

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
"КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ"

На правах рукопису

Вербицький Євген Володимирович

УДК 621.314

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

Спеціальність 05.09.12 – Нанівпровідникові перетворювачі електроенергії

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук

Науковий керівник

Ромашко Володимир Якович

доктор технічних наук, доцент

Київ – 2013

ЗМІСТ

ВСТУП	5
РОЗДІЛ 1. СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ІМПУЛЬСНИМИ	
ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ ТА ПРИНЦИПИ ЇХ ПОБУДОВИ	10
1.1. Структура та типові схеми імпульсних перетворювачів постійної напруги	10
1.2. Системи керування. Якість регулювання вихідного параметра ...	18
1.3. Моделі широтно-імпульсних перетворювачів	23
1.4. Принципи побудови систем упереджувального керування	28
1.5. Упереджувальне керування широтно-імпульсними перетворювачами	33
ВИСНОВКИ	36
РОЗДІЛ 2. ДИСКРЕТНА МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ	
ПЕРЕТВОРЮВАЧА ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ.....	37
2.1. Математична модель на основі всіх змінних стану	38
2.1.1. Ідентифікація коефіцієнтів матриці функцій вільного режиму	38
2.1.2. Похибка та трудомісткість розрахунку моделі	40
2.2. Математична модель відносно однієї змінної стану	45
2.2.1. Трудомісткість та похибка прогнозу	45
2.2.2. Методика формування моделі	46
2.2.3. Вплив збурень на параметри дискретної моделі	47
2.3. Багатоконтурна математична модель	50
2.4. Вибір математичної моделі	56
2.5. Методики формування та корекції моделі	60
2.5.1. Розрахунок моменту виникнення збурення	62
2.5.2. Визначення типу збурення	64
2.5.3. Визначення порядку моделі	64
2.6. Адаптація моделі до реальних умов роботи перетворювача	65
2.6.1. Врахування змінної складової зовнішньої дії	65

2.6.2. Зменшення розмірності моделі перетворювача	66
ВИСНОВКИ	68
РОЗДІЛ 3. УПЕРЕДЖУВАЛЬНЕ КЕРУВАННЯ В РІЗНИХ РЕЖИМАХ РОБОТИ ПЕРЕТВОРЮВАЧА	69
3.1. Пусковий режим	69
3.2. Робочий режим	75
3.2.1. Вибір похибки розрахунків параметра γ	76
3.2.2. Формування неперервної моделі	77
3.2.3. Визначення коренів характеристичного рівняння	80
3.2.4. Розрахунок параметрів закону регулювання вихідної напруги..	84
3.2.5. Оцінка стійкості системи упереджувального керування	94
3.3. Аварійний режим.....	97
ВИСНОВКИ	99
РОЗДІЛ 4. СИНТЕЗ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ СИСТЕМИ УПЕРЕДЖУВАЛЬНОГО КЕРУВАННЯ	100
4.1. Структурна схема та алгоритм роботи системи упереджувального керування	100
4.2. Оцінка похибки та трудомісткості обчислень	103
4.3. Вибір елементної бази системи керування	111
4.4. Порівняння динамічних та статичних показників системи упереджувального керування	112
4.4.1. Особливості практичної реалізації систем упереджувального керування	112
4.4.2. Система упереджувального керування понижуючим ШПП	114
4.4.3. Система упереджувального керування підвищуючим ШПП	120
ВИСНОВКИ	128
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ	129
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	131

ДОДАТКИ

ДОДАТОК А. Приклад прогнозу сталих інтегрування	141
ДОДАТОК Б. Програми і моделі систем керування перетворювачів	152
ДОДАТОК В. Акт про використання результатів дисертаційної роботи ..	164

Вступ

Напівпровідникові перетворювачі параметрів електричної енергії широко використовуються в промислових та побутових пристроях. Принцип роботи більшості перетворювачів базується на імпульсних методах перетворення та регулювання параметрів електричної енергії, завдяки чому вони мають достатньо високий коефіцієнт корисної дії. Одним з важливих типів напівпровідникових перетворювачів є імпульсні перетворювачі постійної напруги, які використовуються в якості джерел живлення електронної апаратури середньої та великої потужності. Зважаючи на це, перетворювачі постійної напруги повинні відповідати строгим критеріям якості регулювання та стабілізації вихідної напруги. Тому при проектуванні імпульсного перетворювача постійної напруги велику увагу приділяють синтезу його системи керування, принципи роботи якої багато в чому визначає значення якісних показників вихідної напруги.

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: методика формування і використання дискретної і неперервної моделі; розробка алгоритмів роботи перетворювача в різних режимах; аналіз трудомісткості і точності розроблених моделей; адаптація алгоритмів упреджувального керування до перетворювачів понижуючого і підвищуючого типу.

В друкованих роботах, опублікованих у співавторстві, здобувачу належить: у публікації [6] – методика формування і використання дискретної моделі перетворювача, у публікації [20] – аналіз причин та виведення умови появи позитивного зворотного зв'язку у підвищуючому перетворювачі, у публікації [22] – методика розрахунку функцій вільного режиму чисельно-аналітичним методом, у публікаціях [23, 24, 63] – розрахунки з оцінки трудомісткості використання функцій вільного режиму при розрахунку багатоступінчатого перехідного процесу.

Апробація результатів дисертації. Основні положення та результати досліджень та розробок доповідались на міжнародних конференціях "Силовая 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.

Розділ 1

Системи керування імпульсними перетворювачами та принципи їх побудови

1.1 Структура та типові схеми імпульсних перетворювачів постійної напруги

Імпульсні регулятори постійної напруги широко застосовуються в промисловості завдяки високому ККД і низьким масогабаритним характеристикам. Вони виконуються у вигляді окремих пристроїв або є складовою частиною складніших пристроїв: перетворювачів частоти, автономних інверторів, регульованого електроприводу двигунів постійного струму. Імпульсні регулятори також використовуються як активні коректори потужності, що встановлюються на вході більшості потужних імпульсних перетворювачів. Регулювальним елементом в імпульсних регуляторах є керований ключ, опір якого в замкненому стані значно менший, ніж опір інших елементів кола, а в розімкненому стані – значно більший. Це дозволяє перетворювати електричну енергію з малими втратами. Класифікація імпульсних регуляторів напруги показана на рис. 1.1.

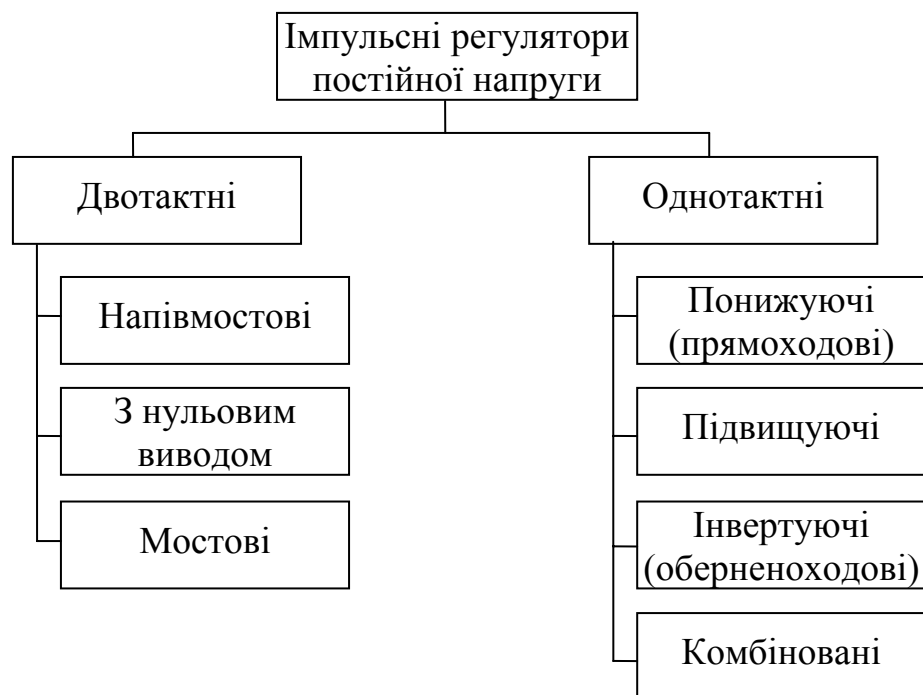


Рис. 1.1. Класифікація імпульсних регуляторів постійної напруги

Імпульсні регулятори розділяють на двотактні, в яких енергія до навантаження надходить протягом обох інтервалів періода і однотоктні, в яких енергія до навантаження надходить протягом одного інтервалу періода.

Двотактні регулятори виконуються за мостовою, напівмостовою або схемою з середньою точкою. Однотоктні регулятори як правило складаються з одного керованого ключа і мають простішу структуру. В залежності від положення керованого ключа і дроселя фільтра розрізняють такі типи однотоктних регуляторів: з послідовним вмиканням силового ключа, дроселя і навантаження (понижуючий регулятор), з дроселем, ввімкненим послідовно з навантаженням і ключем, ввімкненим паралельно з навантаженням (підвищуючий регулятор) або дроселем, ввімкненим паралельно з навантаженням і ключем, ввімкненим паралельно навантаженню (інвертуючий регулятор). До складу імпульсних регуляторів можуть входити додаткові елементи, що покращують технічні характеристики перетворювачів або виконують додаткові функції: трансформатори, резонансні ланки. Для покращення технічних характеристик регуляторів постійної напруги використовують пристрої, які є комбінацією схем двох або більше імпульсних регуляторів [42].

Вибір певного типу імпульсного регулятора в першу чергу залежить від рівня вхідної напруги і необхідної вихідної потужності. При виборі топології перетворювача також враховують необхідний ККД, допустимі габарити, рівень електромагнітних завад, задану точність та швидкість відпрацювання збурення і т.д. На рис. 1.2 показні орієнтовні межі використання регуляторів різних типів в координатах вхідної напруги E і вихідної потужності P [2].

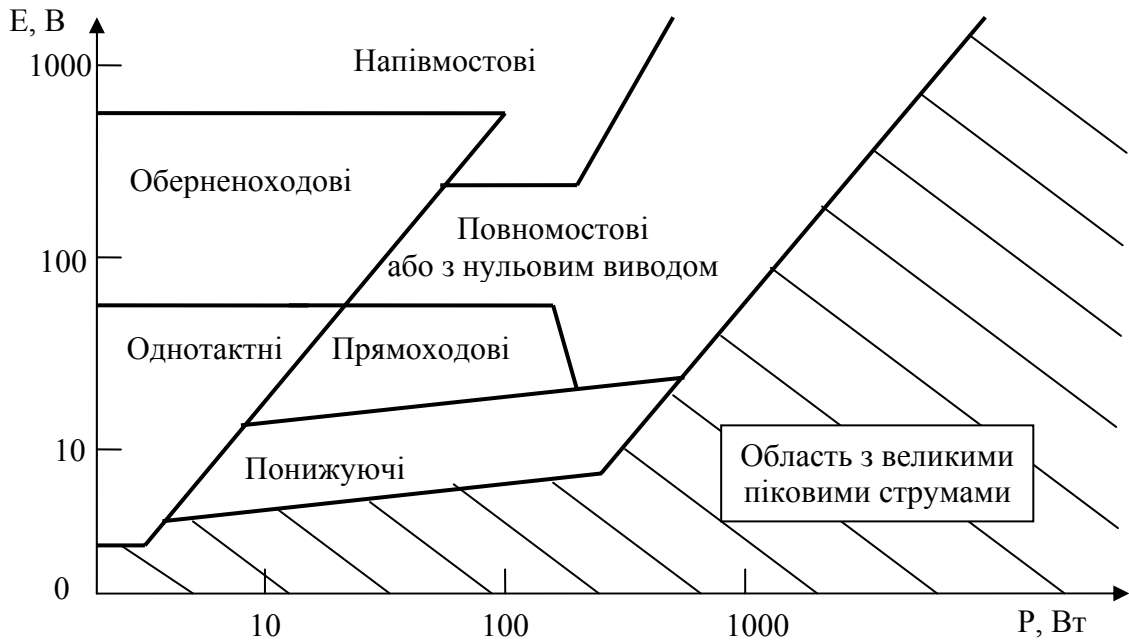
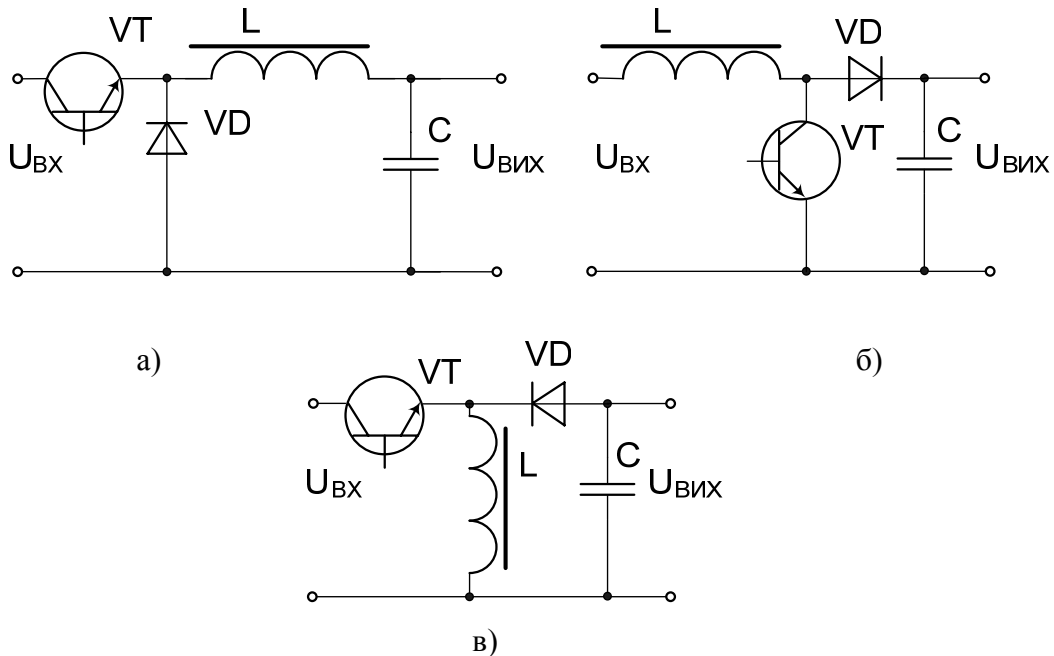


Рис. 1.2. Вибір типу регулятора з рівнем вхідної напруги і потужності

Базові схеми регуляторів понижуючого, підвищуючого і інвертуючого типу наведені на рис. 1.3. Ці регулятори мають ряд переваг: низьку ціну, простоту використання, високий ККД.



а) понижуючий; б) підвищуючий; в) інвертуючий

Рис. 1.3. Схеми нереверсивних регуляторів:

При необхідності гальванічно розв'язати вхід і вихід перетворювача до однотактного перетворювачів понижуючого і інвертуючого типів додають трансформатори, в результаті чого отримують прямоходовий і оберненоходовий перетворювачі відповідно. Принцип роботи цих перетворювачів у порівнянні з їх аналогами змінюється не істотно. Схеми регуляторів наведені на рис. 1.4.

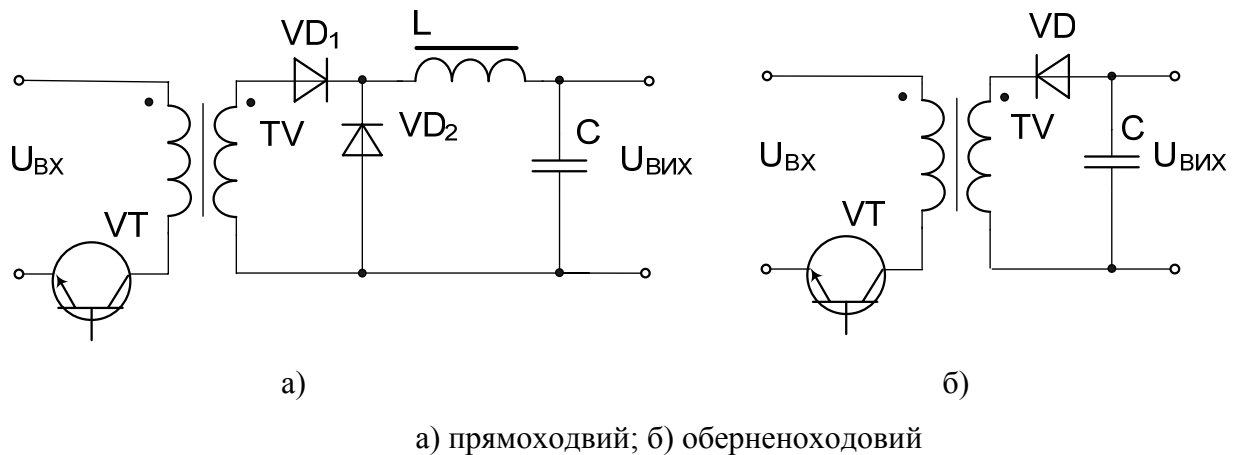


Рис. 1.4. Схеми однотактних гальванічно розв'язаних регуляторів

В ряді випадків, коли потрібно зменшити рівень електромагнітних завад, рівень пульсацій вихідної напруги, підвищити динамічні характеристики і ККД перетворювача використовують складніші схеми однотактних перетворювачів. Наприклад для зменшення пульсацій вихідної напруги використовують перетворювач Кука [47], рис. 1.5.

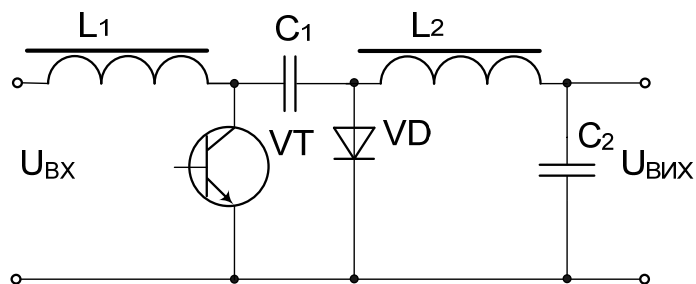


Рис. 1.5. Схема Кука

В цього перетворювача напруги на індуктивностях L_1 і L_2 рівні між собою на обох інтервалах періода. Це дозволяє розмістити індуктивності на одному осерді та регулюванням коефіцієнту магнітного зв'язку між ними

знизити пульсацію вихідної напруги до мінімуму. Додатковою перевагою перетворювача Кука є можливість регулювання вихідної напруги в широких межах.

В ряді випадків для покращення технічних характеристик використовують перетворювачі, як є комбінацією декількох регуляторів. Часто в якості комбінованих регуляторів використовують комбінацію понижуючого і підвищуючого ШПП. Схема комбінованого перетворювача показана на рис. 1.6. Регулятор дозволяє отримати вихідну напругу значення якої як вище так і нижче вхідної і разом з тим знизити розрахункову потужність напівпровідникових елементів.

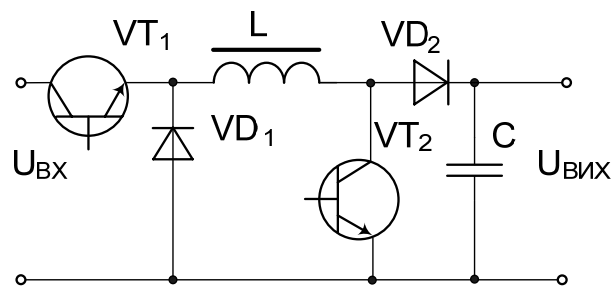
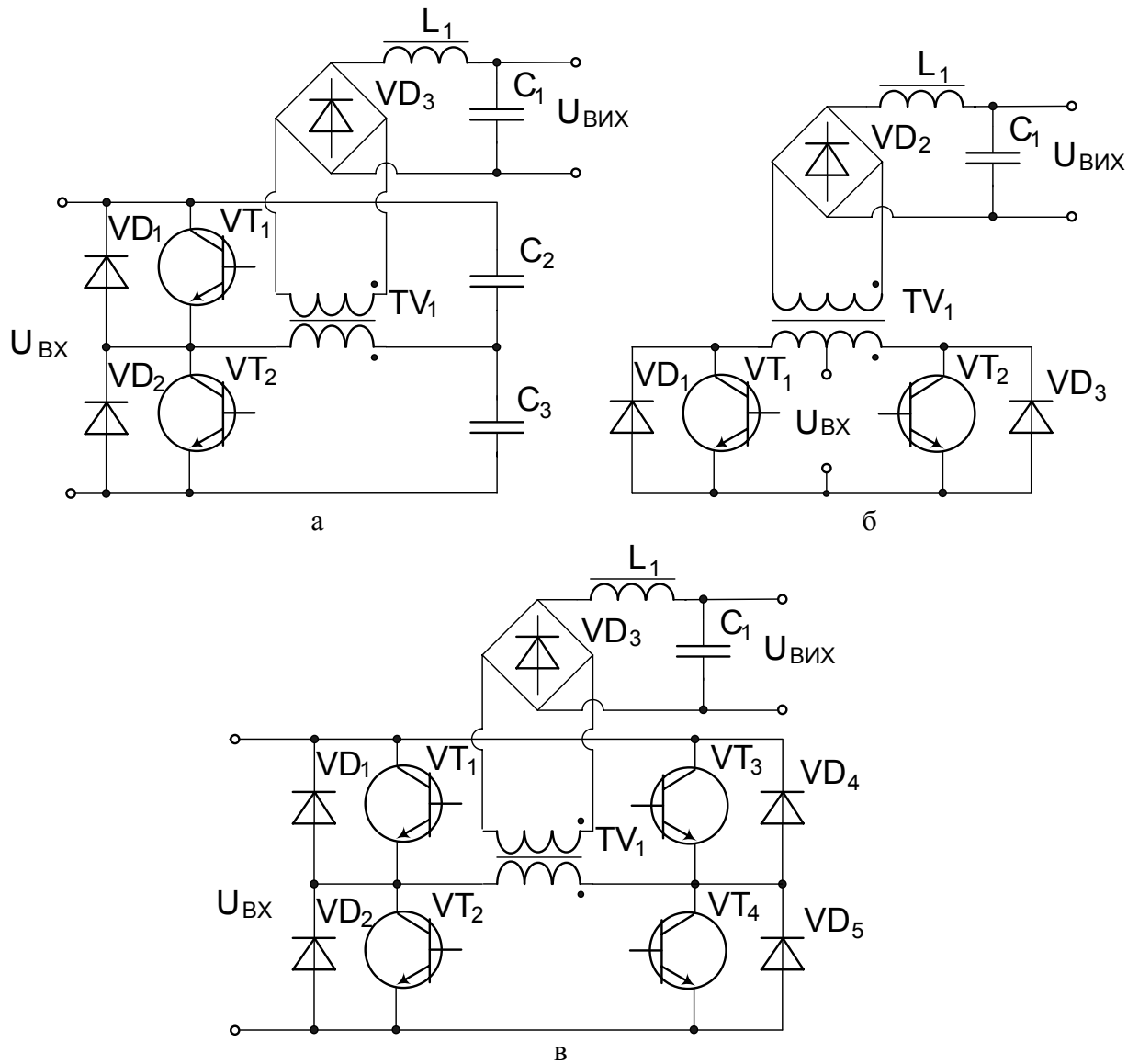


Рис. 1.6. Комбінований регулятор

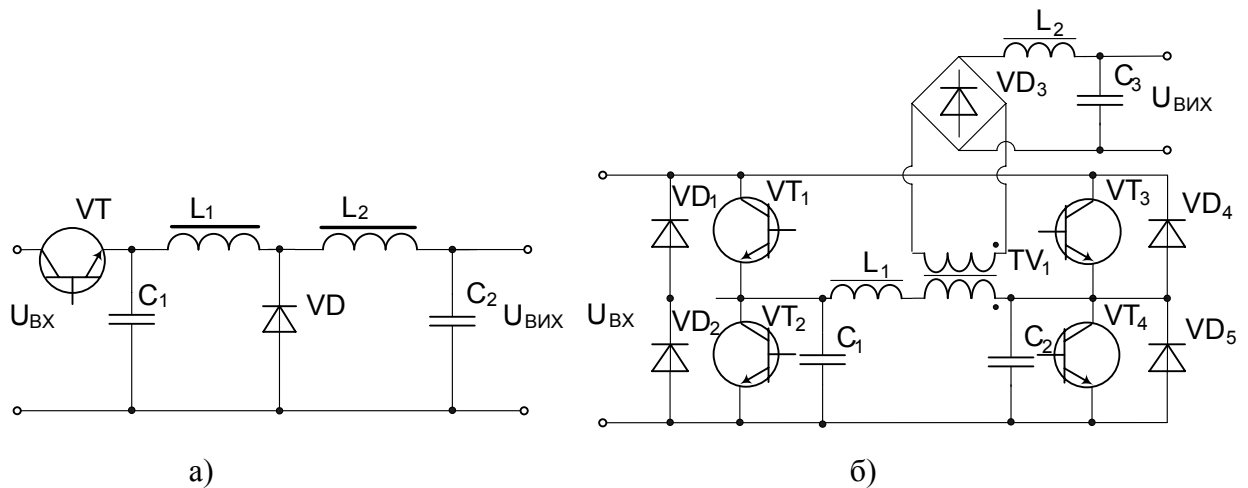
Двотактні перетворювачі мають більшу кількість керованих ключів і вентилів і застосовуються для живлення споживачів середньої і великої потужності. Схеми основних типів двотактних перетворювачів наведені на рис. 1.7.



а) напівмостовий; б) з середньою точкою; в) мостовий

Рис. 1.7. Основні схеми двотактних перетворювачів

Зниження втрат, масогабаритних показників і рівня електромагнітних завад в регуляторах постійної напруги можливе за умови комутації силового ключа при нульовому значенні струму або напруги. Такий принцип роботи реалізується в квазірезонансних перетворювачах [27]. Схеми перетворювачів понижуючого та мостового типу показані на рис. 1.8.



а) понижуючий ; б) мостовий

Рис. 1.8. Схеми квазірезонансних перетворювачів

Резонансний контур понижуючого квазірезонансного перетворювача складається з елементів L_1 і C_1 , мостового – L_1 , C_1 , C_2 . В перетворювачах постійної напруги з гальванічною розв'язкою входу і виходу в якості елементів резонансного контуру можуть бути використані індуктивність розсіювання трансформатора і паразитна ємність ключового елемента, що зменшує габарити перетворювача.

Регулювання вихідної напруги в імпульсних перетворювачах постійного струму здійснюється послідовністю імпульсів визначеної тривалості t_i і періода T , що утворюються при замиканні і розмиканні регульовального елемента. В залежності від способу керування регульовальним елементом в імпульсних регуляторах використовується широтно-імпульсна (ШІМ), частотно-імпульсна (ЧІМ), фазо-імпульсна модуляції (ФІМ) та їх комбінації.

В переважній більшості перетворювачів використовується ШІМ, що передбачає модуляцію вихідної напруги зміною тривалості імпульсу t_i при постійному періоді імпульсів T . Основним параметром ШІМ є коефіцієнт заповнення імпульсів γ :

$$\gamma = \frac{t_i}{T}. \quad (1.1)$$

Ідеальні регулювальні характеристики понижуючого, інвертуючого і підвищуючого перетворювачів мають наступний вид:

$$U_{ВИХ} = \gamma \cdot U_{ВХ}; \quad (1.2)$$

$$U_{ВИХ} = -\frac{\gamma}{1-\gamma} \cdot U_{ВХ}; \quad (1.3)$$

$$U_{ВИХ} = \frac{1}{1-\gamma} \cdot U_{ВХ}; \quad (1.4)$$

Існує декілька родів ШІМ, найчастіше використовують модуляцію I і II роду. При використанні ШІМ-I значення параметра γ залежать від значення сигналу керування у певний момент часу відносно початку періода. Для ШІМ-II γ визначається порівнянням сигналу керування із заданою функцією (найчастіше використовуються пилкоподібні, експоненційні і синусоїдальні функції).

Частотно-імпульсна модуляція використовується для квазірезонансних перетворювачів з частотою комутації ключів f_k , що не перевищує власну частоту резонансного контуру f_0 . Для зменшення комутаційних втрат в двотактних перетворювачах при переключенні при нульовому значенні напруги комутацію силових ключів доцільно здійснювати з частотою, що перевищує резонансну $f_k > f_0$ [16]. В такому режимі роботи покращення технічних показників перетворювача досягається при фазо-імпульсній модуляції.

В більшості регуляторів постійного струму використовується ШІМ, тому проаналізуємо методи побудови систем керування широтно-імпульсними перетворювачами (ШІП).

1.2 Системи керування. Якість регулювання вихідного параметра

Система керування може забезпечувати один або декілька режимів зміни вихідного параметра [26]:

- підтримання на постійному рівні значення вихідного параметра;
- зміну значення вихідного параметра за заданим законом;
- зміну значення вихідного параметра за наперед невідомим законом.

Для перетворювачів постійної напруги вихідним параметром є вихідна напруга або струм, які необхідно підтримувати на заданому рівні або змінювати ці значення за наперед заданим законом. В деяких випадках вихідним параметром може бути інша величина. Наприклад в коректорах потужності на основі ШПП регулюється форма вхідного струму. При цьому закон регулювання вихідного параметра наперед невідомий і задається формою напруги мережі.

Значення вихідного параметра залежить від структури та стану об'єкта керування, що змінюються в залежності від зовнішніх умов і режимів роботи. Фактори, що викликають зміну параметрів об'єкта керування називають збуреннями, які розділяються на:

- параметричні, що, в основному, викликані дрейфом параметрів приладів при зміні умов навколишнього середовища;
- структурні, які в перетворювачах постійної напруги зумовлюються ключовим режимом роботи напівпровідникових приладів;
- сигнальні, викликані зміною параметрів первинного джерела енергії.

Основною задачею системи керування є відпрацювання помилок вихідного параметра при виникненні збурень в системі. Швидкість та точність відпрацювання помилки визначають ефективність системи керування.

В залежності від метода відпрацювання помилки розрізняють два принципи керування: за збурюючим фактором і за відхиленням вихідного параметра.

Принцип керування за збуренням полягає у зменшенні або усуненні помилки вихідного параметра за рахунок вимірювання значення збурення і формуванні відповідного сигналу керування. Системи керування побудовані за цим принципом не мають зворотних зв'язків. Перевагою таких систем керування є:

- можливість повної компенсації помилки, тобто в таких системах можлива повна інваріантність вихідного параметра відносно збурюючих факторів;

- коректно спроектовані системи керування за збуренням є стійкими.

Основними недоліками таких систем є:

- неможливість врахування всіх збурюючих факторів;
- цей принцип керування застосовують до систем, параметри яких повністю визначені;
- для усунення кожного типу збурення необхідно створювати окремий контур керування.

Регулювання за відхиленням полягає у виділенні сигналу помилки вихідного параметра на основі якого формується сигнал керування, що компенсує дію збурення. Системи керування на основі цього принципу є замкненими, тому в цих системах виникає проблема стійкості. В таких системах керування відпрацювання помилки триває більше часу, але зважаючи на те, що помилка вихідного сигналу відпрацьовується незалежно від типу збурення, цей принцип покладений в основу більшості сучасних систем керування, зокрема ШПІ.

При проектуванні системи керування пред'являються вимоги щодо запасу її стійкості та якості відпрацювання помилки в усталеному та перехідному режимі роботи. Основними параметрами якості в перехідному режимі є:

- час перехідного процесу – час за який відхилення значення вихідного параметра стане менше заданої величини;
- перерегулювання – відношення максимального значення вихідного параметра під час перехідного процесу до усталеного;
- число i частота коливань величини вихідного параметра за перехідний процес.

Показником якості в усталеному режимі є помилка вихідного параметра в усталеному режимі. Регулювання вищезазначених показників у вже спроектованій системі керування досягається зміною коефіцієнта підсилення сигналу помилки вихідного параметра. Однак збільшення показників якості відпрацювання помилки в усталеному режимі досягається за рахунок зменшення якості показників перехідного режиму та зменшення запасу стійкості. Тому для підвищення якості параметрів системи керування в цілому часто використовують такі підходи:

1) введення в систему керування корегуючих ланцюгів. Корегуючі ланцюги використовують для компенсації затримки сигналу керування. Зазвичай в якості корегуючих пристроїв використовують диференційні ланки.

2) збільшення порядку астатизму системи. В астатичній системі порядку m помилка вихідного параметра відсутня для всіх складових збурення до $m-1$ порядку включно. Астатизм системи збільшують шляхом інтегрування сигналу помилки.

3) забезпечення інваріантності системи відносно певного збурюючого фактора. Інваріантність системи відносно збурення повністю усуває його вплив на вихідний параметр.

Використання вказаних підходів можливе лише при відомих параметрах об'єкта керування, на основі яких формується його математична модель і синтезується система керування. Вибір типу системи керування залежить від режимів роботи об'єкта керування, його структури, доступної інформації про його стан та ін.

При неповній інформації про об'єкт керування використовуються робастні системи керування. Не зважаючи на те, що такі системи мають складнішу структуру, вони дозволяють відпрацювати збурення при частково невизначених параметрах об'єкта керування [44, 99].

За умови, що параметри об'єкта керування відомі, але змінюються в широких межах, для ефективного відпрацювання помилок використовують адаптивні системи керування, структура і параметри яких змінюється в процесі роботи [76].

Подібна задача вирішується і в модальних системах керування [38]. Синтез модальної системи керування виконується з метою корекції передавальної характеристики об'єкта керування для забезпечення заздалегідь визначених властивостей системи.

Системи упереджувального керування [21, 91] використовуються для підвищення якості параметрів керування в перехідному режимі. Упереджувальне керування базується на прогнозі станів системи на основі математичної моделі об'єкта керування. Це дозволяє скоротити час на відпрацювання помилки вихідного параметра.

В цілому вдалий вибір типу системи керування і її синтез можливий лише за умови аналізу режимів роботи об'єкта керування та створення його адекватної моделі. До того ж вибір типу системи керування визначає не тільки обсяг необхідної інформації, але і форму її представлення. Тому в залежності від типу системи керування об'єкт описується відповідною математичною моделлю. Найчастіше математичні моделі формуються на основі [49]:

- 1) диференційних рівнянь.
- 2) передавальних характеристик.
- 3) змінних стану.

Загальні моделі найчастіше всього формуються на основі диференційних рівнянь, але внаслідок складності формалізації і великої трудомісткості ці моделі застосовуються для теоретичного аналізу

динамічних і статичних режимів. Моделі значно спрощуються при описі об'єкта керування на основі передавальних характеристик, тому такі моделі використовуються для теоретичного синтезу і аналізу систем керування. Такий підхід передбачає виведення залежності значень вихідного параметра від зовнішньої дії і збурень.

Значне розповсюдження мікропроцесорних систем дало можливість формувати гнучкіші методи керування. Однак моделі на основі передавальних характеристик містять інформацію лише про функціональну залежність вихід-вхід об'єкта керування. Для розширення можливостей мікропроцесорних систем необхідна інформація про внутрішній стан об'єкта. Тому такі моделі формуються на основі змінних стану об'єкта керування. Змінні стану повністю визначають поточний стан об'єкта керування і дають можливість прогнозувати його стан у майбутні моменти часу. Для електричних ланцюгів змінними стану є напруги на ємностях і струми в індуктивностях. Модель у просторі змінних має такі можливості:

- мінімізувати структуру систему керування з декількома вихідними параметрами;
- синтезувати систему керування програмно, у пам'яті мікропроцесора і динамічно налаштовувати її структуру в залежності від параметрів об'єкта керування;
- легко формалізувати модель об'єкта керування;
- моделювати роботу системи керування на комп'ютері.

Зважаючи на це більшість систем з гнучким керуванням, зокрема робастні, адаптивні, модальні, упереджувальні використовують моделі на основі змінних стану. Оскільки параметри моделі необхідно динамічно коректувати при появі збурень, час витрачений мікропроцесором на їх корекцію повинен бути мінімальним. Мінімізація часу корекції моделі тісно пов'язана зі зменшенням кількості математичних операцій, що виконуються при формуванні і зміні параметрів моделі. Для чисельної характеристики

кількості математичних операцій моделі використовується термін трудомісткість моделі.

Для мінімізації трудомісткості і використання ефективних методів синтезу модель об'єкта керування доцільно лінеаризувати. В цьому випадку моделі в просторі змінних стану спрощується і легко формалізується. Лінеаризація моделі найчастіше проводиться методом кусочно-лінійної лінеаризації [19].

1.3 Моделі широтно-імпульсних перетворювачів

Вибір типу системи керування тісно пов'язаний з:

- вимогами щодо якості регулювання вихідного параметра;
- можливістю лінеаризації моделі ;
- доступною інформацією про перетворювач як об'єкт керування.

Часто ШПП використовуються як джерела живлення низької і середньої потужності радіоелектронної апаратури. Зважаючи на це до ШПП пред'являються жорсткі вимоги щодо якості вихідної напруги. Стрімкий розвиток електронної промисловості свідчить про те, що з часом ці вимоги будуть тільки підвищуватись. З іншого боку збільшення електромагнітного фону та робочих частот перетворювачів, призводить до підвищення впливу електромагнітних завад на їх роботу. Тому розробка ефективних алгоритмів стабілізації і регулювання вихідної напруги ШПП є актуальною задачею.

Обов'язковою складовою ШПП є ключові та вентильні елементи, тому в загальному випадку його модель є нелінійною. Можливість лінеаризації моделі залежить від вибору його еквівалентної схеми. Вона повинна максимально точно відтворювати фізичні процеси, які виникають в перетворювачі, але разом з тим – максимально спрощувати аналіз цих процесів. Ці вимоги часто суперечать одна одній, тому зазвичай обирається компромісний варіант, що забезпечує задану точність розрахунків.

Еквівалентна схема ШПП формується згідно з еквівалентними схемами окремих приладів, що входять до його складу. Елементи, що містять незначні

нелінійності – лінеаризуються. Процедуру лінеаризації можна застосувати до більшості елементів ШП: резисторів, конденсаторів, дроселів, крім транзисторів і діодів. Це пов'язано з тим, що ці елементи працюють у ключовому режимі і їх опір у ввімкненому стані є значно меншим опору інших елементів електричного кола, а у вимкненому – значно більшим. Тому напівпровідникові прилади в цьому режимі роботи замінюють ключовими моделями. Еквівалентна схема при вищезазначених моделях приладів містить лінійні елементи та ідеальні ключі. Такі електричні ланцюги називають дискретно-лінійними [58]. На інтервалах між комутаціями ключів дискретно-лінійний ланцюг заміщається відповідною лінійною схемою заміщення. Кількість лінійних схем заміщення визначається послідовністю комутації ключів і, як правило, є невеликою.

До дискретно-лінійних ланцюгів застосовують більшість методів синтезу систем керування, призначених для лінійних ланцюгів, після їх незначної адаптації.

Як об'єкт керування ШП має такі особливості:

- 1) є неповністю визначеним об'єктом, оскільки його навантаження часто невідоме і може багаторазово змінюватись під час роботи.
- 2) до його складу входить інерційна ланка – фільтр низьких частот, тому відпрацювання помилки займає значний час в порівнянні з періодом його роботи, зазвичай десятки періодів.

Зважаючи на це, при великій частоті збурень в системі, що викликані зміною параметрів зовнішньої дії і комутацією навантаження, необхідно підвищити показники якості регулювання в перехідному режимі. Для цього доцільно використовувати упереджувальну систему керування, а модель ШП представляти у просторі змінних стану.

Моделі у просторі змінних стану поділяються на лінійні і нелінійні. Нелінійні моделі використовуються у випадку значної нелінійності об'єкту керування. Прогноз змінних стану в моделі перетворювача для зручності подальших розрахунків здійснюється з постійним кроком Δt .

Лінійні моделі у просторі змінних стану формуються на основі матричної форми рівняння стану системи:

$$\frac{dX}{dt} = AX + BV. \quad (1.5)$$

де X – вектор стовпець змінних стану,

A – матриця, елементи якої залежать від структури і параметрів ланцюга,

B – матриця, що визначає вклад зовнішньої дії у баланс струмів і напруг ланцюга,

V – вектор-стовпець зовнішньої дії.

При аналізі електричних ланцюгів широко використовується чисельний розв’язок системи (1.5), який покладений в основу метода змінних стану [15]. В цьому випадку модель для розрахунку змінних стану має форму різницевих рівнянь. При використанні чисельних методів першого порядку така модель має наступну форму:

$$X(t + \Delta t_i) = (AX(t) + BV) \Delta t_i, \quad (1.6)$$

Δt_i – крок чисельного інтегрування.

Модель (1.6) є зручною при розрахунках на комп’ютерах. Однак оскільки крок чисельного інтегрування Δt_i обирається з умов стійкості і необхідної точності розв’язку, його значення значно менше, ніж необхідний часовий інтервал між сусідніми значеннями змінних стану Δt , що необхідний для моделювання процесів. Зважаючи на це використання цієї моделі пов’язане з трудомісткими і надлишковими розрахунками. Для зменшення обсягу розрахунків систему (1.5) розв’язують у загальному вигляді, розв’язок представляють у формі вільної і перехідної складових. При цьому вільна складова описує перехідний процес при нульовій зовнішній дії, а перехідна – при заданій зовнішній дії, але за нульових початкових умов:

$$X(t) = X_{ВЛЛ}(t) + X_{ПЕР}(t). \quad (1.7)$$

Зважаючи на те, що зовнішня дія в ШПП має постійне значення аналітичні вирази для вільної і перехідної складових мають наступний вид:

$$X_{ВЛЛ}(t) = e^{At} \cdot X_0, \quad (1.8)$$

$$X_{ПЕР}(t) = (E - e^{At}) \cdot X_{ВИМ}, \quad (1.9)$$

де X_0 – початкові умови,

e^{At} – матрична експонента,

E – одинична матриця,

$X_{ВИМ}$ – вимушена складова.

Представлення перехідного процесу у формі (1.7) зменшує обсяг розрахунків в порівнянні моделлю (1.5) за умови обчислення перехідного процесу в дискретні моменти часу з заданим кроком Δt . Це пов'язано з тим, що у виразах вільної і перехідної складової на періоді роботи перетворювача можна вважати, що від часу залежить тільки матрична експонента e^{At} . При цьому зміна значення зовнішньої дії розглядається як збурення. Якщо позначити значення матричної експоненти у момент часу Δt константою $F(\Delta t) = e^{A\Delta t}$, отримаємо:

$$X_{ВИЛ}(t+\Delta t) = F(\Delta t) \cdot X_{ВИЛ}(t). \quad (1.10)$$

$$X_{ПЕР}(t+\Delta t) = F(\Delta t) \cdot X_{ПЕР}(t) + (E - F(\Delta t)) \cdot X_{ВИМ}, \quad (1.11)$$

Просумувавши вільну і перехідну складові, з урахуванням (1.7) отримаємо:

$$X(t+\Delta t) = F(\Delta t) \cdot X(t) + (E - F(\Delta t)) \cdot X_{ВИМ}. \quad (1.12)$$

Модель (1.12) як і (1.6) є різницеvim рівнянням, однак в цій моделі величина кроку Δt є довільною, що зменшує трудомісткість розрахунків на декілька порядків. Методика розрахунку перехідного процесу за моделлю (1.12) розроблена у методі функцій вільного режиму [19].

Якщо необхідно розрахувати значення лише частини змінних стану, рівняння типу (1.12) записуються лише відносно заданих змінних стану.

У випадку аналізу дискретно-лінійних ланцюгів зі змінною структурою параметри моделі (1.12) кожної лінійної схеми заміщення відрізняються між собою. Тому аналіз дискретно-лінійних ланцюгів ускладнюється. Для опису дискретно-лінійних ланцюгів широке використання знайшли два підходи, які базуються на методі припасовування [19] і методі усереднення змінних стану [27, 38].

Метод припасовування використовується для знаходження початкових умов на кожному інтервалі сталості структури пристрою. Початкові умови, розраховані цим методом, часто використовують для виведення загальної математичної моделі дискретно-лінійного ланцюга у поєднанні з апаратом z-перетворення [77]. Загальна форма математичної моделі відносно певної змінної стану x_i є такою:

$$x_{ip} = \sum_{j=1}^n (z_j)^p K_j + K_0, \quad (1.13)$$

де n – порядок моделі,

$K_0 \dots K_n$ – постійні коефіцієнти,

p – номер періода,

$z_1 \dots z_n$ – корені характеристичного рівняння z-перетворення.

Для використання моделі (1.13) необхідно розрахувати значення коренів $z_1 \dots z_n$ та постійних коефіцієнтів $K_0 \dots K_n$, що залежать від параметрів дискретно-лінійного ланцюга і зовнішньої дії. Перевагою цієї моделі є те, що її можна використовувати, якщо параметри ланцюга і зовнішньої дії наперед невідомі. В [69] показана методика розрахунку параметрів моделі (1.13) лише за значеннями змінних стану в декількох точках. Зважаючи на це модель (1.13) дозволяє аналізувати перетворювачі з невідомими параметрами навантаження, тобто має адаптивні та робастні властивості.

Усереднена модель формується на основі представлення перехідного процесу у вигляді суми постійної і змінної складових і містить лише постійні коефіцієнти і значення параметра γ , що визначає тривалість часового інтервалу на якому дискретно-лінійний ланцюг заміщується і-ою лінійною схемою заміщення. Загальна система усередненої моделі у просторі змінних стану має наступний вигляд:

$$\frac{dX}{dt} = \sum_i A_i \cdot \gamma_i \cdot X + \sum_i B_i \cdot \gamma_i \cdot V_i, \quad (1.14)$$

де γ_i – відносна тривалість і-го інтервалу, $\sum \gamma_i = 1$.

A_i, B_i – матриці і-ої схеми заміщення.

Для лінеаризації системи (1.14) змінні стану і зовнішню дію представляють у вигляді суми постійної і змінної складової.

$$X = \bar{X} + \Delta X, V = \bar{V} + \Delta V, \gamma = \bar{\Psi} + \Delta \Psi. \quad (1.15)$$

В результаті із системи рівнянь (1.14) отримують дві окремих системи: одна алгебраїчна – для вимушеної складової і диференціальна – для змінної складової:

$$A\bar{X} + B\bar{V} = 0. \quad (1.16)$$

$$\frac{d\Delta X}{dt} = A\Delta X + B\Delta V. \quad (1.17)$$

Оскільки в матрицях усередненої моделі немає змінних коефіцієнтів на відміну від моделей (1.5), (1.12), її зручно використовувати для аналізу процесів у моделях аналітичними методами і синтезу регуляторів систем керування.

У випадках, якщо об'єкт керування неможливо замінити лінійною моделлю і його структура невідома для моделювання роботи перетворювача використовується нейронна модель [76, 88]. Нейронна модель дозволяє прогнозувати значення змінних стану при відомих значеннях змінних стану і зовнішньої дії у поточний момент часу. Такі моделі є простими у використанні, але мають невисоку точність.

Вибір моделі визначається в основному характеристиками об'єкта керування. Певні обмеження на модель об'єкта керування накладає підхід, на основі якого синтезується система керування. Тому перед вибором моделі доцільно розглянути підходи, що використовуються в упереджувальних системах керування.

1.4 Принципи побудови систем упереджувального керування

Принцип упереджувального керування (model predictive control), почав розвиватися на початку 60-х років і застосовувався для керування процесами і обладнанням в нафто-хімічній і енергетичній галузях, для яких

використання традиційних систем керування не дає бажаних результатів через вкрай складні математичні моделі об'єктів керування. На сьогодні принцип упереджувального керування застосовується у більшості технічних галузях, зокрема для синтезу систем керування напівпровідникових перетворювачів.

Якість параметрів керування об'єктом в таких системах керування оцінюється певним цільовим функціоналом, значення якого методами математичної оптимізації зводиться до мінімуму [80].

Основною перевагою упереджувального керування є простота базової схеми формування зворотного зв'язку, що має високі адаптивні властивості. Остання обставина дозволяє використовувати упереджувальні системи керування до об'єктів зі складною структурою, які містять нелінійності, оптимізувати процеси в режимі реального часу в рамках обмежень на значення змінних стану, враховувати невизначеності параметрів об'єкту керування і збурень.

Основу цього підходу складає наступний алгоритм керування динамічними об'єктами за принципом зворотного зв'язку:

- 1) за значеннями змінних стану в математичній моделі проводиться прогноз стану об'єкта керування на деякому скінченному прогнозному інтервалі часу $t_{\text{п}}$ – 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 $t_{\text{п}}$. Оптимізація здійснюється з врахуванням всього комплексу обмежень, що накладаються на значення змінних стану.

- 3) з сформованої послідовності сигналів керування виділяють сигнали керування першого періода і подають її на вхід об'єкта керування. Визначають значення змінних стану в кінці поточного періода роботи пристрою.

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. 1.7, структурна схема системи упереджувального керування на рис. 1.8.

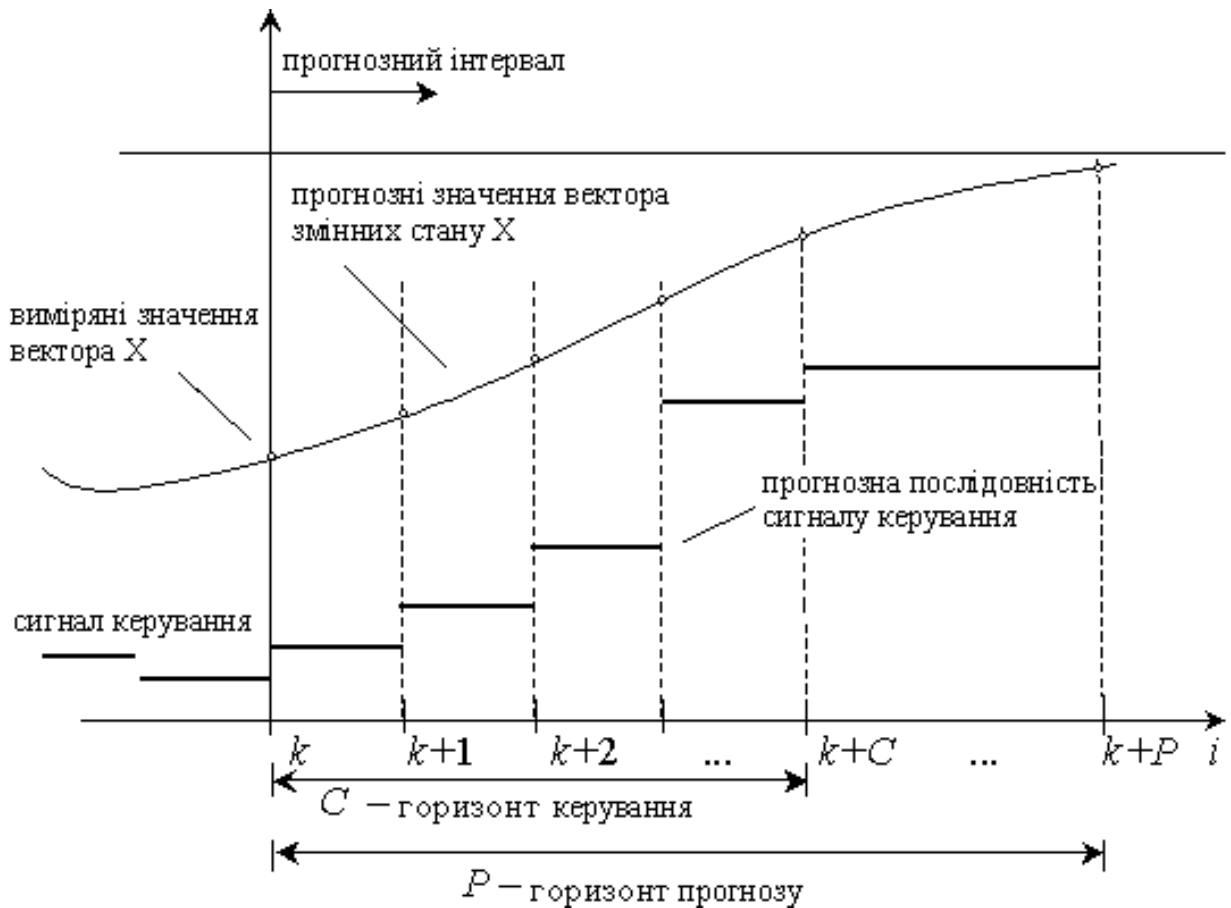


Рис. 1.7. Ілюстрація роботи системи упереджувального керування

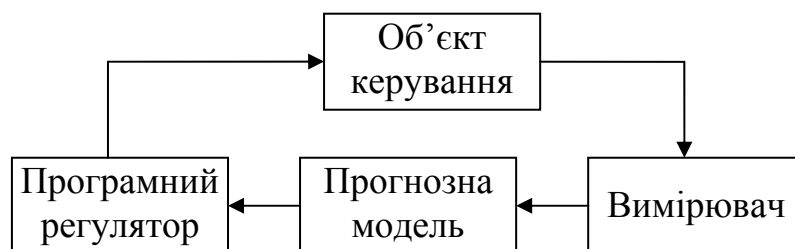


Рис. 1.8. Структурна схема системи упереджувального керування

Програмний регулятор і прогнозна модель реалізуються за допомогою процесора на який надходять виміряні значення змінних стану.

Для прогнозу станів системи найчастіше використовують дискретну лінійну модель в просторі змінних стану (1.6), яку записують у наступному вигляді [80]:

$$X_{i+1} = AX_i + Bu_i. \quad (1.18)$$

Значення вихідного параметра Y та сигналу керування u на періоді m лінійно залежать від значень змінних стану:

$$Y_m = C \cdot X_m, \quad u = K \cdot X_m, \quad (1.19)$$

де C, K – матриці з постійними коефіцієнтами.

Для оцінки якості процесу керування в точці k використовують функціонал J :

$$J_k = \sum_{j=1}^P \left((Y_{k+j} - r_{k+j})^T \cdot R_{k+j} \cdot (Y_{k+j} - r_{k+j}) + u_{k+j-1}^T \cdot Q_i \cdot u_{k+j-1} \right), \quad (1.20)$$

де r_i – еталонне значення вихідного параметра,

R_i, Q_i – симетруючі матриці,

P – горизонт прогнозу.

Об'єднавши значення вихідного параметра і сигналу керування у вектори, отримаємо:

$$\begin{aligned} \bar{Y} &= [Y_k \ Y_{k+1} \ \dots \ Y_{k+P}]^T, \\ \bar{u} &= [u_k \ u_{k+1} \ \dots \ u_{k+P}]^T. \end{aligned} \quad (1.21)$$

Зважаючи на (1.21) функціонал (1.20) має наступну форму:

$$J_k = \left(\bar{Y} - \bar{r} \right)^T \cdot R \cdot \left(\bar{Y} - \bar{r} \right) + \bar{u}^T \cdot Q_i \cdot \bar{u}. \quad (1.22)$$

З урахуванням рівняння стану (1.18) виражають значення вихідного параметра Y на прогнозному інтервалі.

$$Y_{k+1} = C \cdot X_{k+1} = C \cdot A \cdot X_k + C \cdot B \cdot u_k, \quad (1.23)$$

$$Y_{k+2} = C \cdot X_{k+2} = C \cdot A \cdot X_{k+1} + C \cdot B \cdot u_{k+1} = C \cdot A^2 \cdot X_k + C \cdot A \cdot B \cdot u_k + C \cdot B \cdot u_{k+1}, \quad (1.24)$$

$$Y_{k+P} = C \cdot X_{k+P} = C \cdot A^P \cdot X_k + C \cdot A^{P-1} \cdot B \cdot u_k + C \cdot A^{P-2} \cdot B \cdot u_{k+1} + \dots + C \cdot B \cdot u_{k+P-1}. \quad (1.25)$$

З урахуванням (1.21) функціональна залежність вихідного параметра Y записується у матричній формі:

$$\bar{Y} = L \cdot X_k + M \cdot \bar{u}, \quad (1.26)$$

$$\text{де } L = \begin{pmatrix} CA \\ CA^2 \\ \dots \\ CA^P \end{pmatrix}, \quad M = \begin{pmatrix} CB & 0 & \dots & 0 \\ CAB & CB & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ CA^{P-1}B & CA^{P-2}B & \dots & CB \end{pmatrix}.$$

Підставивши вираз (1.26) у формулу визначення функціоналу (1.22) отримаємо:

$$J_k = \left(L \cdot X_k + M \cdot \bar{u} - \bar{r} \right)^T \cdot R \cdot \left(L \cdot X_k + M \cdot \bar{u} - \bar{r} \right) + \bar{u}^T \cdot Q_i \cdot \bar{u}. \quad (1.27)$$

Мінімізація функціоналу (1.27) досягається за наступної умови:

$$\bar{u} = \bar{K} \cdot X_k + \bar{T} \cdot \bar{R}, \quad (1.28)$$

$$\text{де } \bar{K} = -\left(M^T \cdot R \cdot M + Q \right)^{-1} \cdot M^T \cdot R \cdot L,$$

$$\bar{T} = -\left(M^T \cdot R \cdot M + Q \right)^{-1} \cdot M^T \cdot R.$$

Згідно зі стратегією упереджувального керування з вектора u виділяється лише послідовність сигналів керування першого періода:

$$u_k = K \cdot X_k + T \cdot r_k. \quad (1.29)$$

З наведеної методики розрахунку часової послідовності сигналів керування видно, що методика упереджувального керування є достатньо трудомісткою, тому може застосовуватись лише до об'єктів з низькими динамічними властивостями. Безпосереднє використання описаного підходу для керування у реальному часі практично неможливо. Тому ведуться активні пошуки методів адаптації і зменшення трудомісткості розрахунків при використанні цього підходу до ШПП. Перевірку синтезованих систем проводять на комп'ютері з використанням спеціалізованих пакетів

моделювання [90]. Для цього використовують усереднену модель, що знижує динамічні властивості та запас стійкості систем упереджувального керування. До того ж при використанні такої моделі ефективно відпрацьовується збурення лише за зовнішньою дією. Зміна параметрів навантаження призводить до зміни значень матриць A , B , ідентифікація яких не передбачена в описаній методиці, тому це погіршує параметри якості системи регулювання. Тому задача розробки адекватної математичної моделі для ШП є актуальною задачею.

1.5 Упереджувальне керування широтно-імпульсними перетворювачами

Загальну структуру системи упереджувального керування напівпровідниковими перетворювачами запропоновано в [21], в цій системі керування при появі збурень здійснюється динамічна ідентифікація параметрів моделі під час роботи перетворювача. Тому до структури упереджувального керування додано систему ідентифікації. Використання системи ідентифікації дозволяє змінювати параметри моделі з метою її максимальної відповідності з об'єктом керування. Критерієм відповідності моделі і об'єкту керування є похибка прогнозу змінних стану за допомогою моделі. Використання усередненої моделі для оцінки адекватності моделі об'єкту керування є малоефективним оскільки для цього використовуються миттєві значення змінних стану, точність прогнозу яких за допомогою усередненої моделі є достатньою лише на початку і в кінці періода. Тому замість усередненої моделі доцільно використовувати окрему модель для кожного інтервалу сталості структури перетворювача. Мінімізація трудомісткості розрахунків досягається при використанні моделей типу (1.12). Алгоритми ідентифікації використані для формування моделі (1.13), які доцільно адаптувати до особливостей роботи ШП і покласти їх в основу роботи системи ідентифікації. В якості функціоналу доцільно обрати

сумарну помилку середнього значення напруги на кожному періоді роботи перетворювача на прогнозному інтервалі:

$$J = U_{CP} - \frac{1}{T} \int_0^T u_{вух}(t) dt. \quad (1.30)$$

Вираз для обчислення функціоналу на прогнозному інтервалі тривалістю m періодів є таким:

$$J_{\Pi} = \sum_{i=1}^m |J_i|. \quad (1.31)$$

Мінімізацію функціоналу (1.30) зручніше проводити, коли вихідна напруга представлена аналітичним виразом, а не набором числових значень як в функціоналі, що обчислюється за допомогою формули (1.27). Це дає наступні переваги:

- збільшення точності розрахунку функціоналу;
- зменшення трудомісткості розрахунків.

Згідно з вимогами щодо можливості ідентифікації структури та параметрів ШПП, переваги мають дискретні моделі, а для зниження похибки і трудомісткості розрахунків функціоналу доцільно використовувати неперервні моделі. Зважаючи на це для підвищення ефективності упереджувального керування доцільно використовувати обидва типи моделей кожної схеми заміщення дискретно-лінійного ланцюга, що разом утворюють дворівневу модель. Дискретна модель використовується для виявлення збурень в системі. Вона формується і коректується системою ідентифікації. На основі дискретної моделі з використанням апарату з-перетворення формується неперервна модель, що використовується для формування сигналів керування перетворювачем із умови мінімізації функціоналу (1.31). Структурна схема системи упереджувального керування, що базується на такому підході зображена на рис. 1.9.

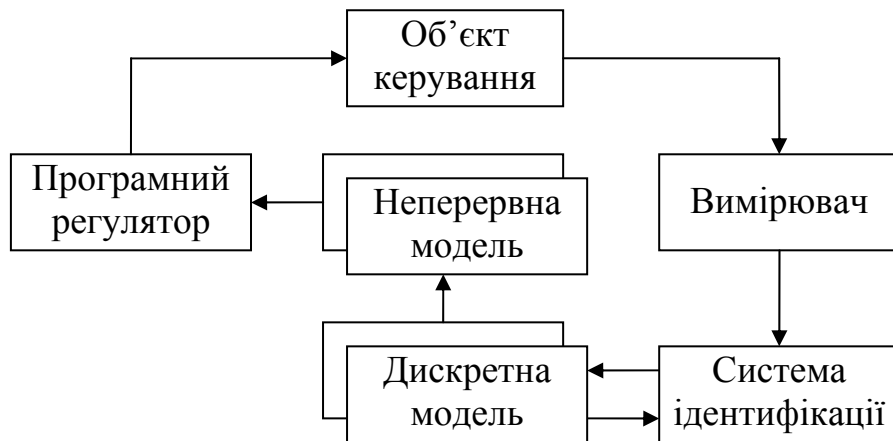


Рис. 1.9. Структурна схема системи упереджувального керування ШП

На роботу регулятора системи упереджувального керування окрім значень змінних стану моделі впливають обмеження на максимальні струми і напруги в елементах перетворювача. В номінальних режимах роботи струми і напруги в ШП як правило не виходять за допустимі межі, тому вплив обмежень проявляється лише в пускових і аварійних режимах роботи.

Під час пускового режиму прилади перетворювача зазнають значного перенавантаження за струмом і напругою. Для усунення перевантажень доцільно обмежувати значення змінних стану під час перехідного процесу. В більшості ШП на вході встановлено дросель, а напруга навантаження рівна напрузі на конденсаторі фільтра. Тому доцільно обмежити значення змінних стану цих елементів певними граничними значеннями:

$$I_L < I_{\max}, U_C < U_{\max}. \quad (1.32)$$

Аварійні режими виникають при виході за допустимі межі величини вхідної напруги, опору навантаження і виходу з ладу приладів перетворювача. Для виявлення аварійних ситуацій необхідно розробити алгоритми діагностики вказаних параметрів на основі моделей перетворювача.

ВИСНОВКИ

1. Зважаючи на значну інерційність процесів у перетворювачах постійної напруги, для покращення їх динамічних характеристик доцільно використовувати системи упереджувального керування.

2. Однією з причин недостатньої ефективності існуючих методик упереджувального керування імпульсними перетворювачами є відсутність математичних моделей, які дають можливість прогнозувати стан системи при невідомих параметрах навантаження.

3. Для підвищення ефективності упереджувального керування доцільно використовувати дворівневу математичну модель перетворювача, що складається з дискретної і неперервної частин.

Розділ 2

Дискретна математична модель перетворювача постійної напруги

В перетворювачах постійної напруги в процесі роботи перетворювача можуть змінюватись параметри навантаження та величина зовнішньої дії, що призводить до необхідності коректувати математичну модель перетворювача. Тому для ефективної роботи системи упереджувального керування необхідно розробити методики виявлення збурень в системі, для чого доцільно прогнозувати значення змінних стану системи. Прогноз змінних стану пов'язаний зі значним обсягом розрахунків, зменшення якого можливе при використанні адаптованого методу розрахунку перехідних процесів в дискретно-лінійних ланцюгах. Одним з таких методів є метод функцій вільного режим (ФВР) [19]. Для розрахунку перехідного процесу методом ФВР вводять новий вид часових характеристик електричного ланцюга, які називаються функціями вільного режиму. Ці функції залежать лише від схеми лінійного ланцюга та його параметрів, і не залежать від зовнішніх дій та початкових умов. Математична модель для розрахунку перехідного процесу цим методом визначається виразом:

$$X(t+\Delta t) = F(\Delta t) \cdot X(t) + (E - F(\Delta t)) \cdot X_{ВИМ}, \quad (2.1)$$

де X – вектор змінних стану,

F – матриця ФВР,

E – одинична матриця,

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

Оскільки другий доданок у (2.1) – $(E - F(\Delta t)) \cdot X_{ВИМ}$ є перехідною складовою $X_{ПЕР}(\Delta t)$, яка не залежить від часу t , то для зменшення трудомісткості він обчислюється один раз і в подальшому замінюється константою.

$$\begin{aligned}
 X(t + \Delta t) &= F(\Delta t) \cdot X(t) + X_{ПЕР}(\Delta t); \\
 &\Downarrow \\
 X_{[k+1]} &= F_{[1]} \cdot X_{[k]} + X_{ПЕР}.
 \end{aligned}
 \tag{2.2}$$

Значення матриці F залежить від параметрів і структури ланцюга, тому використання моделі (2.2) для системи упереджувального керування можливе лише після розробки алгоритму її розрахунку після виникнення збурень в системі. Алгоритм розрахунку матриці ФВР повинен мати мінімальну трудомісткість та похибку розрахунків, оскільки ці показники визначають параметри мікропроцесорної системи за допомогою якої реалізується система упереджувального керування. Розглянемо модель в просторі змінних стану детальніше.

2.1 Математична модель на основі всіх змінних стану

2.1.1 Ідентифікація коефіцієнтів матриці функцій вільного режиму

Коефіцієнтами моделі відносно всіх змінних стану є ФВР. Опис методики розрахунку ФВР покажемо на прикладі дискретної моделі порядку n . Спочатку в моделі (2.1) винесемо матрицю ФВР за дужки.

$$\begin{aligned}
 X(t+\Delta t) &= F(\Delta t) \cdot (X(t) - X_{ВИМ}) + X_{ВИМ}; \\
 &\Downarrow \\
 X_{[k+1]} &= F_{[1]} \cdot (X_{[k]} - X_{ВИМ}) + X_{ВИМ}.
 \end{aligned}
 \tag{2.3}$$

Для знаходження всіх компонент матриці ФВР необхідно виміряти значення змінних стану в $n + 1$ точці і підставити їх значення у рівняння (2.3). Після підстановки отримаємо систему лінійних рівнянь. Скалярна форма якої має наступний вид.

$$\left\{ \begin{array}{l}
f_{11[1]} \cdot (X_{1[0]} - X_{1[1]}) + \dots + f_{1k[1]} \cdot (X_{k[1]} - X_k(\Delta t)) + \dots + \\
+ f_{1n}(\Delta t) \cdot (X_n(0) - X_n(\Delta t)) = X_1(\Delta t) - X_1(2\Delta t); \\
f_{11}(\Delta t) \cdot (X_1(0) - X_1(2\Delta t)) + \dots + f_{1k}(\Delta t) \cdot (X_k(0) - X_k(2\Delta t)) + \dots + \\
+ f_{1n}(\Delta t) \cdot (X_n(0) - X_n(2\Delta t)) = X_1(\Delta t) - X_1(3\Delta t); \\
----- \\
f_{11}(\Delta t) \cdot (X_1(0) - X_1(n\Delta t)) + \dots + f_{1k}(\Delta t) \cdot (X_k(0) - X_k(n\Delta t)) + \dots + \\
+ f_{1n}(\Delta t) \cdot (X_n(0) - X_n(n\Delta t)) = X_1(\Delta t) - X_1((n+1)\Delta t); \\
----- \\
f_{z1}(\Delta t) \cdot (X_1(0) - X_1(\Delta t)) + \dots + f_{zk}(\Delta t) \cdot (X_k(0) - X_k(\Delta t)) + \dots + \\
+ f_{zn}(\Delta t) \cdot (X_n(0) - X_n(\Delta t)) = X_z(\Delta t) - X_z(2\Delta t); \\
f_{z1}(\Delta t) \cdot (X_1(0) - X_1(2\Delta t)) + \dots + f_{zk}(\Delta t) \cdot (X_k(0) - X_k(2\Delta t)) + \dots + \\
+ f_{zn}(\Delta t) \cdot (X_n(0) - X_n(2\Delta t)) = X_z(\Delta t) - X_z(3\Delta t); \\
----- \\
f_{z1}(\Delta t) \cdot (X_1(0) - X_1(n\Delta t)) + \dots + f_{zk}(\Delta t) \cdot (X_k(0) - X_k(n\Delta t)) + \dots + \\
+ f_{zn}(\Delta t) \cdot (X_n(0) - X_n(n\Delta t)) = X_z(\Delta t) - X_z((n+1)\Delta t); \\
----- \\
f_{n1}(\Delta t) \cdot (X_1(0) - X_1(\Delta t)) + \dots + f_{nk}(\Delta t) \cdot (X_k(0) - X_k(\Delta t)) + \dots + \\
+ f_{nn}(\Delta t) \cdot (X_n(0) - X_n(\Delta t)) = X_n(\Delta t) - X_n(2\Delta t); \\
f_{n1}(\Delta t) \cdot (X_1(0) - X_1(2\Delta t)) + \dots + f_{nk}(\Delta t) \cdot (X_k(0) - X_k(2\Delta t)) + \dots + \\
+ f_{nn}(\Delta t) \cdot (X_n(0) - X_n(2\Delta t)) = X_n(\Delta t) - X_n(3\Delta t); \\
----- \\
f_{n1}(\Delta t) \cdot (X_1(0) - X_1(n\Delta t)) + \dots + f_{nk}(\Delta t) \cdot (X_k(0) - X_k(n\Delta t)) + \dots + \\
+ f_{nn}(\Delta t) \cdot (X_n(0) - X_n(n\Delta t)) = X_n(\Delta t) - X_n((n+1)\Delta t).
\end{array} \right. \quad (2.4)$$

Групи рівнянь системи (2.4) зі значеннями різних змінних стану не залежать одна від одною, тому система розкладається в загальному випадку на n незалежних систем рівнянь, кожна з яких має n невідомих:

$$\left\{ \begin{array}{l}
f_{11}(\Delta t) \cdot (X_1(0) - X_1(\Delta t)) + \dots + f_{1k}(\Delta t) \cdot (X_k(0) - X_k(\Delta t)) + \dots + \\
+ f_{1n}(\Delta t) \cdot (X_n(0) - X_n(\Delta t)) = X_1(\Delta t) - X_1(2\Delta t); \\
f_{11}(\Delta t) \cdot (X_1(0) - X_1(2\Delta t)) + \dots + f_{1k}(\Delta t) \cdot (X_k(0) - X_k(2\Delta t)) + \dots + \\
+ f_{1n}(\Delta t) \cdot (X_n(0) - X_n(2\Delta t)) = X_1(\Delta t) - X_1(3\Delta t); \\
----- \\
f_{11}(\Delta t) \cdot (X_1(0) - X_1(n\Delta t)) + \dots + f_{1k}(\Delta t) \cdot (X_k(0) - X_k(n\Delta t)) + \dots + \\
+ f_{1n}(\Delta t) \cdot (X_n(0) - X_n(n\Delta t)) = X_1(\Delta t) - X_1((n+1)\Delta t).
\end{array} \right. \quad (2.5)$$

Наприклад для ланцюга другого порядку система (2.3) складається з чотирьох рівнянь, які утворюють дві незалежні системи:

$$\begin{cases} f_{11}(\Delta t)(X_1(0) - X_1(\Delta t)) + f_{12}(\Delta t)(X_2(0) - X_2(\Delta t)) = X_1(\Delta t) - X_1(2\Delta t); \\ f_{11}(\Delta t)(X_1(0) - X_1(2\Delta t)) + f_{12}(\Delta t)(X_2(0) - X_2(2\Delta t)) = X_1(\Delta t) - X_1(3\Delta t), \\ f_{21}(\Delta t)(X_1(0) - X_1(\Delta t)) + f_{22}(\Delta t)(X_2(0) - X_2(\Delta t)) = X_2(\Delta t) - X_2(2\Delta t); \\ f_{21}(\Delta t)(X_1(0) - X_1(2\Delta t)) + f_{22}(\Delta t)(X_2(0) - X_2(2\Delta t)) = X_2(\Delta t) - X_2(3\Delta t). \end{cases} \quad (2.6)$$

Після розрахунку числових значень ФВР при необхідності розраховують вимушену складову за системою:

$$\begin{cases} X_{ВИМ1} \cdot (1 - f_{11}(\Delta t)) - f_{12}(\Delta t) \cdot X_{ВИМ2} - \dots - f_{1n}(\Delta t) \cdot X_{ВИМn} = \\ = X_1(\Delta t) - f_{11}(\Delta t) \cdot X_1(0) - f_{12}(\Delta t) \cdot X_2(0) - \dots - f_{1n}(\Delta t) \cdot X_n(0); \\ X_{ВИМ2} \cdot (1 - f_{22}(\Delta t)) - f_{21}(\Delta t) \cdot X_{ВИМ1} - \dots - f_{2n}(\Delta t) \cdot X_{ВИМn} = \\ = X_2(\Delta t) - f_{21}(\Delta t) \cdot X_1(0) - f_{22}(\Delta t) \cdot X_2(0) - \dots - f_{2n}(\Delta t) \cdot X_n(0); \\ \dots \\ X_{ВИМn} \cdot (1 - f_{nn}(\Delta t)) - f_{n1}(\Delta t) \cdot X_{ВИМ1} - \dots - f_{nn}(\Delta t) \cdot X_{ВИМn} = \\ = X_n(\Delta t) - f_{n1}(\Delta t) \cdot X_1(0) - f_{n2}(\Delta t) \cdot X_2(0) - \dots - f_{nn}(\Delta t) \cdot X_n(0). \end{cases} \quad (2.7)$$

Для ланцюга другого порядку система (2.7) є такою:

$$\begin{cases} X_{ВИМ1} (1 - f_{11}(\Delta t)) - f_{12}(\Delta t) X_{ВИМ2} = X_1(\Delta t) - f_{11}(\Delta t) X_1(0) - f_{12}(\Delta t) X_2(0); \\ X_{ВИМ2} (1 - f_{22}(\Delta t)) - f_{21}(\Delta t) X_{ВИМ1} = X_2(\Delta t) - f_{21}(\Delta t) X_1(0) - f_{22}(\Delta t) X_2(0). \end{cases} \quad (2.8)$$

Отже знаходження ФВР в ланцюгу n порядку в точці Δt зводиться до розв'язання n незалежних систем рівнянь, кожна з яких має n невідомих. Для знаходження векторів вимушеної складової додатково розв'язують систему рівнянь з n невідомими, тобто загалом необхідно розв'язати $n+1$ систему рівнянь, кожна з яких має n невідомих.

2.1.2 Похибка та трудомісткість розрахунку моделі

ФВР та вимушена складова розраховуються шляхом рішення систем рівнянь (2.4). Величина похибки розрахунку ФВР залежить від числа обумовленості систем (2.4). Матрична форма систем для знаходження ФВР $f_{k1} \dots f_{kn}$ має вигляд:

$$\left(\begin{array}{cc|c} X_1(\Delta t) - X_1(2\Delta t) & X_2(\Delta t) - X_2(2\Delta t) & X_n(\Delta t) - X_n(2\Delta t) \\ X_1(\Delta t) - X_1(3\Delta t) & X_2(\Delta t) - X_2(3\Delta t) & X_n(\Delta t) - X_n(3\Delta t) \\ \hline X_1(\Delta t) - X_1((n+1)\Delta t) & X_2(\Delta t) - X_2((n+1)\Delta t) & X_n(\Delta t) - X_n((n+1)\Delta t) \end{array} \right) \times$$

$$\times \begin{pmatrix} f_{1k}(\Delta t) \\ f_{2k}(\Delta t) \\ \hline f_{nk}(\Delta t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} X_k(2\Delta t) - X_k(3\Delta t) \\ X_k(2\Delta t) - X_k(4\Delta t) \\ \hline X_k(2\Delta t) - X_k((n+2)\Delta t) \end{pmatrix}. \quad (2.9)$$

Скорочена форма запису матричного рівняння (2.9):

$$\tilde{X} \cdot F_k = \hat{X}_k. \quad (2.10)$$

З цього рівняння знаходяться значення векторів-рядків ФВР F_k . Значення елементів матриці \tilde{X} і вектора-стовпця \hat{X}_k вимірюються у працюючому ланцюзі. Точність вимірювання цих величин визначається точністю АЦП. В загальному випадку значення цих величин вимірюються з похибкою δ_0 . Зважаючи на це, рівняння матиме вигляд:

$$(\tilde{X} + \delta_0 \cdot \tilde{X}) \cdot F_k(\Delta t) = (\hat{X}_k + \delta_0 \cdot \hat{X}_k). \quad (2.11)$$

Очевидно, що розв'язок цього матричного рівняння відрізняється від (2.10). Величина похибки розв'язку залежить від числа обумовленості матриці \tilde{X} – $\text{cond}(\tilde{X})$ [14]. Число обумовленості матриці визначається за формулою:

$$\text{cond}(\tilde{X}) = \|\tilde{X}\| \cdot \|\tilde{X}^{-1}\|, \quad (2.12)$$

де $\|\tilde{X}\|$, $\|\tilde{X}^{-1}\|$ – спектральні норми матриці \tilde{X} і її оберненої матриці відповідно.

Число обумовленості матриці є показником її виродженості. Чим більше число обумовленості тим більш вироджена матриця. Нерівність для оцінки похибки вектора F_k $\delta_{\text{ФВР}0}$ має такий вигляд:

$$\delta_{\text{ФВР}0} \leq \frac{\text{cond}(\tilde{X})}{1 - \text{cond}(\tilde{X}) \cdot \frac{\|\delta_0 \cdot \tilde{X}\|}{\|\tilde{X}\|}} \cdot \left(\frac{\|\delta_0 \cdot \tilde{X}\|}{\|\tilde{X}\|} + \frac{\|\delta_0 \cdot \hat{X}_k\|}{\|\hat{X}_k\|} \right). \quad (2.13)$$

Зазвичай величина похибки $\delta_{\text{ФВР}0}$ обчислення вектора F_k незначно перевищує похибки X і X_k . Лише у випадку виродження матриці X похибка

розрахунку вектора F_k набагато перевищуватиме похибки вимірювання X і \hat{X}_k . Оцінимо похибку обчислення вимушеної складової за системою (2.7). Для розрахунку вимушеної складової використовуються значення ФВР розраховані з похибкою $\delta_{ФВР0}$, що визначається формулою (2.13) та значення змінних стану, що виміряні з похибкою δ_0 .

Матрична форма запису рівняння (2.7):

$$(E - F) \cdot X_{ВИМ} = X - X_{ВЛЛ}. \quad (2.14)$$

Нерівність для оцінки похибки вимушеної складової має вигляд:

$$\delta_{ВИМ} \leq \frac{cond(E - F)}{1 - cond(E - F)} \frac{\|\delta_0(E - F)\|}{\|E - F\|} \left(\frac{\|\delta_{ФВР0}(E - F)\|}{\|E - F\|} + \frac{\|\delta_{ФВР0}(X - X_{ВЛЛ})\|}{\|X - X_{ВЛЛ}\|} \right). \quad (2.15)$$

Величину похибки розрахунку ФВР і вимушеної складової перевірено в ланцюгах 2, 4 і 6 порядків. Для цього до значень змінних стану системи введено фіксовану похибку $\delta_0 = 10^{-6}$. Використовуючи еталонні значення змінних стану і значення змінних стану з цією похибкою, за формулою (2.4) розраховані ФВР, за формулою (2.7) – вимушена складова змінних стану. Після чого визначена похибка розрахунку ФВР і вимушеної складової. Результати розрахунку наведено на рис. 2.1.

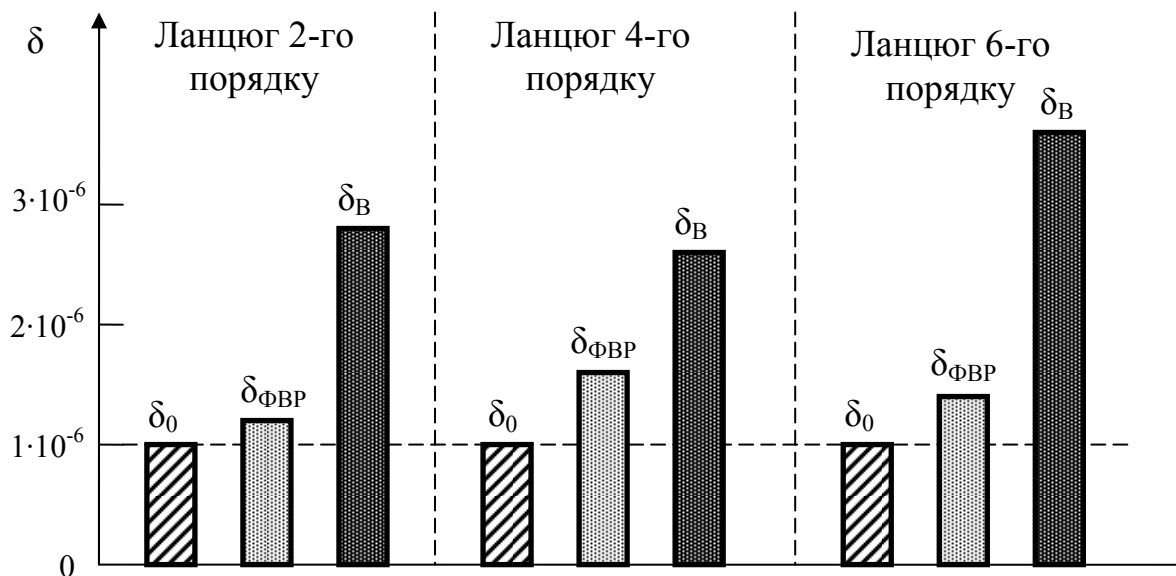


Рис. 2.1. Похибка розрахунку ФВР і вимушеної складової

Результати розрахунків свідчать про те, що похибка розрахунків ФВР і вимушеної складової зростає у порівнянні з похибкою визначення змінних стану. Найбільшу похибку має вимушена складова, оскільки при її розрахунку використовуються значення ФВР, що розраховані з більшою, ніж змінні стану, похибкою.

Розглянемо трудомісткість методики. Для цього підрахуємо кількість математичних операцій при формуванні і використанні математичної моделі. Оскільки час виконання операцій множення і ділення є більшим, ніж операцій додавання і віднімання, вказані групи арифметичних операцій розділимо на дві групи. Для формування математичної моделі порядку n необхідно вирішити n систем (2.5) і одну систему (2.7). Системи складаються з n рівнянь і розв'язуються методом Гауса. Для розв'язку системи рівнянь n -ого порядку цим методом необхідно виконати наступну кількість операцій множення і ділення [14]:

$$K_{\Phi 1} = \frac{n^3 + 3 \cdot n^2 + 1}{3}. \quad (2.16)$$

Кількість операцій додавання і віднімання є такою:

$$K_{\Phi 2} = n^3 + n^2 - 0.25 \cdot n. \quad (2.17)$$

Всього розв'язується $n + 1$ система. Отже сумарна кількість операцій множення і ділення рівна:

$$K_{\Phi \Sigma 1} = \frac{n^4 + 4 \cdot n^3 + 3 \cdot n^2 + n + 1}{3}, \quad (2.18)$$

а сумарна кількість операцій додавання і віднімання є такою:

$$K_{\Phi \Sigma 2} = n^4 + 2 \cdot n^3 + 0.75 \cdot n^2 - 0.25 \cdot n, \quad (2.19)$$

Для прогнозу змінних стану використовується вираз (2.1). Розрахуємо трудомісткість прогнозу для типової кількості точок на прогнозному інтервалі $k = 10$.

Кількість операцій множення і ділення:

$$K_{\Pi 1} = (n^3 + n^2) \cdot k. \quad (2.20)$$

Кількість операцій додавання і віднімання :

$$K_{II2} = \left((n-1)^3 + n^2 + n \right) \cdot k = \left(n^3 - 2 \cdot n^2 + 4 \cdot n + 1 \right) \cdot k. \quad (2.21)$$

Оцінимо відносну трудомісткість формування і використання моделі. Діаграми відносної трудомісткості за операціями множення і ділення для ланцюгів 2, 4, 6 порядків дано на рис. 2.2.

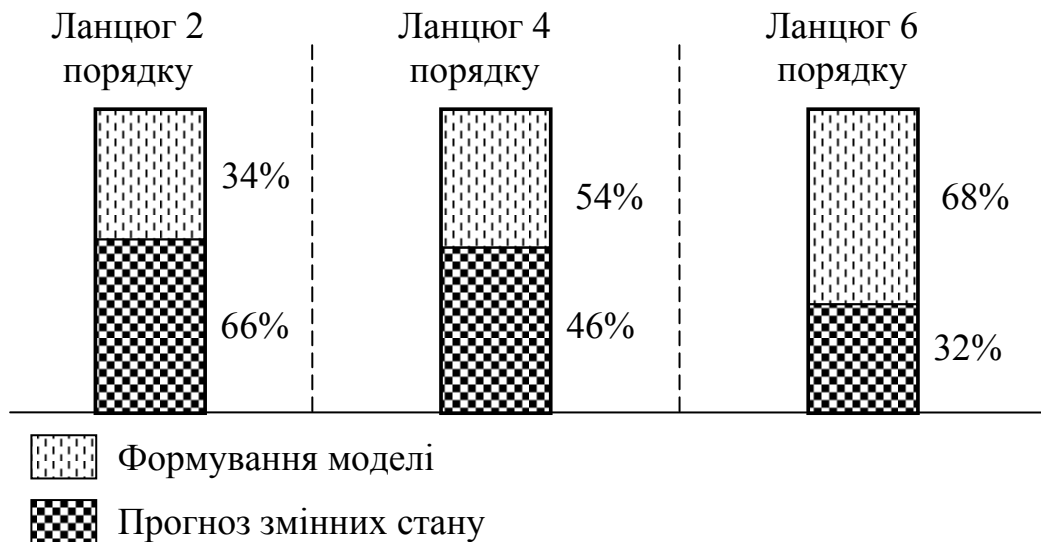


Рис. 2.2. Нормована трудомісткість розрахунків за етапами

З аналізу отриманих результатів можна зробити висновок, що трудомісткість формування математичної моделі є співвимірною з трудомісткістю прогнозу за допомогою дискретної моделі. При чому зі збільшенням порядку моделі трудомісткість її формування збільшується швидше, ніж трудомісткість прогнозу. Зважаючи на це, доцільно зменшити загальну кількість математичних операцій при формуванні моделі. Одним з шляхів вирішення цієї задачі є використання моделі відносно частини змінних стану. Окрім зменшення трудомісткості розрахунків такі моделі дають можливість сформулювати модель перетворювача, якщо значення змінних стану навантаження є невідомими. Тому, окрім дослідження моделі відносно всіх змінних стану, доцільно розробити моделі відносно частини змінних стану та дослідити їх точність і трудомісткість.

2.2 Математична модель відносно обраної змінної стану

2.2.1 Трудомісткість та похибка прогнозу

Для формування дискретної моделі відносно обраної змінної стану використовується різницеве рівняння відносно однієї змінної, що отримано з диференційного [77]:

$$\begin{aligned} a_n y^{(n)} + \dots + a_1 y' + a_0 y &= f(t); \\ \Downarrow \\ b_n y_{n+k} + \dots + b_1 y_{k+1} + b_0 y_k &= f^*(k), \end{aligned} \quad (2.22)$$

де $f(t)$ – зовнішня дія,

$a_0 \dots a_n, b_0 \dots b_n$ – постійні коефіцієнти,

$f^*(k)$ – решітчаста функція.

У випадку перетворювачів постійної напруги зовнішня дія є постійною, в цьому випадку модель (2.22) записується у такій формі:

$$x_{jk} = K_{n0} + \sum_{i=1}^n K_{ni} x_{j(k-i)}, \quad (2.23)$$

де K_{ni} – постійні коефіцієнти,

x_{jk} – значення змінної стану j в точці k .

Оцінимо трудомісткість прогнозу за допомогою моделі відносно однієї змінної стану. Оскільки прогнозуються значення лише однієї змінної стану, трудомісткість прогнозу в одній точці в порівнянні з прогнозною формулою (2.2) зменшиться в n раз.

Відносний рівень трудомісткості прогнозу моделі (2.23) у порівнянні з прогнозною формулою (2.2) в ланцюгу порядку n показано на рис. 2.3.

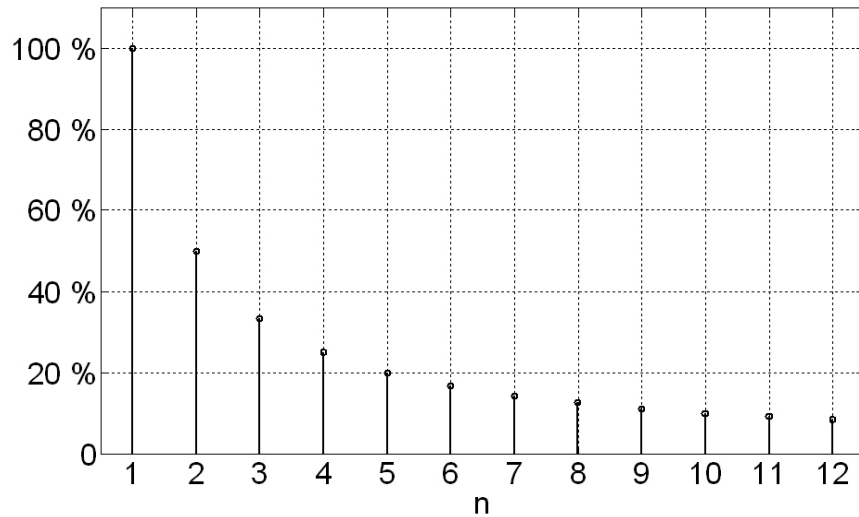


Рис. 2.3. Трудомісткість розрахунків моделі відносно однієї змінної стану

Трудомісткість прогнозу для ланцюгів 2-5 порядку скоротилась в 2 – 5 разів, що свідчить про значне зменшення трудомісткості при використанні цієї математичної моделі.

2.2.2 Методика формування математичної моделі

Для розрахунку коефіцієнтів K_{ni} необхідно виміряти значення змінної стану x_j в $2n + 1$ точках, підставити отримані значення в рівняння (2.23) і розв'язати, складену з $n+1$ вказаних рівнянь, систему, де n – порядок моделі. Наприклад, позначивши вимірянні значення змінної стану x_j $c_1..c_7$, для ланцюга третього порядку отримаємо:

$$\begin{cases} c_4 = K_{30} + c_3 K_{31} + c_2 K_{32} + c_1 K_{33}; \\ c_5 = K_{30} + c_4 K_{31} + c_3 K_{32} + c_2 K_{33}; \\ c_6 = K_{30} + c_5 K_{31} + c_4 K_{32} + c_3 K_{33}; \\ c_7 = K_{30} + c_6 K_{31} + c_5 K_{32} + c_4 K_{33}. \end{cases} \quad (2.24)$$

Виключивши з системи (2.24) одне рівняння і коефіцієнт K_{30} шляхом віднімання першого рівняння від наступних, отримаємо наступну систему:

$$\begin{cases} c_5 - c_4 = (c_4 - c_3)K_{31} + (c_3 - c_2)K_{32} + (c_2 - c_1)K_{33}; \\ c_6 - c_4 = (c_5 - c_3)K_{31} + (c_4 - c_2)K_{32} + (c_3 - c_1)K_{33}; \\ c_7 - c_4 = (c_6 - c_3)K_{31} + (c_5 - c_2)K_{32} + (c_4 - c_1)K_{33}. \end{cases} \quad (2.25)$$

або в матричній формі:

$$L = C \cdot K, \quad (2.26)$$

де L – вектор значень змінної стану x_j ,

C – матриця значень змінної стану,

K – вектор коефіцієнтів K_{ni} .

Розраховувавши коефіцієнти K_{ni} , з будь-якого рівняння системи (2.24) знаходиться K_{n0} . В загальному випадку, для ланцюга порядку n , K_{n0} розраховується за формулою:

$$K_{n0} = c_{n+1} - \sum_{i=1}^n c_i K_{ni}. \quad (2.27)$$

Для розрахунку вимушеної складової X_B використовується вираз (2.23). В усталеному режимі $c_k = c_{k-1} = \dots = c_{k-n} = X_{ВИМ}$, тоді

$$X_{ВИМ} = K_{n0} + \sum_{i=1}^n K_{ni} X_{ВИМ}. \quad (2.28)$$

З (2.28) визначається значення вимушеної складової:

$$X_{ВИМ} = \frac{K_{n0}}{1 - \sum_{i=1}^n K_{ni}}. \quad (2.29)$$

Для розрахунку коефіцієнтів K_{ni} необхідно розв'язати лише одну систему із n рівнянь, тому трудомісткість формування математичної моделі в порівнянні з моделлю відносно всіх змінних стану зменшиться в n разів. Зменшення трудомісткості в залежності від порядку ланцюга таке ж як і для прогнозних формул, рис. 2.3. Похибка розрахунку коефіцієнтів K_{ni} залежить від числа обумовленості матриці C і визначається так само як і при розрахунку ФВР.

2.2.3 Вплив збурень на параметри дискретної моделі

Для визначення параметрів математичної моделі, які необхідно перераховувати при появі збурень, доцільно дослідити від яких типів збурень залежать коефіцієнти K_{ni} . Спочатку дослідимо від чого залежить коефіцієнт K_{n0} . Як видно з формули (2.29) значення коефіцієнта K_{n0} пропорційно

значенню вимушеної складової X_B , а у випадку вільного режиму $K_{n0} = 0$. Тому коефіцієнт K_{n0} виражає вплив зовнішньої дії на перехідний процес і підлягає перерахунку при зміні параметрів зовнішньої дії за формулою (2.27).

Для того, щоб з'ясувати від чого залежать інші коефіцієнти розглянемо вільний процес в ланцюгу другого порядку:

$$X_{BLL}(t) = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t}, \quad (2.30)$$

де A_1, A_2 – сталі інтегрування,

p_1, p_2 – корені характеристичного рівняння.

Визначивши значення вільної складової у точках $0, \Delta t, 2\Delta t$:

$$X_{BLL}(0) = A_1 + A_2; \quad (2.31)$$

$$X_{BLL}(\Delta t) = A_1 e^{p_1 \Delta t} + A_2 e^{p_2 \Delta t}; \quad (2.32)$$

$$X_{BLL}(2\Delta t) = A_1 e^{p_1 2\Delta t} + A_2 e^{p_2 2\Delta t} \quad (2.33)$$

і зробивши заміни $e^{p_1 \Delta t} = B_1$ і $e^{p_2 \Delta t} = B_2$, отримаємо:

$$X_{BLL}(0) = A_1 + A_2; \quad (2.34)$$

$$X_{BLL}(\Delta t) = A_1 B_1 + A_2 B_2; \quad (2.35)$$

$$X_{BLL}(2\Delta t) = A_1 B_1^2 + A_2 B_2^2. \quad (2.36)$$

Підставивши значення вільної складової (2.34)-(2.36) у (2.23), отримаємо:

$$A_1 B_1^2 + A_2 B_2^2 = K_{21}(A_1 B_1 + A_2 B_2) + K_{22}(A_1 + A_2). \quad (2.37)$$

Для того, щоб рівняння (2.37) стало тотожністю, коефіцієнти K_{21} і K_{22} повинні мати такі значення:

$$K_{21} = B_1 + B_2 = e^{p_1 \Delta t} + e^{p_2 \Delta t}; \quad (2.38)$$

$$K_{22} = -B_1 B_2 = -e^{(p_1 + p_2) \Delta t}. \quad (2.39)$$

Як видно з формул (2.38) і (2.39) коефіцієнти K_{ni} враховують вплив параметрів ланцюга на перехідний процес через комбінації експонент. Зважаючи на це, коефіцієнти K_{ni} є аналогами ФВР. Знайдемо аналітичні вирази коефіцієнтів K_{ni} для ланцюга порядку n . Для узагальнення

використасмо значення коефіцієнтів K_{ni} для ланцюгів третього і четвертого порядку.

Аналітичні вирази коефіцієнтів K_{ni} для ланцюга третього порядку:

$$K_{31} = B_1 + B_2 + B_3; \quad (2.40)$$

$$K_{32} = -(B_1B_2 + B_2B_3 + B_3B_1); \quad (2.41)$$

$$K_{33} = B_1B_2B_3. \quad (2.42)$$

Аналітичні вирази коефіцієнтів K_{ni} для ланцюга четвертого порядку:

$$K_{41} = B_1 + B_2 + B_3 + B_4; \quad (2.43)$$

$$K_{42} = -(B_1B_2 + B_1B_3 + B_1B_4 + B_2B_3 + B_2B_4 + B_3B_4); \quad (2.44)$$

$$K_{43} = B_1B_2B_3 + B_1B_2B_4 + B_1B_3B_4 + B_2B_3B_4; \quad (2.45)$$

$$K_{44} = -B_1B_2B_3B_4. \quad (2.46)$$

Узагальнивши аналітичні вирази коефіцієнтів K_{ni} для ланцюгів різного порядку, можна зробити висновок, що для ланцюга порядку n коефіцієнт K_{ni} виражається через суму всіх можливих добутоків, які складаються з i експонент.

Загальний вид виразу для розрахунку коефіцієнта K_{ni} є такою:

$$K_{ni} = (-1)^{i-1} \sum_{l=1}^N \prod_{k=1}^i B_k. \quad (2.47)$$

Кількість доданків N при визначенні коефіцієнта K_{ni} визначається кількістю поєднань із n елементів по i [53]:

$$N = C_n^i = \frac{n!}{i!(n-i)!}. \quad (2.48)$$

Зважаючи на отримані аналітичні вирази коефіцієнтів K_{ni} , можна зробити висновок, що вони утворюють поліном степені n , коренями якого є експоненційні функції від коренів характеристичного рівняння в момент часу Δt [77]: $q_1 = e^{p_1\Delta t}$, $q_2 = e^{p_2\Delta t}$.. $q_n = e^{p_n\Delta t}$. Рівняння з якого визначаються експоненти коренів характеристичного рівняння мають наступний вигляд:

$$q^n - K_{n1} \cdot q^{n-1} - K_{n2} \cdot q^{n-2} - \dots - K_{n(n-1)} \cdot q - K_{nn} = 0. \quad (2.49)$$

Рівняння (2.49) є аналогом характеристичного, але воно будується відносно експонент коренів характеристичного рівняння.

Після знаходження коренів рівняння (2.49) $q_1.. q_n$ корені характеристичного рівняння $p_1.. p_n$ знаходяться з простих формул:

$$p_i = \frac{\ln(q_i)}{\Delta t}. \quad (2.50)$$

Вирази (2.49) і (2.50) дозволяють без додаткових перетворень знайти корені характеристичного полінома, що дає змогу представити перехідний процес в неперервній формі.

Аналіз коефіцієнтів K_{ni} показав:

- 1) коефіцієнт K_{n0} виражає вплив зовнішньої дії на перехідний процес;
- 2) коефіцієнти K_{ni} виражають вплив параметрів ланцюга на перехідний процес і є комбінаціями нормованих експонент коренів характеристичного рівняння ланцюга;
- 3) коефіцієнти K_{ni} є однаковими для всіх змінних стану ланцюга;
- 4) за допомогою коефіцієнтів K_{ni} безпосередньо розраховуються корені характеристичного рівняння, що дає змогу представити перехідний процес в неперервній формі.

Крім моделі відносно однієї змінної стану доцільно розробити моделі відносно частини змінних стану, значення яких можливо вимірювати під час роботи ланцюга. В цьому випадку система керування має багатоконтурну структуру, що дає змогу покращити динамічні характеристики перетворювачів.

2.3 Багатоконтурна математична модель

Математична модель перетворювача як правило формується відносно змінних стану його силової частини. В багатьох типах перетворювачів силова частина містить два реактивних елементи, тому дискретна модель формується відносно двох змінних стану. При цьому параметри навантаження невідомі і змінні стану навантаження не вимірюються.

Дискретна модель перетворювача при активному характері навантаження відповідає моделі відносно всіх змінних стану другого порядку, яка вже розглянута. Для формування моделі відносно частини змінних стану розглянемо випадок, коли навантаження містить одну змінну стану, що відповідає дискретній моделі третього порядку.

Виведення прогнозних формул відносно двох змінних стану здійснюється методом ФВР. Запишемо вираз для прогнозу змінних стану x_1 і x_2 для двох моментів часу за умови, що значення ФВР і перехідної складової відомі в моменти часу Δt і $2\Delta t$ відповідно:

$$\begin{cases} x_1(t + \Delta t) = x_1(t)f_{11}(\Delta t) + x_2(t)f_{12}(\Delta t) + x_3(t)f_{13}(\Delta t) + x_{1ПЕР}(\Delta t); \\ x_2(t + \Delta t) = x_1(t)f_{21}(\Delta t) + x_2(t)f_{22}(\Delta t) + x_3(t)f_{23}(\Delta t) + x_{2ПЕР}(\Delta t); \\ x_1(t + 2\Delta t) = x_1(t)f_{11}(2\Delta t) + x_2(t)f_{12}(2\Delta t) + x_3(t)f_{13}(2\Delta t) + x_{1ПЕР}(2\Delta t); \\ x_2(t + 2\Delta t) = x_1(t)f_{21}(2\Delta t) + x_2(t)f_{22}(2\Delta t) + x_3(t)f_{23}(2\Delta t) + x_{2ПЕР}(2\Delta t). \end{cases} \quad (2.51)$$

З першого і другого рівняння виразимо змінну стану x_3 і підставимо її в 3 та 4 рівняння відповідно. Після заміни отримаємо:

$$\begin{cases} x_3(t) = \frac{x_1(t + \Delta t) - x_1(t)f_{11}(\Delta t) - x_2(t)f_{12}(\Delta t) - x_{1ПЕР}(\Delta t)}{f_{13}(\Delta t)}; \\ x_3(t) = \frac{x_2(t + \Delta t) - x_1(t)f_{21}(\Delta t) - x_2(t)f_{22}(\Delta t) - x_{2ПЕР}(\Delta t)}{f_{23}(\Delta t)}; \\ x_1(t + 2\Delta t) = x_1(t + \Delta t) \frac{f_{13}(2\Delta t)}{f_{13}(\Delta t)} + x_1(t) \left(f_{11}(2\Delta t) - \frac{f_{11}(\Delta t)f_{13}(2\Delta t)}{f_{13}(\Delta t)} \right) + \\ + x_2(t) \left(f_{12}(2\Delta t) - \frac{f_{12}(\Delta t)f_{13}(2\Delta t)}{f_{13}(\Delta t)} \right) + x_{1ПЕР}(2\Delta t) - \frac{f_{13}(2\Delta t)}{f_{13}(\Delta t)} x_{1ПЕР}(\Delta t); \\ x_2(t + 2\Delta t) = x_2(t + \Delta t) \frac{f_{23}(2\Delta t)}{f_{23}(\Delta t)} + x_1(t) \left(f_{21}(2\Delta t) - \frac{f_{21}(\Delta t)f_{23}(2\Delta t)}{f_{23}(\Delta t)} \right) + \\ + x_2(t) \left(f_{22}(2\Delta t) - \frac{f_{22}(\Delta t)f_{23}(2\Delta t)}{f_{23}(\Delta t)} \right) + x_{2ПЕР}(2\Delta t) - \frac{f_{23}(2\Delta t)}{f_{23}(\Delta t)} x_{2ПЕР}(\Delta t). \end{cases} \quad (2.52)$$

Введемо заміни:

$$v_{11} = \frac{f_{13}(2\Delta t)}{f_{13}(\Delta t)}, v_{12} = \left(f_{11}(2\Delta t) - \frac{f_{11}(\Delta t)f_{13}(2\Delta t)}{f_{13}(\Delta t)} \right),$$

$$v_{13} = \left(f_{12}(2\Delta t) - \frac{f_{12}(\Delta t)f_{13}(2\Delta t)}{f_{13}(\Delta t)} \right), v_{10} = x_{1ПЕР}(2\Delta t) - \frac{f_{13}(2\Delta t)}{f_{13}(\Delta t)} x_{1ПЕР}(\Delta t),$$

$$v_{21} = \frac{f_{23}(2\Delta t)}{f_{23}(\Delta t)}, v_{22} = f_{21}(2\Delta t) - \frac{f_{21}(\Delta t)f_{23}(2\Delta t)}{f_{23}(\Delta t)}, v_{23} = f_{22}(2\Delta t) - \frac{f_{22}(\Delta t)f_{23}(2\Delta t)}{f_{23}(\Delta t)},$$

$$v_{20} = x_{2ПЕР}(2\Delta t) - \frac{f_{23}(2\Delta t)}{f_{23}(\Delta t)} x_{2ПЕР}(\Delta t).$$

Після заміни отримаємо систему різницьових рівнянь:

$$\begin{cases} x_1(t+2\Delta t) = v_{11} \cdot x_1(t+\Delta t) + v_{12} \cdot x_1(t) + v_{13} \cdot x_2(t) + v_{10}; \\ x_2(t+2\Delta t) = v_{21} \cdot x_2(t+\Delta t) + v_{22} \cdot x_2(t) + v_{23} \cdot x_1(t) + v_{20}. \end{cases} \quad (2.53)$$

Окрім різницьових рівнянь (2.53) існують інші форми різницьових рівнянь відносно двох змінних стану. Для їх виведення з першого рівняння системи (2.51) виразимо змінну стану x_3 і підставимо її у третє і четверте рівняння.

$$\begin{cases} x_3(t) = \frac{x_1(t+\Delta t) - x_1(t)f_{11}(\Delta t) - x_2(t)f_{12}(\Delta t) - x_{1ПЕР}(\Delta t)}{f_{13}(\Delta t)}; \\ x_1(t+2\Delta t) = x_1(t+\Delta t) \frac{f_{13}(2\Delta t)}{f_{13}(\Delta t)} + x_1(t) \left(f_{11}(2\Delta t) - \frac{f_{11}(\Delta t)f_{13}(2\Delta t)}{f_{13}(\Delta t)} \right) + \\ + x_2(t) \left(f_{12}(2\Delta t) - \frac{f_{12}(\Delta t)f_{13}(2\Delta t)}{f_{13}(\Delta t)} \right) + x_{1ПЕР}(2\Delta t) - \frac{f_{13}(2\Delta t)}{f_{13}(\Delta t)} x_{1ПЕР}(\Delta t); \\ x_2(t+2\Delta t) = x_1(t+\Delta t) \frac{f_{23}(2\Delta t)}{f_{13}(\Delta t)} + x_1(t) \left(f_{21}(2\Delta t) - \frac{f_{11}(\Delta t)f_{23}(2\Delta t)}{f_{13}(\Delta t)} \right) + \\ + x_2(t) \left(f_{22}(2\Delta t) - \frac{f_{12}(\Delta t)f_{23}(2\Delta t)}{f_{13}(\Delta t)} \right) + x_{2ПЕР}(2\Delta t) - \frac{f_{23}(2\Delta t)}{f_{13}(\Delta t)} x_{1ПЕР}(\Delta t). \end{cases} \quad (2.54)$$

Введемо заміни:

$$v'_{21} = \frac{f_{23}(2\Delta t)}{f_{13}(\Delta t)}, v'_{22} = f_{21}(2\Delta t) - \frac{f_{11}(\Delta t)f_{23}(2\Delta t)}{f_{13}(\Delta t)}, v'_{23} = f_{22}(2\Delta t) - \frac{f_{12}(\Delta t)f_{23}(2\Delta t)}{f_{13}(\Delta t)},$$

$$v'_{20} = x_{2ПЕР}(2\Delta t) - \frac{f_{23}(2\Delta t)}{f_{13}(\Delta t)} x_{1ПЕР}(\Delta t).$$

Після заміни отримаємо систему різницьових рівнянь:

$$\begin{cases} x_1(t+2\Delta t) = v_{11} \cdot x_1(t+\Delta t) + v_{12} \cdot x_1(t) + v_{13} \cdot x_2(t) + v_{10}; \\ x_2(t+2\Delta t) = v'_{21} \cdot x_1(t+\Delta t) + v'_{22} \cdot x_1(t) + v'_{23} \cdot x_2(t) + v'_{20}. \end{cases} \quad (2.55)$$

Для отримання ще однієї форми різницевого рівняння з другого рівняння системи (2.51) виразимо змінну стану x_3 і підставимо її у третє і четверте рівняння.

$$\left\{ \begin{array}{l} x_3(t) = \frac{x_2(t + \Delta t) - x_1(t)f_{21}(\Delta t) - x_2(t)f_{22}(\Delta t) - x_{2ПЕР}(\Delta t)}{f_{23}(\Delta t)}; \\ x_1(t + 2\Delta t) = x_2(t + \Delta t) \frac{f_{13}(2\Delta t)}{f_{23}(\Delta t)} + x_1(t)(f_{11}(2\Delta t) - \frac{f_{21}(\Delta t)f_{13}(2\Delta t)}{f_{23}(\Delta t)}) + \\ + x_2(t)(f_{12}(2\Delta t) - \frac{f_{22}(\Delta t)f_{13}(2\Delta t)}{f_{23}(\Delta t)}) + x_{1ПЕР}(2\Delta t) - \frac{f_{13}(2\Delta t)}{f_{23}(\Delta t)}x_{2ПЕР}(\Delta t); \\ x_2(t + 2\Delta t) = x_2(t + \Delta t) \frac{f_{23}(2\Delta t)}{f_{23}(\Delta t)} + x_1(t)(f_{21}(2\Delta t) - \frac{f_{21}(\Delta t)f_{23}(2\Delta t)}{f_{23}(\Delta t)}) + \\ + x_2(t)(f_{22}(2\Delta t) - \frac{f_{22}(\Delta t)f_{23}(2\Delta t)}{f_{23}(\Delta t)}) + x_{2ПЕР}(2\Delta t) - \frac{f_{23}(2\Delta t)}{f_{23}(\Delta t)}x_{2ПЕР}(\Delta t). \end{array} \right. \quad (2.56)$$

Введемо заміни:

$$v'_{11} = \frac{f_{13}(2\Delta t)}{f_{23}(\Delta t)}, v'_{12} = f_{11}(2\Delta t) - \frac{f_{21}(\Delta t)f_{13}(2\Delta t)}{f_{23}(\Delta t)}, v'_{13} = f_{12}(2\Delta t) - \frac{f_{22}(\Delta t)f_{13}(2\Delta t)}{f_{23}(\Delta t)},$$

$$v'_{10} = x_{1ПЕР}(2\Delta t) - \frac{f_{13}(2\Delta t)}{f_{23}(\Delta t)}x_{2ПЕР}(\Delta t).$$

Після заміни отримаємо систему різницевих рівнянь:

$$\left\{ \begin{array}{l} x_1(t + 2\Delta t) = v'_{11} \cdot x_2(t + \Delta t) + v'_{12} \cdot x_1(t) + v'_{13} \cdot x_2(t) + v'_{10}; \\ x_2(t + 2\Delta t) = v_{21} \cdot x_2(t + \Delta t) + v_{22} \cdot x_1(t) + v_{23} \cdot x_2(t) + v_{20}. \end{array} \right. \quad (2.57)$$

Різницеві рівняння (2.51), (2.53), (2.55) мають спільну структуру, тобто складаються з n доданків, коефіцієнти v_{ki} яких описують дію параметрів ланцюга на перехідний процес, та вільного члена v_{k0} , який описує вплив зовнішньої дії на перехідний процес. Цим вони подібні на різницеві рівняння відносно однієї та всіх змінних стану. Виведемо загальну форму різницевих рівнянь для ланцюга порядку n . Для цього використаємо систему різницевих рівнянь (2.53). Системи різницевих рівнянь для моделі з парною і непарною розмірністю є такими.

Для парного n :

$$\begin{cases} x_{1k} = \sum_{i=1}^{n/2} v_{1i} x_{1(k-i)} + \sum_{i=1}^{n/2} v_{1(i+n/2)} x_{2(k-i)} + v_{10}; \\ x_{2k} = \sum_{i=1}^{n/2} v_{2i} x_{2(k-i)} + \sum_{i=1}^{n/2} v_{2(i+n/2)} x_{1(k-i)} + v_{20}. \end{cases} \quad (2.58)$$

Для непарного n :

$$\begin{cases} x_{1k} = \sum_{i=1}^{\lfloor \frac{n+1}{2} \rfloor} v_{1i} x_{1(k-i)} + \sum_{i=1}^{\lfloor \frac{n-1}{2} \rfloor} v_{1(i+n/2)} x_{2(k-i)} + v_{10}; \\ x_{2k} = \sum_{i=1}^{\lfloor \frac{n+1}{2} \rfloor} v_{2i} x_{2(k-i)} + \sum_{i=1}^{\lfloor \frac{n-1}{2} \rfloor} v_{2(i+n/2)} x_{1(k-i)} + v_{20}. \end{cases} \quad (2.59)$$

Загалом трудомісткість прогностичних формул відносно частини змінних стану в порівнянні з прогностичними формулами відносно всіх змінних стану зменшується в n/m разів, де m – кількість змінних стану, що прогножуються.

Вимушена складова змінних стану x_1 і x_2 розраховується із тих самих міркувань, що і у випадку дискретної моделі відносно однієї змінної стану. Для випадку парного n система для розрахунку вимушених складових змінних стану $X_{ВИМ1}$ і $X_{ВИМ2}$ є такою:

$$\begin{cases} X_{ВИМ1} = X_{ВИМ1} \sum_{i=1}^{n/2} v_{1i} + X_{ВИМ2} \sum_{i=1}^{n/2} v_{1(i+n/2)} + v_{10}; \\ X_{ВИМ2} = X_{ВИМ2} \sum_{i=1}^{n/2} v_{2i} + X_{ВИМ1} \sum_{i=1}^{n/2} v_{2(i+n/2)} + v_{20}. \end{cases} \quad (2.60)$$

Виразивши з першого рівняння системи (2.60) $X_{ВИМ1}$ через $X_{ВИМ2}$ і підставивши його в друге рівняння, отримаємо вираз для визначення вимушеної складової $X_{ВИМ2}$:

$$\begin{cases} X_{ВИМ1} = \frac{X_{ВИМ2} \sum_{i=1}^{n/2} v_{1(i+n/2)} + v_{10}}{1 - \sum_{i=1}^{n/2} v_{1i}}; \\ X_{ВИМ2} = X_{ВИМ2} \sum_{i=1}^{n/2} v_{2i} + \frac{X_{ВИМ2} \sum_{i=1}^{n/2} v_{1(i+n/2)} + v_{10}}{1 - \sum_{i=1}^{n/2} v_{1i}} \sum_{i=1}^{n/2} v_{2(i+n/2)} + v_{20}; \end{cases}$$

⇓

$$\begin{aligned}
X_{ВИМ2} &= \frac{\frac{v_{10} \sum_{i=1}^{n/2} v_{2(i+n/2)}}{1 - \sum_{i=1}^{n/2} v_{1i}} + v_{20}}{1 - \sum_{i=1}^{n/2} v_{2i} - \frac{\sum_{i=1}^{n/2} v_{1(i+n/2)} \sum_{i=1}^{n/2} v_{2(i+n/2)}}{1 - \sum_{i=1}^{n/2} v_{1i}}} = \\
&= \frac{v_{10} \sum_{i=1}^{n/2} v_{2(i+n/2)} + v_{20} \left(1 - \sum_{i=1}^{n/2} v_{1i}\right)}{\left(1 - \sum_{i=1}^{n/2} v_{2i}\right) \left(1 - \sum_{i=1}^{n/2} v_{1i}\right) - \sum_{i=1}^{n/2} v_{1(i+n/2)} \sum_{i=1}^{n/2} v_{2(i+n/2)}}.
\end{aligned} \tag{2.61}$$

Значення вимушеної складової змінної стану x_1 розраховується з першого рівняння системи (2.61). Загалом вирази для визначення вимушених складових відносно однієї та двох змінних стану мають спільну структуру.

Розрахунок коефіцієнтів v_{ki} також подібний моделі відносно однієї змінної стану. Для цього вимірюються значення змінних стану в наступній кількості точок N_B :

$$N_B = n + 1 + \left[\frac{n+1}{m} \right], \tag{2.62}$$

де m – кількість вимірюваних змінних стану.

Після цього складається система відносно значень вимірюваних змінних стану. Наприклад для моделі четвертого порядку відносно двох змінних стану x_1 і x_2 , значення яких позначено $c_{11}..c_{1n}$ і $c_{21}..c_{2n}$, система розрахунку коефіцієнтів різницевого рівняння змінної x_1 є такою:

$$\begin{cases} c_{13} = c_{12}v_{11} + c_{11}v_{12} + c_{22}v_{13} + c_{21}v_{14} + v_{10}; \\ c_{14} = c_{13}v_{11} + c_{12}v_{12} + c_{23}v_{13} + c_{22}v_{14} + v_{10}; \\ c_{15} = c_{14}v_{11} + c_{13}v_{12} + c_{24}v_{13} + c_{23}v_{14} + v_{10}; \\ c_{16} = c_{15}v_{11} + c_{14}v_{12} + c_{25}v_{13} + c_{24}v_{14} + v_{10}; \\ c_{17} = c_{16}v_{11} + c_{15}v_{12} + c_{26}v_{13} + c_{25}v_{14} + v_{10}. \end{cases} \tag{2.63}$$

Після виключення коефіцієнта v_{10} з системи зменшиться на одне рівняння:

$$\begin{cases} c_{14} - c_{13} = (c_{13} - c_{12})v_{11} + (c_{12} - c_{11})v_{12} + (c_{23} - c_{22})v_{13} + (c_{22} - c_{21})v_{14}; \\ c_{15} - c_{13} = (c_{14} - c_{12})v_{11} + (c_{13} - c_{11})v_{12} + (c_{24} - c_{22})v_{13} + (c_{23} - c_{21})v_{14}; \\ c_{16} - c_{13} = (c_{15} - c_{12})v_{11} + (c_{14} - c_{11})v_{12} + (c_{25} - c_{22})v_{13} + (c_{24} - c_{21})v_{14}; \\ c_{16} - c_{13} = (c_{16} - c_{12})v_{11} + (c_{15} - c_{11})v_{12} + (c_{26} - c_{22})v_{13} + (c_{25} - c_{21})v_{14}; \end{cases} \quad (2.64)$$

або в матричній формі:

$$L_1 = C_1 \cdot V, \quad (2.65)$$

де L_1 – вектор значень прогнозованої змінної стану ,

C_1 – матриця значень вимірюваних змінних стану,

V – вектор коефіцієнтів v_{ki} .

В загальному випадку необхідно розв'язати m систем з n рівнянь, де m – кількість змінних стану, що прогнозуються.

2.4 Вибір математичної моделі

На основі отриманих результатів оберемо дискретну модель, що має найбільші переваги при застосуванні в упереджувальній системі керування. Критерієм вибору моделі є мінімальні трудомісткість та похибка формування математичної моделі і прогнозу змінних стану.

Трудомісткість формування математичних моделей оцінюється відносно моделі всіх змінних стану. В якості моделі відносно частини змінних стану розглядається модель з двома змінними стану. Графік трудомісткості моделей для ланцюга порядку n показано на рис. 2.4. При цьому трудомісткість моделі відносно всіх змінних прирівнюється до 100 %.

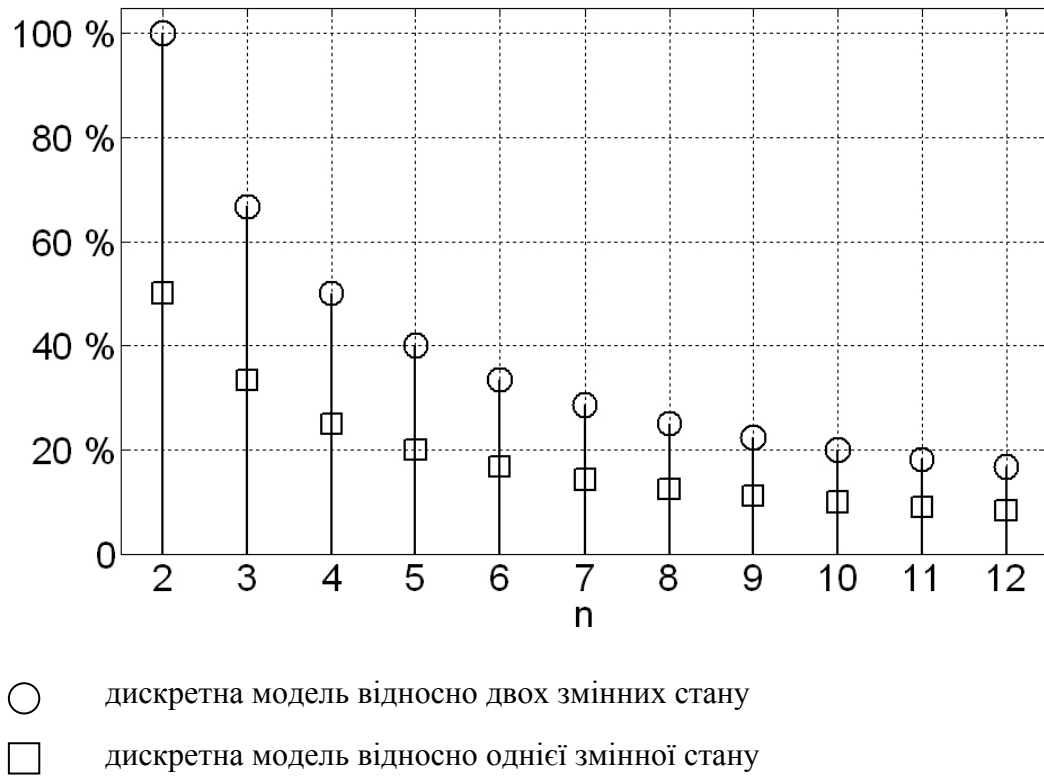


Рис.2.4. Відносна трудомісткість формування моделей

За цим показником модель відносно однієї змінної стану ефективніша ніж модель відносно двох змінних стану в 2 рази.

Трудомісткість прогнозу значень змінних стану описується такою ж залежністю, що і трудомісткість формування моделей, рис. 2.4. Тому за сумарним рівнем трудомісткості ефективнішою є модель відносно однієї змінної стану.

Оцінимо похибку розрахунків. Перевірка рівня похибки через її складну залежність виконувалась практично в програмі MatLab в ланцюгу четвертого порядку, що зображений на рис. 2.5 з наступними параметрами: $E = 100 \text{ В}$, $L_1 = L_2 = 10 \text{ мкГн}$, $C_1 = C_2 = 50 \text{ мкФ}$, $R_1 = R_2 = 0,2 \text{ Ом}$, $R_3 = 100 \text{ Ом}$.

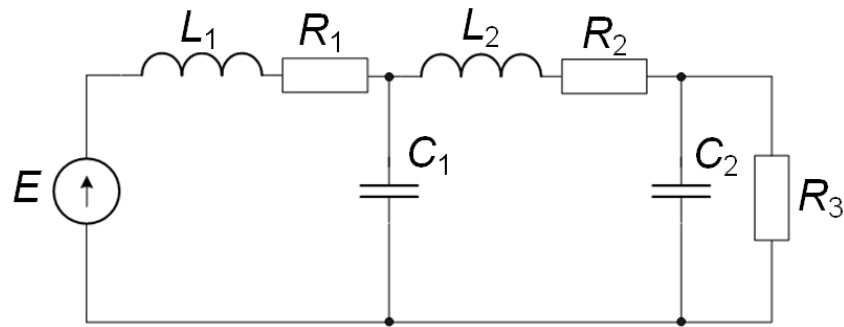
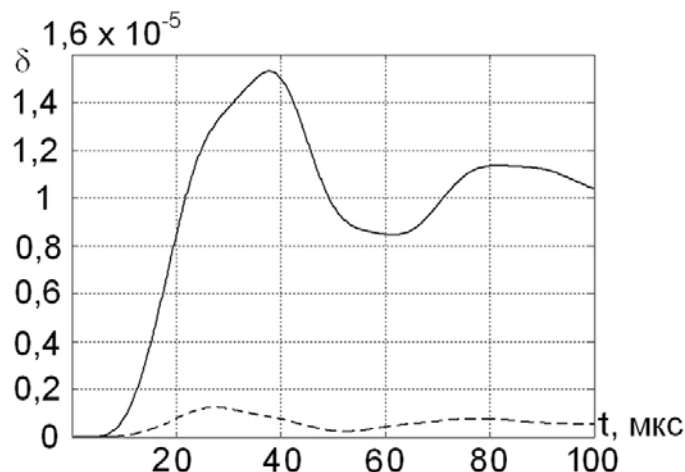


Рис. 2.5. Ланцюг четвертого порядку

В цьому ланцюгу розрахована похибка прогнозу напруги на конденсаторі C_2 під час перехідного процесу з наступними початковими умовами: $I_{L1} = 0,3$ А, $I_{L2} = 0,1$ А, $U_{C1} = 60$ В, $U_{C2} = 59$ В. Розрахунок перехідного процесу виконувався в програмі MatLab чисельним методом і за допомогою дискретних моделей відносно однієї, двох і чотирьох змінних стану. Для чисельного метода використовувався крок інтегрування $\Delta t_i = 5 \cdot 10^{-9}$ с, для дискретних моделей – $\Delta t_i = 5 \cdot 10^{-7}$ с. Оскільки крок інтегрування чисельного метода на два порядки менший, то результати розрахунку цим методом використовуються як еталонні для порівняння похибки розрахунку за допомогою дискретних моделей. Результати розрахунків наведені на рис. 2.6 і рис. 2.7.



- дискретна модель відносно двох змінних стану
- - - дискретна модель відносно всіх змінних стану

Рис.2.6. Відносна похибка прогнозу моделей відносно двох і всіх змінних стану

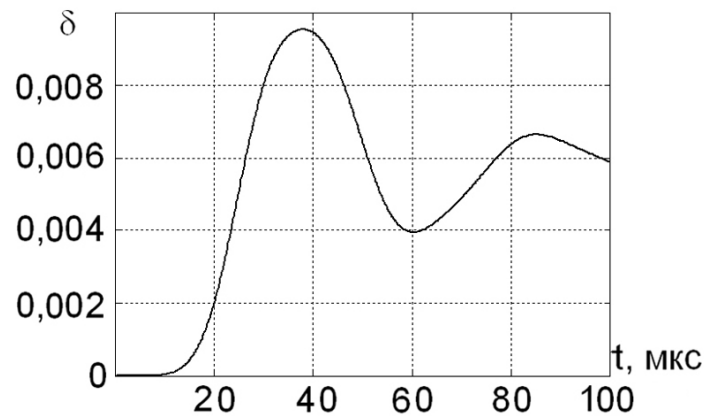


Рис.2.7. Відносна похибка прогнозу моделі відносно однієї змінної стану

Як видно з рис. 2.6, 2.7 похибка розрахунків зменшується зі збільшенням кількості змінних стану, які використовуються в прогнозних формулах. Максимальна відносна похибка при використанні прогнозних формул відносно всіх змінних стану становить $\delta_{\max} = 1 \cdot 10^{-6}$. Зменшення кількості прогнозованих змінних стану до двох призводить до збільшення максимальної похибки розрахунків на порядок $\delta_{\max} = 1.5 \cdot 10^{-5}$. А використання прогнозних формул відносно однієї змінної стану збільшує похибку ще на три порядки $\delta_{\max} = 1 \cdot 10^{-2}$.

Слід зазначити, що величина похибки залежить від значень прогнозованої змінної стану: максимальне збільшення похибки відбувається на ділянках, де прогнозована змінна стану змінюється найшвидше.

Зменшення похибки при використанні прогнозних формул відносно більшої кількості змінних стану пояснюється взаємною компенсацією похибок різних змінних стану, що зменшує сумарну похибку розрахунків. Зважаючи на це, для зменшення похибки розрахунків необхідно використовувати прогнозні формули з максимально можливою кількістю змінних стану. Прогнозні формули відносно однієї змінної стану є дуже чутливими до похибки початкових даних. Тому, незважаючи на більшу трудомісткість формування моделі, для прогнозування змінних стану доцільно обрати дискретну модель відносно двох змінних стану, так як у

силовій частині більшості ШПП, як правило, два реактивних елементи. Лише у випадках, коли модель ШПП складається з двох еквівалентних схем до яких входять по одному реактивному елементу силовій частині (інтервал накопичення енергії у підвищуючому і інвертуючому ШПП) використовується модель відносно однієї змінної стану.

Розрахуємо повну кількість математичних операцій, що виконуються при використанні прогнозних формул відносно двох змінних стану.

1 Формування математичної моделі.

Кількість операцій множення і ділення:

$$K_{\Sigma 1} = \frac{2 \cdot n^3 + 6 \cdot n^2 + 2}{3}. \quad (2.66)$$

Кількість операцій додавання і віднімання:

$$K_{\Sigma 2} = 2 \cdot n^3 + 2 \cdot n^2 - 0.5 \cdot n. \quad (2.67)$$

2 Прогноз змінних стану.

Кількість операцій множення і ділення при прогнозі змінних стану в k точках:

$$K_{\Sigma 1} = 2 \cdot n \cdot k. \quad (2.68)$$

Кількість операцій додавання і віднімання при прогнозі змінних стану в k точках:

$$K_{\Sigma 2} = 2 \cdot k \cdot (n - 1). \quad (2.69)$$

Для застосування розроблених моделей перетворювачів необхідно розробити допоміжні алгоритми за допомогою яких визначається розмірність моделі перетворювача та виконується адаптація до реальних режимів їх роботи.

2.5 Методики формування та корекції моделі

Розрахунок коефіцієнтів математичної моделі є останнім і найтрудомісткішим етапом формування математичної моделі. При появі збурення параметри моделі змінюються і потребують перерахунку. Виявлення збурення здійснюється на основі порівняння прогнозних значень

змінних стану і реальних значень, що вимірюються АЦП. Якщо різниця між вимірними і прогнозними значеннями змінних стану більша за максимальну похибку моделі, це свідчить про появу збурення. В цьому разі визначається момент виникнення збурення і його тип. Якщо збуренням є зміна параметрів зовнішньої дії, перераховується лише коефіцієнт v_{n0} , якщо ж змінилися параметри ланцюга то перераховуються всі коефіцієнти. В разі зміни параметрів ланцюга може змінитись і його порядок, тому перед перерахунком математичної моделі визначають порядок утвореного ланцюга. Для розрахунку математичної моделі необхідно, зважаючи на (2.62), виміряти значення змінних стану в наступній кількості точок:

$$N_{Bn} = n + 1 + \left[\frac{n + 1}{2} \right], \quad (2.70)$$

а для коректування:

$$N_{Bk} = 1 + \left[\frac{n + 1}{2} \right]. \quad (2.71)$$

На рис 2.8 наведено алгоритм формування або корекції математичної моделі на основі вимірних $x_{вм}$ і прогнозних $x_{пр}$ значень змінних стану.

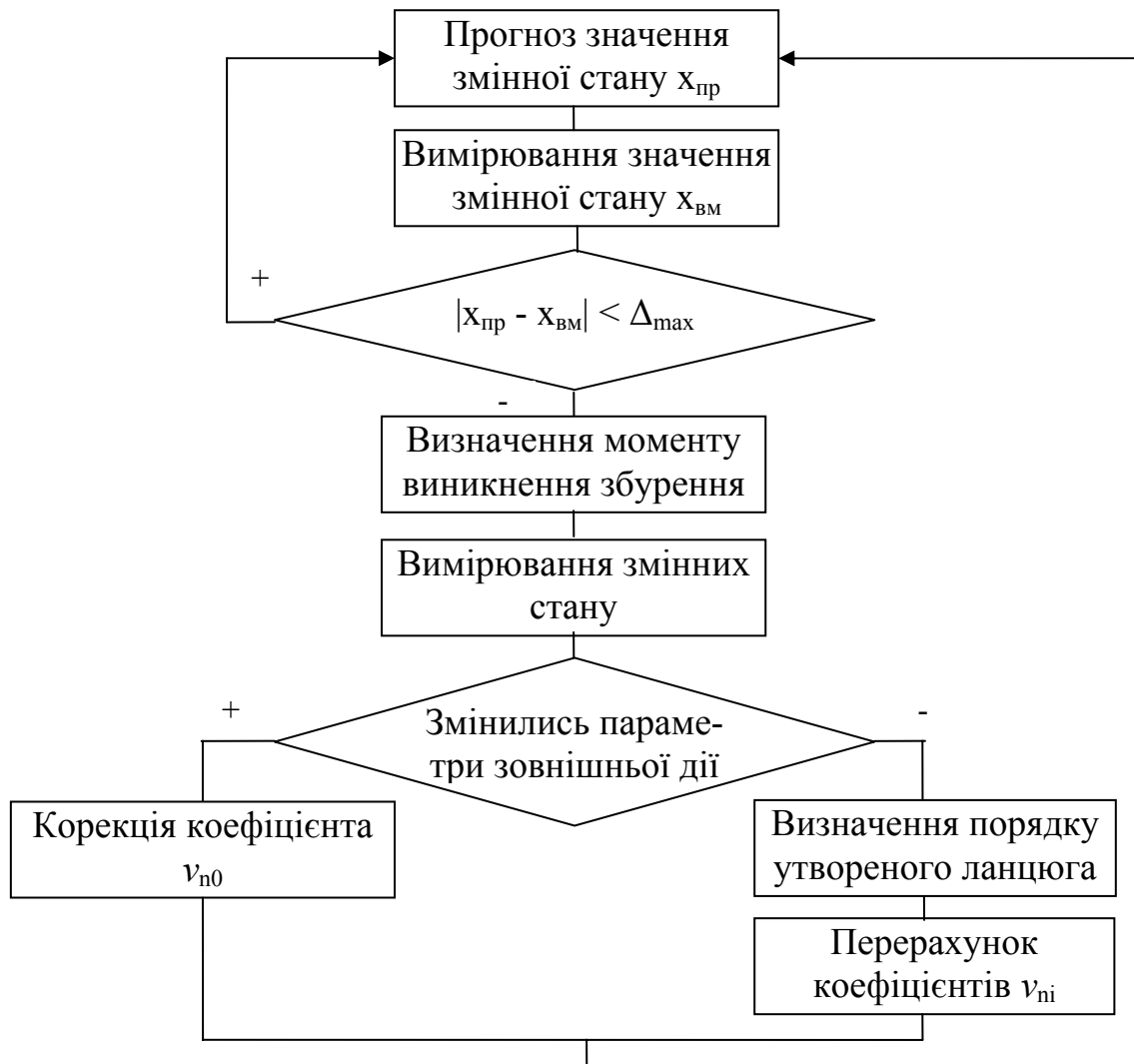


Рис. 2.8. Алгоритм формування або корекції математичної моделі

З алгоритму формування моделі видно, що при виникненні збурення необхідно, окрім перерахунку параметрів моделі, визначити момент виникнення збурення і для зменшення обсягу розрахунків визначити тип збурення.

2.5.1 Розрахунок моменту виникнення збурення

Зважаючи на те, що значення змінної стану до і після збурення змінюється за законом близьким до лінійного, для визначення моменту виникнення збурення $t_{зб}$ доцільно використовувати метод лінійної інтерполяції. Методика розрахунку ілюструється на рис. 2.9.

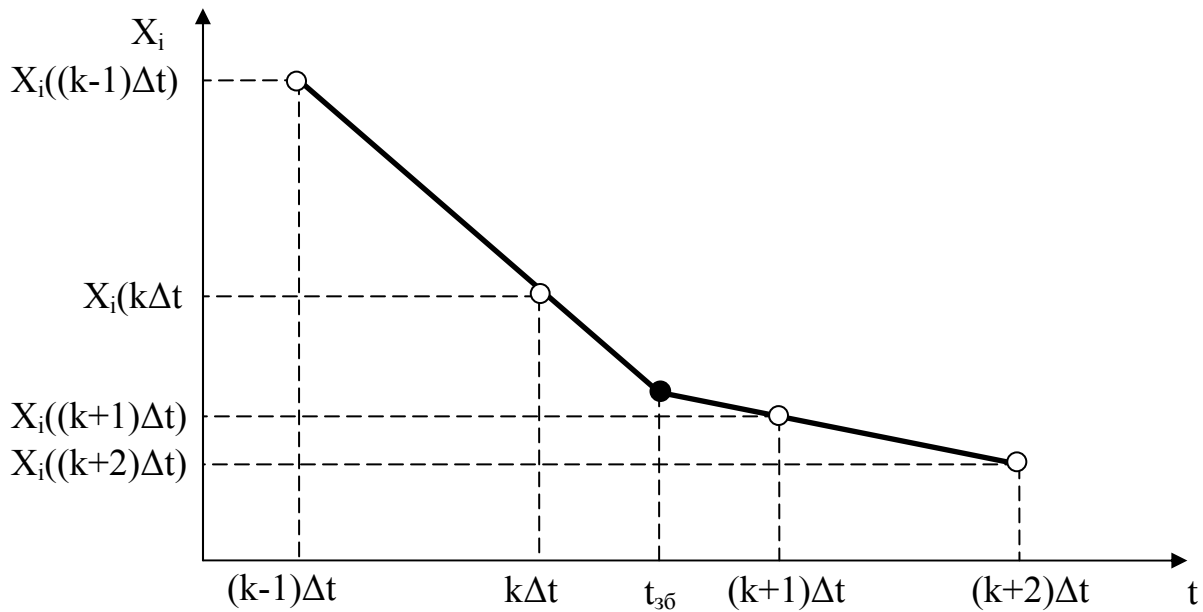


Рис. 2.9. Визначення моменту виникнення збурення

Для розрахунку моменту виникнення збурення t_{36} за цією методикою достатньо чотири значення змінної стану x_j : два значення до моменту виникнення збурення t_{36} і два після, за якими здійснюється лінеаризація змінної стану x_j двома прямими.

Перша пряма (точки $(k-1)\cdot\Delta t$, $k\cdot\Delta t$):

$$x_j(t) = b_1 \cdot t + a_1, \quad (2.72)$$

де b_1 – коефіцієнт нахилу прямої,

$$b_1 = \frac{x_j(k\cdot\Delta t) - x_j((k-1)\cdot\Delta t)}{\Delta t},$$

a_1 – вільний член.

$$a_1 = x_j(k\cdot\Delta t) - b_1 \cdot k\cdot\Delta t.$$

Друга пряма (точки $(k+1)\cdot\Delta t$, $(k+2)\cdot\Delta t$):

$$x_j(t) = b_2 \cdot t + a_2, \quad (2.73)$$

$$b_2 = \frac{x_j((k+2)\cdot\Delta t) - x_j((k+1)\cdot\Delta t)}{\Delta t},$$

$$a_2 = x_j((k+2)\cdot\Delta t) - b_2 \cdot (k+1)\cdot\Delta t.$$

Розрахунок моменту часу t_{36} полягає у розв'язанні системи лінійних рівнянь (2.72) і (2.73).

2.5.2 Визначення типу збурення

Коефіцієнти моделі v_{k0} залежать тільки від зовнішньої дії, а коефіцієнти v_{ki} – від параметрів ланцюга. Оскільки процедура обчислення коефіцієнтів v_{k0} є менш трудомісткою, то визначення типу збурення здійснюється по їх значенням. Зміна параметрів зовнішньої дії призведе до пропорційної зміни коефіцієнтів v_{k0} змінних стану. Зважаючи на це, збурення за зовнішньою дією визначається з співвідношенням коефіцієнтів $v_{10д}$ і $v_{20д}$ до збурення до їх значення $v_{10п}$ і $v_{20п}$ після збурення:

$$\frac{v_{10д}}{v_{10п}} = \frac{v_{20д}}{v_{20п}}. \quad (2.74)$$

Якщо співвідношення (2.74) не виконується, то збурення викликано зміною параметрів ланцюга.

Оскільки для розрахунку коефіцієнтів v_{k0} і v_{ki} або коефіцієнтів v_{ki} необхідно виміряти змінні стану у декількох точках, то інтервали між вимірюваннями повинні Δt_M бути меншими ніж Δt . Крок Δt_M має бути таким, щоб до перерахунку моделі не виникло наступного збурення, тобто модель повинна бути розрахована за час Δt . Кількість точок в яких необхідно зробити вимірювання для перерахунку моделі визначається виразом (2.71). Співвідношення між Δt_M і Δt є таким:

$$\Delta t_M = \frac{\Delta t}{n + 1 + \left\lceil \frac{n + 1}{2} \right\rceil}. \quad (2.75)$$

Оскільки порядок ланцюга наперед невідомий, то в співвідношенні (2.71) підставляється максимальне значення на яке розрахована система упереджувального керування.

2.5.3 Визначення порядку моделі

Розмірність математичної моделі залежить від порядку ланцюга. Тому перед перерахунком коефіцієнтів v_{ki} необхідно визначити порядок ланцюга.

Це робиться із умови виродження матриці C_1 у виразі (2.65). Показником виродженості матриці є число її обумовленості, що розраховується за формулою (2.12). Виродженість матриці розраховується для ланцюга з мінімально можливим порядком. Якщо матриця C_1 не вироджена, то порядок ланцюга збільшують на один і знову визначають виродженість матриці. Якщо матриця C_1 вироджена для ланцюга порядку $n + 1$, то дійсний порядок ланцюга – n . Трудомісткість методики визначення порядку ланцюга еквівалента вирішенню системи з $n + 1$ рівняння, для чого виконується така кількість математичних операцій.

Кількість операцій множення і ділення:

$$K_{\Sigma 1} = \frac{2 \cdot n^3 + 12 \cdot n^2 + 18 \cdot n + 10}{3}. \quad (2.76)$$

Кількість операцій додавання і віднімання:

$$K_{\Sigma 2} = 2 \cdot n^3 + 8 \cdot n^2 + 9 \cdot n + 3. \quad (2.77)$$

Трудомісткість методики визначення порядку ланцюга має трудомісткість такого ж порядку, що і методики формування моделі.

2.6 Адаптація моделі до реальних умов роботи перетворювача

2.6.1 Врахування змінної складової зовнішньої дії

Як правило на вхід ШПП подається напруга з випрямляча, тому в ній міститься змінна складова з частотою кратною 50 Гц. Якщо в математичній моделі не враховувати цю особливість, то при значній амплітуді змінної складової, збурення за зовнішньою дією виникатиме при кожному прогнозі змінних стану. Для адаптації математичної моделі до реальних умов необхідно врахувати коливання значень вимушеної складової. Оскільки частота пульсації у вимушеній складовій значно менша, ніж частота роботи ШПП, можна вважати, що змінна складова на періоді роботи ШПП не змінює свого значення. Зважаючи на це значення вимушеної складової перераховується на початку кожного періода ШПП за допомогою корекції коефіцієнта v_{k0} .

2.6.2 Зменшення розмірності моделі перетворювача

Трудомісткість формування моделі і прогнозу перехідного процесу зростає при збільшенні порядку моделі. Більшість перетворювачів електричної енергії є жорсткими системами. Тому в більшості випадків розмірність моделі може бути зменшена в порівнянні з порядком еквівалентної схеми заміщення перетворювача. Розмірність моделі зменшується за рахунок нехтування впливу паразитних параметрів напівпровідникових приладів та трансформаторів. В певних випадках реактивні елементи навантаження також вводять жорсткість у ланцюг. Значення параметрів реактивних елементів навантаження можуть бути співвимірними зі значеннями елементів фільтра. Тому необхідно визначити значення реактивних елементів навантаження, при яких дію цих реактивних елементів необхідно враховувати при формуванні моделі. Це питання розглянемо на прикладі схеми заміщення понижуючого перетворювача з активно-індуктивним навантаженням, зображену на рис. 2.10. Візьмемо типові значення реактивних параметрів фільтра і опору втрат: $L_1 = 100$ мкГн, $C_1 = 300$ мкФ, $R_1 = 0.2$ Ом. Опір навантаження обирається з умови $R_1 \ll R_2 = 10$ Ом.

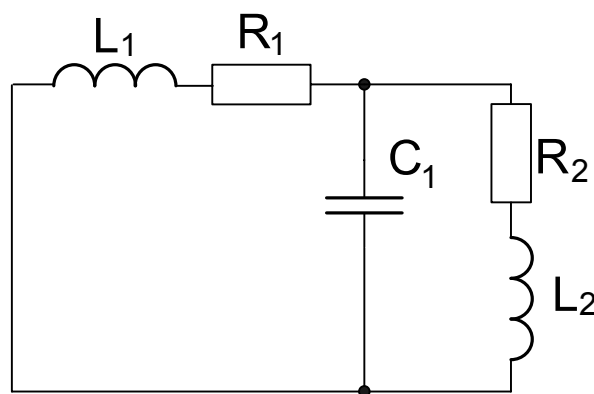


Рис. 2.10. Схема заміщення понижуючого ШПП з активно-індуктивним навантаженням

Досліджуваний ланцюг має третій порядок. Визначимо граничну величину індуктивності навантаження L_2 , при якій для прогнозу змінних стану

достатньо використовувати модель другого порядку. Точність прогнозу оцінюється за коренями характеристичного рівняння матриці A ланцюга. Розглянемо випадок, коли індуктивність навантаження дорівнює нулю $L_2 = 0$, в цьому випадку матриця A ланцюга має такий вид:

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1 \cdot R_2} \end{pmatrix}. \quad (2.78)$$

Корені характеристичного рівняння в цьому випадку рівні: $p_{1,2} = -1166.7 \pm 5713.0i$. При ненульових величинах індуктивності L_2 матриця A має вигляд:

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{C_1} \\ 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{R_2}{L_2} \end{pmatrix}. \quad (2.79)$$

Для матриці A , формула (2.79), розрахуємо значення коренів характеристичного рівняння при різних значеннях співвідношення індуктивностей L_2 і L_1 . Результати розрахунків наведено в таблиці.

Таблиця 2.1. Значення коренів харктеристичного рівняння

L_2/L_1	p_1	p_2	p_3
0.1	-1166.7+5714.0i	-1166.7-5714.0i	-999666.6
1	-1166.7+5723.0i	-1166.7-5723.0i	-99666.7
10	-1185.7+5794.4i	-1185.7-5794.4i	-9762.9
100	-994.9+5715.5i	-994.9-5715.5i	-1010.2

Порівняємо значення коренів наведених в табл. 2.1 з власними числами матриці (2.78). За результатами порівняння можна зробити висновок, що при значеннях індуктивності $L_2 < 10L_1$ корінь p_3 щонайменше на порядок більший за значенням, ніж корені p_1 і p_2 . Це говорить про те, що за цих умов

система є жорсткою і може бути замінена моделлю другого порядку. В більшості перетворювачів іншого типу також можна застосовувати це правило. Тому в більшості випадків розмірність моделі визначається кількістю реактивних елементів фільтра перетворювача і як правило знаходиться в межах від 2 до 4. Це дозволяє зменшити розмірність моделі і значно скоротити обсяг обчислень.

Висновки

1. Для зменшення трудомісткості розрахунків і можливості використання упереджувального керування в перетворювачах з наперед невідомими параметрами навантаження його дискретну математичну модель доцільно формувати відносно частини змінних стану, що входять до силової частини перетворювача.

2. При збільшенні кількості змінних стану, на основі яких формується дискретна модель, точність прогнозу збільшується, що пояснюється взаємною компенсацією похибок різних змінних стану. Тому, незважаючи на більшу трудомісткість формування моделі, для прогнозу стану системи необхідно обрати модель відносно максимально можливої кількості змінних стану.

3. Розмірність моделі перетворювача визначає трудомісткість прогнозу змінних стану, тому при можливості її доцільно мінімізувати. На практиці часто розмірність моделі визначається лише реактивними елементами силової частини перетворювача, оскільки параметри реактивних елементів навантаження мають значно менші значення.

Розділ 3

Упереджувальне керування в різних режимах роботи перетворювача

Робота системи керування базується на використанні дискретної і неперервної моделей. На основі неперервної моделі коректується значення параметра γ після появи збурень. Окрім того система керування забезпечує пусковий режим перетворювача і виявлення аварійних ситуацій. Розглянемо особливості роботи системи упереджувального керування для кожного з цих випадків.

3.1. Пусковий режим

В пусковому режимі роботи перетворювачі постійного струму як правило зазнають значних перевантажень. Якщо пуск перетворювача здійснювати при номінальному значенні параметра γ , величина перерегулювання може досягати декількох разів, що показано на рис. 3.1.

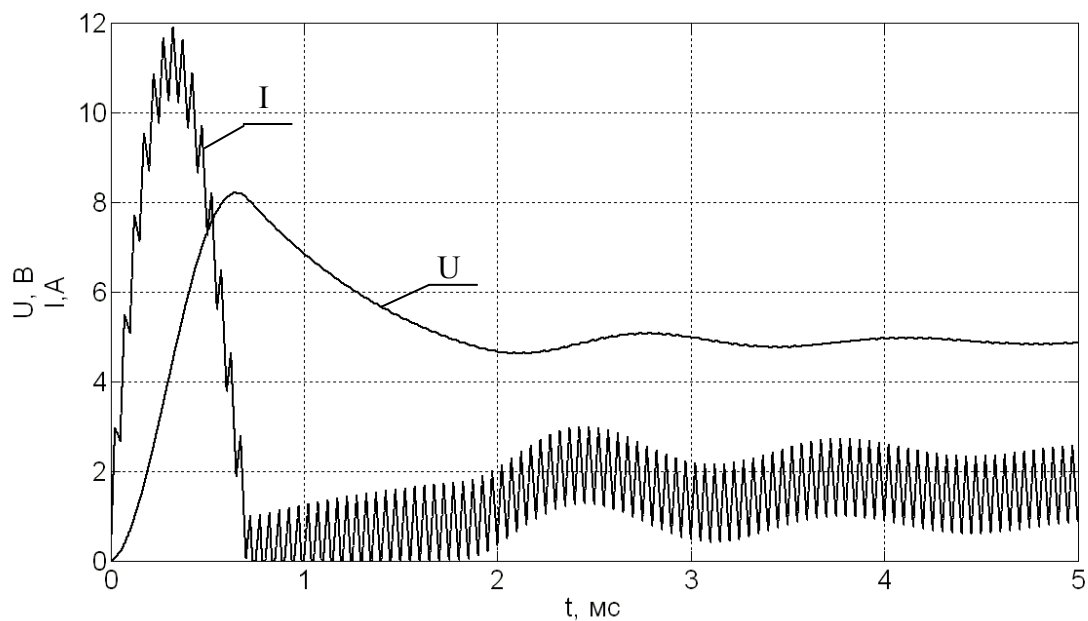


Рис. 3.1. Часові діаграми пускового режиму при $\gamma = \gamma_{\text{ном}}$

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 певними величинами $i_{L \min}$ і $i_{L \max}$;

- система з плавно наростаючим значенням опорної напруги.

При використанні компараторної системи тривалість плавного пуску менша в порівнянні з системою, в якій використовується плавне збільшення опорної напруги. Тому цей підхід доцільно взяти 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. 3.2. Це пояснюється тим, що при переході від пускового до робочого режиму контролюється лише значення вихідної напруги і не враховуються параметри навантаження.

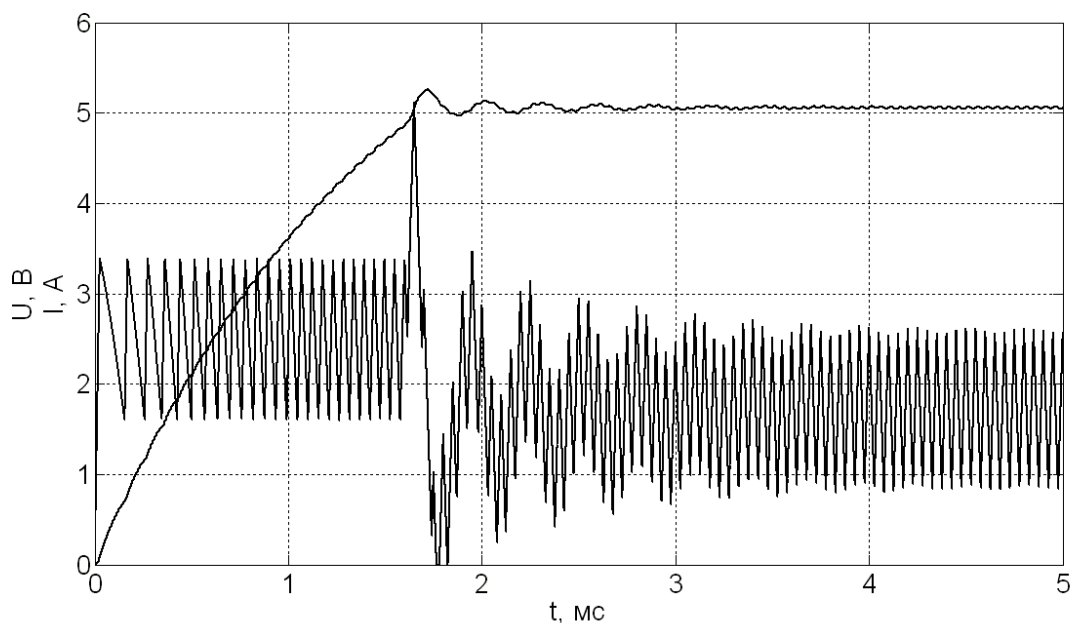


Рис. 3.2. Пусковий режим при використанні компараторної системи

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

$$R_H = \frac{U_{C \text{ ВИМ}}}{I_{L \text{ ВИМ}}}, \quad (3.1)$$

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 в реактивних елементах ланцюга накопичується така ж кількість енергії, яку вони мають у квазіусталеному режимі. На цьому етапі система працює в компараторному режимі.

2) етап перерозподілу енергії між реактивними елементами перетворювача. На цьому етапі до реактивних елементів не надходить енергія від зовнішнього джерела, тому він відповідає інтервалу передачі енергії в навантаження, але його тривалість, як правило перевищує період роботи перетворювача у робочому режимі. 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 необхідно розрахувати точний момент переходу від етапу накопичення енергії до етапу перерозподілу енергії t_H і тривалість етапу перерозподілу енергії t_{II} . Тому проведемо аналіз умов при яких в кінці інтервалу перерозподілу енергії вихідна напруга перетворювача є близькою до номінальної. Зробимо це на прикладі понижуючого перетворювача. Нехай миттєві значення струму дроселя і напруги на навантаженні в кінці етапу накопичення енергії становлять $i_{L \text{ н.е.}}$ і $u_{C \text{ н.е.}}$ відповідно. В момент настання етапу перерозподілу енергії t_H починається вільний процес. Після закінчення вільного процесу

починається робочий режим з інтервалу накопичення енергії, тому миттєві значення змінних стану u_{Cp} і i_{Lp} в кінці вільного процесу повинні мати такі значення:

$$u_{Cp} = U_H(1-K_{\Pi}), \quad (3.2)$$

де K_{Π} – коефіцієнт пульсації напруги на навантаженні,

U_H – середнє значення напруги на навантаженні,

а струм дроселя:

$$i_{Lp} = I_H - I_{L \max \sim p}, \quad (3.3)$$

де I_H – середнє значення струму навантаження.

$I_{L \max \sim p}$ – амплітуда змінної складової струму дроселя в робочому режимі.

Середнє значення струму навантаження I_H розраховується за середньою напругою U_H і опором навантаження R_H .

Зважаючи на те, що закон зміни струму дроселя близький до лінійного, значення амплітуди змінної складової струму дроселя в робочому режимі $I_{L \max \sim p}$ розраховується за формулою:

$$I_{L \max \sim p} = 0.5 \frac{E - U_H}{L} \gamma_{НОМ} \cdot T \approx 0.5 \frac{U_{СВИМ} - U_H}{L} \gamma_{НОМ} \cdot T, \quad (3.4)$$

де E – величина зовнішньої дії,

L – індуктивність дроселя,

$\gamma_{НОМ}$ – номінальне значення параметра γ ,

T – період ШІМ.

Номінальне значення $\gamma_{НОМ}$ розраховується за формулою:

$$\gamma_{НОМ} = \frac{U_H}{U_{СВИМ}}. \quad (3.5)$$

Індуктивність дроселя розраховується на початку пускового режиму:

$$L \approx \frac{U_{СВИМ}}{i_L(t_k)} t_k, \quad (3.6)$$

де $i_L(t_k)$ – миттєве значення струму дроселя в момент часу t_k .

За формулами (3.4)-(3.6) розраховується струм дроселя на початку робочого режиму i_{Lp} .

Тривалість етапу перерозподілу енергії t_{Π} розраховується з умови збільшення напруги на конденсаторі u_C зі значення $u_{C \text{ н.е.}}$ до $U_H(1-K_{\Pi})$. Приріст напруги Δu_C протягом часового проміжку t_{Π} доцільно шукати як інтеграл від струму через конденсатор:

$$\Delta u_C = \frac{1}{C} \int_0^{t_{\Pi}} i_C dt = \frac{1}{C} \int_0^{t_{\Pi}} (i_L - I_H) dt, \quad (3.7)$$

де C – ємність конденсатора.

Струм дроселя i_L на цьому часовому визначається наступним чином:

$$i_{Lp} = i_{L \text{ н.е.}} - \frac{u_{C \text{ н.е.}}}{L} t_{\Pi}. \quad (3.8)$$

Підставивши вираз (3.8) у формулу (3.7), отримаємо:

$$\Delta u_C = \frac{1}{C} \int_0^{t_{\Pi}} (i_L - I_H) dt = \frac{1}{C} (i_{L \text{ н.е.}} - I_H) t_{\Pi} - \frac{u_{C \text{ н.е.}}}{2L} t_{\Pi}^2. \quad (3.9)$$

З іншого боку приріст напруги на конденсаторі Δu_C дорівнює різниці напруг в кінці і на початку інтервалу перерозподілу:

$$\Delta u_C = U_H(1-K_{\Pi}) - u_{C \text{ н.е.}} \quad (3.10)$$

Ємність конденсатора C оцінюється на початку пускового режиму одночасно з розрахунком індуктивності L . Для розрахунку ємності використовується значення струму $i_L(t_k)$ як i у формулі (3.6). Величина ємності розраховується з приросту напруги на конденсаторі за проміжок $0 \dots t_k$ за формулою:

$$\Delta u_{Ctk} = \frac{1}{C} \int_0^{t_k} i_C dt. \quad (3.11)$$

Струм конденсатора i_C є різницею між струмом дроселя i_L і струмом навантаження i_H . Оскільки на початку пускового режиму напруга на конденсаторі зростає від нуля до значення, що значно менше номінального значення напруги, струмом навантаження можна знехтувати, тому $i_C \approx i_L$. Струм дроселя на цьому часовому проміжку змінюється лінійно з нульового

значення до $i_L(t_k)$. Тому формула для розрахунку ємності має наступний вигляд:

$$C = \frac{1}{\Delta u_{Ctk}} \int_0^{t_k} \frac{i_L(t_k)}{t_k} dt = \frac{i_L(t_k) \cdot t_k}{2\Delta u_{Ctk}}. \quad (3.12)$$

Формули (3.8) і (3.9) є базовими для розрахунку моменту переходу на етап перерозподілу t_H і його тривалості t_{Π} . Розрахунок цих параметрів за формулами має таку послідовність.

1. Розрахунок вимушеної складової змінних стану за допомогою дискретної моделі формулою (2.61).
2. Розрахунок $\gamma_{НОМ}$ і опору навантаження R_H , формули (3.1), (3.5).
3. Розрахунок на початку пускового режиму ємності і індуктивності фільтру за формулами (3.6), (3.12).
4. Розрахунок змінної складової струму дроселя в робочому режимі $I_{L \max-p}$, за формулою (3.4).
5. Вимірювання значень змінних стану.
6. Для значень змінних стану в кожній точці розрахунок Δu_C за формулою (3.10).
7. Підстановка отриманих значень у формули (3.8) і (3.9) та розрахунок часового інтервалу t_{Π} .
8. Порівняння значення t_{Π} , при отриманні близьких значень за двома формулами – перехід на етап перерозподілу.

При застосуванні цього алгоритму на початку пускового режиму квадратне рівняння відносно напруги на ємності (3.9) не матиме розв'язків відносно t_{Π} , що пояснюється недостатньою кількістю енергії в реактивних елементах для збільшення напруги на конденсаторі до значення U_H . Починаючи з певного значення напруги на конденсаторі це рівняння матиме розв'язки, але час $t_{\Pi 1}$ розрахований за цією формулою матиме значно більше значення, ніж цей же параметр $t_{\Pi 2}$ розрахований за формулою (3.8). Зі зростанням напруги на конденсаторі значення цього параметра

наближатимуться один одного, поки $t_{П2}$ не стане більше $t_{П1}$. Зважаючи на це умовою переходу на етап перерозподілу є умова $t_{П2} > t_{П1}$.

Діаграми струму і напруги, отримані за цією методикою показані на рис. 3.3.

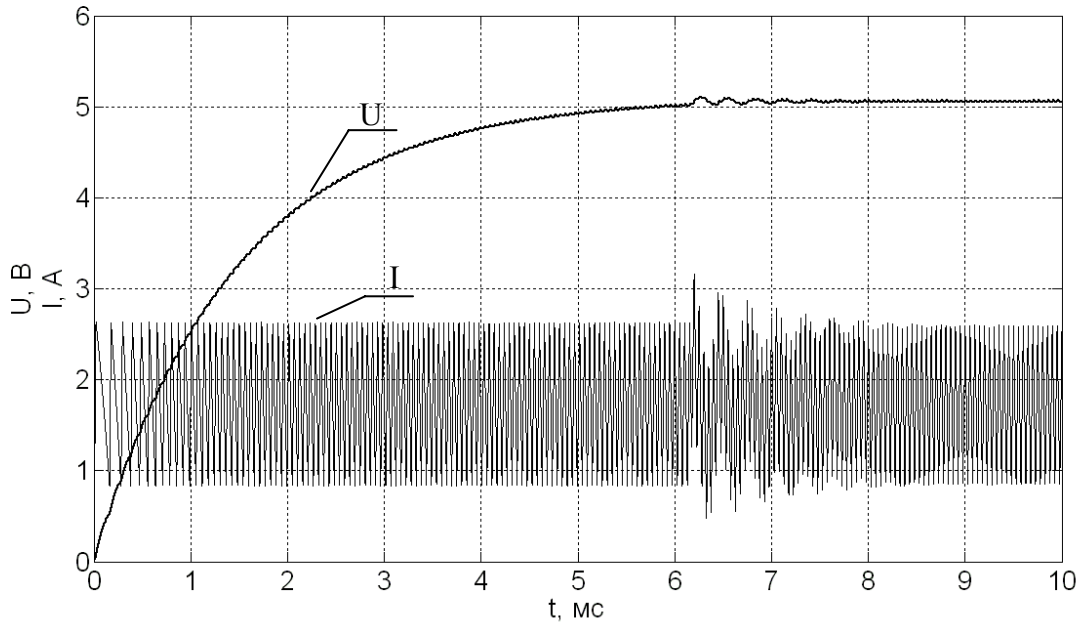


Рис. 3.3. Діаграми струмів і напруг пускового режиму

З рис. 3.3 видно, що при застосуванні запропонованої методики реалізації пускового режиму перерегулювання напруги і струму мінімальне.

3.2 Робочий режим

В робочому режимі вихідна напруга перетворювача підтримується на постійному рівні, для чого регулюється величина параметра γ з умови, що середнє значення напруги на періоді дорівнює заданому. Середнє значення напруги на періоді знаходиться шляхом інтегрування миттєвих значень напруги на інтервалах періоду. Оскільки за допомогою дискретної моделі значення вихідної напруги розраховуються в дискретних точках, для визначення інтегралу вихідної напруги можна замінити аналітичний вираз напруги на інтерполяційний поліном або застосувати кусочно-лінійну

апроксимацію, а потім методом чисельного інтегрування розрахувати інтеграл вихідної напруги [14]. Однак в цьому разі для отримання результатів з необхідною точністю крок прогнозу Δt необхідно обрати достатньо малим, що значно збільшує трудомісткість прогнозу.

Тому для розрахунку параметра γ доцільно перейти від дискретної до неперервної моделі. Для цього зазвичай використовується z-перетворення або його аналог D-перетворення [77]. Для забезпечення заданої точності розрахунку параметра γ необхідно контролювати похибку розрахунків на кожному етапі обчислень.

3.2.1 Вибір похибки розрахунків параметра γ

Основними джерелами похибки при розрахунку параметра γ є:

- методична похибка δ_M , причиною якої є лінеаризація нелінійного об'єкта керування (силової частини ШПП і навантаження);
- похибка розрахунків δ_P .

Ці складові визначають сумарне значення похибки δ_Σ при розрахунку параметра γ , величину якої оцінюють за формулою [53]:

$$\delta_\Sigma \approx \sqrt{\delta_M^2 + \delta_P^2}. \quad (3.13)$$

Тому для обмеження в заданих межах сумарної похибки δ_Σ доцільно контролювати значення двох складових похибки.

Методична похибка визначається рівнем нелінійності елементів перетворювача і навантаження. Для регулювання величини цієї похибки зазвичай використовують кусочно-лінійні моделі зі змінною кількістю інтервалів лінеаризації. Перехід від одного лінійного інтервалу кусочно-лінійної моделі до іншого еквівалентний збуренню. Тобто зменшення методичної похибки досягається за рахунок частішого перерахунку параметрів моделі і супроводжується збільшенням трудомісткості розрахунків.

Похибка розрахунків визначається похибкою, пов'язаною з обмеженою розрядною сіткою процесора і методичними похибками методів, що

використовуються при розрахунках. Для зменшення похибки, пов'язаної з обмеженою розрядною сіткою процесора, використовують спеціальні програмні алгоритми. Але як правило ця похибка за своєю величиною значно менше методичної похибки розрахунків, тому найчастіше регулюють величину методичної похибки розрахунків. Зменшення методичної похибки розрахунків досягається за рахунок збільшення трудомісткості. Кінцева похибка розрахунків визначається формулою:

$$\delta_p = \delta_1 + \delta_2 + \delta_3 + \dots + \delta_p, \quad (3.14)$$

де $\delta_1 \dots \delta_p$ – величини похибок на відповідних етапах розрахунку,

Задачею контролювання похибки є вибір оптимальних приростів похибки на кожному етапі, для обмеження сумарної похибки розрахунків δ_p на заданому рівні. При цьому доцільно обирати такі прирости похибки, що забезпечують мінімальну трудомісткість.

За значеннями похибки розрахунків δ_p і методичної похибки δ_M визначають сумарну похибку δ_Σ за формулою (3.13).

3.2.2 Формування неперервної моделі

Дискретна модель, що застосовується в системі упереджувального керування представляє собою різницеві рівняння відносно двох змінних стану. Їх загальний вигляд описується системами (2.58), (2.59). Після застосування до цієї системи апарату z-перетворення та теореми про запізнення, отримаємо систему відносно зображень змінних стану $x_1(z)$, $x_2(z)$. Для випадку парного n система відносно зображень має наступний вигляд:

$$\left\{ \begin{aligned} & \left(x_1(z) - \sum_{l=0}^{n/2} \frac{x_1(l \cdot \Delta t)}{z^l} \right) z^{n/2} = \\ & = \sum_{i=0}^{n/2-1} v_{1(i+1)} \left(x_1(z) - \sum_{l=0}^i \frac{x_1(l \Delta t)}{z^l} \right) z^i + \sum_{i=0}^{n/2-1} v_{1(n/2+i+1)} \left(x_2(z) - \sum_{l=0}^i \frac{x_1(l \Delta t)}{z^l} \right) z^i + \frac{z v_{10}}{z-1}; \\ & \left(x_2(z) - \sum_{l=0}^{n/2} \frac{x_2(l \cdot \Delta t)}{z^l} \right) z^{n/2} = \\ & = \sum_{i=0}^{n/2-1} v_{2(i+1)} \left(x_2(z) - \sum_{l=0}^i \frac{x_1(l \Delta t)}{z^l} \right) z^i + \sum_{i=0}^{n/2-1} v_{2(n/2+i+1)} \left(x_1(z) - \sum_{l=0}^i \frac{x_1(l \Delta t)}{z^l} \right) z^i + \frac{z v_{20}}{z-1}. \end{aligned} \right. \quad (3.15)$$

Розв'язавши систему (3.15) відносно зображень змінних стану, отримаємо вирази для розрахунку зображень $x_1(z)$, $x_2(z)$:

$$x_1(z) = \frac{\sum_{i=1}^{n+1} a_{1i} \cdot z^i}{(z-1) \left(\sum_{i=0}^n b_i \cdot z^i \right)} = \frac{F_1(z)}{F(z)}, \quad (3.16)$$

$$x_2(z) = \frac{\sum_{i=1}^{n+1} a_{2i} \cdot z^i}{(z-1) \left(\sum_{i=0}^n b_i \cdot z^i \right)} = \frac{F_2(z)}{F(z)}, \quad (3.17)$$

де a_{ab} , b_a – постійні коефіцієнти.

Корінь $z = 1$ відповідає вимушеній складовій, а поліном знаменників є характеристичним. В загальному випадку для ланцюга степеня n зображення k -ої змінної стану має наступну форму:

$$x_k(z) = \frac{\sum_{i=1}^{n+1} a_{ki} \cdot z^i}{(z-1) \cdot \left(\sum_{i=0}^n b_i \cdot z^i \right)}. \quad (3.18)$$

Після знаходження коренів характеристичного рівняння сталі інтегрування знаходять за формулою:

$$C_i = \sum_{i=1}^{n+1} \frac{F_1(z_i)}{F'(z_i)}. \quad (3.19)$$

Оригінал дискретного зображення (3.14) виражається наступною формулою:

$$x_k = \sum_{i=1}^{n+1} C_i (z_i)^k. \quad (3.20)$$

Зважаючи на те, що для лінійних електричних систем корені характеристичного рівняння (3.15) є значеннями експонент в момент часу Δt , $z_i = e^{p_i \Delta t}$, формула для переходу від дискретного зображення функції (3.20) до неперервного має такий вигляд:

$$x_i(t) = \sum_{i=1}^{n+1} C_i \cdot z^{t/\Delta t}. \quad (3.21)$$

Оскільки зображення змінних стану залежать тільки від порядку ланцюга, доцільно розрахувати один раз аналітичні вирази для поліномів $F_1(z)$, $F_2(z)$ і $F(z)$ і їх похідних в ланцюгах різного порядку, а під час роботи системи упереджувального керування підставляти в ці вирази значення коефіцієнтів при степенях поліномів. В цьому разі для переходу до неперервної моделі необхідно знайти корені характеристичного рівняння і підставити їх у формули (3.16) і (3.17). Формули для розрахунку коефіцієнтів різницевого рівняння вищих порядків наведені в додатку А. Трудомісткість формування z -зображення визначається наступними формулами. Кількість операцій множення і ділення:

$$K_{\Sigma 1} \approx 6 \cdot n^2 + 6 \cdot n + 2. \quad (3.22)$$

Кількість операцій додавання і віднімання:

$$K_{\Sigma 2} \approx 5 \cdot n^2. \quad (3.23)$$

Для реальних систем характеристичне рівняння, як правило, має порядок вище другого і для знаходження його коренів використовують чисельні методи [14]. Тому розглянемо основні чисельні методи визначення коренів рівнянь високих порядків.

3.2.3 Визначення коренів характеристичного рівняння

Для знаходження коренів у рівняннях високих порядків найчастіше використовують метод хорд, простої ітерації, метод Ньютона. Але для їх застосування необхідно вказати інтервали, на яких знаходяться кожний з коренів характеристичного рівняння. До того ж ці методи малопристосовані для знаходження комплексних коренів. Тому для знаходження коренів поліноміальних рівнянь доцільно застосовувати метод Лобачевського-Грефе [14]. В цьому разі розділення коренів виконується автоматично, а для розрахунку коренів, в тому числі комплексних, з достатньою точністю виконується невелика, в порівнянні з іншими чисельними методами,

кількість математичних операцій. Нехай характеристичне рівняння має наступний вигляд:

$$a_0 z^n + a_1 z^{n-1} + \dots + a_{n-1} z + a_n = 0. \quad (3.24)$$

Тоді при використанні метода Лобачевського-Грефе застосовують процедуру розділення коренів, для чого на основі рівняння (3.24) складають модифіковане рівняння, коренями якого є d -ті степені коренів $z_1 \dots z_n$. Для переходу до модифікованого рівняння використовують процедуру квадратування коренів. При застосуванні цієї процедури отримують рівняння, коренями якого є квадрати коренів заданого рівняння. Коефіцієнти $A_0 \dots A_n$ утвореного рівняння визначаються через коефіцієнти $a_0 \dots a_n$ заданого рівняння за формулами:

$$A_i = a_i^2 + 2 \sum_{z=1}^i (-1)^z a_{i-z} a_{i+z}. \quad (3.25)$$

Процедуру квадратування зупиняють на ітерації r за умови, коли в межах точності обчислення $A_i = a_i^2$. Після цього дійсні корені рівняння розраховуються за формулами:

$$|z_i| = \sqrt[r]{\frac{A_i}{A_{i-1}}}. \quad (3.26)$$

Слід зауважити що $|z_1| > |z_2| > \dots > |z_n|$. Для лінійних електричних ланцюгів корені z_i знаходяться в діапазоні $0..1$.

Оскільки в формулі (3.26) обчислюється корінь високого степеня, то доцільно обчислювати логарифм кореня.

$$\ln(|z_i|) = \frac{1}{2^r} \ln\left(\frac{A_i}{A_{i-1}}\right). \quad (3.27)$$

У випадку комплексних коренів спочатку знаходять їх модулі R_i :

$$\ln(|R_i|^2) = \frac{1}{2^r} \ln\left(\frac{A_{i+1}}{A_{i-1}}\right). \quad (3.28)$$

Для знаходження дійсних та уявних частин комплексних коренів додатково розв'язується система з u рівнянь, де u – кількість пар комплексно-спряжених коренів рівняння (3.24).

У випадку трьох пар комплексних коренів, система для знаходження дійсних частин коренів є такою:

$$\begin{cases} 2 \operatorname{Re}(z_1) + 2 \operatorname{Re}(z_3) + 2 \operatorname{Re}(z_6) + z_5 = -a_1; \\ \frac{2 \operatorname{Re}(z_1)}{R_1^2} + \frac{2 \operatorname{Re}(z_3)}{R_3^2} + \frac{2 \operatorname{Re}(z_6)}{R_6^2} + \frac{1}{z_5} = -\frac{a_{n-1}}{a_n}; \\ R_1^2 + R_3^2 + R_6^2 + 2 \operatorname{Re}(z_1) \cdot (2 \operatorname{Re}(z_3) + 2 \operatorname{Re}(z_6) + z_5) + \\ + 2 \operatorname{Re}(z_3) \cdot (2 \operatorname{Re}(z_6) + z_5) + 2 \operatorname{Re}(z_6) \cdot z_5 = a_2. \end{cases} \quad (3.29)$$

Розв'язок системи (3.29) зводиться до розв'язку квадратного рівняння. Корені чисел шукаються методом простої ітерації [14]. При цьому аналітичними методами можна визначити дійсні частини 4 пар комплексних коренів. Уявні частини коренів шукаються за формулами:

$$\operatorname{Im}(z_i) = \sqrt{R_i^2 - \operatorname{Re}(z_i)}. \quad (3.30)$$

Оцінимо трудомісткість знаходження коренів характеристичного рівняння. Нехай процедура квадратування коренів складає k_{KB} ітерацій. На кожній ітерації виконується $n \cdot (n+1)/4$ операцій множення і $n \cdot (n-1)/4$ операцій додавання. Кількість ітерацій квадратування k_{KB} не перевищує 8, тому кількість операцій множення при квадратуванні не перевищує:

$$K_{\Sigma 1} = \frac{n \cdot (n+1) \cdot k_{KB}}{4} < 2n \cdot (n+1). \quad (3.31)$$

Кількість операцій додавання і віднімання:

$$K_{\Sigma 2} = \frac{n \cdot (n-1) \cdot k_{KB}}{4} < 2n \cdot (n-1). \quad (3.32)$$

Знаходження логарифмів дійсних коренів і логарифмів модулів комплексних коренів виконується за методикою описаною в [14].

Для знаходження логарифму з необхідною похибкою необхідно виконати 13 операцій множення і ділення і 6 операцій додавання і віднімання. Для випадку n коренів маємо:

$$K_{\Sigma 1} = 13 \cdot n. \quad (3.33)$$

$$K_{\Sigma 2} = 6 \cdot n. \quad (3.34)$$

Знаходження комплексних коренів еквівалентно розв'язку лінійної системи з u рівнянь і розв'язку $(y-2)$ квадратних рівнянь.

Кількість пар комплексних коренів не перевищує $n/2$. Зважаючи на це кількість операцій множення при вирішенні системи рівнянь є наступною:

$$K_{\Sigma 1} = \frac{n^3 + 6 \cdot n^2 + 8}{12}. \quad (3.35)$$

Кількість операцій додавання і віднімання розраховується за формулою:

$$K_{\Sigma 2} = 0.25 \cdot n^3 + 0.5 \cdot n^2 - 0.25 \cdot n. \quad (3.36)$$

В процесі розв'язку квадратних рівнянь необхідно розраховувати квадратні корені чисел. Для цього використовується метод Ньютона. Для знаходження кореня з необхідною похибкою необхідно виконати 11 операцій множення і ділення і 6 операцій додавання. Кількість квадратних рівнянь не перевищує двох. Тому кількість операцій множення не перевищує:

$$K_{\Sigma 1} < 22. \quad (3.37)$$

Кількість операцій додавання і віднімання:

$$K_{\Sigma 2} < 12. \quad (3.38)$$

Для знаходження уявних частин коренів використовується формула (3.30). Кількість операцій множення для знаходження уявних частин комплексних коренів:

$$K_{\Sigma 1} < 16. \quad (3.39)$$

Кількість операцій додавання і віднімання:

$$K_{\Sigma 2} < 12. \quad (3.40)$$

Розрахуємо трудомісткість переходу до неперервної моделі за формулами (3.19), (3.21). Кількість операцій множення і ділення складає:

$$K_{\Sigma 1} = 6 \cdot (n^2 + n). \quad (3.41)$$

Кількість операцій додавання і віднімання:

$$K_{\Sigma 2} = 4 \cdot n^2. \quad (3.42)$$

Сумарна кількість математичних операцій, що виконується при переході до неперервної моделі розрахована нижче.

Кількість операцій множення і ділення складає:

$$K_{\Sigma 1} = 0.08n^3 + 8.5 \cdot n^2 + 21 \cdot n + 39. \quad (3.43)$$

Кількість операцій додавання і віднімання:

$$K_{\Sigma 2} = 0.25 \cdot n^3 + 6.5 \cdot n^2 + 4 \cdot n + 24. \quad (3.44)$$

За результатами порівняння кількості математичних операцій при переході до неперервної моделі з кількістю математичних операцій формування і прогнозу змінних стану, формули (2.66)-(2.69), видно що обсяг математичних операцій цих етапів має однаковий порядок. В результаті переходу до неперервної моделі отримано стандартні формули перехідного процесу.

Інтервал накопичення енергії:

$$x_{ВИХ(1)}(t) = \sum_{i=1}^{n1} C_{i(1)} \cdot e^{pi(1) \cdot t} + X_{ВИМ}. \quad (3.45)$$

Інтервал передачі енергії навантаженню:

$$x_{ВИХ(2)}(t) = \sum_{i=1}^{n2} C_{i(2)} \cdot e^{pi(2) \cdot t}. \quad (3.46)$$

Формули (3.45) і (3.46) описують закон зміни значень вихідної напруги на інтервалах, який використовується для прогнозу параметрів регулювання вихідної напруги.

3.2.4 Розрахунок параметрів закону регулювання вихідної напруги

Для стабілізації вихідної напруги в ШПП застосовується ШІМ і ЧІМ. Найчастіше використовують ШІМ, оскільки в цьому випадку перша гармоніка змінної складової вихідної напруги має фіксовану частоту, що зменшує габарити згладжувального фільтра.

Для реалізації ШІМ параметр γ необхідно розрахувати до настання другого інтервалу періода. При використанні методики прогнозу змінних стану за алгоритмами, описаними в попередньому розділі, це зробити

неможливо, оскільки для застосування прогнозних формул відносно частини змінних стану необхідно знати значення змінних стану мінімум в двох точках. Зважаючи на це необхідно розробити методику прогнозу змінних стану на інтервалі за початковими умовами і перехідним процесом на цьому ж інтервалі попереднього періода. У випадку використання ЧІМ змінюється тривалість періода T . Це дозволяє виміряти значення змінних стану на другому інтервалі у необхідній кількості точок. Тому реалізація ЧІМ простіша і має меншу трудомісткість. За умови виникнення збурення на другому інтервалі періода на цьому періоді можливо застосувати лише ЧІМ. Тому при реалізації системи упереджувального керування використовується ШІМ і ЧІМ: на періодах без збурень і на періодах зі збуренням на першому інтервалі періода використовується ШІМ, на періодах зі збуренням на другому інтервалі використовується ЧІМ.

Для застосування ШІМ розробимо методику прогнозу змінних стану за початковими умовами. Для цього перехідний процес доцільно розглядати у вигляді суми вільної і перехідної складових. Оскільки перехідна складова від періоду до періоду не змінюється, за її допомогою можна розрахувати сталі інтегрування на інтервалі, знаючи лише початкові умови. Формули неперервної моделі (3.45), (3.46) описують перехідний процес у формі вимушеної і вільної складової. Тому необхідно розробити методику переходу від цієї форми опису перехідного процесу до форми у вигляді суми перехідної і вільної складової.

Перехідний процес у формі суми вільної і вимушеної складових для k -ої змінної стану ланцюга порядку n має таку форму:

$$x_k(t) = \sum_{i=1}^n C_i \cdot e^{p_i t} + X_{ВІМk}, \quad (3.47)$$

де C_i – сталі інтегрування.

Початкові умови змінної стану на інтервалі x_{k0} знаходять при $t = 0$.

$$x_k(0) = \sum_{i=1}^n C_i + X_{ВІМk}. \quad (3.48)$$

Оскільки перехідна складова описує вплив зовнішньої дії на перехідний процес, то для її розрахунку віднімаються початкові умови. В результаті чого отримаємо вираз перехідної складової для деякого електричного ланцюга:

$$x'_k(t) = x_k(t) - x_k(0) = \sum_{i=1}^n C_i \cdot e^{p_i \cdot t} - \sum_{i=1}^n C_i. \quad (3.49)$$

Виразивши у рівнянні (3.48) $\sum C_i$ і підставивши до (3.49) отримаємо:

$$x'_k(t) = \sum_{i=1}^n C_i \cdot e^{p_i \cdot t} + X_{ВИМk} - x_k(0). \quad (3.50)$$

Вираз (3.50) описує перехідний процес з нульовими початковими умовами, у ньому змінилось значення вимушеної складової, тому він описує перехідний процес у тому ж ланцюгу при значенні вимушеної складової $X_{ВИМk} - x_k(0)$. Оскільки миттєві значення перехідної складової мають пропорційну залежність від значення вимушеної складової, то для отримання перехідної складової при вимушеній складовій $X_{ВИМk}$ вираз (3.50) необхідно домножити на $X_{ВИМk} / (X_{ВИМk} - x_k(0))$.

$$\begin{aligned} x_{ПЕРk}(t) &= \frac{x'_k(t) \cdot X_{ВИМk}}{X_{ВИМk} - x_k(0)} = \frac{\left(\sum_{i=1}^n C_i \cdot e^{p_i \cdot t} + X_{ВИМk} - x_k(0) \right) \cdot X_{ВИМk}}{X_{ВИМk} - x_k(0)} = \\ &= \frac{\left(\sum_{i=1}^n C_i \cdot e^{p_i \cdot t} - \sum_{i=1}^n C_i \right) \cdot X_{ВИМk}}{-\sum_{i=1}^n C_i} = X_{ВИМk} \left(1 - \frac{\sum_{i=1}^n C_i \cdot e^{p_i \cdot t}}{\sum_{i=1}^n C_i} \right). \end{aligned} \quad (3.51)$$

Вільна складова є різницею між перехідним процесом і перехідною складовою:

$$\begin{aligned} x_{ВЛk}(t) &= x_k(t) - x_{ПЕРk}(t) = \sum_{i=1}^n C_i \cdot e^{p_i \cdot t} + \frac{X_{ВИМk} \cdot \sum_{i=1}^n C_i \cdot e^{p_i \cdot t}}{\sum_{i=1}^n C_i} = \\ &= \frac{\sum_{i=1}^n C_i \cdot e^{p_i \cdot t} \left(\sum_{i=1}^n C_i + X_{ВИМk} \right)}{\sum_{i=1}^n C_i} = \frac{x_k(0) \cdot \sum_{i=1}^n C_i \cdot e^{p_i \cdot t}}{\sum_{i=1}^n C_i}. \end{aligned} \quad (3.52)$$

З формули (3.51) видно, що за допомогою виразу $\frac{\sum_{i=1}^n C_i \cdot e^{p_i \cdot t}}{\sum_{i=1}^n C_i}$ сталі

інтегрування нормуються. Формула для розрахунку нормованих сталих інтегрування наступна:

$$C'_i = \frac{C_i}{\sum_{i=1}^n C_i}. \quad (3.53)$$

Зважаючи на (3.53) сума нормованих сталих інтегрування дорівнює одиниці:

$$\sum C'_i = 1. \quad (3.54)$$

Нормовані сталі інтегрування не залежать від величини вимушеної складової. Розглянемо залежність нормованих сталих інтегрування від початкових умов. Оскільки в формулі (3.52) явно присутні лише початкові умови однієї змінної стану, то врахування початкових умов інших змінних стану відбувається неявно, за допомогою нормованих сталих інтегрування. Як правило серед сталих інтегрування є як більші так і менші нуля величини, тому при зміні початкових умов відбувається зміна величин як самих сталих інтегрування так і їх нормованих показників (3.53), але при цьому виконується умова (3.54).

Для застосування ШІМ необхідно розрахувати сталі інтегрування другого інтервалу до моменту його реального настання. Це можливо зробити лише наближено, оскільки в цьому випадку можливо визначити початкові умови лише частини змінних стану.

Для прогнозу сталих інтегрування використовують значення нормованих сталих інтегрування щонайменше двох попередніх періодів. Нехай значення нормованих сталих інтегрування на двох попередніх періодах становлять: $C'_{i(-1)}$ і $C'_{i(-2)}$. Серед значень сталих інтегрування обирають одну, що має найбільше абсолютне значення для зменшення

впливу похибки обчислень, і розраховують її кінцеві різниці, починаючи з першого порядку [77]:

$$\Delta C'_{(i)} = C'_{i(-1)} - C'_{i(-2)}. \quad (3.55)$$

$$\Delta^2 C'_{(i)} = \Delta C'_{(i-1)} - \Delta C'_{(i-2)}. \quad (3.56)$$

$$\Delta^k C'_{(i)} = \Delta^{k-1} C'_{(i-1)} - \Delta^{k-1} C'_{(i-2)}. \quad (3.57)$$

Для прогнозу значення сталої інтегрування використовується розклад функції в ряд Тейлора:

$$C'_i = C'_{i(-1)} + \frac{\Delta C'_{i(-1)}}{1!} + \frac{\Delta^2 C'_{i(-1)}}{2!} + \dots + \frac{\Delta^k C'_{i(-1)}}{k!} C'_i. \quad (3.58)$$

Кількість членів розкладу m в ряд визначається величиною похибки залишкового члена.

$$\delta_m = \frac{(\Delta C'_{i(-1)m})^m}{m!}. \quad (3.59)$$

Розрахунок інших сталих інтегрування виконується за значенням перехідної складової, яке не зміниться на наступному періоді за умови відсутності збурень. Приклад прогнозу сталих інтегрування за запропонованою методикою наведено в додатках.

Розглянемо алгоритм розрахунку параметра γ для трьох випадків: період без збурень, період зі збуренням на першому інтервалі, період зі збуренням на другому інтервалі.

Період без збурень

На першому інтервалі перехідний процес вихідної напруги описується таким виразом:

$$x_{ВНХ(1)}(t) = \sum_{i=1}^{n1} C_{i(1)} e^{p_{i(1)} \cdot t} + X_{ВНМ}, \quad (3.60)$$

а на другому

$$x_{ВНХ(2)}(t) = \sum_{i=1}^{n2} C_{i(2)} e^{p_{i(2)} \cdot t}. \quad (3.61)$$

Початкові умови другого інтервалу розраховуються з умови що перший інтервал закінчується у момент часу $t = \gamma T$:

$$x_{BHX(2)}(0) = x_{BHX(1)}(\gamma T) = \sum_{i=1}^{n1} C_{i(1)} e^{pi(1) \cdot \gamma T} + X_{BHM} . \quad (3.62)$$

В цьому випадку сталі інтегрування $C_{i(2)}$ на другому інтервалі виражаються через нормовані сталі інтегрування, формула (3.53):

$$x_{BHX(2)}(t) = x_{BHX(1)}(\gamma T) \left(\sum_{i=1}^{n2} C'_{i(2)} e^{pi(2) \cdot t} \right) . \quad (3.63)$$

Середнє значення вихідної напруги U_{BHX} є сумою інтегралів напруг на інтервалах. Тривалість першого інтервалу $t = \gamma T$, другого $t = (1-\gamma)T$:

$$U_{CP} \cdot T = \int_0^{\gamma T} x_{BHX(1)}(t) dt + \int_0^{(1-\gamma)T} x_{BHX(2)}(t) dt . \quad (3.64)$$

Інтеграли вихідної напруги на інтервалах мають наступну форму.

Перший інтервал:

$$\int_0^{\gamma T} x_{BHX(1)}(t) dt = \sum_{i=1}^{n1} \frac{C_{i(1)}}{P_{i(1)}} (e^{pi(1) \cdot \gamma T} - 1) + X_{BHM} \cdot \gamma T . \quad (3.65)$$

Другий інтервал:

$$\int_0^{(1-\gamma)T} x_{BHX(2)}(t) dt = x_2(0) \cdot \sum_{i=1}^{n2} \frac{C'_{i(2)}}{P_{j(2)}} (e^{pi2 \cdot (1-\gamma)T} - 1) =$$

$$\sum_{i=1}^{n1} \sum_{j=1}^{n2} \frac{C_{i(1)} C'_{j(2)}}{P_{j(2)}} (e^{(pi(1) - pj(2)) \cdot \gamma T + pj(2) \cdot T} - e^{pi(1) \cdot \gamma T}) + X_{BHM} \sum_{i=1}^{n2} \frac{C'_{i(2)}}{P_{i(2)}} (e^{pi(2) \cdot (1-\gamma)T} - 1) \quad (3.66)$$

Вирази (3.65) і (3.66) – трансцендентні, що ускладнює розрахунок γ . Оскільки на даний момент період ШІМ T для ШІП, як правило, знаходиться в межах $5 \cdot 10^{-5} - 1 \cdot 10^{-5}$, то з точністю до 8 знаку після коми можна записати:

$$e^{\gamma T} \approx 1 + \gamma T, \quad (3.67)$$

$$e^{-\gamma T} \approx 1 - \gamma T. \quad (3.68)$$

Перепишемо вирази інтегралів (3.65), (3.66) з урахуванням спрощень (3.67), (3.68).

$$\sum_{i=1}^{n1} \frac{C_{i(1)}}{P_{i(1)}} (e^{pi(1) \cdot \gamma T} - 1) + X_{BHM} \cdot \gamma T = \sum_{i=1}^{n1} \frac{C_{i(1)}}{P_{i(1)}} \left((1 + \gamma T)^{pi(1)} - 1 \right) + X_{BHM} \cdot \gamma T, \quad (3.69)$$

$$\begin{aligned}
& \sum_{i=1}^{n1} \sum_{j=1}^{n2} \frac{C_{i(1)} C'_{j(2)}}{P_{j(2)}} \left(e^{(pi(1)-pj(2)) \cdot \gamma T + pj(2) \cdot T} - e^{pi(1) \cdot \gamma T} \right) + X_{ВИМ} \sum_{i=1}^{n2} \frac{C'_{i(2)}}{P_{i(2)}} \left(e^{pi(2) \cdot (1-\gamma)T} - 1 \right) = \\
& = \sum_{i=1}^{n1} \sum_{j=1}^{n2} \frac{C_{i(1)} C'_{j(2)}}{P_{j(2)}} \left((1+\gamma T)^{pi(1)-pj(2)} \cdot e^{pj(2) \cdot T} - (1+\gamma T)^{pi(1)} \right) + \\
& + X_{ВИМ} \sum_{i=1}^{n2} \frac{C'_{i(2)}}{P_{i(2)}} \left((1+(1-\gamma)T)^{pi(2)} - 1 \right)
\end{aligned} \quad (3.70)$$

Для подальшого спрощення виразів (3.69) і (3.70) розкладемо в ряд Тейлора поліноми $(1+\gamma T)^m$ і $((1-\gamma)T)^m$:

$$(1+\gamma T)^m = 1 + m\gamma T + \frac{m(m-1)(\gamma T)^2}{2!} + \frac{m(m-1)(m-2)(\gamma T)^3}{3!} + \dots \quad (3.71)$$

$$(1+(1-\gamma)T)^m = 1 + m(1-\gamma)T + \frac{m(m-1)((1-\gamma)T)^2}{2!} + \frac{m(m-1)(m-2)((1-\gamma)T)^3}{3!} + \dots \quad (3.72)$$

Оскільки форма кривої вихідної напруги залежить від початкових умов, то на різних інтервалах роботи ШПП для забезпечення заданої точності необхідно враховувати різну кількість членів розкладу в ряд Тейлора. Для визначення кількості членів розкладу доцільно обчислити інтеграл вихідної напруги на інтервалі зі значенням параметра γ попереднього періода за аналітичними формулами (3.65) і (3.66) $x_{ВИХ(1)Т}$, $x_{ВИХ(2)Т}$ і за наближеними $x_{ВИХ(1)Н}$, $x_{ВИХ(2)Н}$, що отримують при врахуванні різної кількості членів формул (3.71) і (3.72). За точним і наближеним значенням інтегралів оцінюється похибка їх розрахунку:

$$\delta_{ВИХ(1)} = \frac{x_{ВИХ(1)Т} - x_{ВИХ(1)Н}}{x_{ВИХ(1)Т}}, \quad (3.73)$$

$$\delta_{ВИХ(2)} = \frac{x_{ВИХ(2)Т} - x_{ВИХ(2)Н}}{x_{ВИХ(2)Т}}. \quad (3.74)$$

За значенням похибок вихідної напруги інтегралів оцінюється похибка розрахунку γ :

$$\delta_\gamma \approx \sqrt{\delta_{ВИХ(1)}^2 + \delta_{ВИХ(2)}^2}. \quad (3.75)$$

Кількість членів розкладу збільшують до тих пір, доки значення похибки розрахунку стане менше заданої $\delta_\gamma < \delta_{\text{зад}}$. Розглянемо формули для розрахунку γ при врахуванні двох перших членів розкладу.

Перший інтервал.

$$\int_0^{\gamma T} x_{\text{ВНХ}(1)}(t) dt \approx \sum_{i=1}^{n1} \frac{C_{i(1)}}{p_{i(1)}} \left((1 + p_{i(1)} \cdot \gamma T) - 1 \right) + X_{\text{ВНМ}} \cdot \gamma T = \sum_{i=1}^{n1} C_{i(1)} \cdot \gamma T + X_{\text{ВНМ}} \cdot \gamma T. \quad (3.76)$$

Другий інтервал.

$$\int_0^{(1-\gamma)T} x_{\text{ВНХ}(2)}(t) dt \approx \sum_{i=1}^{n1} \sum_{j=1}^{n2} \frac{C_{i(1)} C'_{j(2)}}{p_{j(2)}} \left((1 + (p_{i(1)} - p_{j(2)}) \gamma T) e^{p_{j(2)} T} - 1 - p_{i(1)} \gamma T \right) + X_{\text{ВНМ}} (1 - \gamma) T. \quad (3.77)$$

Підставимо вирази (3.76) і (3.77) у рівняння для розрахунку γ (3.64).

$$U_{\text{CP}} \cdot T = \gamma T \left(\sum_{i=1}^{n1} C_{i(1)} + X_{\text{ВНМ}} \right) + \gamma T \left(\sum_{i=1}^{n1} \sum_{j=1}^{n2} \frac{C_{i(1)} C'_{j(2)}}{p_{j(2)}} (p_{i(1)} - p_{j(2)}) \cdot e^{p_{j(2)} T} - p_{i(1)} \right) + \\ + \sum_{i=1}^{n1} \sum_{j=1}^{n2} \frac{C_{i(1)} C'_{j(2)}}{p_{j(2)}} (e^{p_{j(2)} T} - 1) + X_{\text{ВНМ}} (1 - \gamma) T \quad (3.78)$$

З (3.78) знаходимо γ :

$$\gamma = \frac{U_{\text{CP}} - \sum_{i=1}^{n1} \sum_{j=1}^{n2} \frac{C_{i(1)} C'_{j(2)}}{p_{j(2)} T} (e^{p_{j(2)} T} - 1) - X_{\text{ВНМ}}}{\left(\sum_{i=1}^{n1} C_{i(1)} + \left(\sum_{i=1}^{n1} \sum_{j=1}^{n2} \frac{C_{i(1)} C'_{j(2)}}{p_{j(2)}} ((p_{i(1)} - p_{j(2)}) e^{p_{j(2)} T} - p_{i(1)}) \right) \right)}. \quad (3.79)$$

Проаналізуємо формули при врахуванні третього члену розкладу формул (3.71), (3.72). В цьому випадку інтеграл на першому інтервалі замінюється наступним виразом:

$$\int_0^{\gamma T} x_{\text{ВНХ}(1)}(t) dt \approx \sum_{i=1}^{n1} C_{i(1)} \left(\gamma T + \frac{(p_{i(1)} + 1) \cdot (\gamma T)^2}{2} \right) + X_{\text{ВНМ}} \cdot \gamma T. \quad (3.80)$$

В формулі (3.80) в третьому члені ряду Тейлора використовується множник $(p_{i(1)} + 1)$ замість $(p_{i(1)} - 1)$, як в формулі (3.71), оскільки корені характеристичного рівняння $p_i < 0$. На другому інтервалі інтеграл вихідного параметра розраховується за такою формулою:

$$\int_0^{(1-\gamma)T} x_{ВИХ(2)}(t)dt \approx X_{ВИМ} \sum_{i=1}^{n2} C'_{i(2)} \left((1-\gamma)T + \frac{(p_{i(2)}+1)((1-\gamma)T)^2}{2} \right) +$$

$$+ \sum_{i=1}^{n1} \sum_{j=1}^{n2} \frac{C_{i(1)} C'_{j(2)}}{p_{j(2)}} \left(\left(1 + (p_{i(1)} - p_{j(2)})\gamma T + \frac{(p_{i(1)} - p_{j(2)})(p_{i(1)} - p_{j(2)})(\gamma T)^2}{2} \right) e^{pj(2)T} - 1 - p_{i(1)}\gamma T - \frac{p_{i(1)}(p_{i(1)}+1)(\gamma T)^2}{2} \right) \quad (3.81)$$

При підстановці інтегралів (3.80) і (3.81) у рівняння для визначення γ (3.64) утвориться квадратне рівняння:

$$a_0 \cdot \gamma^2 + a_1 \cdot \gamma + a_2 = 0, \quad (3.82)$$

$$\text{де } a_0 = 0.5 \left(\sum_{i=1}^{n1} C_{i(1)} (p_{i(1)} + 1) \right) T^2 + 0.5 X_{ВИМ} \left(\sum_{i=1}^{n2} C'_{i(2)} (p_{i(2)} + 1) \right) T^2 +$$

$$+ 0.5 \left(\sum_{i=1}^{n1} \sum_{j=1}^{n2} \frac{C_{i(1)} C'_{j(2)}}{p_{j(2)}} \left((p_{i(1)} - p_{j(2)})(p_{i(1)} - p_{j(2)}) e^{pj(2)T} - p_{i(1)}(p_{i(1)} + 1) \right) \right) T^2;$$

$$a_1 = T \sum_{i=1}^{n1} C_{i(1)} + T X_{ВИМ} - X_{ВИМ} T \sum_{i=1}^{n2} C'_{i(2)} - X_{ВИМ} T^2 \sum_{i=1}^{n2} C'_{i(2)} (p_{i(2)} + 1) +$$

$$+ \sum_{i=1}^{n1} \sum_{j=1}^{n2} \frac{C_{i(1)} C'_{j(2)}}{p_{j(2)}} \left((p_{i(1)} - p_{j(2)}) e^{pj(2)T} - p_{i(1)} \right) T;$$

$$a_2 = X_{ВИМ} \cdot T \left(\sum_{i=1}^{n2} C'_{i(2)} (1 + 0.5T(p_{i(2)} + 1)) \right) + \sum_{i=1}^{n1} \sum_{j=1}^{n2} \frac{C_{i(1)} C'_{j(2)}}{p_{j(2)}} \left(e^{pj(2)T} - 1 \right) - U_{CP} \cdot T.$$

Параметр γ знаходиться з квадратного рівняння (3.82).

У випадку значної величини похибки розрахунків можна враховувати подальші члени розкладу в ряд Тейлора. Це збільшить порядок рівняння з якого розраховується γ , тому для його розв'язку використовується метод Лобачевського-Грефе.

Період зі збуренням на першому інтервалі

Розглянемо період зі збуренням на першому інтервалі. Момент виникнення збурення $t_{зб}$ відраховується від початку інтервалу. Рівняння для розрахунку γ наведено нижче.

$$U_{CP} \cdot T = \int_0^{t_{зб}} x'_{ВИХ(1)}(t)dt + \int_0^{\gamma T - t_{зб}} x''_{ВИХ(1)}(t)dt + \int_0^{(1-\gamma)T} x_{ВИХ(2)}(t)dt. \quad (3.83)$$

Оскільки інтеграл на першому інтервалі до збурення має визначені межі інтегрування його можна зразу обчислити. Замінімо його значення на

постійну D та введемо нову змінну $U'_{CP_T} = U_{CP_T} - D$. Зважаючи на це перепишемо рівняння (3.83):

$$U'_{CP_T} = \int_0^{\gamma T - t_{3B}} x''_{BHX(1)}(t) dt + \int_0^{(1-\gamma)T} x_{BHX(2)}(t) dt. \quad (3.84)$$

Рівняння (3.84) подібне до рівняння (3.64) на інтервалі без збурень. В цих рівнянь відрізняються межі інтегрування на першому інтервалі.

Запишемо інтеграл першого інтервалу при врахуванні перших двох і трьох членів розкладу в ряд Тейлора за аналогією з (3.76) і (3.80).

$$\int_0^{\gamma T - t_{3B}} x''_{BHX(1)}(t) dt \approx \sum_{i=1}^{n1} C_{i(1)} \cdot (\gamma T - t_{3B}) + X_{BHM} \cdot (\gamma T - t_{3B}). \quad (3.85)$$

$$\int_0^{\gamma T - t_{3B}} x''_{BHX(1)}(t) dt \approx \sum_{i=1}^{n1} C_{i(1)} \left(\gamma T - t_{3B} + \frac{(p_{i(1)} + 1)(\gamma T - t_{3B})^2}{2} \right) + X_{BHM} (\gamma T - t_{3B}). \quad (3.86)$$

Формули для розрахунку γ при врахуванні двох членів розкладу:

$$\gamma = \frac{U'_{CP_T} - \sum_{i=1}^{n1} \sum_{j=1}^{n2} \frac{C_{i(1)} C'_{j(2)}}{P_{j(2)} T} (e^{p_{j(2)} T} - 1) + \frac{t_{3B}}{T} \left(\sum_{i=1}^{n1} C_{i(1)} + X_{BHM} \right) - X_{BHM}}{\left(\sum_{i=1}^{n1} C_{i(1)} + \left(\sum_{i=1}^{n1} \sum_{j=1}^{n2} \frac{C_{i(1)} C'_{j(2)}}{P_{j(2)}} (p_{i(1)} - p_{j(2)}) e^{p_{j(2)} T} - p_{i(1)} \right) \right)}. \quad (3.87)$$

Формули для розрахунку γ при врахуванні трьох членів розкладу:

$$\begin{aligned} a_0 &= 0.5 \left(\sum_{i=1}^{n1} C_{i(1)} (p_{i(1)} + 1) \right) + 0.5 X_{BHM} \left(\sum_{i=1}^{n2} C'_{i(2)} (p_{i(2)} + 1) \right) + \\ &+ 0.5 \left(\sum_{i=1}^{n1} \sum_{j=1}^{n2} \frac{C_{i(1)} C'_{j(2)}}{P_{j(2)}} \left((p_{i(1)} - p_{j(2)}) (p_{i(1)} - p_{j(2)} - 1) e^{p_{j(2)} T} - p_{i(1)} (p_{i(1)} + 1) \right) \right); \\ a_1 &= \left(\sum_{i=1}^{n1} C_{i(1)} (1 + t_{3B} (p_{i(1)} + 1)) \right) + \left(\sum_{i=1}^{n1} \sum_{j=1}^{n2} \frac{C_{i(1)} C'_{j(2)}}{P_{j(2)}} (p_{i(1)} - p_{j(2)}) e^{p_{j(2)} T} - p_{i(1)} \right) - \\ &- \left(X_{BHM} T \sum_{i=1}^{n2} C'_{i(2)} p_{i(2)} \right); \\ a_2 &= X_{BHM} \cdot T \left(\sum_{i=1}^{n2} C'_{i(2)} (1 + 0.5 T (p_{i(2)} + 1)) \right) + \sum_{i=1}^{n1} \sum_{j=1}^{n2} \frac{C_{i(1)} C'_{j(2)}}{P_{j(2)}} (e^{p_{j(2)} T} - 1) - U_{CP_T} - \\ &- t_{3B} \left(\sum_{i=1}^{n1} C_{i(1)} - X_{BHM} \right) + 0.5 t_{3B}^2 \left(\sum_{i=1}^{n1} C_{i(1)} (p_{i(1)} + 1) \right). \end{aligned}$$

З аналізу формул розрахунку γ на періоді зі збуренням на першому інтервалі, видно що трудомісткість розрахунку в порівнянні з періодом без збурень зростає незначно.

Період зі збуренням на другому інтервалі

Розглянемо період зі збуренням на другому інтервалі. В цьому випадку використовується ЧІМ. Тривалість першого інтервалу відома і дорівнює τ_1 . Момент виникнення збурення відносно початку другого інтервалу t_{36} . Необхідно розрахувати тривалість другого інтервалу після збурення t_i . Рівняння для розрахунку t_i наведено нижче.

$$U_{CP} \cdot T = \int_0^{\tau_1} x_{ВИХ(1)}(t)dt + \int_0^{t_{36}} x'_{ВИХ(2)}(t)dt + \int_0^{t_i} x''_{ВИХ(2)}(t)dt. \quad (3.88)$$

Межі інтегрування перших двох інтегралів відомі, тому значення цих інтегралів розраховуються безпосередньо. Нехай вони дорівнюють D_1 і D_2 . Введемо заміну $U''_{CP} = U_{CP} \cdot T - D_1 - D_2$. Після підстановки заміни в (3.88) отримаємо:

$$U''_{CP} = \int_0^{t_i} x''_{ВИХ(2)}(t)dt = \sum_{j=1}^n \frac{C_j}{p_j} (e^{p_j \cdot t_i} - 1) \approx \sum_{j=1}^n \frac{C_j}{p_j} \left((1 + t_i)^{p_j} - 1 \right). \quad (3.89)$$

При врахуванні двох членів розкладу t_i знаходиться за формулою:

$$t_i = \frac{U''_{CP}}{\sum_{j=1}^n C_j}. \quad (3.90)$$

При врахуванні трьох членів розкладу t_i розраховується з квадратного рівняння:

$$U''_{CP} = \sum_{j=1}^n C_j \left(t_i + \frac{(p_j + 1) \cdot t_i^2}{2} \right) = t_i^2 \sum_{j=1}^n \frac{C_j \cdot (p_j + 1)}{2} + t_i \sum_{j=1}^n C_j. \quad (3.91)$$

Розрахуємо трудомісткість методик прогнозу сталих інтегрування і розрахунку параметра γ . Прогноз сталих інтегрування:

Кількість операцій множення і ділення складає:

$$K_{\Sigma 1} = \frac{(n-1)^3}{3}. \quad (3.92)$$

Кількість операцій додавання і віднімання:

$$K_{\Sigma 2} = (n - 1)^3. \quad (3.93)$$

Розрахунок параметра γ шляхом рішення квадратного рівняння:

Кількість операцій множення і ділення складає:

$$K_{\Sigma 1} = 5n^2 + 8n + 10. \quad (3.94)$$

Кількість операцій додавання і віднімання:

$$K_{\Sigma 2} = 8n^2 + 18n + 22. \quad (3.95)$$

З аналізу формул (3.92)-(3.95) видно, що трудомісткість розрахунку параметра γ має такий же порядок як і трудомісткість формування моделі.

3.2.5 Оцінка стійкості системи упереджувального керування

Алгоритми розрахунку параметра γ базуються на аналітичній формі представлення перехідного процесу на інтервалах періоду. На періоді без для розрахунку γ використовується вираз (3.79), при появі збурення на першому інтервалі періода використовується вираз (3.87), на другому – (3.90). В першому наближенні ці аналітичні вирази відповідають системі керування на основі інтегральної ШІМ-II з регулятором, що містить пропорційну ланку. В цьому разі сигналом керування є інтеграл вихідної напруги, а опорною функцією вираз $U_{CP} \cdot t$. Однак при використанні запропонованої методики розрахунок параметра γ виконується з упередженням, що покращує динамічні властивості системи керування.

Для оцінки стійкості системи упереджувального керування в цілому необхідно враховувати квантування вихідного параметра за рівнем і часом, а також враховувати похибку розрахунків параметра γ . Ця задача трудомістка і не може бути виконана у реальному масштабі часу. Тому під час роботи перевіряється лише стійкість дискретної передавальної характеристики силової частини перетворювача. Стійкість розімкненої системи визначається у умови, що значення коренів знаходяться в області, обмеженій колом одиничного радіусу з центром у початку координат:

$$0 < |z_i| < 1, i = 1..n. \quad (3.96)$$

Оскільки під час роботи упереджувальної системи керування здійснюється перехід від дискретної до неперервної передавальної характеристики силової частини, можливо оцінити стійкість зворотного зв'язку з інтегральною ланкою. Передавальна характеристика замкненої системи має наступний вигляд:

$$W_3 = \frac{W(p)}{1 + \frac{kW(p)}{p}} = \frac{pW(p)}{p + kW(p)}. \quad (3.97)$$

Стійкість замкненої системи визначається характеристичним поліномом $p + kW(p)$. Нехай передавальна характеристика $W(p)$ має порядок n , тоді характеристичне рівняння системи має такий вид:

$$c_0 p^n + c_1 p^{n-1} + \dots + c_{n-1} p + c_n = 0. \quad (3.98)$$

Зважаючи на це, характеристичне рівняння передавальної характеристики $p + kW(p)$ є таким:

$$c_0 p^n + c_1 p^{n-1} + \dots + \left(c_{n-1} + \frac{1}{k} \right) p + c_n = 0. \quad (3.99)$$

Характеристичне рівняння (3.99) відрізняється від (3.98) лише значенням коефіцієнта при першому степені поліному. Застосуємо критерій Гурвіца для аналізу стійкості системи з характеристичним рівнянням (3.99), якщо відомо, що система з характеристичним рівнянням (3.98) є стійкою. Оскільки система (3.98) є стійкою, то всі коефіцієнти характеристичного поліному c_i мають однаковий знак. Будемо вважати, що $c_i > 0$. Оскільки в системі використовується від'ємний зворотний зв'язок, коефіцієнт підсилення інтегральної ланки $k > 0$. Тому $c_{n-1} + \frac{1}{k} > 0$.

Якщо порядок системи $n = 2$, для стійкості системи достатньо того, що всі коефіцієнту поліному мають один знак [26].

Для розімкненої системи третього порядку за критерієм Гурвіца виконується умова:

$$c_3(c_1 c_2 - c_0 c_3) > 0. \quad (3.100)$$

При підстановці $c_2 = c_2 + \frac{1}{k}$ нерівність (3.100) теж виконується оскільки $c_2 < c_2 + \frac{1}{k}$, тобто у випадку системи третього порядку вона є стійкою.

Для розімкненої системи четвертого порядку за критерієм Гурвіца виконується умова:

$$c_3(c_1c_2 - c_0c_3) - c_1^2c_4 > 0. \quad (3.101)$$

Проаналізуємо нерівність при підстановці $c_3 = c_3 + \frac{1}{k}$.

$$\left(c_3 + \frac{1}{k}\right)\left(c_1c_2 - c_0\left(c_3 + \frac{1}{k}\right)\right) = c_3(c_1c_2 - c_0c_3) + \frac{1}{k}\left(c_1c_2 + \frac{1}{k}\right) > 0. \quad (3.102)$$

Як видно з виразу (3.102) замкнена система керування четвертого порядку є також стійкою. За аналогією можна довести стійкість замкненої системи з характеристичним рівнянням (3.99) для системи довільного порядку.

При використанні системи упереджувального керування необхідно враховувати, що вона як і інтегральна ШІМ є астатичною системою першого порядку. Тому нульова помилка керування в таких системах можлива лише на інтервалах з постійними значеннями параметрів моделі. Зважаючи на те, що ШІП як правило живляться від некерованих випрямлячів, в системі на кожному періоді виникають збурення за зовнішньою дією, що пов'язані з наявністю змінної складової випрямленої напруги. Зменшення помилки керування на інтервалах зі збуреннями за зовнішньою дією можливе при підвищенні астатизму системи. Для цього доцільно прогнозувати значення вимушеної складової напруги на навантаженні. Прогноз вимушеної складової здійснюється на основі екстраполяції за її значеннями на початку кожного періода роботи перетворювача. Значення вимушеної складової на початку інтервалу розраховуються за формулою (2.61).

3.3 Аварійний режим

Аварійний режим в ШПП виникає при виході параметрів джерела живлення та навантаження за встановлені межі, а також при виході з ладу елементів самого перетворювача.

При використанні системи захисту, що реагує на відхилення миттєвих значень величин, які контролюється, за встановлені межі час між виникненням аварійної ситуації і спрацюванням системи захисту складає мінімум один період роботи перетворювача.

При використанні системи упереджувального керування можливо виявляти аварійні ситуації на періоді їх виникнення. Для цього використовується контроль параметрів зовнішньої дії і навантаження за допомогою дискретної моделі. Методика розрахунку цих величин така ж, як і в пусковому режимі, що описаний в параграфі 3.1.

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, можна виявити аварійні ситуації, вказані в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1. Аварійні ситуації

№ з.п.	Величина вимушеної складової вихідної напруги	Величина опору навантаження	Причина аварійної ситуації
1	$U_{C \text{ ВИМ}} < U_{C \text{ ВИМ НОМ}}$	$R_{\text{НОМ min}} < R_{\text{H}} < R_{\text{НОМ max}}$	Зниження напруги джерела нижче допустимої норми
2	$U_{C \text{ ВИМ}} > U_{C \text{ ВИМ НОМ}}$	$R_{\text{НОМ min}} < R_{\text{H}} < R_{\text{НОМ max}}$	Підвищення напруги джерела вище допустимої норми
3	$U_{C \text{ ВИМ}} < U_{C \text{ ВИМ НОМ}}$	$R_{\text{H}} < R_{\text{НОМ min}}$	Перевантаження ШП
4	$U_{C \text{ ВИМ}} > U_{C \text{ ВИМ НОМ}}$	$R_{\text{H}} < R_{\text{НОМ min}}$	Перевантаження ШП, підвищення напруги джерела вище допустимої норми

При виникненні будь-якої з розглянутих аварійних ситуацій на періоді її виникнення ШП від'єднується від мережі і навантаження.

Висновки

1. Реалізацію пускового режиму і виявлення аварійних ситуацій доцільно здійснювати на основі дискретної моделі перетворювача з ідентифікацією окремих параметрів силової частини перетворювача і навантаження, що дозволяє зменшити перерегулювання у пусковому режимі і мінімум вдвічі скоротити час виявлення аварійних ситуацій.

2. З метою мінімізації трудомісткості розрахунку параметра γ в режимі стабілізації доцільно використовувати інтегральну оцінку вихідної напруги за період з використанням неперервної моделі перетворювача.

3. Для більш ефективного відпрацювання збурень, у залежності від моменту їх виникнення, доцільно використовувати широтно- або частотно-імпульсну модуляцію напруги.

Розділ 4

Синтез та дослідження системи упереджувального керування

4.1 Структурна схема та алгоритм роботи системи упереджувального керування

Система упереджувального керування базується на використанні математичної моделі перетворювача, що пов'язано зі значним обсягом розрахунків, які виконуються в процесорі у реальному часі. Ефективність системи керування визначається часом, що витрачається на виявлення збурення, і точністю та швидкістю відпрацювання помилки, що викликана цим збуренням. Особливістю систем упереджувального керування є можливість відпрацьовувати помилку майже одразу після появи збурення, для чого використовується математична модель перетворювача. Час, що витрачається на виявлення збурення, швидкість та точність відпрацювання помилки залежать від точності та трудомісткості моделі. Оскільки для реалізації математичної моделі перетворювача використовуються засоби мікропроцесорної техніки, для збільшення швидкодії системи керування кількість математичних операцій, що виконуються при формуванні та використанні моделі повинні бути мінімальними, що забезпечують необхідну точність розрахунків. Для мінімізації похибки та кількості математичних операцій доцільно використовувати моделі двох типів: дискретну і неперервну, що описані в попередніх розділах.

Дискретна модель використовується для ідентифікації структури ШП та прогнозу значень змінних стану, за допомогою яких здійснюється виявлення збурень. Дискретна модель формується на основі миттєвих значень змінних стану, які вимірюються АЦП. Для формування послідовності сигналів керування використовувати дискретну модель не доцільно, бо це призводить до значного збільшення трудомісткості

обчислень, що пов'язане з необхідністю багаторазового розрахунку інтегралів вихідної напруги чисельними методами. Оскільки розрахунок інтегралів у аналітичній формі має значно меншу трудомісткість, для цього використовується неперервна модель. Перехід від дискретної до неперервної моделі здійснюється за допомогою z-перетворення, корені характеристичного рівняння шукаються методом Лобачевського-Грефе.

Усунення перевантажень в пусковому і аварійному режимах роботи ШПП здійснюється з використанням дискретної моделі перетворювача. Зважаючи на це блок-схему алгоритму роботи системи упереджувального керування доцільно розділити на функціонально закінчені блоки, зображені на рис. 4.1. Для реалізації системи упереджувального керування на апаратному рівні крім процесора для виконання розрахунків необхідно використовувати АЦП для вимірювання значень змінних стану і таймер для синхронізації розрахунків з процесами, що протікають в ШПП. Зважаючи на це структурна схема системи упереджувального керування має вигляд, зображений на рис. 4.2.

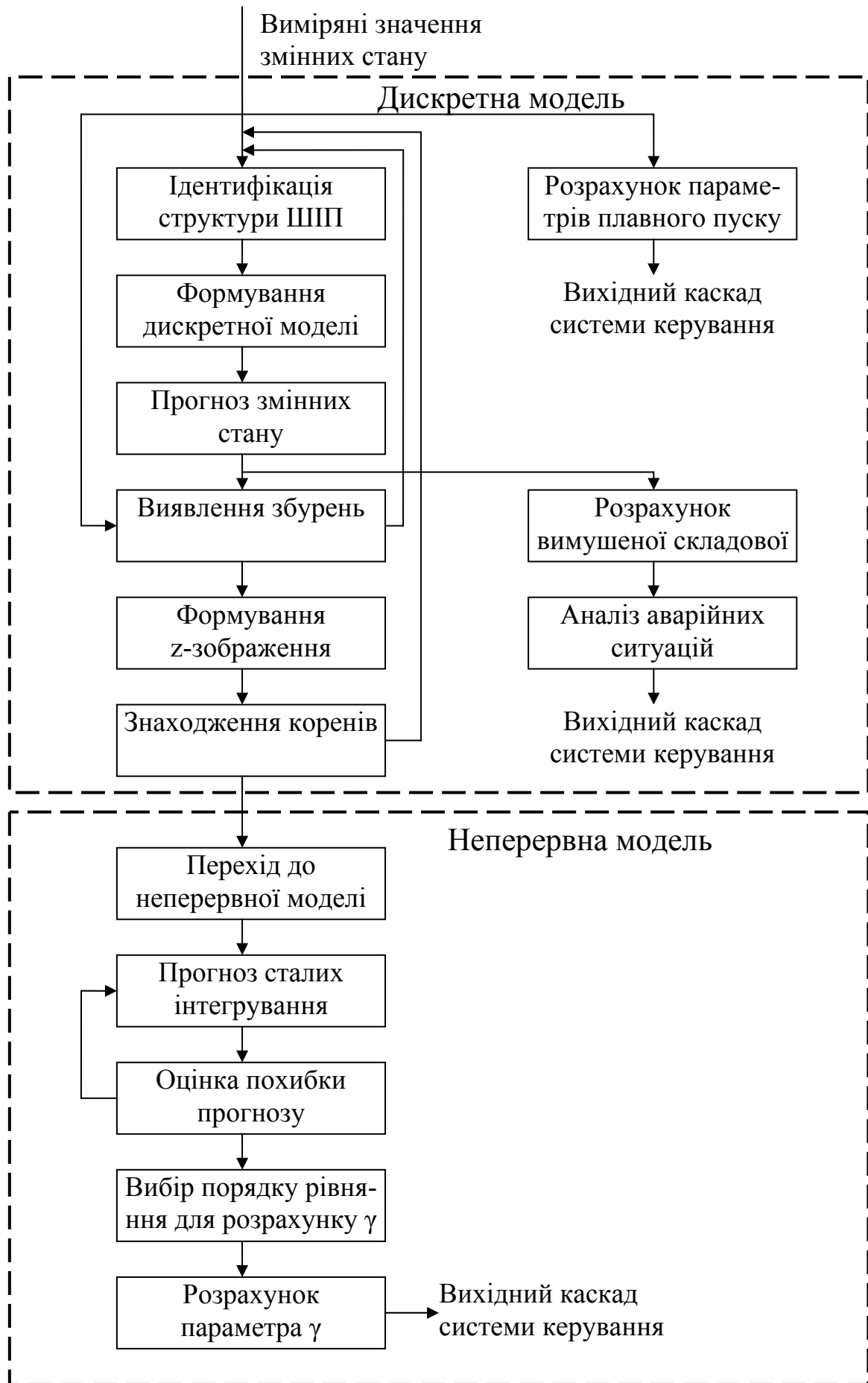


Рис. 4.1. Блок-схема алгоритму упереджувального керування

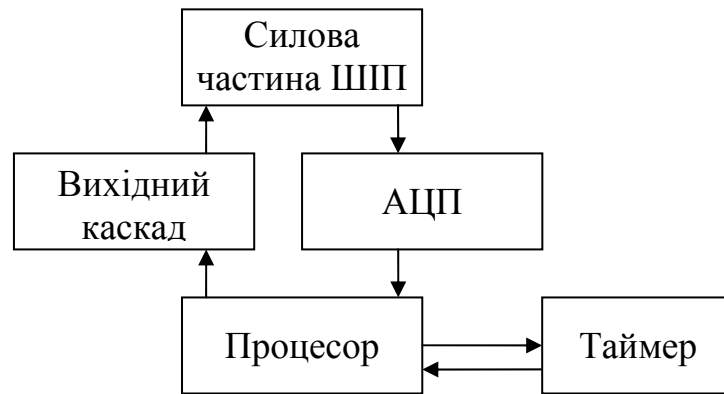


Рис. 4.2. Структурна схема системи упереджувального керування на апаратному рівні

Особливості функціонування та технічні характеристики кожного вузла системи упереджувального керування залежать від трудомісткості та точності розроблених алгоритмів.

4.2 Оцінка похибки та трудомісткості обчислень

Оцінку трудомісткості доцільно проводити окремо для періодів зі збуреннями і без збурень. Трудомісткість розрахунків на періоді зі збуреннями визначається трудомісткістю наступних процедур:

- ідентифікації ланцюга, формули (2.76), (2.77);
- формування математичної моделі, формули (2.66), (2.67);
- прогноз змінних стану, формули (2.68), (2.69);
- формування z-зображення, формули (3.19), (3.21);
- розрахунок коренів характеристичного рівняння, формули (3.43), (3.44);
- прогноз сталих інтегрування, формули (3.92), (3.93);
- розрахунок параметра γ , формули (3.94), (3.95).

На періоді без збурень виконуються такі процедури:

- прогноз змінних стану;
- формування z-зображення;
- прогноз сталих інтегрування;
- розрахунок параметра γ .

Розрахуємо трудомісткість операцій для обох випадків у ланцюгу порядку n .

Період зі збуренням.

Кількість операцій множення і ділення:

$$K_{\Sigma 1} = 1.8 \cdot n^3 + 36 \cdot n^2 + 80 \cdot n + 55. \quad (4.1)$$

Кількість операцій додавання і віднімання:

$$K_{\Sigma 2} = 5.25 \cdot n^3 + 33 \cdot n^2 + 62 \cdot n + 8. \quad (4.2)$$

Період без збурення.

Кількість операцій множення і ділення:

$$K_{\Sigma 1} = 0.3 \cdot n^3 + 27 \cdot n^2 + 53 \cdot n + 12. \quad (4.3)$$

Кількість операцій додавання і віднімання:

$$K_{\Sigma 2} = n^3 + 10 \cdot n^2 + 58 \cdot n - 18. \quad (4.4)$$

На рис. 4.3, 4.4 побудовані гістограми кількості операцій множення і ділення на періодах зі збуреннями і без збурень в ланцюгах 2, 4, 6, 8, 10 порядків. на рис. 4.5, 4.6 наведено аналогічні данні для операцій додавання і віднімання.

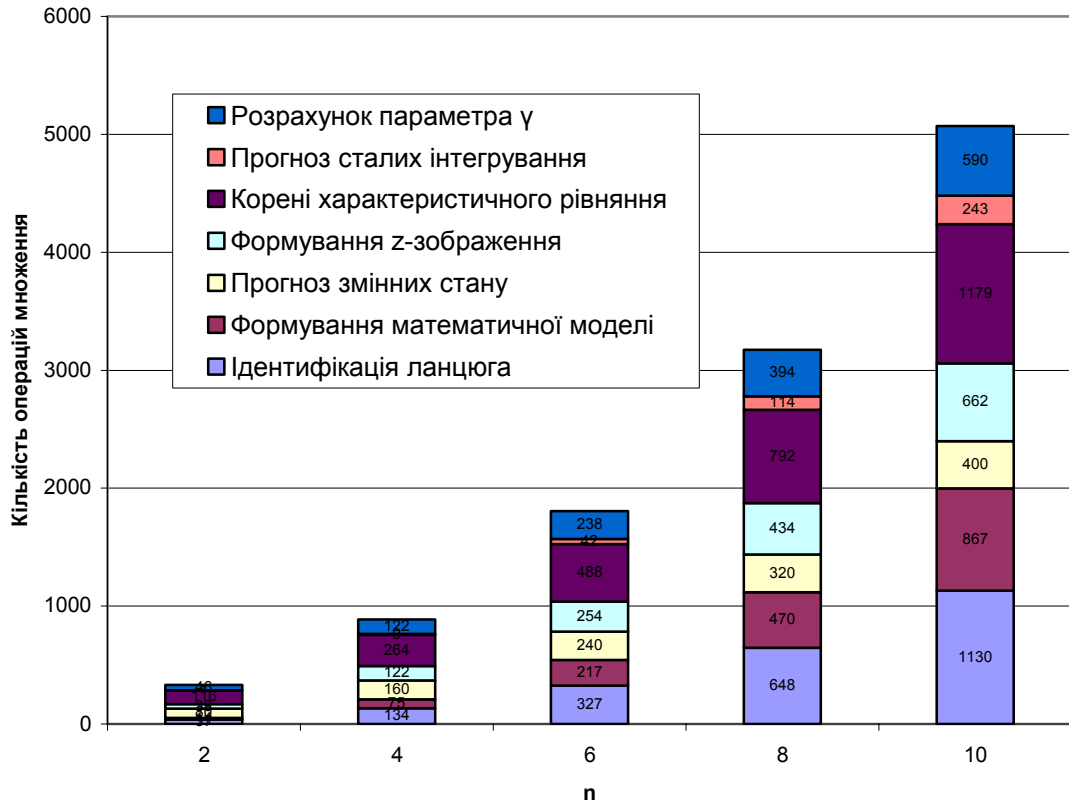


Рис. 4.3. Кількість операцій множення і ділення на періоді зі збуренням

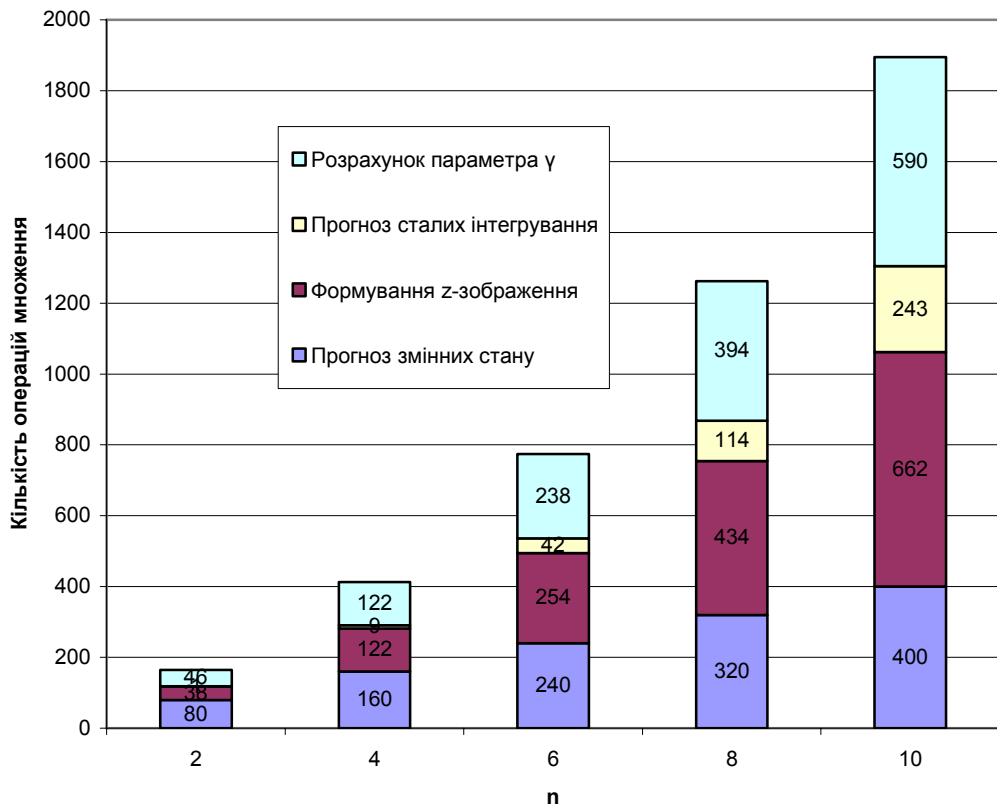


Рис. 4.4. Кількість операцій множення і ділення на періоді без збурення

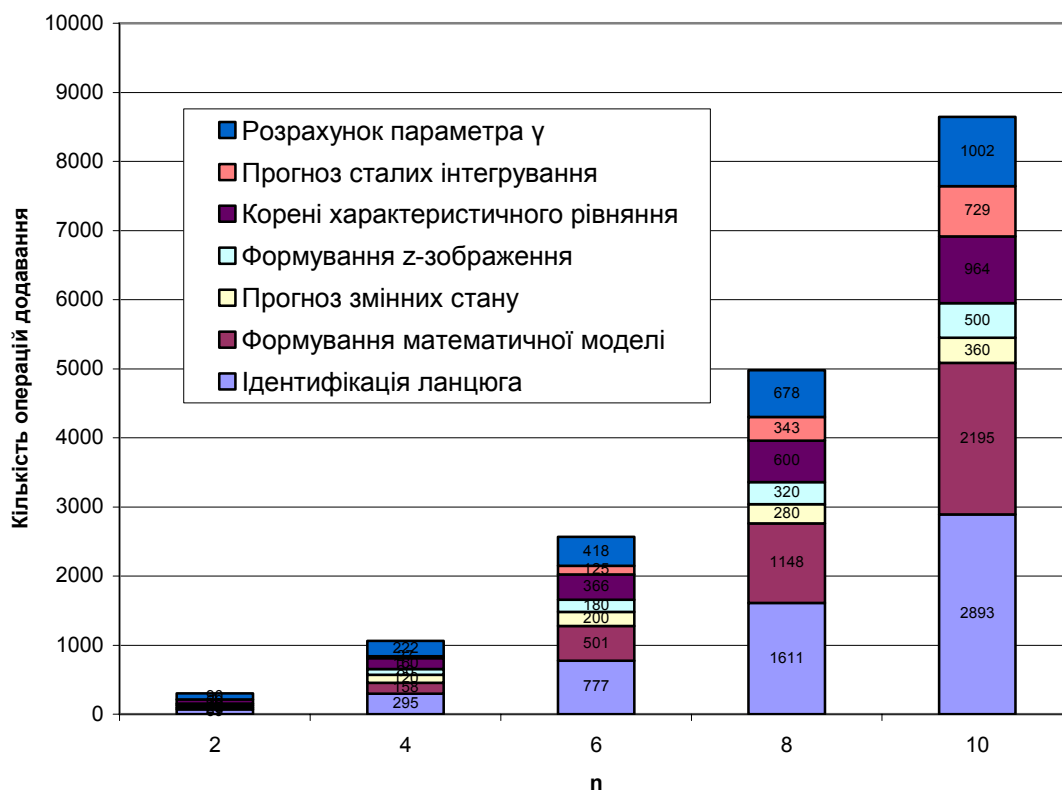


Рис. 4.5. Кількість операцій додавання і віднімання на періоді зі збуренням

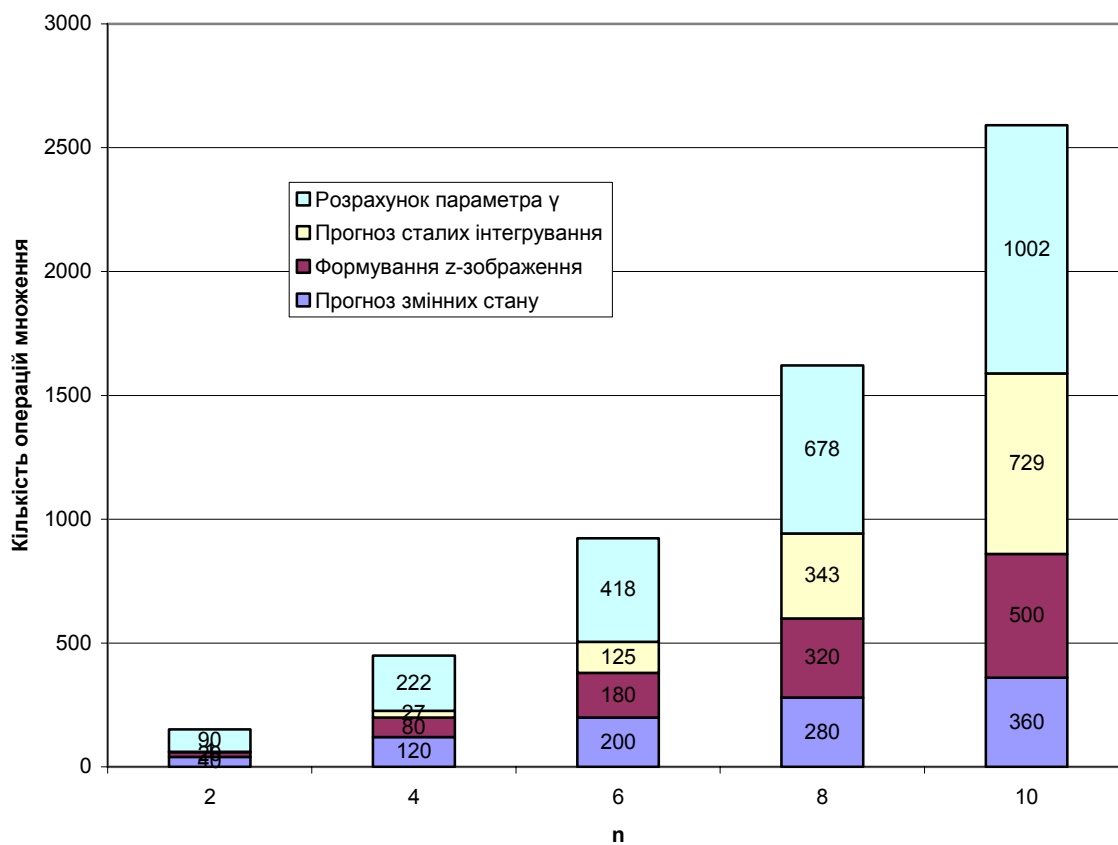


Рис. 4.6. Кількість операцій додавання і віднімання на періоді без збурення

З діаграм трудомісткості рис. 4.2-4.6 видно, що для реалізації алгоритмів упереджувального керування необхідно виконати великий обсяг математичних операцій. Наприклад для ланцюга 10 порядку на інтервалі зі збуренням виконується приблизно 5 тис. операцій множення і ділення та 9 тис. операцій додавання і віднімання. На періоді без збурень кількість математичних операцій приблизно в 3 рази менша.

Як було показано, що при нехтуванні комутаційних процесів можна зменшити розмірність моделі до 2-4 порядку без суттєвого збільшення похибки розрахунків на інтервалах, що дає змогу значно скоротити обсяг розрахунків. Оцінимо мінімальну продуктивність процесора системи упереджувального керування, що визначається допустимою інерційністю, яку може вносити процесор у ланку регулювання. Для вибору продуктивності процесора необхідно розглянути найгірший варіант: період зі збуренням на першому інтервалі для моделі з максимальним порядком. В цьому разі процесор повинен відпрацювати помилку, викликану збуренням на цьому ж періоді. Час для відпрацювання помилки t_B визначається формулою:

$$t_B = \gamma_{\min} T - t_{зб}. \quad (4.5)$$

де γ_{\min} – мінімально можливе значення параметра γ ,

$t_{зб}$ – час виникнення збурення відносно початку періоду.

Зважаючи на вираз (4.5) значення часу на відпрацювання помилки може знаходитись в діапазоні $0.. \gamma_{\min} T$. Тому мінімально можлива продуктивність процесора визначається значенням часу на відпрацювання помилки $t_B = \gamma_{\min} T$. Якщо навантаження не критичне до збільшення пульсації вихідної напруги на одному періоді після збурення, то помилка від збурення на першому інтервалі відпрацьовується за допомогою ЧІМ, тоді максимальний час між виникненням збурення і початком його відпрацювання визначається виразом $t_B = T$. Оскільки для реалізації систем упереджувального керування необхідно виконати значний обсяг розрахунків,

то її доцільно реалізовувати на процесорах з RISC-архітектурою. В цьому випадку кожна математична операція виконується за 1-2 такти процесора.

Розрахуємо орієнтовну частоту процесора для частоти ШІМ 20 кГц і порядку ланцюга $n = 2..10$. Якщо вважати, що виконання кожної математичної операції триває один такт, то мінімально можлива частота процесора складає F_{II} :

$$F_{II} = \frac{N_+ + N_*}{T}, \quad (4.6)$$

де N_+ , N_* - кількість операцій додавання і множення відповідно.

Числові дані частот процесора для прикладу, що розглядається, наведено в таблиці 4.1.

Таблиця 4.1. Мінімальна частота процесора у залежності від порядку моделі n

Порядок моделі n	Частота, МГц
2	2
4	16
6	36
8	64
10	280

З таблиці 4.1 видно, що для реальних випадків, коли силова частина перетворювача замінюється моделлю 2-4 порядку, частота процесора, необхідна для реалізації системи упереджувального керування, не перевищує 20 МГц. Це дозволяє реалізувати систему керування на сучасних мікропроцесорах.

Похибка розрахунку параметра γ залежить від початкової похибки вимірювань змінних стану δ_0 , похибки розрахунків δ_p і похибки моделі ШП δ_M . Похибка розрахунків має бути достатньо низькою, але разом з тим недоцільно зменшувати похибку розрахунків до величини, що значно менша похибки моделі δ_M , тому що похибка результату визначається більшою за значенням похибкою: моделі або розрахунків. Як правило похибка лінеаризованої моделі ШП не перевищує 1 %, тому похибку розрахунків

доцільно обмежувати на рівні не менш ніж 0.1 %. Похибка розрахунків складається з похибки, що пов'язана з обмеженою розрядною сіткою процесора δ_{PI} і методичною похибкою розрахунків δ_{PM} наближених алгоритмів. Якщо використовуються точні алгоритми методична похибка відсутня. Тобто мінімально можливе значення похибки розрахунків визначається похибкою δ_{PI} . Тому значення методичної похибки розрахунків δ_{PM} доцільно обирати таким же як і похибки δ_{PI} . В цьому разі похибка розрахунків визначається за формулою:

$$\delta_P = \sqrt{\delta_{PI}^2 + \delta_{PM}^2} = \sqrt{2}\delta_{PI}. \quad (4.7)$$

При розрахунку параметра γ використовуються наступні наближені алгоритми:

- розрахунок коренів методом Лобачевського-Грефе;
- прогноз значень сталих інтегрування;
- розрахунок параметра γ .

Оцінимо величину похибки δ_{PI} кожного етапу розрахунків. При цьому етап ідентифікації ланцюга не враховується, оскільки за алгоритмами цього етапу визначається порядок ланцюга, інші величини, отримані на цьому етапі не використовуються в подальших розрахунках.

Як відомо при множенні або діленні відносна похибка розрахунків сумується, а при додаванні і відніманні – усереднюється. Тому значення похибки δ_{PI} визначається кількістю операцій множення і ділення $K_{\Sigma 1}$ і розгалуженістю алгоритмів обчислень за операціями множення і ділення rs :

$$rs = len \left(\sum_i a_i g_i \right). \quad (4.8)$$

Середня кількість доданків i в формулі (4.8), що містять операції множення і ділення, в формулах кожного етапу визначатиме похибку δ_{PI} кожного етапу: чим більше доданків, тим менше значення похибки δ_{PI} . Тому похибка δ_{PI} на кожному етапі оцінюється за формулою:

$$\delta_{PI} = \frac{K_{\Sigma 1}}{rs}. \quad (4.9)$$

Якщо використовуються наближені алгоритми, то згідно з формулою (4.7) отриманий приріст похибки δ_{PI} необхідно домножити на $\sqrt{2}$.

Розгалуженість алгоритмів кожного етапу залежить від порядку досліджуваного ланцюга n . В результаті аналізу встановлено такі середні значення розгалуженості алгоритмів:

- формування математичної моделі – $0.5 \cdot n$;
- прогноз змінних стану – n ;
- формування z-зображення – n ;
- розрахунок коренів характеристичного рівняння – $0.5 \cdot n$;
- прогноз сталих інтегрування – n ;
- розрахунок параметра γ – $n^{1.3}$.

Загальна похибка розрахунків $\delta_{\Sigma P}$ оцінюється за формулою:

$$\delta_{\Sigma P} = \sqrt{\sum \delta_{PI}^2}. \quad (4.10)$$

В таблиці 4.2 наведені дані, що показують у скільки разів величина похибки збільшується на кожному етапі розрахунків в залежності від порядку ланцюга n .

Таблиця 4.2. Зростання похибки $\Delta\delta_P$ наближених алгоритмів, рази

Алгоритм \ n	2	4	6	8	10
формування моделі	14	38	72	118	174
прогноз змінних стану	40	40	40	40	40
формування z-зображення	19	61	127	217	331
розрахунок коренів характеристичного рівняння	164	187	230	279	333
прогноз сталих інтегрування	1	3	10	20	34
розрахунок параметра γ	26	29	33	37	42
Всього	172	225	302	381	506

Зважаючи на результати розрахунків, які наведені у табл. 4.2, можна зробити висновок, що протягом процесу розрахунків похибка збільшиться максимум в 500 разів.

4.3 Вибір елементної бази системи керування

Вибір елементної бази системи керування доцільно почати з АЦП. Кількість каналів АЦП рівна кількості змінних стану силової частини ШПП, значення яких прогножуються. Розрядність АЦП обирається згідно з необхідною початковою похибкою розрахунків δ_0 . Значення похибки δ_0 розраховується за значеннями кінцевої похибки розрахунків δ_p , яке обмежене на рівні 0.1 %, і приросту похибки під час розрахунків $\Delta\delta_p$, що визначається за даними табл. 4.2:

$$\delta_0 = \frac{\delta_p}{\Delta\delta_p}. \quad (4.11)$$

Значення початкової похибки розрахунків зменшується зі збільшенням порядку ланцюга і коливається в межах $10^{-6}.. 4 \cdot 10^{-6}$. Розрядність АЦП, що забезпечує вимірювання з похибкою δ_0 визначається за формулою:

$$N_{АЦП} = \log_2 \left(\frac{1}{\delta_0} \right), \quad (4.12)$$

зважаючи на це, для забезпечення необхідної похибки розрядність АЦП $N_{АЦП} = 20$.

Частота АЦП визначається необхідною частотою вимірювання значень змінних стану. Проаналізуємо цей показник для періода зі збуренням, оскільки в цьому випадку кількість вимірювань максимальна. На інтервалі зі збуренням формується модель, для цього значення змінних стану вимірюються максимум у $2n + 1$ точках. Крім цього для виявлення збурень змінні стану вимірюються протягом періода з кроком Δt . Тому кількість точок на інтервалі як правило не перевищує 10. Тому кількість вимірювань на одному періоді не більше 20, що для частоти ШІМ 20 кГц відповідає

частоті АЦП $f_{\text{АЦП}} = 400$ кГц. Така частота дискретизації забезпечується більшістю АЦП середнього класу.

Розрядність процесора обирається з умов необхідної точності розрахунків. На першому етапі розрахунків розрядність результату повинна співпадати з розрядністю вимірюваних даних – 20 біт, при реалізації наступних етапів розрахунків достатньо 16-розрядного представлення чисел. На сьогодні існують 8, 16, 32, 64-розрядні архітектури процесорів. Зважаючи на це, доцільно обрати 16-розрядний процесор, розрядність якого на перших етапах розрахунку розширюється програмними методами. Як правило в процесорах такого типу інтегровано 16-розрядний таймер, мінімальний інтервал вимірювання якого відповідає періоду роботи процесора, такі характеристики таймера є достатніми для синхронізації роботи системи упереджувального керування і перетворювача.

4.4 Оцінка динамічних та статичних показників системи упереджувального керування

4.4.1 Особливості практичної реалізації систем упереджувального керування

Система упереджувального керування перетворювача базується на прогнозі стану системи, за яким формуються сигнали керування, які за мінімальний час переведуть перетворювач із поточного стану в заданий (з мінімальною похибкою вихідної напруги). При цьому в перехідному режимі величина перегулювання вихідної напруги і перевантаження елементів силової частини повинні знаходитись в заданих межах. За умови використання принципів упереджувального керування [80] для цього необхідно на кожному періоді моделювати роботу перетворювача, починаючи з наступного періоду до настання квазіусталеного режиму. Оскільки процес моделювання є ітеративним і внаслідок цього дуже трудомістким, то такий підхід неможливо реалізувати у реальному масштабі часу. У випадку імпульсних перетворювачів постійної напруги, які в околі

робочої точки можна представити лінійною моделлю [1], для отримання близького до необхідного результату в цілому достатньо розрахувати значення параметра керування перетворювача лише на наступному періоді роботи, що значно зменшує обсяг розрахунків. При цьому роботу перетворювача слід розділити на перехідний режим, що виникає одразу після виникнення збурення, і усталений. В перехідному режимі сигнал помилки повинен відпрацьовуватись максимально швидко і з мінімальним перерегулюванням, а в усталеному повинна забезпечуватись мінімальна помилка вихідного параметра і усунення можливості виникнення автоколивань, що передбачає такі особливості упереджувального керування:

- у перехідному режимі для покращення динамічних характеристик робота системи керування повинна залежати від передавальної характеристики силової частини перетворювача;

- в усталеному режимі для зменшення трудомісткості розрахунку параметра γ , його значення доцільно розрахувати з використанням регулювальної характеристики перетворювача, але замість величини зовнішньої дії використовувати значення вимушеної складової вихідної напруги. Це дає змогу врахувати втрати в елементах перетворювача і завдяки цьому зменшити методичну похибку розрахунків.

Проаналізуємо особливості роботи системи упереджувального керування понижуючим і підвищуючим перетворювачами. Ефективність роботи системи упереджувального керування понижуючим перетворювачем порівнюватимо з пропорційно-інтегрально-диференціальним (ПІД) регулятором, а підвищуючим перетворювачем – пропорційно-інтегральним (ПІ) регулятором. Відсутність диференційної ланки в системі керування підвищуючим перетворювачем пояснюється нижчим запасом стійкості цього типу перетворювачів. Для реалізації цієї задачі завдяки поєднанню програмної оболонки, середовища моделювання і зручній графічній обробці даних доцільно застосовувати пакет MatLab [41]. Система керування на основі ПІ регулятора синтезується в пакеті моделювання Simulink на основі

стандартних блоків цієї бібліотеки. Результати моделювання передаються у програмне середовище у вигляді масивів даних значень змінних стану перетворювача. Система упереджувального керування реалізується за допомогою спільного використання програмного середовища і пакету моделювання. В пакеті моделювання синтезується дискретно-лінійна схема заміщення перетворювача і моделюється його робота, а керування перетворювачем здійснюється з програмного середовища MatLab. Такий підхід застосовується через те, що упереджувальне керування має чітко виражену алгоритмічну структуру і тому його складно реалізувати безпосередньо в пакеті Simulink. Порівняння ефективності роботи систем керування здійснюється за графіками часових діаграм вихідної напруги.

4.4.2 Система упереджувального керування понижуючим ШП

Понижуючий ШП має лінійну регульовальну характеристику, до того ж інтервал накопичення енергії в реактивних елементах ШП співпадає з інтервалом передачі енергії в навантаження. Ці умови забезпечують значний запас стійкості системи керування і покращують якість параметрів регулювання під час перехідного процесу. Тому адаптацію розробленої математичної моделі упереджувального керування доцільно почати з цього типу ШП. Модель понижуючого ШП, яка використовується для моделювання наведена на рис. 4.7.

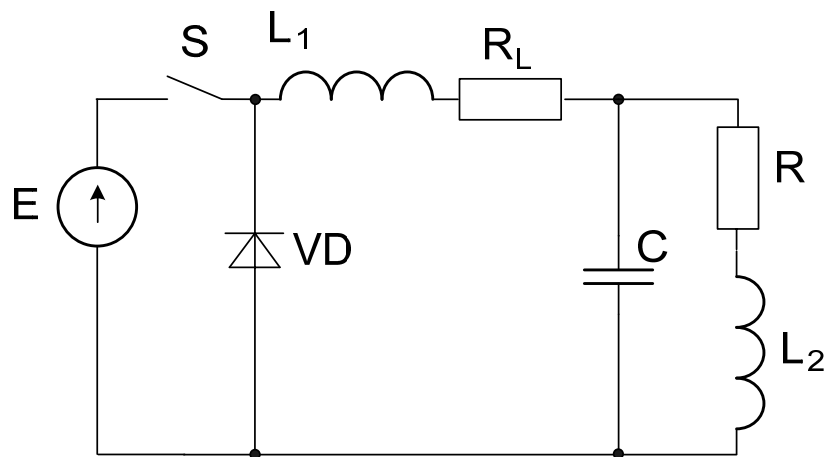


Рис. 4.7. Модель понижуючого ШП

Параметри моделі: $E = 12 \text{ В}$, $L_1 = 50 \text{ мкГн}$, $L_2 = 10 \text{ мкГн}$, $C = 125 \text{ мкФ}$, $R_L = 0.1 \text{ Ом}$, $R = 2 \text{ Ом}$, частота ШІМ $f = 20 \text{ кГц}$, вихідна напруга $U_H = 5 \text{ В}$.

Безпосереднє застосування розроблених алгоритмів упереджувального керування для синтезу системи керування моделі призводить до виникнення автоколивань, що показані на рис. 4.8.

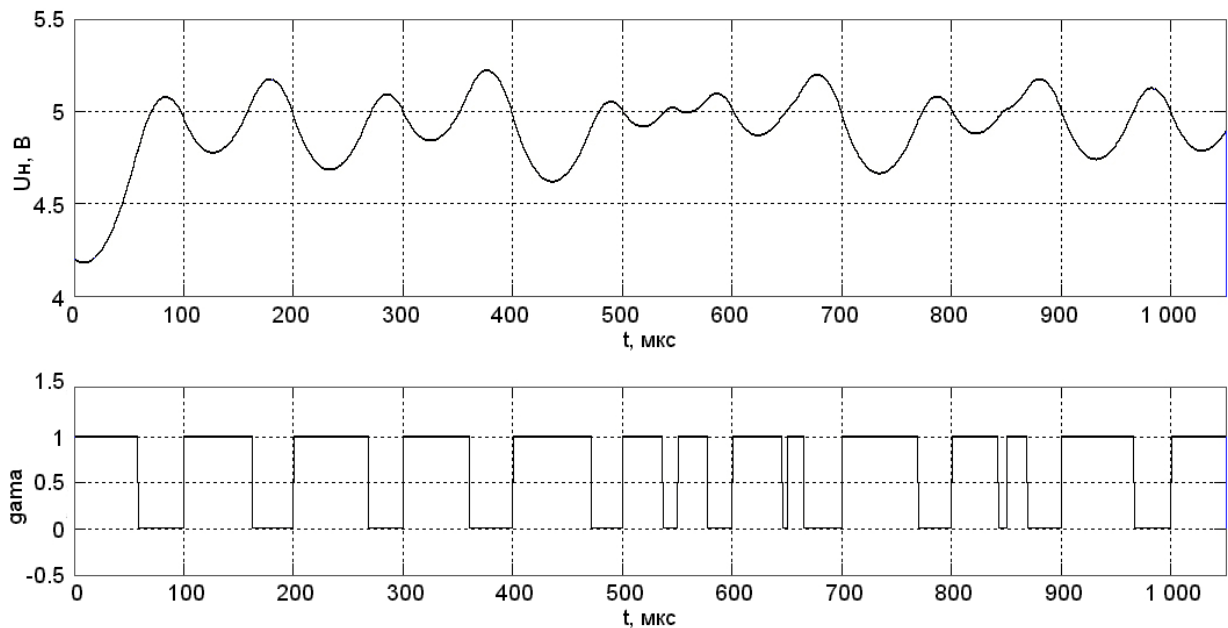


Рис. 4.8. Діаграми автоколивань в понижуючому ШІП

Автоколивання виникають через те, що при розрахунку параметра γ помилка вихідного параметра враховується лише для поточного періода. Для усунення автоколивань в усталеному режимі номінальне значення $\gamma_{\text{НОМ}}$ розраховується з регулювальної характеристики понижуючого ШІП:

$$\gamma_{\text{НОМ}} = \frac{U_H}{X_{\text{ВИМ}}}, \quad (4.13)$$

де $X_{\text{ВИМ}}$ – значення вимушеної складової вихідної напруги.

В перехідному режимі параметр γ розраховується за таким виразом:

$$\gamma = \gamma_{\text{НОМ}} + \frac{\gamma_{\text{П}} - \gamma_{\text{НОМ}}}{N^J}, \quad (4.14)$$

де N – номер періода після виникнення збурення для розраховується γ ;

$\gamma_{\text{П}}$ – значення параметра γ , отримане за допомогою неперервної моделі;

J – константа, яка приймає значення 0.2..0.7, яка обирається експериментально.

Розрахунок параметра γ за формулою (4.14) дозволяє усунути автоколивання. Результат моделювання з використанням цієї методики показаний на рис. 4.9.

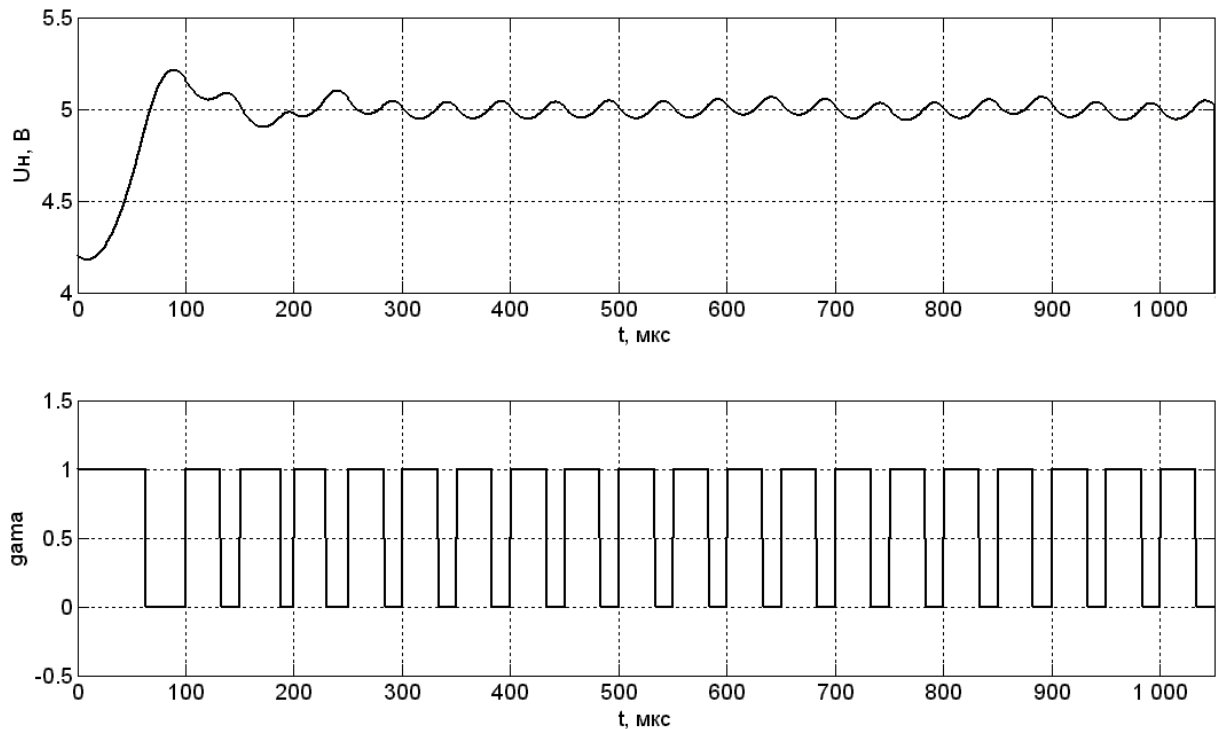


Рис.4.7 . Діаграми вихідної напруги і параметра γ після усунення автоколивань

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

1 Збурення за зовнішньою дією:

- стрибкоподібне збільшення вхідної напруги з 12 В до 18 В і з 18 В до 12 В ($\Delta E = + 50\%$);

- стрибкоподібне зменшення вхідної напруги з 12 В до 6 В і з 6 В до 12 В ($\Delta E = - 50\%$).

2 Збурення за зміною параметрів навантаження:

- стрибкоподібне підключення і відключення паралельного опору $R = 2$ Ом (зменшення еквівалентного опору навантаження в 2 рази).

На рис. 4.10-4.12 наведені діаграми відпрацювання збурень системи упереджувального керування і ПІД регулятора. Модель системи керування на основі ПІД регулятора і текст програми на основі якої реалізовано упереджувальне керування наведено у додатку Б.1.

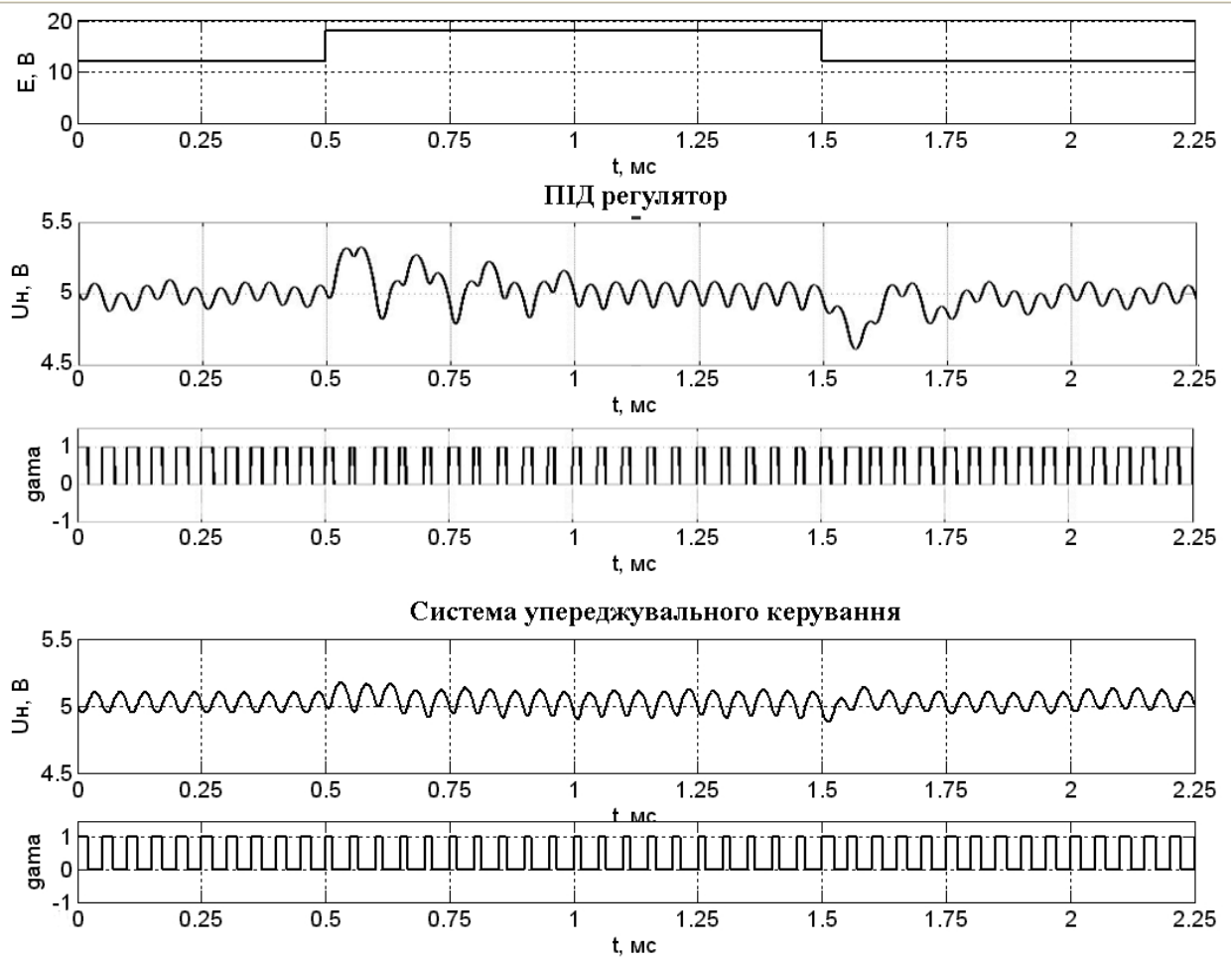


Рис. 4.10. Діаграми відпрацювання збурення за зовнішньою дією ($\Delta E = +50\%$) системи керування на базі ПІД регулятора і упереджувальної системи керування

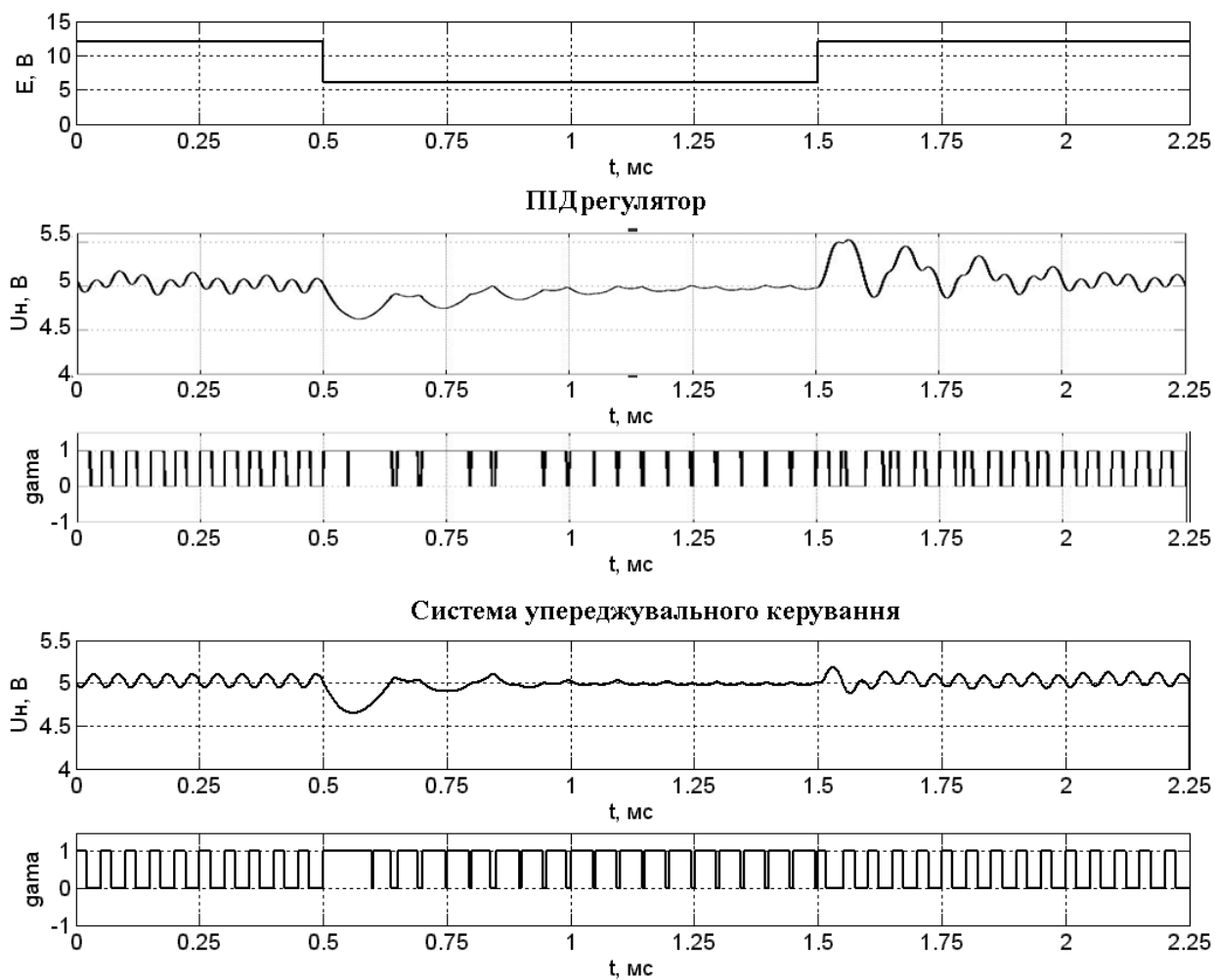


Рис. 4.11. Діаграми відпрацювання збурення за зовнішньою дією ($\Delta E = -50\%$) системи керування на базі ПД регулятора і упереджувальної системи керування

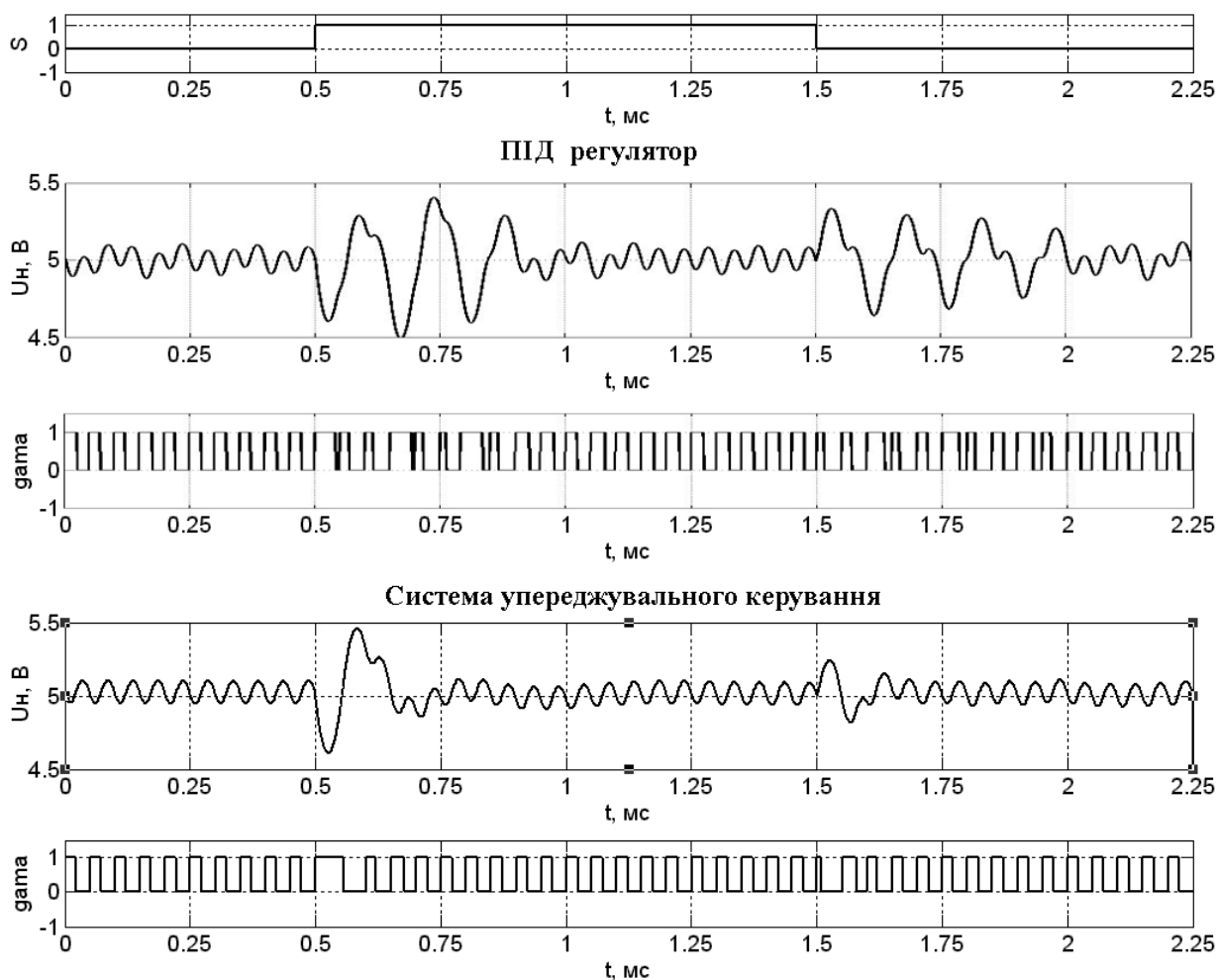


Рис. 4.12. Діаграми відпрацювання збурення за навантаженням системи керування на базі ПІД регулятора і упереджувальної системи керування

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 10-30 % в порівнянні з ПІД регулятором. Зважаючи на це можна зробити висновок, що система упереджувального керування понижуючим ШПП має кращі значення параметрів якості як у перехідному так і в усталеному режимах.

4.4.3 Система упереджувального керування підвищуючим ШП

Підвищуючий ШП, на відміну від понижуючого, має нелінійну регульовальну характеристику, тому як об'єкт керування має більшу нелінійність. До того ж в підвищуючому ШП інтервал накопичення енергії в дроселі фільтра і передача енергії в навантаження розділені в часі, тому синтез системи керування цим перетворювачем є складнішою задачею.

Для синтезу системи керування підвищуючий ШП в багатьох випадках лінеаризується. Це обумовлює зниження запасу стійкості перетворювача та динамічних характеристик. При збільшенні величини параметрів реактивних елементів фільтра, що необхідно для забезпечення малої пульсації вихідної напруги, помилка лінеаризованої моделі підвищуючого ШП навіть у околі робочої точки є значною. Для ілюстрації особливості процесів в околі робочої точки розглянемо модель підвищуючого ШП з RLC навантаженням, рис. 4.13.

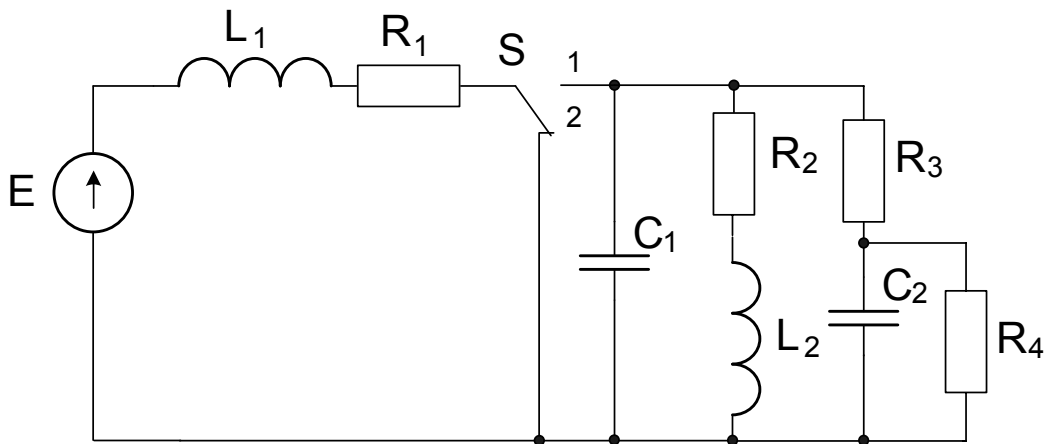


Рис. 4.13. Модель підвищуючого ШП

Використовуючи модель рис. 4.13, промодельюємо роботу перетворювача при стрибкоподібному збільшенні значення параметра γ зі значення 0.1 до значення 0.9 і навпаки в двох режимах: з малою індуктивністю дроселя $L_1 = 70$ мкГн і великою $L_1 = 700$ мкГн. Параметри інших елементів ШП залишались без змін: $E = 5$ В, $L_2 = 10$ мкГн, $C_1 = 100$ мкФ, $C_2 = 50$ мкФ, $R_1 = 0.2$ Ом, $R_2 = 15$ Ом, $R_3 = R_4 = 20$ Ом. Діаграми

вихідної напруги при різних значеннях індуктивності дроселя наведені на рис. 4.14 – 4.15.

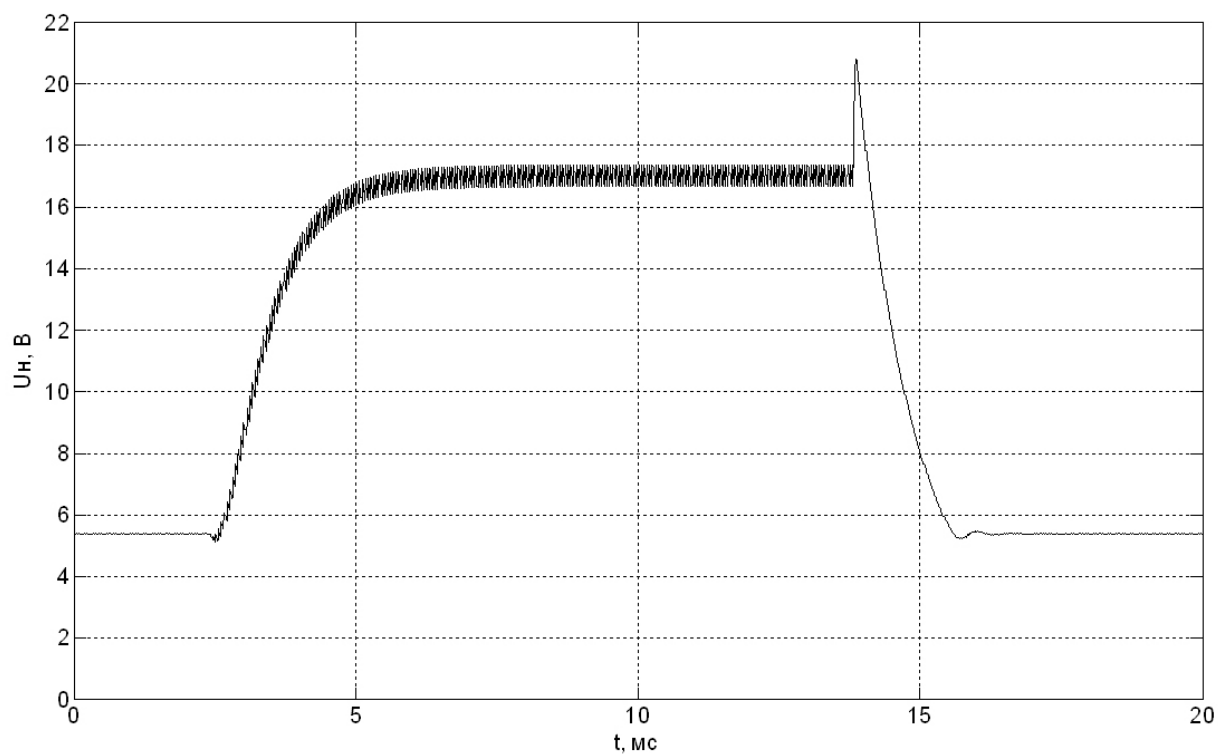


Рис. 4.14. Діаграма вихідної напруги при $L_1 = 70$ мкГн

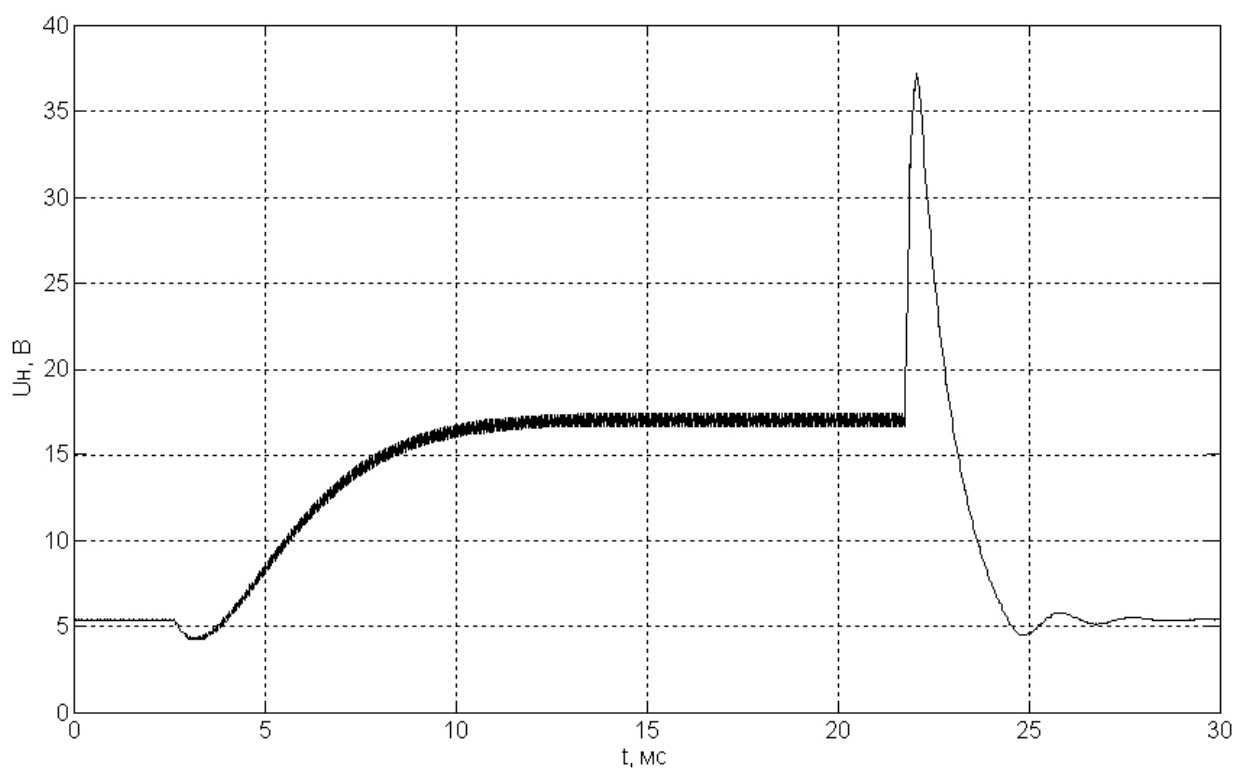


Рис. 4.15. Діаграма вихідної напруги при $L_1 = 700$ мкГн

Як видно з графіків при стрибкоподібній зміні параметра γ значення вихідної напруги на початковому етапі змінюється протилежно зміні параметра γ . Причому зі збільшенням значення індуктивності дроселя спостерігається більше відхилення вихідної напруги у початковий момент часу після зміни значення γ . Це пояснюється тим, що пропорційно до стрибкоподібної зміни значення параметра γ змінюється інтервал накопичення енергії, а інтервал передачі енергії до навантаження змінюється пропорційно до $1-\gamma$. Оскільки струм дроселя при цьому змінюється поступово, то на початковому етапі перехідного процесу значення вихідної напруги пропорційно тривалості інтервалу передачі енергії в навантаження. Оскільки цей інтервал змінюється протилежно до значення параметра γ , то і вихідна напруга змінюється відповідно.

Для аналізу умов виникнення ефекту позитивного зворотного зв'язку проаналізуємо зміну вихідної напруги в підвищуючому перетворювачі [20]. Для спрощення розрахунків активний опір дроселя і керованого ключа вважатимемо рівним нулю $R_1 = 0$. В усталеному режимі приріст напруги на конденсаторі $C_1 \Delta U_C^+$, викликаний струмом дроселя I_L , на інтервалі $(1-\gamma)T$ дорівнює зменшенню напруги на конденсаторі протягом періоду ΔU_C^- :

$$\begin{aligned} \Delta U_C^+ + \Delta U_C^- &= 0; \\ \Downarrow \\ \frac{1}{C} \int_0^{(1-\gamma)T} I_L dt + U_C (1 - e^{-T/R_H C}) &= 0; \quad (4.15) \\ \Downarrow \\ \frac{I_L (1-\gamma)T}{C} - \frac{U_C T}{R_H C} &= 0. \end{aligned}$$

Останнє рівняння (4.15) є наближеним і застосовується у випадку, коли стала часу фільтру перетворювача значно більше періода його роботи. При збільшенні параметра γ на величину $\Delta\gamma$ у системі починається перехідний процес і баланс напруг (4.15) перестане бути дійсним. Розглянемо перший період роботи перетворювача після зміни параметра γ .

$$\frac{I_{L(1+)}(1-\gamma-\Delta\gamma)T}{C} - \frac{U_C T}{R_H C} = \Delta U, \quad (4.16)$$

де $I_{L(1+)}$ – середнє значення струму дроселя на першому періоді після зміни параметра γ .

Значення середнього струму дроселя I_L до збурення, на першому періоді після збурення $I_{L(1+)}$ і величина вхідної напруги розраховуються за формулами [42]:

$$I_L = \frac{U_C}{R_H(1-\gamma)}; \quad (4.17)$$

$$I_{L(1+)} = I_L + \frac{E\Delta\gamma T}{L}; \quad (4.18)$$

$$E = U_C(1-\gamma). \quad (4.19)$$

З урахування виразів (4.17)-(4.19), після спрощень вираз (4.16) зводиться до вигляду:

$$\frac{\Delta U \cdot C \cdot R_H}{T \cdot U_C} = \left(\frac{1}{(1-\gamma)} + \frac{R_H(1-\gamma)\Delta\gamma T}{L} \right) (1-\gamma-\Delta\gamma) - 1. \quad (4.20)$$

Вираз до знаку рівності позначимо ΔU^* . Цей вираз має той же знак, що і параметр ΔU . Для спрощення розрахунків значення індуктивності L виразимо через заданий коефіцієнт пульсацій струму $K_{\Pi i}$ і опір навантаження:

$$L = \frac{\gamma(1-\gamma)^2 T \cdot R_H}{2 \cdot K_{\Pi i}}. \quad (4.21)$$

Зважаючи на вираз (4.21) параметр ΔU^* розраховується з використанням наступної формули:

$$\Delta U^* = \left(\frac{1}{(1-\gamma)} + \frac{2K_{\Pi i} \cdot \Delta\gamma}{\gamma(1-\gamma)^2} \right) (1-\gamma-\Delta\gamma) - 1. \quad (4.22)$$

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

$\Delta\gamma$ – приріст величини γ .

Для аналізу можливості виникнення позитивного зворотного зв'язку 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. 4.13. На кожному сімействі характеристик показані графіки

зміни значення виразу (4.15) в залежності від $\Delta\gamma$ для таких значень параметра γ : 0.1, 0.3, 0.5, 0.7, 0.9.

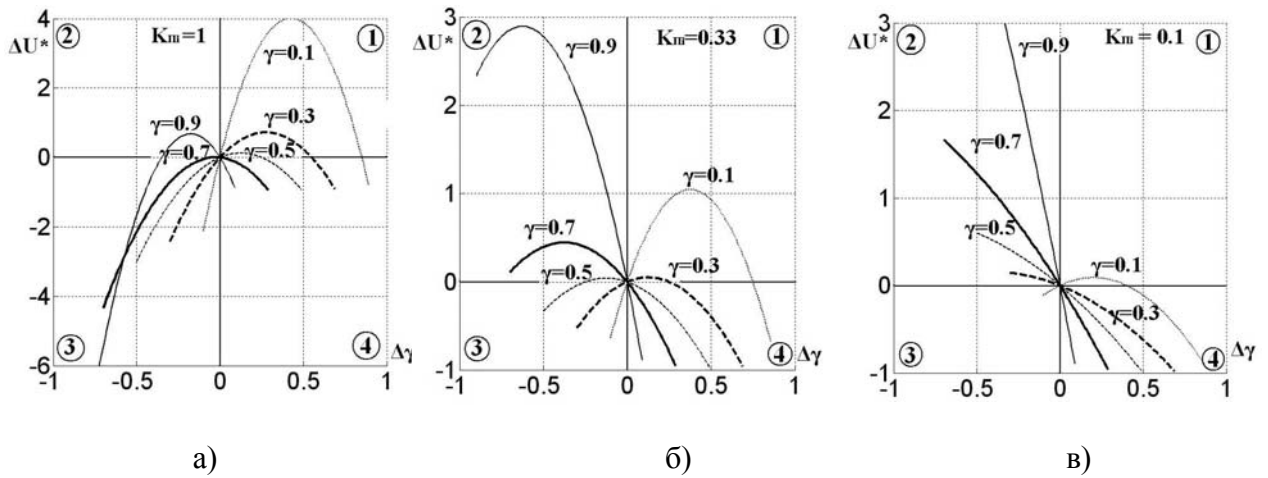


Рис. 4.13. Сімейство характеристик підвищуючого ШПІ $\Delta U^* = f(\Delta\gamma)$

На рис. 4.13 ділянки з додатнім зворотним зв'язком знаходяться в другому і четвертому квадрантах графіків. При $K_{\Pi} = 1$ додатного зворотного зв'язку немає майже на всій області: додатній зв'язок існує лише для $\gamma = 0.9$ при $\Delta\gamma = -0.4..0$ и для $\gamma = 0.7-0.1$ при максимальних додатних значеннях $\Delta\gamma$. У випадку $K_{\Pi} = 0.33$ ефект додатного зв'язку спостерігається в ширшому діапазоні значень $\Delta\gamma$, а при $K_{\Pi} = 0.1$ ефект додатного зворотного зв'язку 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 спостерігається ефект додатного зворотного зв'язку. При використанні інтегральної ланки в контурі зворотного зв'язку цей ефект може призвести до виникнення автоколиваний. В цьому випадку при $\Delta\gamma \rightarrow 0$ виконується умова (4.22), що призводить до виникнення автоколиваний, що зображені на рис. 4.14.

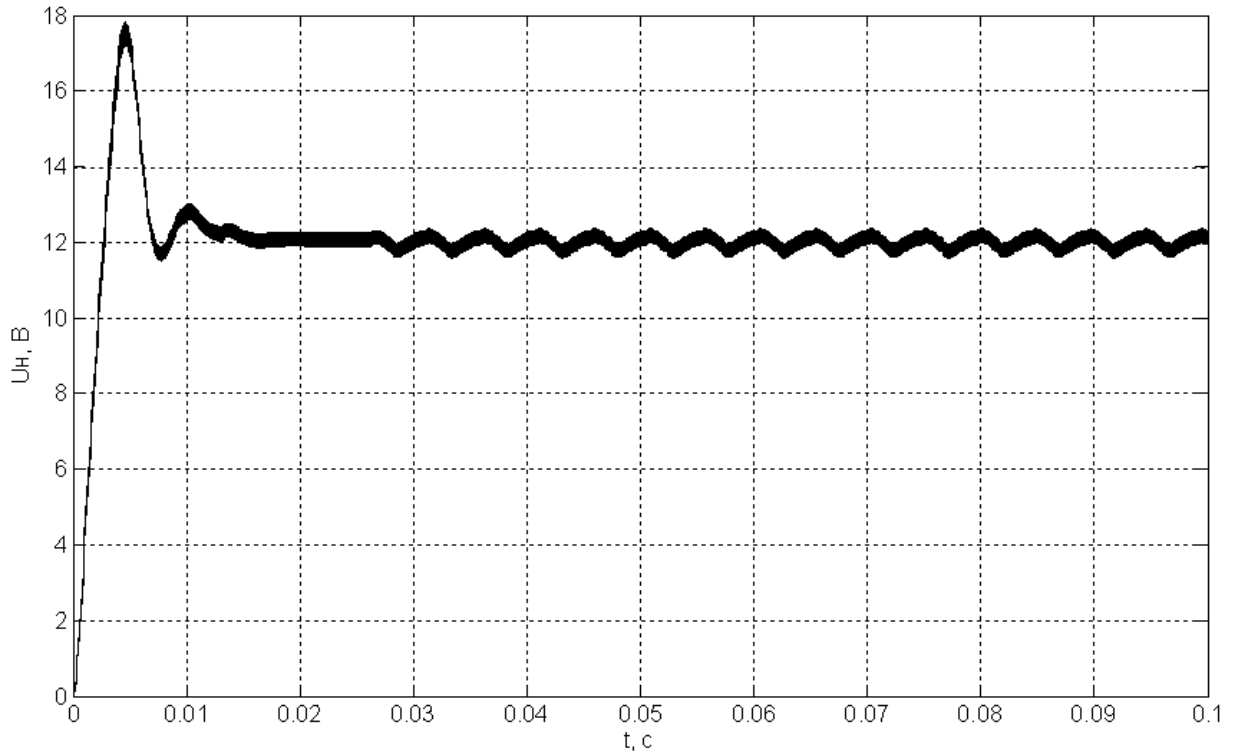


Рис. 4.14. Автоколивання у підвищуючому ШП з інтегральною ланкою

Як видно з рис. 4.14 автоколивання виникають в околі робочої точки, частота і амплітуда цих коливань залежать від параметрів силової частини перетворювача. Зважаючи на це в підвищуючому ШП у перехідному режимі недоцільно встановлювати значення параметра γ , що відрізняється від номінального, оскільки це призведе до значного перерегулювання із-за ефекту додатного зворотного зв'язку. Тому для зменшення величини перерегулювання і часу перехідного процесу параметр γ одразу після виникнення збурення повинен приймати номінальне значення, яке розраховується за формулою:

$$\gamma_{\text{НОМ}} = 1 - \frac{X_{\text{ВИМ}}}{U_H}. \quad (4.23)$$

Система упереджувального керування синтезована для підвищуючого ШП, рис. 4.13 з наступними параметрами $L_1 = 200$ мкГн, $L_2 = 10$ мкГн, $C_1 = 300$ мкФ, $C_2 = 50$ мкФ, $R_1 = 0.2$ Ом, $R_2 = 15$ Ом, $R_3 = R_4 = 20$ Ом. Діаграми вихідної напруги для збурення за зовнішньою дією $\Delta E = +20\%$, наведені на рис. 4.15, за навантаженням на рис. 4.16. Модель системи керування на

основі ПІ регулятора і текст програми на основі якої реалізовано упереджувальне керування наведено у додатку Б.2.

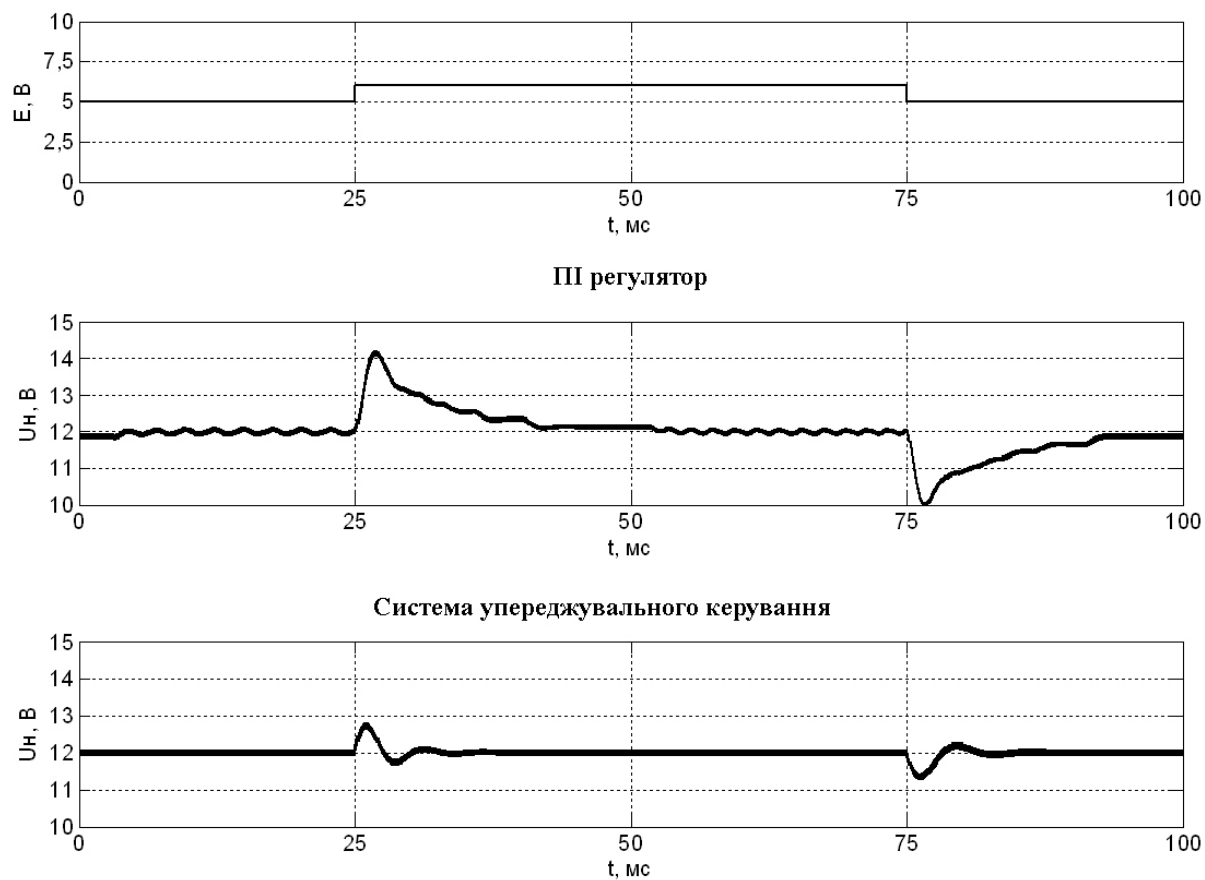


Рис. 4.15. Відпрацювання збурення за зовнішньою дією підвищуючого ШПІ

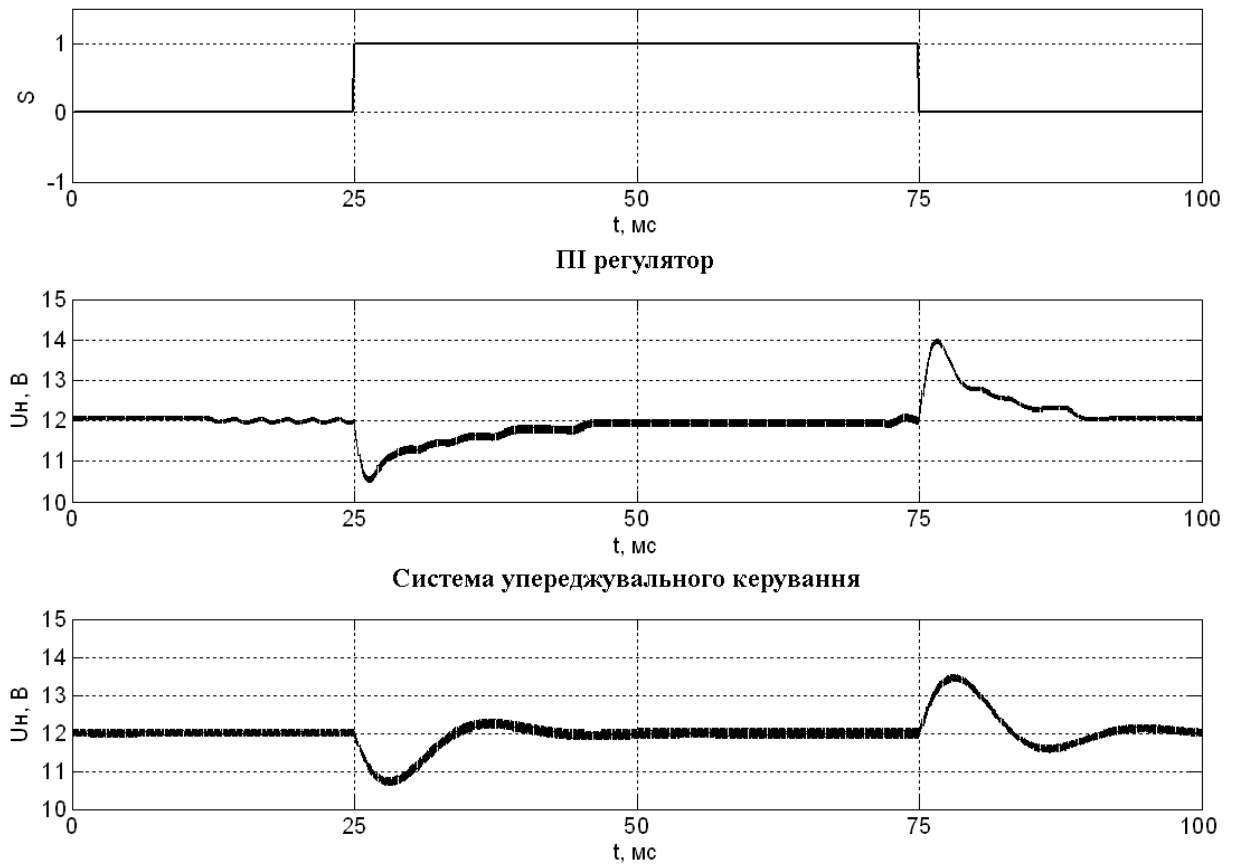


Рис. 4.16. Відпрацювання збурення за навантаженням підвищуючого ШП

З рис. 4.16 видно, що параметри відпрацювання збурення за навантаженням майже однакові при застосуванні обох типів систем керування. Це пов'язано з тим, що збурення за навантаженням призводить до перерозподілу енергії між реактивними елементами силової частини перетворювача, що в будь-якому випадку призводить до тривалого перехідного процесу. При збуренні за зовнішньою дією використання системи упереджувального керування значно покращує динамічні та статичні показники якості при збуреннях за зовнішньою дією. При цьому час відпрацювання збурення скорочується у 3 рази, а величина перерегулювання у 2.5 рази.

Висновки

1. Аналіз трудомісткості і точності алгоритмів упереджувального керування підтверджує можливість їх реалізації на основі сучасних пристроїв мікропроцесорної техніки.

2. Для зменшення часу перехідного режиму і усунення автоколивань в усталеному режимі алгоритми упереджувального керування доцільно адаптувати до конкретного типу перетворювачів.

3. Моделювання роботи системи упереджувального керування підтверджує підвищену ефективність відпрацювання збурень в усталеному і перехідному режимах роботи перетворювачів понижуючого і підвищуючого типів.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі розв'язано задачу розвитку теорії упереджувального керування напівпровідниковими перетворювачами з використанням математичних моделей, отриманих на основі ідентифікації 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 γ 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 підвищючого 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 ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Белов Г. А. Структурные модели и исследование динамики импульсных преобразователей // *Электричество*, 2008. № 4.
2. Браун М. Источники питания. Расчет и конструирование / Пер. с англ. Киев: МК-Пресс, 2005, 280 с.
3. Бессонов Л.А. Линейные электрические цепи. Новые разделы курса теоретических основ электротехники: Учебное пособие для студентов электротехнических и радиотехнических специальностей вузов. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1983 – 336 с.
4. Брюханов В.Н., Косое М.Г., Протопопов С.П., Соломенцев Ю.М., Султан-Заде Н.М., Схиртладзе А.Г. Теория автоматического управления. М.: Высш. шк., 2000, 320 с.
5. Булатов О.Г. Царенко А.И. Преобразователь постоянного напряжения на базе последовательного инвертора. – В кн.: Регуляторы и стабилизаторы тока. – К.: Наукова думка. – 1977. – С. 121-128.
6. Вербицкий Е.В., Ромашко В.Я. Применение разностных уравнений в системах упреждающего управления преобразователями постоянного тока. // *Електроніка і зв'язок*. – Київ, 2012, № 2, с. 23-27.
7. Вербицкий Є.В. Системи упереджувального керування імпульсними перетворювачами // *Технічна електродинаміка*. – Київ, 2012, № 3, с. 123-124.
8. Вербицкий Є.В. Система упереджувального керування перетворювачами постійної напруги // *Технічна електродинаміка*. Тем. вип.: „Силова електроніка та енергоефективність”. – 2012 – Ч. 1., с. 105-110.
9. Галиев А. Л., Галиева Р. Г. Элементы и устройства автоматизированных систем управления: Учеб. пособие. - Стерлитамак: Стерлитамак. гос. пед. акад., 2008. - 220 с.
10. Глазенко Т.А. Полупроводниковые преобразователи в электроприводах постоянного тока. – Л. Энергия, 1973. – 304 с.

11. Горбачев Г.Н., Чаплыгин Е.Е. Промышленная электроника: Учебник для вузов:.. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 320 с.
12. Гостев В. И. Системы управления с цифровыми регуляторами: Справочник. — К.: Тэхника, 1990.—280 с.
13. Гультяев А. Визуальное моделирование в среде MATLAB: учебный курс. – СПб: Питер, 2000. – 432 с.
14. Демидович Б.П., Марон И.А. Основы вычислительной математики. М.: 1966, 662 с.
15. Демирчян К.С. Бутырин П.А. Моделирование и машинный расчет электрических цепей. – М.: Высш. шк., 1988, 335 с.
16. Денисов Ю.А. Стабилизаторы постоянного напряжения с широтно-импульсными и частотно-импульсными квазирезонансными преобразователями. – К.: Изд. Института электродинамики НАН Украины, 2001. – 146 с.
17. Душин С. Е., Зотов Н.С., Имаев Д. Х. и др. Теория автоматического управления: Учеб. для вузов / Под ред. В. Б. Яковлева. М.: Высшая школа, 2005, 423 с.
18. Жемеров Г.Г., Ильина Н.А., Тугай Д.В. Характеристики повышающего широтно-импульсного преобразователя постоянного напряжения в постоянное в системе распределенного электроснабжения // Электричество. 2004. - №12. - сс. 38-45.
19. Жуйков В.Я. Перехідні процеси: навч. посіб./ В.Я. Жуйков, В.Я. Ромашко. – К.: НТУУ "КПІ", 2010. – 184 с.
20. Жуйков В.Я., Вербицкий Е.В. Особенности управления преобразователями постоянного тока. // Технічна електродинаміка – Київ, 2012, № 2, с. 71-72.
21. Жуйков В.Я., Павлов В.Б., Стжелецки Р.Г. Системы упреждающего управления вентильными преобразователями. – К.: Наук. думка, 1991.–240 с.

22. Жуйков В.Я., Ромашко В.Я., Вербицкий С.В. Чисельно-аналітичний розрахунок функцій вільного режиму. // Технічна електродинаміка. – Київ, 2010, № 3, с. 9-13.

23. Жуйков В.Я., Ромашко В.Я., Вербицкий С.В. Ефективність розрахунку багатоступінчатого перехідного процесу з використанням функцій вільного режиму в середовищі MatLab. // Технічна електродинаміка. Тем. вип.: „Силовая електроніка та енергоефективність”. – 2009 – Ч. 2., с. 78-81.

24. Жуйков В.Я., Ромашко В.Я., Вербицкий С.В. Використання метода функцій вільного режиму у системах упереджувального керування // Технічна електродинаміка. Тем. вип. Силовая електроніка та енергоефективність – 2011. – Ч. 2. – С. 164–170.

25. Замкнутые системы преобразования электрической энергии / Жуйков В.Я., Коротеев И.Е., Рябенский В.М., Павлов Г.В., В. Рачек, А. Вегг, Н. Липтак / Под ред. Жуйкова В.Я. – К.: Техника; Братислава: Альфа, 1989. – 320 с.

26. Зайцев Г.Ф. Теория автоматического управления и регулирования. К.: Вища шк., 1989, 431 с.

27. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники: Учебник. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2000. – Ч. 2 – 197 с.

28. Иванов А.Г. Системы управления полупроводниковыми преобразователями. – Чебоксары: Изд. чуваш. ун-та, 2010. – 448 с.

29. Иванов-Цыганов А.И. Электротехнические устройства радиосистем: учебник для вузов. М.: Высш. шк., 1979. – 304 с.

30. Иванов В. А., Ющенко А. С. Теория дискретных систем автоматического управления. М.: Наука, 1983, 248 с.

31. Ильина Н.А., Жемеров Г.Г., Сабалаев А.Н. Пути энергосбережения в системах электроснабжения локальных промышленных объектов // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск ”Силовая електроніка та енергоефективність”. Вип. 3, 2008. С. 43 – 46.

32. Источники вторичного электропитания / Под ред. Ю.И. Конева. М.: Радио и связь. 1983, 326 с.
33. 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.
34. Кадацкий А.Ф. Многофазные импульсные преобразователи постоянного напряжения с последовательным подключением нагрузки и элементов резонансных контуров в силовых каналах // Электротехника. – 1996. – № 1 – С. 52-56.
35. Квакернаак Х., Сиван Р. Линейные оптимальные системы управления. М.: Мир, 1977, 653 с.
36. В. П. Климов В. И. Федосеев. Схемотехника однофазных корректоров коэффициента мощности // Практическая силовая электроника. – 2002. – № 8. – С. 23-28.
37. Коноплев И.А., Вержановская М.Р., Сокол Е.И. Методика идентификации параметров инвертора с использованием кратных производных // Технічна електродинаміка. – Київ, 2001. – Тем. вип., Ч.1. – С. 36 -39.
38. Коршунов А.И. Методика построения непрерывных моделей импульсных преобразователей напряжения постоянного тока // Компоненты и технологии. – 2006. № 8.
39. Кузовков Н.Т. Модальное управление и наблюдающие устройства. М.: Машиностроение, 1976, 184 с.
40. Куо Б. Теория и проектирование цифровых систем управления: Пер. с англ. — М.: Машиностроение, 1986. — 448 с.
41. Лазарев Ю. Моделирование процессов и систем в MATLAB. Учебный курс. – СПб.: Питер, 2005. – 512 с.: ил.
42. Мелешин. В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.

43. Микропроцессорные автоматические системы регулирования. Основы теории и элементы: Учеб. пособие / В. В. Солодовников, В. Г. Коньков, В. А. Суханов, О. В. Шевяков; Под ред. В. В. Солодовникова. — М.: Высш. шк., 1991. 255 с.
44. Микропроцессорные системы автоматического управления. В.А. Бесекерский, Н.Б. Ефимов, С.И. Зиятдинов и др. — Л.: Машиностроение, 1988, 365 с.
45. Моін В.С. Стабілізовані транзисторні перетворювачі. Енергоатоміздат. 1986.
46. Никифоров А.А. Транзисторные регуляторы постоянного тока с резонансными контурами // Тр. МЭИ. — 1993. - № 669. — С. 114-122.
47. Перетворювальна техніка. Підручник Ч.2./ Ю.П. Гончаров, О.В. Будьонний, В.Г. Морозов, М.В. Панасенко, В.Я. Ромашко, В.С. Руденко. За ред. В.С. Руденка. — Харків: Фоліо, 2000 — 360 с.
48. Попков О. З. Основы преобразовательной техники. Учебное пособие для вузов. Москва, Издательский дом МЭИ, 2007, 200 с.
49. Попов Е. П. Теория линейных систем автоматического регулирования и управления: Учеб. пособие для вузов.— 2-е изд., перераб. и доп.— М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1989.— 304 с.
50. Регулируемые тиристорные преобразователи с промежуточным звеном и их диагностика / Кулик В.Д., Королев В.И., Наседкин С.Л., Юрченко Н.Н. — препр. / АН Украины. Ин-т электродинамики; № 529. К.: 1987. — 56 с.
51. Ривкин Г.А. Преобразовательные устройства. М.: Энергия, 1970. — 574 с.
52. Розанов Ю.К. Полупроводниковые преобразователи со звеном повышенной частоты. — М.: Энергоатомиздат, 1987. — 184 с.
53. Романовский И.В. Дискретный анализ. — СПб.: Невский диалект, 2000 г., 240 с.

54. Ромаш Э.М. Источники вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры. – М.: Радио и связь, 1981. – 224 с.
55. Ромаш Э.М. Тиристорные преобразователи постоянного тока. М.: Энергия, 1973. – 112 с.
56. Ромашко В.Я. Анализ электромагнитных процессов в дискретно-линейных цепях // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск "Проблеми сучасної електроніки". – 2000. – Ч.5. – С. 3-6.
57. Ромашко В.Я. Анализ электромагнитных процессов в дискретно-линейных цепях с переменной структурой // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск "Силова електроніка і енергоефективність". – 2000. – Ч.2. – С. 85-89.
58. Ромашко В.Я. Дискретно-лінійні електричні ланцюги. Теорія та розрахунок. – К.: Аверс, 2005.
59. Ромашко В.Я. Дослідження вільного процесу в електричних ланцюгах за допомогою функцій вільного режиму // Електроніка и связь. – 2000. - № 9. – С. 126-129.
60. Ромашко В.Я. Формирование уравнений состояния линейных электрических цепей для численного расчета их функций свободного режима // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск "Силова електроніка і енергоефективність". – 2001. – Ч.3. – С. 34-36.
61. Ромашко В.Я. Функції вільного режиму та вторинні параметри лінійного електричного ланцюга // Електроніка и связь. – 2002. - № 14. – С. 92-94.
62. Ромашко В.Я. Переваги використання функцій вільного режиму електричного ланцюга при розрахунках методом припасовування // Електроніка и связь. – 2002. - № 16. – С. 76-79.
63. Ромашко В.Я., Батрак Л.М., Вербицкий Є.В. Алгоритм прискореного розрахунку перехідних процесів методом припасовування // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск: „Проблеми сучасної електроніки”. Частина 3. К.:2006, с. 87-90.

64. Руденко В.С., Сенько В.І., Чиженко І.М. Перетворювальна техніка. Вища школа, 1983.
65. Севернс Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания / Пер. с англ. М.: Энергоатомиздат, 1988 – 332 с.
66. Семенов Б.Ю. Силовая электроника: профессиональные решения. – М.: Солон-пресс, 2011 – 416 с.
67. Семенов В.Д., Мішуров В.С. Основи перетворювальної техніки: Навчальний посібник.- Томськ: ТМЦДО, 2001.- 132 с.
68. Сигорский В.П. Математический аппарат инженера. К.: Техника, 1975. – 768 с.
69. Сокол Е.И., Коноплев И.А., Вержановская М.Р. Расширение прогнозного диапазона с использованием разностных уравнений // Технічна електродинаміка. - Київ, 2002. – Тем. вип., Ч.2. - С. 82-85.
70. Сокол Е.И., Шишкин М.А. Повышение быстродействия микропроцессорных систем управления прогнозного типа // Техн. електродинаміка - 1998. - С.в. № 2 Т.1. - С. 156 - 161.
71. Сокол Е.И., Шишкин М.А. Уточненный алгоритм прогнозного управления тиристорным преобразователем частоты // Техн. електродинаміка - 1998. - С.в. № 2. Т.1. - С. 162 - 165.
72. Сокол Е.И., Якименко Ю.И., Жуйков В.Я., Вержановская М.Р. Принципы построения микропроцессорных систем управления полупроводниковыми преобразователями // Технічна електродинаміка. – Київ, 2001. - Тем. вип., Ч.3. –С. 43 -45.
73. Справочник по преобразовательной технике / Под ред чл.-корр. АН УССР И.М. Чиженко. – Киев: Техника, 1978. – 447 с.
74. Тонкаль В.Е., Руденко В.С., Жуйков В.Я. Вентильные преобразователи переменной структуры. – К.: Наукова думка, 1989.

75. Топчеев Ю.И. Атлас для проектирования систем автоматического регулирования. Учебное пособие для ВТУЗов.– М.: Машиностроение, 1989. – 752 с.

76. Шишкин М.А., Сокол Е.И. Адаптивная система управления полупроводниковыми преобразователями по прогнозу з нейрофаззи ядром.// Технічна електродинаміка. – Київ, 2010. – Тем. вип. силова електроніка та енергоефективність, Ч.2. - С. 163-164.

77. Цыпкин З.Я. Теория линейных импульсных систем. М.: Физматгиз, 1963, 968 с.

78. Чети П. Проектирование ключевых источников питания. М.: Энергоатомиздат, 1990 – 648 с.

79. S. Almer, H. Fujioka, U. Jonsson, C. Y. Kao, D. Patino, P. Riedinger, T. Geyer, A. G. Beccuti, G. Papafotiou, M. Morari, A. Wernrud and A. Rantzer, "Hybrid Control Techniques for Switched-Mode DC-DC Converters Part I: The Step-Down Topology," *Proc. ACC*, pp. 5450–5457, 2007.

80. Allgöwer, F., Badgwell, T.A., Qin, S.J., Rawlings J.B., Wright, S.J. Nonlinear predictive control and moving horizon estimation – An introducing overview. In *Advances in Control: Highlights of ECC'99* (P.M. Frank, Ed.), Springer, pp. 391-449, London, 1999.

81. Arbetter B., Maksimovic, D. Feedforward Pulse Width Modulator for Switching Power Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 12, No. 2, March, 1997.

82. N. Asano, T. Zanma and M. Ishida, "Optimal Control of DC-DC Converter using Mixed Logical Dynamical System Model," *IEEJ Trans. IA*, Vol. 127, No. 3, pp. 339–346, 2007.

83. A. G. Beccuti, G. Papafotiou, M. Morari, S. Almer, H. Fujioka, U. Jonsson, C. Y. Kao, A. Wernrud, A. Rantzer, M. Baja, H. Cormerais, and J. Buisson, "Hybrid Control Techniques for Switched-Mode DC-DC Converters Part II: The Step-Up Topology," *Proc. ACC*, pp. 5464–5471, 2007.

84. A. G. Beccuti, G. Papafotiou, R. Frasca and M. Morari, "Explicit Hybrid Model Predictive Control of the dc-dc Boost Converter," *Proc. IEEE PESC*, pp. 2503–2509, 2007.
85. F. Borrelli, M. Baotic, A. Bemporad, M. Morari, "An efficient algorithm for computing the state feedback optimal control law for discrete time hybrid systems," In *Proc. ACC*, pp. 4717–4722, 2003.
86. S.Y. Chae, B.C. Hyun, P. Agarwal, W.S. Kim, B.H. Cho, "Digital predictive feed-forward controller for a dc-dc converter in PDP ", in *Proc. IEEE APEC 2007*, pp. 894-898.
87. Dixon L. Average Current Mode Control of Switching Power Supplies. Product and applications. Handbook / Integrated Circuits Unitrode. Pp. 10-398–10-411.
88. Fabri, S. and V. Kadiramanathan (1996). Dynamic structure neural networks for stable adaptive control of nonlinear systems. *IEEE Transactions on Neural Networks*, Vol. 7, pp. 1151-1167.
89. T. Geyer, G. Papafotiou, M. Morari, "On the Optimal Control of Switch-Mode DC-DC Converters," *Hybrid Systems: Computation and Control*, Vol. 2993, pp. 342–356, *Lecture Notes in Computer Science*, 2004.
90. Hsu S., Brown A., Rensink L., Middlebrook R. D. Modeling and Analysis of Switching DC-to-DC Converters in Constant-Frequency Current-Programmed Mode // *IEEE PESC Proceedings*. 1979.
91. De Keyser, R.M.C., and A.R. von Cauwenberghe (1985). Extended prediction self-adaptive control. *IFAC Symp. on Identification and System Parameter Estimation*, York, U.K., pp. 1225-1260.
92. Kocher M. I., Steiderwald R. L. An AC-to-DC converter with high quality input waveforms // *EEE Trans. on Ind. Appl.* New York, 1983, V. IA-19. № 4. Pp. 586–599.
93. Leontaritis, I.J. and S.A. Billings (1985). Input-output parametric models for non-linear systems. Part I – Deterministic non-linear systems, Part II – Stochastic non-linear systems. *Int. J. Control*, Vol. 41, No. 2, pp. 303-344.

94. Liu G.P., V. Kadiramanathan and S.A. Billings (1998). Predictive control for non-linear systems using neural networks. *Int. Journal of Control*, Vol. 71, No. 6, pp. 1119-1132.
95. Y.F. Liu and P.C. Sen, "A general unified large signal model for current programmed dc-to-dc converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 9, no. 4, pp. 414-424, July 1994.
96. De Keyser, R.M.C, (1998). A Gentle Introduction to Model Based Predictive Control. European Union EC-ALFA-PADI 2 Int. Conference on "Control Engineering and Signal Processing", Piura.
97. M. Ohshima, M. Ogawa, "Model Predictive Control –I– Basic Principle: history & present status," *Systems, Control and Information*, Vol. 46, No. 5, pp. 286–293, 2002.
98. A. Prodic, D. Maksimovic, R.W. Erickson, "Design and implementation of a digital PWM controller for a high-frequency switching DC-DC power converter", in *Proc. IEEE IECON.*, 2001, pp.893-898.
99. Ricardo S.-P. Robust system theory and applications. USA, 1998, 502 p.
100. Soeterboek, A.R.M., H.B. Verbruggen, P.P.J. Van den Bosch and M. Bulter (1990). On the unifications of predictive control algorithms. *Proc. Of the 29th IEEE Conference on Decision and Control*.
101. Sommer, S. (1994). Model-based predictive control methods based on non-linear and bilinear parametric system descriptions. *In Advances in Model-Based Predictive Control* (C.R. Clark, Ed. Oxford University Press, Oxford), pp. 192-204.
102. K.K. Sum, *Switch Mode Power Conversion: Basic Theory and Design*, Marcel Dekker, 1984.
103. Tan, Y. and R. De Keyser (1994) "Neural Network Based Adaptive Predictive Control". In D. Clarke (Ed.): *Advances in Model-Based Predictive Control*, Oxford University Press, pp. 358-369.
104. Zeller J., Zhu M., Stimac, T., Gao, Z. Nonlinear Digital Control Implementation for a DC-to-DC Power Converter. *Proc. of 36th Intersociety Energy Conversion Engineering Conference IECEC'01*, July 29 – August 2, Savannah, Georgia, 2001.

Додаток А

Перевірка формул розрахунку γ

Перевіримо отримані формули на прикладах звичайної та жорсткої систем. Розглянемо математичну модель ШПІ зі змінним навантаженням, рис. А.1.

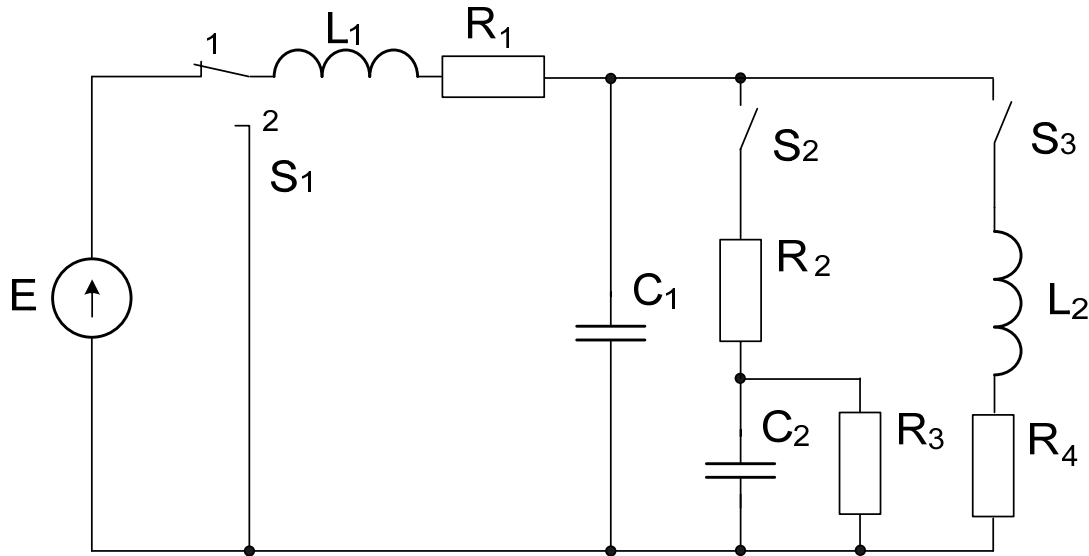


Рис. А.1. Модель ШПІ зі змінним навантаженням

Параметри силової частини ШПІ: $L_1 = 100$ мкГн, $C_1 = 200$ мкФ, $R_1 = 0.5$ Ом.

Параметри нежорсткого навантаження: $R_2 = 20$ Ом, $R_3 = 35$ Ом, $R_4 = 50$ Ом, $C_2 = 55$ мкФ, $L_2 = 40$ мкГн.

Параметри жорсткого навантаження: $R_2 = 40$ Ом, $R_3 = 5$ Ом, $R_4 = 1$ кОм, $C_2 = 5$ мкФ, $L_2 = 1$ мкГн.

Напруга джерела живлення $E = 100$ В. Частота ШІМ $f = 20$ кГц.

Перевіримо формули (3.46), (3.47). Для цього необхідно знайти аналітичну форму перехідного процесу на інтервалах з різними початковими умовами. Аналітична форма перехідного процесу знаходиться за таким алгоритмом:

- 1 Розрахунок коефіцієнтів дискретної моделі v_{ni} відносно двох змінних стану.
- 2 Застосування до дискретних моделей z-перетворення.
- 3 Пошук коренів характеристичного рівняння методом Лобачевского Грефе.
- 4 Перехід від зображення до оригіналу аналітичної форми опису перехідного процесу.

Під час розрахунків струм в дроселі L_1 є змінною стану x_1 , напруга на конденсаторі C_1 – змінна стану x_2 . Розглядається модель перетворювача з замкненими ключами S_2 - S_3 . В цьому випадку отримується модель перетворювача четвертого порядку. Для формування дискретної математичної моделі відносно двох змінних стану для ланцюга четвертого порядку необхідно виміряти значення змінних стану в 7 точках для інтервалу накопичення енергії (ключ S_1 знаходиться в положенні 1) та в 6 точках на інтервалі передачі енергії в навантаження (ключ S_1 знаходиться в положенні 2). Значення змінних стану отримуються моделюванням роботи ланцюга, рис. Б.1 в MatLab. Для моделювання обирається нежорстка модель. Крок вимірювань значень змінних стану $\Delta t = 1$ мкс.

Розглянемо інтервал накопичення енергії. Про моделюємо цей інтервал в MatLab з такими початковими умовами: $I_{L1} = 1$ А, $I_{L2} = 0.5$ А, $U_{C1} = 38$ В, $U_{C2} = 15$ В.

При моделюванні ланцюга, отримано значення змінних стану, наведені в табл. Б.1.

Таблиця А.1. Значення змінних стану

Номер точки	Значення змінної стану x_1	Значення змінної стану x_2
0	1	38
1	1.613478196835914e+000	3.799772901026723e+001
2	2.223907185757359e+000	3.799799201558292e+001
3	2.831274709893021e+000	3.800115067095951e+001
4	3.435566585647287e+000	3.800729687622102e+001
5	4.036768247792063e+000	3.801644518897469e+001
6	4.634865191814948e+000	3.802858795823136e+001

Значення змінних стану в точці k позначимо відповідно $x_{1(k)}$ і $x_{2(k)}$.

Параметри дискретної моделі, розраховані з двох систем рівнянь відносно змінних стану, наведені в табл. А.2.

Таблиця А.2. Параметри дискретної моделі

i	Значення коефіцієнтів v_{1i}	Значення коефіцієнтів v_{2i}
0	4.006031321178941e+000	-6.601574735127495e+002
1	-2.021051796244755e+000	5.260312057760141e+000
2	3.001020554509176e+000	2.341249419606980e+000
3	-2.980518105724238e-002	6.618117384460284e+002
4	-1.025506550259838e-002	-6.585107348896836e+002

Після застосування z -перетворення, отримано наступні зображення змінних стану:

$$x_1(z) = \frac{a_{11} \cdot z^5 + a_{12} \cdot z^4 + a_{13} \cdot z^3 + a_{14} \cdot z^2 + a_{15} \cdot z}{(z-1)(z^4 + b_3 \cdot z^3 + b_2 \cdot z^2 + b_1 \cdot z + b_0)}; \quad (\text{A.1})$$

$$x_2(z) = \frac{a_{21} \cdot z^5 + a_{22} \cdot z^4 + a_{23} \cdot z^3 + a_{24} \cdot z^2 + a_{25} \cdot z}{(z-1)(z^4 + b_3 \cdot z^3 + b_2 \cdot z^2 + b_1 \cdot z + b_0)}, \quad (\text{A.2})$$

$$\text{де } a_{11} = x_{1(1)}, \quad a_{12} = x_{1(0)} - (v_{21} + v_{11} + 1)x_{1(1)},$$

$$a_{13} = v_{13}x_{2(0)} + v_{14}x_{2(1)} - (v_{21} + 1)x_{1(0)} + (v_{11}(v_{21} + 1) + v_{21} - v_{13}v_{23} - v_{22})x_{1(1)} + v_{10},$$

$$a_{14} = v_{14}x_{2(0)} + v_{13}(v_{20} - x_{2(0)}) + (v_{13}v_{22} - v_{14}(v_{21} + 1))x_{2(1)} + (v_{21} - v_{22})x_{1(0)} + \\ + (v_{13}v_{23} + v_{11}(v_{22} - v_{21}) + v_{22} - v_{14}v_{23})x_{1(1)} - v_{10}v_{21},$$

$$a_{15} = v_{14}(v_{20} - x_{2(0)}) + (v_{14}v_{21} - v_{13}v_{22})x_{2(1)} + v_{22}x_{1(0)} + (v_{14}v_{23} - v_{11}v_{22})x_{1(1)} - v_{10}v_{22},$$

$$a_{21} = x_{2(1)}, \quad a_{22} = x_{2(0)} - (v_{21} + v_{11} + 1)x_{2(1)},$$

$$\begin{aligned}
a_{23} &= -v_{11}x_{2(0)} - x_{2(0)} + (v_{11}(v_{21} + 1) + v_{21} - v_{12} - v_{13}v_{23})x_{2(1)} + v_{23}x_{1(0)} + v_{24}x_{1(1)} + v_{20}, \\
a_{24} &= v_{11}(x_{2(0)} - v_{20}) - v_{12}x_{2(0)} + (v_{13}(v_{23} - v_{24}) + v_{12}(v_{21} + 1) - v_{11}v_{21})x_{2(1)} + \\
&+ (v_{24} - v_{23})x_{1(0)} + (v_{12}v_{23} - v_{11}v_{24} - v_{24})x_{1(1)} + v_{10}v_{23}, \\
a_{25} &= v_{12}(x_{2(0)} - v_{20}) + (v_{13}v_{24} - v_{12}v_{21})x_{2(1)} - v_{24}x_{1(0)} + (v_{11}v_{24} - v_{12}v_{23})x_{1(1)} + v_{10}v_{24}, \\
b_3 &= -v_{21} - v_{11}, b_2 = v_{11}v_{21} - v_{13}v_{23} - v_{22} - v_{12}, b_1 = v_{11}v_{22} + v_{12}v_{21} - v_{13}v_{24} - v_{14}v_{23}, \\
b_0 &= v_{12}v_{22} - v_{14}v_{24}.
\end{aligned}$$

Корені характеристичного рівняння z-перетворення знайдено методом Лобачевського- Грефе, сталі інтегрування знайдено за формулою (3.15). Дані наведено в таблиці А.3. Вимушена складова $X_{ВИМ} = 9.705309555625162e+001$.

Таблиця А.3. Сталі інтегрування та корені характеристичного рівняння

Корінь	Відповідна стала інтегрування
$z_1 = 9.973122859602202e-001 + 6.661310494000755e-003i$	$C_1 = -2.952632750285567e+001 + 1.213789562211285e+001i$
$z_2 = 9.973122859602202e-001 - 6.661310494000755e-003i$	$C_2 = -2.952632750287797e+001 - 1.213789562207878e+001i$
$z_3 = 9.639701239940350e-001$	$C_3 = 6.002415318483853e-004$
$z_4 = 2.865429840603335e-001$	$C_4 = -1.040792049825320e-003$

Згідно з даними в таблиці А.3 вираз для опису перехідного процес має таку форму:

$$X_{ВИХ} = C_1 z_1^k + C_2 z_2^k + C_3 z_3^k + C_4 z_4^k + X_{ВИМ}. \quad (A.3)$$

Використовуючи формулу (А.3) значення змінної стану розраховується лише в дискретні моменти часу $k \cdot \Delta t$. Для переходу до неперервної моделі необхідно визначити корені $p_1..p_4$ за формулою:

$$p_i = \frac{\ln(z_i)}{\Delta t}. \quad (A.4)$$

Підставивши числові значення отримаємо:

$$p_1 = -2.669026652250096e+003 + 6.679163117795955e+003i;$$

$$p_2 = -2.669026652250096e+003 - 6.679163117795955e+003i;$$

$$p_3 = -3.669497655927687e+004;$$

$$p_4 = -1.249866722456761e+006.$$

При використанні коренів $p_1..p_4$ запис перехідного процесу має наступну форму:

$$X_{ВИХ}(t) = C_1 e^{p_1 t} + C_2 e^{p_2 t} + C_3 e^{p_3 t} + C_4 e^{p_4 t} + X_{ВИМ}. \quad (A.5)$$

Діаграми перехідного процесу отримані за допомогою формули (A.3) і за допомогою моделювання в MatLab наведено на рис. A.2.

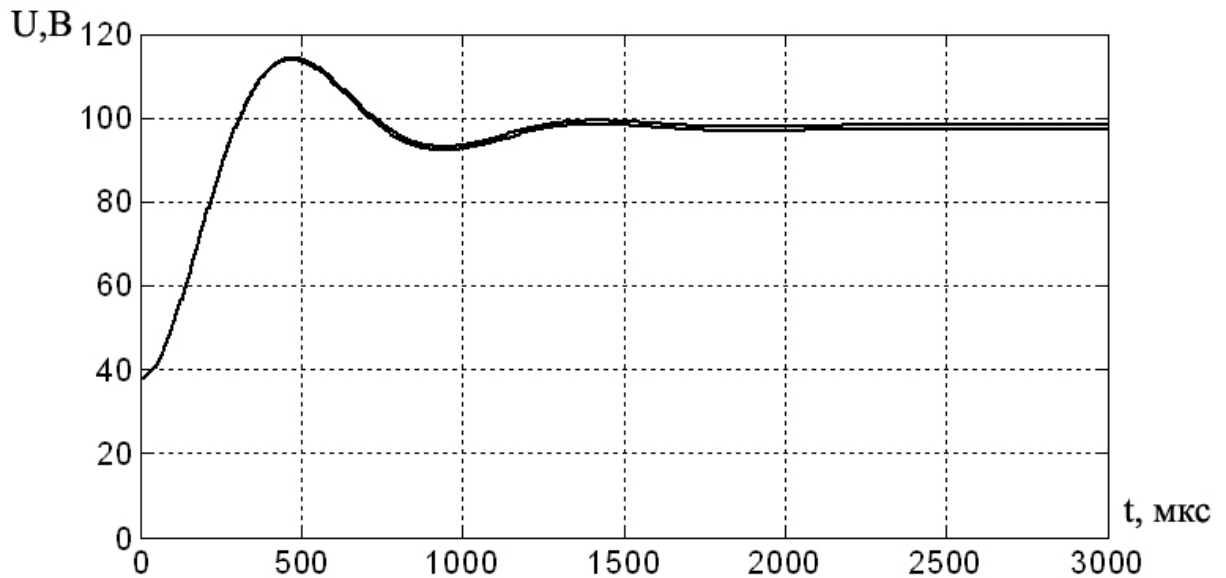


Рис. A.2. Діаграми вихідної напруги, отримані двома методами

Як видно з графіків діаграми перехідного процесу, отримані двома методами, майже співпадають. Найбільша похибка 1.5 % спостерігається в усталеному режимі. З цього можна зробити висновок, що загальна похибка в основному визначається похибкою розрахунків перехідної складової. Величина відносної похибки на прогностному інтервалі, який для частоти 20 кГц складає 50 мкс, показано на рис. A.3.

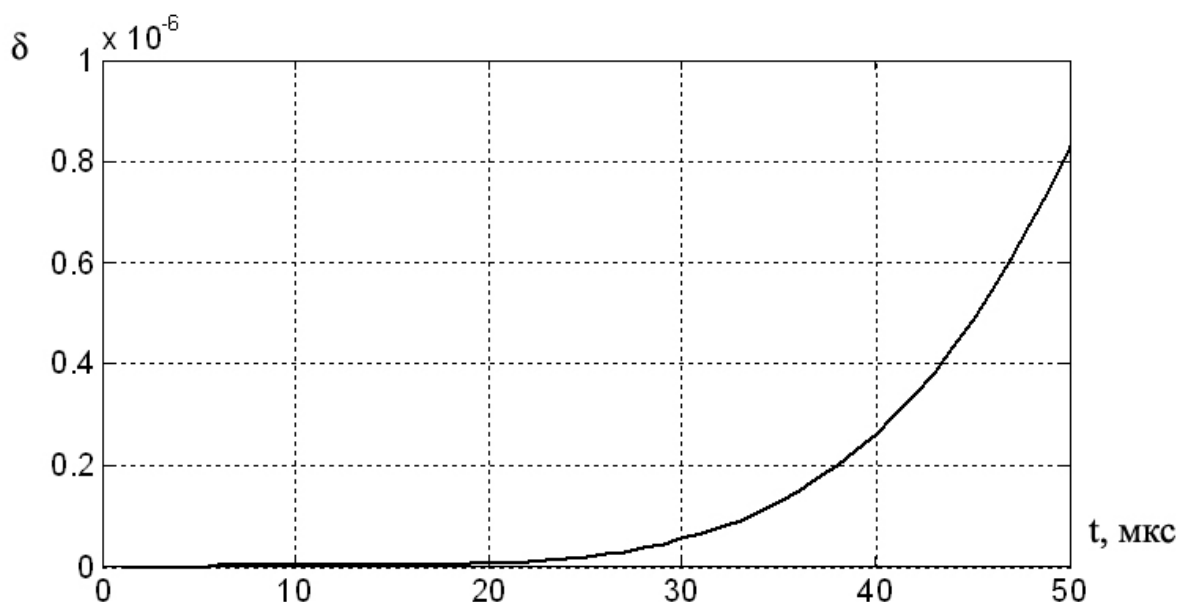


Рис. А.3. Відносна похибка розрахунків дискретної моделі

Як видно з графіка похибка розрахунків на прогностному інтервалі не перевищує $1 \cdot 10^{-6}$, що є достатнім для проведення точних розрахунків.

Перевіримо формули (3.46), (3.47). Знайдемо нормовані сталі інтегрування. Для цього розрахуємо їх суму та поділимо кожну сталу інтегрування на цю суму.

$$C_1' = 4.999962698777983e-001 - 2.055420720584063e-001i;$$

$$C_2' = 4.999962698777983e-001 + 2.055420720584063e-001i;$$

$$C_3' = -1.016443805687746e-005;$$

$$C_4' = 1.762468233073240e-005.$$

Побудуємо графік перехідної складової і порівняємо його з графіком, отриманим в програмі MatLab при нульових початкових умовах. Графіки перехідної складової отриманої аналітично і в MatLab наведено на рис. А.4.

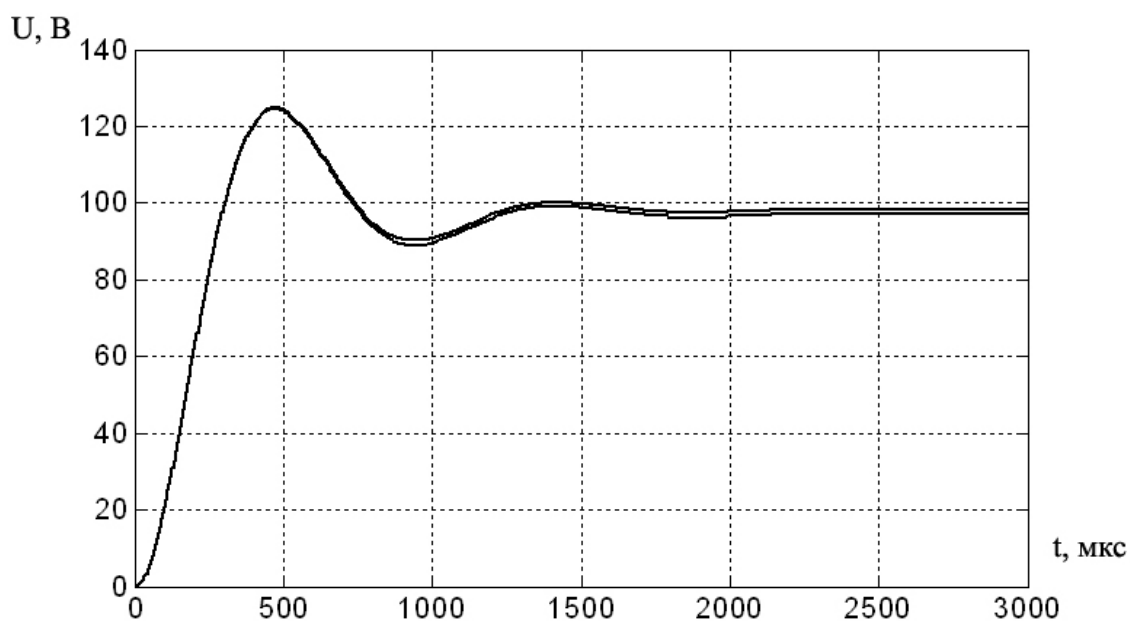


Рис. А.4. Графіки перехідної складової

З рис. А.4 видно, що графіки перехідної складової з заданою точністю відповідають один одному, що підтверджує справедливність виразу (3.46). При зміні величини зовнішньої дії графіки перехідної складової також відповідають один одному.

Перевіримо вираз опису вільної складової (3.47). Графік обох величин показано на рис. А.5.

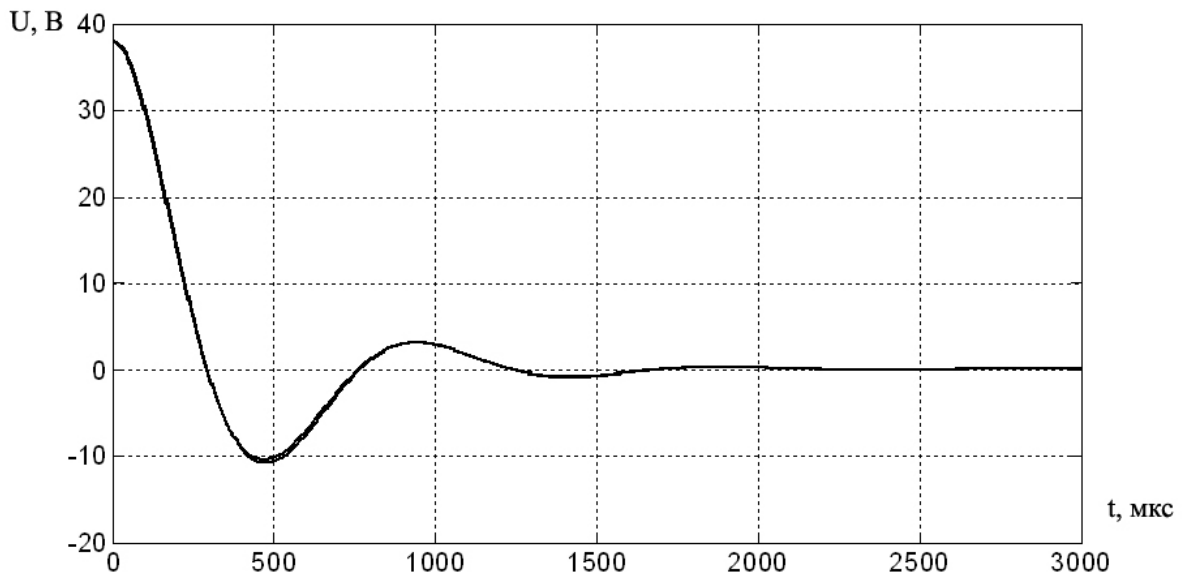


Рис. А.5. Графіки вільної складової

Як видно з графіка максимальна похибка розрахунку вільної складової менше одного відсотка.

Розглянемо метод прогнозу значень сталих інтегрування другого інтервалу. Для цього розглянемо значення сталих інтегрування на сусідніх періодах для ланцюга зображеного на рис. А.1. Перехідний процес розраховується для значення параметра $\gamma = 0.5$ з нульовими початковими умовами. Значення сталих інтегрування і нормованих сталих інтегрування другого інтервалу на 10-14 періодах наведені на в табл. А.4.

Таблиця А.4. Сталі інтегрування другого інтервалу на 10-14 періодах

№ періоду	Сталі інтегрування	Нормовані сталі інтегрування
10	$C_1 = 3.122055243136414e+001$ $+1.578190611125617e+000i$	$C'_1 = 5.000003243112972e-001$ $+2.527488324048440e-002i$
	$C_2 = 3.122055243136414e+001$ $-1.578190611125617e+000i$	$C'_2 = 5.000003243112972e-001$ $-2.527488324048440e-002i$
	$C_3 = -4.117928046340017e-006$	$C'_3 = -6.594903671827027e-008$
	$C_4 = -3.638279576236722e-005$	$C'_4 = -5.826741765870003e-007$
11	$C_1 = 3.321656811985631e+001$ $+3.559575217347145e+000i$	$C'_1 = 5.000003383076154e-001$ $+5.358135754730559e-002i$
	$C_2 = 3.321656811985631e+001$ $-3.559575217347145e+000i$	$C'_2 = 5.000003383076154e-001$ $-5.358135754730559e-002i$
	$C_3 = -7.196231183581032e-006$	$C'_3 = -1.083229915067559e-007$
	$C_4 = -3.775345535430466e-005$	$C'_4 = -5.682929188025277e-007$
12	$C_1 = 3.456034191252484e+001$ $+5.654808351450674e+000i$	$C'_1 = 5.000003460902055e-001$ $+8.181071066878183e-002i$
	$C_2 = 3.456034191252484e+001$ $-5.654808351450674e+000i$	$C'_2 = 5.000003460902055e-001$ $-8.181071066878183e-002i$
	$C_3 = -8.883265594170823e-006$	$C'_3 = -1,285182849967060e-007$
	$C_4 = -3.896073624909534e-005$	$C'_4 = -5,636628728323086e-007$
13	$C_1 = 3.528414216329227e+001$ $+7.766039405712515e+000i$	$C'_1 = 5.000003486501550e-001$ $+1.100500727079695e-001i$
	$C_2 = 3.528414216329227e+001$ $-7.766039405712515e+000i$	$C'_2 = 5.000003486501550e-001$ $-1.100500727079695e-001i$
	$C_3 = -9.176574533666076e-006$	$C'_3 = -1,300383170721310e-007$
	$C_4 = -4.003073513228475e-005$	$C'_4 = -5,672628069074170e-007$
14	$C_1 = 3.544989194318957e+001$ $+9.804557901584927e+000i$	$C'_1 = 5.000003466586265e-001$ $+1.382876528229023e-001i$
	$C_2 = 3.544989194318957e+001$ $-9.804557901584927e+000i$	$C'_2 = 5.000003466586265e-001$ $-1.382876528229023e-001i$
	$C_3 = -8.173087415000314e-006$	$C'_3 = -1,152766994980308e-007$
	$C_4 = -4.098298411505669e-005$	$C'_4 = -5,780414309154650e-007$

З таблиці А.4 видно, що найбільші за значенням сталі інтегрування C_1 і C_2 . Зважаючи на це знайдемо кінцеві різниці першого порядку нормованих сталих інтегрування $\Delta C'_1$ і $\Delta C'_2$, розрахуємо прогнозне значення за формулою (3.53) та визначимо похибку розрахунків. Дані розрахунків наведені в табл. А.5.

Таблиця А.5. Розрахунок похибки прогнозу

Періоди	Значення кінцевої різниці, ΔC	Прогнозне значення	Модуль похибки прогнозу
12	$\Delta C'_1 = 1.399631821552561e-8 + 2.830647430682119e-2i$	$C'_{1n} = 5.000003523039336e-1 + 8.188783185412679e-2i$	$1.522181355857086e-4$
	$\Delta C'_2 = 1.399631821552561e-8 - 2.830647430682119e-2i$	$C'_{2n} = 5.000003523039336e-1 - 8.188783185412679e-2i$	$1.522181355857086e-4$
13	$\Delta C'_1 = 7.782590127902722e-9 + 2.822935312147624e-2i$	$C'_{1n} = 5.000003538727956e-1 + 1.100400637902581e-1i$	$1.954988693249204e-5$
	$\Delta C'_2 = 7.782590127902722e-9 - 2.822935312147624e-2i$	$C'_{2n} = 5.000003538727956e-1 - 1.100400637902581e-1i$	$1.954988693249204e-5$
14	$\Delta C'_1 = 2.559949474623124e-9 + 2.823936203918763e-2i$	$C'_{1n} = 5.000003512101044e-1 + 1.382894347471571e-1i$	$3.434903855160377e-6$
	$\Delta C'_2 = 2.559949474623124e-9 - 2.823936203918763e-2i$	$C'_{2n} = 5.000003512101044e-1 - 1.382894347471571e-1i$	$3.434903855160377e-6$

За даними таблиці А.5 видно, що прогноз найбільших за абсолютним значенням сталих інтегрування прогнозується з незначною похибкою.

Виконаємо прогноз інших сталих інтегрування. Для цього необхідні значення перехідної складової в загальному випадку в $n - 1$ точці. Оскільки найбільшими за абсолютним значенням є дві комплексно-спряжені сталі інтегрування, то в даному випадку необхідно знати значення перехідної складової в $n - 2$ точках. Для ланцюга, що розглядається кількість точок дорівнює двом. Знайдемо значення перехідної складової в моменти часу 1 мкс і 2 мкс за формулою (3.46):

$$x_{\text{ПЕР}}(1e-6) = 2.495599919267815e-003;$$

$$x_{\text{ПЕР}}(2e-6) = 9.964652183215007e-003.$$

Для знаходження нормованих сталих інтегрування C'_3 і C'_4 для кожного періода розв'язується система з двох рівнянь:

$$\begin{cases} C'_{3n} e^{p3 \cdot 1e-6} + C'_{4n} e^{p4 \cdot 1e-6} = 1 - \frac{x_{\text{ПЕР}}(1e-6)}{X_{\text{ВИМ}}} - C'_{1n} e^{p1 \cdot 1e-6} - C'_{2n} e^{p2 \cdot 1e-6} \\ C'_{3n} e^{p3 \cdot 2e-6} + C'_{4n} e^{p4 \cdot 2e-6} = 1 - \frac{x_{\text{ПЕР}}(2e-6)}{X_{\text{ВИМ}}} - C'_{1n} e^{p1 \cdot 2e-6} - C'_{2n} e^{p2 \cdot 2e-6} \end{cases} \quad (\text{A.6})$$

Результати розв'язку системи (Б.6) для кожного інтервалу наведені в табл. А.6.

Таблиця А.6. Прогнозні значення нормованих сталих інтегрування C'_3 і C'_4 .

№ періоду	Прогнозовані сталі інтегрування	Похибка
12	$C'_3 = -1,283426464735345e-007$	$1,36664228888520975594e-3$
	$C'_4 = -5,634354758445655e-007$	$-4,0342729440466675511e-4$
13	$C'_3 = -1,304546450955665e-007$	$3,20157960214578032194e-3$
	$C'_4 = -5,676476575867835e-007$	$6,78434536303578783148e-4$
14	$C'_3 = -1,155647567676644e-007$	$2,49883342330182434462e-3$
	$C'_4 = -5,785757586756767e-007$	$9,24376232626553968975e-4$

За даними табл. А.6, А.7 і формулою (3.53) розраховуються прогнозні значення сталих інтегрування і прогнозується перехідний процес за формулою (А.5). Похибка прогнозу перехідного процесу для 12, 13, 14 інтервалів показана на рис. А.6.

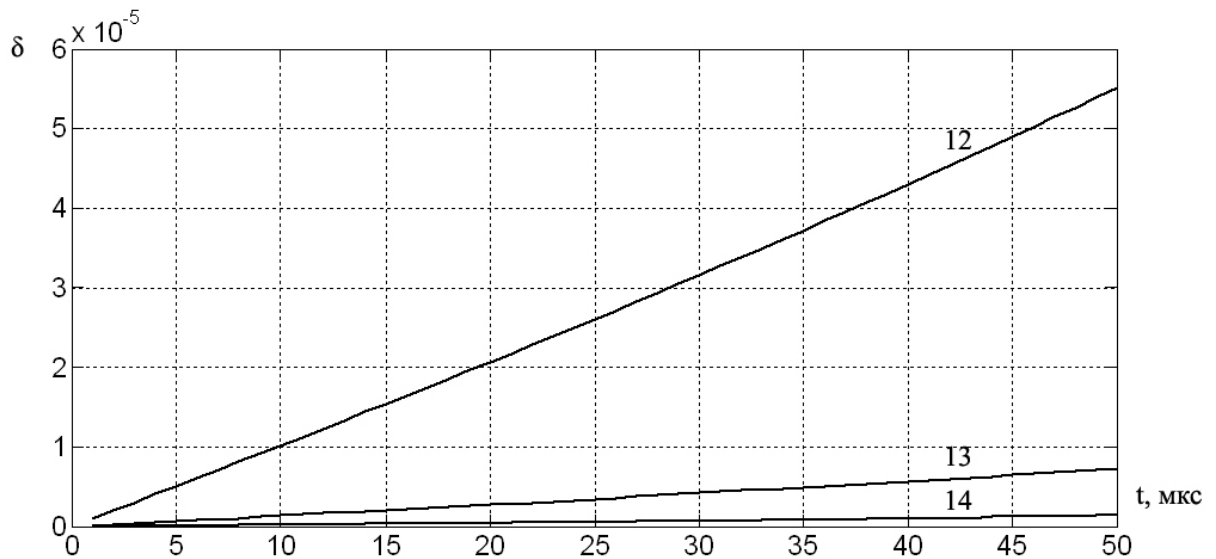


Рис. А.6. Відносна похибка прогнозу перехідного процесу

З рисунку А.6 видно, що максимальна похибка розрахунків на прогнозному інтервалі складає менше 0.01 %.

Додаток Б

Програми і моделі систем керування перетворювачів

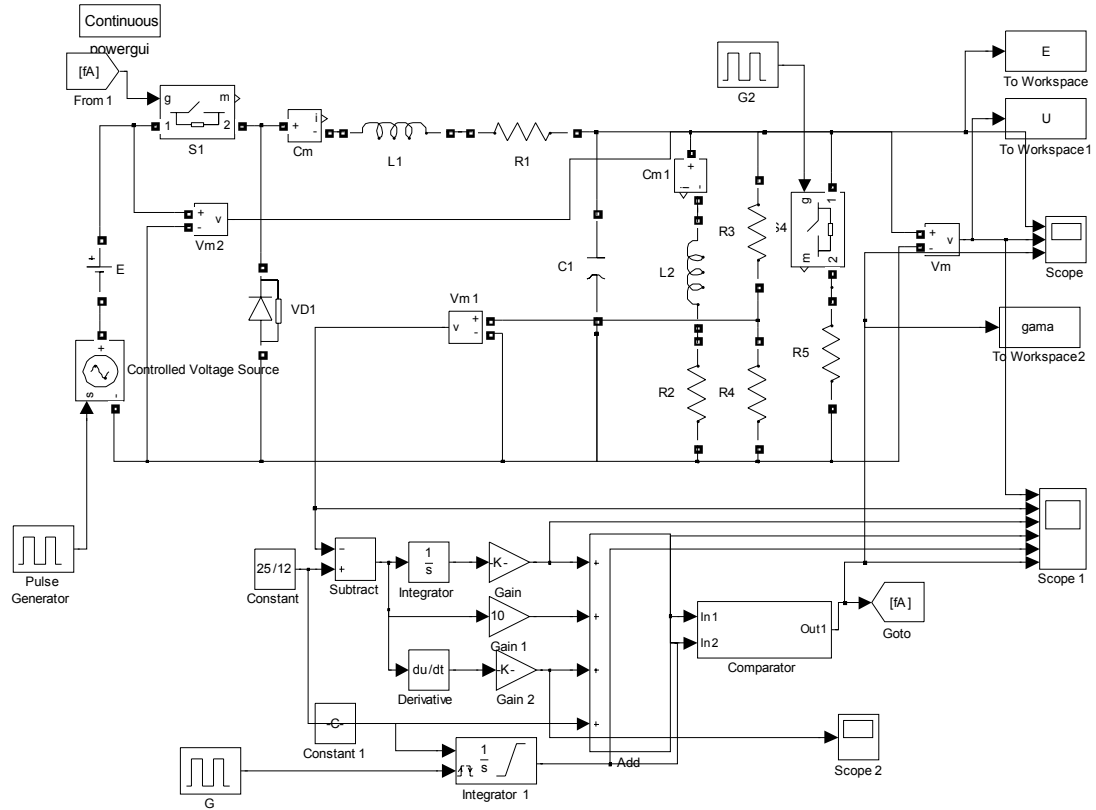


Рис. Б.1 Модель понижуючого перетворювача з ПІД регулятором

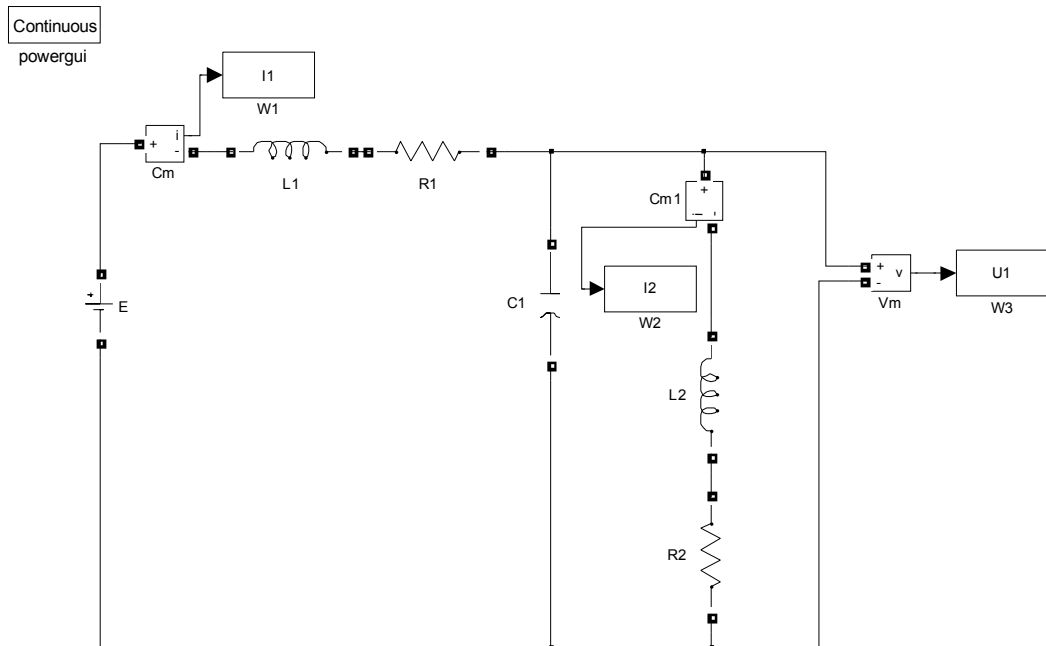


Рис. Б.2 Модель силової частини понижуючого перетворювача для моделювання системи упереджувального керування

Лістинг програми системи упередувального керування понижуючим перетворювачем

```

Z=[4.8,1.5,2.2];
opt=5e-9;
d1(10001)=0;
d2(10001)=0;
I1(10001)=0;
U1(10001)=0;
masi(100)=0;
for lc=0:19
E=12;
options=simset('Solver','ode2','FixedStep',opt,'InitialState',Z);
sim('mod1',[0 80e-6],options);
for i=1:10
    z11(i)=I1(1+(i-1)*100);
    z12(i)=I2(1+(i-1)*100);
    z13(i)=U1(1+(i-1)*100);
end

V13=[z13(3)-z13(2),z11(3)-z11(2),z13(2)-z13(1);...
      z13(4)-z13(3),z11(4)-z11(3),z13(3)-z13(2);...
      z13(5)-z13(4),z11(5)-z11(4),z13(4)-z13(3)];
L13=[z13(4)-z13(3);z13(5)-z13(4);z13(6)-z13(5)];
C13=V13\L13;
C103=z13(3)-C13(1)*z13(2)-C13(2)*z11(2)-C13(3)*z13(1);

V11=[z11(3)-z11(2),z13(3)-z13(2),z11(2)-z11(1);...
      z11(4)-z11(3),z13(4)-z13(3),z11(3)-z11(2);...
      z11(5)-z11(4),z13(5)-z13(4),z11(4)-z11(3)];
L11=[z11(4)-z11(3);z11(5)-z11(4);z11(6)-z11(5)];
C11=V11\L11;
C101=z11(3)-C11(1)*z11(2)-C11(2)*z13(2)-C11(3)*z11(1);

k11=C11(1);
k12=C11(2);
k13=C11(3);
k10=C101;
k21=C13(1);
k22=C13(2);
k23=C13(3);
k20=C103;
b1=-k11-k21;
b2=-k23+k11*k21-k13;
b3=k11*k23+k21*k13;
b4=k13*k23-k12*k22;
p=[1,b1,b2,b3,b4];
q=roots(p);
p11=log(q(2))/5e-7;
p12=log(q(3))/5e-7;
p13=log(q(4))/5e-7;
p1(1)=p11;
p1(2)=p12;
p1(3)=p13;

P=[(q(2)-1),(q(3)-1),(q(4)-1);...
    q(2)*(q(2)-1),q(3)*(q(3)-1),q(4)*(q(4)-1);...
    q(2)*q(2)*(q(2)-1),q(3)*q(3)*(q(3)-1),q(4)*q(4)*(q(4)-1)];
L1=[z13(2)-z13(1);z13(3)-z13(2);z13(4)-z13(3)];
Ci1=P\L1;
XV=z13(1)-Ci1(1)-Ci1(2)-Ci1(3);
XV=real(XV);
Uh=5;

```

```

L=50e-6;
C=125e-6;
R=2;
dI=(XV-Uh)*(25e-6)/L;
i=2;

g11=z11(1);
g12=z11(2);
g21=z13(1);
g22=z13(2);
d1(1+lc*100)=g12;
d2(1+lc*100)=g22;
g13=0;
g23=0;
k=0;
k2=0;

while(k<1)

    g13=C11(1)*g12+C11(2)*g22+C11(3)*g11+C101;
    g23=C13(1)*g22+C13(2)*g12+C13(3)*g21+C103;
    g11=g12;
    g12=g13;
    g21=g22;
    g22=g23;
    d1(i+lc*100)=g13;
    d2(i+lc*100)=g23;
    uc=(g23+5)/2;
    gama=i/100;
    ti=50e-6*(1-gama);

    k2=g13*ti/C-uc*ti^2/(2*L*C)-uc*ti/(R*C);
    k2=k2+g23;

    if(k2>5)
        uc=(g22+5)/2;
        dt=(5-buf)/(g12/C-uc/(R*C)-uc/(L*C));
        gama=(i-1)/100+dt/50e-6;
        ti=50e-6*(1-gama);
        k=1;
    end
    buf=k2;
    i=i+1;
    if i>100
        k=1;
        i=100;
        gama=i/100;
        ti=50e-6*(1-gama);
    end
end

zk=round(100*5/XV);
di=round((i-zk)/((lc+1)^0.3));
zk=zk+di;
i=zk;
if i<1
    i=1;
end
if i>100
    i=100;
end
mas(lc+1)=i;
gama=i/100;

```

```

ti=50e-6*(1-gama);
for k=1:i
    d1(k+lc*100)=I1(k*100+1);
    d2(k+lc*100)=U1(k*100+1);
end
E=0;
zk=round((50e-6-ti)/5e-9);
if zk<1
    zk=1;
end
Z=[U1(zk),I1(zk),I2(zk)];
options=simset('Solver','ode2','FixedStep',opt,'InitialState',Z);
sim('mod1',[0 ti],options);

i=round(gama*100)+1;
for z=i:100
    d1(z+lc*100)=I1(1+(z-i)*100);
    d2(z+lc*100)=U1(1+(z-i)*100);
end
zk=round(ti/5e-9);
if zk<1
    zk=1;
end
Z=[U1(zk),I1(zk),I2(zk)];
end

for lc=20:39
E=18;
options=simset('Solver','ode2','FixedStep',opt,'InitialState',Z);
sim('mod1',[0 80e-6],options);
for i=1:10
    z11(i)=I1(1+(i-1)*100);
    z12(i)=I2(1+(i-1)*100);
    z13(i)=U1(1+(i-1)*100);
end

V13=[z13(3)-z13(2),z11(3)-z11(2),z13(2)-z13(1);...
      z13(4)-z13(3),z11(4)-z11(3),z13(3)-z13(2);...
      z13(5)-z13(4),z11(5)-z11(4),z13(4)-z13(3)];
L13=[z13(4)-z13(3);z13(5)-z13(4);z13(6)-z13(5)];
C13=V13\L13;
C103=z13(3)-C13(1)*z13(2)-C13(2)*z11(2)-C13(3)*z13(1);

V11=[z11(3)-z11(2),z13(3)-z13(2),z11(2)-z11(1);...
      z11(4)-z11(3),z13(4)-z13(3),z11(3)-z11(2);...
      z11(5)-z11(4),z13(5)-z13(4),z11(4)-z11(3)];
L11=[z11(4)-z11(3);z11(5)-z11(4);z11(6)-z11(5)];
C11=V11\L11;
C101=z11(3)-C11(1)*z11(2)-C11(2)*z13(2)-C11(3)*z11(1);

k11=C11(1);
k12=C11(2);
k13=C11(3);
k10=C101;
k21=C13(1);
k22=C13(2);
k23=C13(3);
k20=C103;
b1=-k11-k21;
b2=-k23+k11*k21-k13;
b3=k11*k23+k21*k13;
b4=k13*k23-k12*k22;
p=[1,b1,b2,b3,b4];

```

```

q=roots(p);
p11=log(q(2))/5e-7;
p12=log(q(3))/5e-7;
p13=log(q(4))/5e-7;
p1(1)=p11;
p1(2)=p12;
p1(3)=p13;

P=[(q(2)-1),(q(3)-1),(q(4)-1);...
    q(2)*(q(2)-1),q(3)*(q(3)-1),q(4)*(q(4)-1);...
    q(2)*q(2)*(q(2)-1),q(3)*q(3)*(q(3)-1),q(4)*q(4)*(q(4)-1)];
L1=[z13(2)-z13(1);z13(3)-z13(2);z13(4)-z13(3)];
Cil=P\L1;
XV=z13(1)-Cil(1)-Cil(2)-Cil(3);
XV=real(XV);
Uh=5;
L=50e-6;
C=125e-6;
R=2;
dI=(XV-Uh)*(25e-6)/L;
i=2;

g11=z11(1);
g12=z11(2);
g21=z13(1);
g22=z13(2);
d1(1+lc*100)=g12;
d2(1+lc*100)=g22;
g13=0;
g23=0;
k=0;
k2=0;

while(k<1)

    g13=C11(1)*g12+C11(2)*g22+C11(3)*g11+C101;
    g23=C13(1)*g22+C13(2)*g12+C13(3)*g21+C103;
    g11=g12;
    g12=g13;
    g21=g22;
    g22=g23;
    d1(i+lc*100)=g13;
    d2(i+lc*100)=g23;
    uc=(g23+5)/2;
    gama=i/100;
    ti=50e-6*(1-gama);
    k2=g13*ti/C-uc*ti^2/(2*L*C)-uc*ti/(R*C);
    k2=k2+g23;
    if(k2>5)
        uc=(g22+5)/2;
        dt=(5-buf)/(g12/C-uc/(R*C)-uc/(L*C));
        gama=(i-1)/100+dt/50e-6;
        ti=50e-6*(1-gama);
        k=1;
    end
    buf=k2;
    i=i+1;
    if i>100
        k=1;
        i=100;
        gama=i/100;
        ti=50e-6*(1-gama);
    end
end

```

```

end

zk=round(100*5/XV);
di=round((i-zk)/((lc-19)^0.4));
zk=zk+di;
i=zk;
if i<1
i=1;
end
if i>100
i=100;
end
mas(lc+1)=i;
gama=i/100;
ti=50e-6*(1-gama);
for k=1:i
    d1(k+lc*100)=I1(k*100+1);
    d2(k+lc*100)=U1(k*100+1);
end

E=0;
zk=round(gama*10000);
Z=[U1(zk),I1(zk),I2(zk)];
options=simset('Solver','ode2','FixedStep',opt,'InitialState',Z);
sim('mod1',[0 ti],options);

i=round(gama*100);
for z=i:100
    d1(z+lc*100)=I1(1+(z-i)*100);
    d2(z+lc*100)=U1(1+(z-i)*100);
end
zk=round(ti/5e-9);
if zk<1
    zk=1;
end
Z=[U1(zk),I1(zk),I2(zk)];

end

for lc=40:54
E=12;
options=simset('Solver','ode2','FixedStep',opt,'InitialState',Z);
sim('mod1',[0 80e-6],options);
for i=1:10
    z11(i)=I1(1+(i-1)*100);
    z12(i)=I2(1+(i-1)*100);
    z13(i)=U1(1+(i-1)*100);
end

V13=[z13(3)-z13(2),z11(3)-z11(2),z13(2)-z13(1);...
      z13(4)-z13(3),z11(4)-z11(3),z13(3)-z13(2);...
      z13(5)-z13(4),z11(5)-z11(4),z13(4)-z13(3)];
L13=[z13(4)-z13(3);z13(5)-z13(4);z13(6)-z13(5)];
C13=V13\L13;
C103=z13(3)-C13(1)*z13(2)-C13(2)*z11(2)-C13(3)*z13(1);

V11=[z11(3)-z11(2),z13(3)-z13(2),z11(2)-z11(1);...
      z11(4)-z11(3),z13(4)-z13(3),z11(3)-z11(2);...
      z11(5)-z11(4),z13(5)-z13(4),z11(4)-z11(3)];
L11=[z11(4)-z11(3);z11(5)-z11(4);z11(6)-z11(5)];
C11=V11\L11;
C101=z11(3)-C11(1)*z11(2)-C11(2)*z13(2)-C11(3)*z11(1);

```

```

k11=C11(1);
k12=C11(2);
k13=C11(3);
k10=C101;
k21=C13(1);
k22=C13(2);
k23=C13(3);
k20=C103;
b1=-k11-k21;
b2=-k23+k11*k21-k13;
b3=k11*k23+k21*k13;
b4=k13*k23-k12*k22;
p=[1,b1,b2,b3,b4];
q=roots(p);
p11=log(q(2))/5e-7;
p12=log(q(3))/5e-7;
p13=log(q(4))/5e-7;
p1(1)=p11;
p1(2)=p12;
p1(3)=p13;

P=[(q(2)-1),(q(3)-1),(q(4)-1);...
    q(2)*(q(2)-1),q(3)*(q(3)-1),q(4)*(q(4)-1);...
    q(2)*q(2)*(q(2)-1),q(3)*q(3)*(q(3)-1),q(4)*q(4)*(q(4)-1)];
L1=[z13(2)-z13(1);z13(3)-z13(2);z13(4)-z13(3)];
Ci1=P\L1;
XV=z13(1)-Ci1(1)-Ci1(2)-Ci1(3);
XV=real(XV);
Uh=5;
L=50e-6;
C=125e-6;
R=2;
dI=(XV-Uh)*(25e-6)/L;
i=2;
g11=z11(1);
g12=z11(2);
g21=z13(1);
g22=z13(2);
d1(1+lc*100)=g12;
d2(1+lc*100)=g22;
g13=0;
g23=0;
k=0;
k2=0;

while(k<1)
    g13=C11(1)*g12+C11(2)*g22+C11(3)*g11+C101;
    g23=C13(1)*g22+C13(2)*g12+C13(3)*g21+C103;
    g11=g12;
    g12=g13;
    g21=g22;
    g22=g23;
    d1(i+lc*100)=g13;
    d2(i+lc*100)=g23;
    uc=(g23+5)/2;
    gama=i/100;
    ti=50e-6*(1-gama);

    k2=g13*ti/C-uc*ti^2/(2*L*C)-uc*ti/(R*C);
    k2=k2+g23;

    if(k2>5)

```

```

        uc=(g22+5)/2;
        dt=(5-buf)/(g12/C-uc/(R*C)-uc/(L*C));
        gama=(i-1)/100+dt/50e-6;
        ti=50e-6*(1-gama);
        k=1;
    end
    buf=k2;
    i=i+1;
    if i>100
        k=1;
        i=100;
        gama=i/100;
        ti=50e-6*(1-gama);
    end
end

zk=round(100*5/XV);
di=round((i-zk)/((lc-39)^0.3));
zk=zk+di;
i=zk;
if i<1
    i=1;
end
if i>100
    i=100;
end
mas(lc+1)=i;

gama=i/100;
ti=50e-6*(1-gama);

i
for k=1:i
    d1(k+lc*100)=I1(k*100+1);
    d2(k+lc*100)=U1(k*100+1);
end
gama;
E=0;
zk=round(gama*10000);
Z=[U1(zk),I1(zk),I2(zk)];
options=simset('Solver','ode2','FixedStep',opt,'InitialState',Z);
sim('mod1',[0 ti],options);
i=round(gama*100);
for z=i:100
    d1(z+lc*100)=I1(1+(z-i)*100);
    d2(z+lc*100)=U1(1+(z-i)*100);
end
zk=round(ti/5e-9);
if zk<1
    zk=1;
end
Z=[U1(zk),I1(zk),I2(zk)];
end
gh(10000)=0;
for as=1:(lc+1)
    for i=1:100
        if i<(mas(as)+1)
            gh(i+(as-1)*100)=1;
        else
            gh(i+(as-1)*100)=0;
        end
    end
end
end
end

```

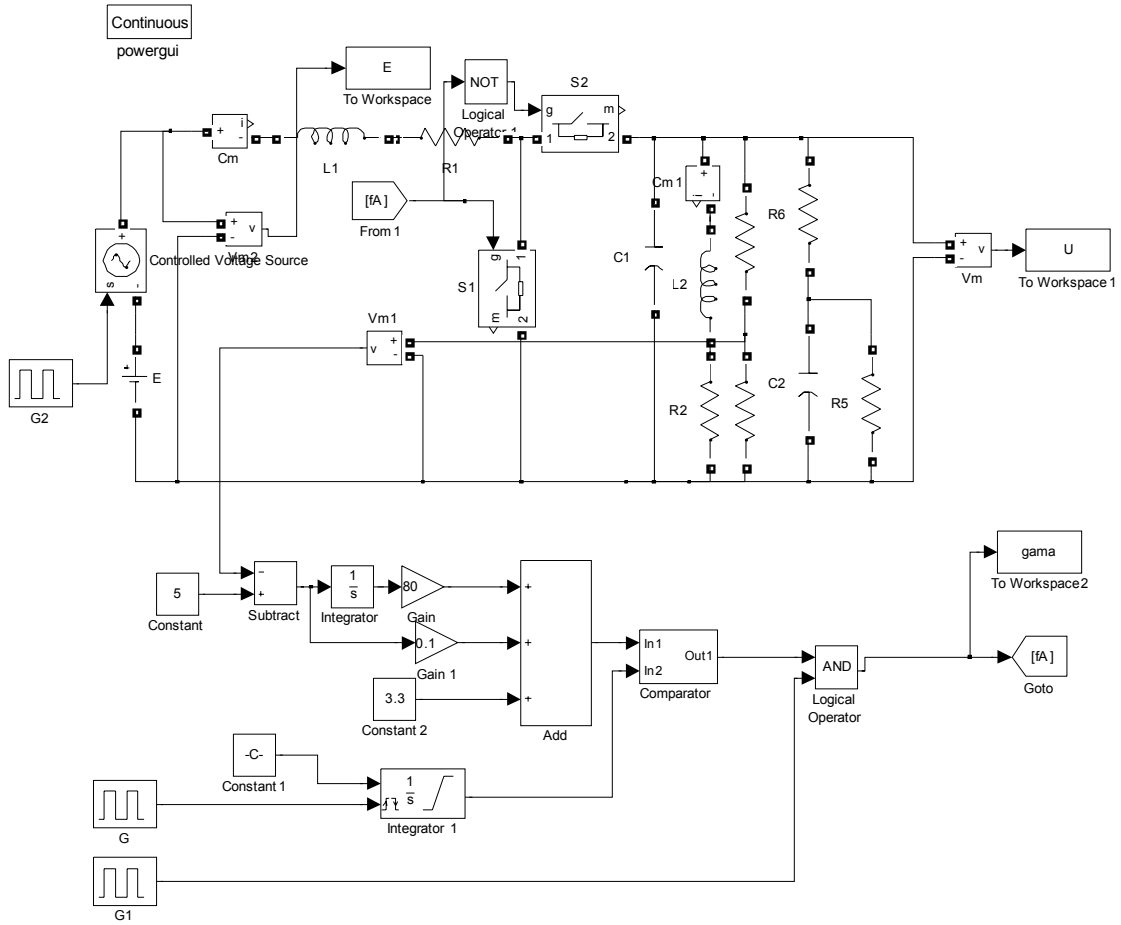


Рис. Б.3 Модель підвищючого перетворювача з ПІ регулятором

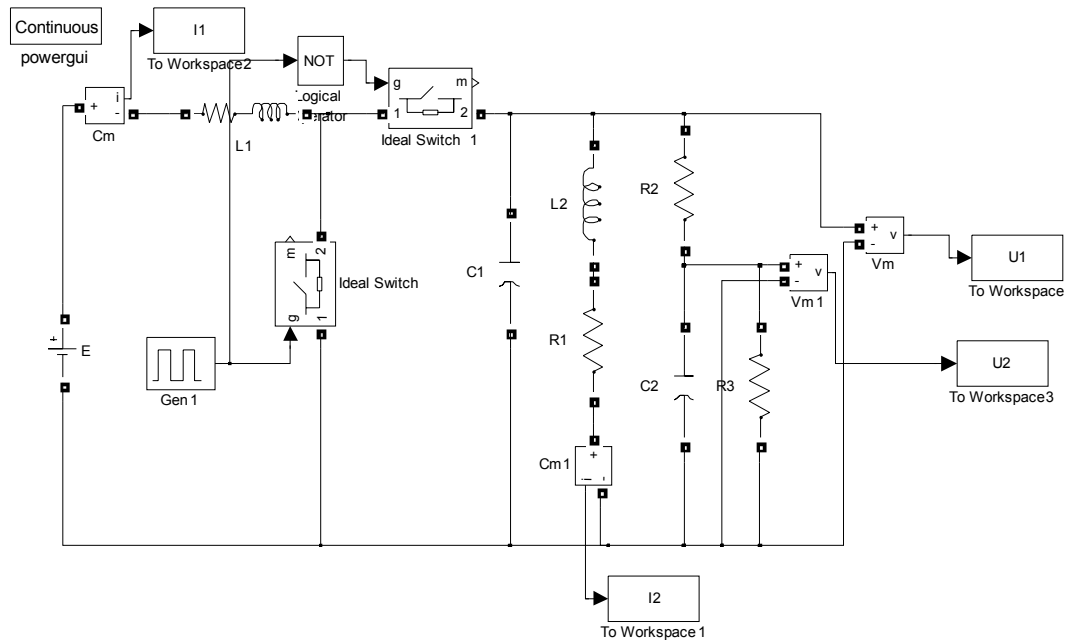


Рис. Б.4 Модель силової частини підвищючого перетворювача для упереджувальної системи керування

Лістинг програми системи упередувального керування підвищуючим перетворювачем

```

Z=[12,6,3.4,0.8];
E=5;
R1=15;
gama=63.37;
t=5e-2;
options=simset('Solver','ode45','InitialState',Z);
sim('model_cont',[0 t],options);
n=round(t/5e-7);
for i=1:10
    z11(i)=I1(1+(i-1)*100);
    z12(i)=I2(1+(i-1)*100);
    z13(i)=U1(1+(i-1)*100);
end

V13=[z13(3)-z13(2),z11(3)-z11(2),z13(2)-z13(1);...
     z13(4)-z13(3),z11(4)-z11(3),z13(3)-z13(2);...
     z13(5)-z13(4),z11(5)-z11(4),z13(4)-z13(3)];
L13=[z13(4)-z13(3);z13(5)-z13(4);z13(6)-z13(5)];
C13=V13\L13;
C103=z13(3)-C13(1)*z13(2)-C13(2)*z11(2)-C13(3)*z13(1);

V11=[z11(3)-z11(2),z13(3)-z13(2),z11(2)-z11(1);...
     z11(4)-z11(3),z13(4)-z13(3),z11(3)-z11(2);...
     z11(5)-z11(4),z13(5)-z13(4),z11(4)-z11(3)];
L11=[z11(4)-z11(3);z11(5)-z11(4);z11(6)-z11(5)];
C11=V11\L11;
C101=z11(3)-C11(1)*z11(2)-C11(2)*z13(2)-C11(3)*z11(1);

k11=C11(1);
k12=C11(2);
k13=C11(3);
k10=C101;
k21=C13(1);
k22=C13(2);
k23=C13(3);
k20=C103;
b1=-k11-k21;
b2=-k23+k11*k21-k13;
b3=k11*k23+k21*k13;
b4=k13*k23-k12*k22;
p=[1,b1,b2,b3,b4];
q=roots(p);
p11=log(q(2))/5e-7;
p12=log(q(3))/5e-7;
p13=log(q(4))/5e-7;
p1(1)=p11;
p1(2)=p12;
p1(3)=p13;

P=[(q(2)-1),(q(3)-1),(q(4)-1);...
   q(2)*(q(2)-1),q(3)*(q(3)-1),q(4)*(q(4)-1);...
   q(2)*q(2)*(q(2)-1),q(3)*q(3)*(q(3)-1),q(4)*q(4)*(q(4)-1)];
L1=[z13(2)-z13(1);z13(3)-z13(2);z13(4)-z13(3)];
Ci1=P\L1;
XV=z13(1)-Ci1(1)-Ci1(2)-Ci1(3);
XV=real(XV);

E=6;

```

```

gama=1-Un/Xv;
buf_U1(1e6)=0;
buf_U2(1e6)=0;
buf_I1(1e6)=0;
buf_I2(1e6)=0;

buf_U1(1:n+1)=U1(1:n+1);
buf_U2(1:n+1)=U2(1:n+1);
buf_I1(1:n+1)=I1(1:n+1);
buf_I2(1:n+1)=I2(1:n+1);

Z=[U1(n+1),U2(n+1),I1(n+1),I2(n+1)];

options=simset('Solver','ode45','InitialState',Z);
sim('model_cont',[0 t],options);
for i=1:10
    z11(i)=I1(1+(i-1)*100);
    z12(i)=I2(1+(i-1)*100);
    z13(i)=U1(1+(i-1)*100);
end

V13=[z13(3)-z13(2),z11(3)-z11(2),z13(2)-z13(1);...
      z13(4)-z13(3),z11(4)-z11(3),z13(3)-z13(2);...
      z13(5)-z13(4),z11(5)-z11(4),z13(4)-z13(3)];
L13=[z13(4)-z13(3);z13(5)-z13(4);z13(6)-z13(5)];
C13=V13\L13;
C103=z13(3)-C13(1)*z13(2)-C13(2)*z11(2)-C13(3)*z13(1);

V11=[z11(3)-z11(2),z13(3)-z13(2),z11(2)-z11(1);...
      z11(4)-z11(3),z13(4)-z13(3),z11(3)-z11(2);...
      z11(5)-z11(4),z13(5)-z13(4),z11(4)-z11(3)];
L11=[z11(4)-z11(3);z11(5)-z11(4);z11(6)-z11(5)];
C11=V11\L11;
C101=z11(3)-C11(1)*z11(2)-C11(2)*z13(2)-C11(3)*z11(1);

k11=C11(1);
k12=C11(2);
k13=C11(3);
k10=C101;
k21=C13(1);
k22=C13(2);
k23=C13(3);
k20=C103;
b1=-k11-k21;
b2=-k23+k11*k21-k13;
b3=k11*k23+k21*k13;
b4=k13*k23-k12*k22;
p=[1,b1,b2,b3,b4];
q=roots(p);
p11=log(q(2))/5e-7;
p12=log(q(3))/5e-7;
p13=log(q(4))/5e-7;
p1(1)=p11;
p1(2)=p12;
p1(3)=p13;

P=[(q(2)-1),(q(3)-1),(q(4)-1);...
    q(2)*(q(2)-1),q(3)*(q(3)-1),q(4)*(q(4)-1);...
    q(2)*q(2)*(q(2)-1),q(3)*q(3)*(q(3)-1),q(4)*q(4)*(q(4)-1)];
L1=[z13(2)-z13(1);z13(3)-z13(2);z13(4)-z13(3)];
Ci1=P\L1;
XV=z13(1)-Ci1(1)-Ci1(2)-Ci1(3);
XV=real(XV);

```

```
buf_U1(n+1:2*n+1)=U1(1:n+1);
buf_U2(n+1:2*n+1)=U2(1:n+1);
buf_I1(n+1:2*n+1)=I1(1:n+1);
buf_I2(n+1:2*n+1)=I2(1:n+1);

Z=[U1(n+1),U2(n+1),I1(n+1),I2(n+1)];
E=5;
gama=1-Un/Xv;
options=simset('Solver','ode45','InitialState',Z);
sim('model_cont',[0 t],options);
buf_U1(2*n+1:3*n+1)=U1(1:n+1);
buf_U2(2*n+1:3*n+1)=U2(1:n+1);
buf_I1(2*n+1:3*n+1)=I1(1:n+1);
buf_I2(2*n+1:3*n+1)=I2(1:n+1);
```