

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ, МОЛОДІ ТА СПОРТУ УКРАЇНИ  
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
"КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ"**

**Вербицький Євген Володимирович**



УДК 621.314

**УПЕРЕДЖУВАЛЬНЕ КЕРУВАННЯ  
З ІДЕНТИФІКАЦІЄЮ ПАРАМЕТРІВ  
ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ**

Спеціальність 05.09.12 – напівпровідникові перетворювачі електроенергії

**АВТОРЕФЕРАТ**

дисертації на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук

Київ – 2013

Дисертацією є рукопис.

Робота виконана на кафедрі промислової електроніки Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут» Міністерства освіти і науки України, м. Київ.

Науковий керівник – доктор технічних наук, доцент  
**Ромашко Володимир Якович**,  
Національний технічний університет України  
«Київський політехнічний інститут» (м. Київ),  
професор кафедри промислової електроніки

Офіційні опоненти – доктор технічних наук, старший науковий співробітник  
**Новський Володимир Олександрович**,  
Інститут електродинаміки  
Національної академії наук України (м. Київ),  
провідний науковий співробітник

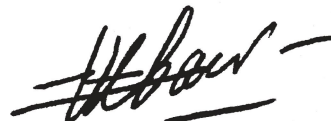
– кандидат технічних наук, доцент  
**Нікітіна Олена Володимирівна**,  
Національний університет  
кораблебудування (м. Миколаїв),  
доцент кафедри комп'ютеризованих  
систем управління

Захист відбудеться « 4 » квітня 2012 р. о 15<sup>00</sup> годині на засіданні спеціалізованої вченої ради Д.26.002.19 в національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут» (НТУУ «КПІ») за адресою: 03056, Київ-56, пр. Перемоги, 37, корп. 12, ауд. 412.

З дисертацією можна ознайомитись у бібліотеці НТУУ «КПІ» за адресою: 03056, Київ-56, пр. Перемоги, 37.

Автореферат розісланий « \_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2013 р.

Вчений секретар  
спеціалізованої вченої ради



В.Б. Швайченко

## ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

**Актуальність теми.** Керування імпульсними перетворювачами переважно здійснюється системами керування зі зворотним зв'язком, принцип дії яких полягає у відпрацюванні сигналу помилки вихідного параметра за заданим законом керування. Внаслідок інерційності процесів в імпульсних перетворювачах інтервал часу між появою збурення і початком його відпрацювання може складати декілька десятків періодів роботи перетворювача. Покращення динамічних характеристик перетворювачів вимагає застосування нових підходів, що враховують особливості їх роботи.

В роботах визначних вітчизняних та зарубіжних вчених Чиженка І.М., Шидловського А.К., Руденка В.С., Долбні В.Т., Лабунцова В.О., Волкова І.В., Денисова О.І., Жемерова Г.Г., Жуйкова В.Я., Липківського К.О., Павлова В.Б., Сенька В.І., Сокола Є.І., Стжелецькі Р.Г., Юрченка М.М., Mircea L., De Keyser R., Allgöwer F., Badgwell T.A. та їх учнів розроблено теоретичні основи керування напівпровідниковими перетворювачами і методи проектування таких систем.

На сучасному етапі розвитку перетворювальної техніки підвищити ефективність роботи перетворювачів дозволяє впровадження мікропроцесорних систем керування, що передбачає застосування гнучких алгоритмів на основі математичної моделі перетворювачів. Зважаючи на значну інерційність відпрацювання збурень в більшості перетворювачів електричної енергії, для підвищення їх динамічних характеристик доцільно використовувати принцип упереджувального керування, що базується на прогнозі стану перетворювача за допомогою його математичної моделі і розрахунку на основі прогнозу параметрів сигналу керування. Це є актуальним для перетворювачів постійної напруги, в структуру яких входять інерційні фільтри низьких частот. Більшість існуючих методик упереджувального керування розроблено для відпрацювання збурень лише за зовнішньою дією при незмінних параметрах елементів та структури перетворювача. Як правило параметри навантаження перетворювачів постійної напруги невідомі і змінюються протягом роботи перетворювача, а прогноз стану системи здійснюється за допомогою математичних моделей на основі чисельних методів, що обумовлює достатньо великий обсяг розрахунків. Тому реалізація принципу упереджувального керування до напівпровідникових перетворювачів можлива за умови застосування методик ідентифікації параметрів навантаження, алгоритмів корекції математичної моделі, при цьому прогнозування стану системи повинно здійснюватися швидше, ніж протікає реальний процес.

Зважаючи на це актуальним є розробка математичних моделей з низьким обсягом розрахунків, методик ідентифікації параметрів навантаження, алгоритмів корекції математичної моделі.

**Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.** Науково-дослідницька робота за темою дисертації виконувалась на кафедрі промислової електроніки НТУУ «КПІ» згідно з планами дослідження за темою: «Розробка наукових засад побудови джерел живлення мікроконтролерів для створення

нової технології захисту інформації в комп'ютерних мережах» номер державної реєстрації НДР 0109U002766, код КВНТД І.2 11.09.12.

**Мета і завдання дослідження.** Метою дисертаційної роботи є розвиток теорії упереджувального керування напівпровідниковими перетворювачами з використанням математичних моделей, отриманих на основі ідентифікації параметрів навантаження.

Поставлена мета вимагає вирішення таких задач:

- аналіз причин високої трудомісткості прогнозу на основі існуючих математичних моделей перетворювачів, що використовуються в системах упереджувального керування;

- розробка математичної моделі перетворювача постійної напруги, що дозволяє прогнозувати стан системи при низькій трудомісткості розрахунків;

- розробка методик формування і корекції математичної моделі, що дозволяють перерахувати параметри математичної моделі при зміні параметрів елементів і структури перетворювача і навантаження;

- розробка математичної моделі перетворювача і алгоритмів розрахунку параметрів сигналу керування, що дозволяють забезпечити необхідну якість регулювання і стабілізації вихідної напруги;

- розробка алгоритмів упереджувального керування і їх адаптація до конкретних типів перетворювачів.

*Об'єктом дослідження* є процес керування імпульсними перетворювачем постійної напруги.

*Предмет дослідження* – математичні моделі та алгоритми упереджувального керування, які дають можливість підвищити якісні показники процесу керування у перехідному та усталеному режимах роботи перетворювача.

**Методи дослідження.** Теоретичні положення дисертації побудовані на базі теорії електричних кіл та напівпровідникових перетворювачів електричної енергії. При вирішенні задач дисертації використовувались принципи упереджувального керування перетворювачами електричної енергії. Формування дискретної моделі здійснювалось на основі вирішення системи лінійних рівнянь. При переході від дискретної моделі до неперервної використовувався апарат z-перетворення і метод Лобачевського-Грефе для знаходження коренів характеристичного рівняння високого порядку. Алгоритми формування параметрів сигналів керування базуються на розкладі в ряд Тейлора аналітичних виразів вихідної напруги на інтервалах роботи перетворювача. Алгоритми упереджувального керування реалізовувались у програмному пакеті MatLab.

**Наукова новизна отриманих результатів** полягає у наступному:

- отримала подальший розвиток теорія упереджувального керування напівпровідниковими перетворювачами в частині розрахунків параметрів математичної моделі при невизначених параметрах навантаження;

- вдосконалено дискретну модель перетворювача, що дозволило скоротити час виявлення збурень в системі і формувати її відносно частини змінних стану;

- вперше запропоновано метод ідентифікації параметрів дискретної математичної моделі на основі вимірних значень змінних стану, що дає можливість застосовувати упереджувальне керування для перетворювачів з навантаженням, яке змінюється в широких межах;

- вдосконалено неперервну модель перетворювача, що дозволило забезпечити необхідну якість регулювання і стабілізації вихідної напруги при низькій трудомісткості обчислень.

**Практичне значення одержаних результатів** полягає у наступному:

- розроблена дискретна модель дозволяє виявляти збурення на періоді його виникнення, що забезпечує зменшення часу відпрацювання сигналу помилки як мінімум на 1 період;

- розроблені алгоритми виявлення аварійних ситуацій на основі розрахунку вимушеної складової за вимірними значеннями змінних стану перетворювача, що дозволяє щонайменше в 2 рази зменшити час спрацювання системи захисту;

- проведена адаптація алгоритмів упереджувального керування для перетворювачів понижуючого і підвищуючого типу і проаналізована їх ефективність;

- запропоновано методику усунення автоколивань в перетворювачі підвищуючого типу на основі принципів упереджувального керування;

- одержані результати є готовими для використання в інженерній практиці у вигляді методик, алгоритмів та програм при розробці систем керування напівпровідниковими перетворювачами. Основні результати роботи використовуються в навчальному процесі НТУУ «КПІ» при вивченні курсів «Системи електроживлення електронної апаратури» та «Електронні системи керування і регулювання».

**Особистий внесок здобувача.** Автору належать обґрунтування задачі, проведення досліджень, аналіз і обробка результатів, висновки за отриманими результатами роботи, а саме: методики формування і використання дискретної і неперервної моделі; розробка алгоритмів роботи перетворювача в різних режимах; аналіз трудомісткості і точності розроблених моделей; адаптація алгоритмів упереджувального керування до перетворювачів понижуючого і підвищуючого типу.

**Апробація результатів дисертації.** Основні положення та результати досліджень та розробок доповідались на міжнародних конференціях "Силова електроніка та енергоефективність" (Алушта 2006, 2009, 2010, 2011, 2012 рр.) і "Проблеми сучасної електротехніки-2012".

**Публікації.** Основний зміст дисертації відображено в 8 публікаціях (з них 7 у провідних фахових виданнях, 2 з яких написано без співавторів).

**Структура та обсяг роботи.** Дисертація складається із вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел з 104 найменувань і додатків. Загальний обсяг роботи складає 164 сторінки, в тому числі 125 сторінок основного тексту, 38 рисунків і 4 таблиць.

## ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ

**У вступі** обґрунтовано актуальність теми, сформульовані мета і задачі наукового дослідження, показано зв'язок роботи з науковими програмами, викладено наукову новизну і практичне значення результатів досліджень, визначено особистий внесок здобувача, наведені дані про апробацію результатів роботи і публікації.

**У першому розділі** проаналізовано особливості роботи і дана класифікація імпульсних перетворювачів постійної напруги. Наведено основні принципи побудови їх систем керування і методи покращення їх характеристик. Показано, що внаслідок наявності у структурі імпульсних перетворювачів напруги інерційної ланки – фільтра низьких частот, в першу чергу необхідно підвищити показники якості регулювання в перехідному режимі. З аналізу відомих принципів керування зроблено висновок, що для цього доцільно використовувати упереджувальне керування на основі математичної моделі перетворювача в просторі змінних стану. В результаті застосування цього методу, керування перетворювачем здійснюється за прогнозуванням його стану за допомогою математичної моделі, яка формується на основі вимірювань його змінних стану. Модель перетворювача повинна відповідати двом вимогам:

- з заданою похибкою відтворювати процеси, що протікають в перетворювачі;
- мати мінімальну трудомісткість – кількість математичних операцій, необхідних для формування моделі і прогнозу стану перетворювача, що дає можливість проводити розрахунки у реальному часі.

Основу упереджувального керування може складати наступний алгоритм керування динамічними об'єктами за принципом зворотного зв'язку.

1 За вимірними значеннями змінних стану з використанням математичної моделі проводиться прогноз стану об'єкта керування на деякому скінченному прогнозному інтервалі часу  $t_{\Pi}$  – горизонті прогнозу, який складає одиниці, десятки періодів  $T$  роботи пристрою.

2 Виконується оптимізація керування, метою якої є максимальне наближення значень вихідного параметра до оптимальних на прогнозному інтервалі часу  $t_{\Pi}$ . Оптимізація здійснюється з врахуванням всього комплексу обмежень, що накладаються на значення змінних стану.

3 З сформованої послідовності сигналів керування виділяються сигнали керування першого періода і подаються на вхід об'єкта керування. Одночасно вимірюються значення змінних стану в кінці поточного періода.

4 Горизонт прогнозу зміщується на крок вперед  $t_{\Pi} + T$ . Потім повторюються пункти 1-3 наведеного алгоритму.

Ілюстрація роботи системи упереджувального керування за наведеним алгоритмом показана на рис. 1.

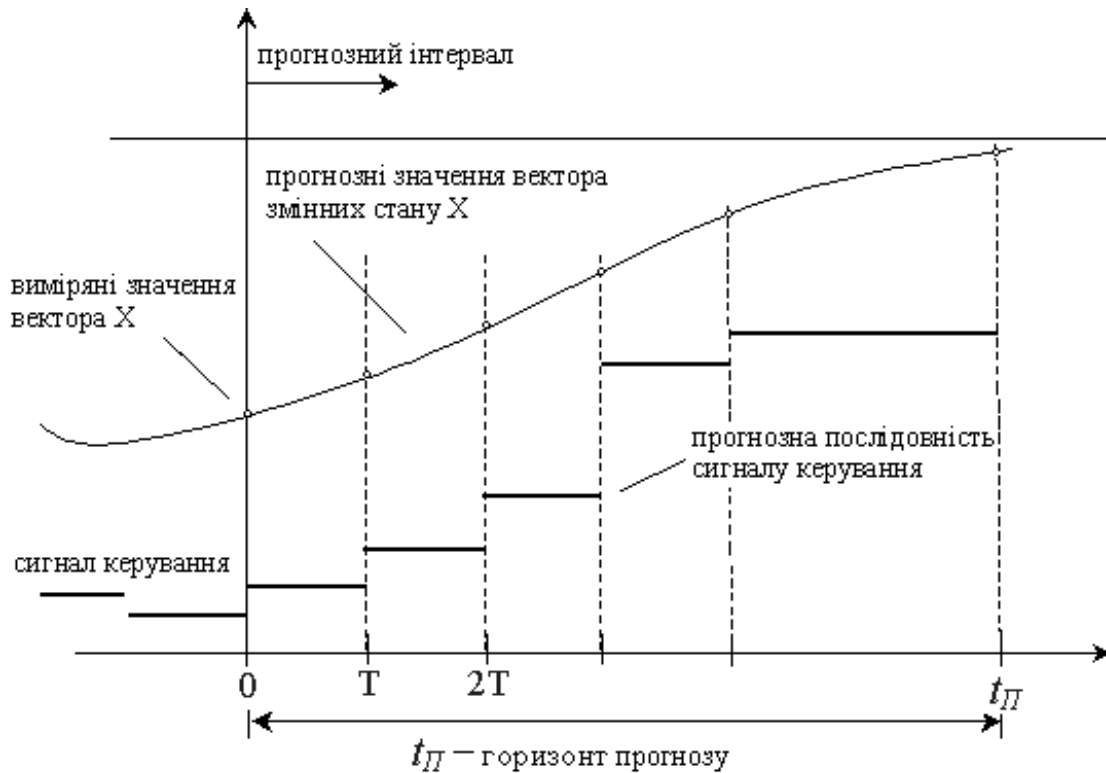


Рис. 1. Ілюстрація роботи системи попереджувального керування

В зв'язку з можливою зміною параметрів навантаження і зовнішньої дії під час роботи перетворювача, в системі керування доцільно ввести ідентифікацію параметрів перетворювача під час його роботи, яка дозволяє коректувати параметри моделі з метою її максимальної відповідності з об'єктом керування. Критерієм відповідності моделі і об'єкту керування є похибка прогнозу змінних стану. Встановлено, що для покращення динамічних характеристик попереджувального керування модель перетворювача повинна складатись з дискретної і неперервної частин. Дискретна модель використовується для ідентифікації параметрів перетворювача і зовнішньої дії, неперервна модель – для формування сигналів керування перетворювачем. Структурна схема системи попереджувального керування, що працює за наведеним алгоритмом показана на рис. 2.



Рис.2. Структурна схема системи попереджувального керування ШП

На роботу системи попереджувального керування окрім значень змінних стану моделі впливають обмеження на максимальні струми і напруги в елементах перетворювача, що виникають в пускових і аварійних режимах роботи. Таким чином розробка принципів попереджувального керування передбачає розробку математичних моделей перетворювачів, які дозволяють:

- зменшити трудомісткість розрахунків при формуванні математичних моделей і прогнозі стану системи;
- ідентифікувати параметри силової частини перетворювача і навантаження;
- розраховувати параметри сигналу керування.

**У другому розділі** розроблено дискретні моделі перетворювачів постійної напруги відносно різної кількості змінних стану. Дискретна модель перетворювача відносно всіх змінних стану розроблена на основі метода функцій вільного режиму (ФВР), який використовується для розрахунку перехідних процесів. У методі ФВР вводиться новий вид часових характеристик електричного ланцюга, які називаються функціями вільного режиму. Ці функції залежать лише від параметрів і структури схем заміщення перетворювача, і не залежать від зовнішньої дії та початкових умов. Кількість ФВР визначається порядком  $n$  схеми заміщення перетворювача на інтервалі і дорівнює  $n^2$ . Чисельні значення ФВР утворюють квадратну матрицю  $F(t)$ , яка тотожна матричній експоненті  $F(t) = e^{At}$ , де  $A$  – матриця, елементи якої залежать від структури і параметрів ланцюга,  $t$  – час. Математична модель для розрахунку перехідного процесу цим методом визначається різницевою рівнянням:

$$X(t+\Delta t) = F(\Delta t) \cdot X(t) + (E - F(\Delta t)) \cdot X_{ВИМ}, \quad (1)$$

де  $X$  – вектор змінних стану,

$F$  – матриця ФВР,

$E$  – одинична матриця,

$X_{ВИМ}$  – вектор вимушеної складової змінних стану.

Після спрощень різницева рівняння (1) має такий вид:

$$X_{[k+1]} = F_{[1]} \cdot (X_{[k]} - X_{ВИМ}) + X_{ВИМ}. \quad (2)$$

Різницева рівняння (2) є дискретною моделлю перетворювача відносно всіх змінних стану. Прогноз змінних стану базується на числових значеннях змінних стану у  $n$  точках, які виміряні через однакові інтервали часу  $\Delta t$ . Для застосування моделі (2) необхідно розрахувати значення матриці ФВР  $F$  в точці  $\Delta t$  і значення вектора вимушеної складової  $X_{ВИМ}$ . Коефіцієнти матриці ФВР розраховуються на основі вимірних значень змінних стану, які підставляються в  $n$  систем в кожній з яких  $n$  алгебраїчних рівнянь. Для ланцюга другого порядку вказані системи мають наступний вигляд:

$$\begin{cases} f_{11[1]}(x_{1[k-1]} - x_{1[k]}) + f_{12[1]}(x_{2[k-1]} - x_{2[k]}) = x_{1[k]} - x_{1[k+1]}; \\ f_{11[1]}(x_{1[k-1]} - x_{1[k+1]}) + f_{12[1]}(x_{2[k-1]} - x_{2[k+1]}) = x_{1[k]} - x_{1[k+2]}; \\ f_{21[1]}(x_{1[k-1]} - x_{1[k]}) + f_{22[1]}(x_{2[k-1]} - x_{2[k]}) = x_{2[k]} - x_{2[k+1]}; \\ f_{21[1]}(x_{1[k-1]} - x_{1[k+1]}) + f_{22[1]}(x_{2[k-1]} - x_{2[k+1]}) = x_{2[k]} - x_{2[k+2]}. \end{cases} \quad (3)$$

де  $f_{ab}$  – компоненти матриці ФВР  $F$ ,

$x_{1[k]}, x_{2[k]}$  – числові значення компонент вектора змінних стану  $X$  в точці  $k$ .



Після розрахунку числових значень ФВР розраховують вектор вимушеної складової на основі вирішення системи з  $n$  рівнянь. Для ланцюга другого порядку вона має наступний вигляд:

$$\begin{cases} X_{ВИМ1}(1 - f_{11[1]}) - f_{12[1]}X_{ВИМ2} = x_{1[k]} - f_{11[1]}x_{1[k-1]} - f_{12[1]}x_{2[k-1]}; \\ X_{ВИМ2}(1 - f_{22[1]}) - f_{21[1]}X_{ВИМ1} = x_{2[k]} - f_{21[1]}x_{1[k-1]} - f_{22[1]}x_{2[k-1]}. \end{cases} \quad (4)$$

В результаті розрахунку обсягу операцій при формуванні і використанні моделі відносно всіх змінних стану визначено трудомісткість моделей ланцюгів 2, 4 і 6 порядків. У табл. 2 показано нормовані трудомісткості формування і використання моделей різного порядку для прогнозу стану перетворювача.

Таблиця 1. Нормована трудомісткість розрахунків

Порядок моделі	другий	четвертий	шостий
Норм. трудом.			
формування моделі, %	34	54	68
Прогноз змінних стану, %	66	46	32

З аналізу отриманих результатів можна зробити висновок, що трудомісткість формування дискретної моделі є співвимірною з трудомісткістю прогнозу. При чому зі збільшенням порядку моделі відносна трудомісткість її формування збільшується. Зважаючи на це, доцільно зменшити загальну кількість математичних операцій при формуванні моделі. Одним з шляхів вирішення цієї задачі є використання дискретних моделей відносно частини змінних стану. Окрім зменшення трудомісткості розрахунків, такі підходи дають можливість сформулювати модель перетворювача, якщо значення змінних стану навантаження є невідомими.

Дискретна математична модель перетворювача відносно однієї змінної стану описується одним алгебраїчним рівнянням:

$$x_{j[k]} = K_{n0} + \sum_{i=1}^n K_{ni}x_{j[k-i]}, \quad (5)$$

де  $K_{ni}$  – постійні коефіцієнти,

$x_{j[k]}$  – значення змінної стану  $j$  в точці  $k$ .

З порівняння кількості математичних операцій дискретних моделей (2) і (5) визначено, що трудомісткість моделі відносно однієї змінної стану в  $n$  раз менша ніж у моделі відносно всіх змінних стану, де  $n$  – порядок моделі перетворювача.

Для формування моделі відносно однієї змінної стану коефіцієнти  $K_{ni}$  розраховуються на основі вимірних значень змінної стану в  $2n + 1$  точках, які підставляються в систему з  $n+1$  рівнянь типу (5). Віднявши перше рівняння від наступних рівнянь, з системи виключається змінна  $K_{n0}$ . Для ланцюга третього порядку система має наступний вид:

$$\begin{cases} x_{1[k+4]} - x_{1[k+3]} = (x_{1[k+3]} - x_{1[k+2]})K_{31} + (x_{1[k+2]} - x_{1[k+1]})K_{32} + (x_{1[k+1]} - x_{1[k]})K_{33}; \\ x_{1[k+5]} - x_{1[k+3]} = (x_{1[k+4]} - x_{1[k+2]})K_{31} + (x_{1[k+3]} - x_{1[k+1]})K_{32} + (x_{1[k+2]} - x_{1[k]})K_{33}; \\ x_{1[k+6]} - x_{1[k+3]} = (x_{1[k+5]} - x_{1[k+2]})K_{31} + (x_{1[k+4]} - x_{1[k+1]})K_{32} + (x_{1[k+3]} - x_{1[k]})K_{33}. \end{cases} \quad (6)$$

Розрахувавши коефіцієнти  $K_{ni}$ , з будь-якого рівняння системи (6) знаходиться коефіцієнт  $K_{n0}$ . В загальному випадку, для ланцюга порядку  $n$ ,  $K_{n0}$  розраховується за формулою:

$$K_{n0} = x_{1|k+n} - \sum_{i=1}^n x_{1|k+i} K_{ni}. \quad (7)$$

З аналізу кількості математичних операцій, необхідних для вирішення системи (6) і розрахунку коефіцієнта  $K_{n0}$  за формулою (7), можна зробити висновок, що формування дискретної моделі відносно однієї змінної стану, як і використання цієї моделі для прогнозу, має в  $n$  разів меншу трудомісткість ніж у дискретної моделі відносно всіх змінних стану.

Дискретна модель відносно частини змінних стану складається з  $m$  рівнянь, де  $m$  – кількість вимірюваних змінних стану. Наприклад модель відносно двох змінних стану, яка описує процеси в перетворювачі третього порядку, має такий вид:

$$\begin{cases} x_{1|k+2} = v_{11} \cdot x_{1|k+1} + v_{12} \cdot x_{1|k} + v_{13} \cdot x_{2|k} + v_{10}; \\ x_{2|k+2} = v_{21} \cdot x_{2|k+1} + v_{22} \cdot x_{2|k} + v_{23} \cdot x_{1|k} + v_{20}, \end{cases} \quad (8)$$

де  $v_{ab}$  – постійні коефіцієнти.

Розрахунок коефіцієнтів  $v_{ab}$  подібний до розрахунку коефіцієнтів  $K_{ni}$  моделі відносно однієї змінної стану. Загалом трудомісткість формування дискретної моделі відносно частини змінних стану і прогнозу стану перетворювача в  $m$  разів більша ніж у дискретної моделі відносно однієї змінної.

Вибір дискретної моделі для використання у системі упереджувального керування базується на принциповій можливості реалізації, мінімальній трудомісткості і похибці прогнозу. Оскільки в перетворювачі практично можливо виміряти змінні стану його силової частини, а значення змінних стану навантаження залишаються невідомими, дискретну математичну модель відносно всіх змінних стану можливо застосовувати лише при активному навантаженні. Тому на практиці для упереджувального керування доцільно використовувати дискретні моделі відносно однієї або частини змінних стану. За результатами аналізу похибки прогнозу при використанні моделей відносно різної кількості змінних стану встановлено, що зі зменшенням кількості змінних стану збільшується похибка прогнозу. Тому, незважаючи на більшу трудомісткість формування моделі, в системі упереджувального керування доцільно використовувати прогнозні формули з максимально можливою кількістю змінних стану. Оскільки у силовій частині більшості ШПП, як правило, два реактивних елементи, то для прогнозування змінних стану доцільно обрати дискретну модель відносно двох змінних стану типу (8).

Для додаткового збільшення точності прогнозу розроблена методика виявлення моменту виникнення збурення і визначення його типу, що дозволяє виявити збурення на інтервалі його виникнення, визначити його тип і з мінімальною затримкою зробити перерахунок параметрів дискретної моделі.

У третьому розділі проаналізовано особливості роботи систем упереджувального керування в різних режимах: робочому, пусковому і аварійному. В пусковому режимі роботи перетворювачі постійного струму як правило зазнають значних перевантажень. Тому під час пускового режиму доцільно формувати таку послідовність сигналів керування, що обмежить значення струмів і напруг на елементах перетворювача. При використанні аналогових систем керування широко використовуються два підходи організації пускового режиму:

- компараторна система, в якій під час плавного пуску мінімальне і максимальне значення струму дроселя обмежується величинами  $i_{Lmin}$  і  $i_{Lmax}$ ;
- система з плавно наростаючим значенням опорної напруги.

При використанні компараторної системи тривалість плавного пуску менша в порівнянні з системою з плавним збільшенням опорної напруги. Тому цей підхід взято за основу при реалізації пускового режиму в упереджувальній системі керування. Однак недоліком компараторної системи є перерегулювання або недорегулювання вихідної напруги під час переходу від пускового режиму у робочий режим, що показано на рис. 3. Це пояснюється тим, що при переході від пускового до робочого режиму контролюється лише значення вихідної напруги і не враховуються параметри навантаження.

При використанні системи упереджувального керування цей недолік можна усунути, ідентифікувавши активний опір навантаження  $R_H$  за допомогою вимушених складових струму дроселя  $I_{L\text{ вим}}$  і напруги на конденсаторі  $U_{C\text{ вим}}$  ще на початку пускового режиму:

$$R_H = \frac{U_{C\text{ вим}}}{I_{L\text{ вим}}}, \quad (9)$$

що дозволяє усунути перерегулювання в пусковому режимі. Опір навантаження потрібно враховувати в кінці пускового режиму. Тому пусковий режим доцільно розділити на два етапи:

1) етап накопичення енергії. На цьому етапі система працює в компараторному режимі.

2) етап перерозподілу енергії між реактивними елементами перетворювача. Оскільки на етапі накопичення енергії у дроселі перетворювача енергія накопичується швидше, то на етапі перерозподілу енергії надлишкова енергія дроселя передається у конденсатор перетворювача.

Для усунення перерегулювання під час пускового режиму розроблена методика визначення моменту переходу від етапу накопичення енергії до етапу перерозподілу енергії  $t_H$  і тривалість етапу перерозподілу енергії  $t_{\Pi}$ . Вона складається з наступних етапів.

1. Розрахунок вимушеної складової змінних стану за допомогою дискретної моделі.

2. Розрахунок номінального коефіцієнта заповнення імпульсів  $\gamma_{\text{ном}}$  і опору навантаження  $R_H$ .

3. Розрахунок амплітуди змінної складової струму дроселя в робочому режимі.

4. Вимірювання значень змінних стану.

5. Розрахунок тривалості етапу перерозподілу енергії  $t_{\Pi}$ .

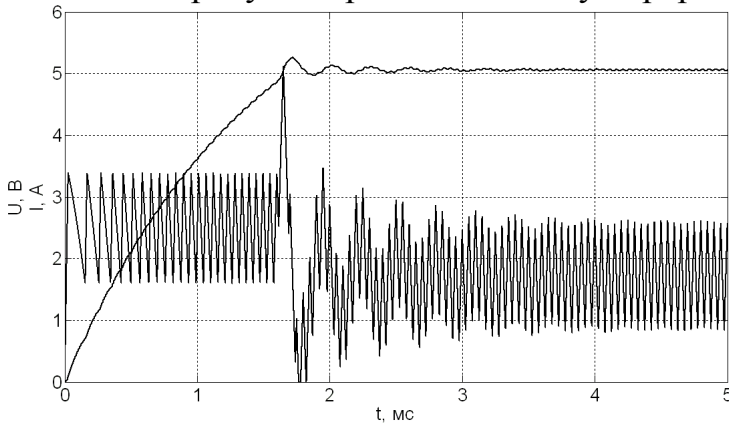


Рис. 3. Пусковий режим з компараторною системою

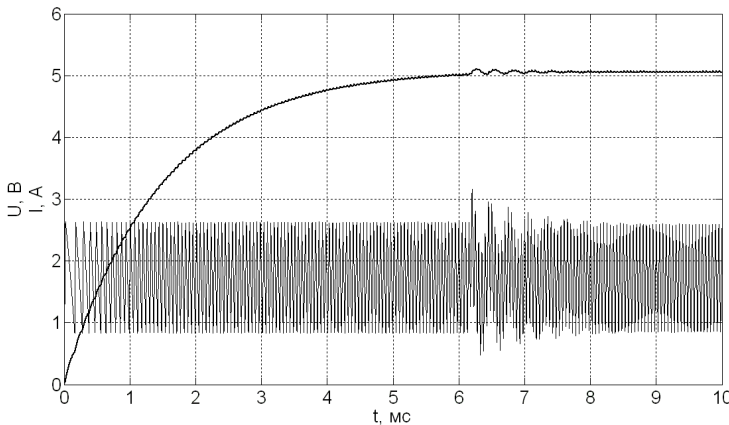


Рис. 4. Пусковий режим упереджувальної системи керування

При застосуванні цієї методики перерегулювання напруги і струму мають значно менші значення, що показано на рис. 4.

В робочому режимі вихідна напруга перетворювача підтримується на постійному рівні, для чого регулюється величина параметра  $\gamma$  з умови, що середнє значення напруги на періоді дорівнює заданому і знаходиться шляхом інтегрування миттєвих значень напруги на інтервалах періоду. Оскільки за допомогою дискретної моделі значення вихідної напруги розраховуються в дискретних точках для отримання результатів з необхідною точністю крок прогнозу  $\Delta t$  необхідно обрати достатньо малим, що значно збільшує трудомісткість прогнозу. Тому для розрахунку параметра  $\gamma$  доцільно перейти від дискретної

до неперервної моделі. В результаті застосування до системи (8) апарату  $z$ -перетворення та теореми про запізнення, отримано систему відносно зображень змінних стану  $x_1(z)$ ,  $x_2(z)$ .

$$\begin{cases} \left( x_1(z) - \sum_{l=0}^{n/2} \frac{x_{1|k+l|}}{z^l} \right) z^{n/2} = \sum_{i=0}^{n/2-1} v_{1(i+1)} \left( x_1(z) - \sum_{l=0}^i \frac{x_{1|l|}}{z^l} \right) z^i + \sum_{i=0}^{n/2-1} v_{1(n/2+i+1)} \left( x_2(z) - \sum_{l=0}^i \frac{x_{1|l|}}{z^l} \right) z^i + \frac{z v_{10}}{z-1}; \\ \left( x_2(z) - \sum_{l=0}^{n/2} \frac{x_{2|l|}}{z^l} \right) z^{n/2} = \sum_{i=0}^{n/2-1} v_{2(i+1)} \left( x_2(z) - \sum_{l=0}^i \frac{x_{1|l|}}{z^l} \right) z^i + \sum_{i=0}^{n/2-1} v_{2(n/2+i+1)} \left( x_1(z) - \sum_{l=0}^i \frac{x_{1|l|}}{z^l} \right) z^i + \frac{z v_{20}}{z-1}. \end{cases} \quad (10)$$

Розв'язавши систему (10) відносно зображень змінних стану, отримано вирази для розрахунку зображень  $x_1(z)$ ,  $x_2(z)$ :

$$x_1(z) = \frac{\sum_{i=1}^{n+1} a_{1i} \cdot z^i}{(z-1) \left( \sum_{i=0}^n b_i \cdot z^i \right)} = \frac{F_1(z)}{F(z)}; \quad x_2(z) = \frac{\sum_{i=1}^{n+1} a_{2i} \cdot z^i}{(z-1) \left( \sum_{i=0}^n b_i \cdot z^i \right)} = \frac{F_2(z)}{F(z)}, \quad (11)$$

де  $a_{ab}$ ,  $b_a$  – постійні коефіцієнти.

Після знаходження коренів характеристичного рівняння сталі інтегрування знаходять за формулою:

$$C_i = \sum_{i=1}^{n+1} \frac{F_1(z_i)}{F'(z_i)}. \quad (12)$$

Оригінал дискретного зображення (12) виражається наступною формулою:

$$x_k = \sum_{i=1}^{n+1} C_i (z_i)^k. \quad (13)$$

Зважаючи на те, що для лінійних електричних систем корені характеристичного рівняння системи (10) є значеннями експонент в момент часу  $\Delta t$ ,  $z_i = e^{p_i \Delta t}$ , формула для переходу від дискретного зображення функції (13) до неперервного має такий вигляд:

$$x_i(t) = \sum_{i=1}^{n+1} C_i \cdot z^{t/\Delta t}. \quad (14)$$

Для знаходження коренів характеристичного рівняння, яке з урахуванням порядку силової частини і регулятора має третій і вище порядок, доцільно застосовувати метод Лобачевського-Грефе. В цьому разі розрахунок коренів, в тому числі комплексних, з достатньою точністю виконується при невеликій, в порівнянні з іншими чисельними методами, кількості математичних операцій.

Для стабілізації вихідної напруги в ШПД може застосовуватись ШІМ і ЧІМ. Найчастіше використовують ШІМ, оскільки в цьому випадку перша гармоніка змінної складової вихідної напруги має фіксовану частоту, що зменшує габарити згладжувального фільтра. ЧІМ доцільно використовувати лише на періодах зі збуреннями, які виникли на інтервалі передачі енергії у навантаження, оскільки стабілізація напруги в цьому випадку можлива лише за допомогою зміни тривалості інтервалу накопичення. Інтегральні рівняння для розрахунку параметрів керування ( $\gamma$  – для ШІМ і  $t_i$  – для ЧІМ наведені нижче). Рівняння ШІМ для періоду без збурень:

$$U_H \cdot T = \int_0^{\gamma T} x_{ВИХ(1)}(t) dt + \int_{\gamma T}^T x_{ВИХ(2)}(t) dt, \quad (15)$$

де  $x_{ВИХ(1)}$ ,  $x_{ВИХ(2)}$  – значення вихідної змінної напруги на інтервалі накопичення і передачі енергії у навантаження відповідно.

Рівняння ШІМ для періоду зі збуренням на першому інтервалі:

$$U_H \cdot T = \int_0^{t_{зб}} x_{ВИХ(1)}(t) dt + \int_{t_{зб}}^{\gamma T} x_{ВИХ(1)}(t) dt + \int_{\gamma T}^T x_{ВИХ(2)}(t) dt, \quad (16)$$

де  $t_{зб}$  – момент виникнення збурення,

Рівняння ЧІМ для періоду зі збуренням на другому інтервалі:

$$U_H \cdot T = \int_0^{\tau_1} x_{ВИХ(1)}(t) dt + \int_{\tau_1}^{t_{зб}} x_{ВИХ(2)}(t) dt + \int_{t_{зб}}^{t_i} x_{ВИХ(2)}(t) dt, \quad (17)$$

де  $\tau_1$  – тривалість інтервалу накопичення енергії,

$t_i$  – параметр ЧІМ.

З рівнянь (15)-(17) за допомогою неперервної моделі перетворювача (14) розраховуються параметри сигналів керування.

В першому наближенні ці аналітичні вирази відповідають системі керування на основі інтегральної ШІМ-П з регулятором, що містить пропорційну ланку. Однак при використанні запропонованої методики розрахунок параметра  $\gamma$  виконується з упередженням, що покращує динамічні властивості системи керування.

Під час роботи перевіряється стійкість дискретної передавальної характеристики силової частини перетворювача. Стійкість розімкненої системи визначається у умови, що значення коренів характеристичного рівняння знаходяться в області, обмеженій колом одиничного радіусу з центром у початку координат:

$$0 < |z_i| < 1, i = 1..n. \quad (18)$$

Виявлення аварійних режимів здійснюється за допомогою контролю параметрів зовнішньої дії і навантаження за допомогою дискретної моделі, що дозволяє виявити аварійні ситуації на періоді їх виникнення і зменшити час реакції системи захисту на аварійні ситуації мінімум в два рази

Для діагностики аварійних ситуацій задається діапазон зміни опору навантаження  $R_H > R_{min}$  та діапазон зміни величини зовнішньої дії  $E_{min} < E < E_{max}$ . В залежності від результату порівняння розрахованих значень зовнішньої дії і опору навантаження, виявляються можливі аварійні ситуації.

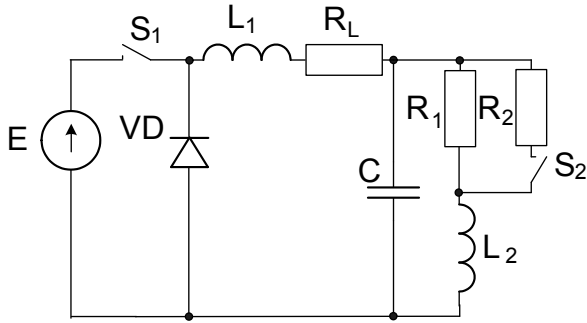
**У четвертому розділі** проаналізовано особливості практичної реалізації систем упереджувального керування на основі засобів мікропроцесорної техніки. Оцінена трудомісткість методик упереджувального керування і визначена орієнтовна частота процесора за умови, що кожна математична операція виконується за один такт роботи процесора для частоти ШІМ 20 кГц. Результати розрахунків наведені у табл. 2.

Таблиця 2. Мінімальна частота процесора у залежності від порядку моделі n

Порядок моделі n	Частота, МГц	Порядок моделі n	Частота, МГц
2	2	6	36
4	16	8	64

Розроблена методика упереджувального керування адаптована для перетворювачів понижуючого і підвищуючого типів. Ефективність роботи системи упереджувального керування порівнюється з аналоговими регуляторами, які найчастіше використовуються для вказаних перетворювачів: пропорційно-інтегрально-диференційним (ПІД) регулятором для понижуючого перетворювача, пропорційно-інтегральним (ПІ) регулятором для підвищуючого перетворювача. Перетворювачі синтезуються у програмному пакеті MatLab.

Еквівалентна схема понижуючого ШІП, яка використовується для моделювання, наведена на рис. 5.



Параметри еквівалентної схеми:

$E = 12 \text{ В}$ ,  $L_1 = 50 \text{ мкГн}$ ,  $L_2 = 10 \text{ мкГн}$ ,  
 $C = 125 \text{ мкФ}$ ,  $R_L = 0.1 \text{ Ом}$ ,  $R_1 = 2 \text{ Ом}$ ,  
 $R_2 = 2 \text{ Ом}$ ,  $f = 20 \text{ кГц}$ ,  $U_H = 5 \text{ В}$ .

Рис. 5. Еквівалентна схема понижуючого ШП

Оцінка динамічних характеристик упереджувальної системи керування перевірялася на наступних типах збурення:

- стрибкоподібне збільшення вхідної напруги  $\Delta E = + 50\%$ ;
- стрибкоподібне зменшення вхідної напруги  $\Delta E = - 50\%$ ;
- стрибкоподібне зміна опору навантаження  $\Delta R = - 50\%$ .

На рис. 6 наведені діаграми відпрацювання збурень упереджувальною системою керування і ПД регулятором при зміні параметрів навантаження.

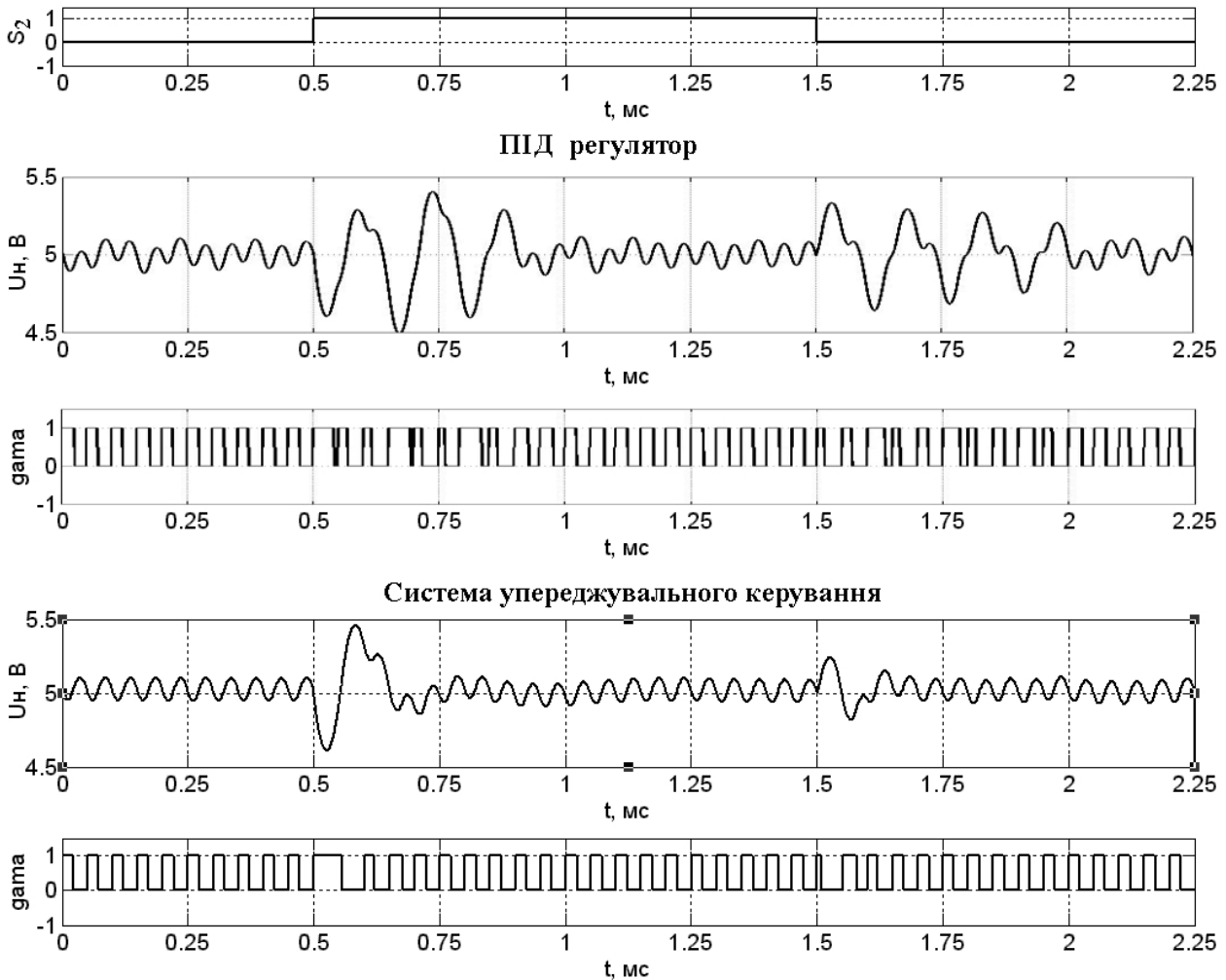
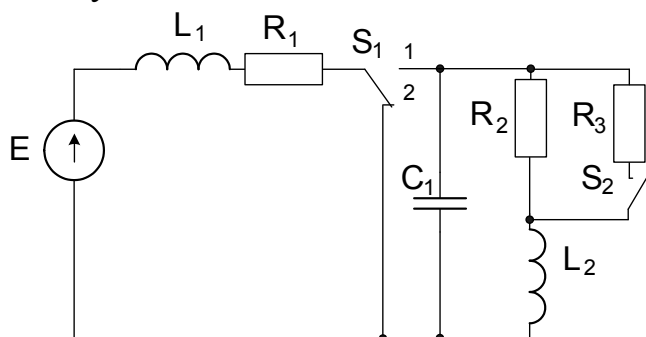


Рис. 6. Діаграми відпрацювання збурення за навантаженням

Динаміка відпрацювання збурень за зовнішньою дією має подібний характер з відпрацюванням збурення за навантаженням. З аналізу отриманих результатів видно, що час відпрацювання збурення системою упереджувального керування мінімум в 2 рази менше і складає 5-7 періодів, а величина перерегулювання зменшується на 10-40 % в порівнянні з ПД регулятором. Зважаючи на це можна зробити висновок, що система упереджувального керування понижуючим ШПІ має кращі значення параметрів якості як у перехідному так і в усталеному режимах.

В підвищуючому ШПІ інтервал накопичення енергії в дроселі фільтра і передача енергії в навантаження розділені в часі, тому в початковий момент після виникнення збурення вихідна напруга може змінюватись протилежно зміні параметра  $\gamma$ . Для ілюстрації цього явища розглянуто еквівалентну схему підвищуючого ШПІ з RLC навантаженням, рис. 7.



Параметри еквівалентної схеми:

$$E = 5 \text{ В}, L_1 = 70 \text{ мкГн}, \\ L_2 = 10 \text{ мкГн}, C = 100 \text{ мкФ}, \\ R_1 = 0.2 \text{ Ом}, R_2 = 15 \text{ Ом}, R_3 = 10 \text{ Ом}, f = 20 \text{ кГц}.$$

Рис. 7. Еквівалентна схема підвищуючого ШПІ

Діаграма вихідної напруги при стрибкоподібній зміні параметра  $\gamma$  зі значення 0.1 до 0.9 і навпаки наведена на рис. 8.

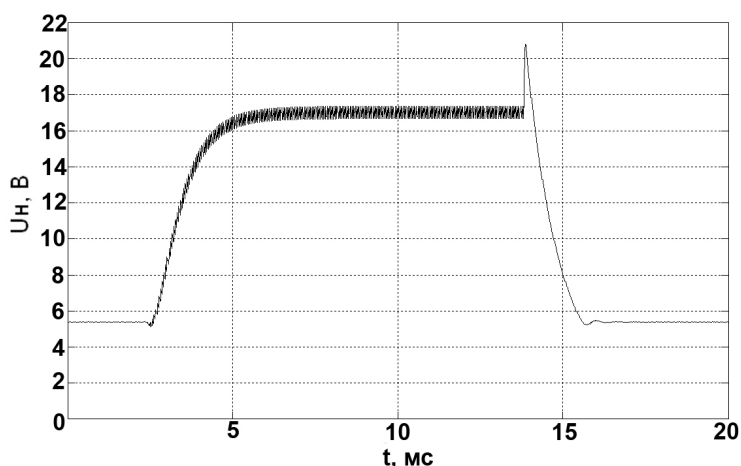


Рис.8. Діаграма вихідної напруги підвищуючого ШПІ

навантаження, яка змінюється за законом  $1-\gamma$ .

За результатами аналізу умов при яких вихідна напруга змінюється протилежно параметру  $\gamma$ , отримано рівність з якої визначається можливість виникнення зазначеного явища в підвищуючому ШПІ:

Як видно з графіка при стрибкоподібній зміні параметра  $\gamma$  значення вихідної напруги на початковому етапі змінюється протилежно зміні параметра  $\gamma$ . Виникнення цього явища пов'язане з тим, що на початковому етапі після стрибкоподібної зміни параметра  $\gamma$  струм дроселя змінюється незначно, тому вихідна напруга залежить лише від тривалості інтервалу передачі енергії в



$$\Delta U = \left( \frac{1}{(1-\gamma)} + \frac{2K_{\Pi i} \cdot \Delta\gamma}{\gamma(1-\gamma)^2} \right) (1-\gamma-\Delta\gamma) - 1. \quad (19)$$

де  $K_{\Pi i}$  – коефіцієнт пульсацій струму дроселя;

$\Delta U$  – параметр, що показує знак зміни вихідної напруги на першому періоді після зміни значення параметра  $\gamma$  на величину  $\Delta\gamma$ .

Для аналізу можливості виникнення досліджуваного явища побудовано три сімейства характеристик  $\Delta U = f(\Delta\gamma)$  для різних значень коефіцієнта пульсацій струму дроселя  $K_{\Pi i} = 1$ ,  $K_{\Pi i} = 0.33$ ,  $K_{\Pi i} = 0.1$ , що зображені на рис. 9. На кожному сімействі характеристик показані графіки зміни значення виразу (19) в залежності від  $\Delta\gamma$  для таких значень параметра  $\gamma$ : 0.1, 0.3, 0.5, 0.7, 0.9.

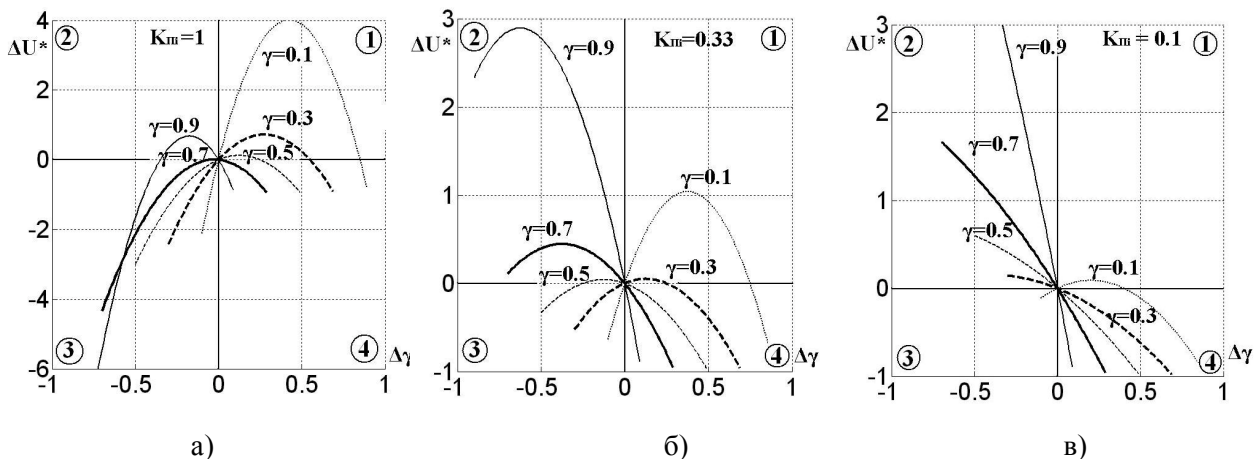


Рис. 9. Сімейство характеристик  $\Delta U = f(\Delta\gamma)$  підвищуючого ШПІ

На рис. 9 ділянки, що відповідають досліджуваному явищу знаходяться в другому і четвертому квадрантах графіків. При  $K_{\Pi i} = 1$  знак зміни напруги на виході ШПІ співпадає зі зміною параметра  $\gamma$  майже на всій області. У випадку  $K_{\Pi i} = 0.33$  досліджуване явище спостерігається в ширшому діапазоні значень  $\Delta\gamma$ , а при  $K_{\Pi i} = 0.1$  цей ефект відсутній тільки для  $\gamma = 0.1$  при  $\Delta\gamma = 0..0.4$ . Це свідчить про те, що в підвищуючому перетворювачі з малим коефіцієнтом пульсацій в більшості випадків на початковому етапі після зміни параметра  $\gamma$  вихідна напруга змінюється протилежно параметру  $\gamma$ . При використанні інтегральної ланки в контурі зворотного зв'язку цей ефект може призвести до виникнення автоколивань. В цьому випадку при  $\Delta\gamma \rightarrow 0$  виконується умова (10), що призводить до виникнення коливань. Зважаючи на це в підвищуючому ШПІ у перехідному режимі недоцільно встановлювати значення параметра  $\gamma$ , що відрізняється від номінального, оскільки це призведе до значного перерегулювання. Тому для зменшення величини перерегулювання і часу перехідного процесу параметр  $\gamma$  одразу після виникнення збурення повинен приймати номінальне значення, яке розраховується за формулою:

$$\gamma_{\text{НОМ}} = 1 - \frac{X_{\text{ВИМ}}}{U_H}. \quad (20)$$



параметрів навантаження. Отримані результати дозволяють в декілька разів зменшити перерегулювання і тривалість перехідних процесів в більшості режимів роботи перетворювачів. При цьому отримані наступні наукові та практичні результати:

1. Показано, що перетворювачі постійної напруги, як об'єкти керування, мають неповністю визначену структуру і значну інерційність, тому використання упереджувальної системи керування дає можливість підвищити їх динамічні показники.

2. Запропоновано використання дворівневої моделі перетворювача: неперервної моделі – для формування сигналів керування і дискретної моделі – для ідентифікації параметрів перетворювача, що дозволяє зменшити обсяг математичних розрахунків при реалізації упереджувального керування.

3. Показано, що формування дискретної моделі відносно змінних стану, які входять до силової частини перетворювача, дозволяє використовувати упереджувальне керування при невідомих параметрах навантаження.

4. Встановлено, що розрахунок вимушеної складової за вимірними значеннями змінних стану перетворювача дозволяє щонайменше в 2 рази зменшити час спрацювання системи захисту перетворювача.

5. Запропоновано реалізацію пускового режиму перетворювача на основі дискретної моделі перетворювача з ідентифікацією параметрів навантаження, що дозволяє зменшити величину перерегулювання вихідної напруги.

6. Показано, що у більшості випадків частина змінних стану перетворювача майже не впливає на значення вихідної напруги, тому для зменшення трудомісткості розрахунків вони не враховуються при формуванні моделі.

7. З метою мінімізації трудомісткості розрахунків прогноз параметра  $\gamma$  в режимі стабілізації запропоновано здійснювати за допомогою інтегральної оцінки вихідної напруги за період з використанням неперервної моделі перетворювача.

8. Визначено, що трудомісткість і точність розроблених алгоритмів упереджувального керування дозволяє реалізувати їх на базі сучасних пристроїв мікропроцесорної техніки.

9. Показано, що в перетворювачі понижуючого типу адаптовані алгоритми упереджувального керування в більшості випадків дозволяють зменшити тривалість перехідного процесу мінімум в два рази, а величину перерегулювання вихідної напруги на 10-40 % в порівнянні з системою керування на основі ПІД регулятора.

10. Показано, що в перетворювачі підвищуючого типу адаптовані алгоритми упереджувального керування при збуренні за зовнішньою дією дозволяють зменшити перерегулювання вихідної напруги і тривалість перехідного процесу не менше, ніж в 2 рази в порівнянні з системою керування на основі пропорційно-інтегрального регулятора, а в усталеному режимі – усунути причину виникнення автоколивань.

## СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Ромашко В.Я. Алгоритм прискореного розрахунку перехідних процесів методом припасовування / Ромашко В.Я., Батрак Л.М., Вербицький Є.В. // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск: „Проблеми сучасної електроніки”. Ч. 3. – 2006, с. 87-90. *(Здобувачем виконано розрахунки з оцінки ефективності використання функцій вільного режиму).*
2. Жуйков В.Я. Ефективність розрахунку багатоступінчатого перехідного процесу з використанням функцій вільного режиму в середовищі MatLab / Жуйков В.Я., Ромашко В.Я., Вербицький Є.В. // Технічна електродинаміка. – Тем. вип.: „Силова електроніка та енергоефективність”. Ч. 2., – 2009, с. 78-81. *(Здобувачем виконана практична реалізація алгоритму прискореного розрахунку в пакеті програм MatLab і оцінка його ефективності).*
3. Жуйков В.Я. Чисельно-аналітичний розрахунок функцій вільного режиму / Жуйков В.Я., Ромашко В.Я., Вербицький Є.В. // Технічна електродинаміка. – Київ, 2010, № 3, с. 9-13. *(Здобувачем запропоновано метод розрахунку функцій вільного режиму і оцінена його трудомісткість).*
4. Жуйков В.Я. Використання метода функцій вільного режиму у системах упереджувального керування / Жуйков В.Я., Ромашко В.Я., Вербицький Є.В. // Технічна електродинаміка. Тем. вип. Силова електроніка та енергоефективність – 2011. – Ч. 2. – С. 164–170. *(Здобувачем виконано оцінка ефективності використання метода функцій вільного режиму при розрахунку параметрів математичної моделі перетворювачів постійної напруги).*
5. Вербицький Є.В. Системи упереджувального керування імпульсними перетворювачами // Технічна електродинаміка. – Київ, 2012, № 3, с. 123-124.
6. Вербицький Є.В. Система упереджувального керування перетворювачами постійної напруги // Технічна електродинаміка. Тем. вип.: „Силова електроніка та енергоефективність”. Ч. 1. – 2012, с. 105-110.
7. Вербицький Е.В. Применение разностных уравнений в системах упреждающего управления преобразователями постоянного тока / Вербицкий Е.В., Ромашко В.Я. // Електроніка і зв'язок. – Київ, 2012, № 2, с. 23-27. *(Здобувачем запропоновано алгоритм розрахунку параметрів дискретної математичної моделі перетворювачів).*
8. Вербицький Е.В. Особенности управления преобразователями постоянного тока / Жуйков В.Я., Вербицкий Е.В. // Проблеми сучасної електротехніки: Матеріали міжнародної науково-технічної конференції (4-8 червня 2012 р.). – Вінниця: Вінницький нац. тех. ун-т, 2012 с. 71-72. *(Здобувачем проаналізовані умови виникнення нестійкої роботи перетворювачів постійної напруги).*

## АНОТАЦІЇ

**Вербицький Є.В. Упереджувальне керування з ідентифікацією параметрів перетворювачів постійної напруги.** – Рукопис.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.09.12 – напівпровідникові перетворювачі електроенергії. – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, 2013.

Дисертація присвячена розробці теоретичних і практичних засад упереджувального керування перетворювачами постійної напруги з навантаженням, параметри якого змінюються в широких межах.

В роботі розроблено методики формування дискретних моделей перетворювачів постійної напруги за значеннями змінних стану силових частин перетворювачів. На основі отриманих моделей реалізовано прогноз змінних стану, розроблено методики виявлення збурення і пусковий режим силових частин перетворювача. Стабілізація вихідної напруги здійснюється за допомогою неперервної моделі перетворювача, отриманої з дискретної моделі з використанням апарату z-перетворення. На основі розроблених методик розроблено алгоритм упереджувального керування, який адаптований для перетворювачів понижуючого і підвищуючого типів. В результаті моделювання роботи перетворювачів показано, що при використанні упереджувального керування мінімуму в два рази зменшується час перехідного процесу і на 10-40 % величина перерегулювання.

**Ключові слова:** система упереджувального керування, перетворювач постійної напруги, дискретна математична модель, неперервна математична модель, ідентифікація, змінні стану.

**Вербицкий Е.В. Упреждающее управление с идентификацией параметров преобразователей постоянного напряжения.** – Рукопись.

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.09.12 – полупроводниковые преобразователи электроэнергии. – Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт», Киев, 2013.

Диссертация посвящена разработке теоретических и практических основ упреждающего управления преобразователями постоянного напряжения с нагрузкой, параметры которой изменяются в широких пределах. Наличие фильтра низких частот ухудшает динамические свойства преобразователей постоянного напряжения, поэтому для уменьшения инерционности управления ими целесообразно использовать упреждающие системы управления. Их принцип работы основывается на прогнозе состояния преобразователя с помощью его математической модели и расчета по заданному функционалу оптимальных параметров сигнала управления.

В результате анализа математических моделей относительно разного количества переменных состояния предложено использовать модель

относительно части переменных состояния, которые входят в силовую часть преобразователя. Показано, что выбранная дискретная модель позволяет проводить прогноз состояния преобразователя с необходимой точностью при неизвестных параметрах нагрузки. Разработана методика идентификации параметров дискретной модели и алгоритм их быстрого пересчета, которые позволяют сократить объем математических операций, необходимых для прогноза. В работе также предложено использовать дискретную модель для выявления аварийных ситуаций в преобразователе, реализацию пускового режима и расчета параметра  $\gamma$  широтно-импульсной модуляции в установившемся режиме, что позволяет дополнительно улучшить динамические свойства преобразователя.

Для регулирования и стабилизации выходного напряжения непрерывная модель преобразователя, разработанная полученная на основании дискретной модели преобразователя с использованием аппарата z-преобразования. На основании непрерывной модели преобразователя, получены три интегральных уравнения: первое – при отсутствии возмущений на периоде работы преобразователя, второе и третье – при возникновении возмущения на интервалах накопления и передачи энергии в нагрузку соответственно. Интегральные уравнения использованы для расчета параметров управления преобразователями постоянного напряжения. Оценка объема математических операций при использовании разработанных методик упреждающего управления показала, возможность их реализации с помощью современных средств микропроцессорной техники. Методики упреждающего управления адаптированы для преобразователей повышающего и понижающего типов. Эффективность их работы сравнивалась с пропорционально-интегрально-дифференциальным регулятором для понижающего преобразователя и пропорционально-интегральным регулятором для повышающего регулятора в пакете программ MatLab. Оценка динамических и статических характеристик системы управления проводилась путем моделирования возмущений по изменению величины входного воздействия и нагрузки.

В преобразователе понижающего типа адаптированные алгоритмы упреждающего управления в большинстве случаев позволяют уменьшить длительность переходных процессов минимум в два раза, а величину перерегулирования выходного напряжения на 10-40 % по сравнению с системой управления на основании пропорционально-интегрально-дифференциального регулятора. В преобразователе повышающего типа адаптированные алгоритмы упреждающего управления при возмущении по внешнему воздействию позволяют уменьшить перерегулирование выходного напряжения и длительность переходного процесса не менее, чем в 2 раза по сравнению с системой управления на основании пропорционально-интегрального регулятора, а в установившемся режиме – устранить автоколебания в системе. Разработаны рекомендации для расчетов параметров

системы упреждающего управления, предложены алгоритмы управления и программы.

**Ключевые слова:** система упреждающего управления, преобразователь постоянного напряжения, дискретная математическая модель, непрерывная математическая модель, идентификация, переменные состояния.

**Verbitskiy Y.V. The predict control with parameters identification DC-DC converters.** – Manuscript.

Thesis for candidate of science degree in the speciality 05.09.12 – semiconductor converters of electric energy. – National Technical University of Ukraine «Kyiv Polytechnical Institute», Kyiv, 2013.

The dissertation is devoted to the development of theoretical and practical principles of predict control DC-DC converters with wide range changing load. Methodology discrete models of DC-DC converters by state variables values of power part are developed. Employment of discrete models for prognosis state variables, methodologies disturbances detection, starting condition calculation are proposed. Converter continuous model, which is derived from discrete model on basis z-transform, for stabilization output voltage are used. On the ground predict methodology control algorithms for step-up and step-down converters are developed. Two times reduction of duration transient processes and 10-40 % eliminating of overshoot for converters with predict control system are proved.

**Key words:** predict control system, DC-DC converter, equivalent circuit, discrete mathematic model, continuous mathematic model, identification, state variables.