики | Опір навантаження | Аналогова система керування | Цифрова система керування |
|----------------------------|-------------------|-----------------------------|---------------------------|
| χ | $R_H/2$ | 0,999 | 0,999 |
| | R_H | 0,999 | 0,998 |
| | $2 \cdot R_H$ | 0,999 | 0,992 |
| $\cos\varphi$ | $R_H/2$ | 1 | 1 |
| | R_H | 1 | 1 |
| | $2 \cdot R_H$ | 1 | 1 |
| THD, % | $R_H/2$ | 2,14 | 1,88 |
| | R_H | 1,38 | 6,03 |
| | $2 \cdot R_H$ | 1,17 | 12,85 |
| η | $R_H/2$ | 0,972 | 0,972 |
| | R_H | 0,979 | 0,964 |
| | $2 \cdot R_H$ | 0,945 | 0,947 |

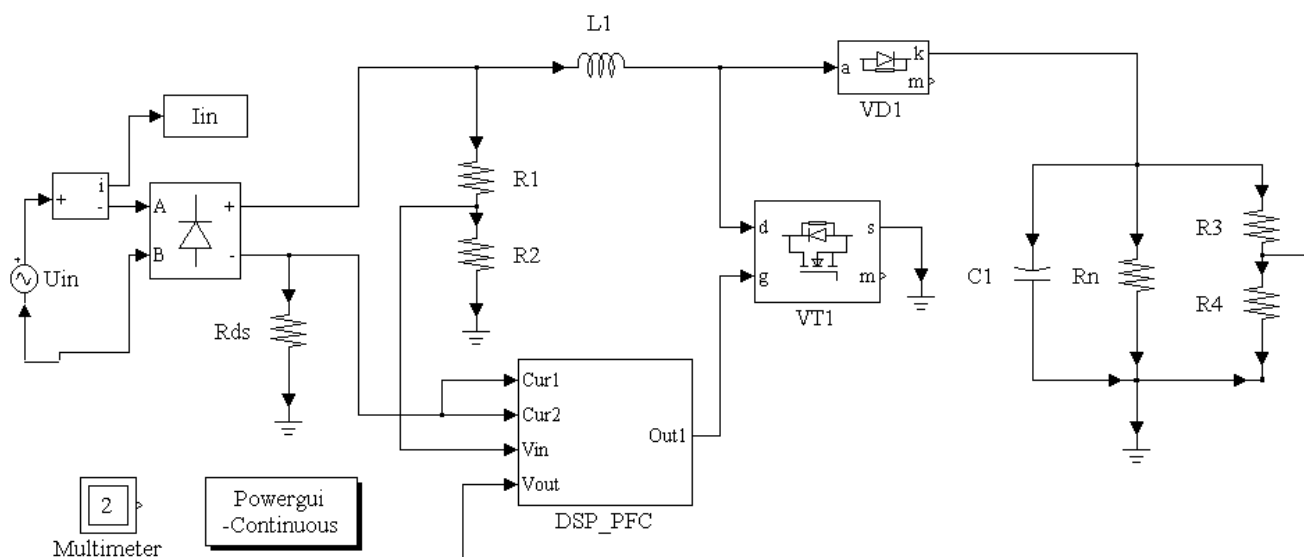


Рис. 4.34. ККП з цифровою системою керування за піковим струмом

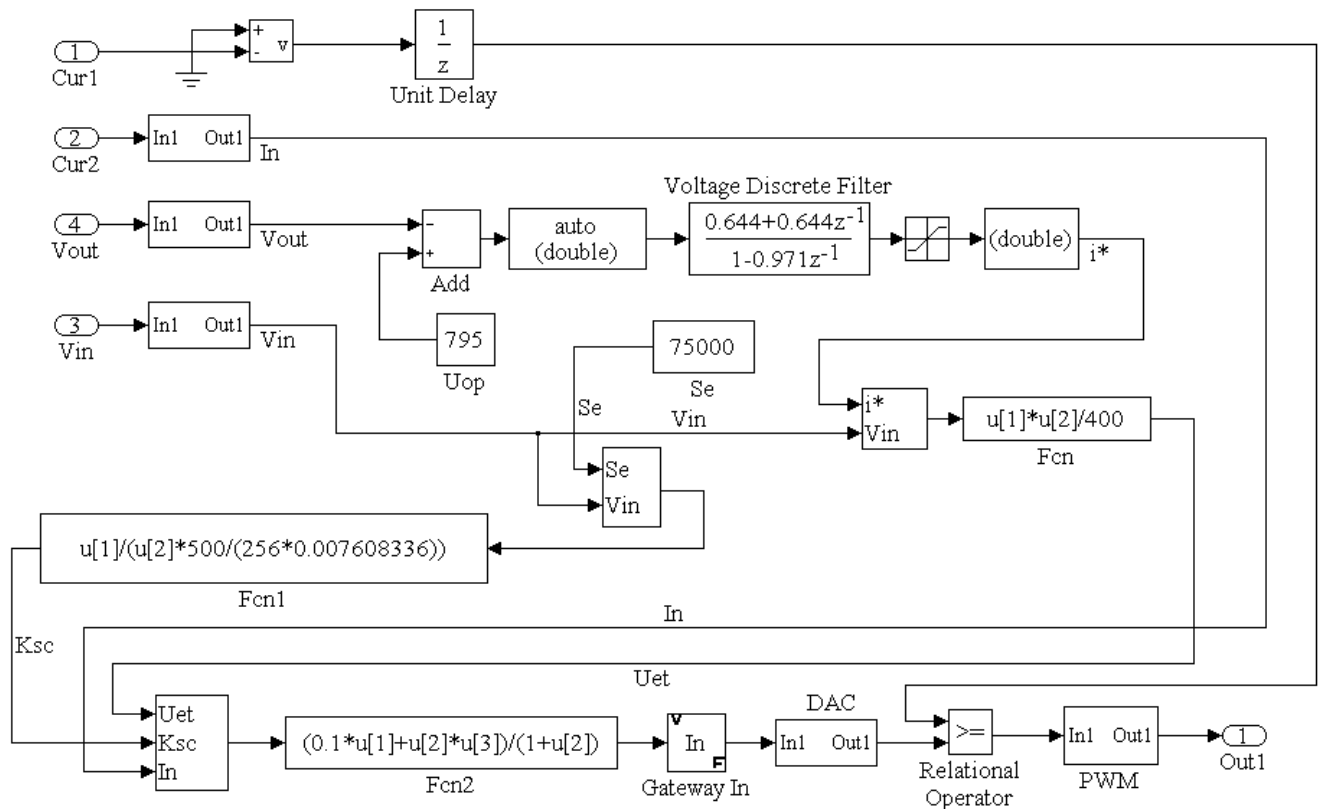


Рис. 4.35. Структура цифрового сигнального процесора

На рис. 4.36 представлено вхідний струм та його спектр для ВЧ коректора з цифровим керуванням за піковим струмом при номінальному навантаженні $R_n = 320 \text{ Ом}$. Загальний коефіцієнт гармонік становить 24,21 %. У випадку ж ККП з аналоговою системою керування даний коефіцієнт становив 23,97 %. Тобто цифрова та аналогова системи керування за піковим струмом забезпечують близький результат.

Для покращення спектра вхідного струму коректора розглянемо введення корегуючого сигналу по похідній (рис. 4.37). У цифровому виді розрахунок похідної проводиться згідно (3.11). Реалізація даного виразу забезпечується блоком Derivative Discrete Filter. Як видно з рис. 4.38, введення похідної дозволило суттєво підвищити якість вхідного струму коректора коефіцієнта потужності. Загальний коефіцієнт гармонік при цьому зменшився до 3,66 %.

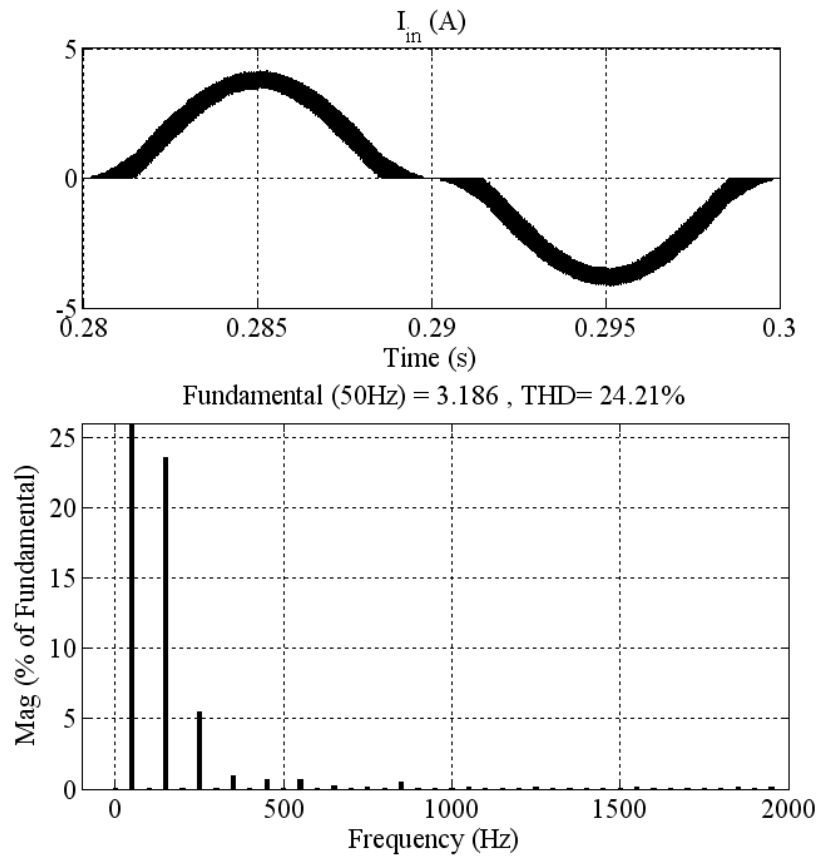


Рис. 4.36. Вхідний струм та його спектр для коректора з цифровим керуванням за піковим струмом при номінальному навантаженні

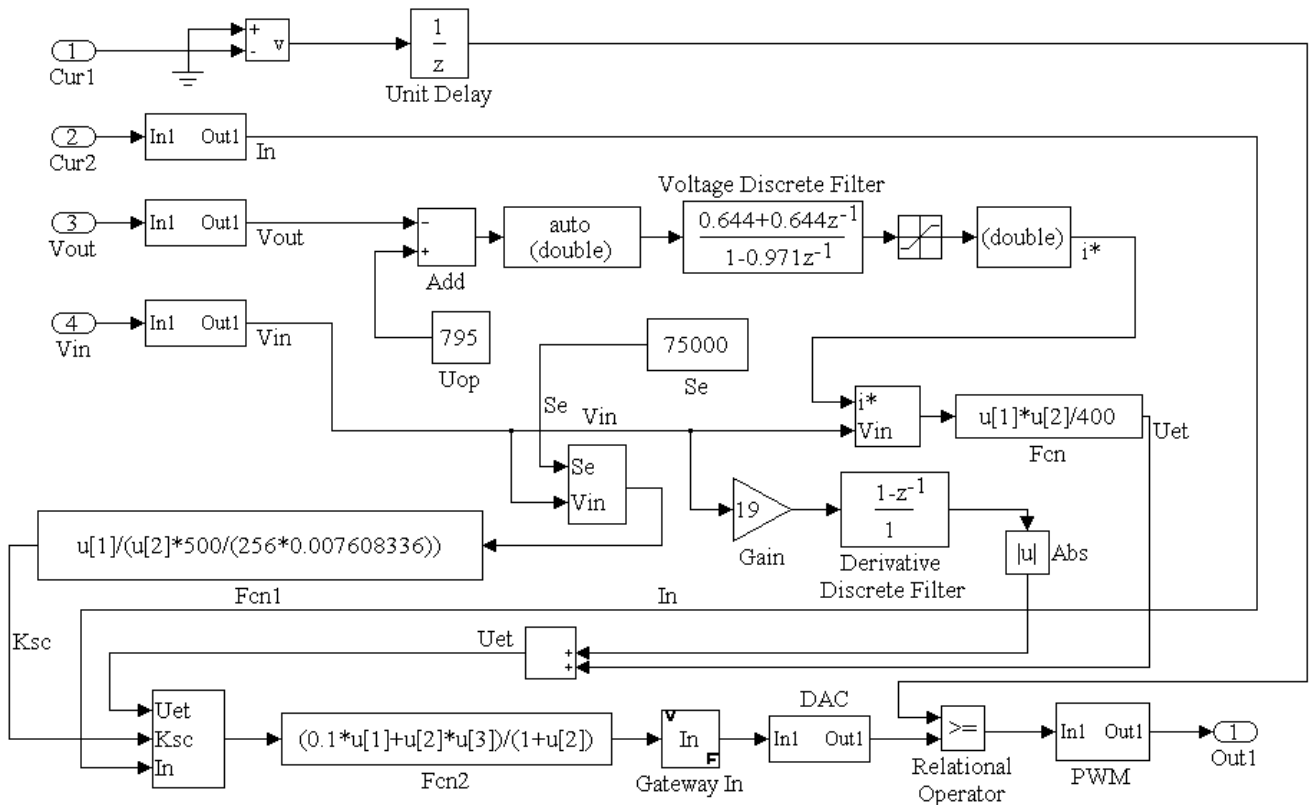


Рис. 4.37. Структура цифрового сигнального процесора з корегуванням по похідній

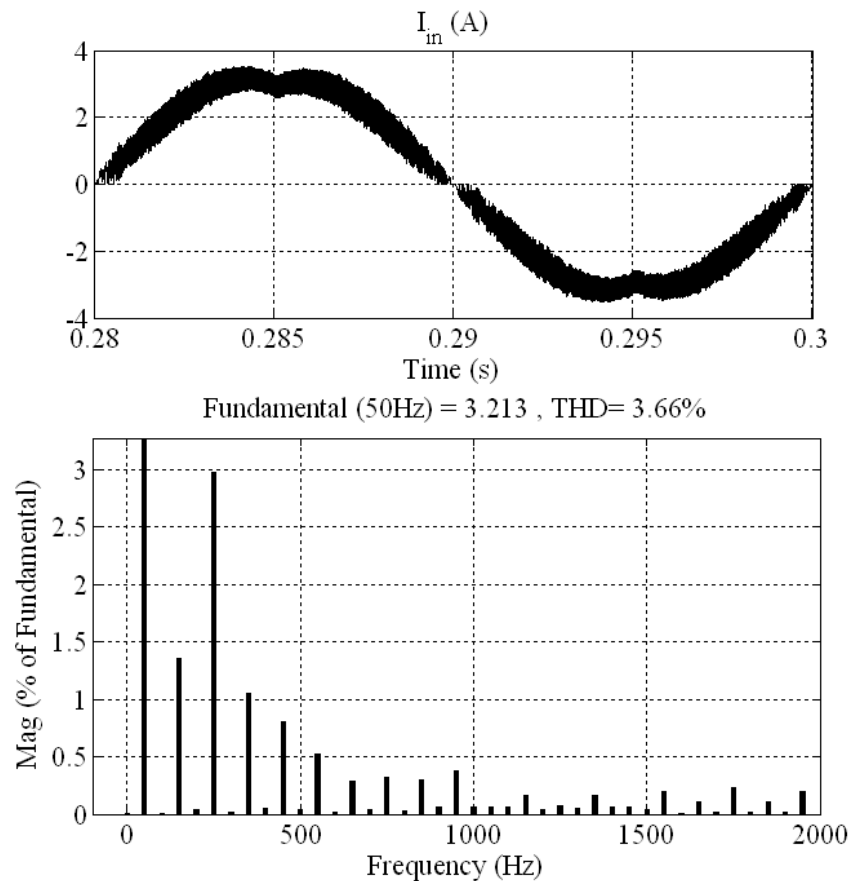


Рис. 4.38. Вхідний струм та його спектр для коректора з корегуванням еталонного сигналу по похідній

4.2.3 Коректор коефіцієнта потужності з адаптивним цифровим керуванням за піковим струмом

Дослідимо запропоноване у попередньому розділі адаптивне цифрове керування коректором коефіцієнта потужності. Модель системи керування такого коректора представлена на рис. 4.39. Дана система керування може бути реалізована на основі мікроконтролера або цифрового сигнального процесора.

Вхідна та вихідна напруги ККП надходять на блок K_{sc} , що формує коефіцієнт компенсації. Еталонна напруга, коефіцієнт компенсації, струм на початку n -го такту I_n та вхідна напруга подаються на вхід блока F_{cp} , що згідно виразу (3.18) формує пороговий струм i_{cmp} , який в подальшому порівнюється зі струмом дроселя. Широтно-імпульсний модулятор PWM генерує імпульси керування силовим ключем коректора.

Робота коректора досліджувалася для двох випадків – мінімальної компенсації ($k_{sc} = \frac{0.51 \cdot U_{eux} - U_{ex}}{U_{ex}}$) та повної компенсації ($k_{sc} = \frac{U_{eux} - U_{ex}}{U_{ex}}$) (рис. 4.40 та 4.41 відповідно). Видно, що введення у систему мінімального коефіцієнта компенсації дозволяє отримати менше значення THD, але при цьому у вхідному струмі місцями спостерігаються субгармоніки. У випадку ж повної компенсації субгармоніки відсутні, проте загальний коефіцієнт гармонік зростає. Тобто результати моделювання підтвердили теоретичні розрахунки.

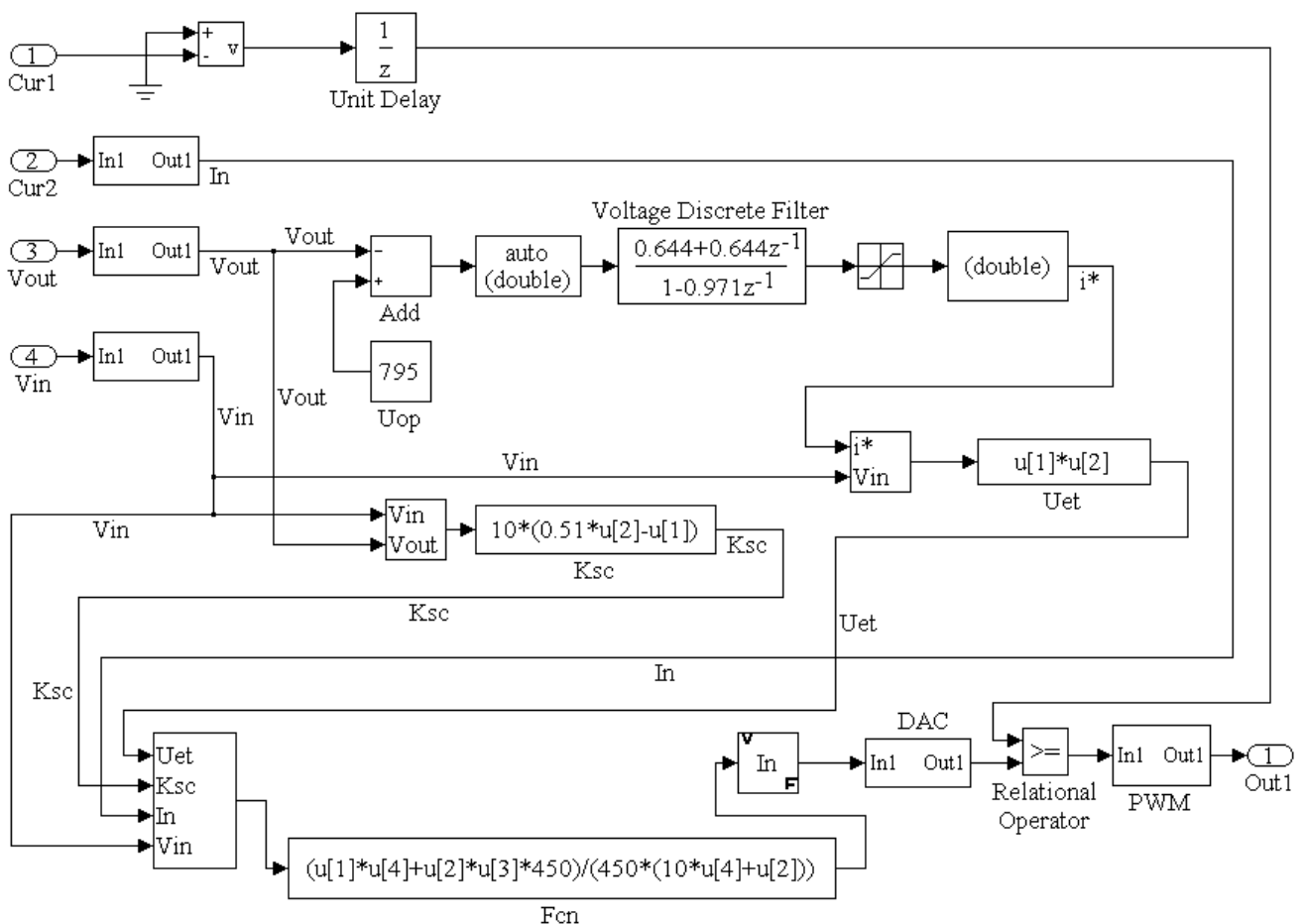


Рис. 4.39. Структура системи керування коректора з адаптивною компенсацією

4.2.4 Цифровий коректор зі спрощеним зворотним зв'язком

Проведемо дослідження ККП зі спрощеним зворотним зв'язком. На рис. 4.42 представлена модель такого коректора з керуванням за середнім струмом. Для стрибкоподібної зміни опору навантаження коректора у схему введено транзистор VT2, що підключає додатковий резистор R_{n1} паралельно основному навантаженню. Керування транзистором здійснюється від джерел постійної напруги U_1 та U_2 , які комутуються за допомогою ключа Manual Switch.

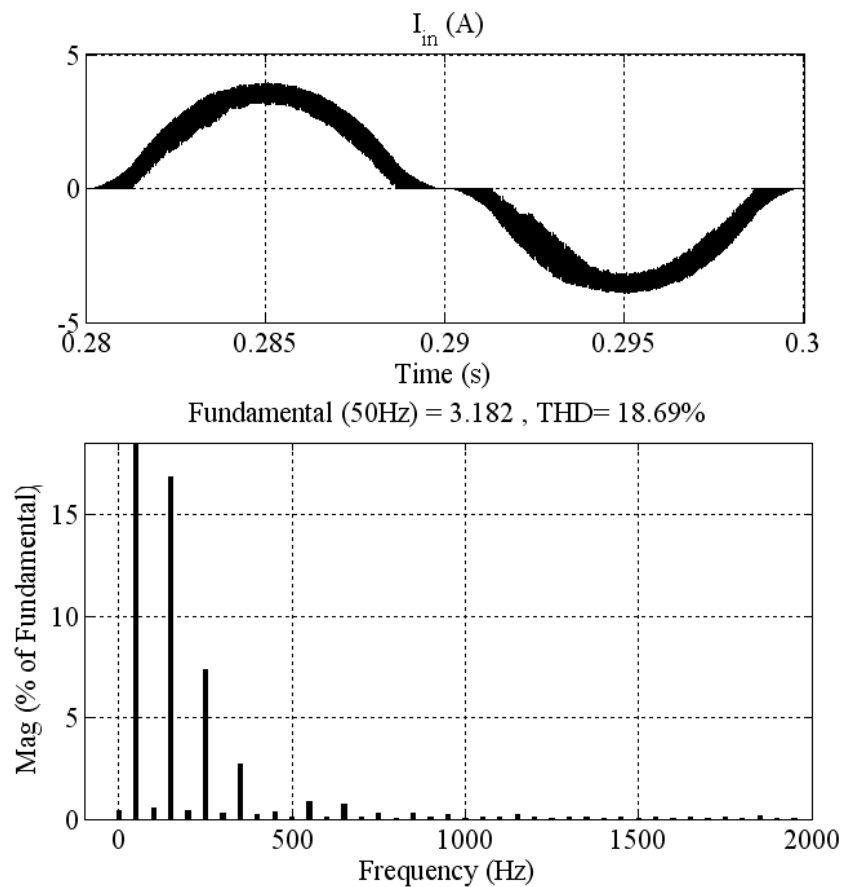


Рис. 4.40. Вхідний струм та його спектр у випадку мінімальної компенсації

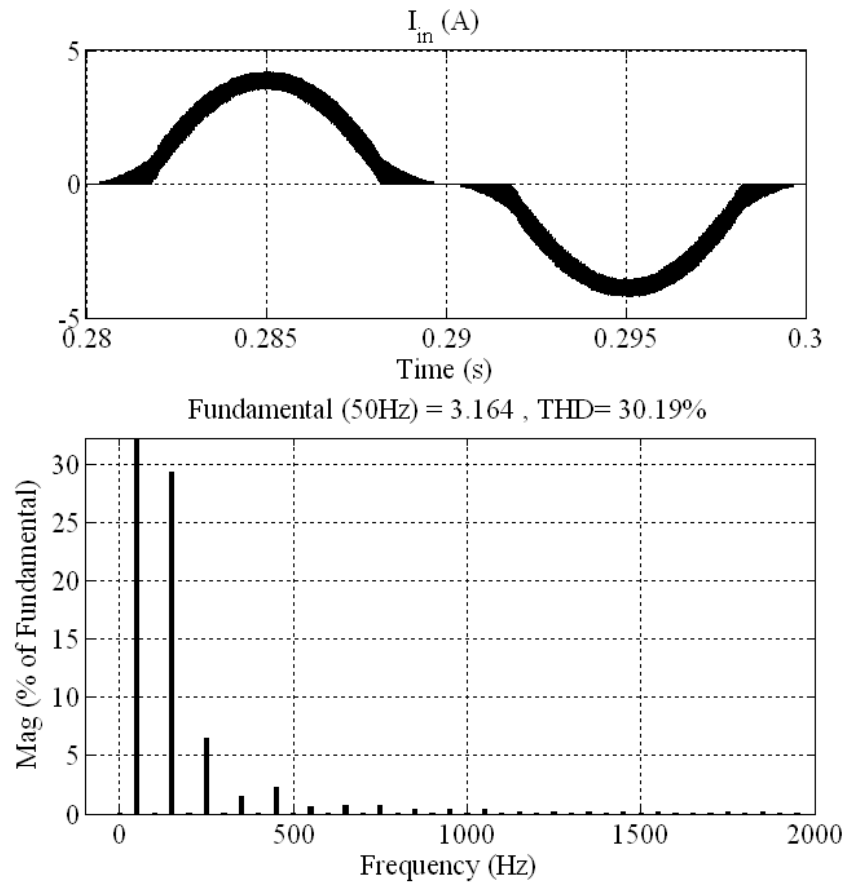


Рис. 4.41. Вхідний струм та його спектр у випадку повної компенсації

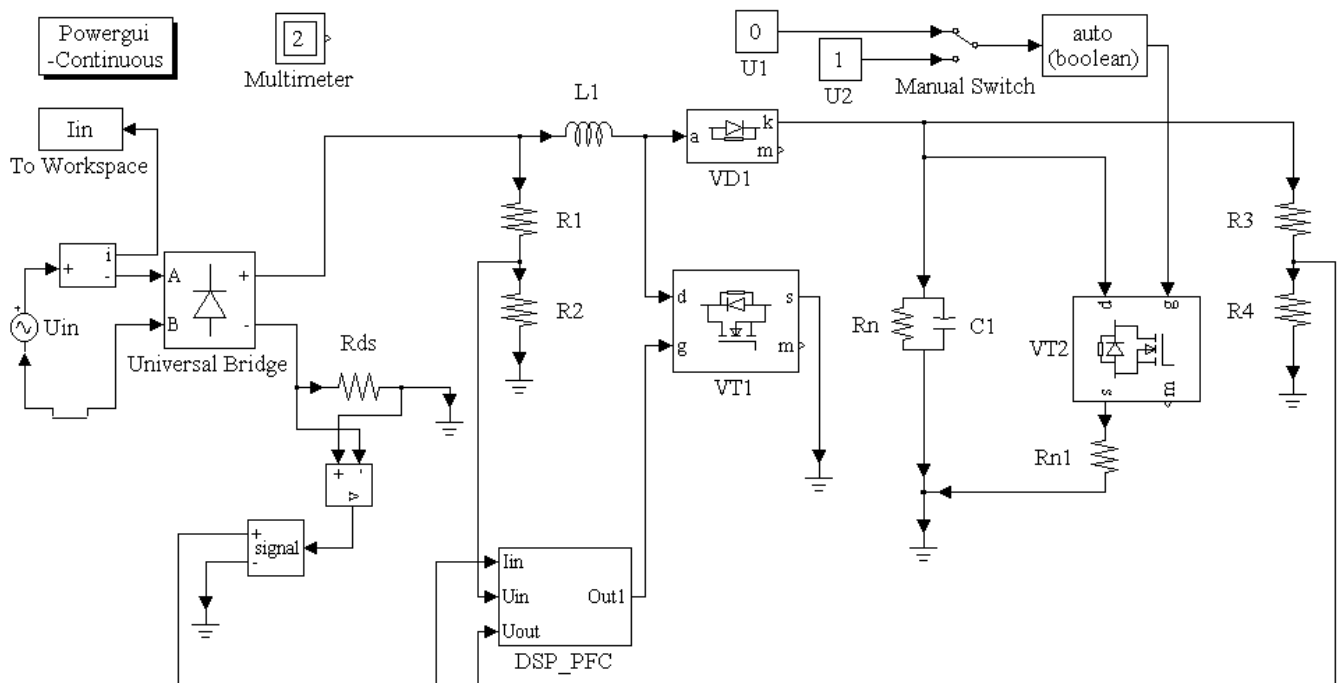


Рис. 4.42. ККП з керуванням за середнім струмом

На рис. 4.43 представлена система керування (DSP_PFC) даного коректора БКН виконаний на основі блоку S-Function Builder. Даний блок дозволяє користувачу розробляти в Simulink власні блоки, описуючи принцип їх роботи з використанням таких мов програмування як Matlab, C, Ada або Fortran. При цьому створюється S-функція, за допомогою якої користувач може реалізувати у вигляді Simulink-блоку будь-яку програму обробки вхідного сигналу, включаючи створення складних моделей систем, що описуються нелінійними диференційними або різницеvими рівняннями [50].

Принцип функціонування блоку контролю напруги описується за допомогою чотирьох *.c файлів, лістинг яких наведений у Додатку А. Призначення даних файлів наступне: у файлі BKN.c знаходиться вихідний текст S-функції, а в BKN_wrapper.c – методи, згенеровані S-Function Builder. Файл SetEu.c містить функцію формування вихідного сигналу E_u в залежності від поточного стану блоку, а файл Delay.c реалізує функцію часової затримки.

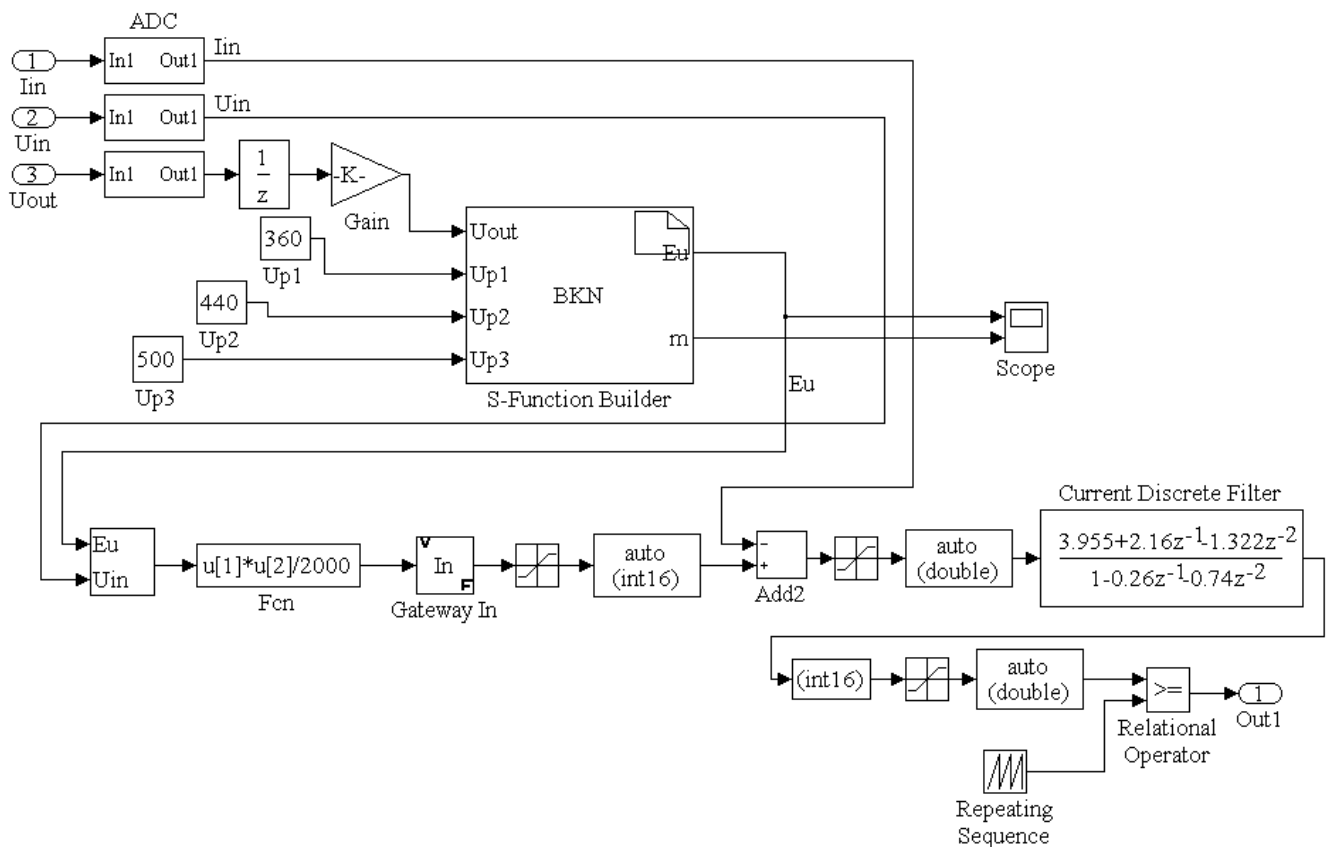


Рис. 4.43. Система керування коректора зі спрощеним зворотним зв'язком

Вхідними сигналами блока БКН являються вихідна напруга коректора і три порогових сигнали U_{p1} , U_{p2} та U_{p3} . На виході БКН формує сигнал помилки по вихідній напрузі E_u . Вихідний сигнал m відображає поточний режим роботи БКН.

Значення нижнього U_{p1} та верхнього U_{p2} порогів вибиралися з урахуванням 10%-го відхилення вихідної напруги коректора від номінального значення (400 В) і становлять 360 В та 440 В відповідно. Поріг U_{p3} вибраний 500 В. Розрахунок коефіцієнтів масштабування еталонного сигналу здійснено у розділі 3.4 (вирази (3.19) – (3.25)).

На рис. 4.44 представлено результати моделювання у разі збільшення навантаження. У момент часу 0,02 с відбулася стрибкоподібна зміна опору навантаження з 320 Ом до 260 Ом. Як наслідок, спостерігається просідання вихідної напруги. Коли вона досягає значення U_{p1} БКН збільшує амплітуду еталонного сигналу в k_1 раз, що призводить до повернення вихідної напруги до початкової величини. У разі відновлення номінального опору навантаження ($t = 0,4$ с) відбувається зростання вихідної напруги до порогу U_{p2} ($t = 0,5$ с), після чого амплітуда еталонного сигналу зменшується і вихідна напруга ККП спадає до номінальної величини.

Діаграми сигналів системи керування зображені на рис. 4.45. На першому графіку наведено вихідну напругу ККП і пороги U_{p1} та U_{p2} , на другому – еталонний сигнал, а на останньому – сигнал з виходу m блоку контролю напруги, що описує поточний режим роботи даного блоку. Як видно, при спаданні вихідної напруги до порогу U_{p1} БКН переходить у другий режим роботи, що супроводжується зростанням еталонного сигналу. Повернення БКН у перший режим роботи відбувається після зростання напруги до порогу U_{p2} .

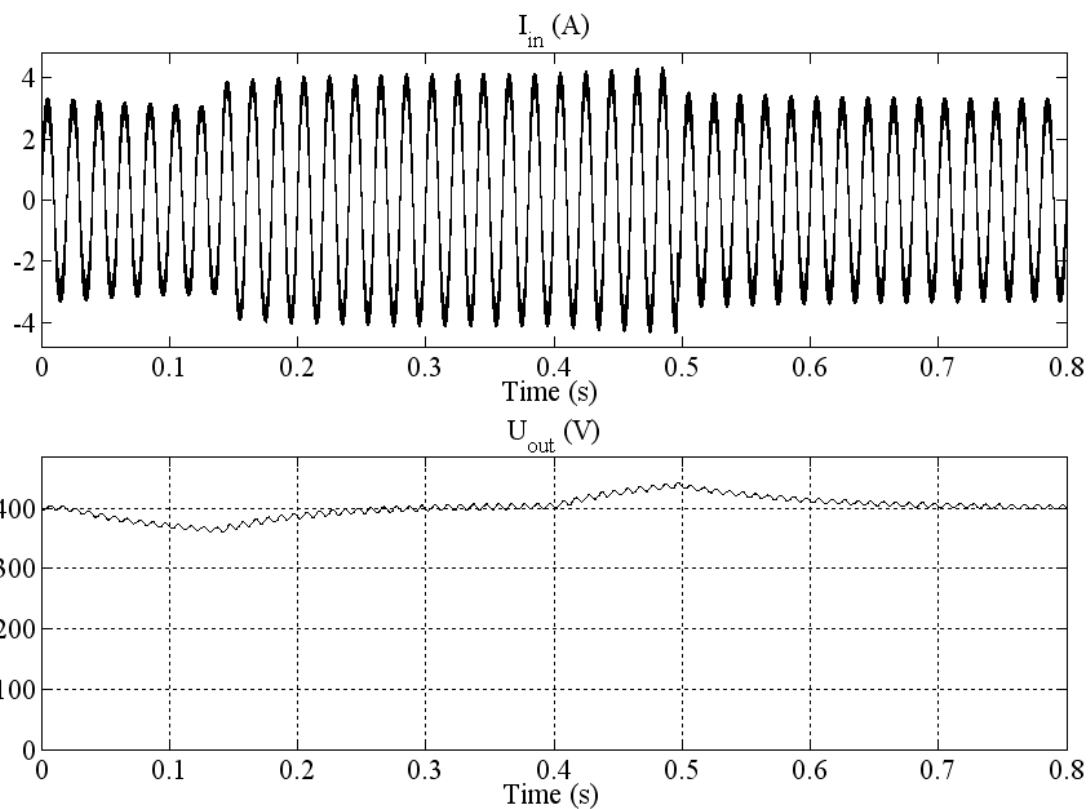


Рис. 4.44. Вхідний струм і вихідна напруга ККП у випадку збільшення навантаження

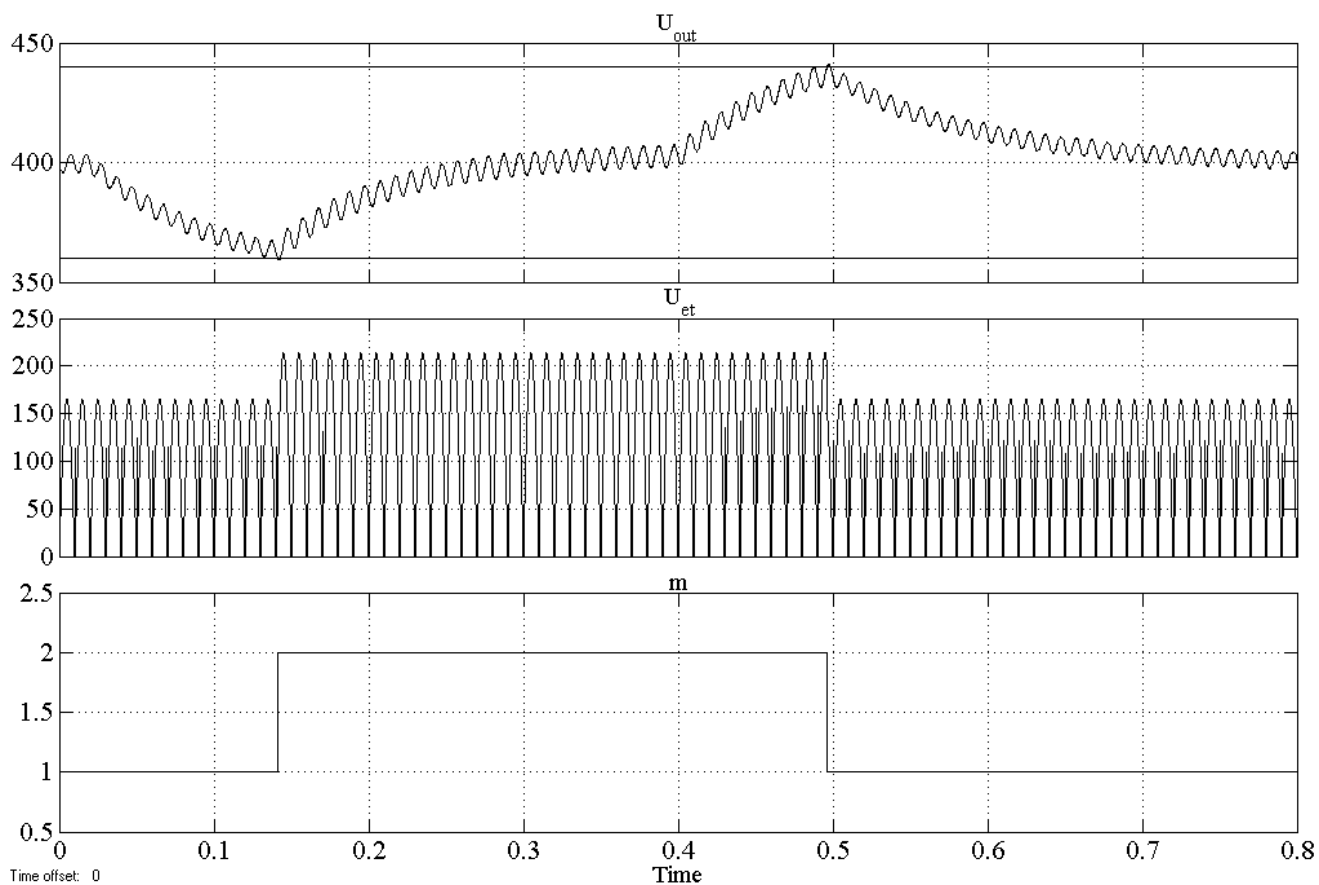


Рис. 4.45. Діаграми сигналів системи керування ККП

На рис. 4.46 наведено результати моделювання у разі зміни опору навантаження з 320 Ом до 390 Ом ($t = 0,02$ с). Видно, що зменшення еталонного сигналу в k_2 раз ($t \approx 0,2$ с) дозволило повернути вихідну напругу ККП до номінальної. У момент $t = 0,6$ с опір навантаження встановлюється рівним 320 Ом, що призводить до зменшення вихідної напруги, яка досягає поріг U_{p1} у момент $t \approx 0,8$ с. БКН збільшує амплітуду еталонного сигналу і вихідна напруга відновлюється до початкового значення.

На рис. 4.47 представлено результати моделювання при відключенні навантаження у момент часу $t = 0,02$ с. Після цього відбувається наростання вихідної напруги і коли вона досягає порогу U_{p3} силовий транзистор коректора закривається, а вхідний струм дорівнює нулю. У разі підключення навантаження ($t = 0,2$ с) відбувається спадання вихідної напруги до порогу U_{p2} , після чого ККП повертається до номінального режиму роботи. Отже, проведені моделювання свідчать про справедливість представлених теоретичних положень.

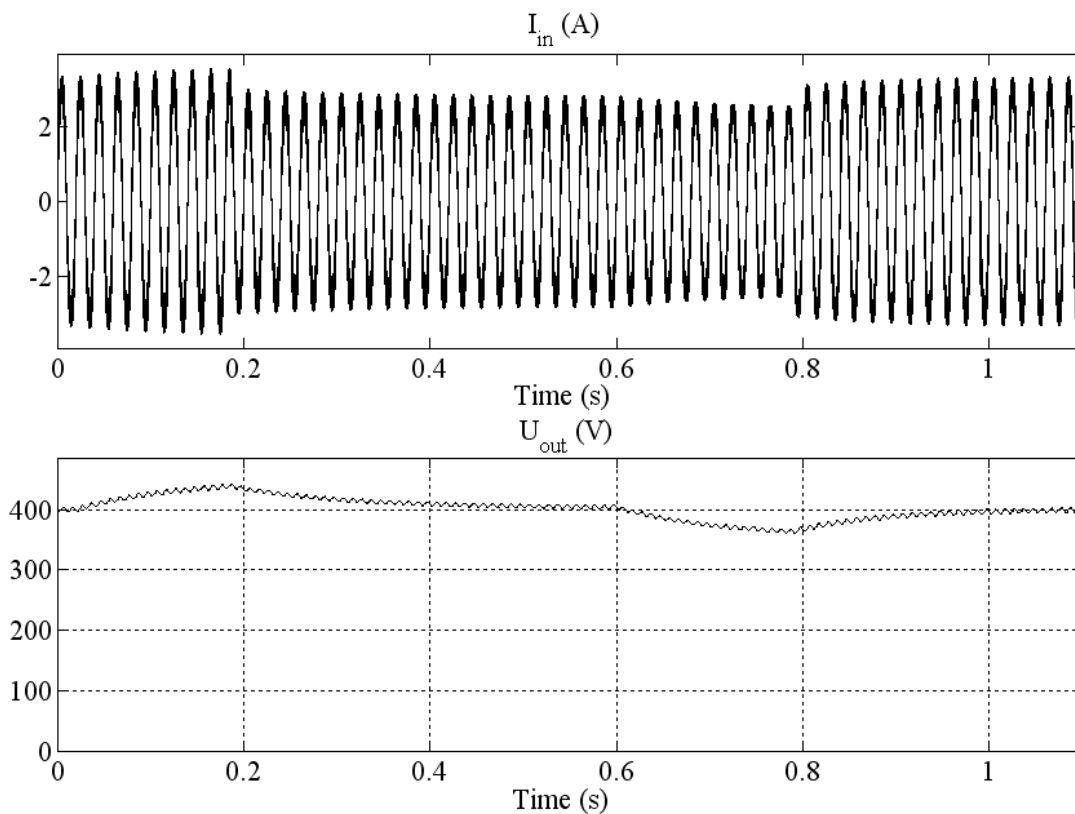


Рис. 4.46. Вхідний струм і вихідна напруга ККП у випадку зменшення навантаження

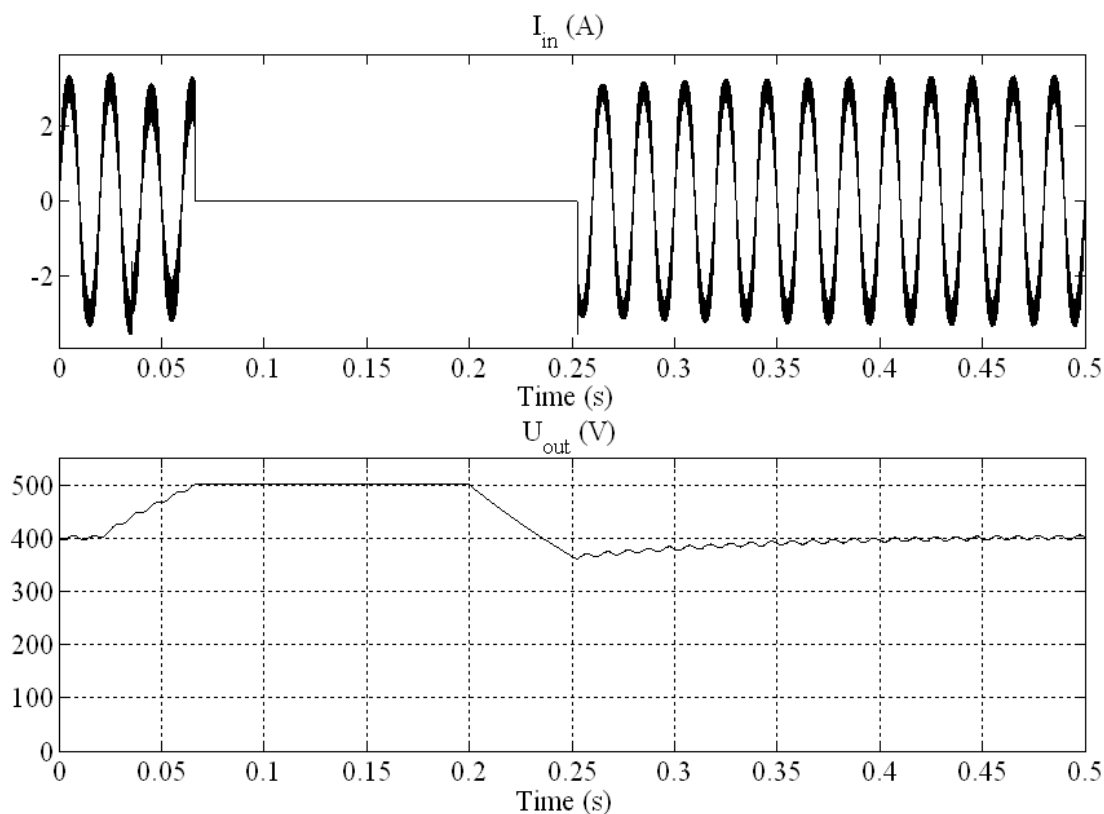


Рис. 4.47. Вхідний струм і вихідна напруга ККП при відключенні навантаження

У таблиці 4.9 наведено підсумок результатів, досягнутих у роботі. Як видно з таблиці, проведено дослідження трьох методів керування активними коректорами. Розглянуто як аналогові системи керування, так і цифрові. У першому випадку для граничного керування розроблено схему додаткової комутації, а для керування за піковим струмом досягнуто покращення спектра вхідного струму коректора шляхом введення корегуючого впливу та запропоновано модифікований метод керування. Що ж стосується цифрових систем, то для пікового методу запропоновано цифрове керування з корегуванням по похідній, представлено адаптивне керування та розроблено цифровий коректор зі спрощеним зворотним зв'язком. Для керування за середнім струмом розроблено цифровий коректор зі спрощеним зворотним зв'язком.

Таблиця 4.9

Підсумок досягнутих у роботі результатів

| | Граничне керування | Керування за піковим струмом | Керування за середнім струмом |
|-----------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------|
| Аналогова система керування | 1) Схема додаткової комутації транзистора, що дозволяє зменшити спотворення вхідного струму та розширити діапазон роботи коректора | 1) Покращення спектру вхідного струму коректора за рахунок введення корегуючого впливу 2) Модифікований метод керування | – |
| Цифрова система керування | – | 1) Цифрове керування за піковим струмом з корегуванням еталонного сигналу по похідній 2) Адаптивне цифрове керування коректором коефіцієнта потужності за піковим струмом 3) Цифровий коректор зі спрощеним зворотним зв'язком | 1) Цифровий коректор зі спрощеним зворотним зв'язком |

Висновки по розділу 4

1. Проведено порівняльне дослідження ККП з аналоговими системами керування за піковим струмом, за середнім струмом та з граничним керуванням.
2. Показано, що запропонований алгоритм пуску пристрою корекції коефіцієнта потужності дозволяє уникнути значного пускового струму.
3. Проведено дослідження ККП без зворотного зв'язку по вихідній напрузі та доведено, що введення в модель коректора без зворотного зв'язку схеми додаткової комутації транзистора дозволяє уникнути ефекту спотворення вхідного струму.
4. Досліджено способи покращення спектру вхідного струму коректора з керуванням за піковим струмом. Виявлено, що введення корегуючого впливу дозволяє суттєво зменшити загальний коефіцієнт гармонік струму.
5. Дослідження коректора коефіцієнта потужності з адаптивним цифровим керуванням за піковим струмом показало, що введення у систему керування мінімального коефіцієнта компенсації дозволяє зменшити загальний коефіцієнт гармонік вхідного струму.
6. Проведені дослідження цифрового коректора зі спрощеним зворотним зв'язком підтвердили працездатність запропонованої системи керування.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі вирішена задача підвищення рівня електромагнітної сумісності напівпровідникових перетворювачів електроенергії з мережею живлення шляхом вдосконалення існуючих методів керування високочастотними коректорами коефіцієнта потужності. Результати, викладені у дисертації, дозволили зробити наступні висновки:

1. На підставі проведеного у роботі аналізу досягнуто вдосконалення сучасних методів керування активними високочастотними коректорами коефіцієнта потужності.

2. Двокаскадна структура напівпровідникових перетворювачів дозволяє використовувати коректор без зворотного зв'язку по вихідній напрузі. Але у випадку зростання навантаження це може призвести до суттєвого просідання вихідної напруги, що викликає спотворення вхідного струму коректора. Розроблена схема додаткової комутації транзистора забезпечує зменшення коефіцієнт гармонік струму на 18% та розширити діапазон роботи коректора.

3. Отриманий вираз для усередненого вхідного струму ККП з піковим методом керуванням показав наявність постійної складової, що суттєво погіршує його спектр. Покращення спектру вхідного струму коректора забезпечено введенням додаткового корегуючого впливу, коефіцієнт гармонік струму зменшується при цьому на 25%.

4. Вперше для коректорів коефіцієнта потужності застосовано адаптивне цифрове керування за піковим струмом, що зменшує спотворення вхідного струму на 7%. Такий підхід забезпечує повну компенсацію субгармонік струму в усьому діапазоні зміни вхідної та вихідної напруг ККП.

5. Показано, що при пуску коректора відбувається значний стрибок вхідного струму. Для уникнення вказаного недоліку запропоновано алгоритм пуску коректора, при якому спочатку після підключення пристрою до мережі відбувається заряджання вихідного конденсатора через додатковий зарядний

пристрій. Включення коректора здійснюється тільки після того, як вихідна напруга досягне певного рівня.

6. Запропоновано метод керування коректором з фільтрацією третьої гармоніки, що дозволяє зменшити рівень даної гармоніки у вхідному струмі коректора на 5-10%.

7. Розроблено цифрове керування ВЧ коректором коефіцієнта потужності за піковим струмом з корегуванням еталонного сигналу по похідній, що дозволяє досягнути спрощення структури системи керування у порівнянні з аналоговим прототипом.

8. Розроблено цифрову систему керування коректором зі спрощеним зворотним зв'язком, що усуває спотворення вхідного струму ККП при суттєвому збільшенні навантаження, забезпечує попередню стабілізацію вихідної напруги коректора та зменшує кількість обчислень сигналу зворотного зв'язку по вихідній напрузі на 40%.

9. Достовірність запропонованих у дисертації теоретичних положень підтверджено результатами моделювання роботи коректорів у середовищі Simulink.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Adragna C. AN966 Application note. L6561, enhanced transition mode power factor corrector / C. Adragna // ST Microelectronics. – 2003. – 21 p.
2. Adragna C. AN1059 Application note. Design Equations of High-Power Factor Flyback Converters Based on the L6561 / C. Adragna // ST Microelectronics. – 2003. – 20 p.
3. Adragna C. AN1060 Application note. Flyback Converters with the L6561 PFC Controller / C. Adragna, G. Gattavari // ST Microelectronics. – 2003. – 11 p.
4. Adragna C. AN1089 Application note. Control Loop Modeling of L6561-Based TM PFC / C. Adragna // ST Microelectronics. – 2000. – 12 p.
5. Adragna C. AN1792 Application note. Design of fixed-off-time-controlled PFC pre-regulators with the L6562 / C. Adragna // ST Microelectronics. – 2003. – 30 p.
6. Aishwarya B.A. Design and Simulation of FPGA Based Digital Controller for Single Phase Boost PFC Converter / B.A Aishwarya, R. Radha // International Journal of Engineering Research and Technology (IJERT). – 2015. – Vol. 4, Issue 4. – P. 1450–1453.
7. Application note 42047. Power factor correction (PFC) basics // FAIRCHILD Semiconductor. – 2004. – 11 p.
8. Arunvishnu G.S. Simulation and implementation of variable duty cycle control to achieve high input power factor for DCM boost PFC converters / G.S Arunvishnu, S. Sellakumar, M. Sasikumar // International Journal of Engineering Research and Applications (IJERA). – 2012. – Vol. 2, Issue 2. – P. 138–141.
9. Buso S. Simple Digital Control for Improving Dynamic Performance of Power Factor Preregulators / S. Buso, P. Mattavelli, L. Rossetto, G. Spiazzi // IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, September 1998. – P. 814-823.
10. Chen J. A new low-stress buck-boost converter for universal-input PPC applications / J. Chen, D. Maksimovic, R. Erickson // Proceedings of IEEE APEC Conference. – 2001. – P. 343-349.

11. Chen J. Analysis and design of SEPIC converter in boundary conduction mode for universal-line power factor correction applications / J. Chen, C. Chang // Proceedings of IEEE PESC Conference. – 2001. – P. 742-747.
12. Chen J. Predictive digital current programmed control / J. Chen, A. Prodic, R.W. Erickson, D. Maksimovic // IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, No. 1, January 2003. – P. 411 - 419.
13. De Castro A. Concurrent and Simple Digital Controller AC DC Converter with Power Factor Correction Based on an FPGA / A. De Castro, P. Zumel, O. García, T. Riesgo, J. Uceda // IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, No. 1, January 2003. – P. 334-343.
14. Demchenko Yu. Analog and Digital Power Factor Correction Control Investigation / Yu. Demchenko // Proceedings of the IEEE XXXV International Scientific Conference Electronics and Nanotechnology (ELNANO) 2015. – Kyiv (Ukraine). – 21-24 April 2015. – P. 475 – 477.
15. Demchenko Yu. Energy Performance Comparison of Active High Frequency Power Factor Correctors / Yu. Demchenko // Proceedings of the IEEE XXXIV International Scientific Conference Electronics and Nanotechnology (ELNANO) 2014. – Kyiv (Ukraine). – 15-18 April 2014. – P. 447 – 450.
16. Demchenko Yu.S. Investigation of the Energy Characteristics of High Frequency Power Factor Correctors / Yu.S. Demchenko // Electronics and communications. – 2014. – № 6. – P. 34 – 37.
17. Denisov Yu. A subharmonic stability of power factor correctors with dual-loop control system / Yu. Denisov, S. Stepenko // Proceedings of IEEE ELNANO Conference. – 2015. – P. 481 – 485.
18. Denisov Yu. O. Input current parameters analysis for PFC based on quasi-resonant and conventional boost converters / Yu. O. Denisov, S. A. Stepenko, A. N. Gorodny, A. O. Kravchenko // Proceedings of IEEE ELNANO Conference. – 2014. – P. 393 – 397.
19. Erickson R. W. Fundamentals of Power Electronics – Second Edition / R. W. Erickson, D. Maksimovic // Kluwer, 2000.

20. Fu M. A DSP based controller for power factor correction (PFC) in a rectifier circuit / M. Fu, Q. Chen // Proceedings of IEEE APEC Conference, Vol. 1. – 2001. – P. 144 – 149.
21. Garcia A. Pre-calculated duty cycle control implemented in FPGA for power factor correction / A. Garcia, A. de Castro, O. Garcia, F.J. Azcondo // Proceedings of IEEE IECON Conference. – 2009. – P. 2955 – 2960.
22. Grote T. Adaptive Digital Slope Compensation for Peak Current Mode Control / T. Grote, F. Schafmeister, H. Figge, N. Frohliche, P. Ide, J. Bocker // Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. – P. 3523 - 3529.
23. Karaarslan A. The analysis of AC-DC boost PFC converter based on peak and hysteresis current control techniques / A. Karaarslan, I. Iskender // International Journal on “Technical and Physical Problems of Engineering”. – 2011. – Vol. 3, No. 2. – P. 100–105.
24. Lenine D. Design and analysis of nonlinear carrier control for high power factor boost rectifier / D. Lenine, Ch. Sai Babu, K. Sudarshan Reddy // International Journal of Advances in Science and Technology. – 2011. – Vol. 3, No. 1. – P. 16–28.
25. Maksimovic D. Impact of digital control in power electronics / D. Maksimovic, R. Zane, R. Erickson // Proceedings of 2004 International symposium on power semiconductor devices & ICs. – 2004. – P. 13 – 22.
26. Mikolaiets D. The calculating algorithm of active power line conditioner with uninterruptible power supply function / D. Mikolaiets // Proceedings of IEEE ELNANO Conference. – 2015. – P. 534 – 538.
27. Nirmala M. Design and Simulation of CCM Boost Converter for Power Factor Correction Using Variable Duty Cycle Control / M. Nirmala // International Journal of Electrical, Computer, Electronics and Communication Engineering. – 2014. – Vol. 8, No. 1. – P. 156-159.
28. Power Factor Correction (PFC) Handbook. Choosing the Right Power Factor Controller Solution // ON Semiconductor. – 2014. – 128 p. [Online]. Available at: <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/HBD853-D.PDF>.

29. Power Factor Correction with the UC3854 / C. Silva // Application Note, Unitrode Integrated Circuit.
30. Prodic A. Dead-zone digital controllers for improved dynamic response of low harmonic rectifiers / A. Prodic, D. Maksimovic, R. W. Erickson // IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 21, No. 1, January 2006. – P. 173-181.
31. Prodic A. Digitally controlled low-harmonic rectifier having fast dynamic responses / A. Prodic, J. Chen, D. Maksimovic, R. W. Erickson // Proceedings of IEEE APEC Conference, Vol. 1, 2002. – P. 476–482.
32. Prodic A. Self-tuning digitally controlled low-harmonic rectifier having fast dynamic response / A. Prodic, D. Maksimovic, R. W. Erickson // IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, No. 1, January 2003. – P. 420-428.
33. Ravichandrudu K. Power factor correction with boost rectifier / K. Ravichandrudu, P. Suman Pramod Kumar, M. Sailaja, M. Meena // International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering. – 2013. – Vol. 2, Issue 7. – P. 3191-3205.
34. Ridley R.B. An Accurate and Practical Small-Signal Model for Current-mode Control // Ridley Engineering, Inc. – 1999. – 23 p. [Online]. Available at: http://encon.fke.utm.my/nikd/Dc_dc_converter/Current/curr.pdf.
35. Rossetto L. Control Techniques for Power Factor Correction Converters / L. Rossetto, G. Spiazzi, P. Tenti // Proceedings of Power Electronics, Motion Control (PEMC), September 1994. – P. 1310-1318.
36. Safronov P. S. Dependence of input current quality on number of phases of multiphase interleaved PFC / P.S. Safronov, I.V. Bondarenko, O.F. Bondarenko, V.M. Sydorets // Proceedings of IEEE ELNANO Conference. – 2015. – P. 478 – 480.
37. Simulink: Инструмент моделирования динамических систем [Электронный ресурс]: И.В. Черных. – Режим доступа: <http://matlab.exponenta.ru/simulink/book1/index.php>.
38. Tenti P. Harmonic Limiting Standards and Power Factor Correction Techniques / P. Tenti, G. Spiazzi // 6th European Conference on Power Electronics and Applications - EPE '95, Seville, 1995.

39. Voytenko V. Simulation peculiarities of high-frequency zero-current switching quasi-resonant boost converter / V. Voytenko, S. Stepenko // Proceedings of IEEE ELNANO Conference. – 2015. – P. 486 – 491.
40. Yao K. Variable-duty-cycle control to achieve high input power factor for DCM boost PFC converter / K. Yao, X. Ruan, X. Mao, Z. Ye // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2014. – Vol. 58, No. 5. – P. 1856 – 1865.
41. Ye Z. Z. Digital Implementation of a Unity-Power-Factor Constant-Frequency DCM Boost Converter / Z. Z. Ye, M. M. Jovanović, B. T. Irving // Proceedings of IEEE APEC Conference. – 2005. – P. 818-824.
42. Yeh C.-A. Digital-Controlled Power Factor Corrector with Transition Current Mode Control without Zero Current Detection / C.-A. Yeh, K.-M. Ho, Y.-S. Lai, F. Takahashi, M. Hamaogi // The Eighth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Taipei, Taiwan, November 2-5, 2009. – P. 198-203.
43. Zhang W. A New Duty Cycle Control Strategy for Power Factor Correction and FPGA Implementation / W. Zhang, Y.-F. Liu, B. Wu // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2006. – Vol. 21, No. 6. – P. 1745 – 1753.
44. Zhou C. Design trade-offs in continuous current-mode controlled boost power-factor-correction circuit / C. Zhou, M. M. Jovanović // Proceeding of The High Frequency Power Conversion Conference (HFPC). – 1992. – P. 209–219.
45. Ананичева С. С. Качество электроэнергии. Регулирование напряжения и частоты в энергосистемах: учебное пособие / Ананичева С. С., Алексеев А. А., Мызин А. Л.; 3-е изд., испр. – Екатеринбург: УрФУ, 2012. – 93 с.
46. Барутсков И. Б. Гармонические искажения при работе преобразователей частоты / И. Б. Барутсков, С. А. Вдовенко, Е. В. Цыганков // Главный энергетик. – 2011. – №6. – С. 5 – 15.
47. Белов Г. А. Динамика импульсных преобразователей / Г. А. Белов. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2001. – 528 с.
48. Белов Г. А. Расчет процессов в широтно-импульсном корректоре коэффициента мощности / Г. А. Белов, А. А. Алексеев, А. В. Нестеров // Электричество. – 2004. – №9. – С. 48 – 56.

49. Белов Г. А. Синтез системы управления широтно-импульсным корректором коэффициента мощности / Г. А. Белов // Электротехника. – 2006. – №10. – С. 46 – 55.

50. Брылина О.Г. Многозонные развертывающие преобразователи для систем управления электроприводами / О.Г. Брылина, Л.И. Цитович. – Челябинск: ЮУрГУ, 2010. – 120 с.

51. Букарос А. Ю. Коректор коефіцієнта потужності для частотно-регульованого електроприводу / А. Ю. Букарос // Східно-Європейський журнал передових технологій. – 2012. – №3/8. – С. 4 – 8.

52. Бурлака В. В. Метод управления корректором коэффициента мощности с интегрированными функциями активного фильтра / В. В. Бурлака, С. В. Гулаков, С. А. Федоровская // Вісник приазовського державного технічного університету. – 2011. – №22. – С. 226 – 231.

53. Васильев А. Анализ современных методов и технических средств коррекции коэффициента мощности у импульсных устройств / А. Васильев, В. Худяков, В. Хабужов // Силовая электроника. – 2004. – № 2. – С. 72 – 77.

54. Герман-Галкин С. Г. Силовая электроника: Лабораторные работы на ПК / С. Г. Герман-Галкин. – СПб.: Учитель и ученик, КОРОНА принт, 2002. – 304 с., ил.

55. Григорьев В. Коррекция коэффициента мощности во вторичных источниках электропитания / В. Григорьев, Е. Дуплякин // Электронные компоненты. – 2000. – №2. – С. 66 – 68.

56. Григорьев О. Высшие гармоники в сетях электроснабжения 0,4 кВ / О. Григорьев, В. Петухов, В. Соколов, И. Красилов // Новости электротехники. – 2002. – № 6. – С. 18–19.

57. Демченко Ю.С. Дослідження роботи пристрою корекції коефіцієнта потужності / Ю.С. Демченко // Збірник праць IV міжнародної науково-технічної конференції молодих вчених «Електроніка-2011», 29-31 березня, 2011. – Київ. – Ч.2. – С. 159 – 164.

58. Демченко Ю.С. Методи корекції коефіцієнта потужності / Ю.С. Демченко, В.В. Рогаль // Електроніка та зв'язок. – 2013. – №6. – С. 24 – 29.

59. Демченко Ю.С., Рогаль В.В., Коваленко Є.Ю. Граничний спосіб керування активними високочастотними коректорами коефіцієнта потужності: пат. 123231 України: МПК H02M1/42, G05F1/70. № у 201703083; заявл. 31.03.2017; опубл. 26.02.2018, Бюл. № 4.

60. Демченко Ю.С., Рогаль В.В., Коваленко Є.Ю. Спосіб керування активними високочастотними коректорами коефіцієнта потужності по піковому струму: пат. 123230 України: МПК H02M1/42, G05F1/70. № у 201703082; заявл. 31.03.2017; опубл. 26.02.2018, Бюл. № 4.

61. Демченко Ю.С., Рогаль В.В., Коваленко Є.Ю. Спосіб керування активними високочастотними коректорами коефіцієнта потужності по піковому струму: пат. 123232 України: МПК H02M1/12, H02M1/42, G05F1/70. № у 201703084; заявл. 31.03.2017; опубл. 26.02.2018, Бюл. № 4.

62. ДСТУ EN 61000-3-2:2016. Електромагнітна сумісність. Частина 3-2. Норми. Норми на емісію гармонік струму (для сили вхідного струму обладнання не більше 16 А на фазу). – Київ. – ДП «УкрНДНЦ». – 2018 р.

63. Еськин Д. Контроллеры корректоров коэффициента мощности L656X / Д. Еськин // Новости электроники. – 2009. – № 3. – С. 17 – 20.

64. Жаркин А.Ф. Нормативно-правовое регулирование качества электрической энергии. Анализ украинских и европейских законодательных актов и нормативно-технических документов / А.Ф. Жаркин, В.А. Новский, С.А. Палачов. – Київ. – Ін-т електродинаміки НАН України. – 2010 р. – 167 с.

65. Жаркін А.Ф. Однофазні активні коректори коефіцієнта потужності для багатомодульних систем електроживлення / А.Ф. Жаркін, А.Г. Пазєєв. – Київ, Інститут електродинаміки НАН України. – 2014. – 212 с.

66. Жданкин В. К. DC/DC-преобразователи типа PoL для применения в аппаратуре авиационной и космической техники / В.К. Жданкин // Современная электроника. – 2011. – № 3. – С. 20-27.

67. Жданкин В. К. Коррекция гармоник входного тока в маломощных сетевых источниках питания / В. К. Жданкин // Современные технологии автоматизации. – 1998. – №1. – С. 110 – 112.
68. Жданкин В. К. Принципиальная схема ИВЭП серии NLP65 / В. К. Жданкин // Современные технологии автоматизации. – 2003. – №2. – С. 86 – 87.
69. Жуйков В. Я. Перехідні процеси: навч. посіб. / НТУУ «КПІ»; В. Я. Жуйков, В. Я. Ромашко. – К.: НТУУ «КПІ», 2010. – 184 с.
70. Жуйков В. Я. Особливості компенсації миттєвої реактивної потужності в лінійних ланцюгах у перехідному режимі при вмиканні навантаження / В.Я. Жуйков, Є.В. Вербицький, О.Ф. Бондаренко // Електроніка та зв'язок. – 2017. – №4. – С. 30 – 37.
71. Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники: Учеб. пособие. – Изд. 3-е, испр. и доп. / Г. С. Зиновьев. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2004. – 672 с.
72. Картер Брюс. Операционные усилители для всех / Брюс Картер, Рон Манчини; пер. с англ. А. Н. Рабодзея. – М.: Додэка-XXI, 2011. – 544 с., ил. – (Серия «Схемотехника»).
73. Климов В. Вопросы электромагнитной совместимости систем бесперебойного питания / В. Климов, И. Климов, В. Смирнов // Электронные компоненты. – 2006. – № 2.
74. Климов В. Компенсаторы реактивной мощности и мощности искажения в системах гарантированного электропитания промышленного назначения / В. Климов, В. Смирнов, Ю. Карпиленко // Силовая электроника. – 2008. – № 3.
75. Климов В. Корректоры коэффициента мощности однофазных источников бесперебойного питания / В. Климов, С. Климова, Ю. Карпиленко // Силовая электроника. – 2009. – № 3. – С. 40-42.
76. Климов В. П. Коэффициент мощности однофазного бестрансформаторного импульсного источника питания / В. П. Климов, В. Н. Смирнов // Практическая силовая электроника. – 2002. – № 5. – С. 21-23.

77. Климов В. П. Проблемы высших гармоник в современных системах электропитания / В. П. Климов, А. Д. Москалев // Практическая силовая электроника. – 2002. – № 5.

78. Климов В. П. Схемотехника однофазных корректоров коэффициента мощности / В.П. Климов, В.И. Федосеев // Практическая силовая электроника. – 2002. – № 8.

79. Кобелев А. В. Анализ высших гармоник напряжения и тока при использовании компактных люминесцентных ламп / А. В. Кобелев, С. В. Кочергин, А. В. Бакулин, Н. А. Хребтов, В. В. Павлинов // Вопросы современной науки и практики. Университет им. В.И. Вернадского. – 2011. – № 3. – С. 374–377.

80. Кобелев А. В. Современные проблемы высших гармоник в городских системах электроснабжения / А. В. Кобелев, А. А. Зыбин // Вестник ТГТУ. – 2011. – Том 17, № 1. – С. 187–191.

81. Комп'ютерне моделювання в інженерії поверхні: конспект лекцій для студентів напряму підготовки 8.05050403 – Відновлення та підвищення зносостійкості деталей і конструкцій / Уклад. С.П. Солодкий, 2013 р. – 72 с.

82. Корректор коэффициента мощности [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.spwr.by/stati/korrektor-koeffitsienta-moschnosti.html>.

83. Корректор коэффициента мощности (ККМ) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://bourabai.kz/toe/source14.htm>.

84. Коршунов А. И. Методика построения непрерывных моделей импульсных преобразователей напряжения постоянного тока / А. И. Коршунов // Компоненты и технологии. – 2006. – №8. – С. 124 – 130.

85. Коршунов А. И. Непрерывная модель трехфазного контура регулирования тока синхронного двигателя с постоянными магнитами на роторе / А. И. Коршунов // Силовая электроника. – 2007. – №4. – С. 44 – 47.

86. Крилов Д. С. Напівпровідникові перетворювачі змінної напруги в постійну з близьким до одиниці коефіцієнтом потужності: автореф. дис. на здобуття наук. ступеня канд. техн. наук: спец. 05.09.12. “Напівпровідникові перетворювачі електроенергії” / Д. С. Крилов. – Харків, 2003. – 20 с.

87. Куо Б. Теория и проектирование цифровых систем управления: Пер. с англ. / Б. Куо. – М.: Машиностроение, 1986. – 448 с., ил.
88. Курило А. А. Аналіз існуючої нормативно-технічної бази із випробувань наземних радіолокаційних засобів на перешкодозахищеність та електромагнітну сумісність / А. А. Курило, Г. Г. Камалтинов // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. – 2011. – №2. – С. 73-76.
89. Кучеренко Д. В. Параллельный активный фильтр высших гармоник тока / Д. В. Кучеренко, П. С. Сафронов // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: нові рішення в сучасних технологіях – 2013. – №18. – С. 41 – 46.
90. Лабунцов В. А. Компенсаторы неактивной мощности на вентилях с естественной коммутацией / В. А. Лабунцов, Е. Е. Чаплыгин // Электричество. – 1996. – №9. – С. 55 – 59.
91. Ланцов В. Электромагнитная совместимость импульсных источников питания: проблемы и пути их решения. Часть 1 / В. Ланцов, С. Эраносян // Силовая электроника. – 2006. – №4. – С. 58 – 64.
92. Ланцов В. Электромагнитная совместимость импульсных источников питания: проблемы и пути их решения. Часть 2 / В. Ланцов, С. Эраносян // Силовая электроника. – 2007. – №1.
93. Магазинник А. Г. Коррекция коэффициента мощности вторичных источников питания / А. Г. Магазинник, Л. Т. Магазинник, Г. Г. Магазинник // Электротехника. – 2001. – №5. – С. 40 – 42.
94. Мелешин В. И. Проектирование однофазных выпрямителей с активной коррекцией коэффициента мощности / В. И. Мелешин, М. А. Нечагин // Электротехника. – 1998. – №3. – С. 42 – 48.
95. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника / В. И. Мелешин. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.
96. Миколаєць Д.А. Розрахунок фільтро-компенсуючого перетворювача з зарядом акумулятора за середніми значеннями струму та напруг / Д.А. Миколаєць, В.Я. Жуйков // Електроніка та зв'язок. – 2017. – №2. – С. 20-26.

97. Михальський В.М. Стратегія мінімізації небажаних складових миттєвої потужності із застосуванням різних топологій паралельних активних фільтрів / В.М. Михальський, В.М. Соколов, В.В. Чопик, І.А. Шаповал // Технічна електродинаміка. – 2014. – №1 – с. 41-50.

98. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи / Моин В.С. – М.: Энергия, 1996. – 374 с.

99. Нажимов А.В. Компьютерное моделирование трансформаторно-тиристорных устройств силовой электроники / А.В. Нажимов // Современные наукоемкие технологии. – 2007. – № 5. – С. 98-99.

100. Найвельт Г.С. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры. Справочник / Г.С. Найвельт, К.Б. Мазель, Ч.И. Хусаинов и др.; Под ред. Г.С. Найвельта. – М.: Радио и связь, 1985. – 576 с.

101. О'Лохлин М. Новые решения в области многофазной коррекции коэффициента мощности / М. О'Лохлин // Электронные компоненты. – 2008. – №6. – С. 51 – 55.

102. Овчинников Д. А. Разработка и исследование однофазных корректоров коэффициента мощности: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.12 / Овчинников Денис Александрович. – Москва, 2004. – 153 с.

103. Оливе С. Применение микросхемы корректора коэффициента мощности (ККМ) – IR1150 / С. Оливе // Электроника. – 2005. – №12. – С. 34 – 36.

104. Основи теорії автоматичного регулювання. Частина 1. Неперервні лінійні системи. Конспект лекцій для студентів напрямку підготовки 6.050802 «Електронні пристрої та системи», за спеціальністю 7.05080202, 8.05080202 - «Електронні системи» / укладач В. В. Рогаль. – К.: НТУУ «КПІ», 2013. – 114 с.

105. Основи теорії автоматичного регулювання. Частина 2. Дискретні та нелінійні системи. Конспект лекцій для студентів напрямку підготовки 6.050802 «Електронні пристрої та системи» / укладач В. В. Рогаль. – К.: НТУУ «КПІ», 2013. – 104 с.

106. Полищук А. Методы измерения тока в активных корректорах коэффициента мощности / А. Полищук // Силовая электроника. – 2005. – №1. – С. 80 – 83.

107. Поліщук С. Й. Підвищення електромагнітної сумісності напівпровідникових перетворювачів електроенергії з мережею живлення засобами керування та активної фільтрації: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.12 / Поліщук Сергій Йосипович. – К., 2013. – 230 с.

108. Поляков К. Ю. Основы теории цифровых систем управления / К. Ю. Поляков.; учеб. пособие. – СПб.: СПбГМТУ, 2006. – 161 с.

109. Попов Е. П. Теория линейных систем автоматического регулирования и управления / Е. П. Попов. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1978. – 256 с.

110. Попович М.Г. Теорія автоматичного керування: Підручник / М.Г. Попович, О.В. Ковальчук. – 2-ге вид., перероб. і доп. – К.: Либідь. – 2007. – 656 с.

111. Пристрій компенсації реактивної потужності у перехідних і усталених режимах: пат. 117186 України: МПК H02J3/18. № u 201610817; заявл. 28.10.2016; опубл. 26.06.2017, Бюл. № 12.

112. Рогаль В.В. Дослідження динамічних процесів у високочастотних пристроях корекції коефіцієнта потужності / В.В. Рогаль, Ю.С. Демченко // Технічна електродинаміка. – 2012. – №2. – С. 117 – 118.

113. Рогаль В.В. Дослідження спектру вхідного струму високочастотних коректорів коефіцієнта потужності / В.В. Рогаль, Ю.С. Демченко // Технічна електродинаміка. – 2014. – №5. – С. 80 – 82.

114. Рогаль В.В. Керування коректором коефіцієнта потужності з корегуванням по похідній / В.В. Рогаль, Ю.С. Демченко // Матеріали учасників міжнародної конференції «Інтелектуальні енергетичні системи - ESS'15». – Київ. – 9-12 червня 2015. – С. 104 – 108.

115. Рогаль В.В. Коректор коефіцієнта потужності з адаптивним цифровим керуванням по піковому струму / В.В. Рогаль, Ю.С. Демченко // Електроніка та зв'язок. – 2015. – №5. – С. 29 – 35.

116. Рогаль В.В. Способи покращення спектру вхідного струму коректора коефіцієнта потужності / В.В. Рогаль, Ю.С. Демченко // Технічна електродинаміка. – 2015. – №6. – С. 29 – 33.

117. Розанов Ю. К. Гибридные фильтры для снижения несинусоидальности тока и напряжения в системах электроснабжения / Ю. К. Розанов, Р. П. Гринберг // Электротехника. – 2006. – №10. – С. 55 – 60.

118. Розанов Ю. К. Современные методы улучшения качества электроэнергии (аналитический обзор) / Ю. К. Розанов, М. В. Рябчицкий // Электротехника. – 1998. – №3. – С. 10 – 17.

119. Рой В. Ф. Імпульсний коректор коефіцієнта потужності / В. Ф. Рой, В. М. Поліщук // Міжнародний науково-технічний журнал "Світлотехніка та Електроенергетика". – 2008. – №2. – С. 30-34.

120. Руденко В.С. Расчёт переходных процессов в цепях с кусочно-непрерывно воздействующей функцией / В.С. Руденко, В.Я. Жуйков, И.Е. Коротеев // Электричество. – 1980. - № 1. – С. 33-38.

121. Руководство по устройству электроустановок 2009 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.kz.schneider-electric.com/documents/customers/designers/d-web-advanced/Electrical_Guide_2009.pdf.

122. Серебрянников А. В. Анализ и расчет корректоров коэффициента мощности на базе современных микросхем управления: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.12 / Серебрянников Александр Владимирович. – Чебоксары, 2010. – 182 с.

123. Середжинов Р.Т. Анализ процессов источников служебного питания за счет повышающего индуктора корректора коэффициента мощности / Р.Т. Середжинов // Вестник РГРТУ. – 2008. – №4.

124. Староверов К. Микросхемы Digital Power для построения каскадов электропитания с цифровым управлением. Часть 1 / К. Староверов // Электронные компоненты. – 2008. – №6. – С. 60 – 64.

125. Степенко С. А. Обзор и перспективы развития исследований, посвящённых коррекции коэффициента мощности / С. А. Степенко // Вісник НТУ «ХП». Серія: нові рішення в сучасних технологіях – 2013. – №18. – С. 34 – 41.

126. Супронович Г. Улучшение коэффициента мощности преобразовательных установок: Пер. с польск. / Г. Супронович. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 136 с., ил.

127. Харитонов С. А. Однофазный трёхуровневый выпрямитель с улучшенным гармоническим спектром входного тока / С. А. Харитонов, С. В. Брованов // Электротехника. – 2006. – №10. – С. 27 – 33.

128. Хоровиц П. Искусство схемотехники / П. Хоровиц, У. М. Хилл. – Мир, 1998. – 256 с.

129. Худяков В. Ф. Школа MATLAB. Урок 5. Анализ свойств устройств силовой электроники в частотной области / В. Ф. Худяков // Силовая электроника. – 2006. – №1. – С. 74 – 81.

130. Шидловский А.К. Анализ гармонического состава потребляемого тока преобразователя переменного напряжения в постоянное с улучшенной электромагнитной совместимостью / А.К. Шидловский, Ю.И. Драбович, Н.С. Комаров, Г.А. Москаленко, А.В. Козлов // Техническая электродинамика. – 1987. – №3. – С. 32-40.

131. Шидловський А.К. Безперервні наближені моделі перетворювачів змінної напруги в постійну з активною корекцією коефіцієнта потужності / А. К. Шидловський, А. Ф. Жаркін, А. Г. Пазєєв // Технічна електродинаміка. – 2011. – №6. – С. 11-17.

132. Шидловский А.К. Высшие гармоники в низковольтных электрических сетях / А. К. Шидловский, А. Ф. Жаркин. – К.: Наукова думка, 2005. – 210 с.

133. Шидловский А.К. Транзисторные преобразователи с улучшенной электромагнитной совместимостью / А.К. Шидловский, А.В. Козлов, Н.С. Комаров, Г.А. Москаленко. – К.: Наукова думка, 1993. – 271 с.

134. Шидловский А.К. Частотно-регулируемые источники реактивной мощности / А.К. Шидловский, В.С. Федий. – К.: Наукова думка, 1980. – 304 с.

135. Ягуп В. Г. Режимы работы низкочастотного корректора коэффициента мощности / В. Г. Ягуп, М. А. Литвин, Д. С. Луценко, Е. В. Ягуп, Е. Я. Ивакина // Світлотехніка та електроенергетика. – 2009. – №1.

136. Ямненко Ю. С., Демченко Ю. С. Підвищення ефективності корекції коефіцієнта потужності / Ю. С. Ямненко, Ю. С. Демченко // Вчені записки Таврійського національного університету ім. В. І. Вернадського. Серія «Технічні науки». – Том 29 (68), №4. – Частина 1. – 2018. – С. 42 – 46.


```

#define INPUT_1_FEEDTHROUGH 1

/* Input Port 2 */
#define IN_PORT_2_NAME    Up2
#define INPUT_2_WIDTH    1
#define INPUT_DIMS_2_COL  1
#define INPUT_2_DTYPE    real_T
#define INPUT_2_COMPLEX  COMPLEX_NO
#define IN_2_FRAME_BASED FRAME_NO
#define IN_2_DIMS        1-D
#define INPUT_2_FEEDTHROUGH 1

/* Input Port 3 */
#define IN_PORT_3_NAME    Up3
#define INPUT_3_WIDTH    1
#define INPUT_DIMS_3_COL  1
#define INPUT_3_DTYPE    real_T
#define INPUT_3_COMPLEX  COMPLEX_NO
#define IN_3_FRAME_BASED FRAME_NO
#define IN_3_DIMS        1-D
#define INPUT_3_FEEDTHROUGH 1

                                //Опис вихідних портів
#define NUM_OUTPUTS        2

/* Output Port 0 */
#define OUT_PORT_0_NAME    Eu
#define OUTPUT_0_WIDTH    1
#define OUTPUT_DIMS_0_COL  1
#define OUTPUT_0_DTYPE    real_T
#define OUTPUT_0_COMPLEX  COMPLEX_NO

```



```

    const real_T *Up2,
    const real_T *Up3,
    real_T *Eu,
    real_T *m);

extern void BKN_Update_wrapper(const real_T *Uout,
    const real_T *Up1,
    const real_T *Up2,
    const real_T *Up3,
    const real_T *Eu,
    const real_T *m );

extern void BKN_Derivatives_wrapper(const real_T *Uout,
    const real_T *Up1,
    const real_T *Up2,
    const real_T *Up3,
    const real_T *Eu,
    const real_T *m,
    real_T *dx );

```

```

double Eu_nom, k1,k2;
int mode, i, j, flag, delay;

```

//Методи S-функції

```

/*=====
 * S-function methods *
 *=====*/

/* Function: mdlInitializeSizes =====
 * Abstract:
 * Setup sizes of the various vectors.
 */

```

```

static void mdlInitializeSizes(SimStruct *S)
{
    DECL_AND_INIT_DIMSINFO(inputDimsInfo);
    DECL_AND_INIT_DIMSINFO(outputDimsInfo);
    ssSetNumSFcnParams(S, NPARAMS);
    if (ssGetNumSFcnParams(S) != ssGetSFcnParamsCount(S)) {
        return; /* Parameter mismatch will be reported by Simulink */
    }

    //Встановлення розмірностей векторів
    ssSetNumContStates(S, NUM_CONT_STATES);
    ssSetNumDiscStates(S, NUM_DISC_STATES);

    if (!ssSetNumInputPorts(S, NUM_INPUTS)) return;
    /*Input Port 0 */
    ssSetInputPortWidth(S, 0, INPUT_0_WIDTH); /* */
    ssSetInputPortDataType(S, 0, SS_DOUBLE);
    ssSetInputPortComplexSignal(S, 0, INPUT_0_COMPLEX);
    ssSetInputPortDirectFeedThrough(S, 0, INPUT_0_FEEDTHROUGH);
    ssSetInputPortRequiredContiguous(S, 0, 1); /*direct input signal access*/

    /*Input Port 1 */
    ssSetInputPortWidth(S, 1, INPUT_1_WIDTH); /* */
    ssSetInputPortDataType(S, 1, SS_DOUBLE);
    ssSetInputPortComplexSignal(S, 1, INPUT_1_COMPLEX);
    ssSetInputPortDirectFeedThrough(S, 1, INPUT_1_FEEDTHROUGH);
    ssSetInputPortRequiredContiguous(S, 1, 1); /*direct input signal access*/

    /*Input Port 2 */
    ssSetInputPortWidth(S, 2, INPUT_2_WIDTH); /* */

```

```

ssSetInputPortDataType(S, 2, SS_DOUBLE);
ssSetInputPortComplexSignal(S, 2, INPUT_2_COMPLEX);
ssSetInputPortDirectFeedThrough(S, 2, INPUT_2_FEEDTHROUGH);
ssSetInputPortRequiredContiguous(S, 2, 1); /*direct input signal access*/

/*Input Port 3 */
ssSetInputPortWidth(S, 3, INPUT_3_WIDTH); /* */
ssSetInputPortDataType(S, 3, SS_DOUBLE);
ssSetInputPortComplexSignal(S, 3, INPUT_3_COMPLEX);
ssSetInputPortDirectFeedThrough(S, 3, INPUT_3_FEEDTHROUGH);
ssSetInputPortRequiredContiguous(S, 3, 1); /*direct input signal access*/

if (!ssSetNumOutputPorts(S, NUM_OUTPUTS)) return;
/*Output Port 0 */
ssSetOutputPortWidth(S, 0, OUTPUT_0_WIDTH);
ssSetOutputPortDataType(S, 0, SS_DOUBLE);
ssSetOutputPortComplexSignal(S, 0, OUTPUT_0_COMPLEX);
/*Output Port 1 */
ssSetOutputPortWidth(S, 1, OUTPUT_1_WIDTH);
ssSetOutputPortDataType(S, 1, SS_DOUBLE);
ssSetOutputPortComplexSignal(S, 1, OUTPUT_1_COMPLEX);

ssSetNumSampleTimes(S, 1);
ssSetNumRWork(S, 0);
ssSetNumIWork(S, 0);
ssSetNumPWork(S, 0);
ssSetNumModes(S, 0);
ssSetNumNonsampledZCs(S, 0);

/* Take care when specifying exception free code - see sfuntmpl_doc.c */

```

```

ssSetOptions(S, (SS_OPTION_EXCEPTION_FREE_CODE |
                SS_OPTION_USE_TLC_WITH_ACCELERATOR |
                SS_OPTION_WORKS_WITH_CODE_REUSE));

```

//Ініціалізація глобальних змінних

```

mode = 1;
i = 0;
j = 0;
flag = 0;
Eu_nom = 810;
k1 = 1.3;
k2 = 0.8;
delay = 10000;
}

```

//Налаштування портів

```
# define MDL_SET_INPUT_PORT_FRAME_DATA
```

```

static void mdlSetInputPortFrameData(SimStruct *S,
                                     int_T   port,
                                     Frame_T  frameData)

```

```

{
    ssSetInputPortFrameData(S, port, frameData);
}

```

```
/* Function: mdlInitializeSampleTimes =====
```

```
* Abstract:
```

```
* Specify the sample time.
```

```
*/
```

```
static void mdlInitializeSampleTimes(SimStruct *S)
```

```

{
    ssSetSampleTime(S, 0, SAMPLE_TIME_0);  ssSetOffsetTime(S, 0, 0.0);
}

```

```

}

#define MDL_SET_INPUT_PORT_DATA_TYPE
static void mdlSetInputPortDataType(SimStruct *S, int port, DTypeId dType)
{
    ssSetInputPortDataType( S, 0, dType);
}

#define MDL_SET_OUTPUT_PORT_DATA_TYPE
static void mdlSetOutputPortDataType(SimStruct *S, int port, DTypeId dType)
{
    ssSetOutputPortDataType(S, 0, dType);
}

#define MDL_SET_DEFAULT_PORT_DATA_TYPES
static void mdlSetDefaultPortDataTypes(SimStruct *S)
{
    ssSetInputPortDataType( S, 0, SS_DOUBLE);
    ssSetOutputPortDataType(S, 0, SS_DOUBLE);
}

//Обчислення вихідних сигналів блоку
/* Function: mdlOutputs =====
*
*/
static void mdlOutputs(SimStruct *S, int_T tid)
{
    const real_T *Uout = (const real_T*) ssGetInputPortSignal(S,0);
    const real_T *Up1 = (const real_T*) ssGetInputPortSignal(S,1);
    const real_T *Up2 = (const real_T*) ssGetInputPortSignal(S,2);
    const real_T *Up3 = (const real_T*) ssGetInputPortSignal(S,3);

```



```

real_T      *Eu = (real_T *)ssGetOutputPortRealSignal(S,0);
real_T      *m = (real_T *)ssGetOutputPortRealSignal(S,1);

    BKN_Outputs_wrapper(Uout,Up1,Up2,Up3,Eu,m);
}

#undef MDL_UPDATE /* Change to #define to use the function */
#if defined(MDL_UPDATE)
/* Function: mdlUpdate =====
* Abstract:
* This function is called once for every major integration time step.
* Discrete states are typically updated here, but this function is useful
* for performing any tasks that should only take place once per
* integration step.
*/
static void mdlUpdate(SimStruct *S, int_T tid)
{
    const real_T *Uout = (const real_T*) ssGetInputPortSignal(S,0);
    const real_T *Up1 = (const real_T*) ssGetInputPortSignal(S,1);
    const real_T *Up2 = (const real_T*) ssGetInputPortSignal(S,2);
    const real_T *Up3 = (const real_T*) ssGetInputPortSignal(S,3);
    real_T      *xD = ssGetDiscStates(S);
    real_T      *Eu = (real_T *)ssGetOutputPortRealSignal(S,0);
    real_T      *m = (real_T *)ssGetOutputPortRealSignal(S,1);

    BKN_Update_wrapper(Uout,Up1,Up2,Up3,Eu,m);
}
#endif /* MDL_UPDATE */
#undef MDL_DERIVATIVES /* Change to #define to use function */
#if defined(MDL_DERIVATIVES)

```

//Функція обчислення похідних

```

/* Function: mdlDerivatives =====
* Abstract:
*   In this function, you compute the S-function block's derivatives.
*   The derivatives are placed in the derivative vector, ssGetdX(S).
*/
static void mdlDerivatives(SimStruct *S)
{
    const real_T *Uout = (const real_T*) ssGetInputPortSignal(S,0);
    const real_T *Up1  = (const real_T*) ssGetInputPortSignal(S,1);
    const real_T *Up2  = (const real_T*) ssGetInputPortSignal(S,2);
    const real_T *Up3  = (const real_T*) ssGetInputPortSignal(S,3);
    real_T      *dx    = ssGetdX(S);
    real_T      *xC    = ssGetContStates(S);
    real_T      *Eu    = (real_T *) ssGetOutputPortRealSignal(S,0);
    real_T      *m     = (real_T *) ssGetOutputPortRealSignal(S,1);

    BKN_Derivatives_wrapper(Uout,Up1,Up2,Up3,Eu,m, dx);
}
#endif /* MDL_DERIVATIVES */

/* Function: mdlTerminate =====
* Abstract:
*   No termination needed, but we are required to have this routine.
*/
static void mdlTerminate(SimStruct *S)
{
}

#ifdef MATLAB_MEX_FILE /* Is this file being compiled as a MEX-file? */

```

```

#include "simulink.c"    /* MEX-file interface mechanism */
#else
#include "cg_sfund.h"    /* Code generation registration function */
#endif

```

Файл BKN_wrapper.c

```

/*
 * Include Files
 */
#include "tmwtypes.h"
/* %%-SFUNWIZ_wrapper_includes_Changes_BEGIN --- EDIT HERE TO _END */
#include <math.h>
/* %%-SFUNWIZ_wrapper_includes_Changes_END --- EDIT HERE TO _BEGIN */
#define u_width 1
#define y_width 1
/*
 * Create external references here.
 */
/* %%%-SFUNWIZ_wrapper_externs_Changes_BEGIN --- EDIT HERE TO _END */
double Eu_nom, k1, k2;
int mode, i, j, flag, delay;
/* %%%-SFUNWIZ_wrapper_externs_Changes_END --- EDIT HERE TO _BEGIN */
/*
 * Output functions
 */
void BKN_Outputs_wrapper(const real_T *Uout,
                        const real_T *Up1,
                        const real_T *Up2,
                        const real_T *Up3,

```

```

        real_T *Eu,
        real_T *m)
    {
/* %%%-SFUNWIZ_wrapper_Outputs_Changes_BEGIN --- EDIT HERE TO _END */
        //Алгоритм роботи БКН
        if (j == 0)
        {
            Set_Eu(mode, Eu);
            j++;
        }

        if (flag == 0)
        {
            if (mode == 0)
                {
                    Set_Eu(1, Eu);
                    Delay(delay);
                }
            else
                {
                    if(Uout[0]<=Up1[0])
                        {
                            switch (mode)
                            {
                                case 1:
                                    Set_Eu(2, Eu);
                                    break;

                                case 3:
                                    Set_Eu(1, Eu);

```

```
        Delay(delay);
        break;

        case 4:
        Set_Eu(1, Eu);
        Delay(delay);
        break;
    }
}

if(Uout[0]>=Up2[0])
{
    switch (mode)
    {
        case 1:
        Set_Eu(3, Eu);
        break;

        case 2:
        Set_Eu(1, Eu);
        Delay(delay);
        break;
    }
}

if(Uout[0]>=Up3[0])
{
    Set_Eu(4, Eu);
}
}
```

```

        m[0] = mode;
    }
else
{
Delay(delay);
}
/* %%%-SFUNWIZ_wrapper_Outputs_Changes_END --- EDIT HERE TO _BEGIN */
}

/*
 * Updates function
 */
void BKN_Update_wrapper(const real_T *Uout,
                        const real_T *Up1,
                        const real_T *Up2,
                        const real_T *Up3,
                        const real_T *Eu,
                        const real_T *m )
{
/* %%%-SFUNWIZ_wrapper_Update_Changes_BEGIN --- EDIT HERE TO _END */
/*
/* %%%-SFUNWIZ_wrapper_Update_Changes_END --- EDIT HERE TO _BEGIN */
}

/*
 * Derivatives function
 */
void BKN_Derivatives_wrapper(const real_T *Uout,
                             const real_T *Up1,
                             const real_T *Up2,

```

```

const real_T *Up3,
const real_T *Eu,
const real_T *m,
real_T *dx )
{
/* %%%-SFUNWIZ_wrapper_Derivatives_Changes_BEGIN --- EDIT HERE TO
_END */
/*
/* %%%-SFUNWIZ_wrapper_Derivatives_Changes_END --- EDIT HERE TO
_BEGIN */
}

```

Файл SetEu.c

```

double Eu_nom, k1, k2;
int mode;

```

//Функція встановлення вихідних сигналів БКН

```

void Set_Eu(int m, real_T *Eu)
{
    switch(m)
    {
        case 1:
            Eu[0] = Eu_nom;
            break;

        case 2:
            Eu[0] = Eu_nom*k1;
            break;

        case 3:

```

```
Eu[0] = Eu_nom*k2;
break;

case 4:
Eu[0] = 0;
}
mode = m;
}
```

Файл Delay.c

```
int i, flag;

//Функція часової затримки

void Delay(int k)
{
    i++;
    flag = 1;

    if (i >= k)
    {
        i = 0;
        flag = 0;
    }
}
```


ДОДАТОК Б**Список публікацій за темою дисертації**

1. Demchenko Yu.S. Investigation of the Energy Characteristics of High Frequency Power Factor Correctors / Yu.S. Demchenko // Electronics and communications. – 2014.–№ 6. – P. 34 – 37 (*включено до наукометричної бази даних Index Copernicus*).
2. Демченко Ю.С. Методи корекції коефіцієнта потужності / Ю.С. Демченко, В.В. Рогаль // Електроніка та зв'язок. – 2013. – №6. – С. 24 – 29 (*здобувачем проаналізовано існуючі методи корекції коефіцієнта потужності*) (*включено до наукометричної бази даних Index Copernicus*).
3. Рогаль В.В. Коректор коефіцієнта потужності з адаптивним цифровим керуванням по піковому струму / В.В. Рогаль, Ю.С. Демченко // Електроніка та зв'язок. – 2015. – №5. – С. 29 – 35 (*здобувачем розроблена схема коректора з корегуванням еталонного сигналу по похідній*) (*включено до наукометричної бази даних Index Copernicus*).
4. Рогаль В.В. Дослідження динамічних процесів у високочастотних пристроях корекції коефіцієнта потужності / В.В. Рогаль, Ю.С. Демченко // Технічна електродинаміка. – 2012. – №2. – С. 117 – 118 (*здобувачем розроблена схема додаткової комутації транзистора*) (*включено до наукометричної бази даних Scopus*).
5. Рогаль В.В. Дослідження спектру вхідного струму високочастотних коректорів коефіцієнта потужності / В.В. Рогаль, Ю.С. Демченко // Технічна електродинаміка. – 2014. – №5. – С. 80 – 82 (*здобувачем розроблено комп'ютерні моделі коректорів коефіцієнта потужності та досліджено залежності спектру вхідного струму від навантаження*) (*включено до наукометричної бази даних Scopus*).
6. Рогаль В.В. Способи покращення спектру вхідного струму коректора коефіцієнта потужності / В.В. Рогаль, Ю.С. Демченко // Технічна електродинаміка. – 2015. – №6. – С. 29 – 33 (*здобувачем розроблена схема*

коректора з корегуванням еталонного сигналу по похідній) (включено до наукометричної бази даних Scopus).

7. Ямненко Ю.С. Підвищення ефективності корекції коефіцієнта потужності / Ю.С. Ямненко, Ю.С. Демченко // Вчені записки Таврійського національного університету імені В.І. Вернадського. Серія: Технічні науки. – 2018. – №4. – С. 42 – 46 (здобувачем розроблено цифровий коректор зі спрощеним зворотним зв'язком та проведено порівняння запропонованого алгоритму з класичним керуванням зі зворотним зв'язком по напрузі).

8. Демченко Ю.С., Рогаль В.В., Коваленко Є.Ю. Граничний спосіб керування активними високочастотними коректорами коефіцієнта потужності: пат. у 201703083 Україна: МПК H02M1/42, G05F1/70. № 123231; заявл. 31.03.2017; опубл. 26.02.2018, Бюл. № 4 (здобувачем здійснено розробку способу керування високочастотними коректорами).

9. Демченко Ю.С., Рогаль В.В., Коваленко Є.Ю. Спосіб керування активними високочастотними коректорами коефіцієнта потужності по піковому струму: пат. у 201703082 Україна: МПК H02M1/42, G05F1/70. № 123230; заявл. 31.03.2017; опубл. 26.02.2018, Бюл. № 4 (здобувачем здійснено розробку способу керування високочастотними коректорами).

10. Демченко Ю.С., Рогаль В.В., Коваленко Є.Ю. Спосіб керування активними високочастотними коректорами коефіцієнта потужності по піковому струму: пат. у 201703084 Україна: МПК H02M1/12, H02M1/42, G05F1/70. № 123232; заявл. 31.03.2017; опубл. 26.02.2018, Бюл. № 4 (здобувачем здійснено розробку способу керування високочастотними коректорами).

11. Demchenko Yu. Energy Performance Comparison of Active High Frequency Power Factor Correctors / Yu. Demchenko // Proceedings of the IEEE XXXIV International Scientific Conference Electronics and Nanotechnology (ELNANO) 2014. – Kyiv (Ukraine). – 15-18 April 2014. – P. 447 – 450.

12. Demchenko Yu. Analog and Digital Power Factor Correction Control Investigation / Yu. Demchenko // Proceedings of the IEEE XXXV International

Scientific Conference Electronics and Nanotechnology (ELNANO) 2015. – Kyiv (Ukraine). – 21-24 April 2015. – P. 475 – 477.

13. Демченко Ю.С. Дослідження роботи пристрою корекції коефіцієнта потужності / Ю.С. Демченко // Збірник праць IV міжнародної науково-технічної конференції молодих вчених «Електроніка-2011», 29-31 березня, 2011. – Київ. – Ч.2. – С. 159 – 164.

14. Рогаль В.В. Керування коректором коефіцієнта потужності з корегуванням по похідній / В.В. Рогаль, Ю.С. Демченко // Матеріали учасників міжнародної конференції «Інтелектуальні енергетичні системи - ESS'15». – Київ. – 9-12 червня 2015. – С. 104 – 108 (*здобувачем розроблено схему коректора з корегуванням еталонного сигналу по похідній*).

Апробація результатів дисертації

Результати досліджень, які включено в дисертацію, доповідалися та обговорювалися на:

1. Міжнародній науково-технічній конференції молодих вчених «Електроніка», м. Київ (Україна), 2011 р., 2019 р.

2. IEEE International Scientific Conference «Electronics and Nanotechnology (ELNANO)», м. Київ (Україна), 2014 р., 2015 р.

3. Міжнародній науково-технічній конференції «Проблеми сучасної електротехніки», м. Київ (Україна), 2014 р.

4. Міжнародній конференції «Інтелектуальні енергетичні системи - ESS'15», м. Київ (Україна), 2015 р.

ДОДАТОК В
Патенти на корисну модель



УКРАЇНА



ПАТЕНТ

НА КОРИСНУ МОДЕЛЬ

№ 123231

ГРАНИЧНИЙ СПОСІБ КЕРУВАННЯ АКТИВНИМИ
ВИСОКОЧАСТОТНИМИ КОРЕКТОРАМИ КОЕФІЦІЄНТА
ПОТУЖНОСТІ

Видано відповідно до Закону України "Про охорону прав на винаходи і корисні моделі".

Зареєстровано в Державному реєстрі патентів України на корисні моделі **26.02.2018**.

Заступник міністра економічного розвитку і торгівлі України

М.І. Тітарчук



УКРАЇНА



ПАТЕНТ

НА КОРИСНУ МОДЕЛЬ

№ 123232

СПОСІБ КЕРУВАННЯ АКТИВНИМИ ВИСОКОЧАСТОТНИМИ
КОРЕКТОРАМИ КОЕФІЦІЄНТА ПОТУЖНОСТІ ПО
ПІКОВОМУ СТРУМУ

Видано відповідно до Закону України "Про охорону прав на винаходи
і корисні моделі".

Зареєстровано в Державному реєстрі патентів України на корисні
моделі **26.02.2018**.

Заступник міністра економічного
розвитку і торгівлі України



М.І. Тітарчук

ДОДАТОК Г

Акти впровадження результатів дисертаційної роботи

АКТ ВПРОВАДЖЕННЯ

У ТОВ «ІТЛ» при розробці систем електроживлення електронної апаратури застосовано результати синтезу цифрових систем керування високочастотними коректорами коефіцієнта потужності, які були розроблені у дисертації Демченка Юрія Сергійовича «Високочастотні коректори коефіцієнта потужності в джерелах електроживлення з безтрансформаторним входом». Зокрема, на підприємстві впроваджено цифрову систему керування активним високочастотним коректором, в якій реалізовано метод керування по середньому струму.

Суттєве спрощення структури системи керування за рахунок введення корегування еталонного сигналу по похідній та використання методу керування коректором по піковому струму.

Впроваджені методи дозволили суттєво знизити рівень спотворення вхідного струму та забезпечити попередню стабілізацію вихідної напруги коректора.

Впровадження вказаних методів у цифрових систем керування дозволили зменшити кількість обчислювальних операцій до 30%, в окремих випадках – до 50%, що дозволяє підвищити швидкодію та конкурентоспроможність систем електроживлення.

Головний спеціаліст

Заступник директора

д.т.н., професор



Литвиненко Л.М.

Ільїна Н.О.

Товариство з обмеженою відповідальністю «ОЛІМП»

АКТ ВПРОВАДЖЕННЯ

результатів дисертаційної роботи «Високочастотні коректори коефіцієнта потужності в джерелах електроживлення з безтрансформаторним входом» автора Демченка Юрія Сергійовича

У ТОВ «Олімп» при розробці імпульсних систем електроживлення для освітлювальної апаратури впроваджено застосування високочастотного коректора коефіцієнта потужності з реалізацією методу граничного керування шляхом введення схеми додаткової комутації, за рахунок чого вдалося уникнути спотворення вхідного струму у випадку значного збільшення навантаження.

Покращення енергетичних характеристик досягається завдяки використанню схеми додаткової комутації транзистора. При цьому використовується двокаскадна схема, в якій роль стабілізації вихідної напруги виконує імпульсний перетворювач, а коректор має спрощену структуру, яка характеризується відсутністю зворотного зв'язку по вихідній напрузі. Це дозволяє суттєво спростити систему керування, так як зникає необхідність використання аналогового помножувача (що є досить складним елементом) та підсилювача помилки по напрузі.

Результати впровадження зазначеного методу дозволяють констатувати підвищення рівня електромагнітної сумісності, а саме – зниження рівня вмісту високочастотних гармонік вхідного струму на 10-15%.

Головний спеціаліст

Директор
к.т.н., професор



Нижник В.О.

Пермяков В.І.

«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Перший проректор КПІ ім. Ігоря Сікорського
академік НАН України,
д.т.н., проф. Якименко Ю.І.

Вихідний № 48/018/10
від «17» 10 2018 р.

АКТ

про використання результатів дисертаційної роботи
випускника аспірантури кафедри промислової електроніки Національного
технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря
Сікорського» Демченка Ю.С. у навчальному процесі

Ми, що нижче підписалися, декан факультету електроніки КПІ ім.
І. Сікорського д.т.н., проф. Жуйков В.Я., зав. кафедрою промислової електроніки
д.т.н., проф. Ямненко Ю.С., к.т.н., доц. Миколаєць Д.А., к.т.н., доц.
Вербицький Є.В., склали цей Акт про те, що результати дисертаційної роботи
Демченка Ю.С. «Високочастотні коректори коефіцієнта потужності в джерелах
електроживлення з безтрансформаторним входом» впроваджені у навчальний
процес кафедри промислової електроніки, а саме:

1) у дисципліні «Пристрої перетворювальної техніки» відображені принципи
та схемотехнічні рішення корегування коефіцієнта потужності, лекція «Коректори
коефіцієнта потужності в джерелах електроживлення»;

2) у дисципліні «Електронні системи керування та регулювання» відображено
принцип граничного керування та керування по піковому струму, лекція
«Принципи керування коректорами коефіцієнта потужності».

Декан факультету електроніки

Зав. каф. промислової електроніки

Доцент каф. промислової електроніки

Доцент каф. промислової електроніки

д.т.н., проф. Жуйков В.Я.

д.т.н., проф. Ямненко Ю.С.

к.т.н., Миколаєць Д.А.

к.т.н., Вербицький Є.В.