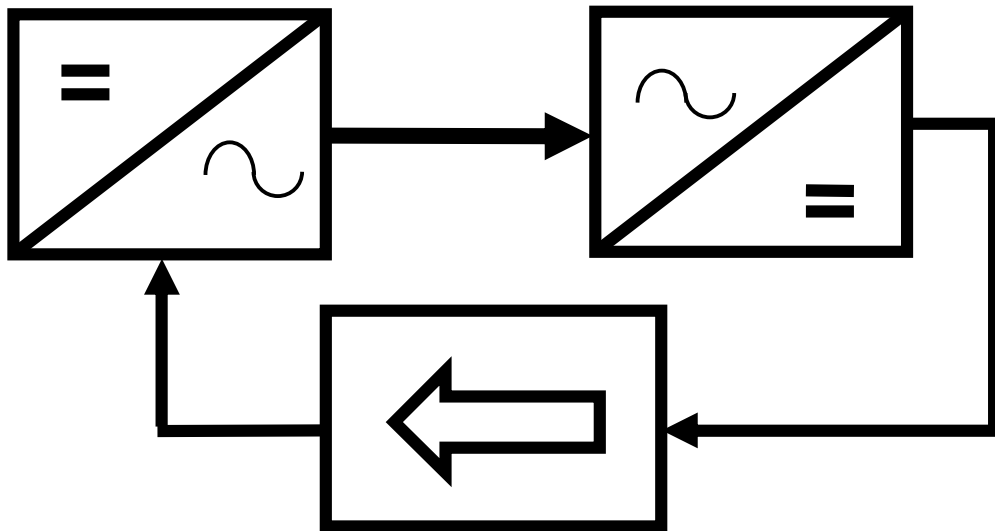


Ю. О. Денисов

СИСТЕМИ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ



Ю. О. Денисов

СИСТЕМИ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ

*Навчальний посібник для студентів вищих технічних
навчальних закладів*

2012

УДК
ББК
Д-

Автор:

Денисов Ю. О. завідувач кафедри промислової електроніки Чернігівського державного технологічного університету д.т.н., професор

Рецензенти:

Шидловський А. К.., зав відділом Інституту електродінамики НАНУ, академік НАНУ д.т.н. проф.

Ямненко Ю. С., професор кафедри промислової електроніки НТТУ «КПІ» д.т.н., професор

Кулешов Ю. Е., професор кафедри електроніки та електротехніки КНУТД к.т.н., професор

Рекомендовано Міністерством освіти і науки, молоді та спорту України як навчальний посібник для студентів вищих технічних навчальних закладів, які навчаються за напрямом підготовки «Електроніка» (лист №/- від року)

Д- Денисов Ю О . Системи перетворювальної техніки –РВВ ЧДТУ, 2012. – 172 с.: іл.

ISBN

В навчальному посібнику розглянуті основні принципи побудови систем живлення різноманітних навантажень (комп'ютерів, електроприводу, освітлювальних приладів та ін.) з урахуванням вимог до їх енергетичних та динамічних показників. Детально описані методи аналізу їх стійкості— субгармонійної та абсолютної, а також питання оптимізації за критерієм швидкодії. На конкретних прикладах показано порядок аналізу динамічних показників систем перетворювальної техніки. ISBN

Для студентів вищих технічних навчальних закладів.

© Ю О.Денисов, 2012

Передмова

В цьому навчальному посібнику викладено основні розділи дисципліни «Системи перетворювальної техніки». Автор зробив спробу методично адаптувати матеріал цієї дисципліни до вимог сучасного розвитку систем силової електроніки з врахуванням специфіки процесів керування перетворювачами електричної енергії на основі останніх досягнень науки та техніки в цій галузі .

В кожному розділу наведено приклади розрахунків частотних та часових характеристик систем та контрольні запитання, а у додатках подається приклад розрахунку статичних характеристик високочастотних перетворювачів.

Цей навчальний посібник призначений для студентів ВНЗ, які навчаються за напрямом підготовки 0908 – "Електроніка" для спеціальностей 7.090802, 8.090802 "Електронні системи". Викладений матеріал також може бути корисним для інженерно-технічного персоналу, який займається проектуванням та експлуатацією систем перетворення електроенергії.

Автор висловлює подяку рецензентам за цінні поради, які були враховані під час підготовки рукопису.

Зауваження і побажання автору просять надсилати за адресою м. Чернігів вул. Шевченко 95, Чернігівський державний технологічний університет, кафедра «Промислова електроніка»

Список умовних скорочень

АБО- логічна функція „АБО”
АД- асинхронний двигун
АІ- автономний інвертор
АІМ- амплітудно-імпульсна модуляція
АІН – автономний інвертор напруги
АІС – автономний інвертор струму
АЦП- аналогово-цифровий перетворювач
БДПС – безколекторний двигун постійного струму
БКВ- блок керування вентилями
БКЗ- блок керування захистом
БКСН- блок контролю струму і напруги
БОС- блок обчислення вектора струму
БП- блок правил
БПр- багаторазовий перетворювач
БСВ- блок силових вентилів
БСЗ- блок спостереження за збуджуючим сигналом
БСС- блок спостереження за еталонним сигналом
В- випрямляч
ВВ-високочастотний випрямляч
ВД – вентильний двигун
ВДЖ- вторинне джерело живлення
ВІН- високочастотний інвертор напруги
ВІС- велика інтегральна схема
ВК- вузол комутації
ВМС- внутрішня модель системи
ВП- високочастотний перетворювач
ГІ- генератор імпульсів
Д- диск
ДВ- двигун
Диф- диференціювання
ДЖ- джерело живлення
ДОО- давач одного оберту
ДПР- давач положення ротору
ДС- давач струму
ДЧ- дільник частоти
ДШ- давач швидкості
ЕРС– електро –рушійна сила
З- затримка
ЗЗ- зворотній зв'язок
ЗП- зарядний пристрій
ІЕ- імпульсний елемент
ІЕПС- імпульсний елемент каналу постійної складової
ІС- інтелектуальна схема

К- комутатор (ключ)
КВ – керуемый випрямляч
КГ- кварцовий генератор
ККП – коректор коефіцієнту потужності
КМРЕЖ- контролер мережі розподільного електроживлення
КП- коефіцієнт передачі
КПП- контроль потоку потужності
КС- кремнієвий стабілітрон
КУ- котушка управління
Л- лампа
ЛАЧХ – логарифмічна амплитудо-частотна характеристика
ЛЧ-лічильник
М- магнітопровід
МДН- метал діелектрик напівпровідник
МК- магнітокеруемый контакт
ММС- матриця можливих станів
МП – мікропроцесор
МРЖ- мережеве джерело живлення
МРС–магніто– рушівна сила
Н- навантаження
НЕ- нелінійний елемент
НН- нелінійне навантаження
НП- напівпровідниковий перетворювач
ОЗ- обмотка збудження
ОМР- одноканальний мережевий перетворювач
ОС- обмотка статора
ОтУ- об'єкт управління
ОУ- обмотка управління
П- підсилювач
ПІ-пропорційно-інтегральний (регулятор)
ПЛІС – програмуєма логічна інтегральна схема
ПП- підсилювач помилки
Р- регулятор
РГ- реєстр
РС- регулятор струму
РЧ- регулятор частоти
РШЧК- регулятор швидкості і визначення частоти ковзання
САР – система автоматичного регулювання
СБ- сонячна батарея
СЗЗ- стабілізатор зворотнього зв'язку
СІФУ – система імпульсно-фазового управління
СПП- стабілізатор прямої передачі
СРЕЖ – система розподіленого електроживлення
СУ- система управління
СЧПЗ- силова частина паралельного стабілізатора

СЧРЗ- силова частина регулятора розряду
СЧРР- силова частина регулятора розряду
Т- транзистор
ТАУ- теорія автоматичного управління
ТгП- тригер переходу
Тр- трансформатор
Ф- фільтр
ФВЗ- фільтр високочастотних завад
ФД- фазовий дискримінатор
ФЕПС- формуючий елемент каналу постійної складової
ФО- фотоопір
ФР- фазі регулятор
ФУ – функції Уолша
ЦДШ- цифровий давач швидкості
ЦКП- цифровий комутуючий пристрій
ЧІМ – частотно-імпульсна модуляція
ШІМ – широтно-імпульсна модуляція
ШІП – широтно-імпульсний перетворювач
Лб- баластний дросель

Вступ

Сутність курсу, цілі та задачі. У назві курсу "Системи перетворювальної техніки" міститься інформація щодо його сутності - це системи автоматичного управління та регулювання, які мають у своїй структурі перетворювачі електромагнітної енергії.

У словах "перетворювачі електромагнітної енергії" відображається лише їх енергетична сутність. Однак, в замкненій системі керування силові перетворювачі виконують дві функції: здійснюють перетворення електромагнітної енергії і передають інформацію про результати впливу на систему численних збурень - детермінованих і випадкових.

Відповідно до цього, системи авторегулювання поділяють на детерміновані, якщо кожному вхідному сигналу відповідає єдиний вихідний сигнал, і випадкові (стохастичні), в яких заданому вхідному сигналу можуть відповідати декілька можливих вихідних сигналів зі своєю ймовірністю появи.

У системах сигової електроніки на виході присутні результати впливу як детермінованих так і випадкових збурень, тому поділ їх за цією ознакою є умовним. Такий поділ швидше відображає бажання і можливість дослідника вирішити важке завдання математичного опису випадкових процесів. Особливо це завдання важко вирішити в нестационарних випадкових системах, для яких характерна тимчасова залежність між входом і виходом.

В системі автоматичного регулювання перетворювач замкнений по інформаційному входу, а його енергетичний вхід є каналом, який сприймає впливи, що приходять з боку живлячої мережі. Ці збурення можуть надходити від мережі безпосередньо або ж через силовий трансформатор (керовані випрямлячі), а також через перетворюючі і фільтруючі ланки (автономні інвертори, перетворювачі частоти, імпульсні перетворювачі).

До виходу енергетичного перетворювача підключається навантаження. Найчастіше навантаженням перетворювача є двигун постійного або ж змінного струму, це підтверджується тим, що понад 20% виробленої у світі електроенергії споживає регульований електропривод. В системі регульованого електроприводу присутні два перетворювача - енергетичний та електромеханічний, кожен з яких в тій чи іншій мірі впливає на динаміку всієї системи.

У більшості систем автоматизованого приводу "характер перетворювача" не робить помітного впливу на її динаміку, тому електродвигун, особливості механічних вузлів, що пов'язують його з виконавчим механізмом і він сам, є основними чинниками, що визначають динамічну якість системи. Такі електроприводи, як правило, не відносяться до класу високоточних - прецизійних. Галузь їх застосування досить широка: металургійне виробництво, машинобудування, електротехнології, гірнична справа, сільське господарство, електротранспорт, тощо. Це привід великої і середньої потужності.

Поряд з цим існують галузі, де пред'являються дуже жорсткі вимоги до точності підтримки швидкості, кутових і лінійних переміщень.

Це прилади точної механіки та оптики, верстати точного машинобудування, робототехнічні комплекси, маніпулятори, системи позиціонування, пристрої точного магнітного запису. Як правило, потужність електроприводів тут невелика - одиниці, десятки, сотні ват. Для коректної оцінки точних характеристик таких систем їх необхідно аналізувати в широкій смузі частот, а для цього необхідно знати специфіку енергетичного перетворювача як ланки передачі інформації. Бачимо, що значною мірою динаміка всієї системи електропривода тут буде визначатися особливостями перетворювача: схемотехнікою силової частини, видом імпульсної модуляції (широтна, частотна), родом модуляції (перший або другий), характером зв'язку перетворювача з мережею живлення і т.д.

Крім електродвигуна навантаженням перетворювача можуть бути ланцюги енергозабезпечення бортових систем, радіотехнічних пристроїв і систем, комп'ютерів, електротехнічних приладів побутового призначення. Такі системи перетворювальної техніки здійснюють регулювання та стабілізацію струму, напруги, вони живляться від мережі, акумуляторів, сонячних батарей і носять назву ВДЖ. Їх основними характеристиками крім діапазону регулювання точності стабілізації є: рівень пульсацій вихідної напруги, питомі і енергетичні показники.

Крім систем електроприводу та джерел живлення енергетичні перетворювачі широко застосовуються в пристроях електротехнології: зварювання, електроліз, електрохімія, електроерозійна обробка металів, електротермія, плавка металів і тощо.

На сучасному етапі розвитку суспільства роль систем перетворювальної техніки помітно зросла не тільки в промисловості, а й у наукових дослідженнях. Вони стали вирішальним фактором у забезпеченні автономного енергозабезпечення об'єктів життєдіяльності на основі використання поновлюваних джерел енергії: вітру, сонця, паливних елементів.

Для того щоб довести електроенергію, вироблювану першим джерелом, до необхідних стандартів якості, необхідно мати комплекс систем перетворювальної техніки, що виконують компенсуючі, симетруючі, фільтруючі, стабілізуючі і регулюючі функції параметрів електроенергії.

Метою цього курсу є вивчення принципів і схемотехніки побудови систем силової електроніки, методів аналізу та оптимізації процесів, що протікають в цих системах, оцінка їх динаміки з урахуванням специфіки енергетичного перетворювача як динамічної ланки системи.

Вплив перетворювача на динаміку системи проявляється на параметри часових характеристик (перерегулювання, час регулювання, характер коливань), а також на області стійкої роботи. Ступінь цього впливу значною мірою залежить від специфіки виконання силової та інформаційної складових перетворювача, а також від того, наскільки інші ланки системи "сприяють" прояву цієї специфіки. У системах високої швидкодії (широкосмугових) вплив перетворювача на динаміку замкненої системи буде визначальним, а в системах інерційних (вужкосмугових) цей вплив мінімальний, тому подання перетворювача як динамічної ланки системи в одному випадку може бути простим, а в іншому - складним.

Для того, щоб коректно оцінити ступінь цього впливу, фахівці силової електроніки повинні мати глибокі знання в області фізики магнітних компонентів і силових напівпровідникових приладів, вміти працювати з цими елементами схем, застосовувати лінійну і нелінійну теорію регулювання, методи аналізу ланцюгів, знати техніку проектування нових розробок і багато інших інженерних дисциплін.

До теперішнього часу накопичено великий досвід в автоматизованому проектуванні цифрових інформаційних пристроїв, розроблені сучасні програми чисельного аналізу силових електронних пристроїв, наприклад, SIMULINK POWER SYSTEM, однак проблема автоматизованого проектування пристроїв енергетичної електроніки залишається нерозв'язною.

Багатьох фахівців "нездатність" енергетичної електроніки перейняти досвід впровадження засобів автоматизованого проектування, що накопичено розробниками цифрових схем, просто бентежить. У порівнянні з цифровими схемами проектування імпульсних систем живлення значно складніше. Воно не піддається автоматизованій комп'ютерній реалізації з прийнятною точністю.

Уявлення, згідно з яким методи фізичної реалізації силового електронного устаткування можуть піднятися на рівень XXI століття тільки за умови впровадження в них методів проектування цифрових пристроїв, помилкове. Якщо воно перемаже, фахівці силової електроніки можуть піти хибним шляхом, що виключає проектування високоякісних пристроїв, та вилетіть у втрату величезних коштів.

Помітно певний парадокс при порівнянні однакових розмірів силового і цифрового електронного устаткування. У силового електронного устаткування схема набагато простіше, ніж у цифрового пристрою, - аналіз же фізичних процесів та конструювання - набагато складніше.

У процесі розробки силового електронного устаткування фахівцю доводиться вирішувати ряд складних, часом взаємовиключних завдань, коли необхідно пов'язати вимоги якісної енергетики, динаміки, питомих характеристик в єдиному пристрої.

Історія розвитку. Проблема подання енергетичного перетворювача (керований випрямляч, імпульсний перетворювач, автономний інвертор, перетворювач частоти), в якості динамічної ланки системи протягом тривалого часу залишається актуальною. До сьогоднішнього дня вичерпної відповіді на це питання, на жаль, не отримано, що більш характерно для перетворювачів з навантаженням змінного струму. Великий внесок у дослідження динаміки систем перетворювальної техніки вніс А. А. Булгаков. Їм розроблений метод, так званий "гладкої складової".

Початкове припущення, яке визначає межі використання цього методу в практичному аналізі, зводяться до обмеження смуги пропускання системи або постійною складовою, або ж основною гармонікою. Очевидно, що таке припущення не завжди можна зробити. У першу чергу це стосується систем з широкою смугою пропускання або ж систем високої точності, в яких великий вплив мікропроцесів на помилку системи.

У зв'язку з цим А. А. Булгаков, зазначив: "Метод гармонійного балансу з наближенням по першій гармоніці для розрахунку реальних квазінеперервних систем практично не здатний або здатний в обмеженому ряді випадків. Особливо жорсткі вимоги відносяться до малоінерційних квазінеперервних систем великої точності, зокрема, вентильних ", [1].

У цій же роботі, ставлячи завдання подальших досліджень динаміки систем перетворювальної техніки, А. А. Булгаков пише: "Хоча є велика кількість робіт, що належать до дискретних систем і містять фундаментальні результати, все ж досі відсутня досить повна і загальна концепція, що адекватна фізичним властивостям реальних квазінеперервних систем і задовольняє практичні потреби проектування. Особливо гостро положення в теорії вентильних систем "

Однією з перших робіт, що присвячена динаміці систем високої швидкодії з керованими випрямлячами є робота Б'ерестена, в якій методом Z-перетворення виявлені умови виникнення специфічної (субгармонійної) нестійкості вентильних систем. Незважаючи на те, що результати, що отримані в роботі Б'ерестена, є наслідком аналізу лінеаризованих нелінійних імпульсних систем "в малому", значення її для наступних досліджень, безсумнівно. Б'ерестен один з перших в динаміці енергетичних перетворювачів звернув увагу на те, що побудова системи управління перетворювачем за "вертикальним принципом" обумовлює модуляцію коефіцієнта посилення КВ, яка викликається впливом змінної складової комутуємої ЕРС, що приходить на інформаційний вхід системи при її замиканні.

Б'ерестеном введено поняття фактора пульсацій, що враховує швидкість зміни пульсаційної складової, яка не несе корисної інформації, проте, впливає на коефіцієнт підсилення КВ системи що замкнена.

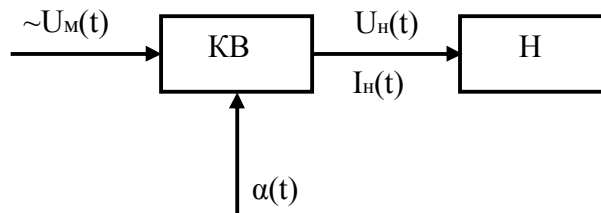
Подальший розвиток динаміка КВ з високим швидкодією отримала в роботах В.П. Шапілло. Їм розрахований фактор пульсацій з урахуванням реальної форми ЕРС, що комутується перетворювачем, розроблені методи аналізу субгармонійної стійкості та оптимізації процесів з умови кінцевої тривалості. [17].

В основі цих методів лежить аналіз "в малому", як і у Б'ерестена. Помітним внеском у розвиток динаміки реверсивних КВ з'явилися роботи А. Д. Поздєєва [4], [13], в яких розроблена модель КВ "в малому" з урахуванням особливості режиму переривчастого струму.

Великий внесок у розвиток теорії і практики систем перетворювальної техніки внесли вчені академічних і вузівських центрів України: Шидловський А.К., - інститут електродинаміки національної академії наук; Жуйков В.Я. - Національний технічний університет "КПІ"; Долбня В.Т., Сокол Є.І. - Національний технічний університет "ХПІ" та ін.

Енергетичні перетворювачі, що використовуються в системах силової електроніки.

а) Керуємі випрямлячі мають широкий діапазон вихідної потужності: від одиниць ват (вторинні джерела електроживлення радіоапаратури) до мегават (електроліз, електрохімія, електротранспорт). Умовно КВ можна представити у вигляді деякого "чорного ящика" з двома входами і одним вихідом (рисунок 1), що підключено до навантаження Н.



KB- керуємий випрямляч

H- навантаження

Рисунок 1

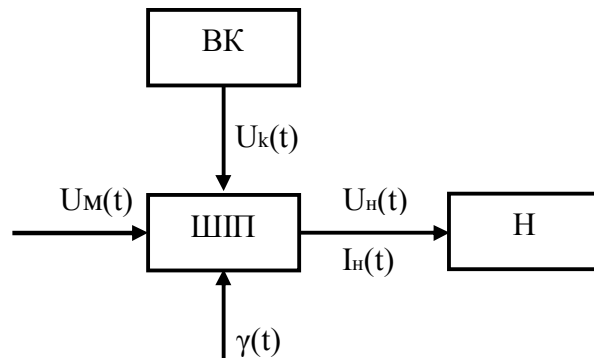
Перший вхід, -енергетичний, він пов'язаний з мережею змінного струму, а другий (інформаційний) - з системою управління, яка формує відповідний кут управління $\alpha(t)$. Параметри електромагнітної енергії на виході KB повинні відповідати заданим вимогам. Основна увага приділяється ККД, коефіцієнту потужності, коефіцієнту пульсацій вихідної напруги. Якщо KB включено в замкнену систему, важливо забезпечити необхідні діапазон регулювання вихідної напруги, коефіцієнт стабілізації, запас стійкості системи. Оскільки випрямлена напруга і струм залежать від впливів, що приходять по мережі живлення і по ланцюгу управління, тобто, $u_H(t) = f[\alpha(t); \sim U_M(t)]$, то і якість енергетичних і динамічних характеристик KB буде залежати від цих впливів. Для KB характерні режими споживання електроенергії з мережі живлення (випрямлення), і передачі її від навантаження в живлячу мережу (інвертування). Зазначені режими роботи, а також зміни форми напруги і струму на виході KB в процесі регулювання, викликають появу в живлячій мережі вищих гармонік. Це збільшує потужність викривлення, призводить до появи проблеми електромагнітної сумісності KB з мережею живлення, наслідком чого може бути скорочення терміну служби електроспоживачів (електродвигунів, ламп електроосвітлення), порушення відповідних електротехнологічних процесів.

Результати впливів функцій $\sim \alpha(t); \sim U_M(t)$ на KB, можна оцінити на його виході відповідними показниками, які в додаток до цього будуть залежати ще і від властивостей каналів, по яких вони передаються на навантаження, наприклад, від числа фаз KB, наявності кутів комутації, режимів переривчастого або безперервного струму.

б) Широтно-імпульсні перетворювачі. На відміну від KB, де вентиля замикаються зворотною напругою, яка формується мережею живлення, в тиристорних ШПП замикання вентилів відбувається примусово за допомогою вузла комутації ВК (рисунок 2). Класифікація ШПП враховує спосіб підключення ВК до силового тиристорну і його розташування (залежне або незалежне) по відношенню до навантаження.

На якість електроенергії в навантаженні ШПП впливають завади, що приходять з мережі живлення $U_M(t)$, управлінню $(\gamma(t))$, а також впливу від вузла $U_k(t)$. комутації. Їх вплив буде залежати від виду комутації - залежна, незалежна, діапазону зміни навантаження, а також від частоти перемикавання силового

тиристора. У ШПП, що виконані на повністю керованих вентилях, вузли комутації відсутні. У КВ режим інвертування є природним, він виникає при відповідному значенні кута управління. У ШПП, де вентиля замикаються примусово, інверторний режим забезпечується штучно, якщо в цьому є необхідність (наприклад, в електротранспорті для рекуперативного гальмування електродвигунів). Енергетичні характеристики ШПП оцінюють тими ж показниками, що і КВ.



ВК- вузол комутації

Н- навантаження

ШПП- широтно-імпульсний перетворювач

Рисунок 2

в) *Автономні інвертори* за аналогією з КВ і ШПП, схильні до дій з енергетичного та інформаційного входів. Вузли комутації, які використовуються для примусового запирання тиристорів, підключаються або паралельно, або послідовно з ними, можуть мати зв'язок з навантаженням або ж не мати його. Відповідно до цього, АІ класифікуються за способом комутації, так само, як і ШПП. АІ на повністю керованих вентилях не мають вузлів комутації. Їх силові схеми ідентичні силовим схемам КВ. Різниця полягає лише в тому, що енергетичний вхід і вихід КВ і АІ виконують протилежні функції. Завдання АІ полягає в перетворенні постійного струму в змінний з мінімальною шириною спектру. З енергетичної точки зору дуже важливо на виході АІ отримати сувору синусоїдальну напругу, чого на практиці досягти важко. Це пояснюється імпульсним режимом роботи вентилів і залежністю коефіцієнта фільтрації реальних фільтрів від частоти, тому мова може йти лише про максимальне наближення форми вихідної напруги АІ до синусоїдальної, що оцінюється рядом коефіцієнтів: форми, викривлення, гармонік. Для отримання синусоїдальної напруги на виході АІ існують різні рішення. Одне з них пов'язане з відповідною побудовою силової схеми, наприклад, з синтезуванням квазисинусоїдальної напруги з напруг прямокутної форми. Найбільше ж ефективними є рішення, що пов'язані з реалізацією відповідних законів управління. Можливості цих рішень значно зросли з розвитком мікропроцесорної техніки.

На характер електромагнітних процесів АІ істотно впливають властивості джерела живлення (струму або напруги), спосіб поводження з реактивною

потужністю навантаження - відвід на джерело живлення або ж компенсація, вид комутації та характер навантаження.

У всіх розглянутих випадках реалізується процес керованої передачі електроенергії від джерела живлення в навантаження через перетворювач. Якість цього процесу визначається властивостями енергетичних та інформаційних каналів, характером зовнішніх впливів, а також характером навантаження і закономірністю її зміни.

РОЗДІЛ 1

ПОКАЗНИКИ ЕФЕКТИВНОСТІ СИСТЕМ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ

1.1 Коефіцієнт корисної дії

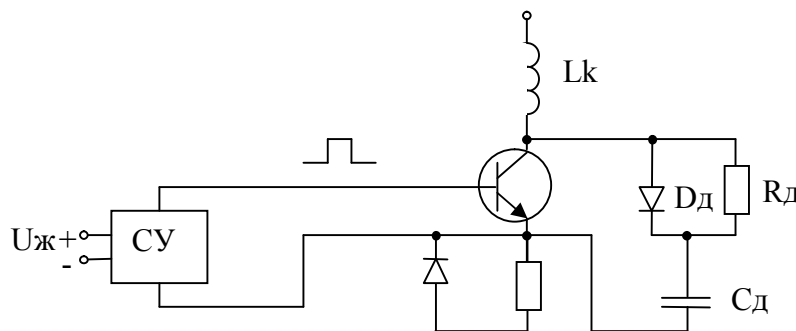
Коефіцієнт корисної дії забезпечується за рахунок раціонального вибору силового напівпровідникового приладу (тиристор, біполярний, польовий транзистори) схеми його включення і управління. Мінімальні втрати потужності на силовому ключі забезпечують за рахунок вибору оптимальної частоти перемикавання і траєкторії руху робочої точки, що пред'являє жорсткі вимоги до схем формування керуючих імпульсів і до характеристик силових напівпровідникових приладів. Використання в джерелах живлення силових трансформаторів, дроселів, фільтруючих конденсаторів вимагає обґрунтованого, з точки зору мінімізації втрат потужності, вибору матеріалу сердечника, типу конденсатора.

Втрати потужності на транзисторі в перехідному режимі можна знайти за наступною формулою

$$P = \frac{U_{KM} I_{KM} \tau \cdot f}{2},$$

де τ - час перемикавання, f - частота, U_{KM} , I_{KM} - максимальні значення струму і напруги в процесі перемикавання.

У процесі включення струм колектора наростає швидше, ніж падає напруга на транзисторі. Для обмеження швидкості використовують індуктивність L_k (рисунок 1.1), що включена до колекторного ланцюга. Коли транзистор вимикається, спостерігається зворотне явище - напруга на ньому росте швидше, ніж спадає струм. Для захисту від перенапруг використовують демпфуючі ланцюжки R_d , C_d , D_d . У разі малопотужних ключів замість цих ланцюжків можна використовувати кремнієві стабілітрони.



СУ- система управління

Рисунок 1.1

Для надійного перемикавання транзистора перетворювача необхідно правильно спроектувати систему управління. Труднощі, що пов'язані з підключенням базового ланцюга транзистора до системи управління, виникають тоді, коли емітер транзистора не приєднано до загальної точки схеми (рисунок 1.1), де

навантаження включено в ланцюг емітера транзистора. У цьому випадку необхідно для СУ мати окреме джерело (U_{II}), використовуючи оптрони або трансформаторний зв'язок виходу системи управління з базовим ланцюгом транзистора.

У режимі насичення струм бази повинен бути достатнім для підтримки відповідного значення колекторного струму. У режимі відсічення струм колектора повинен бути не вище I_{KO} . Для транзистора, який працює в ключовому режимі, рекомендується форма базового струму, що показана на рисунку 1.2.

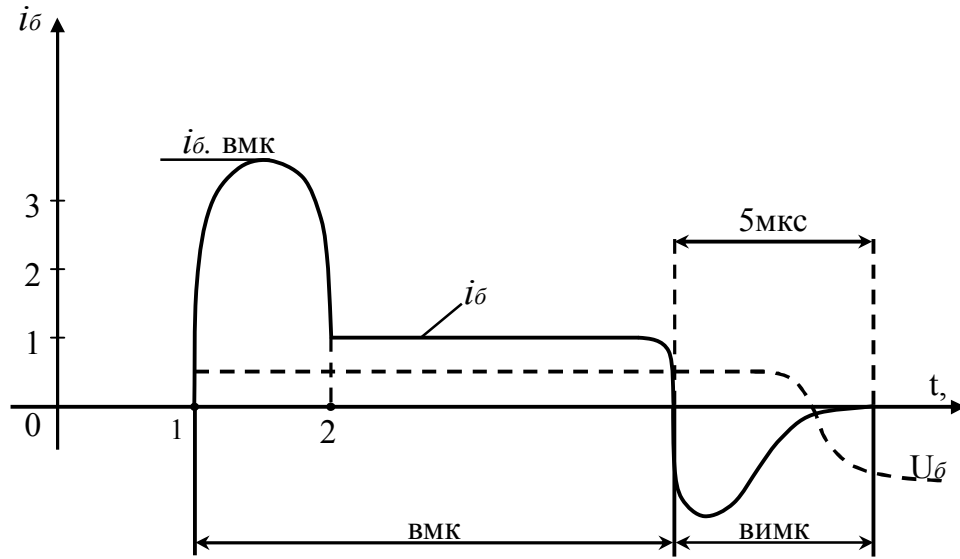


Рисунок 1.2

На початковій ділянці (2 мкс) велика амплітуда базового струму зменшує час включення і час наростання струму колектора, що знижує втрати потужності.

Після закінчення процесу включення струм бази знижують, для того, щоб зменшити заряд, що накопичується в базі транзистора. Чим більше заряд, тим довше він буде розсмоктуватися при виключенні.

Для усунення глибокого насичення транзистора застосовується нелінійний зворотній зв'язок за допомогою діодів (рисунок 1.3.а). У сталому режимі

$U_d \cdot n + U_{be} = U_{Dk} + U_{ke}$, де n - кількість діодів у базовому ланцюзі, U_D , U_{Dk} - пряме падіння напруги на діодах Dn і Dk

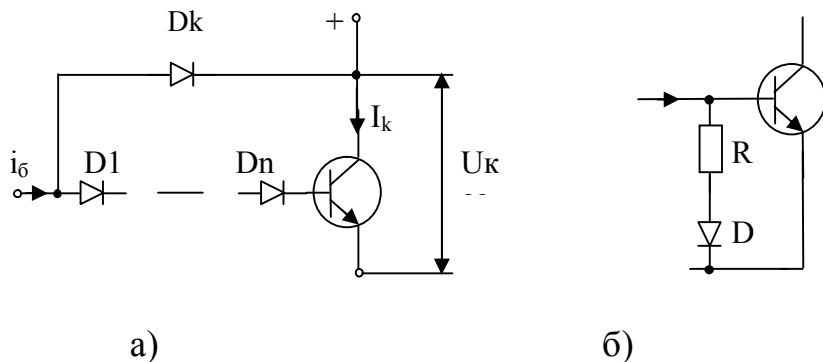


Рисунок 1.3

Якщо напруга $U_{ке}$ зменшиться, то відкриється діод D_k і частину струму бази замкне на себе. Струм бази транзистора при цьому зменшиться, що виключає режим глибокого насичення.

Зворотний струм бази (рисунок 1.2) при виключенні значно зменшує час спаду I_k . Якщо зворотний струм наростає швидко і перехід б-е замикається раніше, ніж перехід к-б, то останній буде вимикатися, як звичайний діод. При цьому спад I_k сповільнюється, з'являється «хвіст» на осцилограмі, що збільшує втрати потужності. Занадто повільне замикання переходу б-е збільшує час спаду I_k , що також збільшить втрати потужності. Мінімальні втрати будуть, якщо переходи замикаються одночасно. Для цього перехід б-к не повинен бути в глибокому насиченні.

Для того, щоб досягти одночасного запирання переходів транзисторів, можна шунтувати емітер-базовий перехід невеликим (порядку десятків омів) резистором (рисунок 1.3.б). При включенні резистор відбирає на себе частину струму, що вмикає, та захищає емітер-базовий перехід від глибокого насичення, через нього проходить розсмоктування носіїв при замиканні. Для того, щоб вхідний струм не замикався через цей резистор, послідовно з ним включено швидкодіючий діод Шоткі D.

Крім силового транзистора, значні втрати потужності виникають в магнітних осердях силових трансформаторів і дроселів фільтрів.

У осердях трансформаторів і дроселів необхідно забезпечити мінімальні втрати потужності на вихрові струми і намагнічування. На частоті 20 кГц і вище переважають втрати від вихрових струмів над втратами на намагнічування. Зменшення втрат від вихрових струмів досягається застосуванням шихтованого заліза товщиною стрічки $(2,5-5) \cdot 10^{-2}$ мм.

В стабілізаторах з ШІМ для дроселів вибирають зазвичай осердя на основі фериту або преспермаллою. Індуктивність дроселя з таким осердям при $B = 0,3$ Тл дорівнює близько 80% від початкової.

При конструюванні дроселя необхідно враховувати вплив його магнітного поля на інші елементи схеми. Успіх тут можна досягти за рахунок застосування тороїдальних осердь, ϵ і Ш-подібні феритові осердя, що розраховані на потужність не більше 2 кВт.

При конструюванні трансформаторів необхідно звертати увагу на зниження індуктивності розсіювання. Чим нижче індуктивність розсіювання, тим нижче напруга на транзисторі і тим вище di/dt при його перемиканні.

Зниження індуктивності розсіювання досягається хорошим магнітним зв'язком між обмотками трансформатора за рахунок їх чергування і рівномірного розподілу по магнітопроводу - обмотка біфіляр.

Якщо обмотки розташовані на одному магнітопроводі без чергування (одна зверху, а інша знизу), індуктивність розсіювання досягає 3 мкГн.

Характеристики магнітних матеріалів та типорозміри (зовнішній і внутрішній діаметри, висота) кільцевого магнітопроводу з фериту марки М200НМ1 і потужність, яку може передати трансформатор на частоті 20кГц, при коефіцієнті тепловіддачі $0,05$ Вт / см², наведені в таблицях 1.1, 1.2.

Таблиця 1.1— Характеристики магнітних матеріалів

Матеріал	Склад	Індукція насичення, Тл	Рекомендована робоча частота, Гц	Втрати Вт/кг на частоті 25 кГц и В=0,5 тл
Селектрон, магнесил, мікросил, суперсил	3% – Si 97% – Fe	1,50 – 1,80	60-100	660
Ортопал	50% – Ni 50% – Fe	1,40 – 1,60	$60 \div 8 \cdot 10^3$	352
Дельтатакс 49	79% – Ni 17% – Fe 4% – Mo	0,66 – 0,82	$(1 \div 75) \cdot 10^3$	121
Суперпермаллой	78% – Ni 17% – Fe 5% – Mo	0,65 – 0,82	$(1 \div 75) \cdot 10^3$	77
Супермендюр	49% – Co 2% – Va 49% – Fe	2,20 – 2,40	$(0,75 \div 1,5) \cdot 10^3$	при 4 кГц втрати дуже велики
Ферит	MnZn	0,30 – 0,50	$10^3 \div 2 \cdot 10^6$	88
	NiZn	0,30 – 0,50	$2 \cdot 10^5 \div 1 \cdot 10^8$	88

1.2 Електромагнітна сумісність з мережею живлення

Актуальність питань практичної реалізації оптимальних енергетичних режимів зростає з включенням вентильного перетворювача в замкнену систему, де закони модуляції його вихідної напруги у перехідних режимах безперервно змінюються. В цьому випадку питання забезпечення якісної енергетики тісно пов'язане з питанням якісного управління, що особливо актуально для вентильних систем високої точності.

У таких системах з'являється необхідність взаємопов'язаного розгляду енергетичних процесів в перетворювачі і процесів збору інформації про їх якість з наступним формуванням необхідних управляючих впливів, що забезпечують не

тільки високі енергетичні характеристики якості перетворення електроенергії, але й високу точність стабілізації з достатнім запасом стійкості.

Таблиця 1.2— Типорозміри кільцевого магнітопроводу

Типорозміри магнітопроводу	P, Вт	Типорозмір магнітопроводу	P, Вт
K4x2,5x1,2	0,17	K20x10,0x5,0	60,6
K5x3,0x1,5	0,50	K20x12,0x6,0	72,6
K7x4,0x1,5	1,40	K28x16,0x9,0	232,0
K7x4,0x2,0	1,80	K31x18,5x7,0	251,0
K10x6,0x2,0	4,78	K32x16,0x8,0	284,0
K10x6,0x3,0	6,75	K32x16,0x12,0	366,0
K10x6,0x4,5	9,40	K32x20,0x6,0	241,0
K12x5,0x5,5	16,00	K32x20,0x9,0	329,0
K12x8,0x3,0	10,60	K38x24,0x7,0	421,0
K16x8,0x6,0	39,40	K40x25,0x11,0	668,0
K16x10,0x4,5	33,20	K45x28,0x8,0	727,0
K17,5x8,2x5,0	41,90	K45x28,0x12,0	951,0

Для вирішення такого комплексного завдання необхідно мати ефективні способи і засоби контролю за сукупністю параметрів вентильного перетворювача, та методи математичного опису динамічних процесів, що є причиною і наслідком енергетичних процесів.

Показники якості процесів енергоперетворення оцінюються за допомогою коефіцієнтів, основні з яких перераховані нижче.

Коефіцієнт зсуву характеризує фазовий зсув між векторами активної і повної потужності на вході перетворювача $\cos \varphi = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}}$.

Коефіцієнт спотворення дозволяє врахувати, що у вхідному струмі перетворювача присутній нескінченний спектр вищих гармонік, які пульсують між мережею і перетворювачем, що спотворює в мережі електромагнітну енергію.

Ступінь цього спотворення оцінюється коефіцієнтом $v = \frac{\sqrt{P^2 + Q^2}}{\sqrt{P^2 + Q^2 + T^2}}$, який важко піддається розрахунку. Тут P, Q, T - активна, реактивна потужності і потужність викривлення.

Коефіцієнт несиметрії характеризує погіршення якості електромагнітної енергії, що є наслідком існуючої несиметрії фаз живлячої напруги

$$\kappa_{НС} = \frac{\sqrt{P^2 + Q^2 + T^2}}{\sqrt{P^2 + Q^2 + T^2 + H^2}} .$$

Спільним для перерахованих коефіцієнтів є те, що вони характеризують погіршення якості електроенергії через фазовий зсув струму, що викликано наявністю реактивного навантаження, фазовою несиметрією, відхиленням форми вхідного струму від синусоїдальної. Вплив факторів, що погіршують якість електроенергії, можна врахувати узагальнено за допомогою коефіцієнта потужності $\chi = \frac{P}{S} = v \cdot \kappa_{НС} \cos \varphi$. Наведена система оцінки якості електроенергії широко застосовується, хоча і має ряд недоліків. Один з них - можливість отримання рівнозначних значень коефіцієнта потужності при різних значеннях $\cos \varphi$, v , $\kappa_{НС}$. Іноді цей недолік може призводити до суперечностей при оцінці ефективності процесів перетворення електроенергії. У деяких випадках, наприклад в системах живлення обчислювальних комплексів і установках точної технології, необхідно стежити за відхиленнями змінної напруги від синусоїдальної форми.

В основі критерія якості напруги мережі лежить оцінка ступеня її відхилення від синусоїдальної форми.

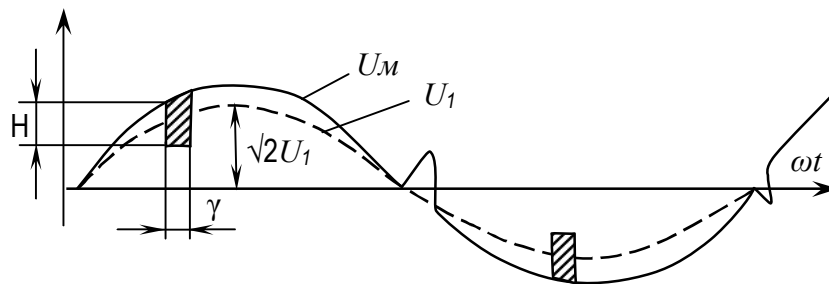


Рисунок 1.4

У кривій напруги мережі U_m (рисунок 1.4) можна виділити величину H і тривалість γ провалу напруги.

Крім цього можна вказати порядок «К» і діюче значення U_k вищих гармонійних, а також відносне відхилення миттєвої напруги мережі від значення амплітуди основної гармоніки

$$h = \frac{H}{\sqrt{2} U_1} .$$

Частотний коефіцієнт змісту гармонік $K_k = \frac{U_k}{U}$, де U – діюче значення реальної кривої напруги мережі і результуючий повний коефіцієнт змісту

гармонік $K_{\Gamma} = \frac{\left(\sum_{k=2}^{\infty} U_k^2 \right)^{1/2}}{U}$ – характеризують спектральний склад напруги живлячої мережі.

У міжнародній практиці проблема забезпечення стандартних значень параметрів струмів, напруг в будь-якому вузлі електричної мережі розглядається як проблема електромагнітної сумісності електрообладнання. Цим підкреслюється вплив електрообладнання один на одного і на живлячу мережу. Термін «якість електроенергії» підкреслює ставлення до електроенергії, як до товару. Відповідальність за якість цього товару несуть як постачальник, так і споживач електроенергії, тому стандарт, який встановлює вимоги до якості електроенергії в мережі живлення розглядається з позиції правильного визначення взаємовідносин її постачальника і споживача.

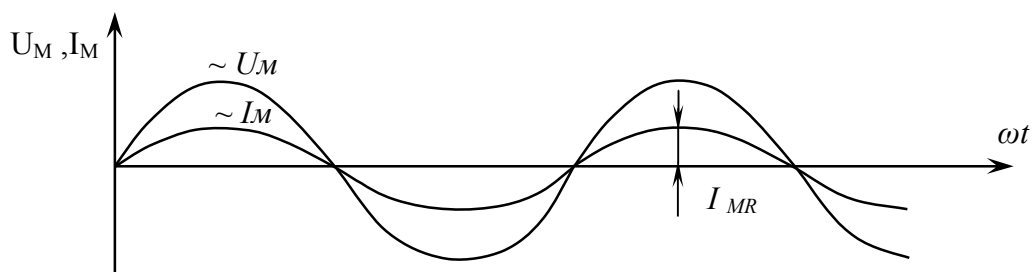
У системах перетворювальної техніки негативний вплив на мережу надає власне перетворювач, який виконує роль своєрідного генератора високочастотних гармонік струму в електромережі. Розглянемо цей вплив на прикладі найпростішої схеми випрямляча з ємнісним фільтром, який найчастіше використовується в джерелах живлення малої і середньої потужності.

У такому джерелі живлення струм від мережі споживається лише тоді, коли напруга на аноді вентиля перевищує напругу конденсатора, рисунок 1.5.в.

Енергія, що споживається від мережі при ємнісному навантаженні випрямляча

$$E_M = \int_{\frac{\pi}{2}-\Theta}^{\frac{\pi}{2}+\Theta} I_{MC} \cdot U_M \cdot \sin \omega t d\omega t = 2 I_M \cdot U_M \cdot \sin \Theta,$$

де імпульс струму на інтервалі кута відсічки випрямляча покладається прямокутним з амплітудою I_{MC} (рисунок 1.5.в). При індуктивному навантаженні (рисунок 1.5.б).



а)

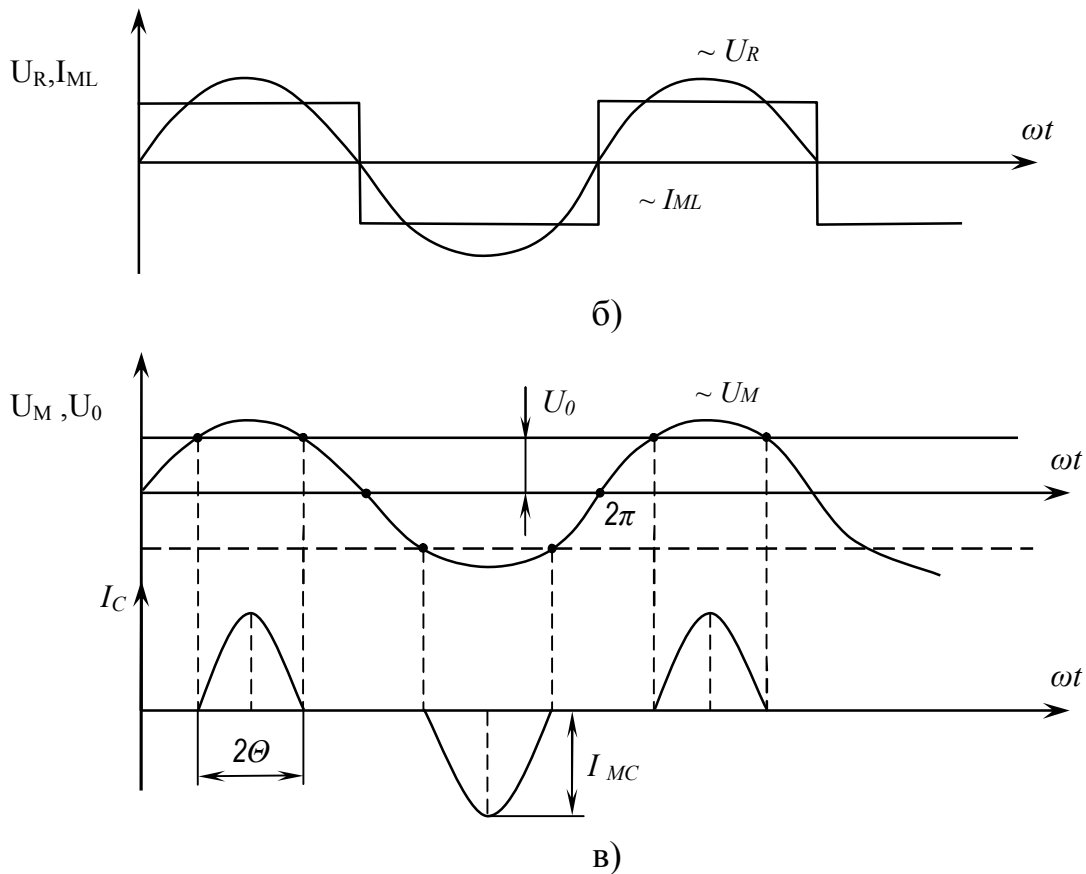


Рисунок 1.5

$$E_L = \int_0^{\pi} I_{ML} \cdot U_M \cdot \sin \omega t d\omega t = 2I_M \cdot U_M.$$

При активному навантаженні, (рисунок 1.5.a).

$$E_R = \int_0^{\pi} I_{MR} \cdot U_M \cdot \sin^2 \omega t d\omega t = \frac{I_{MR} \cdot U_M \cdot \pi}{2}.$$

В результаті порівняння амплітуд струмів, що споживані від мережі при однаковій енергії споживання, отримуємо

$$\frac{I_{MC}}{I_{ML}} = \frac{1}{\sin \Theta}, \quad \frac{I_{MR}}{I_{ML}} = \frac{4}{\pi}, \quad \frac{I_{MC}}{I_{MR}} = \frac{\pi}{\sin \Theta},$$

де I_{MC} , I_{MR} , I_{ML} – амплітуди споживаних струмів при ємнісному, активному та індуктивному навантаженнях. Бачимо, що в розглянутих прикладах максимальна амплітуда споживаного струму відповідає ємнісному навантаженню, причому, імпульси споживаного струму мають обмежену тривалість і низьку частоту, що призводить до появи в мережі живлення широкого спектру високочастотних гармонік струму значних амплітуд. В результаті знижується коефіцієнт потужності перетворювача, а мережа «забруднюється» високочастотними гармоніками струму, що погіршує електромагнітну сумісність.

Оскільки живляча мережа за своїми характеристиками близька до джерела напруги і має, порівняно, постійну форму і амплітуду напруги, то регулюванням величини і форми споживаного від мережі струму можна регулювати потужність,

що відбирається від мережі. Процес регулювання форми споживаного струму можна реалізувати в замкнутій системі стеження обмеженої потужності, що призводить до забезпечення його синусоїдальної форми. Пристрої, які виконують цю функцію, носять назву ККП.

Схемна реалізація ККП показана на рисунку 1.7 Його побудовано за схемою стабілізатора постійної напруги на основі широтно-імпульсного перетворювача з паралельним ключем К1 і накопичувальним дроселем L. Роботу ККП пояснюють часові діаграми (рисунок 1.6).

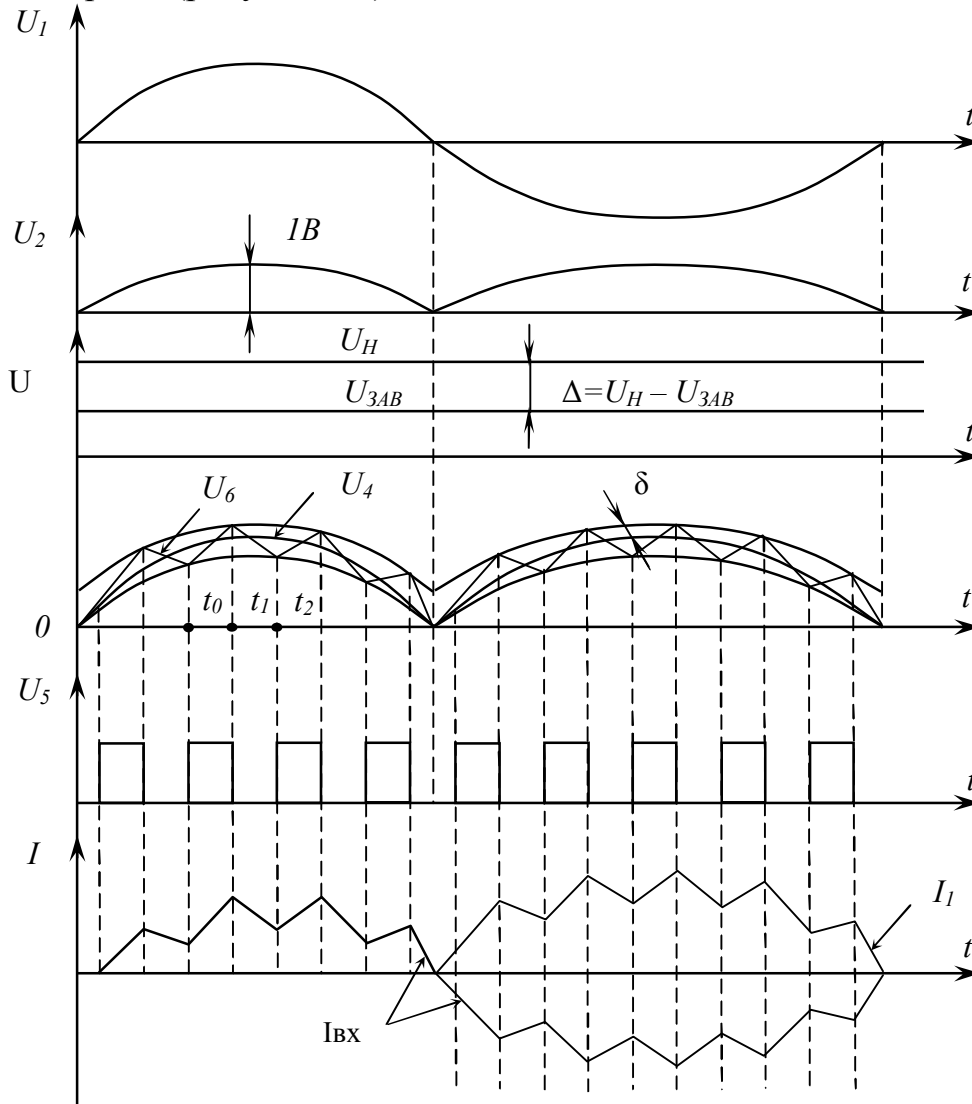


Рисунок 1.6

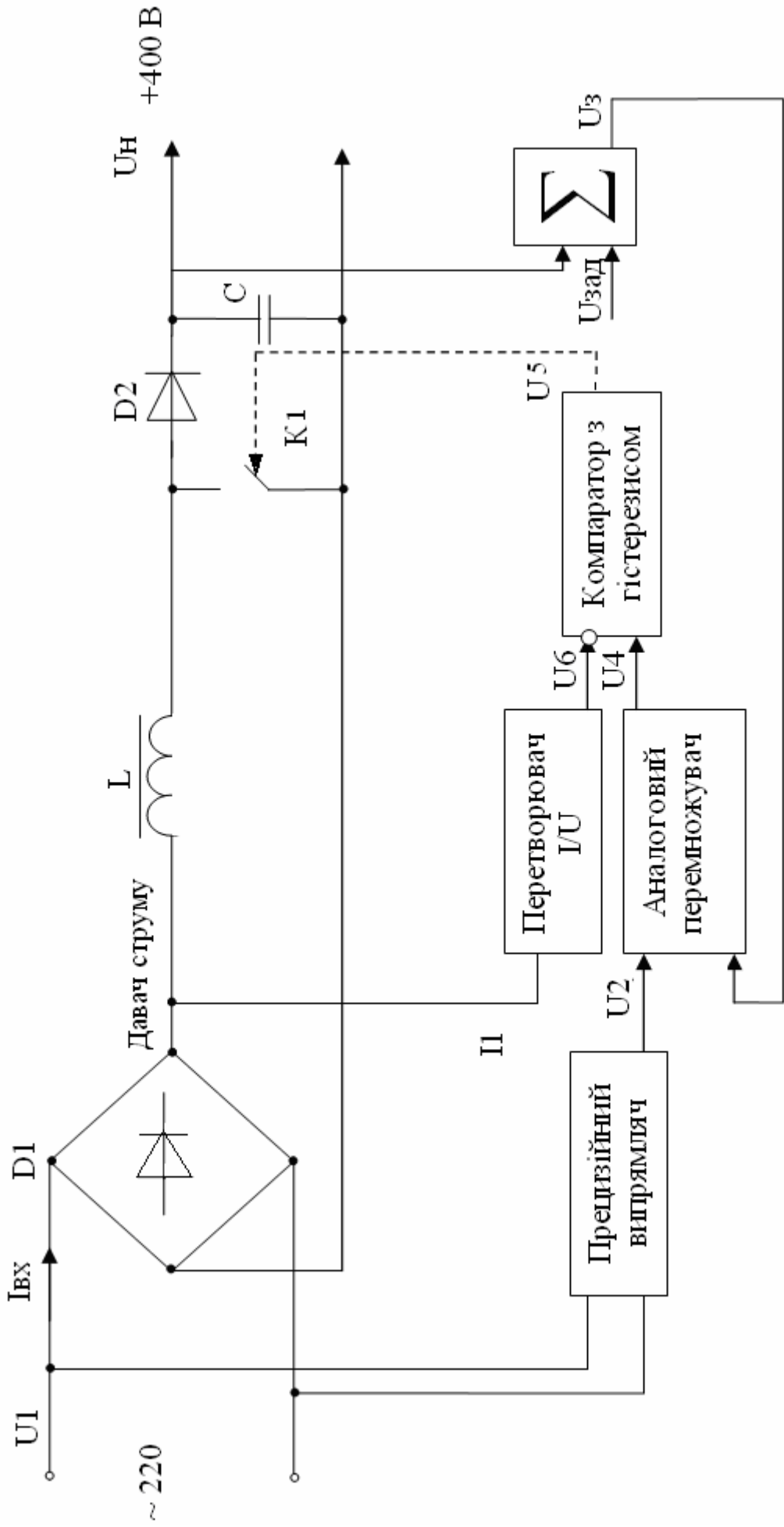


Рисунок 1.7

Вхідна напруга мережі U_1 подається на вхід випрямляча $D1$ і далі на ключ $K1$. Система управління ключем $K1$ побудована за принципом стеження. В якості еталону стеження за формою споживаного струму використовується напруга з виходу прецизійного випрямляча U_2 . Ця напруга надходить на один з входів аналогового перемножувача. На його другий вхід подається різниця напруг ($U_{зав} - U_n$). В результаті, на виході аналогового перемножувача формується опорний сигнал U_4 , який за формою повторює випрямлену мережеву напругу, а по амплітуді він пропорційний величині помилки регулювання. Цей сигнал надходить на прямий вхід компаратора напруги з гістерезисом. На його інвертуючий вхід подається сигнал з перетворювача струм/напруга, він пропорційний модулю миттєвого значення вхідного струму.

Припустимо, в момент $t=t_0$ миттєве значення напруги U_6 задовольняє нерівність: $U_6 < U_4 + \delta$, де δ - ширина гістерезису компаратора, що свідчить про те, що величина струму I менша, ніж допустима. В результаті відкривається ключ $K1$, напруга на аноді вентиля $D2$ стає зворотною, він закривається. Через дросель L протікає струм I_1 зі швидкістю

$$\frac{dI_1}{dt} = \frac{U(t) - \frac{R \cdot t}{L} E}{L},$$

де $U(t)$ миттєве значення напруги мережі. Оскільки індуктивність дроселя L мала (близько 30 мГн), а напруга мережі велика, то швидкість наростання струму може досягати кілька КА/сек. У момент часу $t = t_1$ виконується нерівність, $U_6 > U_4 + \delta$ що приводить до замикання ключа $K1$.

В індуктивності L наводиться проти-ЕРС величиною E і до анода вентиля $D2$ прикладається позитивна напруга, яка дорівнює сумі напруги мережі та протидії ЕРС. Ця напруга перевищує напругу на конденсаторі C і діод $D2$ відкривається. Електромагнітна енергія, що запасена в дроселі L передається в конденсатор C і навантаження R . При цьому величина проти ЕРС зменшується, струм I знижується і в момент часу $t = t_2$ знову виконується нерівність і ключ $K1$ відкривається, діод $D2$ закривається, відбувається повторне запасання енергії в дроселі L і т.д. В результаті струм I_1 повторює за формою еталону напругу U_4 з допустимою точністю $\pm 1\%$. Струм на вході вентиляного мосту $D1$ (споживається від мережі) $I_{вх}$ буде повторювати струм I_1 в моменти часу, коли виконуються наведені вище умови. Застосування коректорів коефіцієнта потужності рекомендується в усіх джерелах живлення, потужність яких перевищує 50 Вт. При цьому досягається високе значення коефіцієнта потужності (до 0,99) і добра електромагнітна сумісність з мережею живлення.

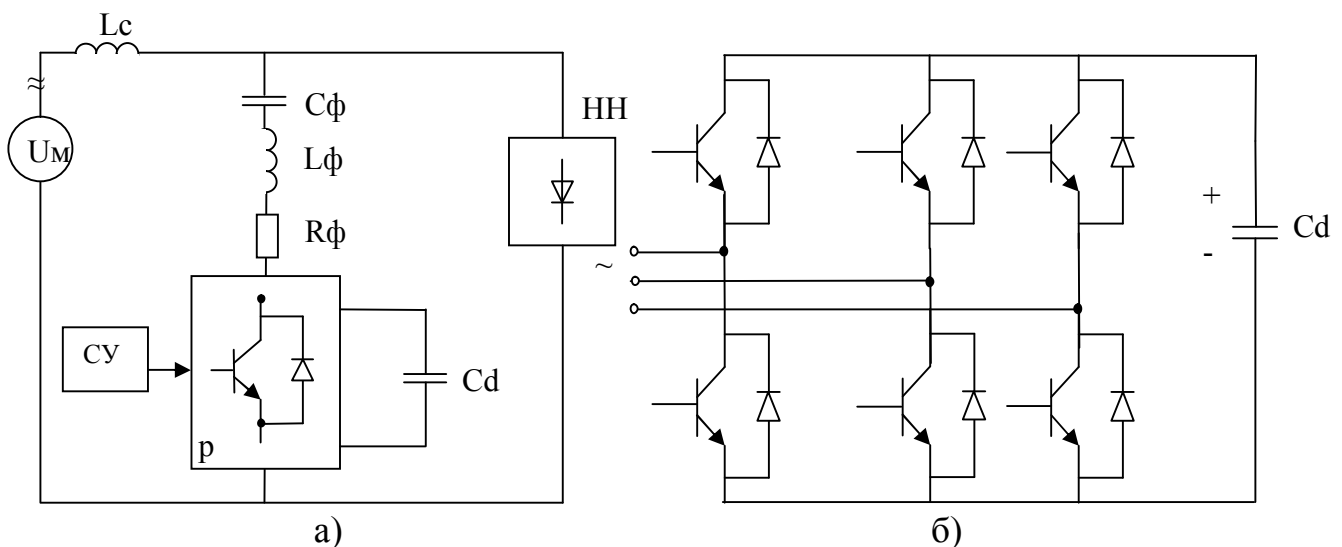
Для згладжування вищих гармонійних складових, які при використанні ККП мають незначні амплітуди, на вхід джерел живлення рекомендується вмикати фільтри високочастотних завод.

Крім ККП зниження рівня спотворення споживаного від мережі струму традиційно досягається застосуванням пасивних фільтрів різних типів, загальним недоліком яких є їх негативний вплив на перехідні процеси в системі електропостачання. За рахунок зниження добротності таких фільтрів можна

поліпшити їх динамічні показники, проте, якість фільтрації на частоті настроювання при цьому знижується і збільшуються втрати потужності.

Сучасна силова електроніка дозволила створити новий клас ефективних фільтрів на повністю керованих напівпровідникових приладах, які мають високу швидкодію і якісну фільтрацію вищих гармонік. Такими пристроями є гібридні фільтри, які включають в себе пасивні фільтри та активні регулятори на базі силового перетворювача.

Структурна схема такого фільтру представлена на рисунку 1.8.а. Силовий регулятор гібридного фільтру (рисунок 1.8.б) є звичайний чотирьохкватратний перетворювач з ємнісним накопичувачем, який виконує роль деякого еквівалентного опору. У результаті регулювання величини цього опору змінюється частотна характеристика системи електроживлення. Залежно від характеру цього "опору" змінюється положення резонансних частот на амплітудно-частотній характеристиці системи, демпфуються резонансні піки і змінюється якість фільтрації пасивного фільтру.



НН- нелінійне навантаження

СУ- система управління

Рисунок 1.8

На рисунку 1.8.а наведена схема живлення НН від системи електропостачання з гібридним фільтром (C_f , L_f , R_f), послідовно з яким включений регулятор (P), де U_c , L_c - напруга й зосереджена індуктивність мережі, СК - система керування на основі нечіткої логіки. На рисунку 1.8.б представлена силова частина регулятора гібридного фільтра.

В процесі фільтрації проявляється суперечливість вимог до регулятора в статичному та динамічному режимах. Усунення цих протиріч класичними методами управління досить важко, тому що при цьому необхідно враховувати варіації структури системи електропостачання, різноманіття джерел збурень і місце їх застосування. Для вирішення даного завдання перспективно

використання нетрадиційного методу управління, що заснований на математичному апараті нечіткої логіки. Найявний досвід її застосування в системах управління пристроями силової електроніки різного призначення (електропривод, системи компенсації реактивної потужності та стабілізації напруги) свідчать про високу ефективність та широких можливостях такого підходу.

1.3 Масогабаритні показники

Підвищення питомих характеристик систем електроживлення досягається, в основному, за рахунок збільшення частоти перемикання, підвищення рівня інтеграції схем, поліпшення тепловідводу та застосування мережевих (безтрансформаторних) випрямлячів.

Збільшення частоти перемикання дозволяє знизити габарити трансформаторів і фільтрів. Перехід з частоти сотень кілогерців на частоту мегагерцового діапазону на зменшення габаритів джерела живлення впливає мало, однак, при цьому виникають інші переваги - можливість використання паразитних елементів схеми (індуктивності розсіювання трансформатора, проміжелектродної ємності силових напівпровідникових приладів) як згладжуючих фільтрів, тому що їх значення в цьому випадку відповідають вимогам якісної фільтрації. Якщо навчитися регулювати величини цих параметрів в процесі виробництва, то їх можна використовувати замість дискретних компонентів фільтрів.

Розміри тепловідводу визначаються величиною потужності, що розсіюється. При цьому необхідно знижувати тепловий опір між напівпровідниковим приладом і тепловідводом. Найзручніший варіант — розміщення напівпровідникового приладу безпосередньо на тепловідводі. У цьому випадку усувається потреба в проміжних шарах, за винятком шару припою. Однак, різниця в коефіцієнтах розширення і необхідність ізоляції виключає таке рішення. Сучасні досягнення в області нових матеріалів для підкладок і з'єднань дозволяють отримати тепловий опір менше $10 \frac{C^0}{BT}$. Зниження обсягу джерела

живлення досягається і в результаті відмови від силового трансформатора на вході випрямляча. Такий випрямляч називається мережевим, він працює на ємнісне навантаження. Ємність конденсатора мережевого випрямляча повинна бути такою, щоб підтримувати достатній рівень напруги на його виході при провалах напруги мережі

$$C = \frac{2P_H t_{np} 10^{-6}}{\eta U_{Cmin} (1 - K_{np}^2)}$$

де P_H — вихідна потужність,
 t_{np} — час провалу напруги,
 η — к.к.д. пристрою, що включено за мережевим випрямлячем ,

$$K_{\text{ПР}} = \frac{U_{\text{Сmin}} - U_{\text{ПР}}}{U_{\text{Сmin}}} - \text{коефіцієнт припустимого провалу}$$

напруги.

Якщо мережевий випрямляч працює на перетворювач, то ємність конденсатора розраховується, виходячи з допустимого підвищення напруги на конденсаторі за рахунок реактивного характеру навантаження перетворювача

$$C = P_{\text{н}} \cdot 10^6 (1 - \cos f_{\text{н}}) \cdot 8 \cdot \eta U_{\text{ом}}^2 K' \cdot K_{\text{п}} \cdot f_{\text{с}},$$

де $U_{\text{ом}}$ – максимальна випрямлена напруга,

$K_{\text{п}}$ – коефіцієнт передачі напруги наступним за мережевим випрямлячем пристроєм,

$K' = \frac{U_{\text{см}} + U_{\text{пр}}}{U_{\text{см}}}$ – коефіцієнт, що характеризує підвищення напруги на

конденсаторі.

У найпростішому випадку

$$C = 1,3 \frac{P_{\text{н}}}{\eta}, \text{ мкФ.}$$

Якість перетворювачів по габаритними показниками оцінюється кількістю потужності (ват) на одиницю об'єму-питома характеристика. Сучасні джерела живлення цей показник мають в межах $(0,8 \div 0,5) \frac{\text{Вт}}{\text{см}^3}$.

1.4 Рівень завад

Ключовий режим роботи силових напівпровідникових приладів пов'язаний з великими швидкостями зміни струму і напруги. Частотний спектр енергії, що виділяється в процесі роботи силових ключів, дуже широкий. Ця енергія поширюється по проводах і по ефіру, створюючи перешкоди радіотехнічним пристроям та іншій електронній апаратурі. Рівень цієї енергії можна знизити, якщо силовий ключ включати при нульовій напрузі, а вимикати при нульовому струмі, що досягається реалізацією відповідної траєкторії руху його робочої точки. Завадостійкість схем залежить також і від типу силових напівпровідникових приладів. Доброю завадостійкістю володіють схеми, що побудовані на МДН-транзисторах. Комплекс перелічених вимог найбільш ефективно можна задовольнити, якщо використовувати нові ідеї побудови силового ключа імпульсного перетворювача.

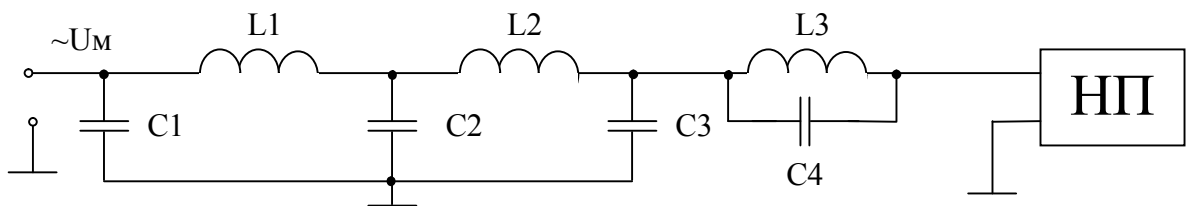
У загальному випадку завади, що створені перетворювачем, можна розділити на два види: поширювані по дротах і такі, що випромінюються в ефір.

Завади першого виду викликані поширенням енергії високочастотних коливань по проводах мережі живлення. Вони можуть перешкоджати нормальному функціонуванню пристроїв, що живляться від мережі змінного струму, погіршуючи електромагнітну сумісність. Другий вид перешкод пов'язаний з комутаційними процесами, що протікають безпосередньо в перетворювачі. Деякі процеси існують короткочасно і характеризуються значними швидкостями зміни струму і напруги. Спектр електричних сигналів, що формуються на таких інтервалах, може бути досить широким. Сполучні дроти й

елементи схеми в цьому випадку є антенами, які випромінюють електромагнітні хвилі, які збуджуються в процесі комутації перетворювача. Методи боротьби з поширюваними по мережі і випромінюваними в ефір радіоперешкодами повинні передбачати їх ефективне зменшення.

Завади, що поширюються по дротах мережі, тим інтенсивніше, чим крутіше фронт струму, який формується перетворювачем.

Найгірший випадок відповідає чисто активному навантаженню перетворювача, коли спектр струму виходить безперервним з загасанням амплітуд в 20 дБ на декаду зміни частоти. Цей спектр може впливати на радіомовний діапазон частот (550-1600) кГц амплітудно-модульованих сигналів, якщо не передбачати заходів для його придушення. Ефективним засобом зменшення розповсюджуваних завад є фільтри. Вони повинні забезпечити загасання від 40 до 50 дБ, що дозволяє отримати на нижніх частотах мовного діапазону цілком допустиме значення квазіпікової напруги завад (близько 200 мкВ). Для цього необхідно, щоб точка зламу логарифмічної амплітудно-частотної характеристики фільтра відповідала частоті 5 кГц, або нижче. Для зменшення завад, що передаються в мережу, використовують сходові фільтри (рисунок 1.9),

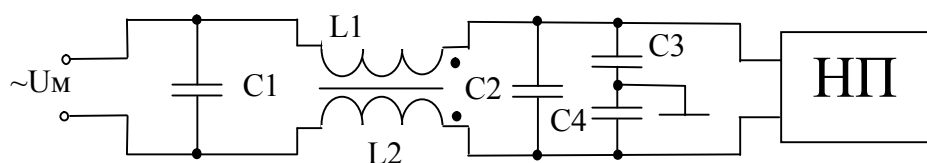


НП- напівпровідниковий перетворювач

Рисунок 1.9

де НП - напівпровідниковий перетворювач. Вони мають у своєму складі n-резонансних ланок. Для таких фільтрів співвідношення частоти, при якій досягається необхідне зменшення, до частоти "зрізу" задається в діапазоні 1,5-2, а частота "зрізу" вибирається в межах 0,07-0,08 МГц.

У малопотужних системах для зменшення завад застосовують пасивні індуктивно-ємнісні фільтри (рисунок 1.10), що утворені конденсаторами та багатосекційним дроселем. Дросель включається таким чином, щоб магнітні потоки секцій L1 і L2 були зустрічними. Такий дросель істотно знижує напругу несиметричних завад (напруга завад між проводами і землею), а напруга симетричних завад (напруга завад між проводами) знижується незначно.

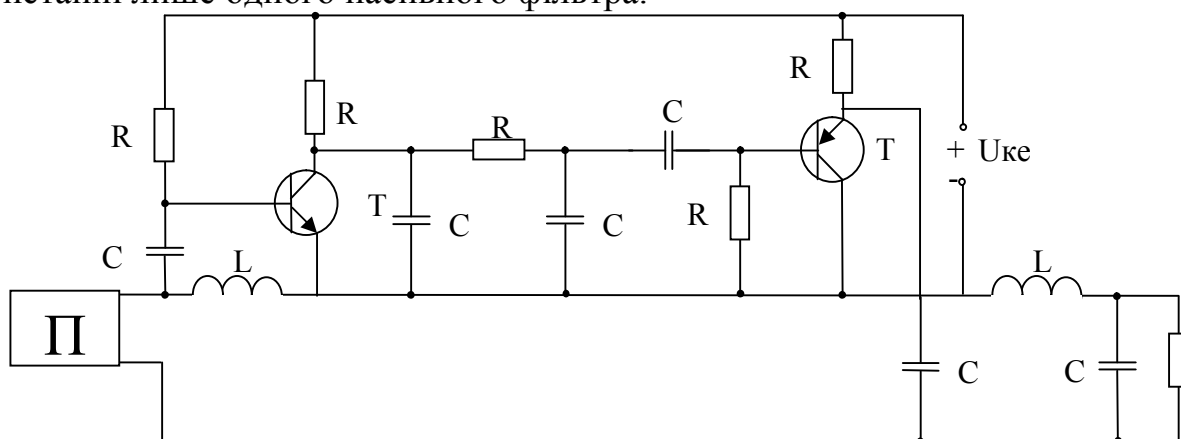


НП- напівпровідниковий перетворювач

Рисунок 1.10

Елементи фільтра (рисунок 1.10) мають такі значення своїх компонентів: $1,8 \text{ мГн} \leq L1, 2 \leq 4,7 \text{ мГн}$; $0,1 \text{ мкФ} \leq C1; C2, C4 \leq 2 \text{ мкФ}$, $33 \text{ МКФ} \leq C3 \leq 2, 2 \text{ мкФ}$.

У деяких випадках для зменшення завад, які розповсюджуються по мережі, конструкція пасивних фільтрів виявляється досить складною і громіздкою, що ускладнює управління перетворювачем. У таких випадках використовують комбінований метод активно-пасивної фільтрації (рисунок 1.11). Тут спільно з пасивним фільтром другого порядку ($L1, L2, C6$) включено активний фільтр (транзистори $T1, T2$) для зменшення пульсацій вхідного струму. Принцип роботи активного фільтра передбачає компенсацію пульсацій вхідного струму за рахунок створення йому протифазного струму підсилювачем на транзисторі $T1$ (схема із загальним емітером, що інвертує фазу вхідного сигналу) і транзисторі $T2$ (емітерний повторювач). Якщо коефіцієнт посилення цього підсилювача досить великий, то пульсації в струмі первинного джерела можна зменшити до 10 мкА . Потужність, споживана цим підсилювачем від джерела живлення $U_{\text{ф}}$, незначна, а необхідний обсяг значно менше обсягу дроселів і конденсаторів, що необхідні при використанні лише одного пасивного фільтра.



П- підсилювач

Рисунок 1.11

Для ефективної активної фільтрації необхідно мати підсилювач Π з високим коефіцієнтом підсилення на високій частоті, що визначається відновленням пульсацій вихідного струму джерела живлення без фільтра до пульсацій, які існують при використанні ланцюга активної фільтрації. На експериментальному макеті (рисунок 1.11) досягнуті коефіцієнти підсилення понад 500 при частоті 1 МГц і 50 на частоті 10 МГц .

Рівень випромінюваних радіозавад оцінюється величиною напруженості електричного поля

$$\dot{E}_{\Pi} = \frac{30\lambda I_a \cdot h}{\pi r^3} + j \frac{60I_a h}{r^2} - \frac{120\pi I_a \cdot h}{\lambda r} \text{ [В/м]},$$

де: I_a – ефективне значення струму біля основи антени - у нашому випадку це струм в проводі, що випромінює,
 r – відстань до антени,

h – довжина антени (дроту),

λ – довжина хвилі.

Для зменшення випромінюваних завад застосовують екранування всього джерела живлення або ж його силової частини, а також підвідних дротів. Всі екрани необхідно надійно заземлювати. Підвідні проводи повинні йти разом і не утворювати контурів навколо ланцюгів управління й елементів схеми. Слід вживати заходів і до зниження взаємозв'язку магнітних полів елементів за допомогою їх раціонального розташування.

Слід зазначити, що завади, що розповсюджуються по мережі, переважають над випромінюваними, тому основну увагу слід приділяти засобам зменшення завад, які розповсюджуються по дротах мережі живлення.

У таблиці 1.3 наведені результати вимірювання випромінюваних радіозавад у системі електроприводу постійного струму потужністю 100 Вт, який підключено до мережі з напругою 220 В. Величина споживаного струму 5,6 А. Рівень напруженості електромагнітного поля вимірювався в струмі на відстані 2м від об'єкта випромінювання в діапазоні частот від 150 кГц до 5 МГц. Рівень фону (сторонніх завад) по всьому досліджуваному діапазону не перевищував 5 мкВ/м.

Таблиця 1.3— Вимірювання випромінюваних радіозавад

Частота вимірювання МГц	Рівень випромінюваних радіозавад, мкВ/м, при живленні двигуна постійного, від різних перетворювачів.			
	КВ, $\alpha=0$	ШП	КВ $\alpha\neq 0$	КВ з ШП
0,15	1200	1300	2300	4500
0,30	20	32	1300	1300
0,60	-	80	110	250
0,80	-	-	37	150
1,00	-	-	57	40
2,00	-	-	5	25
3,00	-	-	-	20
5,00	-	-	-	5

1.5 Питання до самоконтролю

1. Якими показниками визначається якість динаміки і енергетики систем перетворювальної техніки?

2. Роль демпфуючих ланцюжків (снабберів), що підключаються до транзистора в ключовому режимі.

3.Способи зниження втрат потужності на транзисторах, що працюють в режимі перемикання.

4.Від чого залежить електромагнітна сумісність перетворювача з живлячою мережею?

5.Вплив навантаження випрямляча на електромагнітну сумісність з живлячою мережею.

6.Пояснити спосіб підвищення коефіцієнта потужності.

РОЗДІЛ 2

ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ СИСТЕМ ВЕНТИЛЬНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ

2.1 Сучасний стан та перспективи розвитку

Сучасне промислове виробництво, сільське господарство, наукові дослідження, побутова електротехніка - характеризуються масовим застосуванням нерегульованого та регульованого електроприводу постійного і змінного струму, що робить його основним споживачем електроенергії.

За оцінками фахівців до 70% усієї електроенергії, що виробляється, споживає електропривод, серед якого частка нерегульованого приводу становить близько 80%.

При цьому зберігається стійка тенденція зростання застосування регульованого електроприводу змінного струму замість приводу постійного струму.

Наприклад, за останні двадцять років масштаби застосування електроприводу постійного струму скоротилися з 80% до 16% від загальної його маси. У першу чергу, цьому сприяють досягнення силової електроніки й цифрової мікросхемотехніки. Поява нового покоління сигнальних мікропроцесорів і ПЛІС робить природною реалізацію нових принципів управління-робастного, коли в структуру регулятора вводиться внутрішня модель (компенсатор) і векторного, що дозволяє регулювати не тільки швидкість, але і момент двигуна. На базі ПЛІС ефективно реалізуються регулятори на основі нечіткої логіки та нейромережеві регулятори, які особливо перспективні в приводах верстатів точного машинобудування, точних приладів, роботів і маніпуляторів.

Отриманий на сьогоднішній день досвід застосування нечітких регуляторів (фазі-регуляторів), підтверджує їх великі можливості в поліпшенні динамічних показників систем електроприводу.

Зокрема, контролюючи рівень і швидкість помилки регулювання, фазі-регулятор дозволяє розширити області субгармонійної стійкості систем з ШІМ, що реалізують вертикальний принцип управління, а за рахунок вибору необхідної ширини зони нечутливості можна ефективно придушити граничні цикли - приховані коливання усталеної амплітуди і частоти.

У таблицю правил фазі-регулятора закладається алгоритм його роботи, який заснований на принципах нечіткої логіки, що дозволяє гнучко налаштувати і реалізувати доцільний нелінійний закон керування електроприводом і, в результаті, знизити залежність динаміки системи від збурень за навантаженням.

У багатьох промислово розвинених країнах на базі MOSFET, IGBT, IGCT, GTH-приладів налагоджено серійний випуск напівпровідникових перетворювачів з широким діапазоном вихідної потужності.

У новітніх розробках потужних систем електроприводу зростає застосування перетворювачів на основі квазірезонанса. Так, на основі IGBT, IGCT-приладів розроблені квазірезонансні перетворювачі потужністю кілька сотень кіловат, які

мають ККД (0,95-0,98) і питомі характеристики: 2-4 кг / КВА за масою і 2-4 дм³/КВА за об'ємом.

В таких перетворювачах реалізується частотний принцип управління в діапазоні до 10 МГц, що порівнюється з тактовою частотою сучасних МП і ПЛІС. Така обставина висуває дуже жорстку вимогу до точності контролю параметрів об'єкта управління, до точності й швидкості відпрацювання управляючих впливів, які в широкосмугових системах, а також в системах високої точності в значній мірі визначаються специфікою перетворювача і характером збурюючих впливів.

Поєднання можливостей потужних напівпровідникових приладів з повним керуванням і цифрової мікросхемотехніки дозволяє в електроприводі змінного струму здійснювати регулювання при постійному співвідношенні частоти і напруги, забезпечувати синусоїдальну форму споживаного струму і надійний взаємний обмін енергією між двигуном і мережею живлення. По регулювальним можливостям сучасний привід змінного струму не поступається своєму аналогу на постійному струмі і, як більш економічний, витісняє його з багатьох областей застосування.

Поряд з підвищенням техніко-економічних характеристик пристроїв силової електроніки і цифрової техніки управління, діагностики та захисту постійно поліпшується якість електричних машин. З'являються нові моделі синхронних і асинхронних двигунів, а також перспективні розробки машин з постійними магнітами, які перемикаються; реактивних і вентильних двигунів.

Удосконалення електричних машин йде по шляху поліпшення їх питомих пускорегулювальної та енергетичних характеристик.

Багато в чому цим вимогам відповідають вентильні двигуни. Переваги малопотужних вентильних двигунів з постійними магнітами полягають в їх можливості працювати у двох режимах-безколекторного двигуна постійного струму і синхронної машини. Ця особливість при наявності надійних систем переведення з одного режиму в інший розширює можливості їх широкого застосування в прецизійних регульованих і нерегульованих електроприводах пристроїв точного магнітного запису, електронної та іонної технології, приладобудуванні і в легкій промисловості.

Оскільки основне навантаження на енергосистему створює електропривод, то ця обставина породжує появу проблем енергозбереження та електромагнітної сумісності. Рішення проблеми електромагнітної сумісності йде шляхом розробки та впровадження більш досконалих пристроїв силової електроніки - перетворювачів, активних фільтрів, коректорів коефіцієнта потужності.

Проблема енергозбереження в енергетиці, в контексті загальної проблеми енергозбереження сьогодні особливо актуальна в Україні, вона вимагає для свого рішення значних матеріальних витрат. Наприклад, перехід на регульований по швидкості електропривод змінного струму насосів, вентиляторів, кондиціонерів вимагає оснащення їх дорогими перетворювачами частоти з системами діагностики та автоматичного управління режимами роботи. Однак, ці витрати, порівняно, швидко окупаються за рахунок економії електроенергії, яка в рік може досягати до 30%. Інші ж заходи щодо електроенергозбереження, наприклад, збільшення коефіцієнта використання встановленої потужності електродвигуна,

реалізуються досить просто. Найчастіше ця потужність необґрунтовано підвищується, що визначає коефіцієнт використання електродвигуна на рівні 0,3 - 0,4.

У Росії та Німеччини розроблені прикладні комп'ютерні програми, що дозволяють оптимізувати вибір потужності двигуна для конкретних умов експлуатації.

Для вирішення проблем якісної енергетики та динаміки електропривода необхідно вдосконалювати теоретичний базис, який дозволяє знаходити оптимальні практичні рішення питань побудови систем електроприводу з урахуванням особливостей пристроїв силової електроніки мікропроцесорних систем контролю і управління.

За останні роки істотно зросла роль і можливості комп'ютерного моделювання в дослідженні та оптимізації процесів в системах електропривода, зародився новий науковий напрямок досліджень-хаотична динаміка.

У сучасних умовах зростає застосування приводів високої точності для стабілізації швидкості обертання та позиціонування різних виконавчих механізмів.

В процесі проектування прецизійних електроприводів необхідно враховувати вплив специфіки силового перетворювача, характеру імпульсної модуляції на статичну і динамічну точність системи, сфери її стійкості.

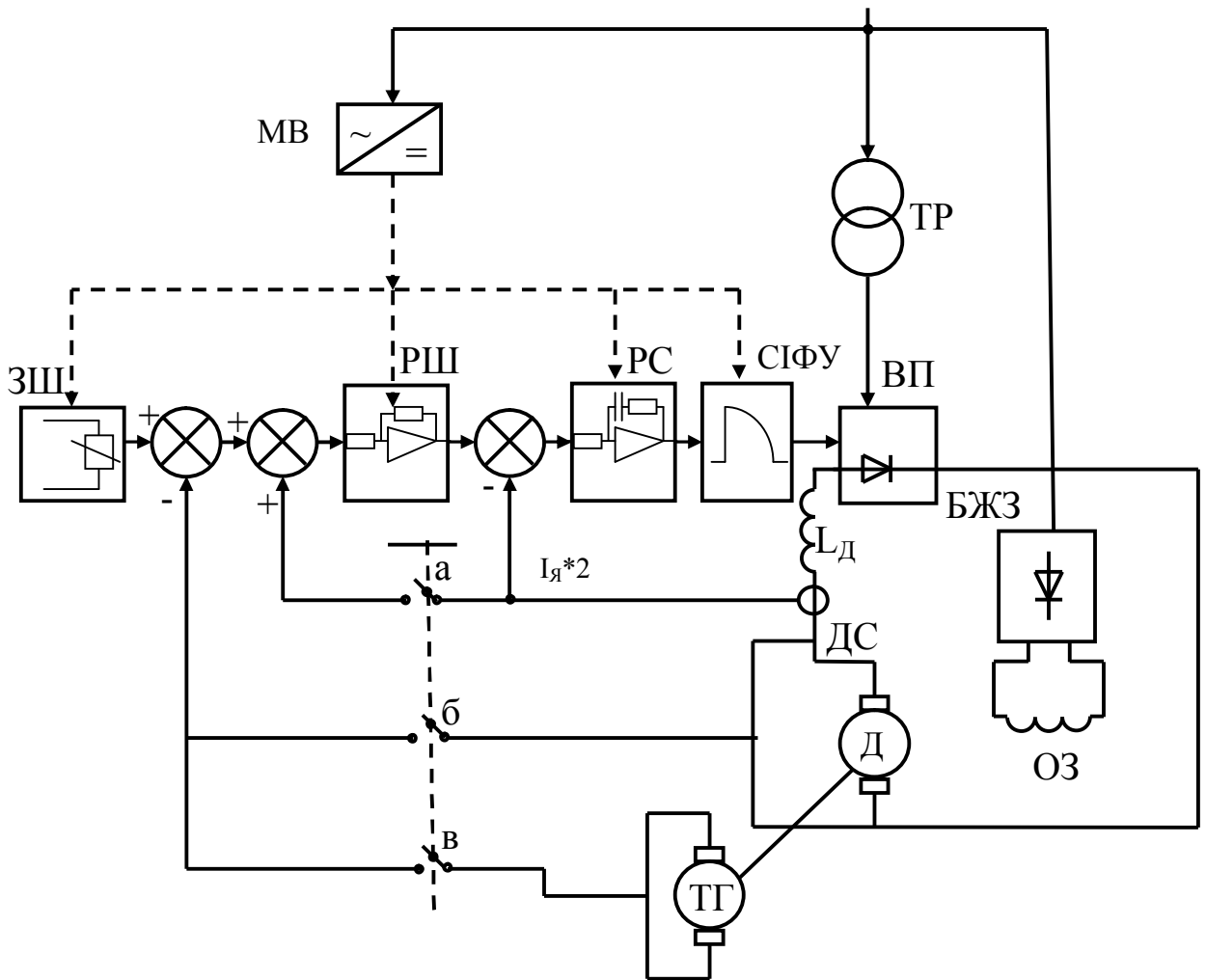
Все це вимагає подальшого вдосконалення і розвитку теорії нелінійних імпульсних систем, що дозволяє знаходити оптимальні рішення при формуванні динамічних характеристик електроприводів високої точності.

Електропривод майбутнього, як і сьогодні, значною мірою буде визначатися можливостями силової електроніки, мікропроцесорної техніки, і програмованих логічних інтегральних схем. При цьому буде зростати роль і значення теоретичних методів аналізу та оптимізації систем електроприводу, як наукової бази для практичної реалізації в них новітніх досягнень силової електроніки та комп'ютерних технологій.

2.2 *Принцип підлеглого регулювання*

Цей принцип побудови електроприводів є найбільш поширеним. Він використовується і для побудови джерел живлення електротехнологічних систем та ін. У структуру системи підлеглого регулювання входить кілька контурів, розташованих один всередині іншого на зразок російської матрьошки. Кожен внутрішній контур управляється зовнішніми контурами, тобто підпорядкований їм і тільки зовнішній контур (головний) є незалежним. Через головний контур здійснюється зворотний зв'язок по параметру, який регулюється або стабілізується. В електроприводі це може бути частота обертання, кут повороту, величина лінійного переміщення (системи позиціонування).

Схема системи електроприводу постійного струму з підлеглим регулюванням представлена на рисунку 2.1.



БЖЗ- блок живлення обмотки збудження (ОЗ)

ВП- випрямляч

Д- двигун постійного струму

ДС- давач струму

ЗШ- задавач швидкості

МВ- мережевий випрямляч

РС- регулятор струму

РШ- регулятор швидкості

СІФУ- система імпульсно-фазового управління

ТГ- тахогенератор

ТР- силовий трансформатор

L_д- дросель в ланцюзі якоря для зниження струму при пуску

Рисунок 2.1

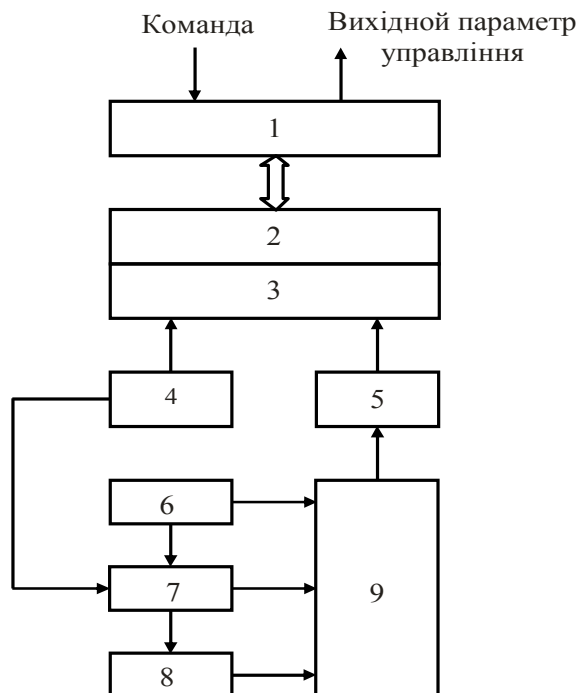
Внутрішній контур струму включає в себе РС і систему СІФУ. Сигнал зворотного зв'язку по струму знімається з ДС. Зовнішній (головний) контур, якому підпорядкований струмовий контур, має зворотний зв'язок за швидкістю через ТГ. У нього включений РШ. У системах з невисокою якістю стабілізації зовнішній контур може бути замкнений на проти-ЕРС двигуна, яка, як відомо,

пропорційна частоті обертання. На рисунку 2.1 цей зв'язок реалізується при замиканні контакту "б".

Включення дроселя L_d в ланцюг якоря підвищує її електричну постійну, що погіршує якість процесу. Для компенсації цих негативних наслідків іноді рекомендують вводити в систему слабкий позитивний зворотний зв'язок, який забезпечується замиканням контакту "а". При цьому у жертву, в розумних межах, приносять область сталої роботи системи, яка при цьому зменшується.

2.3 Сучасні методи управління електродвигунами

У сучасному електроприводі вимоги до якості динамічних характеристик постійно підвищуються. Задоволення цих вимог здійснюється в результаті застосування сучасних методів управління, які реалізуються на основі мікропроцесорів, що дозволяють здійснювати складні закони управління при невисоких матеріальних витратах. Крім цього в даний час існує можливість створення високоякісних систем електроприводу з процесорами і датчиками завдяки можливостям нових силових напівпровідникових приладів з повним керуванням і великих спеціалізованих інтегральних схем. Досягнення сучасної теорії управління дозволяє застосовувати мікропроцесорне управління двигунами з урахуванням фізичних обмежень, наприклад, з урахуванням запізнювання вхідних впливів і обмеження на вхідні змінні і змінні стану.



1. Інтерфейс з комп'ютером вищого рівня
2. Управління, захист, діагностика
3. Мікропроцесор
4. Система імпульсно-фазового управління

5. Блок оцінки змінних стану
6. Джерело живлення вторинних ланцюгів
7. Енергетичний перетворювач
8. Електродвигун
9. Давачі

Рисунок 2.2

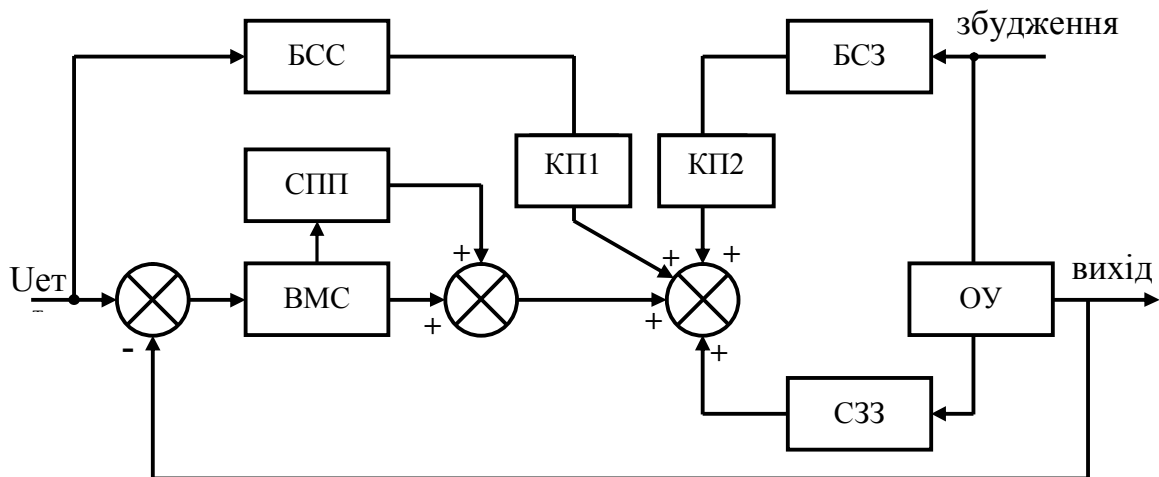
МП почали застосовувати в регуляторах систем електроприводу в кінці сімдесятих років минулого століття, спочатку для потужних приводів постійного струму на прокатних верстатах і в потужних електроприводах змінного струму з метою енергозбереження. Основні функції МП в системах електроприводів ілюструє рисунок 2.2.

У сучасних електроприводах невисокої точності частіше використовують 8-ми розрядні МП загального призначення, а у високоякісних системах застосовують 16-ти розрядні мікропроцесори. Для спеціалізованих застосувань серійно випускаються однокристальні мікро-ЕОМ і замовні ВІС. Якщо необхідно забезпечити високу швидкодію, то застосовують сигнальні МП і ПЛІС.

2.3.1 Робастне управління

Як правило, при вирішенні задач оптимального управління зміна параметрів системи ("робастність") не враховується. Управління, що дозволяє врахувати цю особливість, реалізується за допомогою введення в систему робастного регулятора. Принцип робастного управління для лінійної системи полягає в тому, що в регулятор системи вводиться внутрішня модель (компенсатор). Ця модель працює від сигналу помилки системи. Внутрішня модель— це лінійна модель динамічної системи з незмінними в часі параметрами. Порівнюючи діючу систему, параметри якої змінюються, з еталонною системою (її параметри постійні), формується закон управління, що враховує робастність.

Структурна схема робастної системи представлена на рисунку 2.3.



ВМС - внутрішня модель системи (компенсатор)
БСС - блок спостереження за еталонним сигналом
БСЗ - блок спостереження за збуджуючим впливом

КП1, КП2- коефіцієнти передачі
СПП - стабілізатор прямої передачі
ОУ - об'єкт управління
СЗЗ - стабілізатор зворотного зв'язку

Рисунок 2.3

Ланцюг прямої передачі утворюють блоки БСС, БСЗ з коефіцієнтами передачі КП1 і КП2 відповідно.

У сталому режимі помилка системи близька до нуля, тому внутрішня модель забезпечує на своєму виході сигнал, такий же, як і еталонний. При зміні вихідного сигналу, параметрів системи, при появі збурень - внутрішня модель формує на виході сигнал, який враховує ці зміни, що впливає на характер вихідного сигналу системи.

У структуру робастного регулятора входять ланки прямої передачі БСС, БСЗ, за рахунок яких забезпечується швидка реакція системи на зміну еталонного сигналу і збурюючих впливів.

2.3.2 Векторне керування

Із сучасних методів управління двигунами змінного струму найбільш перспективним є векторне керування.

Двигуни постійного струму мають складну конструкцію, однак динаміка їх управління порівняно проста внаслідок того, що осі магнітних полів якоря і статора взаємно перпендикулярні. На противагу цьому конструктивне виконання двигуна змінного струму просте, однак, динамічні процеси тут мають складну природу, зумовлену наявністю магнітних полів, що обертаються.

В системі електроприводу змінного струму спільне рішення завдання управління з урахуванням швидко мінливого моменту і швидкості обертання необхідно шукати в системі рухомих координат, що досить проблематично.

У разі асинхронного двигуна базова система координат орієнтується по кутовому положенню магнітного потоку ротора, з яким взаємодіє струм статора, як показано на векторній діаграмі, рисунок 2.4.

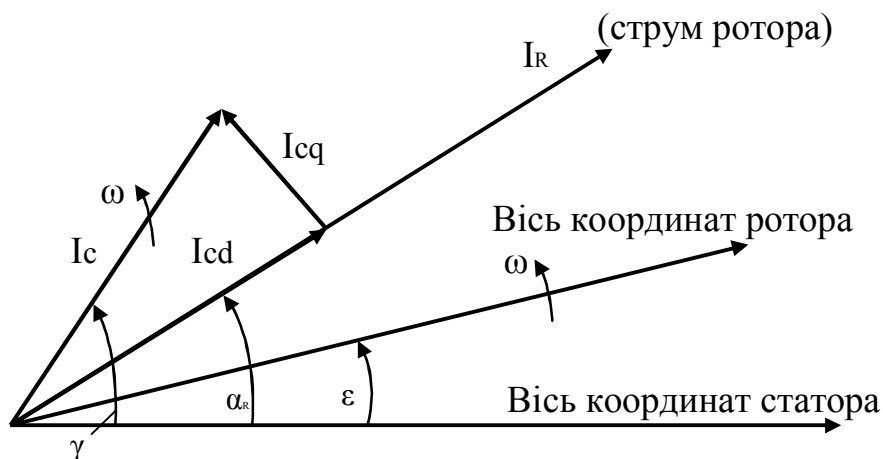
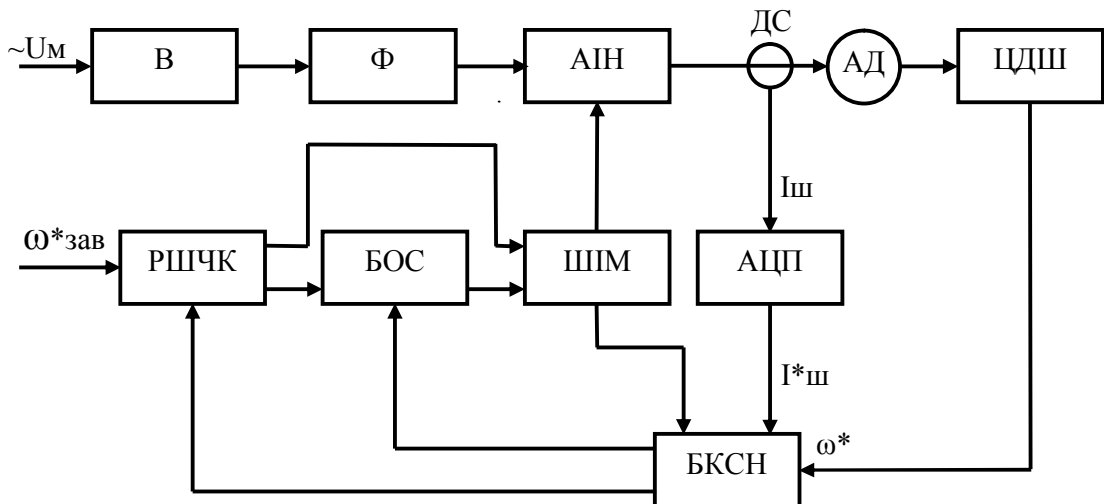


Рисунок 2.4

Струм статора визначає амплітуду і кутове положення магнито рухомої сили статора. Вектор струму статора можна розкласти на дві складові I_{cd} - паралельно, а I_{cq} - перпендикулярно осі магнітного потоку ротора. Складові струму статора I_{cd} визначає величину електромагнітного моменту асинхронного двигуна, вона

використовується для формування керуючого впливу по моменту. У двигуні постійного струму момент залежить від струму якоря $M_d = C_m \Phi I_a$. Можна говорити про те, що в асинхронному двигуні складова струму статора I_{sq} впливає на момент, як і струм якоря I_a в машині постійного струму. За рахунок регулювання вектора I_{sq} можна регулювати момент асинхронного двигуна, тобто здійснювати векторне управління в координатах магнітного поля.

Реалізація цієї ідеї в асинхронному двигуні з короткозамкненим ротором на практиці досить складна, тому що магнітний потік ротора по вісі якого здійснюється розкладання струму статора, не піддається безпосередньому виміру.



АН- автономний інвертор напруги

АД- асинхронний двигун

АЦП- аналогово-цифровий перетворювач

БКСН- блок контролю струму та напруги

БОС- блок обчислення вектора швидкості

В- випрямляч

ДС- давач струму

РШЧК- регулятор швидкості і визначення частоти ковзання

Ф- фільтр

ЦДШ- цифровий давач швидкості

ШІМ- широтно-імпульсний перетворювач

Рисунок 2.5

Його можна отримати в результаті рішення рівнянь стану двигуна з урахуванням величин, що піддаються вимірюванню (струму статора, швидкості обертання). Результати цих вимірів є вхідними для векторного регулятора системи, а вихідними будуть обчислені значення струмів I_{sq} , I_{sd} ; розрахункове значення електромагнітного моменту задає кут, необхідний для перетворення

координат. За допомогою додаткових вимірів величини напруги на вході машини можна отримати інформацію про зміну її параметрів, що викликані температурними впливами або насиченням магнітної системи. Ця інформація використовується для того, щоб внести необхідні поправки в модель двигуна, що орієнтована на його магнітне поле.

Бачимо, що практична реалізація векторного керування приводом змінного струму в координатах ротора або ж магнітного поля вимагає складних обчислень і обробки результатів вимірювань, включаючи і ряд нелінійних перетворень. Сюди входять і тригонометричні перетворення для необмежених змін кута, операції множення і т.д. Все це виконується на основі сучасних мікропроцесорних комплексів. Приклад структурної реалізації векторного управління представлено на рисунку 2.5.

Виміряні значення кодів струму статора і швидкості обертання надходить на вхід блоку БКСН, який розраховує компоненти I_c ($I_{c\alpha}$, $I_{c\beta}$) і швидкості. Виходи блоку БКСН замкнуті на блок регулювання швидкості і визначення частоти ковзання РШЧК і блок БОС - обчислення вектора струму. Вихідні сигнали цих блоків формують закони ШІМ за яким управляється автономний інвертор напруги АІН.

2.3.3 Фазі- управління

Фазі-логіка в перекладі з англійської-це нечітка, нежорстка, м'яка (Fuzzy) логіка. Її автором є Л. Заде— відомий вчений в галузі теорії імпульсних систем автоматичного управління. Спочатку ця логіка розвивалася стосовно до інформаційних систем. Перше практичне застосування цієї теорії слід віднести до 1970 р. – нечітка СУ процесом приготування цементу.

Потім мало місце японська стадія практичного застосування фазі-логіки (80-ті роки)-автомагніт (робот) у поїзді метро, оптимізовані системи управління режимом запалювання автомобіля, пилососа, пральної машини, відеокамери і т.д.

Європейську стадію слід віднести до 90-их років минулого століття. На теперішній час розроблені програмні продукти та апаратна реалізація фазі-контролерів. В інтелектуальних системах з фазі-керуванням моделюється не власне структура мозкової діяльності, як в нейронних мережах, і не технічний об'єкт, а процес мислення людини - процедура прийняття ним рішення.

Наприклад, процес мислення водія автобуса можна представити такою формулою: якщо зупинка близька і швидкість велика, то важіль гальма треба встановити в положення сильного гальмування. У цій формулі відображено асоціативне мислення людини, коли в єдиному понятті "швидкість велика" мається на увазі деяка безліч її значень, наприклад в діапазоні 40-50 км / год без чіткого початку і кінця. Саме з такими асоційованими поняттями має справу фазі-логіка. Фазі-логіка перетворює поняття звичайної множини в фазі-простір. Це особливий тип множини, який відображає асоціативне (об'єднує) мислення людини. Воно об'єднує числові безлічі фізичної змінної (наприклад, вік людини або температуру навколишнього середовища, швидкість руху) у формі лінгвістичної змінної-високий, середній, низький, позитивно великий, негативно низький, нульовий і т.д. Ця лінгвістична змінна називається терміном.

Якщо в звичайному безлічі всі його елементи рівноцінні, то елементи фазі-множини крім терміна характеризуються ще й ступенем належності до даної безлічі. Тому фазі-безліч не описується звичайною безліччю математичної логіки.

Наприклад, припустимо поняття позитивно низькою літньої температури укладається в діапазон температур $4^{\circ}\text{C} \leq t \leq 12^{\circ}\text{C}$.

Питання: точка з температурою $11,9^{\circ}\text{C}$ є позитивно низька?

Відповідь: так!

Питання: а для точки $12,1^{\circ}\text{C}$?

Відповідь: ні!

Тут бачимо протиріччя. Для виходу з подібної ситуації в фазі-логіці такі поняття описуються фазі-множинами, які представляються точками деякої площі A , обмеженою віссю абсцис із значеннями фізичної змінної x і деякої граничної кривої $\mu(x)$, що змінюється по ординаті від нуля до одиниці. Всі точки фазі-множини A_i мають властивості позитивно низька, але розрізняються за ступенем приналежності до даного терміну, що визначає функція приналежності $\mu(x)$. Функція приналежності за своїм виглядом нагадує криву нормального закону розподілу ймовірності з максимумом густини ймовірності події A в точці $x = c$, де $\mu(c) = 1$ і далі зменшується до нуля, рисунок 2.6. При цьому раніше позначені межі температурного діапазону $T_1 = 4^{\circ}\text{C}$ і $T_2 = 12^{\circ}\text{C}$ втрачають властивість "позитивно низька" (PS).

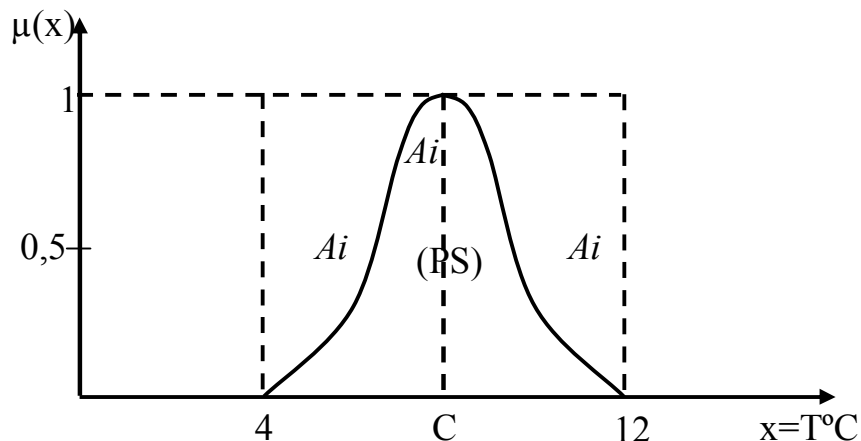


Рисунок 2.6

Розподіл функції належності на вісі температур покладається на експерта. На безлічі значень $x = T^{\circ}\text{C}$ можна (за висновком експерта) розташовувати цілий ряд термінів: нульова (Z), позитивно низька (PS), позитивно середня (PM), позитивно висока (PV). З наведеного очевидно, що фазі-логіка є нечіткою, наближеною, що не має кордонів між підмножинами (термінами). Є ділянки їх перекриття, ширина яких може бути різною. Вибір значення $\mu(x)$ на ділянках перекриття (неоднозначності) вирішується за принципом об'єднаних фазі-множин з використанням принципів максимуму або мінімуму.

На рисунку 2.7 представлені дві множини, що перетинаються з функціями належності $\mu_1(x)$ $\mu_2(x)$.

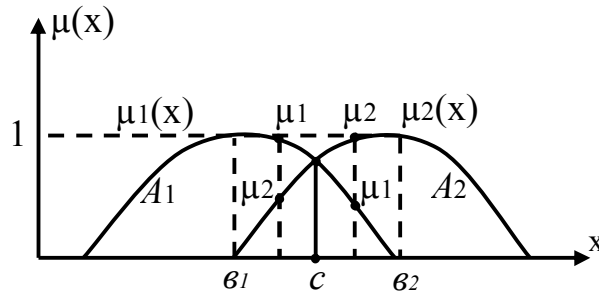


Рисунок 2.7

Підмножини A_1 і A_2 перетинаються, тому вибір значення функції належності на ділянках $v_1 \leq x \leq c$; $c \leq x \leq v_2$ може здійснюватися:

за принципом мінімуму-К $(\mu_1, \mu_2) = \mu_1 \wedge \mu_2 = [\mu_1(x), \mu_2(x)]$,

або за принципом максимуму-D $(\mu_2, \mu_1) = \mu_2 \vee \mu_1 = \max [\mu_1(x), \mu_2(x)] = \mu_2(x)$, де \wedge - знак логічного множення, \vee - підсумовування.

Поняття фазі-регулятора (ФР). Фазі-регулятор, як і звичайний регулятор, управляє вихідною змінною величиною залежно від вхідних фізичних змінних. Найчастіше ФР має два входи і один вихід. Процес перетворення вхідних фізичних змінних відбувається в три етапи, які здійснюються в трьох блоках ФР, рисунок 2.8.

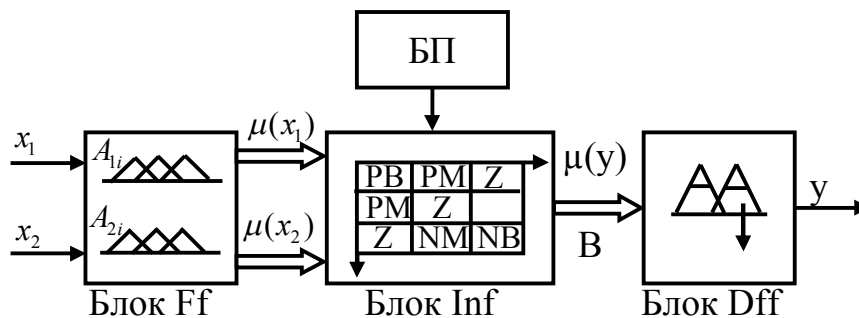


Рисунок 2.8

Блок фазіфікації (Ff) перетворює вхідні фізичні змінні в значення їх функцій належності до вхідних лінгвістичних термінів.

Блок логічного висновку (Inf) на основі зводу правил, що записані в пам'яті блоку правил (БП), перетворює вхідні терміни у вихідні B з відповідними значеннями функцій приналежності $\mu(y)$.

Блок дефазіфікації (Dff) здійснює зворотне перетворення вихідного терміна у фізично керуючий вплив. Видно, що до складу алгоритму ФР входить звід правил, що зв'язують фізичні і логічні змінні на якісному рівні і функції належності, які зазвичай мають трикутну форму, рисунок 2.9.

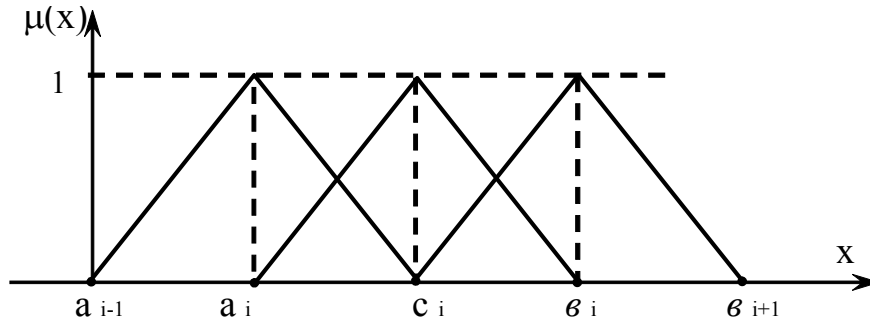


Рисунок 2.9

Аналогічно описуються і функції належності для вихідної змінної "y" з позначенням їх центрів через СВ1, СВ2, СВ3 ...

Кожна пара значень ($\varepsilon_1, \varepsilon_2$) двох вхідних змінних x_1, x_2 визначає від двох до чотирьох значень функцій належності:

$$\begin{aligned} \mu_{1i}(\varepsilon_1) &= m_{1i}; \mu_{1i+1}(\varepsilon_1) = m_{1i+1}; \\ \mu_{2\gamma}(\varepsilon_2) &= m_{2\gamma}; \mu_{2\gamma+1}(\varepsilon_2) = m_{2\gamma+1}. \end{aligned}$$

Ці значення є вхідними впливами для блоку Inf (логічного висновку). Їм відповідають максимально чотири правила, що визначають за вхідними термінами $A_{1i}, A_{1i+1}, A_{2\gamma}, A_{2\gamma+1}$ — чотири вихідних терміни: $B_{k1}(A_{1i}, A_{2\gamma}); B_{k2}(A_{1i+1}, A_{2\gamma}); B_{k3}(A_{1i}, A_{2\gamma+1}); B_{k4}(A_{1i+1}, A_{2\gamma+1})$ з центрами $C_{BK1}, C_{BK2}, C_{BK3}, C_{BK4}$.

Далі знаходять функції приналежності $\mu(y)$ вихідної змінної для термінів $B_1 \div B_4$.

Це можна зробити за принципом мінімуму (оператор "і"):

$$\mu_{BK1} = \min(m_{1,i}, m_{2,\gamma}); \mu_{BK2} = \min(m_{1,i+1}, m_{2,\gamma}); \mu_{BK3} = \min(m_{1,i}, m_{2,\gamma+1}),$$

$$\mu_{BK4} = \min(m_{1,i+1}, m_{2,\gamma+1}).$$

Всі знайдені вихідні терміни об'єднують операцією "або" (принцип максимуму) в єдину фазі-множину $B = B_{k1} + B_{k2} + B_{k3} + B_{k4}$, яка обмежена значеннями $\mu_{BK1}, \mu_{BK2}, \mu_{BK3}, \mu_{BK4}$.

У завершальній стадії визначається вихідний керуючий вплив, як абсциса центру тяжіння площі об'єданого фазі-множини B.

Це можна знайти за формулою дефазифікації

$$y = \frac{\sum_{\pi=1}^4 \mu_{BK\pi} \cdot C_{BK\pi}}{\sum_{\pi=1}^4 \mu_{BK\pi}} \text{ -вихідний сигнал фазі-регулятора.}$$

Практична реалізація вихідного сигналу фазі-регулятора досить складна і включає в себе кілька етапів:

а) спочатку аналізується об'єкт управління, складається його розрахункова динамічна модель. Якщо математичного опису немає, знаходяться

експериментально його реакції на тест сигнали з управління та за збуренням, уточнюється завдання управління;

б) оцінюються діапазони зміни вхідного і вихідного сигналів (фізичних змінних) фазі-регулятора. Для цих діапазонів визначаються свої фазі-множини (терміни) і присвоюються їм найменування: Z, PS, PM, PB і т.д. Їх кількість визначає якість управління, але при цьому ускладнюється реалізація;

в) складається алгоритм роботи фазі-регулятора, який має враховувати всі можливі ситуації в процесі управління. Кожне правило має бути простим і містити одну умову і одне заключення. Якщо правило має дві умови, наприклад "якщо A1 і A2 або A3 і A4, то B", то його слід розбити на два правила з однією умовою "якщо A1 і A2 то B" і "якщо A3 і A4, то B".

Кожне правило треба перевірити тестуванням. Чим різноманітніше тестові сигнали, тим система буде більш робастною, тобто менш чутливою до появи непередбачуваних збурень.

г) обирається форма, і встановлюються параметри функцій належності для виділених змінних. Найчастіше використовується трикутна форма функцій належності. Важливо виділити значення лівої межі (а), центру (с), і правої межі (в) для функцій належності;

д) моделюється об'єкт управління разом з фазі-регулятором або проводиться експеримент з тест-сигналами на реальному макеті. Отриманий результат порівнюється з бажаним. Якщо немає збігу, то необхідно коректувати правила роботи. Це грубе налагодження фазі-регулятора. Якщо необхідно змінювати не тільки правила роботи, але і параметри функції належності, то це вже тонке налагодження.

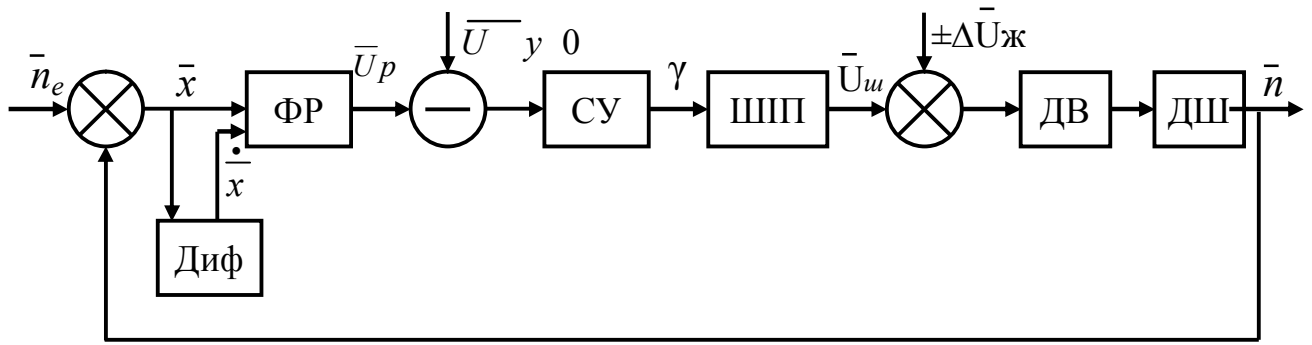
Після ітерацій з коригуванням правил або функцій належності домагаються бажаного результату. На цьому цикл навчання фазі-регулятора закінчується. Параметри алгоритму роботи вводять в діючий фазі-регулятор, який являє собою програмований фазі-контролер або персональний комп'ютер в реальному часі.

Приклад. Розглянемо фазі-управління процесом стабілізації частоти обертання електродвигуна постійного струму.

Простежимо послідовність виконання перерахованих вище етапів на цьому прикладі.

Об'єктом управління тут є двигун, частота обертання якого стабілізується. Процес встановлення частоти обертання повинен бути затухаючим з допустимим перерегулюванням.

На рисунку 2.10 представлена структурна схема електроприводу на основі широтно-імпульсного перетворювача.



ДВ- двигун

Диф- ланка деференцювання

ДШ- давач швидкості

СУ- система управління

ФР- фазі-регулятор

ШПІ- широтно-імпульсний перетворювач

Рисунок 2.10

Помилка системи \bar{x} та її похідна $\dot{\bar{x}}$ в процесі обробки збурень змінюються. Залежно від рівня цих змін ФР формує відповідний керуючий вплив \bar{U}_p . Якщо знаки \bar{x} і $\dot{\bar{x}}$ збігаються, то це означає, що процес віддаляється від сталого значення і необхідно збільшити керуючий вплив з протилежним знаком (NM). Якщо ж зміни \bar{x} і $\dot{\bar{x}}$ протилежні за знаком, то процес наближається до стану рівноваги і при відповідному значенні похідної $\dot{\bar{x}}$ управління може не знадобитися, тобто воно може бути рівним нулю (z). За такої закономірності формується таблиця правил роботи фазі-регулятора.

Спочатку необхідно описати об'єкт управління. У нас це двигун постійного струму, передатна функція якого отримана далі. Вона має другий порядок.

На наступному етапі необхідно визначити діапазони зміни вхідних і вихідних змінних під дією дестабілізуючих факторів - навантаження та напруги живлення. Це можна зробити чисельно, аналітично або ж за допомогою комп'ютерного моделювання. Покажемо, як це можна зробити лише при урахуванні дестабілізації за напругою живлення, рівні цього обурення зазвичай відомі. При зміні постійної напруги на вході ШПІ в діапазоні $\pm \Delta U_{ж}$, діапазон зміни шпаруватості (за умови стабільності постійної складової напруги на виході

складе $\gamma_{1.2} = \frac{U_{ж} \cdot \gamma_H}{U_{ж} \pm \Delta U_{ж}}$ де γ_H – номінальна шпаруватість. Цей діапазон $(\gamma_1 - \gamma_2)$ можна зафіксувати на регулювальній характеристиці. Йому відповідає діапазон зміни управляючої напруги, $U_1 - U_2$, рисунок 2.11.

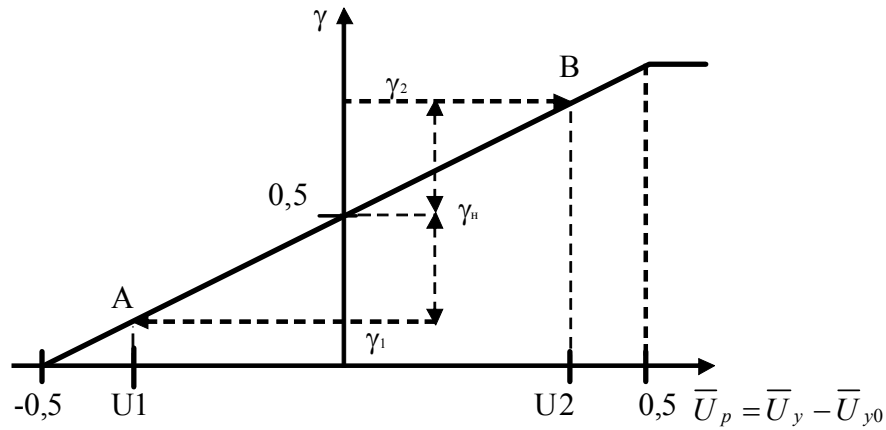


Рисунок 2.11

Регулювальна характеристика відповідає напрузі управління статичного режиму $\bar{U}_{y0} = 0,5$, $\gamma_i = 0,5$.

Робочу зону зміни $\Delta \bar{U}_p$ (це діапазон зміни вихідної напруги фазі-регулятора) можна розбити на ряд множин термінів з зонами перекриття і функціями належності трикутної форми, рисунок 2.12, де Z - нульове підмножина, PM, NM - позитивно і негативно середні підмножини, NB, PB - негативно і позитивно високі підмножини.

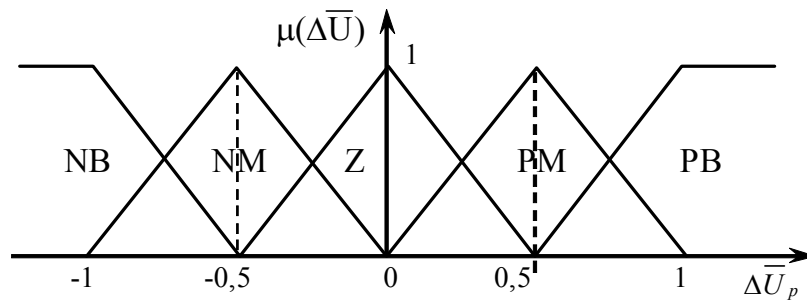


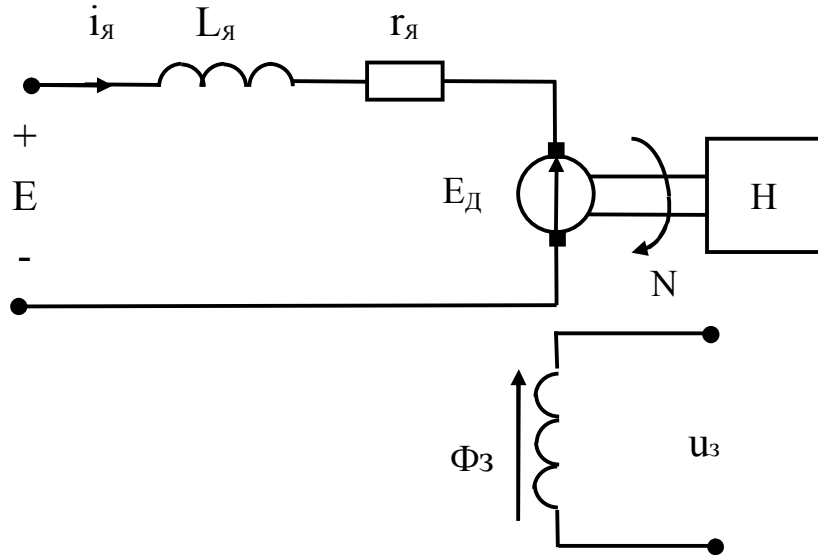
Рисунок 2.12

На вхід фазі-регулятора надходять дві фізичні змінні - помилка і її похідна. Так само, як і у випадку з вихідною фізичною змінною фазі-регулятора для складання таблиці правил його роботи необхідно визначити діапазони зміни цих фізичних змінних. Їх можна знайти в процесі експерименту, моделювання або ж розрахунковим шляхом. Для того, щоб розрахувати діапазони зміни помилки системи та її похідної, необхідно мати рівняння помилки системи, яке може бути нелінійним або ж лінеаризованим. В обох випадках таке рівняння зручно вирішувати методом фазової площини. Отриманий в результаті рішення рівняння помилки фазовий портрет системи відображає залежність похідної помилки від її рівня, що дає можливість швидко отримати таблицю правил роботи фазі-регулятора.

2.4 Основні характеристики електродвигунів

2.4.1 Електродвигуни постійного струму

У системах автоматики найбільш широке поширення одержали електродвигуни з незалежним збудженням. Принципова схема двигуна незалежного збудження представлена на рисунку 2.13.



H- навантаження

Рисунок 2.13

Для схеми, рисунок 2.13, з урахуванням нульових початкових умов справедливі два рівняння

$$E = L_{\text{я}} \frac{di_{\text{я}}}{dt} + i_{\text{я}} r_{\text{я}} + E_{\text{д}}, \quad (2.1)$$

$$M_{\text{д}} - M_{\text{с}} = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (2.2)$$

де $E_{\text{д}} = C_{\text{Е}} \Phi_{\text{з}} n$ — ЕРС протидії двигуна;

$M_{\text{д}} = C_{\text{М}} \Phi_{\text{з}} i_{\text{я}}$ — момент двигуна;

$C_{\text{Е}} = \frac{mN}{60 \cdot a}$, $C_{\text{М}} = \frac{mN}{2\pi \cdot a}$ — конструктивні постійні двигуна; m — число пар полюсів,

N — число активних провідників якоря, яке рівне подвоєному числу витків обмотки якоря,

a — число пар паралельних гілок обмотки якоря,

$\Phi_{\text{з}}$ — потік збудження,

n — частота обертання, об/хв.

Розглянемо випадок, коли момент опору на валу двигуна ($M_{\text{о}}$) не залежить від швидкості обертання. Позначимо $C_{\text{Е}} \cdot \Phi_{\text{з}} = C_{\text{Е.д}}$, $C_{\text{М}} \Phi_{\text{з}} = C_{\text{М.д}}$, врахуємо, що

$\omega = \frac{\pi n}{30}$ і тоді рівняння (2.1), (2.2) в операторній формі запису ($p = \frac{d}{dt}$) набудуть вигляду

$$E(p) = C_{ED} \cdot n(p) + r_{Я} \cdot i_{Я}(p) + L_{Я} p i_{Я}(p), \quad (2.3)$$

$$M_{Д}(p) = J \frac{pn(p)}{9,55} + M_{С}(p). \quad (2.4)$$

З урахуванням того, що $M_{Д}(p) = C_{М,Д} i_{Я}(p)$, знаходимо, що

$$i_{Я}(p) = J p \frac{n(p)}{9,55 \cdot C_{МД}} + \frac{M_{С}(p)}{C_{МД}}.$$

Підставляємо $i_{Я}(p)$ в (2.3), отримаємо

$$(T_{Я} T_{EM} p^2 + p T_{EM} + 1) \cdot n(p) = K_{Д} E(p) - (T_{Я} p + 1) \cdot K_{ДВ} M_{С}(p), \quad (2.5)$$

де $T_{Я} = \frac{L_{Я}}{r_{Я}}$ постійна якріного ланцюга, сек.;

J – момент інерції, що наведений на валу двигуна;

$T_{EM} = J \frac{r_{Я}}{9,55 C_{МД} C_{ED}}$ — електромеханічна стала часу, сек. ;

$K_{Д} = \frac{1}{C_{ED}}$ - коефіцієнт передачі двигуна по керуючому впливу,

об / хв. • В;

$K_{ДВ} = \frac{r_{Я}}{C_{ED} C_{МД}}$ - коефіцієнт передачі двигуна по впливу, що

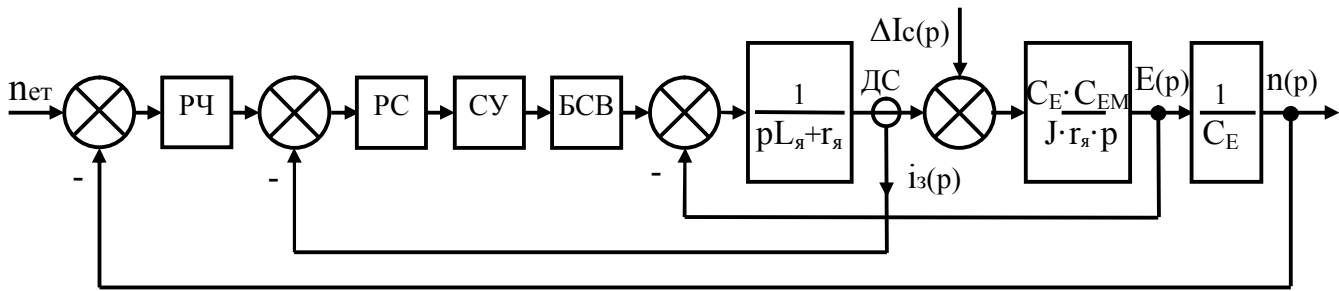
збудрює, $\frac{\text{об/хв}}{H \cdot m}$.

Аналіз рівняння (2.5) показує, що при $T_{EM} \leq 4T_{Я}$, двигун має коливальні властивості, що небажано. Тому при його конструюванні прагнуть виконати умову $T_{EM} > 4T_{Я}$.

Передатні функції двигуна знаходимо з (2.5): $W_{к}(p)$ – по керуючому впливу ($M_{С}(p) = 0$); $W_{з}(p)$ – по збуджуючому впливу ($E(p) = 0$).

$$W_{К}(p) = \frac{n(p)}{E(p)} = \frac{K_{Д}}{T_{EM} \cdot T_{Я} p^2 + T_{EM} p + 1}; \quad W_{З}(p) = \frac{n(p)}{M_{С}(p)} = -\frac{K_{ДВ} (1 + T_{Я} p)}{T_{EM} \cdot T_{Я} p^2 + T_{EM} p + 1}.$$

Рівняння (2.3), (2.4) дозволяють отримати структурну схему двигуна з виходом струму якоря, проти-Е.Р.С. і частоти обертання, яка використовується при аналізі двоконтурних систем електроприводу, з підпорядкуванням внутрішнього контуру струму головному контуру зі зворотним зв'язком по частоті обертання, рисунок 2.14



БСВ - блок силових венти́лів перетворювача
 ДС - давач струму
 РЧ, РС - регулятори контурів частоти обертання і струму
 СУ - система управління

Рисунок 2.14

Іноді за вихідну величину двигуна приймають кут повороту валу, який зазвичай вимірюють у радіанах. Якщо врахувати, що $\alpha_D(p) = \frac{\omega(p)}{p}$, а

$\omega \left[\frac{рад}{сек} \right] = \frac{n}{9,55} \left[\frac{об}{хв} \right]$, то отримаємо наступні передатні функції:

$$W_{\alpha}(p) = \frac{\alpha_D(p)}{E(p)} = \frac{1}{9,55} \cdot \frac{W(p)}{p};$$

$$W_{\omega\alpha}(p) = \frac{\alpha_D(p)}{M_C(p)} = \frac{1}{9,55} \cdot \frac{W_3(p)}{p}.$$

Отримані співвідношення дозволяють знайти параметри передатної функції двигуна постійного струму:

$$C_{ED} = \frac{E_{НОМ} - r_{Я} I_{ЯНОМ}}{n_{НОМ}};$$

$$C_{MD} = \frac{1}{0,105} C_{ED};$$

$$L_{Я} = \frac{30}{\pi} \beta \frac{E_{НОМ}}{m \cdot n_{НОМ} I_{ЯНОМ}},$$

де $\beta = 0,25 \div 0,6$. Нижнє значення приймається для компенсованих машин, верхнє - для некомпенсованих.

Момент інерції на валу двигуна $J = J_D + J_{I.H}$, де J_D — момент інерції двигуна $J_{I.H}$ — момент інерції навантаження, що наведений до валу двигуна.

Наприклад для двигуна типу П-22, який має такі параметри: $E_{НОМ} = 220В$, $n_{НОМ} = 1500об/хв$, $I_{ЯНОМ} = 5,64А$, $m = 1$, $r_{Я} = 4,42Ом$, $J_D = 0,0138кг \cdot м^2$, $J_{I.H} = 0,014кг \cdot м^2$; — коефіцієнти передатної функції: $K_D = 8 \frac{об/хв}{В}$, $K_{ДВ} = 35 \frac{об/хв}{Н \cdot м}$,

$$T_{Я} = 0,014сек, T_{EM} = 0,1сек.$$

У таблицях 2.1, та 2.2 наведено параметри електричних двигунів, які знаходять широке застосування в приводах подач металорізальних верстатів.

Таблиця 2.1

Параметри	Тип двигуна					
	МИ-42	П-42	ПБСТ-43	2ПНТ-112	ПГТ-2	ПЯ
Момент номінальний $M_H, \text{Н}\cdot\text{м}$	11,0	21,0	19,0	15,0	6,5	6,5
Момент максимальний $M_{\text{МАХ}}, \text{Н}\cdot\text{м}$	40,0	70,0	80,0	60,0	65,0	65,0
Момент інерції $J_D, \text{Н}\cdot\text{м}\cdot\text{с}^2 \cdot 10^{-4}$	662,0	458,0	573,0	189,0	14,8	53,5
Прискорення на валу максимальне, $W_{\text{МАХ}}, 10^3 \text{с}^{-2}$	0,6	1,5	1,4	3,2	44,0	12,0
Постійна двигуна еквівалентна $T_{\text{ДЕКВ}} = \sqrt{T_{\text{Я}} \cdot T_{\text{ЕМ}}}$, мсек	35,0	21,0	25,0	12,0	4,5	2,3
Номінальна швидкість, об/хв	1000,0	1000,0	1000,0	1000,0	3000,0	3000,0

Таблиця 2.2

Параметри двигуна серії ПГТ	Варіант виконання			
	1	2	4	6
потужність номінальна, $P_H, \text{кВт}$	1,0	2,0	4,0	6,0
Швидкість обертання номінальна, об/хв	3000,0	3000,0	3000,0	3000,0
Момент номінальний, $M_H, \text{Н}\cdot\text{м}$	3,2	6,5	13,0	19,5
Напруга якоря номінальна, $U_{\text{ЯН}}, \text{В}$	60,0	110,0	220,0	220,0

Продовження таблиці 2.2

Струм якоря номінальний, $I_{я.н.}$, А	20,4	21,2	21,0	43,0
Момент інерції, $J_D \cdot 10^{-4}$, Н·м·с ²	5,2	14,8	37,0	60,0
Електромеханічна постійна, T_{EM} , мсек	5,0	5,0	5,0	5,0

Важливими характеристиками електроприводів, крім енергетичних, є: час перехідного процесу ($t_{п.п.}$), величина прискорення на валу виконавчого двигуна $\omega_{п.}$, перерегулювання, частота зрізу (f_z), смуга пропускання ($\Delta f_{с.п.}$), діапазон регулювання (D).

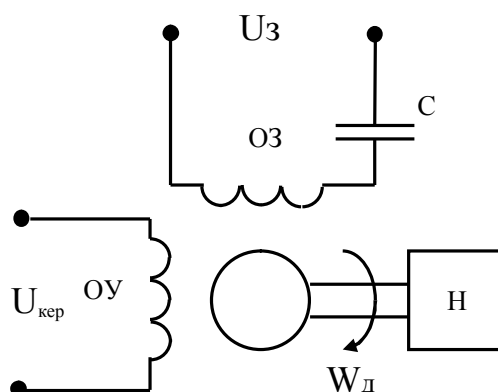
Електроприводи з високими динамічними характеристиками реалізуються при поєднанні малоінерційних двигунів постійного струму з сучасними електронними пристроями.

При цьому особливу цікавість представляють електроприводи з високою швидкодією. До них відносяться електроприводи, які мають такі динамічні показники: $t_{п.п.} \leq 200$ мсек; $\Delta f_{с.п.} = (10 - 100) Гц$; $D > 1000$.

При цьому нестабільність швидкості, під якою розуміють відношення повного розмаху (від піку до піку) швидкості до її середнього значення в сталому режимі, повинна бути мінімальною.

2.4.2 Електродвигуни змінного струму

Принципова схема двофазного асинхронного двигуна показана на рисунку 2.15. Обмотка управління (ОУ) і обмотка збудження (ОЗ) розташовані перпендикулярно один до одного. Необхідний фазовий зсув між напругами на обмотках дорівнює 90° , досягається за допомогою конденсатора С. Такі двигуни потужністю (100-200) Вт широко застосовують в системах, що стежать, їх вихідним параметром є кут повороту.



ОУ- обмотка управління

Н- навантаження

ОЗ- обмотка збудження

Рисунок 2.15

Передатні функції:

$$W_v(p) = \frac{\alpha_d(p)}{U_v(p)} = \frac{K_d}{p(T_{EM}p + 1)} \text{—по управлінню};$$

$$W_{д.з.}(p) = \frac{\alpha_d(p)}{M_C(p)} = -\frac{K_{д.в.}}{p(T_{EM}p + 1)} \text{—по збуренню}.$$

У наведених виразах α_d – кут повороту валу двигуна,

$$K_d = \frac{M_{\Pi}}{M_{\Pi} - M_{НОМ}} \cdot \frac{\omega_{НОМ}}{U_{д.НОМ}}, \quad K_{д.в.} = \frac{\omega_{НОМ}}{M_{\Pi} - M_{НОМ}},$$

γ_0 , M_{Π} , M_H – пусковий та номінальний моменти двигуна.

Приклад: двигун типу АДП-262 має наступні параметри:

$$U_{д.НОМ} = 125В, \quad \omega_{НОМ} = 194 \text{ рад/сек}, \quad M_{НОМ} = 49 \cdot 10^{-3} \text{ Н} \cdot \text{м},$$

$M_{\Pi} = 88 \cdot 10^{-3} \text{ Н} \cdot \text{м}, \quad J = J_d + J_{л.н} = 3,37 \cdot 10^{-6} \text{ кг} \cdot \text{м}^2$; значення коефіцієнтів передатних функцій: $K_d = 3,5 \text{ рад/В} \cdot \text{сек}, \quad T_{EM} = 0,017 \text{ сек}.$

2.4.3 Вентильні двигуни з постійними магнітами

Енергетичні, питомі характеристики вентильних електроприводів, їх надійність в значній мірі залежать від пускового режиму електродвигуна. Вентильний електродвигун з постійними магнітами може працювати в двох режимах— БДПС і в режимі синхронної машини.

У синхронному режимі, коли ротор ВД обертається з постійною швидкістю, момент, що розвивається двигуном

$$M = A_m \cdot \sin \Theta, \tag{2.6}$$

де A_m – питомий синхронізуючий момент;

$\Theta = \varphi_1 - \varphi_2$ – кут навантаження;

φ_1 – електрична фаза поля статора;

φ_2 – електрична фаза поля ротора.

якщо $\Theta \rightarrow 0$, тоді $M = A_m \cdot \Theta$.

Для статичного режиму рівняння моментів

$$A_m(\varphi_1 - \varphi_2) = M_H + M_G, \tag{2.7}$$

де M_H – момент навантаження;

M_G – додатковий момент навантаження, який створюється гальмом.

Завдання системи стабілізації—забезпечити сталість кута

$$\phi_2 = \varphi_1 - \frac{M_H + M_G}{A_m}.$$

У високочастотних система відхилення φ_2 і моментів малі, тому з врахуванням (2.6) для відхилень маємо

$$\Delta\varphi_2 = \Delta\varphi_1 - \frac{\Delta M_H}{A_m^0} - \frac{\Delta M_G}{A_m^0} + \frac{M_H^0 - M_G^0}{(A_m^0)^2} \cdot \Delta A_m, \tag{2.8}$$

де M_H^0, M_G^0, A_m^0 – початкові значення M_H, M_G, A_m .

Очевидно, що зміну кута $\Delta\varphi_2$ можна компенсувати змінами фази поля статора $\Delta\varphi_1$, питомого синхронного моменту ΔA_m або гальмівного моменту ΔM_r .

Відповідно до цього розрізняють чотири способи управління ВД, що працює в синхронному режимі: фазовий, моментний, гальмівний і частотний.

Відповідно до (2.8) для фазового та частотного управління

$$\Delta\varphi_2 = \Delta\varphi_1 - \frac{\Delta M_H}{A_m^0},$$

а для моментного управління

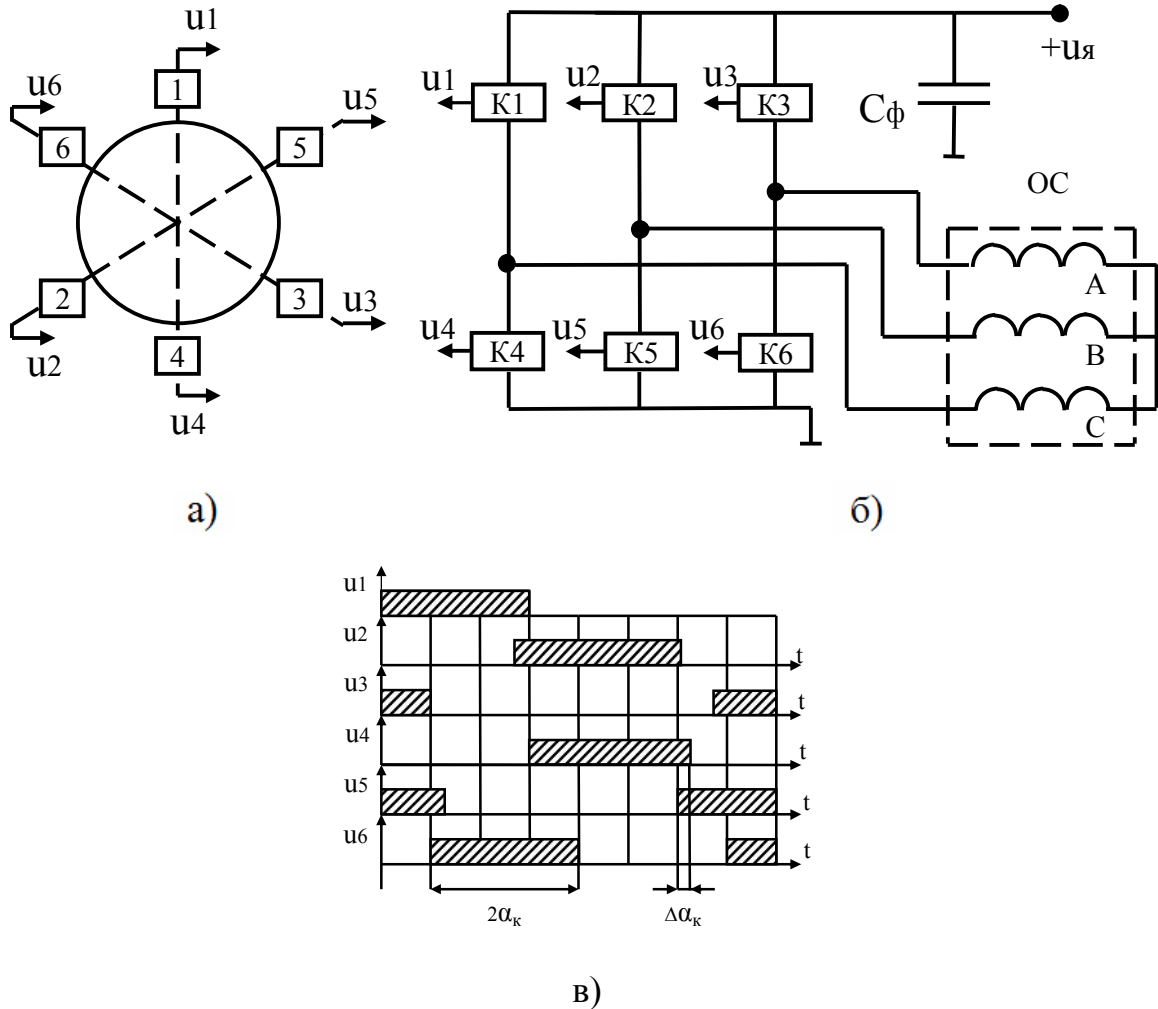
$$\Delta\varphi_2 = \frac{M_H}{(A_m^0)^2} \Delta A_m - \frac{\Delta M_H}{A_m^0}.$$

При фазовому управлінні регулюється фаза напруги живлення двигуна, а при моментному—величина напруги живлення.

Живлення ВД в синхронному режимі здійснюється від комутатора, який представляє собою інвертор струму для потужних двигунів та інвертор напруги—для малопотужних.

У БДПС система колекторних пластин і щіток замінюється системою напівпровідникових ключів, що керуються сигналами від ДПР. Тут механічний випрямляч у вигляді колектора і щіток замінюється керованим випрямлячем, який у двигунах малої та середньої потужності виконується на транзисторах за трифазною мостовою схемою. Кожен транзистор випрямляча, який називають комутатором, управляється сигналом від свого ДПР. Ці датчики, які розташовані по колу статора, являють собою оптопари або ж магнітні голівки. У БДПС ротор являє собою постійний магніт, а обмотки (їх зазвичай три) розташовані на статорі. У колекторному двигуні постійного струму для розширення діапазону регулювання та поліпшення умов комутації прагнуть зробити велику кількість секцій обмоток якоря, а в БДПС їх небагато—як правило, три.

У колекторному двигуні кут Θ між МРС потоку збудження і обмотки якоря постійний і дорівнює 90° . В обмотці БДПС вектор МРС потоку обмотки статора робить коливання навколо нормалі до вектора потоку збудження, який створений постійним магнітом—ротором—в межах деякого кута. Величина цього кута визначається числом секцій обмотки статора двигуна і дорівнює, $\pm \frac{\alpha_K}{2}$ де α_K інтервал між двома послідовними підключеннями секцій обмотки до джерела живлення. При цьому існує кут перекриття $\Delta\alpha_K$. При наявності кута перекриття однієї групи ключів забезпечується безперервне підключення секцій обмотки до джерела живлення.



K1-K6- ключі

OC- обмотка статора

Рисунок 2.16

Схема живлення обмоток вентильного двигуна і часові сигнали управління ключами ($k_1 - k_6$) від ДПР наведені на рисунку 2.16.б,в, де 1–6 – давачі положення ротору, ОС – обмотки, які розташовані на статорі; на рисунку 2.16.а наведена схема розташування ДПР по колу статора.

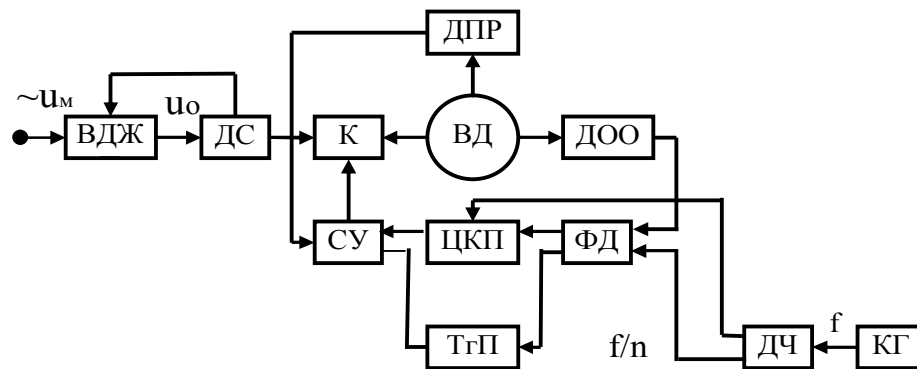
Якщо розглядати БДПС як звичайний колекторний двигун, то ніякої специфічної інформації при аналізі процесів отримати не вдасться, тому що при цьому не буде врахована нелінійність БДПС, що виявляється в процесі одного обороту.

Якщо в процесі комутації кут випередження транзисторів $\beta = 0$, то механічні характеристики БДПС і звичайного колекторного двигуна близькі один до одного. Лінійність цих характеристик X_0/R_0 , де $X_0 = m\omega_0(L_C + M)$, ω_0 – кутова швидкість ідеального холостого ходу, m – кількість пар полюсів, M – взаємодуктивність, L_C – індуктивність обмотки однієї фази.

Якщо ввести кут випередження включення транзисторів комутатора β_0 , то це призведе до збільшення електромагнітного моменту, $\beta_0 = \varphi = \arctg \frac{X_0 \varpi}{R_0}$, де

$$\varpi = \frac{\omega}{\omega_0} \text{ – відносна кутова швидкість обертання, як правило } \beta_0 = \frac{\varphi}{2}.$$

Важливим етапом в роботі ВД є перехід в режим синхронного двигуна. Існує два методи переходу—частотний і через режим БДПС. Перший метод використовують в електроприводах малої потужності зі статичним навантаженням. Другий метод є найбільш поширеним, що дозволяє надійно переводити ВД в синхронний режим при припустимих коливаннях навантаження.



- ВД- вентильний двигун
- ВДЖ- вторинне джерело живлення
- ДОО- давач одного оберту
- ДПР- давач положення ротору
- ДС- давач струму
- ДЧ- дільник частоти
- К- комутатор
- КГ- кварцовий генератор
- СУ- система управління
- ТгП- тригер переходу
- ФД- фазовий дискримінатор
- ЦКП- цифровий комутуючий пристрій

Рисунок 2.17

Структурна схема переведення ВД з режиму БДПС в синхронний режим представлена на рисунку 2.17.

На початковому етапі ВД працює в режимі БДПС, він живиться від ВДЖ з струмовим захистом від перевантаження. Контроль навантаження здійснює ДС.

У режимі БДПС роль колекторно—щіткового вузла звичайного двигуна постійного струму виконують комутатор К і датчики положення ротора. Комутатор— це трифазний мостовий перетворювач на повністю керованих вентилях, який в режимі БДПС працює як випрямляч, що керується сигналами з

ДПР. ДОО фіксує сигнал швидкості ВД, фаза якого за допомогою ФД порівнюється з фазою еталонного сигналу, що надходить від КГ через ДЧ на другий вхід ФД.

Як тільки фази сигналів з ДО і від ДЧ зрівняються, ТгП відключає СУ від ДПР, а ЦКП підключає її синхронізацію до ДЧ. У результаті К переводиться в режим автономного інвертора напруги, а ВД переводиться в синхронний режим.

2.5 Давачі систем перетворювальної техніки

Давач – це елемент системи регулювання, який призначений для перетворення контрольованого або регульованого параметра в параметр іншого вигляду, зручний для формування дії, що управляє. Датчики повинні забезпечувати оптимальне сполучення системи із змінами контрольованого параметра.

2.5.1 Потенціометричні давачі

Дія давача-потенціометра, рисунок 2.18, заснована на перетворенні кутового переміщення щітки 3 в зміну опору дрового реостата 2. З'єм напруги з щітки 3 здійснюється через контактне кільце 1. Давач має відвід середньої точки 5, та корпус 4.

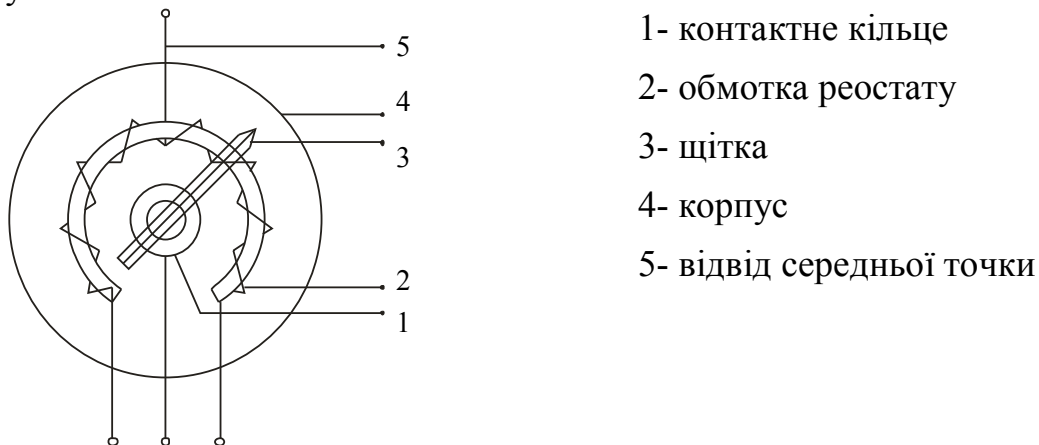


Рисунок 2.18

Обмотка давача виготовляється з манганіну, шабелліну, константану, нікеліну. Щітки виготовляються з срібла, платини з сріблом або на основі інших благородних металів у вигляді декількох дротів, сполучених паралельно. Діаметр і довжину щіток вибирають так, щоб контактний тиск був 1 г/см². При роботі датчика виникає момент сили тертя $M_T = f \cdot P_K \cdot R$ де $f=0,2,0,3$ – коефіцієнт тертя, P_K – контактний тиск, R – радіус щітки. При переміщенні щітки вихідна напруга змінюється стрибком з кроком $\Delta u = \frac{u_{II}}{w}$, де U_{II} – підведена напруга, w – число витків обмотки. Давачі потенціометрів залежно від точності підрозділяються на три класи. Основною експлуатаційною характеристикою давачів потенціометрів є

статична характеристика – залежність вихідної напруги від кута повороту движка, зазвичай ця залежність лінійна за умови компенсації впливу навантаження на точність роботи датчика, величина активного опору датчика, залежно від його відхилення датчика діляться по класах точності.

Таблиця 2.3

Клас точності	Точність намотки опору	Точність наведення функції
1	±2%	±0,2%
2	±5%	±0,5%
3	±10%	±1,0%

2.5.2 Давачі кута повороту (прецизійні потенціометри)

Призначені для вживання в системах, що стежать як вимірники кута розузгодження двох валів. Схема включення представлена на рисунку 2.19 вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ тут пропорційно куту розузгодження між положенням контактних щіток задаючого і приймаючого потенціометрів. У схемі «а» застосовані однощіткові, а в схемі «б» – двохщіткові потенціометри з круговим намотуванням і трьома відведеннями.

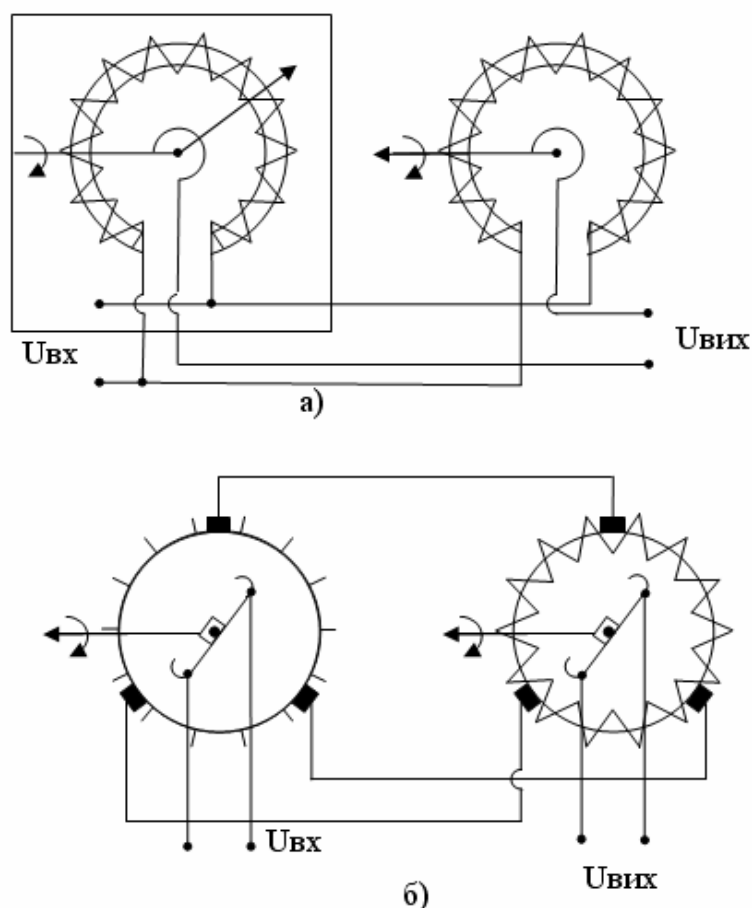


Рисунок 2.19

Основні характеристики:

- діапазон зміни кута, град. – 320;
- опір реостата, Ом – 100, 160, 250, 400, 630, 1000;
- припустима потужність розсіювання, Вт – 5;
- робоча напруга, В – 30;
- обертальний момент, г·см, в початку переміщення – 8, в кінці – 20;
- кількість витків на дузі в один град. – 1..3.

2.5.3 Індуктивні давачі

Застосовуються для вимірювання кутових і лінійних переміщень і сили тиску. Працюють на змінному струмі, використовуючи принцип зміни індуктивності котушки з магнітопроводом при переміщенні якоря. Схеми індуктивних давачів наведено на рисунку 2.20.

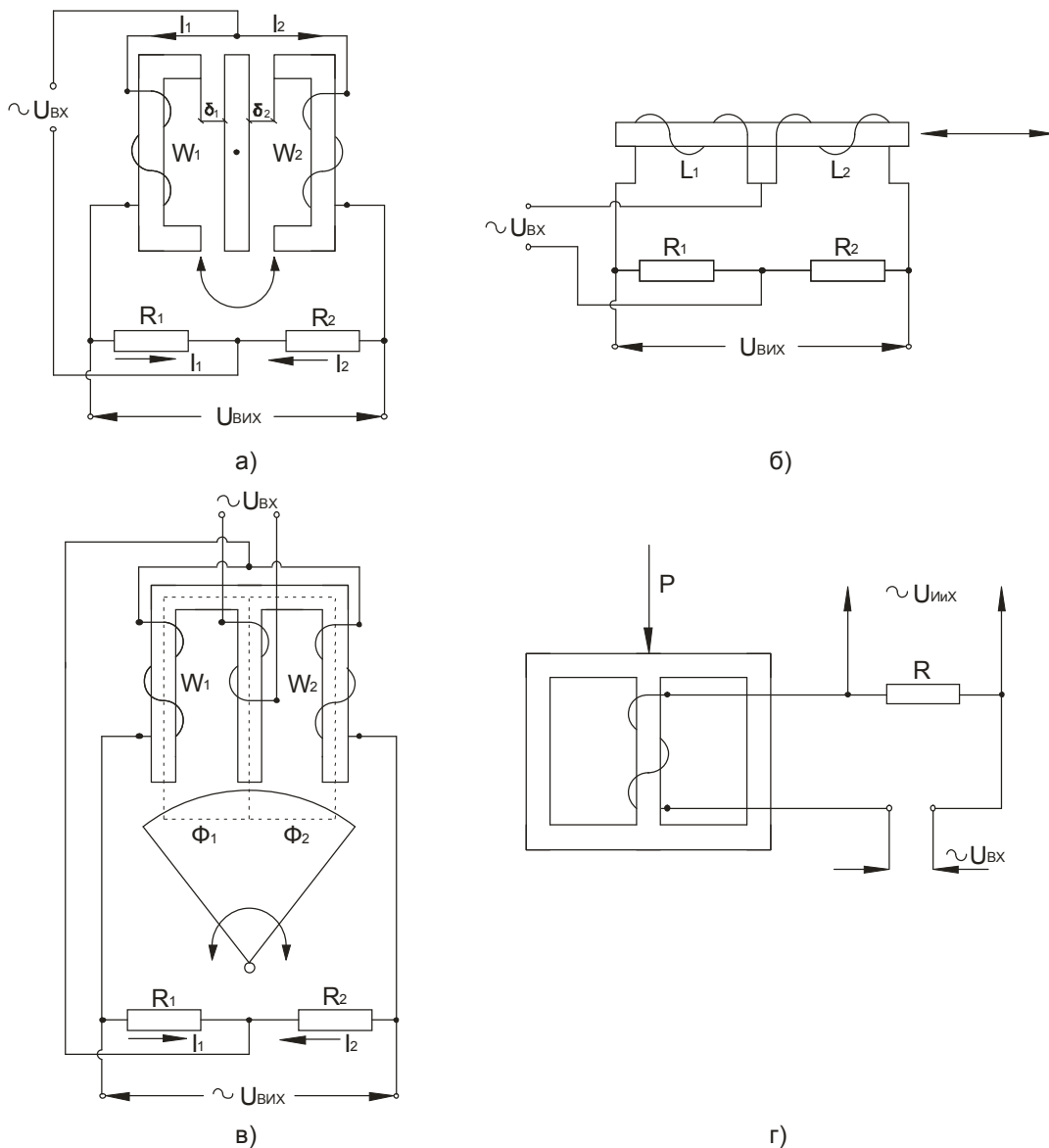


Рисунок 2.20

Більшість індуктивних давачів розраховано для роботи на низьких частотах (до 5 кГц), оскільки на високих частотах ростуть втрати в сталі. Підрозділяються

на датчики з рухомим якорем (схема "а"), рухомим осердям (схема "б"), поворотним якорем (схема "в") і магнитоупругого типу (схема "г").

Перші три схеми виконані за принципом мосту, що врівноважено. На одну діагональ мосту подається напруга живлення, а з іншої— знімається інформація про розбаланс мосту, який виникає при повороті, висуненні якоря, осердя (сх. "а", "б") або ж при повороті якоря (сх. "в"). В останній схемі здійснюється трансформаторний зв'язок діагоналі мосту з вхідною напругою. У схемі "а" забезпечується вимірювання переміщень до 1 мкм, а в схемі "б" точність виміру лінійних переміщень до 0,5..1мм. Давач за схемою "в" інакше називають трансформаторним. Його характеристика лінійна в діапазоні 4...6°. Давач магнитоупругого типу (схема "г") застосовують для вимірювання тиску. При механічному впливі магнітна проникність пермалоя змінюється, що позначається на величині вихідної напруги. Такі давачі мають велику похибку (кілька відсотків) із-за залишкової деформації пермаллою.

Ємнісні давачі. Застосовуються для виміру лінійних і кутових переміщень. Побудовані на основі плоского конденсатора. Працюють на змінному струмі частотою вище 1 кГц. Принцип заснований на зміні ємності плоского конденсатора $C = \frac{\epsilon S}{\delta}$, де S – площа пластин, δ – відстань між ними. Зазвичай $\delta = 0,1...0,5$ мм. Ємність датчиків (10...100 пФ), точність виміру лінійних переміщень (0,1...0,001) мкм.

Давач має змінне діелектричне середовище, являє собою трубу, що ізолювана з внутрішньої сторони. В трубі розміщується ізолюваний стрижень. Металева трубка і стрижень використовуються як електроди конденсатора. Такий датчик застосовується для вимірювання рівня горючої рідини в баках повітряних апаратів, автомобілів та ін. Чим більше рідини знаходиться всередині труби, тим більше ємність конденсатора, і навпаки.

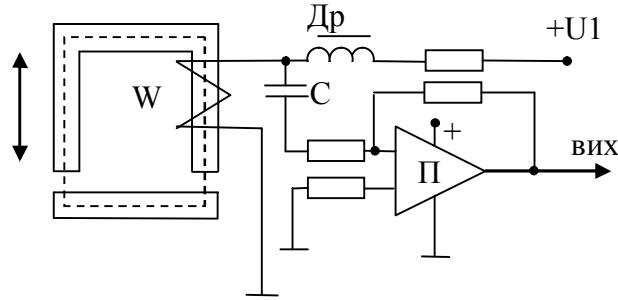
Такі давачі володіють високою чутливістю, однак не придатні для роботи на низьких частотах. Вони вимагають наявності високочастотного генератора, складні в регулюванні, чутливі до паразитних полів і завад.

2.5.4 Давачі швидкості

Тахогенератори—це електромеханічні пристрої, які перетворюють механічне обертання електричної машини, що працює в режимі генератора, в електричний сигнал. Являють собою малопотужні генератори, які виробляють напругу, що пропорційна швидкості обертання. Ця напруга повинна бути лінійною функцією кутової швидкості. Найбільш широко поширені тахогенератори постійного струму із незалежним збудженням і змінного струму за схемою двофазного асинхронного двигуна з порожнім немагнітним ротором. Тахогенератори використовують в електроприводах невисокої і середньої точності стабілізації швидкості – десяті частки або ж одиниці відсотка.

Імпульсний давач швидкості, рисунок 2.21, являє собою електромагнітний пристрій, в якому відбувається модуляція магнітної провідності шляху потокузбудження. За рахунок цього на виході давача генерується відповідна кількість імпульсів за один оборот валу двигуна.

Ротор імпульсного датчика зазвичай виконується у вигляді зубчастого диску. Біля ротора встановлюється шихтоване осердя з трансформаторної сталі з однією обмоткою. Через обмотку пропускається постійний струм, створюється потік, що замикається через осердя, зазор, зубці і тіло ротора. При обертанні ротора величина зазору змінюється, тому в обмотці наводиться ЕРС з частотою $f = \frac{np}{60}$, де n - швидкість обертання, p - кількість зубів ротора.

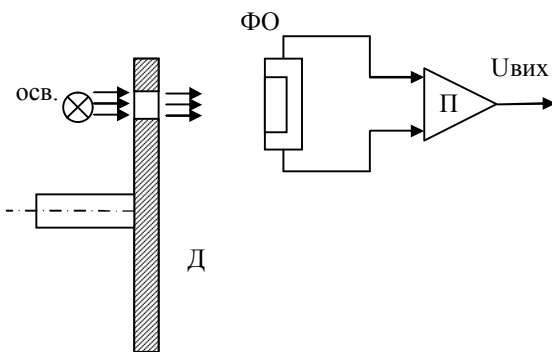


П- підсилювач

Рисунок 2.21

На схемі (рисунок 2.23) конденсатор С дросель Др поділяють постійну і змінну складову струму обмотки W. Недоліком такого датчика є те, що при зниженні швидкості обертання нижче 50 об/хв, ЕРС, що наводиться на обмотці, порівнянна з власними шумами П, що робить неможливим вимірювання швидкості обертання.

Фотодавачі швидкості обертання. Принцип дії такого давача заснований на модуляції світлового потоку, що падає на фотоопір, рисунок 2.22.



- Д- диск
- П- підсилювач
- ФО- фотоопір

Рисунок 2.22

Частота імпульсів на виході П залежить від кількості отворів або ж міток p на Д, тобто $f = \frac{np}{60}$.

Фотодавач не має обмежень на вимірювання малих швидкостей. Такі обмеження є при вимірі великих швидкостей, що пов'язано із частотними властивостями фотоопору фотодіода, або ж фотоелектронного помножувача. Для надійної роботи давача необхідно виконати умову за максимально допустимої

частоті обертання: $f_M \leq (5..10) \frac{1}{\tau_\Phi}$, де τ_Φ – стала часу фотодавача. До недоліків такого давача можна віднести наявність освітлювача з оптичною системою, що потребує спеціального догляду.

2.5.5 Давачі струму

Трансформатор постійного струму, рисунок 2.23, використовують найчастіше з вентильними перетворювачами середньої потужності. Він включає в себе два дроселі насичення з робочою W_p і керуючою W_k обмотками та два вентильних мости В1, В2. Обмотки управління включені послідовно між собою і з навантаженням. По них тече струм навантаження I_d , який змінює магнітний стан осердя дроселя, в результаті чого змінюється робоча напруга на робочих обмотках W_p . Внаслідок цього струм в робочих обмотках повторює закон зміни струму навантаження I_d . В результаті змінюється напруга на виході В1, В2, яка пропорційна струму I_d . Трансформатори T_1, T_2 живляться від двох напруг, що зсунуті на 90° один щодо одного, це дозволяє знизити пульсації струму на виході давача. З резистора R_d знімається напруга U_d , яка пропорційна струму навантаження.

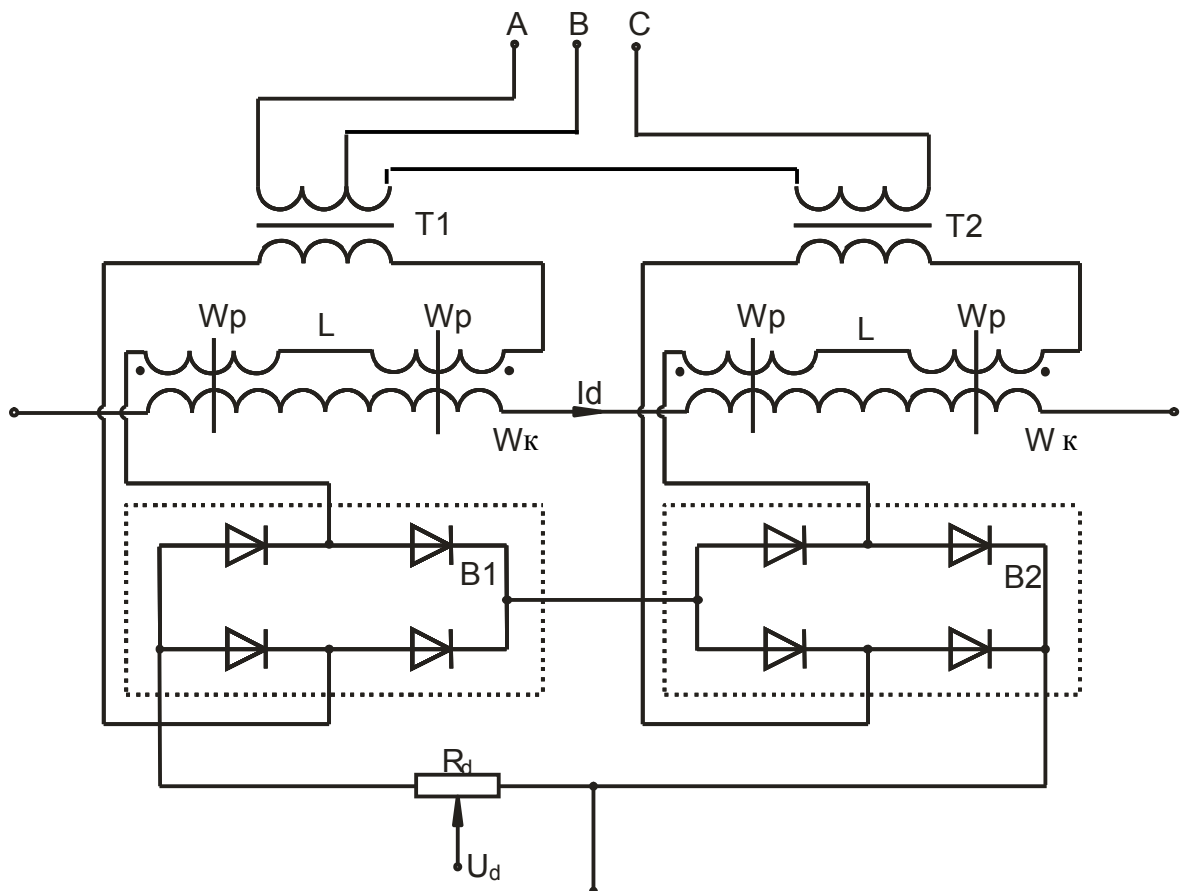
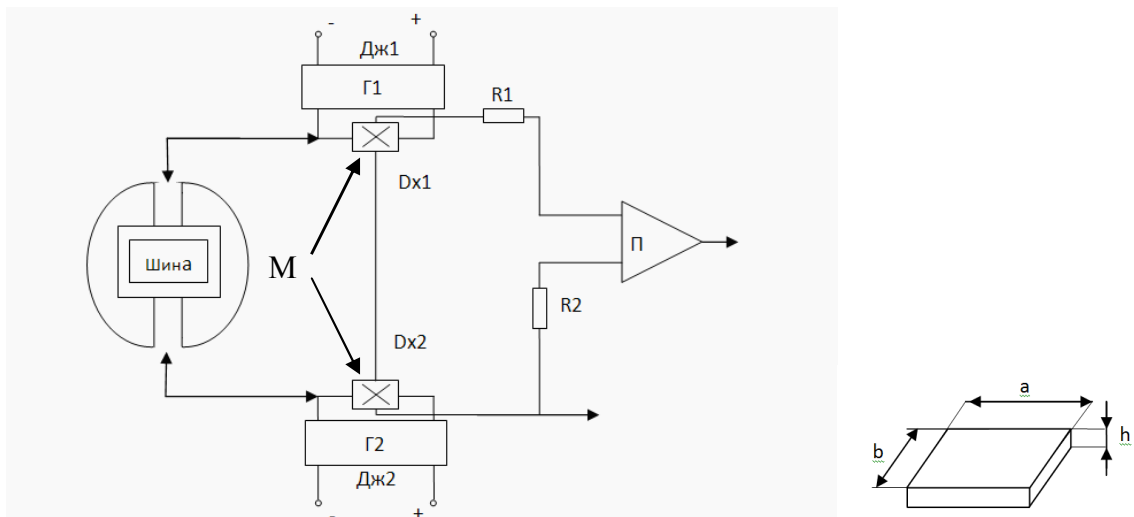


Рисунок 2.23

Давач Холла. Заснований на використанні ефекту Холла (рисунок 2.24). Якщо скрізь пластину з напівпровідникового матеріалу товщиною h і відношенням довжини до ширини a/b пропустити струм I_d у повздовжньому напрямку, а в поперечному (перпендикулярно) напрямку створити магнітний потік, то між крайніми точками в поперечному напрямку виникне ЕРС Холлу

$$E_x = \frac{R_x}{h} I_d B \varphi(a/b), \text{ де } R_x \text{ – стала Холла, } B \text{ – індукція в зазорі магнітопровода.}$$



Г1, Г2- генератори

ДЖ1, ДЖ2- джерела живлення

М- магнітопровід

П- підсилювач

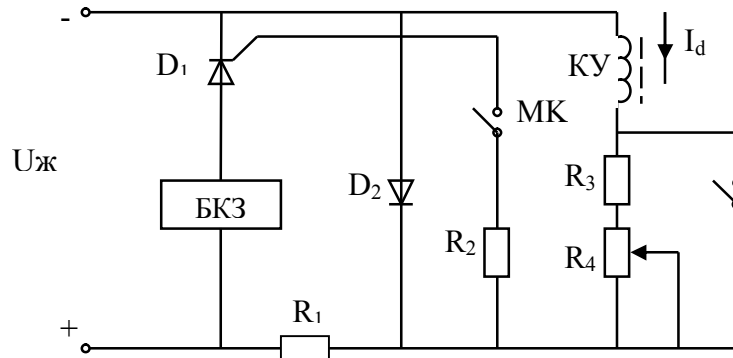
Рисунок 2.24

М являє собою U-образну магнітну систему з електротехнічної сталі марки Э411. Він має два повітряних зазори, у яких розміщені діамагнітні прокладки, в їхніх кишнях розміщені датчики Хола ДХ1, ДХ2. Струмова шина розміщена в зазорі магнітопровода. Уставка по струму регулюється струмами Г1, Г2 і величиною повітряного зазору.

Давачі струму на основі герконів, рисунок 2.25. При впливі на геркон магнітного поля достатньої напруженості феромагнітні контактні пружини намагнічуються; магнітні полюси, що утворяться на їхніх контактах різнойменні, вони притягаються, контакти замикаються. Живлення магнітної КУ здійснюється стабілізованою напругою $U_{жс}$. При достатньому рівні МРС МК замикається. Рівень МРС спрацьовування забезпечує різниця потоків, створюваних вимірюваним струмом I_d , що тече по шині, і за рахунок струму джерела живлення U_{α} .

Спрацьовування контакту геркона забезпечує відповідну реакцію БКЗ. Схема електрична токового захисту, рисунок 2.25, включає в себе параметричний стабілізатор (кремнієвий стабілітрон) D_2 , баластний резистор R_1 . Магнітний потік

катушки КУ створюється різницею потоків від струму I_d , що вимірюється і струму катушки КУ. Уставку спрацьовування захисту можна регулювати змінним резистором або за допомогою магнітного екрану.



БКЗ- блок керування захистом

КУ- катушка управління

МК- магнітокеруємий контакт

Рисунок 2.25

2.6 Питання до самоконтролю

1. Чому зовнішній контур системи електропривода постійного струму, що виконано за принципом підлеглого регулювання, називають головним?
2. Функції мікропроцесора в системі електропривода.
3. Що таке робастність і шляхи її досягнення в системі електроприводу?
4. Порівняти складність керування й складність конструкцій електричних машин постійного і змінного струму.
5. За рахунок чого векторний спосіб керування асинхронними електродвигунами дозволяє регулювати момент?
6. Поняття фаззи-логіки. Необхідність функцій приналежності при реалізації фаззи-управління.
7. Призначення основних блоків фаззи-регулятора. Зміст дефазифікації.
8. Пояснити розходження в передатних функціях електродвигуна постійного струму по керуванню й по збурюванню.

9. Способи керування вентиляними двигунами з постійними магнітами. Робота в режимі БДПС.

10. Перевід вентиляного двигуна з постійними магнітами в синхронний режим через режим БДПС і частотним методом. Достоїнства й недоліки цих методів.

11. Основні характеристики давачів, їхнє призначення.
12. Принцип дії індукційних давачів.
13. Чим обмежені межі виміру струму давачів Хола?
14. Як виконується струмовий захист на основі герконів?

РОЗДІЛ 3

СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ КОМП'ЮТЕРІВ, ОСВІТЛЮВАЛЬНИХ ПРИБОРІВ, КОСМІЧНИХ АПАРАТІВ

3.1 Системи гарантованого живлення комп'ютерів

Системи живлення комп'ютерів повинні відповідати вимогам якості енергетики, питомих характеристик (ват на сантиметр кубічний), заводозахисності, точності стабілізації при допустимих рівнях зміни навантаження, забезпечувати гарантоване живлення при коливаннях напруги мережі і його можливих провалах.

Для виконання цих вимог у процесі проектування таких систем враховується специфіка окремих вузлів комп'ютера як навантаження, а також прогнозується їх поведінка під впливом можливих завод з використанням моделювання. Для моделювання поведінки джерел живлення в умовах завод, що приходять з боку живильної мережі, використовують стандартні форми завод по напрузі і по струму, рисунок 3.1.

Завода по напрузі, рисунок 3.1.а, являє собою загасаюче коливання частотою 100 кГц, час її зростання 0,5 мкс., Максимальна напруга на холостому ходу $U_M = 6$ кВ.

Другий вид завод по напрузі, рисунок 3.1.б, має наступні параметри: час зростання 1,3 мкс, час спаду 50 мкс, максимальна напруга на холостому ходу $U_M = 6$ кВ.

Для модулювання перешкод по струму використовують сигнал, рисунок 3.1.в, що має час зростання 8 мкс, час спаду 20 мкс, струм короткого замикання $I_M = 3$ кА.

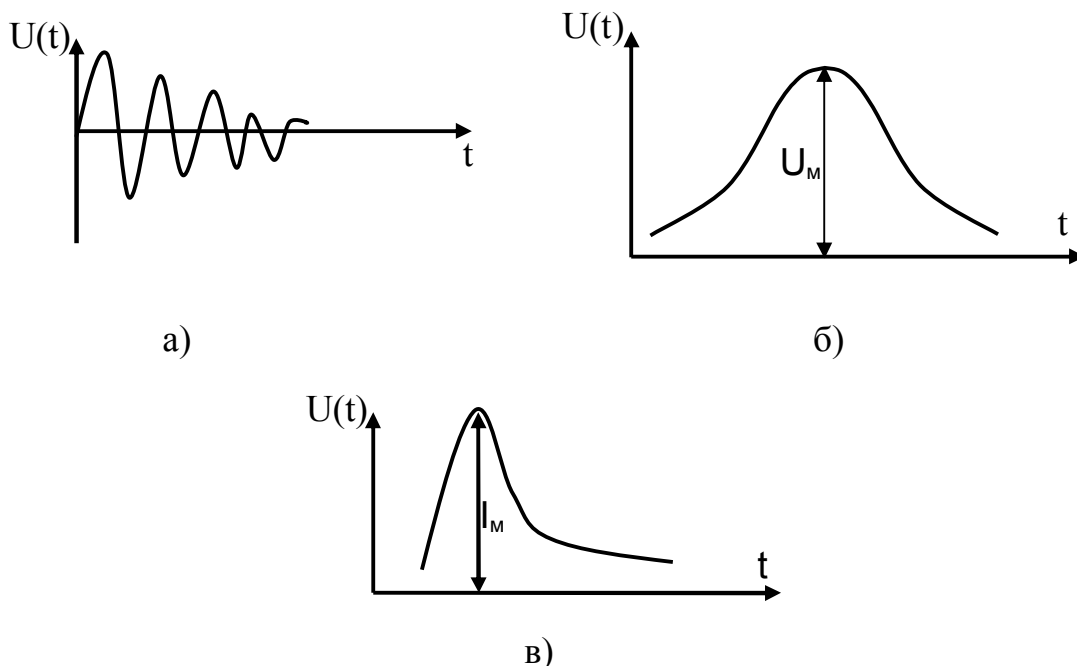
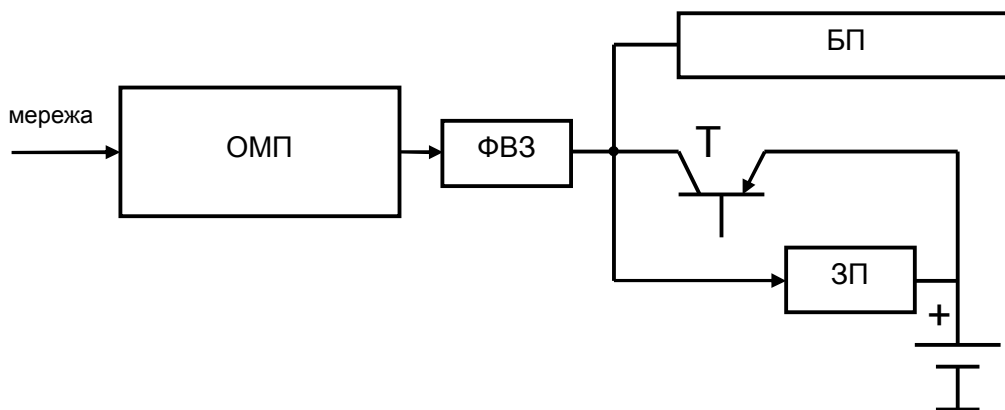


Рисунок 3.1

3.2 Системи живлення портативних комп'ютерів

Живлення портативних комп'ютерів здійснюється від мережі через ОМП або ж від бортової мережі автомобіля напругою 12 В, рисунок 3.2 На вхід системи включається ФВЗ, з виходу якого напруга 12В подається на вхід БП з постійної в постійну напругу. Одночасно через ЗП відбувається підзаряд NiCd акумулятора. При провалах напруги Т підключає акумулятор до входу БП.



БП- багатоканальний перетворювач

ЗП- зарядний пристрій

ОМП- одноканальний мережевий перетворювач

Т- транзистор

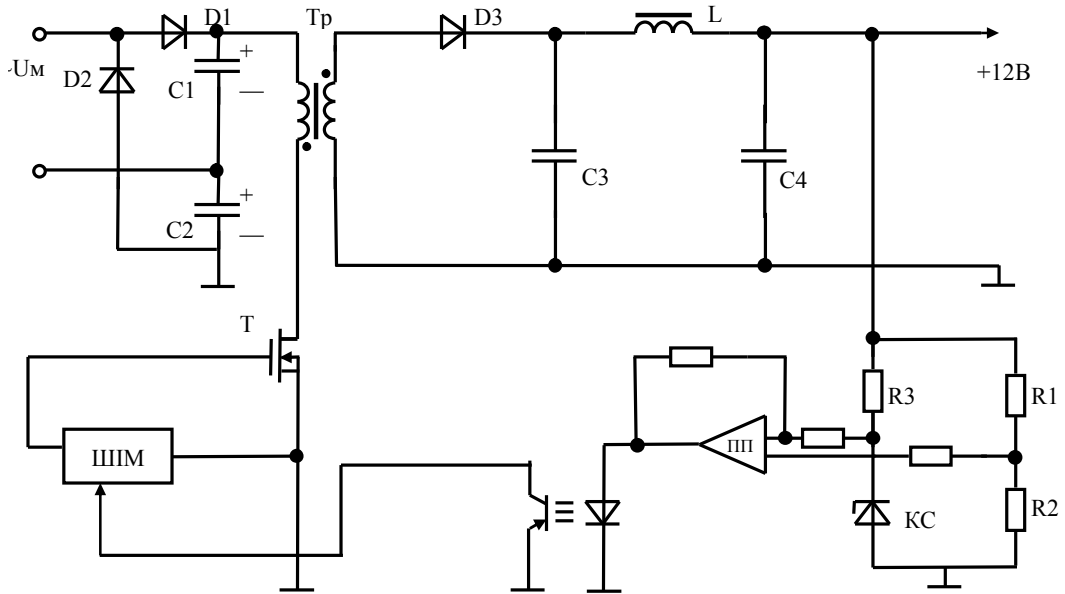
ФВЗ- фільтр високочастотних завад

Рисунок 3.2

Схема ОМП представлена на рисунку 3.3 Вона не має мережевого трансформатора, підключається до мережі через схему подвоєння напруги (схема Латура), яка навантажена на трансформатор Тр.

У його первинну обмотку включений транзистор Т, що працює в режимі ключа з частотою 100 кГц. Напруга вторинної обмотки випрямляється (діод D3), фільтрується і далі 12 В подається на ФВЗ. Зворотній зв'язок по напрузі здійснюється за класичним компенсаційним принципом. Через дільник напруга подається на перший вхід ПП. На його другий вхід подається напруга з КС. Підсилювач пов'язаний зі схемою ШІМ за допомогою оптопари світлодіод-фототранзистор. За допомогою цього зв'язку здійснюється регулювання шпаруватості роботи транзистора Т. Перетворювач постійної напруги в постійну виконано на транзисторі Т і трансформаторі Тр, що відносяться до розряду зворотньоходових, тут процеси накопичення електромагнітної енергії в трансформаторі Тр і її передача в навантаження рознесені в часі по напівперіодах вихідної напруги трансформатора.

Одноканальний мережевий перетворювач має ККД 80%, питома характеристика 0,5 Вт/см³. Потужність ланцюга живлення не вище 100 Вт.



КС- кремнієвий стабілітрон

ПП- підсилювач помилки

ШИМ- широтно імпульсний модулятор

Рисунок 3.3

3.2.1 Автоматизовані робочі місця

З'явилися на початку 80-х років минулого століття. Система їх електроживлення представляє собою багатоканальне безтрансформаторне імпульсне джерело живлення потужністю до 750 Вт. В якості резервного джерела живлення використовується акумуляторна батарея. Під час нормальної роботи батарея підтримується в зарядженому стані за допомогою електронного зарядного пристрою, що живиться від мережі змінного струму через випрямляч і вхідний фільтр. При виникненні перебоїв в електропостачанні вступає в роботу інвертор, що перетворює напругу батареї в змінну напругу мережевої частоти і замінює мережу в якості джерела енергії.

Ємність батареї акумуляторів забезпечує роботу системи протягом 2 хв., Що відповідає 80% випадків перерв в електропостачанні у світовій практиці. Іноді потрібно, щоб при перерві в електропостачанні живилося лише пам'ять-10-12% загальної потужності. У цьому випадку батарея дозволяє жити комп'ютер АРМ протягом 10 хв. Системи живлення вбудованих обчислювальних систем (верстати з числовим програмним управлінням, роботи, маніпулятори) мають потужність до 1000 Вт; вони виконуються за такою ж принциповою схемою, що і системи живлення портативних комп'ютерів. Оскільки їх потужність на порядок перевищує потужність систем живлення портативних комп'ютерів, то замість одноканального перетворювача з виходом +12В використовується

псевдодвохтактний перетворювач з такою ж вихідною напругою. Його принципова схема наведена на рисунку 3.4.

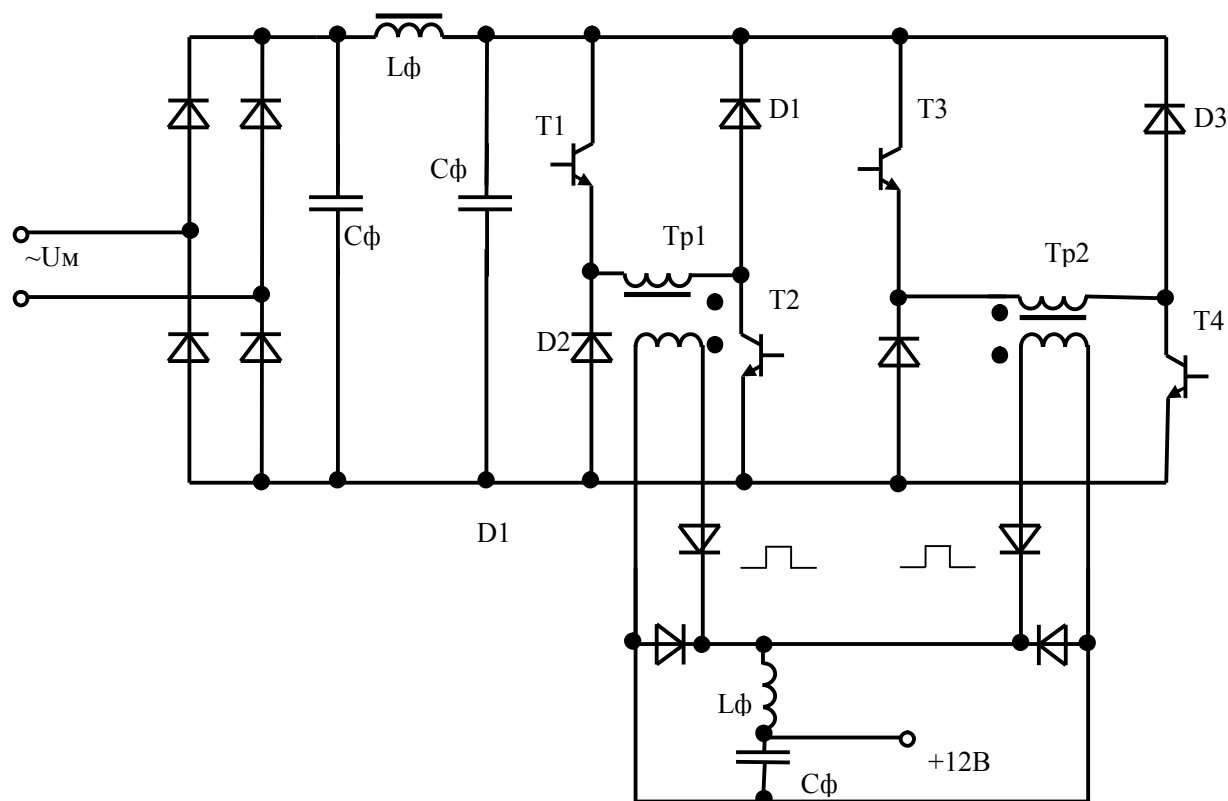


Рисунок 3.4

3.2.2 Персональні комп'ютери

Джерела живлення сучасних персональних комп'ютерів виконуються як інтелектуальні контролери, в яких на високому рівні вирішуються питання енергоефективності, якості динамічних процесів, надійності в роботі. Прикладом такої реалізації джерела живлення широкого застосування (персональні комп'ютери, монітори, телевізори, промисловість) є схема, представлена на рисунку 3.5. В якій вирішені питання активної корекції коефіцієнта потужності (ККП), електромагнітної сумісності та надійної роботи при зміні вхідної напруги в діапазоні 90-270 В.

Управління функціями силових перетворювачів джерела живлення здійснює ІС. Вона призначена для управління двоступеневою топологією джерела живлення, що включає ККП і ШІМ перетворювачі. ІС управління володіє великою кількістю вбудованих функцій управління і контролю, що дозволяє мінімізувати зовнішні з'єднання без обмеження функціональних можливостей. Принципова схема наведена на рисунку 3.5.

До функцій ККП перетворювача, що виконаний на основі паралельного імпульсного перетворювача (транзистор VT1), відносяться випрямлення напруги (VD1-VD4) з наступним його регулюванням і стеження за формою споживаного від мережі струму, наближаючи його форму до форми напруги мережі.

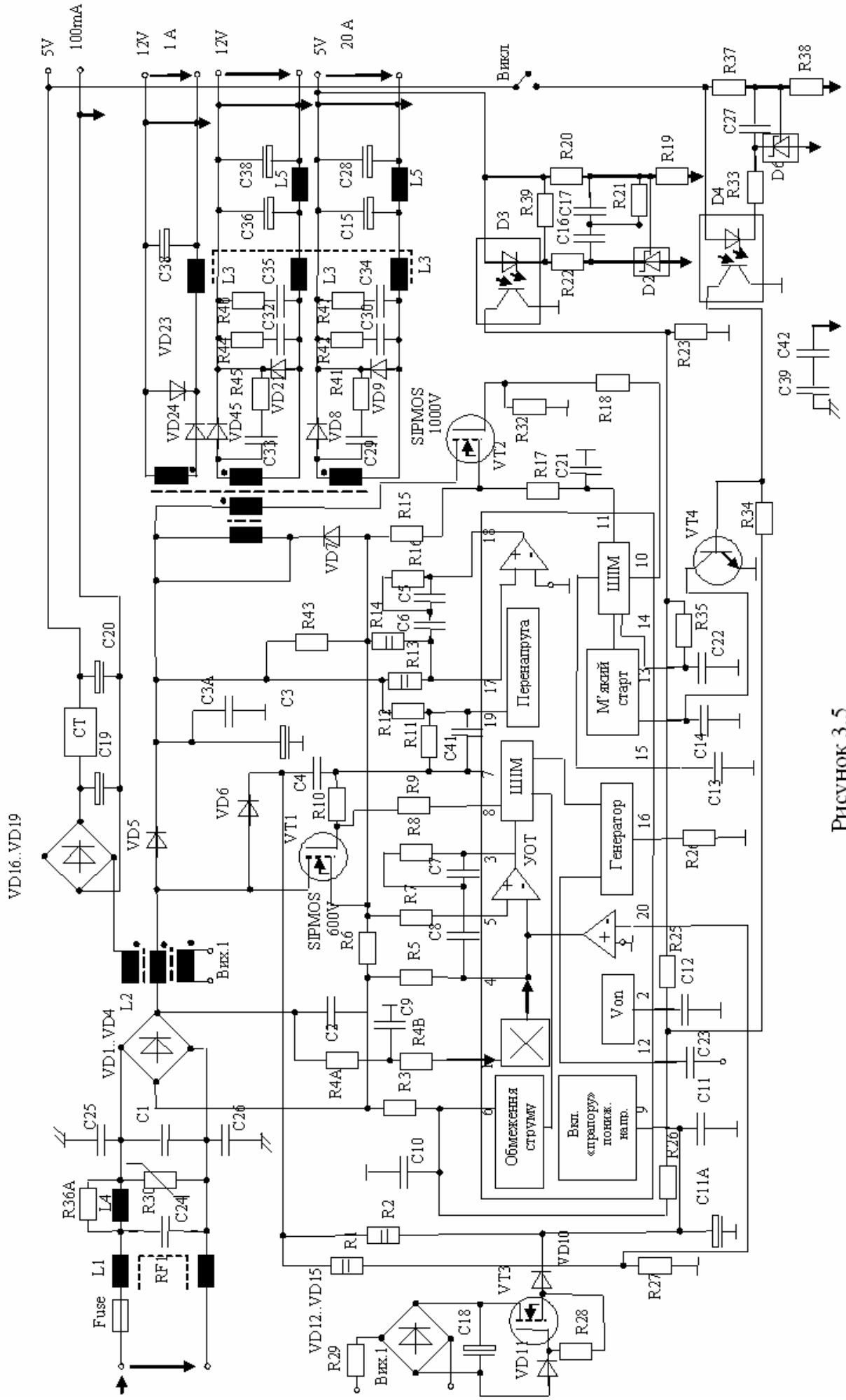


Рисунок 3.5

ШІМ перетворювач (транзистор VT2) забезпечує регулювання і стабілізацію вихідної напруги.

ФВЗ (L1, L4, C1, C24, C25, C26) здійснює захист від завад, які розповсюджуються по мережі. ККП і ШІМ перетворювачі синхронізовані внутрішнім генератором, частота якого встановлюється за допомогою зовнішнього резистора R26, який підключено до виводу 16 і до землі. ККП працює з максимальною шпаруватістю, щоб отримати мінімальні паузи струму, що споживається.

При нормальній роботі ККП-схеми контролер працює з подвійним ланцюгом управління. Перший ланцюг відстежує форму споживаного струму, забезпечуючи середнеструмівий режим управління, як в режимі безперервного, так і переривчастого струму. Другий ланцюг стабілізує напругу в проміжній ланцюга постійного струму. Сигнал зворотного зв'язку по напрузі з дільника R13, R14 надходить на вхід 17 мікросхеми. Вихідний сигнал підсилювача помилки з виходу 18 перемножується з сигналом (вивід1), отриманий в результаті фільтрації (R4A, R4B, C9) випрямленої вхідної напруги. Його амплітуда змінюється в залежності від вихідної напруги підсилювача помилки. Струм, що пропорційний спожитому, надходить на вхід підсилювача помилки струму (ланцюг 4), де віднімається від струму виходу помножувача. Вихідна напруга підсилювача помилки струму (вивід 3) надходить на широтно-імпульсний модулятор, де порівнюється з пилоподібною напругою, що надходить з виходу генератора. Вихідний каскад широтно-імпульсного модулятора (драйвер ККП) формує на виводі 8 напругу управління силовим транзистором VT1. Для частотної корекції в ланцюзі зворотного зв'язку підсилювача помилки струму включені елементи C7, C8, R8, а в ланцюзі зворотного зв'язку підсилювача помилки напруги - C5, C6, R16.

ККП перетворювач забезпечує живлення ІС після пуску, що реалізується за допомогою окремої вторинної обмотки (ВИХ1) дроселя L2 підвищуючого перетворювача. Напруга з L2 надходить на вхід випрямляча VD12-VD15 і далі надходить на параметричний стабілізатор, що виконаний на транзисторі VT3 і стабілітроні D11. Струм через обмотку ВИХ1 може протікати як при відмиканні, так і при замиканні силового транзистора VT1 ККП перетворювача. Аналогічно реалізується потенційно розв'язана додаткова вихідна напруга (5 В, 100 мА) для активної частини схеми, яка стабілізована за допомогою лінійного стабілізатора СТ. Для живлення ІС і додаткових ланцюгів є третя ланка управління ККП перетворювачем, що забезпечує його роботу при половині номінальної частоти, коли ШІМ перетворювач вимкнений. Це необхідно для того, щоб зменшити споживану потужність і запобігти підвищенню напруги у проміжній ланцюга. При цьому напруга управління знімається з додаткового виходу ККП перетворювача, через діод D6 і через дільник R1, R27, надходить на виведення 20 ІВ. Цей керуючий ланцюг активізується, коли напруга додаткового виходу ККП перетворювача нижче номінальної напруги шини на 5%.

ШІМ перетворювач (прямоходовий або зворотньоходовий) керується з постійною робочою частотою, як і ККП перетворювач. Він стартує з м'якого пуску, коли напруга на виході перевищує 80% від номінального значення. Шпаруватість роботи ШІМ $\gamma=0,5$, щоб виключити насичення вихідного

трансформатора. Момент включення ШІМ перетворювача відстає від моменту включення ККП перетворювача на півперіоду для того, щоб уникнути великих завад, що виникають при одночасному збігу фронтів включення, особливо під час короткого замикання. Крім того, затримані робочі цикли ККП і ШІМ перетворювачів зменшують навантаження на конденсатор С3 проміжної ланки, оскільки струм споживання ШІМ перетворювача зазвичай збігається зі струмом, що надходять від ККП перетворювача.

ШІМ перетворювач працює в покращеному струмового режимі управління з ефективним зменшенням високочастотних завад та імпульсних струмів через розряд паразитних ємностей при включенні транзистора VT2. Напруга, що пропорційна струму силового транзистора VT2, знімається з шунта R15 і надходить через фільтр R32, C21 на вихід 11. Для того, щоб забезпечити ефективний розмах опорного сигналу пилоподібної напруги з одночасним зменшенням шумів і імпульсних струмів, що виникають через розряд паразитних ємностей при включенні силового транзистора, напруга з давача струму R15 посилюється всередині ІВ. Результуючий сигнал подається на низькочастотний фільтр першого порядку із зовнішнім конденсатором С13. Широтно-імпульсна модуляція реалізується по задньому фронту в результаті порівняння пилоподібної напруги з виводу 15 і напруги керування з виводу 14. Напруга управління знімається з колектора транзистора оптрона D3, що живиться від опорної напруги Vop (відвод 2) скрізь резистор R25. Для зменшення завад служить фільтр на резисторі R35 і конденсаторі C22. Оптрон D3 забезпечує потенційну розв'язку. Регульований стабілітрон D2 включений у вихідний ланцюг послідовно з випромінювачем. Оптрон D3 виконує функції джерела опорної напруги і підсилювача помилки. Частотна корекція підсилювача помилки забезпечується елементами С16, С17 і R21. Величина вихідної напруги встановлюється резистивним дільником R20, R19, що підключений до виходу джерела живлення.

При цьому досягається стабільна широтно-імпульсна модуляція в широкому діапазоні навантажень від максимальної до холостого ходу.

Для управління затворами силових транзисторів VT1, VT2 використовується схема драйвера з двополюсним живленням, який має покращений режим керування силовими транзисторами і надійний захист їх затворів від перенапруг.

Для того, щоб зменшити випромінювані завади і втрати потужності при включенні, транзистори VT1, VT2 реалізують режим «м'якого» включення за допомогою модуляції кута нахилу опорної напруги. Такий режим дозволяє обмежити струм діода VD5 на етапі його включення.

При включенні джерела в мережу на початковому етапі живлення ІС здійснюється від конденсатора С11, який заряджається через резистор R2 від випрямленої напруги. Після досягнення напруги на конденсаторі С11 порога включення (14В) ІС переходить в активний режим, включається ККП - перетворювач, після чого живлення ІС здійснюється - від випрямляча VD12-VD15.

Для надійного включення ККП перетворювача ємність конденсатора С11 вибирається такою, щоб забезпечити надійне живлення ІС до тих пір, поки напруга на ньому знизиться до 11В. При цьому ККП перетворювач запускається з

максимальною шпаруватістю до тих пір, поки струмовий захист або регулятор її не зменшать. Як тільки напруга проміжної ланки (на конденсаторі С3) перейде поріг свого зниженого значення (80% від номінального), починає запускатися ШІМ перетворювач з м'яким стартом. Для транзисторів VT1, VT2 передбачено струмовий захист. Інформація про струм транзистора VT1 надходить на давач струму (шунт R6), на вивід 6 «обмежувача струму» через фільтр R3, C10.

Для обмеження струму транзистора VT2 використовується сигнал, що надходить з давача струму (резистор R15) через фільтр R32, C21 на вхід 11 системи управління.

При наявності сигналів обмеження струму блокується надходження сигналів управління транзисторів VT1, VT2 (відводи 8, 10).

Напруга проміжної ланки має чотири функціональних рівня. Якщо вона менше 20% від номінального, то обидва виходи управління будуть заблоковані. При напрузі менше, ніж 80% від номінального, залишається заблокованим вихід управління ШІМ перетворювачем, а ККП перетворювач працює на половині номінальної частоти. Якщо напруга проміжної ланки перевищить 110% від номінального, включається швидкий, але м'який захист, що зменшує до нуля вихідний струм помножувача. Якщо ж напруга перевищить 120% від номінальної, каскади управління ККП і ШІМ перетворювачів блокуються і залишаються в цьому стані до тих пір, поки напруга у проміжній ланці не опуститься до 110% від номінального. При зниженні напруги на виводі 19 ІВ до нуля, наприклад, при розмиканні ланцюга на виході управління ККП перетворювачем буде негайно встановлено низький рівень напруги. Таким чином, обрив з'єднання у проміжній ланці, падіння напруги і перенапруження контролюється простим дільником напруги. При цьому, завдяки ефективній системі контролю, значно поліпшується надійність джерела живлення і стійкість по відношенню до коливань вхідної напруги і навантаження.

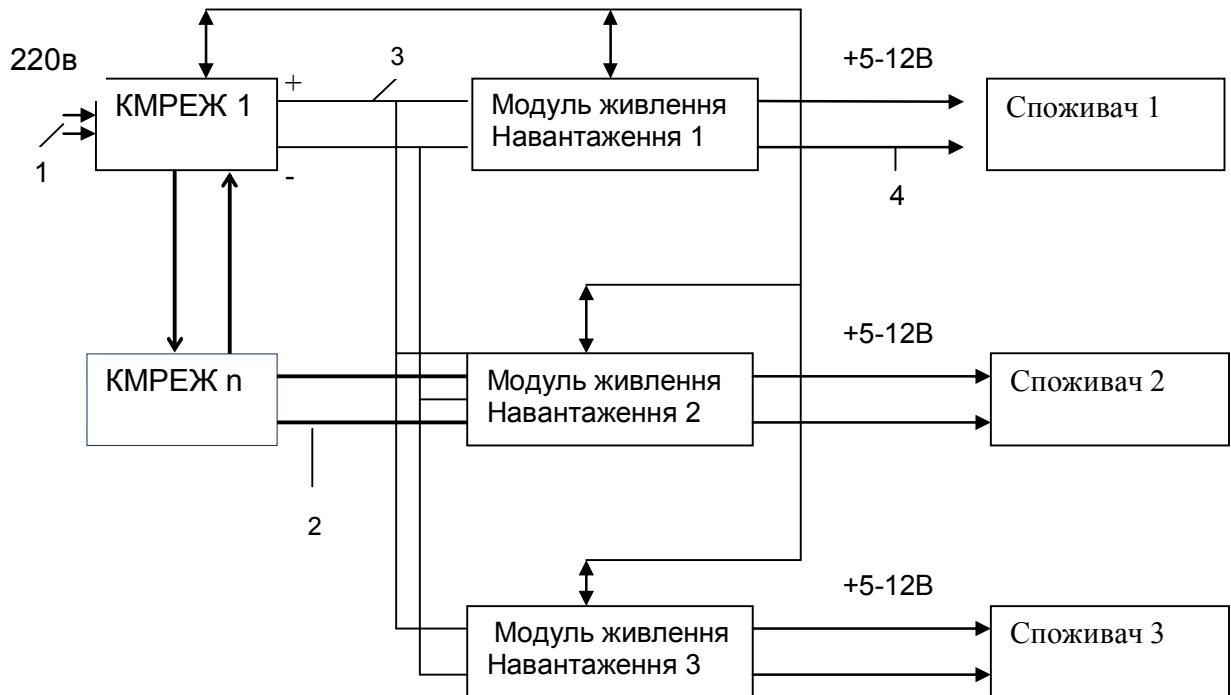
Розглянуте джерело живлення має наступні характеристики: вихідна потужність 150Вт, ККД 80%, коефіцієнт гармонік близько 6%, коефіцієнт потужності 0,99.

3.3 Системи розподіленого електроживлення

Для живлення постійною напругою робочих місць випробувальних, налагоджувальних і радіомонтажних ділянок виробничих цехів, науково-дослідних і навчальних лабораторій існують системи розподіленого електроживлення. У їх функцію входить перетворення напруги мережі в постійну напругу необхідних рівнів і надійна, безпечна, економічна його доставка до робочих місць на відповідні відстані.

Сучасні системи розподіленого електроживлення постійного струму виконуються на основі типових модулів за допомогою їх паралельного включення, рисунок 3,6. Від живильної мережі "1" змінна напруга надходить на вхід контролера мережі розподіленого електроживлення (КМРЕЖ). Їх кількість залежить від потужності системи живлення. З виходу КМРЕЖ по довгій внутрішньої шині "2" напруга 36 В подається на входи модулів живлення

навантаження з вихідною напругою 5 ... 12 В. З виходу цих модулів по короткій шині "4" здійснюється живлення окремих споживачів.



КМРЕЖ- контролер мережі розподільного електроживлення

Рисунок 3.6

Виконання низьковольтної шини коротким проводом призводить до помітного зниження втрат потужності в підвідних проводах. Розглянемо особливості виконання і призначення окремих блоків системи розподіленого електроживлення.

КМРЕЖ— це багатофункціональний інтелектуальний пристрій, який забезпечує перетворення змінної напруги мережі в постійну напругу мережі розподіленого електроживлення 36 В або 48 В. Контролер забезпечує електромагнітну сумісність з мережею живлення за рахунок включення мережевого фільтра високочастотних завад і блоку формування вхідного струму ККП. Постійна напруга з виходу ККП 400 В перетвориться в постійну низьковольтну напругу за допомогою конвертора напруги. Контролер здійснює стеження за станом мережі живлення і попереджає споживача про неполадки в ній. При цьому забезпечується постійний рівень напруги в мережі розподіленого електроживлення протягом 20мсек при провалах напруги в мережі змінного струму. Крім цього контролер здійснює захист розподіленої мережі від перенапруг, перевантажень по струму і коротких замикань. У випадку, якщо необхідно в розподіленій мережі отримати підвищену напругу, можливо послідовне включення декількох контролерів. При цьому один з контролерів переводиться в режим ведучого і керує іншими контролерами - відомими. Ведучий контролер вирівнює рівні вихідної напруги між усіма задіяними контролерами. Управління контролером здійснює СУ.

3.4 *Силова електроніка для освітлювальних приладів*

Основну інформацію людина отримує через зорове сприйняття навколишнього світу. Тому до якості штучного освітлення завжди ставляться високі вимоги. Існують норми освітлення для різних категорій: виробничих, навчальних, наукових, медичних та побутових приміщень. Якісне освітлення має бути економним і безпечним.

До недавнього часу освітлення виконувалося на основі ламп розжарювання і люмінесцентних ламп першого покоління, основними недоліками яких є малий термін служби, а також низький коефіцієнт потужності і стробоскопічний ефект - для люмінесцентних ламп.

Від цих недоліків звільнилося нове покоління люмінесцентних ламп і галогенних ламп розжарювання. Ці прилади є найважливішим засобом енергозбереження та збереження навколишнього середовища і відіграють помітну роль в державних програмах енергозбереження всіх економічно розвинених країн світу.

У галогенних ламп в порівнянні зі звичайними лампами розжарювання термін служби вище в 2 рази (до 2000 годин), а світлова віддача на ват споживаної потужності вище в 1,5-2 рази. Їх застосування сприяє мініатюризації освітлювальних приладів.

Наприкінці 70-х років минулого століття з'явилося нове покоління люмінесцентних ламп (компактні люмінесцентні лампи), які стали широко застосовуватися для освітлення житлових і громадських приміщень та у виробничих цехах. Нові лампи об'єднали в собі переваги ламп розжарювання (невеликі габарити, можливість включення в електричну мережу через звичайний патрон, гарна передача кольору) і стандартних люмінесцентних ламп (висока світлова віддача, що перевищує в 5 разів світлову віддачу ламп розжарювання тієї ж потужності) і тривалий (до 8000 годин) термін служби.

Зростання ринку люмінесцентних ламп і галогенних ламп розжарювання викликало зростання електронних баластів для них.

Електронний баласт є дорогим і складним пристроєм силової електроніки, однак, він має суттєві переваги перед індуктивним баластом звичайних люмінесцентних ламп, а саме:

- менші втрати потужності при підвищеній світловіддачі;
- мала маса і габарити баласту, мала матеріаломісткість, можливість вбудовування баласту в стандартний цоколь;
- відсутність пульсацій світлового потоку лампи;
- високий коефіцієнт потужності (більше 0,95) за рахунок використання коректора коефіцієнта потужності;
- можливість регулювання яскравості лампи від максимального значення до мінімуму;
- можливість роботи від мережі постійного струму, що дозволяє використовувати лампи в системах аварійного освітлення;
- великий термін служби.

Сучасна електронна промисловість випускає компактні люмінесцентні лампи потужністю від 7 до 23 Вт; промислові люмінесцентні лампи потужністю від 20 до 120 Вт і галогенні лампи розжарювання потужністю від 50 до 150 Вт.

3.4.1 Роль електронного баласту і його схемна реалізація

У звичайній люмінесцентній лампі запалювання (іонізація розрядного проміжку) відбувається при недостатньо прогрітих електродах. В результаті струм лампи збільшується за рахунок іонного бомбардування електродів, що приводить до їх інтенсивного розпилення. Термін служби лампи при цьому знижується.

Підключення електронного баласту дозволяє розігріти електроди лампи до того моменту, коли відбудеться її запалювання, рисунок 3.7.

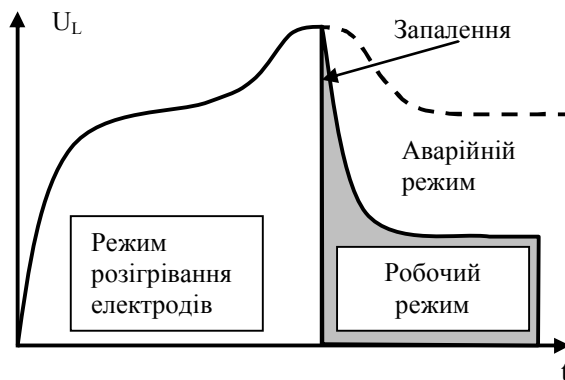
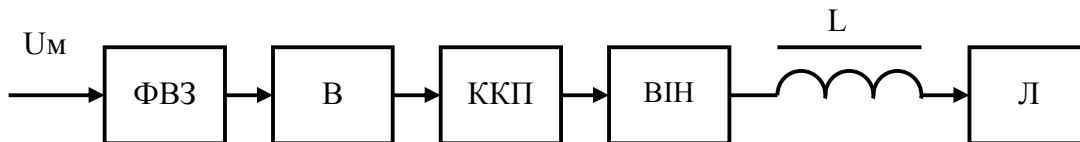


Рисунок 3.7

Для запалювання лампи баласт повинен забезпечити напругу в декілька сотень вольт. З моменту іонізації розрядного проміжку настає робочий режим лампи. Струм лампи в цьому режимі обмежується сотнями міліампер, а робоча напруга на лампі підтримується на рівні менше 100 В. Ці параметри регламентовані для кожного типу лампи.

Структурна схема електронного баласту представлена на рисунку 3.8.



- В-випрямляч
- ВІН-високочастотний інвертор напруги
- ФВЗ-фільтр високочастотних завад
- Л-лампа
- L-дросель

Рисунок 3.8

Інвертор напруги перетворює вхідну постійну напругу 310В на змінну частотою 20-60 кГц. Живлення лампи здійснюється через дросель L_B . В якості елемента попереднього підігріву електродів використовується конденсатор, що включений послідовно з електродами лампи.

Принципові електричні схеми електронних баластів проектуються, як правило, на основі однотактної зворотньоходової, двотактної з середньою точкою трансформатора або двотактної полумостової базових схем АІН.

Найбільшого поширення отримала остання схема. Один з її варіантів – автогенераторна схема— на рисунку 3.9.

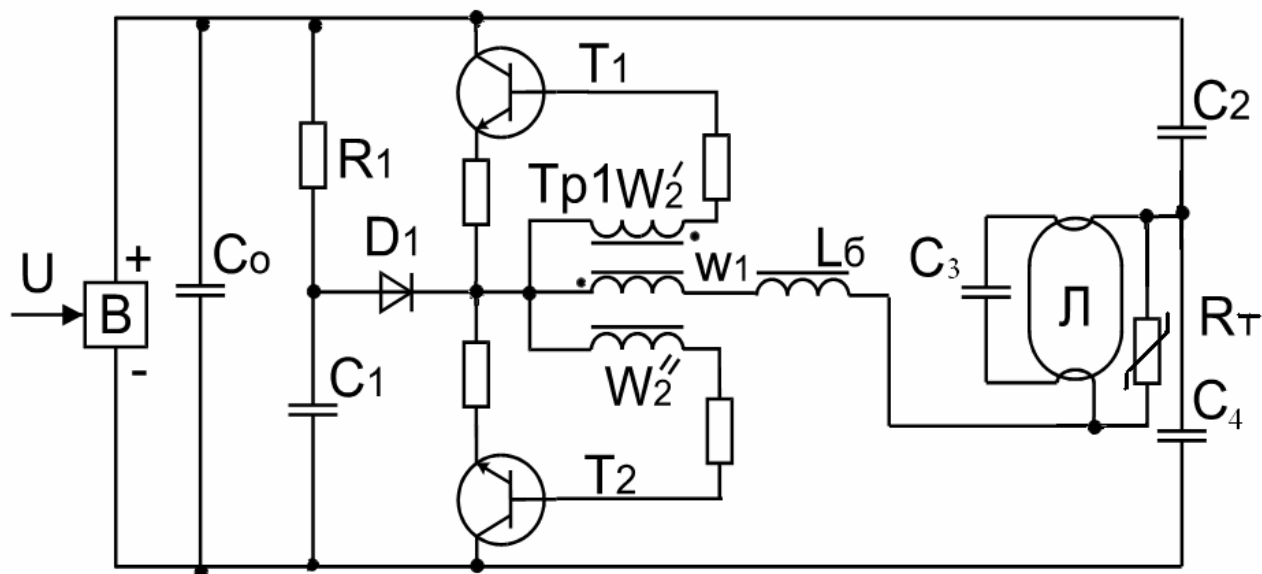


Рисунок 3.9

В основу електронного баласту покладена схема магнітного мультивібратора (схема Ройера), що виконана на транзисторах T_1 , T_2 і трансформаторі Tr , осердя якого має прямокутну петлю гістерезису. При включенні живлення через R_1 , D_1 , обмотку трансформатора W_1 , дросель L_B , R_T , C_4 починає текти струм. На кінцях обмоток трансформатора, позначених крапками з'являється плюс ЕРС самоіндукції. У результаті транзистор T_1 відкривається, а транзистор T_2 - закривається. Струм через обмотку W_1 зростає і при деякому його значенні відбувається насичення осердя. ЕРС самоіндукції, що наведена на обмотках трансформатора, змінює свою полярність на протилежну. Тому транзистор T_1 закривається, а T_2 - відкривається і т.д.

Включення терморезистора R_T дозволяє протягом часу, що необхідний для розігріву електродів, створювати напругу на електродах лампи, яка недостатня для її запалювання. По мірі прогріву електродів лампи опір терморезистора зростає, тому зростає напруга на конденсаторі C_3 і при деякому його значенні відбувається запалювання лампи.

3.5 Світлодіоди

Світлодіодні матриці—в найближчій перспективі повинні стати основним освітлювальним приладом.

Сучасні білі світлодіоди за своєю досягнутою світловіддачею 80-120 лм / Вт у багато разів перевершили лампи розжарювання і деякі типи люмінесцентних ламп. У 2006 році собівартість напівпровідникового джерела світла становила 5-10 центів на люмен для одиночних випромінювачів зі світловим потоком 300-500 лм. Еквівалент 60-ти Вт лампи розжарювання сьогодні обійдеться в 10 дол. США, що поки що є серйозним стримуючим фактором для широкого впровадження таких джерел світла.

До переваг світлодіодних освітлювальних приладів можна віднести:

- відсутність вакуумного балона і ниток розжарювання;
- зверхмініатюрність;
- низьковольтність;
- простота управління яскравістю;
- довговічність і надійність;
- ударо-вибухо-та пожежобезпечність;
- економічність.

Історія появи світлодіодів пов'язана з відкриттям Лосєвим О.В. (1903-1942) у 1922р. ефекту світіння деяких кристалічних діодів, які використовувалися в радіоприймачах. Цей ефект Лосєв досліджував до своєї смерті в блокадному Ленінграді. Сьогодні цей ефект називають Lossev licht - ефект Лосєва.

Лосєв встановив, що світіння кристалічних діодів не пов'язане з їх розігрівом або ж з електричним розрядом, воно йде з кристала і являє собою люмінісценцію - холодне світло. До того часу квантова теорія вже довела, що при зміні стану електронів в кристалі можуть випромінюватися фотони світла. Лише після створення теорії р-п переходу стала зрозуміла причина низької ефективності світіння, яке спостерігав Лосєв. Причина цього полягала в тому, що у своїх дослідженнях він використовував кристали карбїду кремнію, які не давали інтенсивного світла.

Потрібен був новий матеріал. У 1953р. німецький вчений Г. Велькер синтезував арсенїд галію - основу майбутніх лазерів і світлодіодів з великою світловіддачею. У 1970р. група російського вченого Алфьорова Ж. І. пристосувала до світлодіодів гетероструктури (чергування шарів різних напівпровідників замість легування, тобто додавання домішок).

Японський вчений Ш. Нікамура в 1993р. створив синій, а в 1995р. - білий світлодіод.

Стало можливим створення ефективних освітлювальних приладів на основі світлодіодних матриць. І вже в 2007р. перші автомобілі "Audi" з світлодіодними фарами надійшли на ринок, який в даний час неухильно розширюється.

3.6 Системи живлення космічних апаратів

До теперішнього часу потужність систем живлення космічних апаратів зросла до декількох десятків кіловат, а космічних станцій— до сотень кіловат.

Змінилася і якість виконання систем живлення на основі застосування нових типів потужних польових транзисторів, IGBT-приладів, датчиків струму на основі ефекту Холла, високоякісних конденсаторів.

Системи живлення космічних апаратів повинні перетворювати з високим ККД вихідну енергію (сонячну, хімічну, ядерну) в електричну, яка розподіляється між іншими системами (терморегулювання, управління орієнтацією, службовими) та іншою апаратурою. Для штучних супутників на навколосезонній орбіті система живлення складається з сонячної батареї, акумуляторних батарей, що забезпечують електроживлення під час перебування супутника в тіні Землі, системи перетворення енергії та кабельної мережі.

Маса систем живлення від всієї маси супутника, що знаходиться на орбіті геосинхронній становить 33% і 26% - для тих, що знаходяться на низькій орбіті.

Сонячні батареї - це напівпровідникові прилади великої площі з неглибоким р-п переходом і низькими значеннями напруги холостого ходу та струму короткого замикання. Вони повинні витримувати повторні термоцикли в діапазоні температур від -200°C до $+100^{\circ}\text{C}$ в глибокому вакуумі. Їх ККД близько 14,5%, з ростом температури він зменшується. Для забезпечення необхідної потужності сонячні батареї збираються в модулі— великі батареї.

Для створення потрібного рівня напруги елементи, що узгоджені по струму, з'єднуються послідовно, а для створення потрібного струму елементи, які узгоджені за напругою, з'єднуються паралельно. За рахунок включення розділових діодів вдається запобігти впливу пробитих елементів на характеристики батареї.

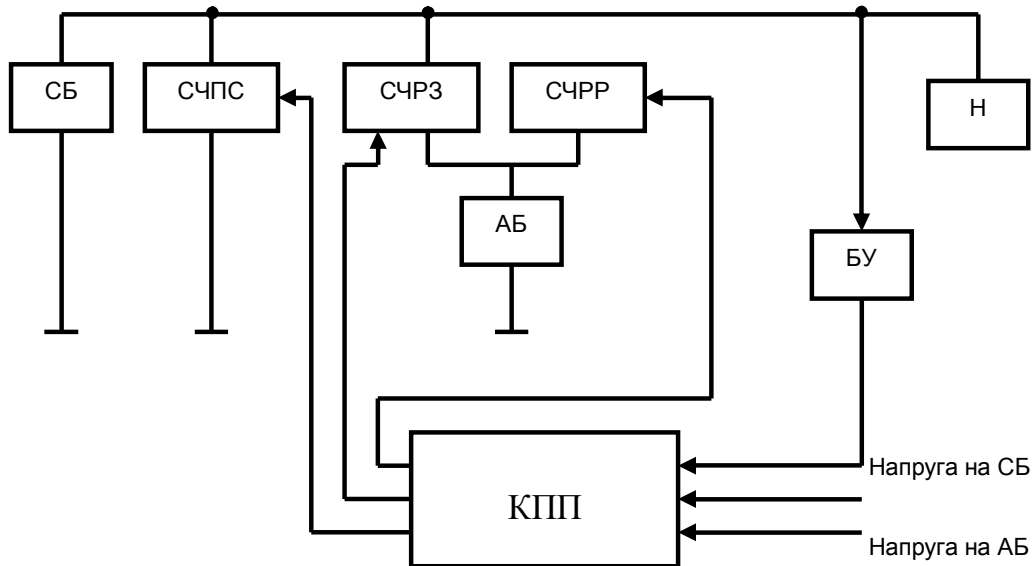
Накопичувальні елементи. Як правило, це Ni-Cd акумулятори. Зарядом - розрядом акумуляторної батареї керує спеціальний блок, який контролює вихідну напругу сонячної батареї і за результатами контролю вмикає або вимикає акумулятор від зарядного пристрою.

У всіх точках орбіти панелі сонячних батарей повинні бути перпендикулярні сонцю. Для цього існує приводний пристрій. До його складу входять: кроковий двигун, редуктор від двигуна до СБ, контактне кільце для передачі енергії від СБ; датчик положення вала двигуна для визначення відносного положення СБ і корпусу космічного корабля. Потужність, що необхідна для роботи бортового устаткування супутника, який знаходиться на геостаціонарній орбіті (висота 35800 км, нахилення нуль градусів), складає від 1500 до 2500 Вт. Площа СБ $17,1\text{м}^2$. Акумуляторна батарея супутника зв'язку (час життя 10 років) повинна витримувати 900 циклів заряд - розряд. При цьому заряд - 22,8 год., Розряд - 1,2 год.

Найчастіше для супутників використовується система живлення зі стабілізованою шиною, рисунок 3.10.

Повна схема системи живлення космічного апарату представлена на рисунку 3.11, де на транзисторі Т1 виконано паралельний стабілізатор напруги на шині. Його управління здійснюється в результаті порівняння напруги, що знімається з ДН, з еталонною напругою КС. Ця різниця поступає на вхід П і далі через АТ – на вхід К, де порівнюється з опорною пилкоподібною напругою. На виході К формується широтно-модульований сигнал, який керує транзистором

стабілізатора Т1 за допомогою СКПП. Діод VD1 блокує розряд конденсатора С2 скрізь транзистор Т1. Регулятор заряду виконано на транзисторі Т2. Він контролює заряд АБ при зміні Н і одночасно стабілізує напругу на шині. Дросель L і діод VD3 забезпечують режим безперервного струму заряду АБ при перемиканні транзистора Т2. Із зростанням заряду струм знижується. Коли АБ повністю зарядиться, сигнал про закінчення заряду переводить систему в режим компенсаційного підзаряду. Режим розряду регулюється стабілізатором, який підвищує напругу на АБ до рівня напруги на шині за допомогою регулювання транзистора Т3 широтно-модульованим сигналом, що поступає від схеми контролю потоку потужності. Коли транзистор Т3 відкритий, в дроселі L, який включений послідовно з АБ, запасється енергія. Вона передається в конденсатор С2 при замиканні транзистора Т3. При цьому конденсатор С2 заряджається до вищої напруги, ніж напруга на АБ, і підтримується на цьому рівні.



АБ - акумуляторна батарея

БУ - блок управління потоком потужності стабілізатора і регуляторів заряду і розряду

КПП- контроль потоку потужності

СБ- сонячна батарея

СЧПС - силова частина паралельного стабілізатора, який стабілізує напругу на шині

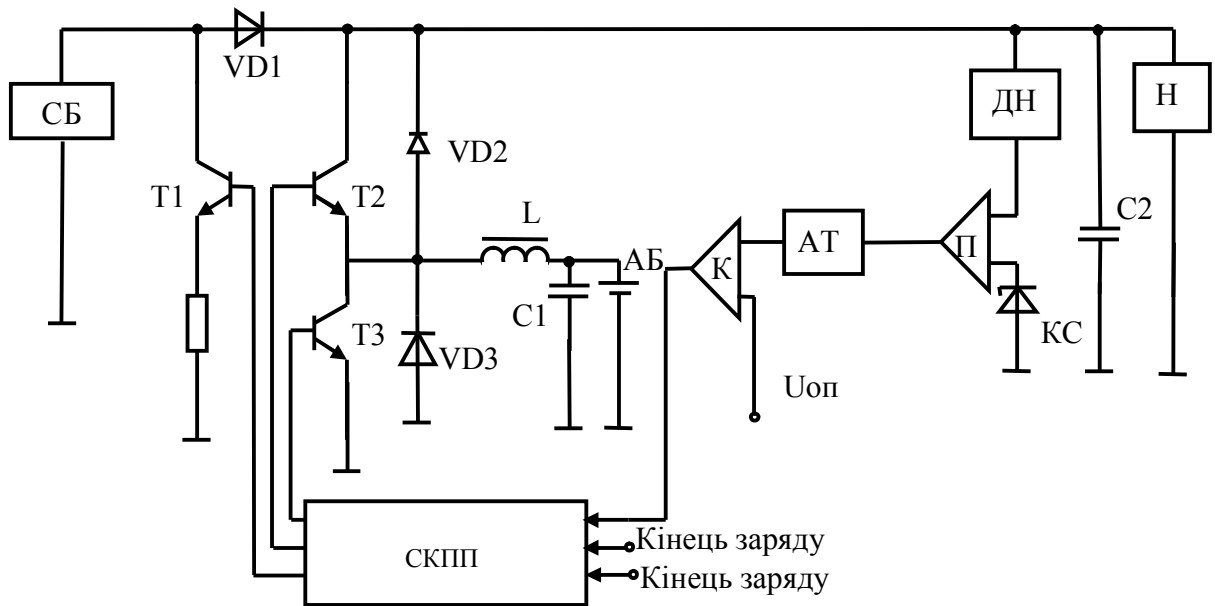
СЧРЗ - силова частина регулятора для заряду акумулятора стабільним струмом

СЧРР - силова частина регулятора розряду

Рисунок 3.10

У будь-який момент часу в системі живлення космічного апарату працює лише один регулятор. Це дає можливість використовувати єдиний блок управління, що здатний працювати у всіх трьох режимах. Реактивні елементи (L, С2) є загальними для регулювальників заряду-розряду. Окрім єдиного блоку

управління, що контролює роботу паралельного стабілізатора і регуляторів заряду-розряду, в систему входить СКПП, яка підключає до шини відповідного регулятора і подає сигнали управління на його транзистор.



АБ- акумуляторна батарея

АТ- атенюатор

ДН- дільник напруги

К- компаратор

КС- кремнієвий стабілітрон

Н- навантаження

П- підсилювач

СБ- сонячна батарея

СКПП- система контролю потоку потужності

Рисунок 3.11

3.7 Питання до самоконтролю

1.Вимоги, що пред'являються до систем гарантованого живлення комп'ютерів.

2.Особливості виконання систем гарантованого живлення портативних комп'ютерів, автоматизованих робочих місць.

3.Особливості виконання систем електроживлення персональних комп'ютерів.

4. За рахунок чого в джерелах живлення персональних комп'ютерів досягають високого коефіцієнта потужності і питомих характеристик?

5. Як вирішується проблема захисту від перевантажень, коротких замикань і перенапружень?

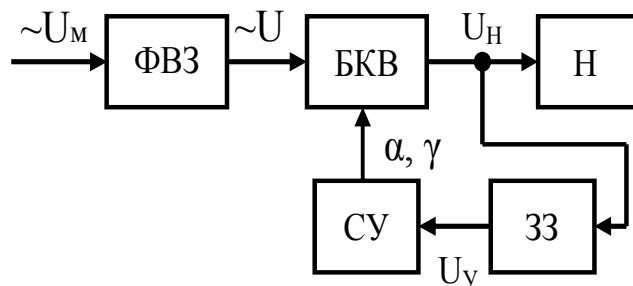
6. Особливості побудови систем розподіленого електроживлення.

РОЗДІЛ 4

СТІЙКІСТЬ СИСТЕМ З КЕРОВАНИМИ ВИПРЯМЛЯЧАМИ І ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНИМИ ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ

Керовані випрямлячі, широтно-імпульсні перетворювачі, що включені в замкнуті системи регулювання (електропривод постійного струму, пристрої електротехнології, ключові джерела живлення), часто впливають на динамічні властивості всієї системи: характер перехідного процесу, діапазон стійкої роботи, показники точності. У зв'язку з цим виникає потреба у вивченні особливостей цих перетворювачів як ланок замкнених систем, які сприймають інформацію про відхилення регульованого (стабілізованого) параметру з входу і відповідним чином реагують на неї на виході. Ця реакція має бути швидкою, точною і стійкою. Динамічні показники реакції перетворювача на керуючі впливи можна оцінити, якщо розглядати його особливості як ланки передачі інформації.

У загальному вигляді замкнену систему з перетворювачем постійного струму навантаження можна представити структурною схемою, рисунок 4.1.



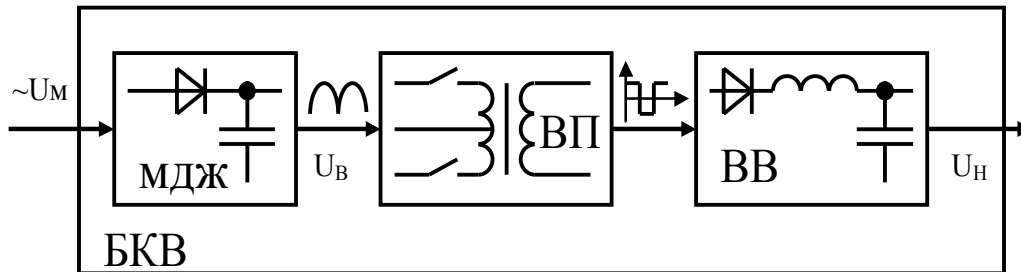
- БКВ- блок керованих вентилів
- ЗЗ- зворотний зв'язок
- Н- навантаження
- СУ- система управління
- ФВЗ- фільтр високочастотних завад

Рисунок 4.1

В якості БКВ можуть виступати керовані випрямлячі або ж ключові елементи імпульсних перетворювачів (послідовних, паралельних). Часто ключові елементи джерел живлення з проміжним перетворенням частоти виконують на основі високочастотних інверторів з трансформаторним виходом, структурна схема, рисунок 4.2.

Навантаження БКВ може бути активним індуктивним або ж ємнісним (проти-ЕРС). Індуктивні навантаження представляють собою котушки дроселів фільтрів, трансформатори, що мають індуктивність розсіювання. Деякі види навантажень (електродвигуни, лампи розжарювання, схеми формування імпульсів) споживають великі пускові струми, що пов'язано з характером навантаження. Наприклад, лампи розжарювання мають опір холодної нитки в 12-18 разів менше, ніж у розігрітому стані. Ємнісні навантаження, наприклад, люмінесцентні лампи, незаряджені конденсатори великої ємності теж

споживають великий пусковий струм. Особливості навантаження впливають на величину втрат потужності в перехідних режимах, а також на надійність роботи всієї системи. З урахуванням цього системи електроживлення з такого роду навантаженням повинні включати у свої структури пристрої плавного пуску, що дозволяють виключити стрибки струму в перехідних режимах.



БКВ- блок керованих вентилів

ВВ - високочастотний випрямляч з фільтром

ВП - високочастотний перетворювач з трансформаторним виходом

МДЖ - мережеве джерело живлення

Рисунок 4.2

4.1 Блок керованих вентилів як канал передачі інформації

Якщо в якості БКВ використовується КВ, то його можна розглядати своєрідним модулятором випрямленої напруги. В процесі модуляції беруть участь два сигнали - несучий і модульований. В якості несучого сигналу тут виступає випрямлена напруга, яка модулюється напругою управління, що задає закон зміни кута управління. На виході КВ частота «несучого сигналу» визначається частотою напруги мережі живлення, кількістю фаз випрямляча та його тактністю. Для однократної схеми, рисунок 4.3, частота основної гармоніки випрямленої напруги $\omega_{\Pi} = m_{\Pi}\omega_m$, а для двотактної $\omega_{\Pi} = 2m_{\Pi}\omega_m$, де m_{Π} - кількість фаз на вторинній стороні трансформатора, ω_m - кутова частота мережі.

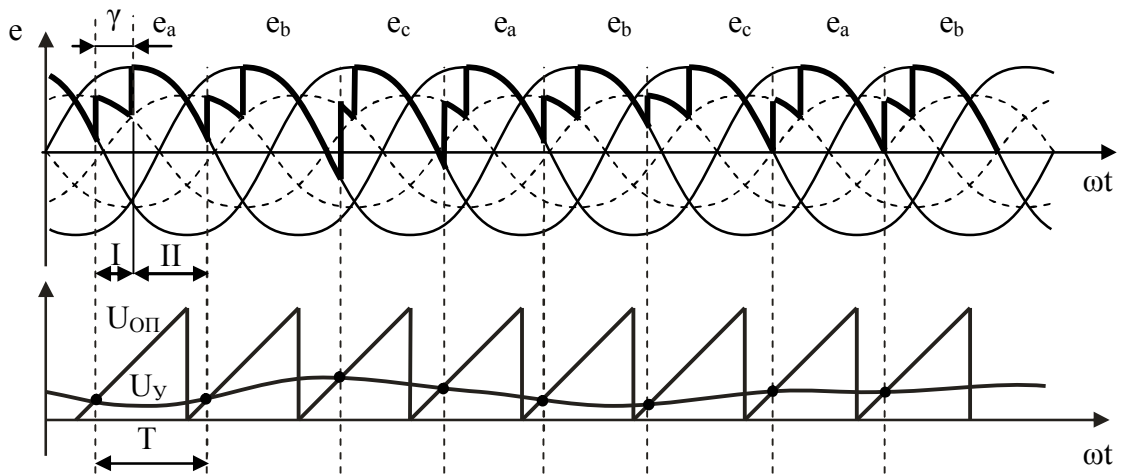
Вентилі КВ працюють у режимі ключа з періодом переключення

$$T = \frac{2\pi}{m_{\Pi}\omega_m},$$

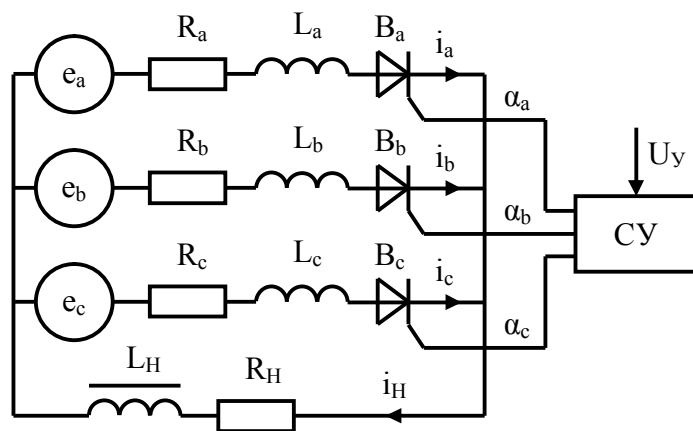
де $m_{\Pi}=m_{\Pi}$ – для однократної і $m_{\Pi}=2m_{\Pi}$ – для двотактної схем.

У процесі керованого випрямлення здійснюється ШІМ вихідної напруги.

На прикладі однократної трифазної схеми, рисунок 4.3, з активно-індуктивним навантаженням покажемо основні особливості, що притаманні КВ як ланці передачі інформації. На схемі, рисунок 4.3.б: e_A, e_B, e_C - Е.Р.С. вторинних обмоток трансформатора, $R_A=R_B=R_C$ і $L_A=L_B=L_C$ - активні опори й індуктивності розсіювання фаз трансформатора. Маються на увазі суми параметрів фаз вторинної та перерахованих у них параметрів фаз (R_1, L_1) первинних обмоток трансформатора.



а)



б)

СУ- система управління

Рисунок 4.3

Бачимо, що КВ як ланка системи авторегулювання має такі характерні особливості:

1. Це ланка, параметри якої на періоді комутації змінюються стрибкоподібно. У режимі безперервного струму навантаження можна виділити два інтервали. Перший інтервал (I-комутаційний) характеризується спільною роботою двох вентилів (B_A, B_C), він існує на інтервалі перекриття фаз (γ) і описується рівнянням

$$\frac{e_A + e_C}{2} = \frac{R_A}{2} i_K + \frac{L_A}{2} \frac{di_K}{dt},$$

де i_K – струм в первинному контурі, що сформований фазами a і c .

Другий (II) комутаційний інтервал, на котрому працює вентиль B_A , описується наступним рівнянням

$$e_A = i_A R_A + L_A \frac{di_A}{dt}.$$

Якщо має місце режим переривчастого струму, то на періоді комутації з'являється III інтервал, протягом якого навантаження відключене від випрямляча.

2. Керований випрямляч є дискретною ланкою з ШІМ. Залежно від принципу побудови системи управління ШІМ може бути першого або ж другого роду. Якщо система управління виконана за вертикальним принципом, то має місце ШІМ ІІ, яка не вносить затримки в процес управління. У процесі ШІМ ІІ момент включення вентиля визначається рішенням трансцендентного рівняння (рисунок 4.3.а)

$$U_{OP}(\omega t) - U_Y(\omega t) = 0.$$

Опорна напруга $U_{OP}(\omega t)$ найчастіше змінюється за лінійним законом. Вона формується генераторами лінійно зростаючої або ж лінійно спадаючої напруги. Відомі також і нелінійні системи управління, в яких опорна напруга змінюється за законом арккосинусу. Такі системи управління називаються арккосинусними.

Закон зміни управляючої напруги $U_Y(\omega t)$ в загальному випадку може бути довільним, особливо це характерно для перехідних режимів, в процесі яких відпрацьовуються всілякі збурення. Якщо на виході КВ включене навантаження з невисокою частотою зрізу, то в сталому режимі приблизно можна вважати, що модулюючий сигнал КВ змінюється за гармонійним законом з частотою основної гармоніки випрямленої напруги. У загальному випадку модулюючий сигнал КВ може бути складним, спотвореним високочастотними завадами і комутаційними «провалами» випрямленої напруги. Все це відіб'ється на законі комутації вентилів, а отже і на спектральному складі випрямленої напруги, в якій можуть з'являтися частоти, що в кратні рази менше частоти основної гармоніки. Їх називають субгармоніками.

Теоретично можна домовитися про умови, виконання яких забезпечує єдине на періоді перемикання вентилів.

Перша умова (напрямо перемикання) забезпечує нерівність

$$U_{MOP} - U_Y(\omega t) > 0,$$

де U_{MOP} – амплітуда опорної напруги.

Друга умова (відсутність додаткових перемикань) виконується, якщо

$$U_{MOP} \cdot \gamma - U_k(\omega t) > 0, \text{ де } \gamma = \frac{\alpha}{\pi - \alpha} \text{ – відносний інтервал роботи вентиля на періоді}$$

комутації. У реальних умовах одночасне виконання всіх цих умов вважається важкодосяжним, що в замкнених системах призводить до субгармонійної нестійкості системи. Розглянемо цей процес на прикладі схеми КВ з RL навантаженням, рисунок 4.4, без врахування кутів перекриття фаз.

Припустимо, на перших двох періодах виконується умова перемикань вентилів, що відповідає моментам часу $\omega t_1, \omega t_2$.

У момент часу ωt_3 під дією перешкоди сигнал управління різко змінився за величиною і за швидкістю.

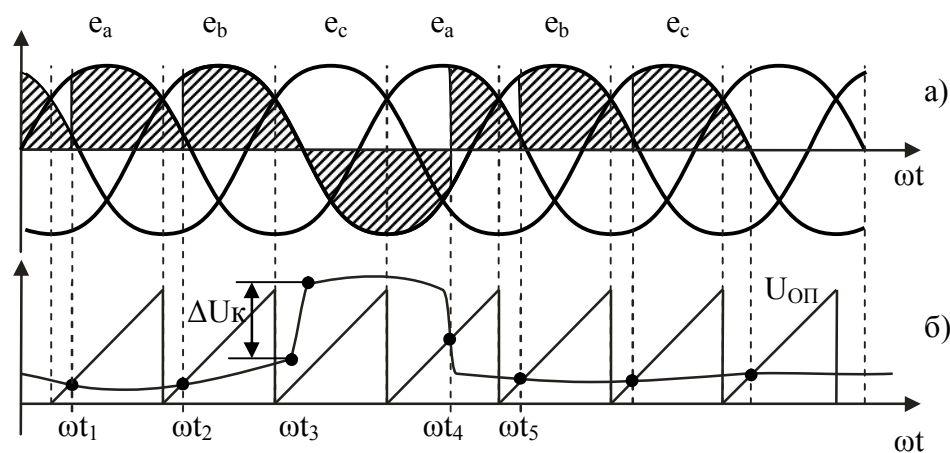
Якщо сигнал управління зменшується, то незалежно від швидкості його зміни контактна точка на періоді існує, кут управління зменшується і КВ переводиться в режим випрямлення. При різкому збільшенні напруги керування,

коли $\frac{dU_k(\omega t)}{d\omega t} > \frac{dU_{OP}(\omega t)}{d\omega t}$, умова перемикання не виконується, тому що сигнал

управління, як показано на рисунку 4.4, відхиляється від зустрічі з опорною напругою. КВ переводиться в режим інвертора веденого мережею. Вентиль, який був до цього в провідному стані (V_c) залишився відкритим до того моменту, поки з'явиться умова для включення чергового вентиля. На рисунку 4.4 показано, що така умова з'являється в момент ωt_4 для вентиля V_A . Таким чином, бачимо, що неповна керованість вентилів КВ може привести до появи в кривій випрямленої напруги субгармонік, частота яких

$$\omega_{CB} = \frac{m_{\Pi} \omega_m}{n},$$

де $n=2, 3, 4, \dots$



а) часові діаграми випрямленої напруги

б) часові діаграми системи управління

Рисунок 4.4

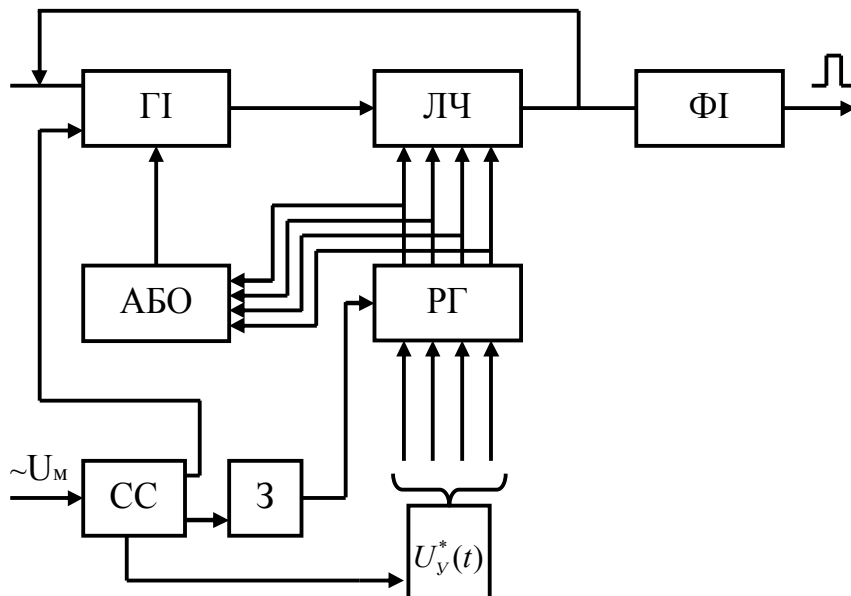
Основна субгармоніка відповідає частоті, яка в два рази нижче, ніж частота основної гармоніки випрямленої напруги ($n = 2$).

Причиною автоколивань на основній субгармоніці найчастіше є розкид параметрів обмоток силового трансформатора, прямих опорів вентилів, асиметрія каналів управління. Діапазон розкиду цих параметрів не є широким, тому нестійкість на основній субгармоніці починає розвиватися «у малому». Іноді її називають пульсаційною нестійкістю. Вище показані причини появи нестійкості на нижчих субгармоніках. Вони з'являються при великому стрибку керуючої напруги і великій її швидкості, тобто «у великому». Така ж ситуація виникає і в процесі розвитку автоколивань на основній субгармоніці. З ростом амплітуди цих коливань починають з'являтися умови для переходу автоколивань з основної на нижчі субгармоніки. Бачимо, що пульсаційна нестійкість «у малому» може привести до нестійкості «у великому», тобто на нижчих субгармоніках через неповну керованість вентилів. З цієї причини тоді кажуть, що системи з КВ «у великому» стійкіші, ніж «у малому», маючи на увазі зазначену особливість розвитку авто коливань на основній субгармоніці.

Порушення процесу модуляції, наслідком чого є субгармонійні частоти, пов'язане зі зникненням реакції КВ на вплив модулюючого сигналу (напруги управління). З'являється затримка в управлінні перетворювачем. Коли говорять про те, що ШІМ ІІ на відміну від ШІМ І не вносить запізнювання, то це справедливо лише тоді, коли виконуються умови єдності перемикавання. В іншому випадку умова теореми Котельникова про неспотворену передачу безперервного сигналу (напруга управління) дискретними вибірками не виконується. Причиною цього є специфіка вертикальної системи управління КВ і неповна керованість вентилів випрямляча.

В теперешній час для управління перетворювачами широко застосовують системи з ШІМ І, які найбільш просто виконуються на цифровій елементній базі. Системи з ШІМ ІІ найбільш прості в аналоговому виконанні. У цифровому ж виконанні необхідно мати складний пристрій для порівнювання кодів опорної і керованої напруг.

Принцип управління перетворювачем з ШІМ І показано на рисунку 4.5.



АБО- логічна функція «АБО»

ГІ- генератор імпульсів

З- затримка

ЛЧ- лічильник

РГ- реєстр

СС- система синхронізації

ФІ- формувач імпульсів

Рисунок 4.5

Він полягає в тому, що постійною тактовою частотою ($f_T = \frac{1}{T}$) зчитуються значення сигналу управління, які перетворюються у відповідні шпаруватості імпульсів, $\gamma(nt) = \frac{K_M \cdot U_y(nt)}{T}$, де K_M – коефіцієнт підсилення модулятора (сек/В). Бачимо, що ШІМ І вносить затримку в процес управління, яка визначається тривалістю імпульсів, що формуються. Цифрова реалізація СУ з ШІМ І

представлена на рисунку 4.6. У точках природної комутації вентилів КВ схема СС формує синхроімпульси, які видають команди на запис коду напруги керування $U_V^*(t)$ в РГ. З невеликою часовою затримкою (3) ці ж імпульси видають команди на переписування змісту РГ в ЛЧ, який має таке ж число розрядів, що і РГ запису. У процесі запису коду в ЛЧ наявність одиниці в будь-якому розряді коду приводить в дію генератор ГІ через схему «АБО». Частота генератора синхронізується частотою напруга мережі і пов'язана з ним співвідношенням

$$F = \frac{2\pi}{K} f_M (2^n - 1),$$

де n – число розрядів двійкового коду, що надходить на вхід СУ; K – необхідний діапазон зміни кута включення тиристорів, при активному навантаженні $K = \pi$. Величина кута управління в даній системі буде змінюватися від максимального значення до нуля пропорційно двійковому коду, що надходить на вхід РГ запису. Цей код поступає в регістр від АЦП, що перетворює напругу управління в цифровий код. У замкненій системі цю напругу формує регулятор.

Перша ж одиниця коду, що переписується в ЛЧ з РГ, запускає ГІ, імпульси якого надходять на вхід двійкового ЛЧ. У момент його переповнення з'являється імпульс, з якого формується керуючий імпульс тиристора КВ.

Чим більше число записано в ЛЧ, тим раніше відбудеться його переповнення. Наприклад, якщо в ЛЧ записаний код 1111, то перший же імпульс буде імпульсом переповнення. Якщо ж у ЛЧ записаний код 0001, то необхідно 15 імпульсів до його переповнення. Таким чином, очевидно, що управління кутом тут здійснюється дискретно з кроком $180^\circ/16$. Для того, щоб підвищити точність і плавність регулювання кута управління, необхідно підвищувати розрядність коду.

У розглянутій схемі зчитування коду кута управління відбувається з постійною тактовою частотою (частота синхроімпульсів), а реакція на ці значення коду, тобто формування кута управління, з'являється з затримкою - після переповнення лічильника. Очевидно, що така затримка управління, притаманна системі ШІМ І.

4.2 Регульовальні характеристики систем управління керованого випрямляча з ШІМ

Система управління випрямлячем перетворює напругу управління $U_V(t)$ в кут $\alpha(t)$ управління, реалізуючи принцип ШІМ І (рисунок 4.6), або ж ШІМ ІІ. Зв'язок між вихідною і вхідною координатами системи управління встановлює регульовальна характеристика - це залежність кута управління від напруги управління.

Для систем з ШІМ І, рисунок 4.6, ця характеристика лінійна, рисунок 4.7.

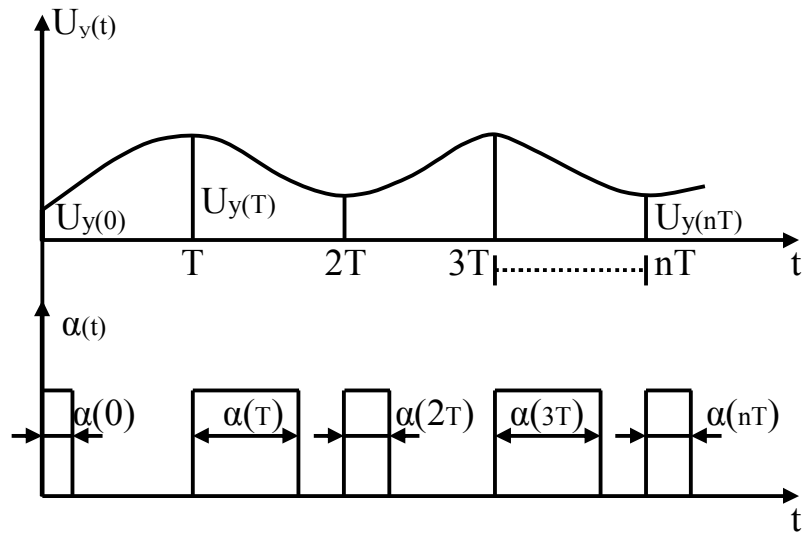


Рисунок 4.6

Бачимо, що при досягненні $U_y(t) = U_{yM}$ настає насичення, тобто

$$\alpha = \alpha_M \cdot \text{Sat} \left[\frac{U_y}{\alpha_M} \right] = \begin{cases} \alpha_M, & U_{yM} \leq U_y(t) = \infty \\ \alpha, & 0 \leq U_y(t) \leq U_{yM} \\ 0, & -\infty \leq U_y(t) \leq 0 \end{cases} .$$

У практичних розрахунках цю характеристику зручно розташовувати відносно $\alpha = \alpha_0$, де α_0 – кут, що визначає межу між випрямляючим і інверторним режимами роботи випрямляча.

В результаті отримуємо регульовальну характеристику, рисунок 4.8, в якій здійснено перетворення координат

$$U_y - U_{y0} = f(\alpha - \alpha_0),$$

де $\alpha_0 = \frac{\pi}{2}, U_{y0} = \frac{U_{yM}}{2}.$

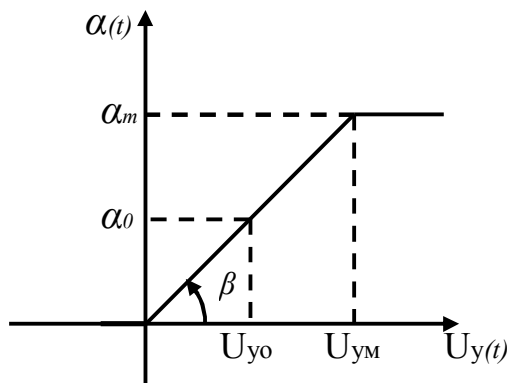


Рисунок 4.7

По регульовальній характеристиці системи управління можна знайти її статичний коефіцієнт підсилення, який визначається тангенсом кута нахилу β регульовальної характеристики. У системах управління з ШІМ I статичний і динамічний коефіцієнти посилення рівні між собою, однак для систем з ШІМ II

ця умова не виконується. Відмінність між цими коефіцієнтами в системах з ШІМ II тим більше, чим ширше смуга пропускання системи, коли існує великий вплив пульсацій випрямленої напруги на динамічний коефіцієнт посилення системи управління. При наявності змінної складової в напрузі управління \sim положення контактної точки для системи з ШІМ II визначається в результаті рішення трансцендентного рівняння: $U_{y0} + U_y \sim (t) + U_{0П}(t) = 0$.

Тому в динаміці регульовальна характеристика такої системи управління, може бути істотно нелінійною - показана пунктиром на рисунку 4.8.

У практичних розрахунках зазвичай вдаються до послуг апроксимації, представляючи нелінійну регульовальну характеристику набором кусочно-лінійних залежностей або ж апроксимують її аналітичними функціями, розкладаючи в ряд Тейлора, тобто

$$\alpha(U_y(t)) = \alpha(U_{y0}) + \frac{\dot{\alpha}(U_y(t))[U_y(t) - U_{y0}]}{1!} + \frac{\ddot{\alpha}(U_y(t))[U_y(t) - U_{y0}]^2}{2!} + \dots + \frac{\alpha^{(n)}(U_y(t))[U_y(t) - U_{y0}]^n}{n!} + \dots$$

Як правило, в практичних розрахунках обмежуються лінеаризацією в околицях робочої точки характеристики. У нашому випадку - це контактна точка, яка відповідає статичному режиму роботи випрямляча, що призводить до врахування лише перших двох членів ряду Тейлора і тоді маємо

$$\frac{d\alpha(U_y(t))}{dU_{yПР}(t)} = \frac{\alpha(U_y(t)) - \alpha(U_{y0})}{U_y(t) - U_{y0}},$$

тобто похідна регульовальної характеристики в околицях робочої точки є динамічний коефіцієнт посилення системи управління «в малому».

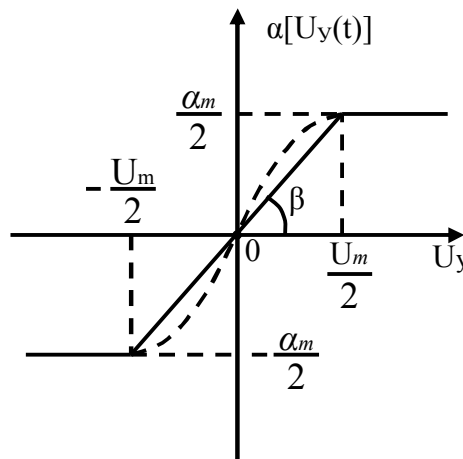
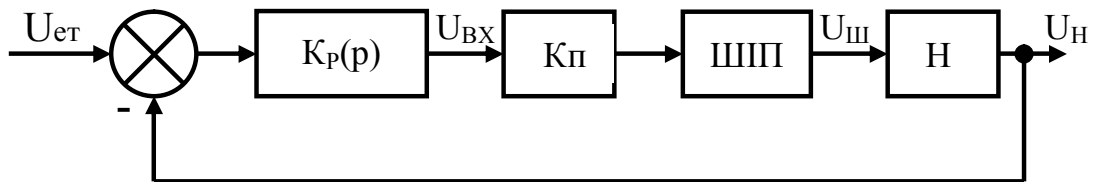


Рисунок 4.8

1.3 Субгармонійна стійкість систем з ШПП

4.3.1 Критичний коефіцієнт підсилення «у малому»

Найбільш масове застосування ШПП знаходять в системах стабілізації постійної напруги і в електроприводах. Так само, як і в керованих випрямлячах, системи управління ШПП найчастіше виконуються за «вертикальним» принципом, тому що для таких систем живлення питання субгармонічної стійкості залишається актуальним, незважаючи на те, що їх вентилі є повністю керованими. Субгармоніки, проникаючи по силовому ланцюгу в контури замкнутої системи, при деякому «критичному» коефіцієнті посилення викликають субгармонійну нестійкість. Розглянемо умову, виконання якої дозволяє уникнути в системі з ШПП субгармонійних автоколиваний. Спочатку розглянемо статичний режим роботи системи стабілізації, структурна схема САР якої, часові діаграми представлені на рисунках 4.9, 4.10.



Н- навантаження

ШПП- широтно-імпульсний перетворювач

Рисунок 4.9

На рисунку 4.9 $K_p(p)$ – передатна функція регулятора, $K_п$ – коефіцієнт підсилення підсилювача, Н – навантаження.

У статичному режимі напруга управління $U_y = U_{y0} = \text{const}$, тому інтервал провідності ШПП на кожному періоді постійний, тобто, $t_i = \text{const}$. Шпаруватість роботи ШПП у статичному режимі $\gamma = \frac{t_i}{T}$, що відповідає напрузі на його виході $U_{Ш1}$, див. рисунок 4.10.

Цю напругу можна представити у вигляді ряду

$$U_{Ш1}(t) = U_{O1} + \sum_{k=1}^{\infty} \dot{U}_{MK} \sin(k\omega t + \psi_k), \quad (4.1)$$

де $U_{O1} = E \cdot \gamma$ – постійна складова напруги на виході ШПП,

E – напруга живлення,

$U_{MK} = \sqrt{U_{MKS}^2 + U_{MKC}^2}$ – амплітуда k -ої гармоніки ряду.

$$U_{MKS} = \frac{2}{T} \int_0^{t_i} E \cdot \sin k\omega t d\omega t = -\frac{2E}{Tk\omega} \cos k\omega t \Big|_0^{t_i} = \frac{2E}{Tk\omega} (1 - \cos k\omega t_i).$$

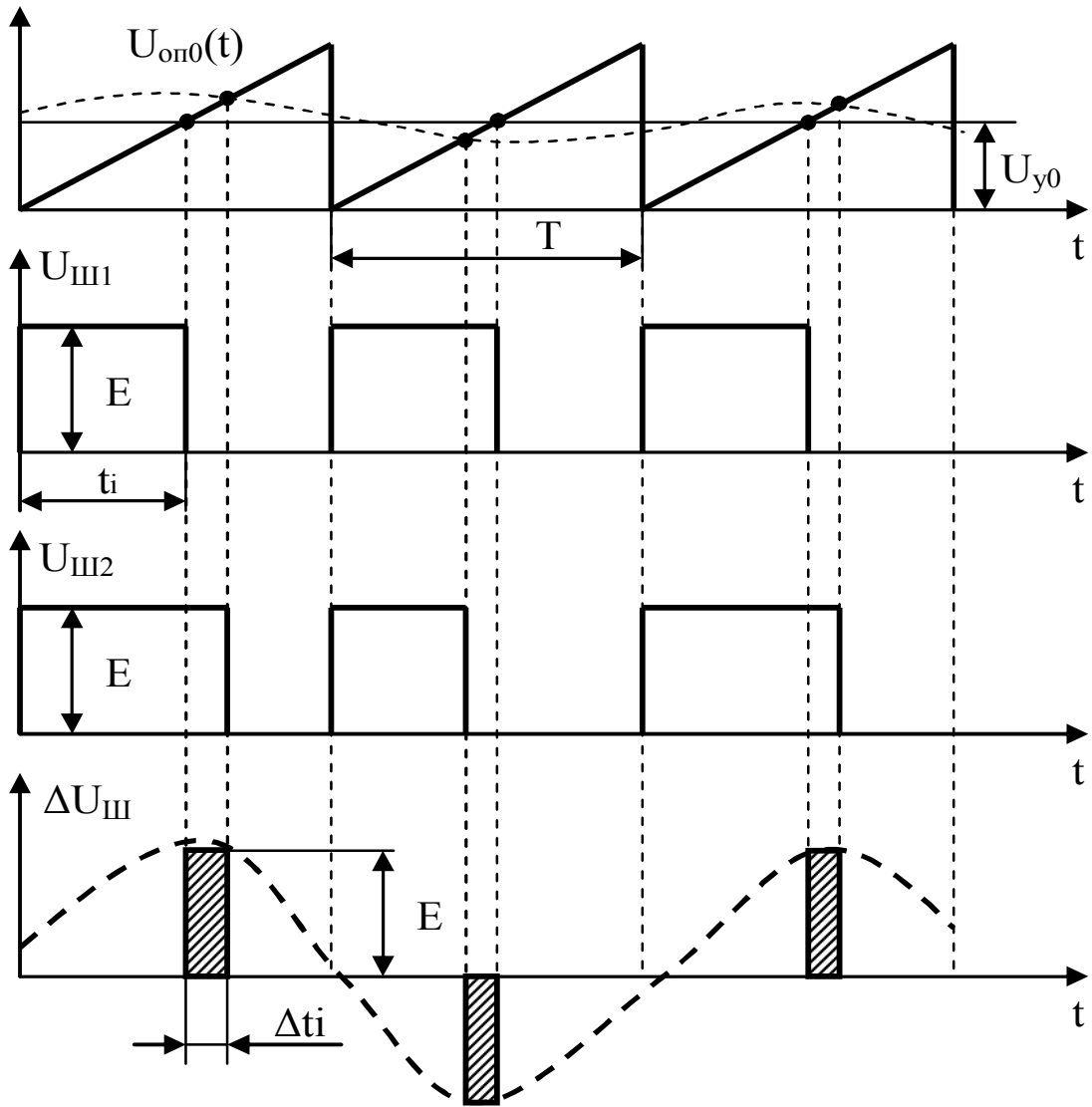


Рисунок 4.10

Вважаємо, що $\omega = \frac{2\pi}{T}$, $\gamma = \frac{t_i}{T}$ отримуємо

$$U_{MKS} = \frac{E}{\pi k} (1 - \cos 2\pi k \gamma), \quad (4.2)$$

Аналогічно отримуємо, що

$$U_{MKS} = \frac{E}{\pi k} \sin 2\pi k \gamma. \quad (4.3)$$

З урахуванням (4.2), (4.3) маємо $\dot{U}_{МК} = \frac{E}{k\pi} \sin \beta$, де $\beta = \pi k \gamma$.

Фазовий зсув k -ої гармоніки $\psi_k = \frac{\pi}{2} - \arctg \frac{U_{MKS}}{U_{MKS}} = \frac{\pi}{2} - k\pi\gamma$.

Раніше було показано, що коефіцієнт посилення ШПІ в статичному режимі,

$$K_0 = \frac{\Delta U_{III}}{\Delta U_y} = \frac{\Delta \gamma \cdot E}{\Delta t \cdot \frac{U_{ПМ}}{T}} = \frac{E}{U_{ПМ}},$$

де $U_{\text{ПМ}}$ - амплітуда пилоподібної напруги системи управління.

Для вертикальної системи, справедливе наступне рівняння замикання (момент спрацьовування імпульсного елемента)

$$U_Y - U_{\text{ОП}}(\omega t) = 0,$$

$$\text{де } U_{\text{ОП}}(\omega t) = \frac{U_{\text{ПМ}}}{2\pi} (\omega t - 2\pi n);$$

$n=0, 1, 2, 3 \dots$ – номер періоду. проходження опорної напруги.

Оскільки в статичному режимі на кожному періоді інтервал провідності $t = t_i$, з структурної схеми САР, рис.4.10, маємо напругу на вході системи управління ШП

$$U_Y = \frac{U_{\text{ПМ}}}{2\pi} 2\pi(\gamma - n) = U_{\text{ПМ}} \cdot \gamma \text{ – для } n=0.$$

$$U_Y = [U_{\text{ЕТ}} - U_{\text{Ш}} K_H(p)] \cdot K_P(p) \cdot K_Y \quad (4.4)$$

З урахуванням (4.1) рівняння набуде вигляду

$$K_P(p) \cdot K_Y \cdot U_{\text{ЕТ}} - U_{01} \cdot K_P(p) \cdot K_Y \cdot K_H(p) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \dot{U}_{\text{МК}} \sin(k\omega t + \psi_k) - U_{\text{ПМ}} \cdot \gamma = 0 \quad (4.5)$$

Розглянемо випадок аперіодичного навантаження і інтегрального регулятора, тобто

$$K_H(p) \cdot K_P(p) = \frac{1}{p(pT_H + 1)},$$

де $T_H = \frac{L_H}{R_H}$ постійна часу навантаження. Модуль цього виразу для k -ої гармоніки

$$|K_H(p) \cdot K_P(p)| = \frac{1}{k\omega \sqrt{1 + T_H^2 K^2 \omega^2}} = \dot{Z}_K.$$

Аргумент цього виразу на k -ій гармоніці

$$\Theta_K = \frac{\pi}{2} - \arctg \frac{\text{Im}}{\text{Re}} = \frac{\pi}{2} - \arctg \frac{1}{T_H k\omega}.$$

В результаті маємо

$$K_H(jk\omega) \cdot K_P(jk\omega) = \dot{Z}_K \cdot e^{j\Theta_K},$$

де \dot{Z}_K – комплексна амплітуда k -ої гармоніки.

Переходячи до комплексної амплітуди у виразі (4.1), отримуємо

$$U_{\text{Ш1}} = U_{01} + \sum_{k=1}^{\infty} \dot{U}_{\text{МК}} \cdot e^{j\psi_k}.$$

З врахуванням цього

$$\dot{Z}_K e^{j\Theta_K} \cdot \sum_{K=1}^{\infty} \dot{U}_{\text{МК}} e^{j\psi_K} = \sum_{K=1}^{\infty} \dot{Z}_K \dot{U}_{\text{МК}} e^{j(\Theta_K + \psi_K)} = \sum_{K=1}^{\infty} \dot{Z}_K \cdot \dot{U}_{\text{МК}} \cdot \sin[2\pi k(n + \gamma) + \varphi_K + \Theta_K],$$

де враховано, що для довільного моменту спрацювання імпульсного елемента на n-му періоді $k\omega t_i = \frac{k2\pi}{T}(nT + t_i) = 2\pi k(n + \gamma)$.

З урахуванням цього рівняння замикання системи для сталого режиму набуде вигляду

$$K_V K_P(0)U_{ET} - U_{01} K_P(0) \cdot K_V \cdot K_H(0) - K_V \sum_{K=1}^{\infty} \dot{Z}_K \dot{U}_{MK} \cdot \sin[2\pi k(n + \gamma) + \psi_K + \Theta_K] - U_{PM} \gamma = 0, \quad (4.6)$$

де $K_P(0)$, $K_H(0)$ – передатна функція регулятора та навантаження на частоті $\omega=0$.

Розглянутий режим роботи є статичним, коли на виході ШПІ присутні імпульси постійної тривалості. При виникненні збуреного режиму, коли в сигналі управління з'являється субгармоніки (наведена крапками на рисунку 4.10) відносна ширина імпульсів напруги на виході ШПІ буде змінюватися на величину $\pm \Delta\gamma = \frac{\pm \Delta t}{T}$ відповідно до закономірності субгармонічного коливання і тоді вихідна напруга ШПІ стане $U_{Ш2}$, (рисунок 4.10). Різниця між вихідними напругами статичного і збуреного режимів – (рисунок 4.10). Завдання полягає в тому, щоб оцінити вплив цієї різниці на стійкість замкнутої системи. Як показано раніше, в системі з вертикальним управлінням здійснюється ШПМ-ІІ, яка не має математичного апарату для свого опису, тому загальне рішення поставленої задачі можливе лише за умови її ідеалізації. Зокрема, якщо розглядати процес ШПМ для випадку $\Delta\gamma \rightarrow 0$, то поставлене завдання можна вирішувати методами теорії лінійних амплітудно-імпульсних систем, що обмежує рішення поставленої задачі дослідженням стійкості лише на основній субгармоніці. На нижчих субгармоніках, як показано вище, стійкість порушується при великих збуреннях, тобто «у великому».

З врахуванням прийнятого допущення вважаємо, що замість імпульсів, $\Delta U_{Ш}$ в системі присутні імпульси нульової тривалості ($\Delta\gamma \rightarrow 0$), амплітуда яких дорівнює площі цих імпульсів. Знайдемо ці площі, використовуючи рисунок 4.10, де на довільному n-му періоді субгармонічного коливання з періодом $T_M = 2T$ показані імпульси відхилень $\Delta U_{Ш}$. Площа одного імпульсу

$$S_{\Delta} = \frac{2E}{T} \int_{t_i}^{t_i \pm \Delta t} \sin \frac{\omega}{2} t dt = -\frac{4E}{T\omega} \cos \frac{\omega}{2} t \Big|_{t_i}^{t_i \pm \Delta t} = -\frac{2E}{\pi} [\cos \frac{\omega}{2} (t_i \pm \Delta t) - \cos \frac{\omega}{2} t_i] =$$

$$= -\frac{2E}{\pi} \times [\cos \frac{\omega}{2} t_i - \cos \frac{\omega}{2} (t_i \pm \Delta t)].$$

Враховуючи, що $\omega = \frac{2\pi}{T}$, отримаємо

$$S_{\Delta} = -\frac{2E}{\pi} [\cos \pi \gamma - \cos \pi (\gamma \pm \Delta\gamma)].$$

Або остаточно

$$S_{\Delta} = \frac{4E}{\pi} \sin \frac{\pi \Delta \gamma}{2} \sin \frac{\pi}{2} (2\gamma \pm \Delta \gamma).$$

Імпульс амплітудою S_{Δ} повторюється з субгармонічною частотою протягом «n» періодів, тобто

$$\Delta U_{\text{ш}}(\omega t) = \frac{4E}{\pi} \sin \frac{\pi}{2} \Delta \gamma \cdot \sin \frac{\pi}{2} (2\gamma \pm \Delta \gamma) \cdot \sin \frac{1}{2} [\omega t - 2\pi(\gamma + n + 0.5)].$$

Якщо ШПП в статичному режимі працює з шпаруватістю $\gamma = 0.5$, то

$$\Delta U_{\text{ш}}(\omega t) = \frac{4E}{\pi} \sin \frac{\pi}{2} \Delta \gamma \cdot \sin \frac{\pi}{2} (1 \pm \Delta \gamma) \cdot \sin \frac{1}{2} [\omega t - 2\pi(1 + n)].$$

Для довільного n-го періоду момент спрацьовування імпульсного елемента $\omega t = 2\pi(\gamma + \Delta \gamma + n)$.

Якщо врахувати, що в динаміці напруга на виході ШПП

$U_{\text{ш}2}(\omega t) = U_{\text{ш}0} + U_{\text{ш} \sim}(\omega t) + \Delta U_{\text{ш}}(\omega t)$, рівняння замикання для збурюючого режиму

$$U_y = K_y K_p(p) [U_{\text{эт}} - U_{\text{ш}2}(\omega t) \cdot K_H(p)],$$

тому для $\gamma = 0,5$ отримаємо це рівняння у наступному вигляді

$$\begin{aligned} & K_y K_p(0) U_{\text{ET}} - K_y K_H(0) \cdot K_p(0) \cdot U_{\text{ш}0} - K_y \sum_{K=1}^{\infty} \dot{Z}_K \dot{U}_{\text{МК}} \times \\ & \times \sin[2\pi K(\gamma + \Delta \gamma + n) + \psi_K + \theta_K] - e^{j\theta_0} K_y Z_0 \frac{4E}{\pi} \sin \frac{\pi}{2} \Delta \gamma \times \\ & \times \sin \frac{\pi}{2} (1 \pm \Delta \gamma) \cdot \sin \left\{ \frac{1}{2} [\omega t - 2\pi(\gamma + n + 0.5)] \right\} - U_{\text{ПМ}}(\gamma \pm \Delta \gamma) = 0 \end{aligned} \quad (4.7)$$

де враховано, що $U_y = U_{\text{ПМ}}(\gamma \pm \Delta \gamma)$.

У виразу (4.7) Z_0, θ_0 - модуль та аргумент співвідношення $K_H(p) \cdot K_p(p)$ на частоті основної субгармоніки. Якщо $\Delta \gamma \rightarrow 0$, то віднімаючи від (4.7) рівняння замикання статичного режиму (4.6), після відповідних перетворень маємо

$$K_y \sum_{K=1}^{\infty} \Delta \gamma \dot{Z}_k \cdot 4E \sin K \pi \gamma \cdot \cos(2\pi K \gamma + \theta_K) + K_y Z_0 \cdot 2E \Delta \gamma \cdot \cos \theta_0 + U_{\text{ПМ}} \Delta \gamma = 0 \quad (4.8)$$

Якщо розділити обидві частини цього виразу на $U_{\text{ПМ}} \cdot \Delta \gamma$, то отримаємо

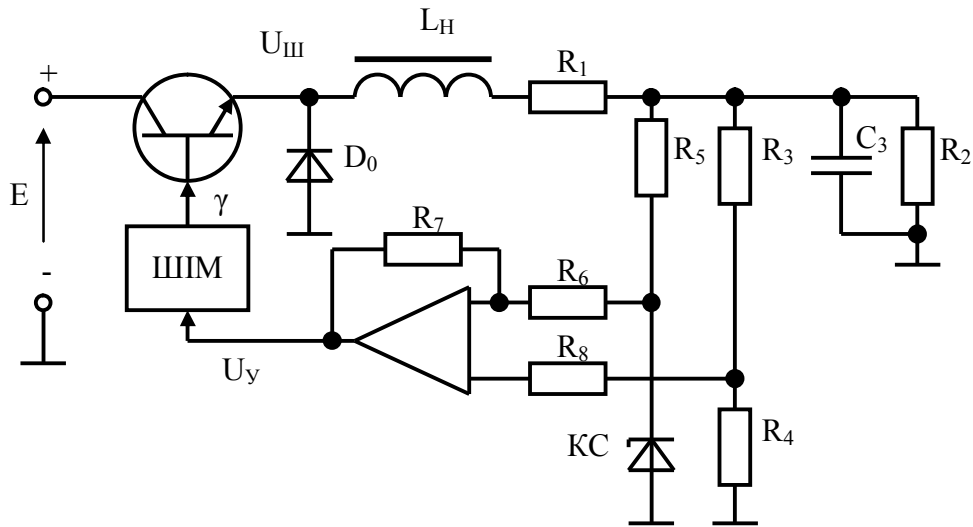
$$K_p F_K + 1 = 0, \text{ де } K_p = K_y \cdot K_0, \quad K_0 = \frac{E}{U_{\text{ПМ}}},$$

$$F_K = \sum_{K=1}^{\infty} 4Z_K \sin K \pi \gamma \cdot \cos(2\pi K \gamma + \theta_K) + 2Z_0 \cos \theta_0.$$

Для обчислення значення F_K , як правило, обмежуються основною гармонікою, тобто для $K = 1$.

Бачимо, що межа субгармонічної стійкості відповідає умові $K_p = -\frac{1}{F_k}$

Як приклад, розглянемо умову стійкості на основній субгармоніці стабілізатора, силова частина якого включає в себе активне навантаження та LC фільтр, рисунок 4.11.



КС- кремнієвий стабілітрон

ШИМ- широтно імпульсний модулятор

Рисунок 4.11

Вхідні дані:

Напруга живлення $E = 48$ В, $U_{ПМ} = 6$ В, $f = 100$ кГц, $R_1 = 0.2$ Ом, $R_3 = 5$ кОм, $R_4 = 5$ кОм, $R_6 = 2$ кОм, $R_7 = 10$ кОм, $L = 5$ мГн, $C = 10$ мкФ, $R_2 = 10$ Ом,

Рішення:

Коефіцієнти підсилення окремих ланок стабілізатора в статичному режимі:

$$\text{Підсилювача} - K_{II} = \frac{R_7}{R_6} = \frac{10}{2} = 5;$$

$$\text{ШИП по постійному струму} K_0 = \frac{E}{U_{ПМ}} = \frac{48}{6} = 8;$$

$$\text{Коефіцієнт дільника} K_D = \frac{R_4}{R_3 + R_4} = \frac{5}{10} = 0.5.$$

Коефіцієнт посилення розімкнутої системи в статичному режимі

$$K_p = K_{II} K_0 K_D = 8 \cdot 5 \cdot 0.5 = 20.$$

Передатна функція навантаження стабілізатора

$$K_H(p) = \frac{\frac{R_2/pC}{R_2 + 1/pC}}{pL_H + R_1 + \frac{R_2/pC}{R_2 + 1/pC}},$$

$$\text{або після перетворень} K_H(p) = \frac{R_2}{(pCR_2 + 1)(R_1 + pL) + R_2}.$$

Модуль передатної функції для $p = j\omega K$

$$|K_H(p)| = \frac{\lambda_0}{\sqrt{(\varepsilon - 1)^2 + \delta^2}},$$

$$\arg K_H(p) = -\arctg \frac{\delta}{\varepsilon - 1}, \quad \varepsilon = \frac{R_1 + R_2}{K^2 \omega^2 R_2 LC}, \quad \delta = \frac{R_1 R_2 C + L}{K \omega R_2 LC}, \quad \lambda_0 = \frac{1}{LC \omega^2 K^2}.$$

Визначаємо, $F = \sum_{k=1}^{\infty} 4Z_k \cdot \text{Sink}\pi\gamma \cdot \cos(2\pi\gamma k + \theta_k) + 2Z_0 \text{Cos}\theta_0$, де врахуємо що

$k=1$, тоді отримуємо:

$$Z_1 = Z_k = 5 \cdot 10^{-5}, \quad Z_0 = 20 \cdot 10^{-5}, \quad \theta_k = \theta_1 = 0.016 \quad 1/c, \quad \theta_0 = 0.0032 \quad 1/c,$$

$$F = 4.005 \cdot 10^{-4}.$$

Для забезпечення стійкості на основній субгармоніці необхідно, щоб $K_p \leq \frac{1}{F}$.

У нашому випадку $\frac{1}{F} = 2,5 \cdot 10^3$, а $K_p = 20$. Бачимо, що розглянута система має значний запас стійкості на основній субгармоніці.

4.3.2 Функція, що описує ШПП на основній субгармоніці

Появу автоколивань в замкнутій системі з ШПП, КВ, АІН можна прогнозувати, аналізуючи описуючі функції перетворювачів на субгармонічних частотах. Методика визначення функції, що описує перетворювач, така ж, як і будь-яких нелінійних ланок. При цьому враховують, що гармонійний сигнал субгармонічної частоти накладається на вхідний сигнал перетворювача (зворотний зв'язок замкнено), а потім знаходять реакцію перетворювача на цей вплив. Знайшовши таким чином функцію, що описує перетворювач $N(j\omega_{сб})$, можна скласти характеристичне рівняння, а потім дослідити субгармонічну стійкість системи. Розглянемо порядок знаходження функції, що описує ШПП, який працює у системі стабілізації постійної напруги, схема якої і часові діаграми представлені на рисунках 4.10, 4.11. У статичному режимі рівняння замикання системи управління має вигляд: $U_{y0} - \frac{U_{ПМ}}{2\pi}(\omega t - 2\pi k) = 0$, де $k=0,1,2,\dots$ - номер періоду проходження опорної напруги. У цьому режимі для довільного моменту спрацьовування імпульсного елемента (формування «контактної» точки) $\omega t = 2\pi k + \gamma$. Припустимо, що з виходу системи, рис. 4.9, по ланцюгу зворотного зв'язку на вхід системи керування надходить субгармонічний сигнал

$$U_{зз} = \Delta U_y \cdot \text{Cos}\left(\frac{\omega t}{n} + \varphi\right),$$

де ΔU_y – амплітуда,
 φ – фаза субгармоніки,
 n – її порядок

Цей сигнал складається з вихідним сигналом статичного режиму системи управління ШПП і в результаті рівняння її замикання приймає вигляд

$$U_{y0} - \frac{U_{\text{ПМ}}}{2\pi}(\omega t - 2\pi k) + \Delta U_y \cdot \text{Cos}\left(\frac{\omega t}{n} + \varphi\right) = 0.$$

Розділимо обидві частини цього рівняння на амплітуду пили і отримаємо

$$\frac{U_{y0}}{U_{\text{ПМ}}} - \frac{\omega t - 2\pi k}{2\pi} + A \cdot \text{Cos}\left(\frac{\omega t}{n} + \varphi\right) = 0, \quad (4.9),$$

де $A = \frac{\Delta U_y}{U_{\text{ПМ}}}.$

У результаті дії субгармонійного сигналу амплітуди ΔU_y і фази φ моменти включення вентиля ШПП зміняться і стануть відповідати значенням

$$\omega t = 2\pi\gamma + 2\pi k + 2\pi\Delta\gamma_K, \quad (4.10)$$

де $\Delta\gamma_K$ - відхилення шпаруватості від усталеного режиму в K -тому періоді прямування під дією субгармонічного сигналу.

Підставимо (4.10) в (4.9), отримуємо

$$\frac{U_{y0}}{U_{\text{ПМ}}} + A(\text{Cos}\beta \cdot \text{Cos}\frac{\Delta_K}{n} - \text{Sin}\beta \cdot \text{Sin}\frac{\Delta_K}{n}) - \frac{2\pi\gamma + \Delta_K}{2\pi} = 0,$$

де $\Delta_K = 2\pi \cdot \Delta\gamma_K, \beta = \frac{2\pi\gamma + 2\pi K}{n} + \varphi.$

Вважаючи $\Delta_K \rightarrow 0$, маємо: $\text{Sin}\frac{\Delta_K}{n} = \frac{\Delta_K}{n}, \text{Cos}\frac{\Delta_K}{n} = 1.$

І тоді

$$\frac{U_{y0}}{U_{\text{ПМ}}} + A(\text{Cos}\beta - \frac{\Delta_K}{n}\text{Sin}\beta) - \frac{2\pi\gamma + 2\pi\Delta\gamma}{2\pi} = 0. \quad (4.11)$$

Враховуючи, що $\frac{U_{y0}}{U_{\text{ПМ}}} = \gamma$ з (4.11) знаходимо, що

$$\Delta_K = \frac{2\pi A \cdot \text{Cos}\beta}{1 + 2\pi \frac{A}{n} \text{Sin}\beta}. \quad (4.12)$$

Реакція ШПП на вхідний вплив у вигляді субгармонічного сигналу амплітудою ΔU_y являє собою послідовність прямокутних імпульсів амплітудою E , рис 4.11г, ширина яких змінюється від періоду до періоду на величину Δ_K із частотою $\frac{\omega}{n}$.

Амплітуда цих імпульсів і закономірність проходження знайдені вище. Зокрема для основної субгармоніки, $n=2$

$$\Delta U_{\text{Ш}}\left(\frac{\omega}{2}\right) = \frac{4E}{\pi} \text{Sin}\pi\Delta\gamma_K \cdot \text{Sin}\frac{\pi}{2}(\Delta\gamma_k \pm 2\gamma) \cdot \text{Sin}\frac{1}{2}[\omega t - 2\pi(\gamma + k + 0.5)]. \quad (4.13)$$

Для випадку $\Delta\gamma \rightarrow 0$, що має місце при $\Delta U_y \rightarrow 0$, (вираз 4.12) прийме вигляд

$$\Delta_K = 2\pi A \cdot \text{Cos}\beta = 2\pi A \cdot \text{Cos}\left(\frac{\gamma + 2\pi k}{n} + \varphi\right).$$

Оскільки $\Delta_K = 2\pi \cdot \Delta\gamma_K$, то $\Delta\gamma_K = A \cdot \text{Cos}\left(\frac{\gamma + 2\pi k}{n} + \varphi\right)$.

З урахуванням цього з виразу (4.13) отримуємо

$$\Delta U_{III}\left(\frac{\omega}{2}\right) = 4E \cdot \Delta\gamma_K \cdot \text{Sin}\pi\gamma \cdot \text{Sin}\frac{1}{2}[\omega t - 2\pi(\gamma + k + 0.5)],$$

де враховано, що при $\Delta\gamma_K \rightarrow 0$ $\text{Sin}\pi\Delta\gamma_K = \pi\Delta\gamma_K$ и $\text{Sin}\frac{\pi}{2}(\Delta\gamma_K \pm 2\gamma) = \text{Sin}\pi\gamma$.

Позначимо $\frac{\gamma + 2\pi k}{2} + \varphi = \psi$ і врахуємо, що $\Delta\gamma_K = \frac{U_y}{U_{ПМ}} \cdot \text{Cos}\psi$, тоді

$$\begin{aligned} \text{Sin}\left[\frac{\omega t}{2} - \frac{2\pi(\gamma + k)}{2} - \frac{\pi}{2}\right] &= \text{Cos}\left[\frac{\omega t}{2} - \frac{2\pi(\gamma + k)}{2}\right] = \text{Cos}\left[\frac{\omega t}{2} - \frac{2\pi(\gamma + k)}{2} + \varphi - \psi\right] = \\ &= \text{Cos}\left[\frac{\omega t}{2} - \psi + \varphi\right]. \end{aligned}$$

З врахуванням отриманих співвідношень

$$\Delta U_{III}\left(\frac{\omega}{2}\right) = 4E \cdot \frac{\Delta U_y}{U_{ПМ}} \cdot \text{Cos}\psi \cdot \text{Sin}\pi\gamma \cdot \text{Cos}\left[\frac{\omega t}{2} - \psi + \varphi\right].$$

Позначимо $K_{III} = \frac{2E \cdot \pi}{U_{ПМ}} \text{Sin}\pi\gamma$ и тоді функція, що описує широтно-

імпульсний перетворювач на основній субгармоніці

$$N_{III}\left(j\frac{\omega}{2}\right) = \frac{2K_{III} \cdot \Delta U_y \cdot \text{Cos}\psi \cdot \text{Cos}\left(\frac{\omega t}{2} - \psi + \varphi\right)}{\Delta U_y \cdot \text{Cos}\left(\frac{\omega t}{2} + \varphi\right)} = 2K_{III} \text{Cos}\psi \cdot e^{-j\psi}. \quad (4.14)$$

За виразом (4.14) побудуємо закономірність зміни описуючої функції при зміні фазового зсуву субгармоніки в діапазоні $0 \dots 2\pi$, застосувавши полярну систему координат в комплексній площині (рисунку 4.12).

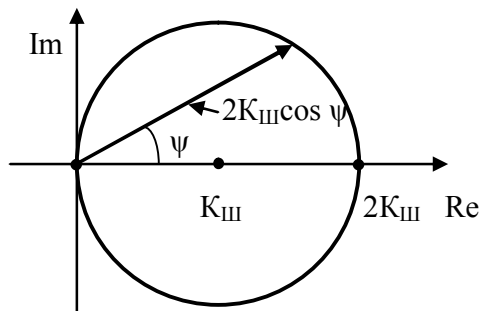


Рисунок 4.12

При зміні кута ψ у вказаному діапазоні кінець вектору, модуль якого $2K_{III} \text{Cos}\psi$, опише коло радіусом K_{III} з центром в точці $(K_{III}, 0)$.

З урахуванням знайденої функції, що описує, характеристичне рівняння замкнутої системи стабілізації, рисунок 4.10, матиме наступний вигляд

$$1 + K_Y \cdot N(j\frac{\omega}{2})K_P(j\omega)K_H(j\omega) = 0.$$

Позначимо $\bar{N}(j\frac{\omega}{2}) = \frac{N(j\frac{\omega}{2})}{K_{III}}$ - нормована функція, що описує. Очевидно, що

ця функція ($\bar{N}(j\frac{\omega}{2}) = 2\cos\psi$) у діапазоні зміни кута ψ від 0 до 2π являє собою одиничне коло. З урахуванням цього характеристичне рівняння прийме вигляд

$$1 + K_Y \bar{N}(j\frac{\omega}{2}) \cdot K_{III} K_P(j\omega) \cdot K_H(j\omega) = 0.$$

Вираз $K_Y \cdot K_{III} K_P(j\omega) \cdot K_H(j\omega) = K_{БЧ}(j\omega)$ є частотною характеристикою безперервної частини системи. Для дослідження умов стійкості на основній субгармоніці необхідно побудувати її амплітудно-фазо-частотну характеристику (рисунок 4.13).

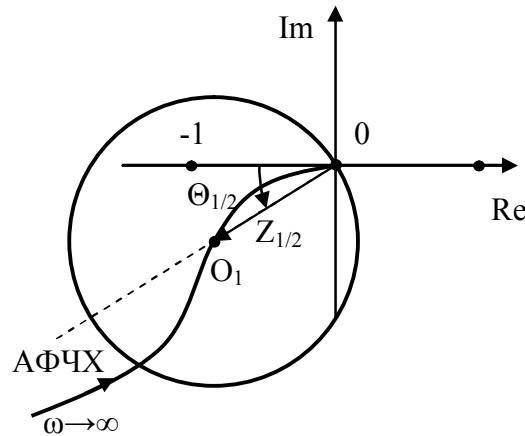


Рисунок 4.13

На АФЧХ фіксується точка O_1 , яка відповідає частоті основної субгармоніки. Вектор $Z_{1/2}$, який проведено з початку координат, характеризується модулем і аргументом $\Theta_{1/2}$. Оскільки нормована функція, що описує, являє собою коло одиничного радіусу з центром в точці O_1 , то при зміні фазового зсуву основної субгармоніки в діапазоні від 0 до 2π , радіус цього кола є вираз модуля і одиниці $Z_{1/2}$. Внаслідок цього модуль $Z_{1/2}$ у процесі зміни фази буде радіусом кола, що проведена з центру O_1 через початок координат. Якщо це коло «охоплює» точку з координатами $(-1,0)$, то має місце нестійкість системи на основній субгармоніці. В іншому випадку система залишається стійкою.

Функція, що описує (4.14), отримана в результаті лінеаризації ШП, який є істотно нелінійною ланкою. Розглянуто випадок, коли амплітуда субгармоніки нескінченно мала, а її фазовий зсув змінюється в діапазоні від 0 до 2π . Внаслідок такої лінеаризації стало можливим використовувати графоаналітичний метод, який дозволив отримати функцію, що описує ШП, у вигляді ідеального кола.

Однак, у реальних умовах амплітуда субгармоніки змінюється в процесі розвитку автоколивань. Врахування такої ситуації не дозволяє отримати спільне рішення. Функцію, що описує ШП, для цього випадку можна знайти чисельним методом, задаючи відповідні значення амплітуд субгармонік. В цьому випадку функція, що описує різні субгармоніки при зміні фазового зсуву, буде окреслювати замкнуті, а при великих амплітудах і розімкнуті траєкторії, що відмінні від ідеального кола. Це відображає істотну нелінійність ШП як ланки системи.

Детальніше про це можна знайти в роботі [4]. Слід зазначити недоліки методу гармонійної лінеаризації для дослідження динаміки систем силової електроніки. Похибка методу може коливатися в діапазоні (5-25)% в залежності від смуги пропускання системи. Другий недолік - неможливість провести строгий аналіз і оптимізацію системи в часовій області.

4.3.4 Передатна функція ШП при обмежених збуреннях

Наявність проблеми точного аналізу систем з ШМ пояснюється відсутністю математичного апарату для опису дискретних нелінійних систем. Наближене рішення цієї проблеми можна отримати на основі методів гармонійної лінеаризації і фазової площини. Вихідною інформацією при використанні цих методів є характер нелінійності, яким володіє та чи інша ланка системи. Вигляд цих нелінійностей встановлюють в статичному режимі. Для цього подають на вхід нелінійної ланки сигнали мінливого рівня і вивчають відзиви ланки на ці впливи. У результаті отримують банк даних типових нелінійностей: насичення, реле, зона нечутливості, люфт, сухе тертя і т.д.

Подальший аналіз нелінійної системи методами гармонійної лінеаризації і фазової площини зводиться до встановлення впливу знайдених статичних нелінійних характеристик ланки на динаміку системи в часовій і частотній областях.

Для аналізу такої істотно нелінійної системи, якою є система з ШМ, будемо використовувати принцип методів гармонійної лінеаризації і фазової площини, тобто спочатку встановимо статичні нелінійні характеристики, що властиві ШП. На вхід ШП надходить шпаруватість функції $\gamma(U_y)$ від системи управління, а на виході формуються імпульси, що модульовані за тривалістю з постійною частотою. Реакцію ШП на вплив в статичному режимі будемо вивчати в спектральній області. В якості базисних функцій для спектрального аналізу оберемо такі функції, які за формою адекватні сигналам, що аналізуються, тобто для спектрального аналізу дискретних сигналів оберемо дискретні базисні функції, відмовившись від використання традиційного базису тригонометричних функцій.

Справедливість такого підходу підтверджує вислів відомого угорського математика К. Ланцоша: «В принципі всі системи координат допустимі. Системи координат можна порівняти з лісами при зведенні будівлі. Ліси не належать будівлі, вони служать тільки для того, щоб мати доступ до всіх частин будівлі. І після того, як будівля споруджена, ліси можуть бути зняті. Не можна змішувати властивостей, що належать лісам, з властивостями самої будівлі».

Для того, щоб мати доступ до всіх частин нашої «будівлі» в якості базису для спектрального аналізу виберемо повну ортогональну систему функцій Уолша (ФУ) [6]. Перші чотири функції Уолша наведені на рисунку 4.14.а. По інтервалах дискретності вони приймають значення ± 1 . У позначенні цих функцій: перша функція $Wal(0, \bar{t})$ — постійна складова, друга функція - $Sal(1, \bar{t})$ – синус Уолша третя $Cal(1, \bar{t})$ – косинус Уолша та четверта $Sal(2, \bar{t})$ – синус Уолша другої частоти (частности) слідування, тощо.

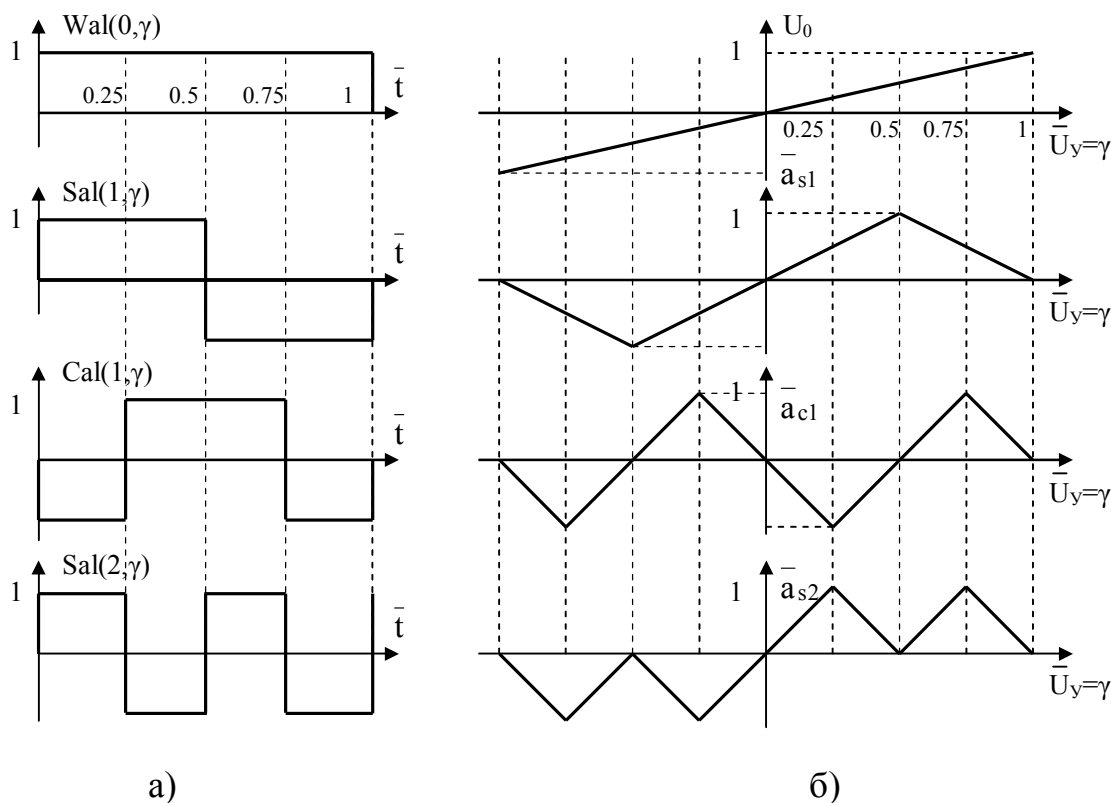


Рисунок 4.14

На рисунку 4.14.б наведені залежності амплітуд функції Уолша, від сигналу управління $\bar{U}_y = \gamma$ для статичного режиму. Ці залежності отримані при розкладанні широтно-модульованих імпульсів одиничної амплітуди в одиничному діапазоні зміни шпаруватості. Відносний період проходження $\bar{T} = 1$ відносний час $\bar{t} = \frac{t}{T}$. При обчисленні амплітуд функції Уолша при модулюванні напруги ШПІ ($\bar{U}_M(\bar{t})$), використано перетворення Фур'є з поправкою на апроксимуючий базис.

$$\bar{a}_0 = \frac{1}{\bar{T}} \int_0^{\bar{t}} \bar{U}_M(\bar{t}) d\bar{t} ,$$

$$\bar{a}_{\text{Salk}} = \frac{1}{T} \int_0^{\bar{t}} \bar{U}_M(\bar{t}) \text{Sal}(k, \bar{t}) d\bar{t},$$

$$\bar{a}_{\text{Calk}} = \frac{1}{T} \int_0^{\bar{t}} \bar{U}_M(\bar{t}) \text{Cal}(k, \bar{t}) d\bar{t},$$

де $\bar{T} = 1$.

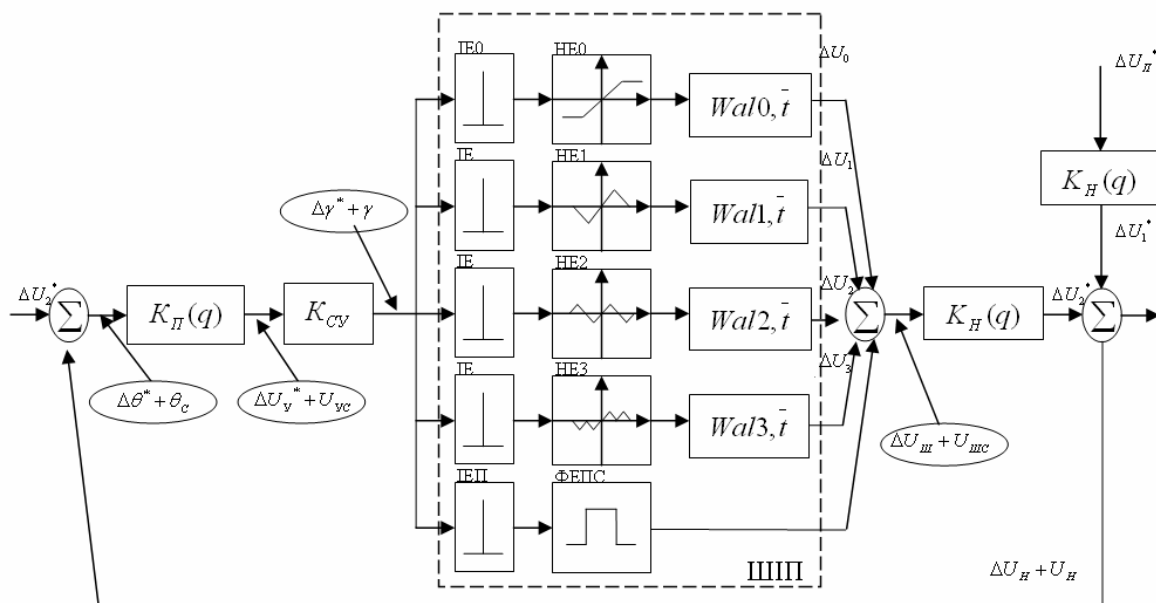
З наведених виразів бачимо, що в кожному разі інтегрується перемноження прямокутного імпульсу одиничної амплітуди і відповідної дискретної функції Уолша одиничної амплітуди. Очевидно, що закономірність зміни амплітуд функцій Уолша в процесі ШІМ прямокутного імпульсу одиничної амплітуди повторює інтеграл від відповідної функції Уолша, що підтверджує рисунок 4.14.б

Статичні модуляційні характеристики, що наведені на рисунку 4.14.б, показують, що для кожної функції Уолша в процесі ШІМ характерна своя нелінійність. Для постійної складової це «насичення», а для решти функцій - кусочно-лінійні нелінійності, кожен з яких можна представити сумою лінійної залежності і відповідної кількості типових нелінійностей «зона нечутливості». З урахуванням отриманих результатів запропонована структурна схема, рисунок 4.15, одноконтурного стабілізатора напруги, де ШІП представлено багатоконтурною моделлю з нелінійною амплітудно-імпульсною модуляцією функцій Уолша.

На рисунку 4.16 наведена часові діаграми, що характеризують процес управління ШІП. Система управління виконана за вертикальним принципом. У стаціонарному режимі при наявності на її вході стаціонарної напруги управління U_{uc} на виході ШІП присутні прямокутні імпульси стаціонарного режиму $U_{шс}$ і відповідна стаціонарна напруга на навантаженні $U_{нн}$, рисунок 4.16.б. Цю особливість на схемі, рисунок 4.15, відображає канал стаціонарного режиму. У разі необхідності для цього режиму нескладно оцінити коефіцієнт пульсацій вихідної напруги стабілізатора. Пульсації імпульсного стабілізатора оцінюються різницею між максимальним і мінімальним значеннями вихідної напруги. На відміну від цього пульсації неперервного стабілізатора оцінюються за середньоквадратичним критерієм.

Робоча точка стаціонарного режиму вибирається спочатку або в центрі однієї з i -тих робочих зон і тоді, виходячи із специфіки базису апроксимації, можливі її відхилення в процесі дестабілізації обмежуються зоною $\frac{i}{N} \leq \Delta\gamma \leq \frac{i+1}{N}$, де N — кількість функцій Уолша, $i = 0, 1, 2, \dots, N-1$ - номер зони. У більшості випадків для точного опису обуреного процесу досить чотирьох ФУ. На рисунку 4.16 для цього випадку точка стаціонарного режиму обрана в зоні з номером, $i = 2$, $\gamma = 0,625$. При цьому можливі відхилення шпаруватості в діапазоні: $0,5 \leq \Delta\gamma \leq 0,75$. Припустимо, що на вході системи керування з'явилося відхилення напруги ΔU_y , якому

відповідають відхилення шпаруватості $\Delta\gamma_1, \Delta\gamma_2, \Delta\gamma_3$ по періодах комутації, що приведе до відхилень напруги ΔU_{III} на виході ШПІ, рисунок 4.16.в



- ІЕ0-ІЕ3- імпульсні елементи
- ФЕ0-ФЕ3- формуючі елементи
- НЕ0-НЕ3- нелінійні елементи
- ІЕПС- імпульсний елемент каналу постійної складової
- ФЕПС- формуючий елемент каналу постійної складової

Рисунок 4.15

В результаті апроксимації процесу ШІМ функціями Уолша, відхилення шпаруватості сигналу на виході ШПІ $\Delta\gamma_1, \Delta\gamma_2, \dots$ замінюються еквівалентними за площею відхиленнями амплітудно-модульованих сигналів ΔA_{III} (рисунок 4.16.г). постійної тривалості, яка в нашому випадку дорівнює 0,25. При цьому приріст амплітуд цих сигналів в k -тому періоді $\Delta A_{IIIk} = \Delta\gamma_k N \cdot K_i^{Wali}$, де K_i^{Wali} - тангенс кута нахилу модуляційних характеристик (рисунок 4.15.б) в i -ій зоні модуляції. У випадку з ШІМ прямокутного імпульсу одиничної амплітуди $K_i^{Wali} = 1$ за абсолютною величиною. Знак цього коефіцієнта по зонах модуляції буде змінюватися. Закономірність його зміни для кожної функції Уолша по зонах модуляції можна представити у вигляді ММС.

З рисунка 4.14 б бачимо, що для чотирьох функцій Уолша

$$[ММС] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \end{bmatrix}.$$

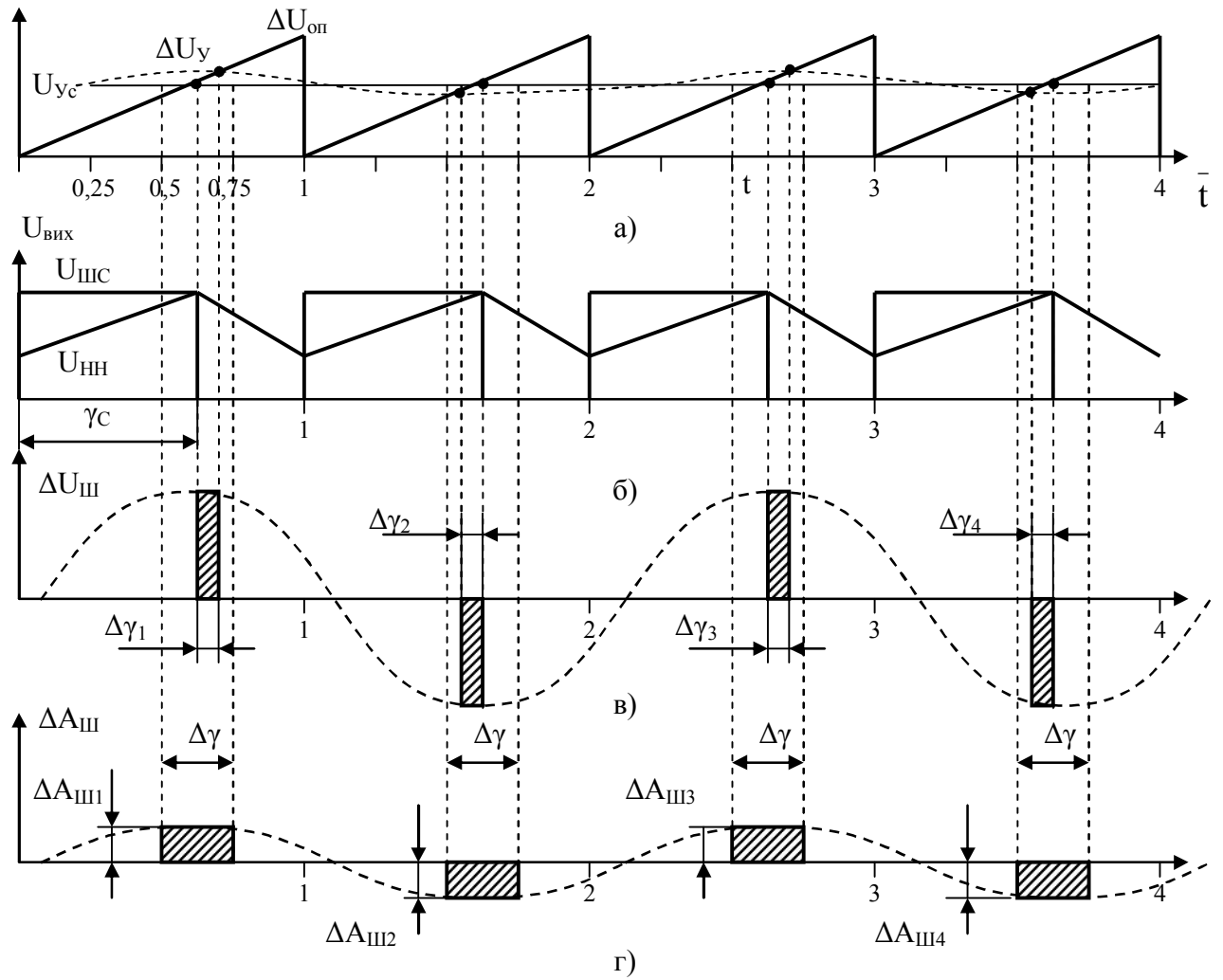


Рисунок 4.16

Передатну функцію силової складової ШПІ можна отримати, якщо скласти передавальні функції паралельних каналів по зонах модуляції $i = 0, 1, 2 \dots N - 1$. У підсумку маємо передатну функцію ШПІ як добуток транспонованої ММС і вектора - стовпця функцій Уолша в операторній формі тому, що передатні функції формуючих елементів каналів моделі є перетворення по Лапласу функцій Уолша

$$K_{ШПІ}(p) = [ММС]^T \times \begin{bmatrix} L[Wal(0, \bar{t})] \\ L[Sal(1, \bar{t})] \\ \dots \\ L[Wal_K(k, t)] \end{bmatrix}$$

При перемноженні матриці і вектора одержуємо N - розмірний вектор передатної функції ШПІ. Окрема компонента цього вектора для i -ої зони модуляції

$$K_{ШП}(p) = K_i^{Wali} \cdot N \frac{e^{-\frac{i}{N}pT} - e^{-\frac{i+1}{N}pT}}{p}$$

З отриманого виразу бачимо, якщо враховується лише одна функція Уолша ($N = 1$), то передатна функція ШП

$$K_{ШП0}(p) = K_i^0 \frac{1 - e^{-pT}}{p} \text{ — відоме уявлення ШП фіксатором нульового}$$

порядку. Якщо ж $N \rightarrow \infty$, тоді

$$K_{ШПi}(p) = \lim_{N \rightarrow \infty} K_i^{Wali} \cdot N \frac{e^{-\frac{i}{N}pT} - e^{-\frac{i+1}{N}pT}}{p}$$

Також переходимо до відомого подання ШП у вигляді імпульсу нескінченно великої амплітуди і нульової тривалості (δ - функція).

Що стосується коефіцієнта підсилення системи управління, то в разі ШМ-I він визначається її характеристикою вхід-вихід. У випадку систем з ШМ-II, у яких момент спрацьовування імпульсного елемента заздалегідь невідомий, коефіцієнт посилення системи управління визначається з урахуванням фактора пульсацій в кожній зоні модуляції.

4.3.4 Передатна функція ШП «у великому»

Визначення передатної функції перетворювача без обмеження рівня збурюючих впливів відповідає найбільш загальному випадку. Поставлену задачу можна вирішити, використовуючи модель ШП, характер нелінійностей в контурах якої встановлено (див. рисунок 4.14). Покажемо порядок її вирішення.

Закономірності зміни амплітуд функцій Уолша в процесі ШМ можна уявити набором типових нелінійностей. Зокрема, для реверсивної характеристики вхід - вихід ШП з регулюванням по задньому фронту ($\gamma = f(\bar{U}_y)$) закономірність зміни $a(s1)$ представляється сукупністю лінійної залежності і двох нелінійностей з різними зонами нечутливості (рисунок 4.17). Для інших контурів кількість нелінійностей з зонами нечутливості збільшується в міру зростання порядку функцій Уолша. Закономірність зміни постійної складової в процесі ШМ є нелінійність типу "насичення". Отримані типові нелінійності контурів моделі ВП можна лінеаризувати відомими методами. Зокрема, методи гармонійної і статистичної лінеаризації кусочно-лінійних функцій, що розроблені на основі методу І. Є. Казакова, відкривають можливість аналізу при випадкових впливах, коли в якості апроксимуючого базису використовують поліноми Ерміта.

В якості функцій ваги, можна вибрати функцію $f(u) = \frac{1}{G\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{u^2}{2}}$, що характеризує нормальний закон розподілу випадкової величини. Тут $u = \frac{x}{G}$, G — середньоквадратичне відхилення випадкової величини. Незалежною змінною в розглянутому випадку є $x = \bar{U}_y$.

У замкнутій системі керуючим сигналом ШП є сигнал з виходу навантаження, тому застосування вагової функції з нормальним законом розподілу допустимо, якщо навантаження має властивості фільтра нижніх частот.

Закон розподілу рівня вихідного сигналу навантаження тим ближче до нормального, чим вище її інерційність. Поліноми Ерміта запишемо у вигляді

$$\lambda(m) = \frac{1}{\sqrt{m!}} H_m(u),$$

де $H_m(u) = (-1)^m [f(u)]^{-1} \frac{d^m}{du^m} [f(u)]$; m — порядок полінома Ерміта, $m=0,1,2,3,\dots$

Коефіцієнти розкладання за системою поліномів Ерміта визначаються на підставі залежності

$$C_m = \frac{1}{\sqrt{2\pi G}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{u^2}{2}} f(x) \lambda_m(x) dx, \quad (4.15)$$

де $f(x)$ — закономірність зміни нелінійності по інтервалах інтегрування. Ці інтервали співпадають з інтервалами знакопостійності відповідної функції Уолша.

Розрахунок коефіцієнтів Ермітта не пов'язаний з істотними проблемами, так як функція $f(x)$ лінійна по інтервалах знакопостійності функцій Уолша.

Знайдемо коефіцієнти розкладання нелінійності контуру з функцією $Sal 1, \theta$ для чотирьох поліномів Ермітта. Для першого і третього коефіцієнтів маємо

$$C(s1)_{1,3} = \frac{1}{\sqrt{2\pi G}} \left[- \int_{-1}^{-0,5} e^{-\frac{x^2}{2G^2}} kx \lambda_{1,3}(x) dx + \int_{-0,5}^{0,5} e^{-\frac{x^2}{2G^2}} kx \lambda_{1,3}(x) dx - \int_{0,5}^1 e^{-\frac{x^2}{2G^2}} kx \lambda_{1,3}(x) dx \right],$$

де коефіцієнт k визначається тангенсом кута нахилу характеристики на відповідному інтервалі знакопостійності функції Уолша.

В результаті обчислень отримаємо:

$$C_1(s1) = -2kG \left[2\Phi\left(\frac{0,5}{G}\right) - \Phi\left(\frac{1}{G}\right) \right],$$

$$C_3(s1) = \frac{2k}{\sqrt{12\pi}} \left(e^{-\frac{0,25}{2G^2}} - e^{-\frac{1}{2G^2}} \right), \quad C_0(s1) = C_2(s1) = 0,$$

де $\Phi(t)$ — інтеграл ймовірності, або функція Лапласа.

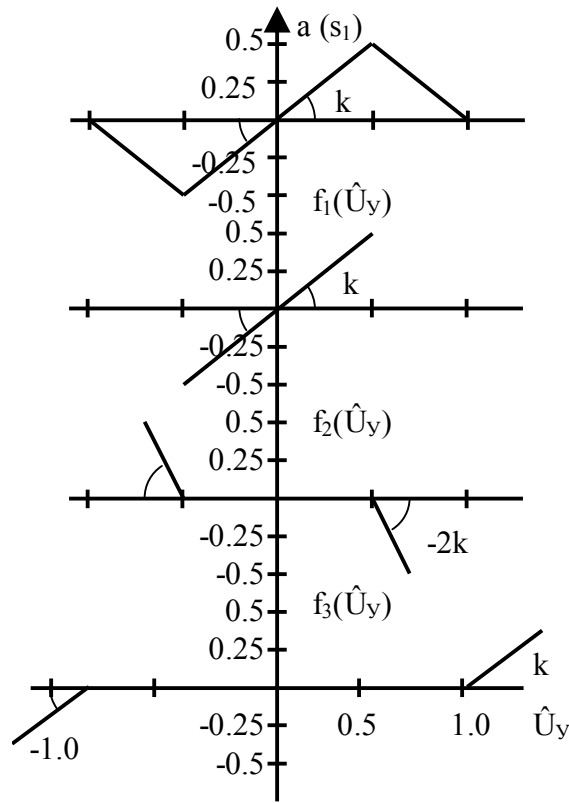


Рисунок 4.17

На підставі виразу (4.15) з урахуванням розрахованих коефіцієнтів Ермітта можна обчислити апроксимовану нелінійність контуру з функцією

$$\text{Sal}(1, \Theta) : \varphi(s_1) = -0,2303kx + 48,98 \cdot 10^{-3} kx^3.$$

Аналогічні обчислення виконані для перших восьми контурів моделі (див. рисунок 4.15). Вирази апроксимованих нелінійностей цих контурів для значення $G=1$ наведено в табл. 6. Вибором величини G враховується ступінь прояву нелінійності кожного контуру, так як значення дисперсії пов'язано з рівнем вхідного сигналу ШП. Зміна G еквівалентна зміні рівня збурюючого впливу. У кожному конкретному випадку можна досить точно оцінити середньоквадратичне відхилення сигналу керування.

Випадок при $G=1$, свідчить про те, що максимальний рівень сигналу керування ШП не перевершує його значення при одиничній шпаруватості.

Передатна функція перетворювача у "великому" визначається як скалярний добуток двох векторів - вектора-стовпчика апроксимованих модуляційних характеристик і вектора-стовпчика L-перетворених функцій Уолша

$$K_{\text{шп}}(q) = \begin{bmatrix} \varphi(0) \\ \varphi(s_1) \\ \dots \\ \dots \\ \dots \\ \varphi(Wal\ i) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} L(Wal0, \theta) \\ L(Wal1, \theta) \\ \dots \\ \dots \\ \dots \\ L(Wali, \theta) \end{bmatrix}, \quad (4.16)$$

або після перетворень

$$K_{\text{шип}}(q) = \frac{\varphi_1 + \sum_{n=2}^N 2\varphi_n e^{-\frac{n-1}{N}q} + \varphi_{N+1} e^{-q}}{q},$$

де N – кількість функцій Уолша.

Таблиця 4.1— Вирази апроксимованих нелінійностей

Функції Уолша	Апроксимовані закономірності зміни амплітуд функцій Уолша в процесі ШІР
<i>Wal</i> (0,θ)	$\varphi(0) = 0.8023kx - 39.89 \cdot 10^{-3} kx^3$
<i>Sal</i> (1,θ)	$\varphi(S_1) = -0.2303kx + 48.98 \cdot 10^{-3} kx^3$
<i>Cal</i> (1,θ)	$\varphi(C_1) = 32.95 \cdot 10^{-3} kx - 5.584 \cdot 10^{-3} kx^3$
<i>Sal</i> (2,θ)	$\varphi(S_2) = 9.055 \cdot 10^{-2} kx - 1.69 \cdot 10^{-2} kx^3$
<i>Cal</i> (2,θ)	$\varphi(C_2) = -4.99 \cdot 10^{-2} kx + 2.46 \cdot 10^{-3} kx^3$
<i>Sal</i> (3,θ)	$\varphi(S_3) = -1.28 \cdot 10^{-2} kx - 1.39 \cdot 10^{-4} kx^3$
<i>Cal</i> (3,θ)	$\varphi(C_2) = 0.84 \cdot 10^{-2} kx - 1.994 \cdot 10^{-3} kx^3$
<i>Sal</i> (4,θ)	$\varphi(S_2) = 4.44 \cdot 10^{-2} kx - 8.53 \cdot 10^{-3} kx^3$

Якщо обмежитися першим наближенням, тобто врахувати тільки перші складові апроксимованих нелінійностей з табл. 6, то значення коефіцієнтів наступні:

$$\varphi_1 = 1.089k; \quad \varphi_2 = 0.001k; \quad \varphi_3 = -0.0216k; \quad \varphi_4 = -0.0731k;$$

$$\varphi_5 = -0.10815k; \quad \varphi_6 = 0.0099k; \quad \varphi_7 = -0.0707k; \quad \varphi_8 = -0.1155k; \quad \varphi_9 = -0.333k.$$

Уявлення передатної функції перетворювача виразом (4.16) - результат заміни глибокої ШІМ на АІМ сукупності ступінчастих функцій. Амплітуди цих функцій визначаються коефіцієнтами φ_n , а закономірність зсуву - закономірністю зміни знаку функції Радемахера найбільш високого порядку. У розглянутому прикладі такою є функція *Sal* (4,θ).

Передатні функції КВ і АІН можна знайти аналогічно, так як у всіх випадках закономірності зміни амплітуд функцій Уолша в процесі ШІМ являють собою кусково-лінійні функції (для АІН) або близькі до них (для КВ).

1.4 Субгармонійна стійкість систем з КВ

4.4.1 Функція, що описує керований випрямляч

Порядок отримання та побудови функції, що описує КВ, залишається таким же, як і для ШП. Єдине розходження з ШП полягає в кількісних результатах при визначенні реакції КВ на вхідну субгармоніку. Це розходження обумовлено специфікою системи управління і синусоїдальною формою напруги мережі на його енергетичному вході.

Часові діаграми напруги мережі, випрямленої напруги на навантаженні (RL), а також системи управління з арккосінусною опорною напругою для КВ з $m=3$ представлені на рисунку 4.18,

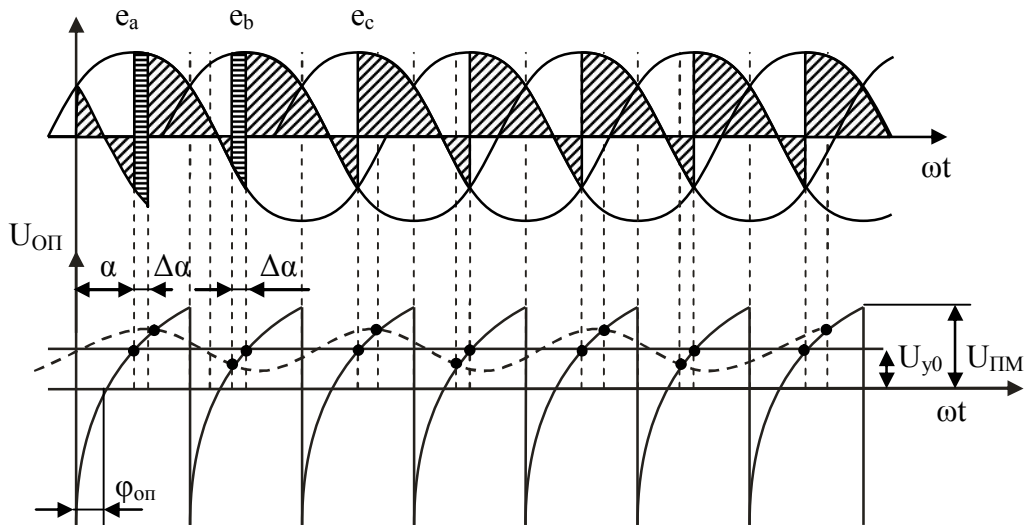


Рисунок 4.18

де

$$e_a = E_m \cdot \cos(\omega t - \frac{\pi}{m_{II}}), \quad e_b = E_m \cdot \cos(\omega t - \frac{3\pi}{m_{II}}), \quad e_c = E_m \cdot \cos(\omega t - \frac{5\pi}{m_{II}}).$$

У статичному режимі на виході КВ постійна складова випрямленої напруги

$$U_0(\alpha) = \frac{1}{2\pi / m_{II}} \int_{\alpha + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m_{II}}}^{\alpha + \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m_{II}}} E_m \cdot \sin \omega t d\omega t = \frac{2m_{II}E_m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m_{II}} \sin \alpha.$$

При появі на вході КВ субгармоніки постійна складова випрямленої напруги

$$U_0(\alpha \mp \Delta\alpha) = \frac{1}{2\pi / m_{II}} \int_{\alpha \pm \Delta\alpha + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m_{II}}}^{\alpha \pm \Delta\alpha + \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m_{II}}} E_m \cdot \sin \omega t d\omega t = \frac{2m_{II}E_m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m_{II}} \sin(\alpha \pm \Delta\alpha).$$

Приріст постійної складової для випадку $\Delta\alpha \rightarrow 0$,

$$\Delta U_0 = U_0(\alpha) - U_0(\alpha \mp \Delta\alpha),$$

можна уявити миттєвими імпульсами, амплітуда яких є здобуток приросту постійної складової на ширину імпульсу, тобто

$$S_u = 2\Delta\alpha \frac{m_{II} E_m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha. \quad (4.17)$$

Закономірність зміни функції відображає результат впливу вхідної субгармоніки, що призводить до відхилення кута управління на величину $\pm \Delta\alpha$.

Частота субгармоніки може бути різною: $\frac{m_{II}\omega}{2}, \frac{m_{II}\omega}{3}, \frac{m_{II}\omega}{4}, \dots$

Якщо на вході системи управління КВ присутня основна субгармоніка, то закономірність проходження відхилень вихідної напруги

$$\Delta U_\alpha = S_u \cos \frac{m}{2} \left(\omega t - \alpha - \frac{2\pi \cdot n}{m_{II}} \right), \text{ де } n=0,1,2,\dots - \text{ номер періоду проходження.}$$

З врахуванням (4.17) отримаємо

$$\Delta U_\alpha = \frac{2\Delta\alpha \cdot m_{II} \cdot E_m}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{m_{II}}\right) \cos\left(\omega t - \alpha - \frac{2\pi \cdot n}{m_{II}}\right). \quad (4.18)$$

У статичному режимі моменти включення КВ визначаються рівністю $\omega t = \alpha + \frac{2\pi \cdot n}{m_{II}}$. При наявності збудження $\omega t = (\alpha \pm \Delta\alpha) + \frac{2\pi \cdot n}{m_{II}}$.

З рисанка 4.18 бачимо, що до входу КВ додано ЕРС:

$$e_A = E_m \cdot \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{m_{II}}\right),$$

$$e_B = E_m \cdot \cos\left(\omega t - \frac{3\pi}{m_{II}}\right),$$

$$e_C = E_m \cdot \cos\left(\omega t - \frac{5\pi}{m_{II}}\right).$$

Закономірність проходження опорної напруги

$$U_{on}(\omega t) = U_{II m} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{m_{II}} - \phi_{on}\right).$$

У статичному режимі на вхід системи управління КВ надходить постійна напруга U_{yo} , тому справедливо рівняння

$$U_{yo} + U_{II m} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{m_{II}} - \phi_{on}\right) = 0.$$

При цьому моменти включення вентилів визначаються рівністю

$$\omega t = \alpha + \frac{\pi \cdot n}{m_{II}}.$$

При наявності на вході системи управління основної субгармоніки, рівняння замикання прийме вигляд

$$U_{yo} + U_{II m} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{m_{II}} - \phi_{on}\right) + \Delta U_{c\delta} \cos\left(\frac{\omega t \cdot m_{II}}{2} + \mu\right) = 0, \quad (4.19)$$

де μ – фаза субгармоніки.

При цьому моменти вмикань вентилів змінюються на величину $\pm \Delta\alpha$, тобто

$$\omega t = \alpha \mp \Delta\alpha + \frac{2\pi \cdot n}{m_{II}} \quad (4.20)$$

Підставляючи (4.20) в (4.19), отримуємо

$$U_{yo} + U_{IIм} \cos\left(\alpha \pm \Delta\alpha + \frac{2\pi \cdot n}{m_{II}} - \frac{\pi}{m_{II}} - \phi_{on}\right) + \Delta U_{сб} \cos\left[\frac{m_{II}}{2}\left(\alpha \pm \Delta\alpha + \frac{2\pi \cdot n}{m_{II}} + \mu\right)\right] = 0 \quad (4.21)$$

Якщо з отриманого рівняння (4.21) відняти рівняння усталеного режиму, то маємо

$$\begin{aligned} \Delta U_y \cdot \cos\left[\frac{m_{II}}{2}\left(\alpha \pm \Delta\alpha + \frac{2\pi \cdot n}{m_{II}} + \mu\right)\right] = \\ = -\Delta\alpha \cdot U_{IIм} \cdot \sin\left(\alpha + \frac{2\pi \cdot n}{m_{II}} - \frac{\pi}{m_{II}} - \phi_{on}\right) \end{aligned} \quad (4.22)$$

Як показано вище, відхилення кута управління на величину $\pm \Delta\alpha$ призведе до зміни випрямленої напруги. Ці зміни представляються у вигляді миттєвих імпульсів з відповідною субгармонічною частотою. Амплітуди цих миттєвих імпульсів пропорційні площі реальних імпульсних приростів випрямленої напруги. У такому поданні має місце заміна широтно-імпульсної модуляції на еквівалентну амплітудно-імпульсну модуляцію, що справедливо для нескінченно малих відхилень кута управління від усталеного значення ($\Delta\alpha \rightarrow 0$).

З виразу (4.22) отримуємо

$$\Delta\alpha = -\frac{\Delta U_y \cdot \cos\left[\frac{m_{II}}{2}\left(\alpha \pm \Delta\alpha + \frac{2\pi \cdot n}{m_{II}} + \mu\right)\right]}{U_{IIм} \cdot \sin\left(\alpha + \frac{2\pi \cdot n}{m_{II}} - \frac{\pi}{m_{II}} - \phi_{on}\right)}$$

Якщо враховувати, що $\Delta\alpha \ll \alpha + \frac{2\pi \cdot n}{m_{II}}$ і позначити $\psi = \frac{m_{II}}{2}\left(\alpha + \frac{2\pi \cdot n}{m_{II}} + \mu\right)$, то

отримуємо

$$\Delta\alpha = -\frac{\Delta U_y \cdot \cos\psi}{U_{IIм} \cdot \sin\left(\alpha + \frac{2\pi \cdot n}{m_{II}} - \frac{\pi}{m_{II}} - \phi_{on}\right)} \quad (4.23)$$

Якщо у (4.18) підставити (4.23), то отримаємо приріст випрямленої напруги на частоті основної субгармоніки

$$\Delta U_{\alpha} \left(\frac{1}{2} \right) = - \frac{2 \cdot m_{II} \cdot E_m}{\pi} \cdot \frac{\Delta U_y \cos \psi \cdot \sin \frac{2\pi}{m_{II}} \cdot \sin \alpha \cdot \cos \left[\frac{m_{II}}{2} (\omega t - \alpha - \frac{2\pi \cdot n}{m_{II}}) \right]}{U_{II\text{м}} \sin \left(\alpha + \frac{2\pi \cdot n}{m_{II}} - \frac{\pi}{m_{II}} - \phi_{on} \right)}$$

Позначимо $K_0 = \frac{m_{II} \cdot E_m}{\pi \cdot U_{II\text{м}}} \cdot \sin \frac{\pi}{m_{II}}$ - коефіцієнт підсилення КВ по постійній складовій випрямленої напруги. Врахуємо, що

$$\begin{aligned} \cos \left[\frac{m_{II}}{2} \omega t - \frac{m_{II}}{2} \left(\alpha + \frac{2\pi \cdot n}{m_{II}} \right) \right] &= \\ = \cos \left[\frac{m_{II}}{2} \omega t - \frac{m_{II}}{2} \left(\alpha + \frac{2\pi \cdot n}{m_{II}} \right) + \mu - \mu \right] &= \cos \left[\frac{m_{II}}{2} \omega t + \mu - \psi \right], \end{aligned}$$

а також те, що $\sin \left[\alpha + \frac{2\pi \cdot (k-1)}{m_{II}} - \phi_{on} + \alpha \right] \cong \sin \alpha$.

Тоді маємо, що

$$\Delta U_{\alpha} \left(\frac{1}{2} \right) = 2K_0 \cdot \Delta U_y \cos \psi \cdot \cos \left[\frac{m_{II}}{2} \omega t + \mu - \psi \right].$$

Оскільки субгармонічний вплив на вході системи управління і реакція випрямляча на неї відомі, то функція, що описує КВ на основній субгармоніці

$$N(j \frac{m_{II}\omega}{2}) = \frac{\Delta U_{\alpha} \left(\frac{1}{2} \right)}{\Delta U_y \cdot \cos \left[\frac{m_{II}}{2} \omega t + \mu \right]} = 2K_0 \cdot \cos \psi \cdot e^{-j\psi}. \quad (4.24)$$

З отриманого виразу видно, що на частоті основної субгармоніки коефіцієнт підсилення КВ при $\psi = 0$ може вдвічі перевищити коефіцієнт підсилення по постійній напрузі. Вираз (4.24) дозволяє побудувати на комплексній площині, використовуючи полярну систему координат, закономірність зміни функції, що описує при зміні кута зрушення основної субгармоніки на вході КВ в діапазоні $0 \div 2\pi$. Бачимо, що як і у випадку ШПП, це буде коло.

Отриману функцію, що описує, можна використовувати для розрахунку умов субгармонійної стійкості. Порядок графоаналітичного розрахунку цих умов є таким же, як і в системі з ШПП.

Покажемо цей порядок на конкретному прикладі

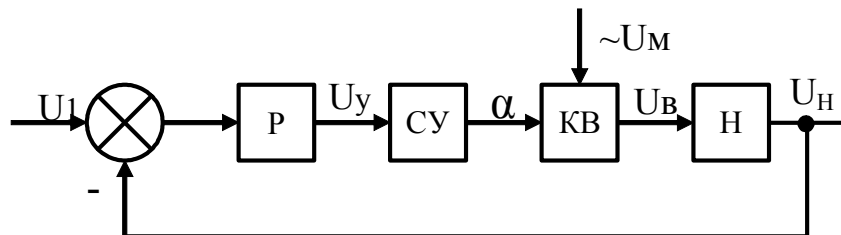


Рисунок 4.19

Для системи, яка представлена на рисунку 4.19, треба побудувати функцію, що описує і розрахувати умова її стійкості на основній субгармоніці.

Дані для розрахунку:

КВ виконаний за однофазною мостовою схемою із зворотним діодом, навантаження активне з індуктивно-ємнісним фільтром ($R_H = 32 \text{ Ом}, L_\phi = 1 \text{ Гн}, C_\phi = 250 \text{ мкФ}$), частота живлячої мережі 50 Гц ,

$$K_p(p) = 1, K_{cy} = 1, E_m = 100 \text{ В}, U_{ПМ} = 10 \text{ В}.$$

Порядок розрахунку:

Знаходимо характеристичне рівняння замкнутої системи

$$1 + K_0 \cdot K_H(p) \cdot \bar{N}(j\omega) = 0,$$

де
$$K_0 = \frac{m_{II} \cdot E_m}{\pi \cdot U_{ПМ}} \cdot \sin \frac{\pi}{m_{II}} = \frac{2 \cdot 100}{10 \cdot 3.14} \cdot \sin 90^\circ = 6.3$$
 - коефіцієнт підсилення

КВ по постійному струму,

$\bar{N}(j\omega) = 2K_0 \cdot \cos \psi \cdot e^{-j\psi}$ - нормована функція, що описує

$$K_H(p) = \frac{K_0}{p^2 L_\phi C_\phi + p \cdot \frac{L_\phi}{R_H} + 1} - \text{передатна функція навантаження.} \quad (4.25)$$

На вхід фільтру напруга надходить з виходу КВ з частотою пульсацій основної гармоніки $\omega_i = \omega \cdot m_i$, де $m_n = 2$.

Підставляючи в (4.25) $p = j\omega$, отримуємо частотну характеристику навантаження

$$K_H(j\omega) = \frac{K_0}{1 + j\omega \cdot \frac{L_\phi}{R_H} - \omega^2 L_\phi C_\phi}.$$

Знайдемо модуль і аргумент частотної характеристики навантаження на частотах основної гармоніки випрямленої напруги і основній субгармоніці

$$|K_H(j\omega)| = \frac{K_0}{\sqrt{(1 - \omega_n^2 L_\phi C_\phi)^2 + (\omega_n \cdot \frac{L_\phi}{R_H})^2}}, \quad \theta = \text{arctg} \frac{-\omega_n \cdot \frac{L_\phi}{R_H}}{1 - \omega_n^2 L_\phi C_\phi}.$$

Примітка. Якщо є комплексне число $V = a + jb$, то модуль $|\dot{V}| = \sqrt{a^2 + b^2}$, а аргумент:

$$\theta = \text{arctg} \frac{b}{a}, \text{ якщо } a < 0, b > 0$$

$$\theta = \pi + \text{arctg} \frac{b}{a} \text{ якщо } a > 0, b < 0;$$

$$\theta = \text{arctg} \frac{b}{a} - \pi \text{ якщо } a < 0, b < 0.$$

Для основної гармоніки $\omega_i = 2 \cdot 314 = 628 \frac{1}{c}$, тому

$$|K_n(j\omega)| = \frac{3.6}{\sqrt{(1 - 6.28^2 \cdot 250 \cdot 10^{-6})^2 + \left(\frac{628}{32}\right)^2}} = 6.3 \cdot 10^{-3}$$

$$\text{аргумент } \theta = \arctg \frac{-628 \cdot \frac{1}{32}}{1 - 628^2 \cdot 250 \cdot 10^{-6}} = \arctg \frac{-19.625}{-97.596}$$

Оскільки $a < 0, b < 0$, то $\theta = \arctg 0.2 - \pi = -168^\circ$.

Для основної субгармоніки $\omega_{1сб} = \frac{\omega_c \cdot m_n}{2} = 314$.

Модуль частотної характеристики на основній субгармоніці

$$|K_n(j\omega_{1сб})| = 6.3 \cdot 0.04 = 25.2 \cdot 10^{-2}, \text{ аргумент } \theta_{1сб} = \arctg \frac{-9.8}{-23.649} - \pi = -157,5^\circ$$

На комплексній площині будемо частотну характеристику навантаження і проводимо промінь, що виходить з початку координат під кутом $\theta_{1сб}$ і фіксуємо на ньому точку Q_1 , що відповідає значенню модуля частотної характеристики на частоті основної субгармоніки.

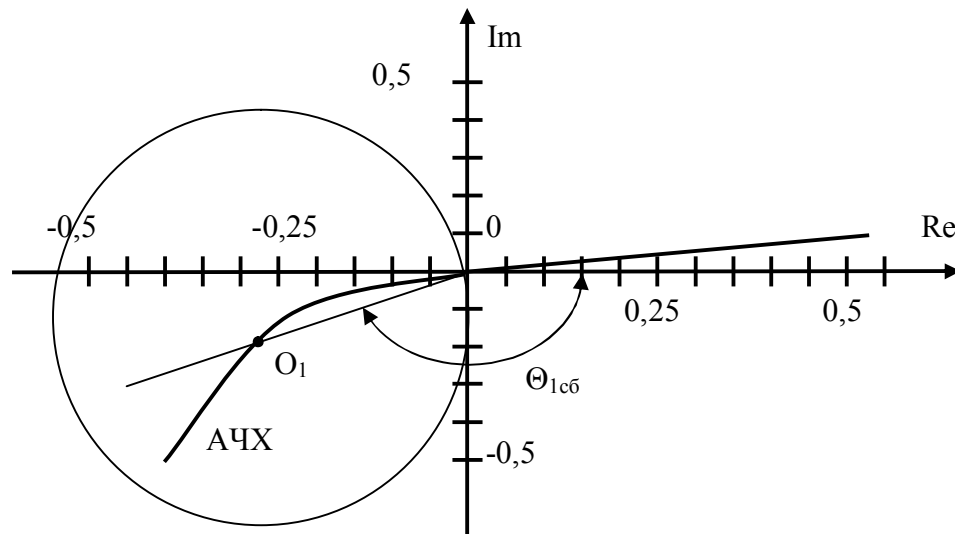


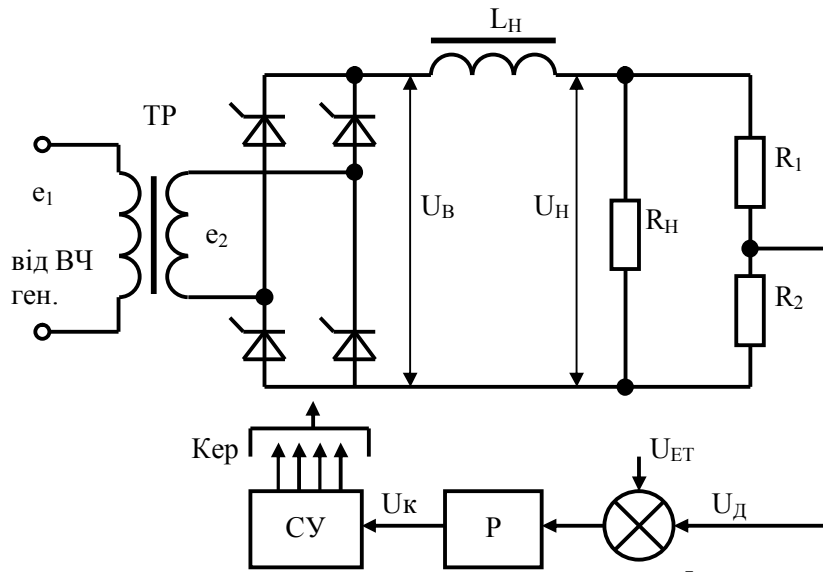
Рисунок 4.20

З точки Q_1 проводимо коло радіусом OO_1 . Очевидно, що це коло не охоплює точку з координатами $(-1, j0)$, що свідчить про стабільність системи на частоті основної субгармоніки.

4.4.2 Стійкість "у малому" систем випрямлення з проміжним перетворенням частоти

Поліпшення питомих характеристик систем живлення пов'язане з підвищенням частоти і з застосуванням мережевих випрямлячів, що не мають силового трансформатора. Структурна побудова блоку керованих вентилів таких

систем, передбачає наявність високочастотного перетворювача. В цій системі напруга прямокутної форми з виходу високочастотного перетворювача надходить на вхід трансформатора Тр, а потім випрямляється, фільтрується і стабілізується, рисунок 4.21.



Р- регулятор

СУ- система управління, що виконана за вертикальним принципом

Рисунок 4.21

Часові діаграми цієї схеми представлені на рисунку 4.22.

На рисунку 4.22 t_3 – кут затримки включення вентилів (у відносних одиницях $\gamma = \frac{t_3}{T}$).

Структурна схема САР досліджуваної системи представлена на рисунку 4.23.

На рисунку 4.23 $K_{СУ}$, $K_{КВ}$ - коефіцієнти підсилення системи керування і блоку керованих вентилів.

Знайдемо динамічні коефіцієнти підсилення системи управління і блоку керованих вентилів, задаючись положенням робочої точки КВ, що відповідає межі між випрямляючим і інверторним режимами. Для випрямлячів з синусоїдальною вхідною напругою вибір такого режиму при аналізі стійкості обумовлений тим, що динамічний коефіцієнт підсилення в цьому випадку має найбільше значення.

При цьому, регульовальна характеристика КВ з активно-індуктивним навантаженням

$$U_0(\alpha) = U_{0m} \cos \alpha ,$$

де U_{0m} - максимальна випрямлена напруга, коли кут управління $\alpha = 0$. Динамічний коефіцієнт підсилення силової частини КВ

$$K_{ДКВ} = \frac{dU_0(\alpha)}{d\alpha} = U_{0m} \cdot \sin \alpha .$$

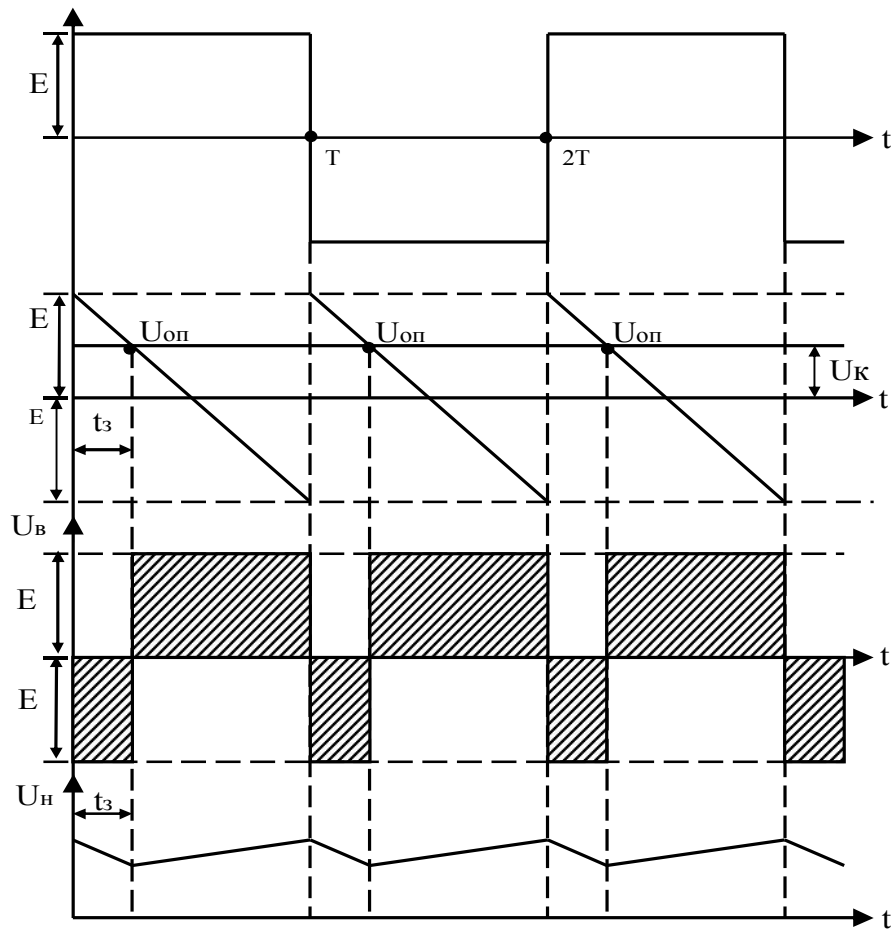


Рисунок 4.22

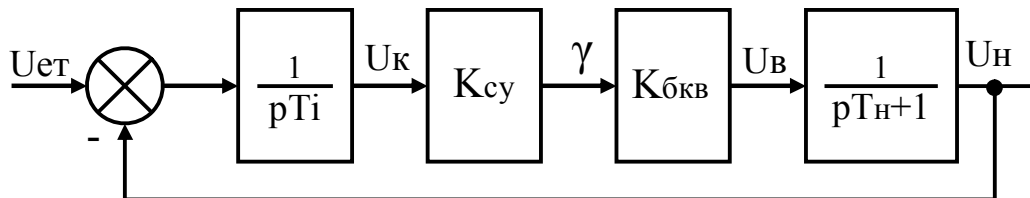


Рисунок 4.23

Бачимо, що при $\alpha = \frac{\pi}{2}$ (межа між випрямляючим і інверторним режимами) динамічний коефіцієнт підсилення блоку керування вентилями має найбільше значення. В системах з прямокутною вхідною напругою цей коефіцієнт постійний.

Знайдемо динамічний коефіцієнт підсилення системи керування КВ для загального випадку.

Припустимо, що стаціонарний режим характеризується контактною точкою А (рисунок 4.24). Під дією збурення напруга керування змінюється на величину ΔU_k , в результаті чого контактна точка переміститься в точку В. З рисунка 4.24 маємо: $\Delta U_k = \overline{CD} + \overline{DA}$ або $\Delta U_k = \Delta t \cdot (tg\alpha_1 + tg\alpha_2)$,

де α_1, α_2 - кути нахилу закономірностей зміни напруги керування $U_K(t)$ і опорної $U_{OP}(t)$ до вісі часу.

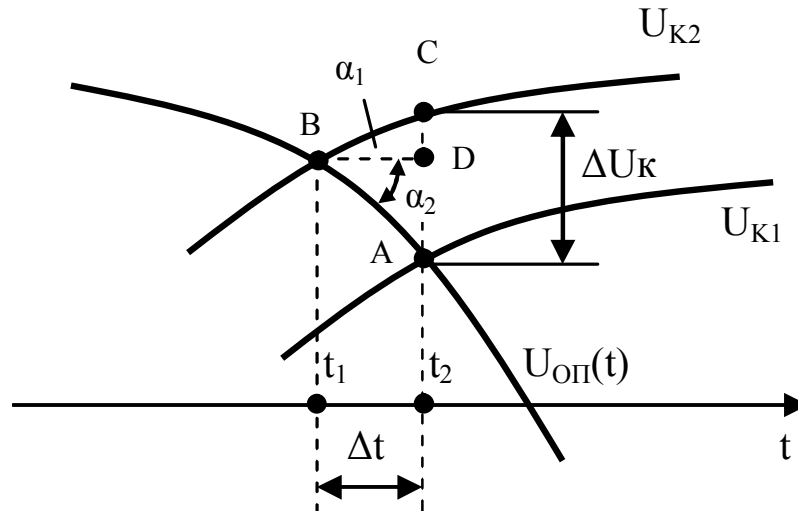


Рисунок 4.24

Якщо $\Delta t \rightarrow 0$, то

$$\operatorname{tg} \alpha_1 = \frac{dU_K}{dt}, \quad \operatorname{tg} \alpha_2 = -\frac{dU_{OP}}{dt}, \quad \text{то} \quad \Delta U_K = \Delta t \left(\frac{dU_K}{dt} - \frac{dU_{OP}}{dt} \right).$$

Диференційні коефіцієнти підсилення системи керування

$$K_{дк} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\Delta t}{\Delta U_K}, \quad \text{тобто.} \quad K_{дк} = \frac{1}{\frac{dU_K}{dt} - \frac{dU_{OP}}{dt}} = \frac{1}{-\frac{dU_{OP}}{dt} \left(1 - \frac{dU_K/dt}{dU_{OP}/dt} \right)}.$$

Інакше

$$K_{дк} = K_{ск} \cdot F,$$

де $K_{ск} = -\frac{dt}{dU_{OP}}$ - статичний коефіцієнт підсилення системи керування,

$$F = \frac{1}{1 - \frac{dU_K/dt}{dU_{OP}/dt}} \quad \text{-фактор пульсацій} \quad (4.26)$$

Постійні коефіцієнти (статичний системи управління і динамічний блоку керуваннях вентилів для $\alpha = \pi/2$) можна об'єднати в один коефіцієнт $K = K_{ск} \cdot K_{дв}$ і врахувати його в будь-якій ланці системи, наприклад в регуляторі.

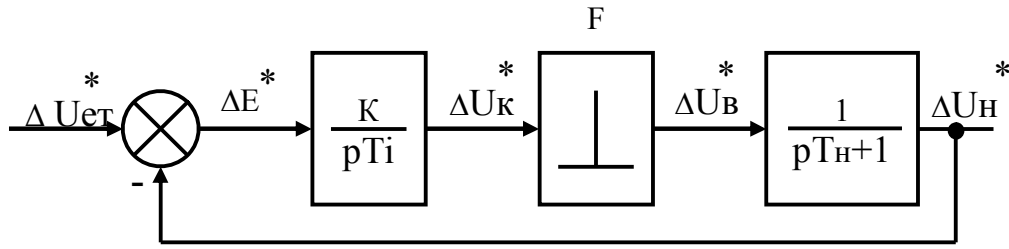


Рисунок 4.25

На структурній схемі САР, рисунок 4.25, система управління і блок керування вентилів у відхиленнях представлені миттєвим ключем, що спрацьовує з періодом повторення T . Цю систему можна аналізувати на предмет субгармоїчної стійкості як систему з амплітудно-імпульсною модуляцією, використовуючи метод Z -перетворення.

Передатна функція наведеної безперервної частини САР, рисунок 4.25,

$$K_{НБЧ}(p) = \frac{FK}{pT_i} \cdot \frac{1}{pT_n + 1}.$$

Переходимо до відносного комплексного змінного, замінюючи $p = \frac{q}{T}$, отримаємо

$$K_{НБЧ}(q) = \frac{FK}{T_i} \cdot \frac{\beta}{q + \beta}, \text{ де } \overline{T_i} = \frac{T_i}{T}, \beta = \frac{T}{T_n}.$$

Знаходимо передатну функцію розімкнутої імпульсної системи з миттєвими імпульсами

$$K^*_p(z, \varepsilon) = Z_M \{K_{НБЧ}(q)\} = \frac{FK}{T_i} Z_M \left\{ \frac{A_1}{q - q_1} + \frac{A_2}{q - q_2} \right\},$$

де $q_1 = 0$, $q_2 = -\beta$ - полюси функції; $A_1 = 1$, $A_2 = -1$ - залишки.

В результаті модифікованого Z -перетворення отримуємо, що

$$K^*_p(z, \varepsilon) = \frac{FK}{T_i} \cdot \left(\frac{z}{z-1} - \frac{z \cdot e^{-\beta\varepsilon}}{z - e^{-\beta}} \right), \quad 0 \leq \varepsilon \leq 1.$$

Для моменту спрацьовування імпульсного елемента, $\varepsilon = 0$,

$$K^*_p(z, 0) = \frac{FK}{T_i} \cdot \left(\frac{z}{z-1} - \frac{z}{z - e^{-\beta}} \right),$$

або

$$K^*_p(z, 0) = \frac{FK}{T_i} \cdot \frac{(1 - e^{-\beta})z}{z^2 - z(1 + e^{-\beta}) + e^{-\beta}}.$$

Розділивши чисельник і знаменник на z , отримуємо, що

$$K_p^*(z,0) = \frac{FK}{T^3} \frac{1 - e^{-\beta}}{z - 1 - e^{-\beta} + e^{-\beta} \cdot z^{-1}}. \quad (4.27)$$

Перетворимо знаменник цього виразу

$$z - 1 - e^{-\beta} + e^{-\beta} \cdot z^{-1} = \cos \bar{\omega} + j \sin \bar{\omega} - (1 + e^{-\beta}) - (\cos \bar{\omega} - j \sin \bar{\omega})e^{-\beta} = \\ = \cos \bar{\omega}(1 + e^{-\beta}) + j \sin \bar{\omega}(1 - e^{-\beta}) - (1 + e^{-\beta}) = (1 + e^{-\beta})(\cos \bar{\omega} - 1) + j \sin \bar{\omega}(1 - e^{-\beta}).$$

Врахуємо, що

$$\cos \bar{\omega} - 1 = \cos^2 0.5\bar{\omega} - \sin^2 0.5\bar{\omega} - \sin^2 0.5\bar{\omega} - \cos^2 0.5\bar{\omega} = -2\sin^2 0.5\bar{\omega} = \\ = 2j \sin 0.5\bar{\omega} \cdot j \sin 0.5\bar{\omega}.$$

Врахуємо також, що

$$j \sin \bar{\omega} = 2j \sin 0.5\bar{\omega} \cdot \cos 0.5\bar{\omega}.$$

Тоді вираз (4.27) має вигляд

$$K_p^*(j\bar{\omega},0) = \frac{FK}{2T_i} \cdot \frac{1 - e^{-\beta}}{j \sin 0.5\bar{\omega} \left[(1 + e^{-\beta}) j \sin 0.5\bar{\omega} + \cos 0.5\bar{\omega} (1 - e^{-\beta}) \right]}.$$

Помноживши чисельник і знаменник отриманого виразу, на $0.5e^{0.5\beta}$ маємо

$$K_p^*(j\bar{\omega},0) = \frac{FK}{2T_i} \cdot \frac{\text{sh } 0.5\beta}{j \sin 0.5\bar{\omega} \left[\text{ch } 0.5\beta \cdot j \sin 0.5\bar{\omega} + \cos 0.5\bar{\omega} \cdot \text{sh } 0.5\beta \right]}.$$

Якщо коливання виникають на частоті основної субгармоніки $\bar{\omega}_{\text{сб}} = \frac{\bar{\omega}}{2} = \frac{2\pi}{2} = \pi$, то характеристичне рівняння замкнутої системи буде мати вигляд

$$1 - \frac{FK}{2T_i} \cdot \frac{\text{sh } 0.5\beta}{\text{ch } 0.5\beta} = 0,$$

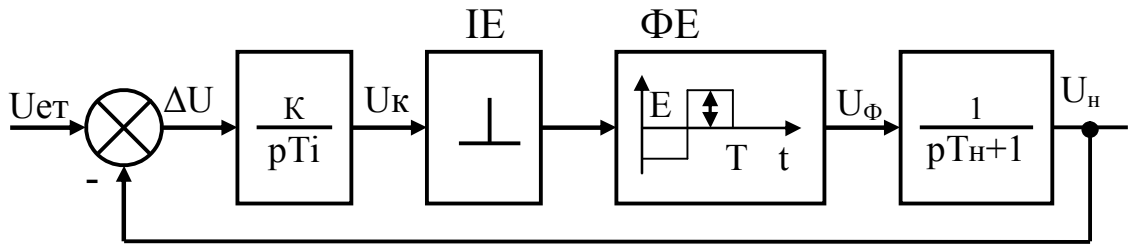
або

$$1 - \frac{FK}{2T_i} \text{th } 0.5\beta = 0,$$

звідки отримуємо умова стійкості системи на основній субгармоніці

$$\frac{FKT}{T_i} \geq 2 \text{cth} \frac{T}{2T_n}. \quad (4.28)$$

В отриманому виразі невідомим залишається фактор пульсацій F . Його можна знайти за виразом (4.26), де невідома швидкість зміни напруга керування $\frac{dU_k}{dt}$, яку можна знайти, знаючи реакцію навантаження на вихідну напругу КВ в стаціонарному режимі. При цьому форма цій напруги повинна відповідати межі між випрямляючим і інверторним режимами. У нашому випадку це меандр одиничної амплітуди з виходу ІЕ, який визначає форму імпульсу на виході ФЕ системи в стаціонарному режимі.



IE- імпульсний елемент

ФЕ- формуючий елемент

Рисунок 4.26

Напрягу з виходу формуючого елемента, рисунок 4.26, можна уявити набором ступінчастих функцій, тобто

$$U_{\phi}(t) = [-1(t) + 2(t - 0.5T) - 1(t - T)] \cdot E.$$

Передатна функція формуючого елемента

$$K_{\phi}(p) = L\{U_{\phi}(t)\} = \frac{-1 + 2e^{-0.5pT} - e^{-pT}}{p} \cdot E.$$

Передатна функція наведеної безперервної частини

$$K_{\text{нбч}}(p) = \left(E \cdot \frac{-1 + 2e^{-0.5pT} - e^{-pT}}{p} \right) \cdot \frac{K}{pT_i} \cdot \frac{1}{pT_n + 1}.$$

Переходимо до відносного комплексного змінного, замінюючи $p = \frac{q}{T}$ і помножуючи отриманий вираз на $\frac{1}{T}$.

В результаті маємо, що

$$K_{\text{нбч}}(q) = E \left(-1 + 2e^{-0.5q} - e^{-q} \right) \frac{K}{\frac{q^2}{T^2} T_n \cdot T_i (q + \beta)},$$

або

$$K_{\text{нбч}}(q) = K_0 \cdot \frac{-1 + 2e^{-0.5q} - e^{-q}}{q^2 (q + \beta)}, \text{ де } \beta = \frac{T}{T_n}, K_0 = \frac{EKT^2}{T_n T_i}.$$

Згідно з теоремою розкладання

$$K_{\text{нбч}}(q) = K_0 \cdot (-1 + 2e^{-0.5q} - e^{-q}) \cdot \left(\frac{A_1}{q^2} + \frac{A_2}{q} + \frac{A_3}{q + \beta} \right),$$

де лишки $A_1 = \frac{1}{\beta}$, $A_2 = -\frac{1}{\beta^2}$, $A_3 = \frac{1}{\beta^2}$.

Передатна функція розімкнутої системи

$$K_p^*(z, \varepsilon) = Z_M \{K_{\text{нбч}}(q)\}, \text{ тобто}$$

$$K^*_p(z, \varepsilon) = K_0 \cdot \left[-\frac{A_1 z}{(z-1)^2} - \frac{A_1 z \varepsilon}{z-1} + \frac{2A_1}{(z-1)^2} + \frac{2A_1(\varepsilon+1-0.5)}{z-1} - \frac{A_1}{(z-1)^2} - \frac{A_1 \varepsilon}{z-1} - \frac{A_2 z}{z-1} + \frac{2A_2}{z-1} - \frac{A_2}{z-1} - \frac{A_3 z e^{-\beta \varepsilon}}{z-e^{-\beta}} + \frac{2A_3 e^{-\beta(\varepsilon+1-0.5)}}{z-e^{-\beta}} - \frac{A_3 e^{-\beta \varepsilon}}{z-e^{-\beta}} \right],$$

де $0 \leq \varepsilon \leq 0.5$.

Після перетворення отримуємо, що

$$K^*_p(z, \varepsilon) = -K_0 \cdot \left(A_1 \varepsilon + A_2 + A_3 \frac{z - 2e^{-0.5\beta} + 1}{z - e^{-\beta}} e^{-\beta \varepsilon} \right), \quad (4.29)$$

де $0 \leq \varepsilon \leq 0.5$.

Згідно з теоремою про кінцеве значення оригіналу ґратчастої функції стале значення перехідної характеристики можна знайти, підставивши в (4.29) $z \rightarrow 1$.

У результаті отримуємо, що

$$U_p(\varepsilon) = -K_0 \cdot \left[A_1 \varepsilon + A_2 + A_3 \frac{2(1 - e^{-0.5\beta})}{1 - e^{-\beta}} e^{-\beta \varepsilon} \right],$$

де $0 \leq \varepsilon \leq 0.5$.

Похідна від цієї напруги

$$\frac{dU_p(\varepsilon)}{d\varepsilon} = -K_0 \left[A_1 - A_3 \beta \frac{2(1 - e^{-0.5\beta})}{1 - e^{-\beta}} e^{-\beta \varepsilon} \right],$$

де $0 \leq \varepsilon \leq 0.5$. Похідна напруги на вході системи управління в замкнутій системі

$$\frac{dU_k(\varepsilon)}{d\varepsilon}.$$

Враховуючи значення лишків A_1 , A_2 , A_3 для стаціонарного режиму ($\varepsilon = 0.5$), отримуємо

$$\frac{dU_k(\varepsilon)}{d\varepsilon} = -\frac{K_0}{\beta} \left[1 - \frac{2e^{-0.5\beta}}{1 + e^{-0.5\beta}} \right],$$

або

$$\frac{dU_k(\varepsilon)}{d\varepsilon} = -\frac{K_0}{\beta} \frac{1 - e^{-0.5\beta}}{1 + e^{-0.5\beta}}.$$

З урахуванням того, що $\varepsilon = \frac{t}{T}$ остаточно отримуємо

$$\frac{dU_k(t)}{dt} = \frac{EK}{T_i} \operatorname{tgh} \frac{T}{4T_n}. \quad (4.30)$$

Якщо (4.30) підставити в (4.26) з врахуванням того, що $\frac{dU_{\text{он}}}{dt} = \frac{-2E}{T}$, то отримуємо

$$F = \frac{1}{1 + \frac{KT}{2T_i} \operatorname{tgh} \frac{T}{4T_H}} \quad (4.31)$$

Підставивши значення фактора пульсацій у вираз (4.28), що визначає умови стійкості на основній субгармоніці, отримуємо остаточну умову, при якій розглянута система стійка на основній субгармоніці

$$\frac{KT}{T_i} \leq \frac{\operatorname{sh} \frac{T}{T_H}}{\cosh \frac{T}{2T_H} - 1} \quad (4.32)$$

Отриманий вираз дозволяє побудувати криву Вишнеградського (крива 1 на рисунку 4.27), що визначає область стійкості на основній субгармоніці "у малому".

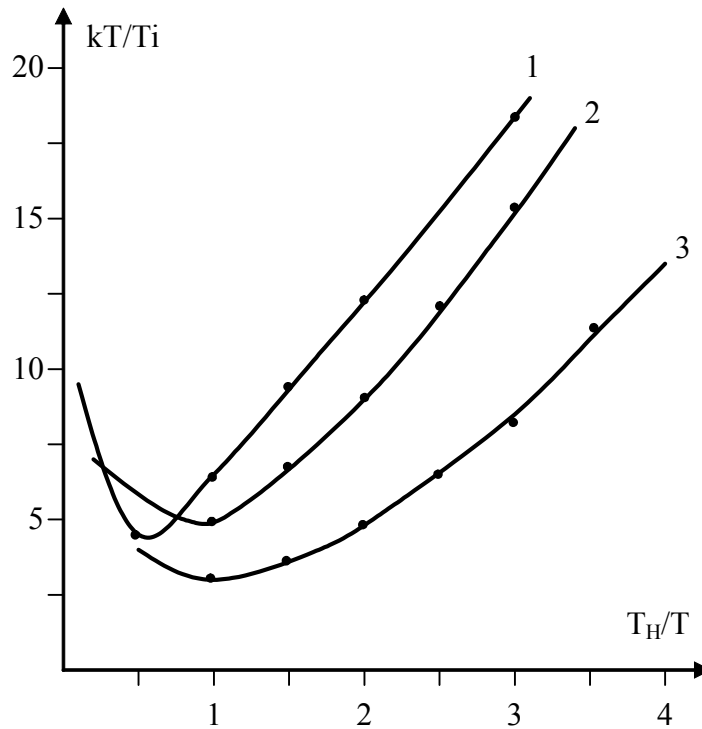


Рисунок 4.27

Із загального виразу для фактора пульсацій $F = \frac{1}{1 - \frac{dU_{\kappa}/dt}{dU_{on}/dt}}$ бачимо, що його

значення залежить від швидкості зміни напруги, що надходить на вхід вертикальної системи керування $\left(\frac{dU_{\kappa}}{dt}\right)$. Із зростанням інерційності навантаження сигнал керування змінюється повільніше, тому фактор пульсацій наближається до одиниці і його вплив на область стійкості стабілізується. В системі з високою

швидкодією $\left(\frac{dU_{\kappa}}{dt}\right)$ має велике значення, тому фактор пульсацій тут набагато менше одиниці, що призводить до зниження загального коефіцієнта посилення системи і до зростання до нескінченності $\left(\text{якщо } \frac{dU_{\kappa}}{dt} \rightarrow \infty\right)$ стійкості на основній субгармоніці. З наведеної кривої, рис. 4.27, видно, що з ростом T_n стійкість на основній субгармоніці (крива 1) різко зростає. Причину такої закономірності можна пояснити тим, що при цьому зростає фазовий зсув основної субгармоніки, що призводить до помітного зниження коефіцієнта підсилення перетворювача на цій частоті. Доказ цьому наведено при аналізі функції, що описує перетворювач. Його нормована функція, що описує, $\overline{N}\left(j\frac{\omega}{2}\right) = \cos\psi \cdot e^{-j\psi}$ має максимальне значення, коли $\psi = 0$, а мінімальне, коли $\psi = \frac{\pi}{2}$. Таким чином, по мірі збільшення фазового зсуву із зростанням інерційності стійкість на основній субгармоніці підвищується внаслідок зниження коефіцієнта підсилення самого перетворювача.

4.4.3 Стійкість "у великому" систем електроживлення з проміжним перетворювачем частоти

Аналіз виконаємо для системи, субгармонічна стабільність якої була досліджена вище "у малому". Спочатку необхідно знайти передатну функцію КВ, на вхід якого надходить напруга прямокутної форми з виходу високочастотного перетворювача. Для цього необхідно визначити закономірність зміни амплітуд функції Уолша в процесі ШІМ. Будемо враховувати чотири перших функції Уолша, впорядкованих за частотою слідування. Для такого випадку матриця

$$[W] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & 1 \end{bmatrix},$$

а вектори середніх значень випрямленої напруги за інтервалами дискретності на відносному одиничному періоді мають значення:

$$[S_Y] = \begin{bmatrix} -1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \gamma = 0.25; [S_Y] = \begin{bmatrix} -1 \\ -1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \gamma = 0.5;$$

$$[S_Y] = \begin{bmatrix} -1 \\ -1 \\ -1 \\ 1 \end{bmatrix}, \gamma = 0.75; [S_Y] = \begin{bmatrix} -1 \\ -1 \\ -1 \\ -1 \end{bmatrix}, \gamma = 1,$$

де значення $[S_Y]$ відповідають відносній амплітуді випрямленої напруги $\bar{E} = 1$.

Вектор коефіцієнтів Уолша, для відповідних значень шпаруватості

$$[A_W]_\gamma = \frac{1}{N} [S_Y]_\gamma \cdot [W],$$

де N – кількість функцій Уолша.

В результаті векторно-матричного множення отримуємо

$$[A_W]_{\gamma=0.25} = \begin{bmatrix} 0.5 \\ -0.5 \\ -0.5 \\ -0.5 \end{bmatrix}; [A_W]_{\gamma=0.5} = \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$[A_W]_{\gamma=0.75} = \begin{bmatrix} -0.5 \\ -0.5 \\ 0.5 \\ -0.5 \end{bmatrix}; [A_W]_{\gamma=1} = \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Обчислені закономірності зміни коефіцієнтів Уолша в процесі ШІМ КВ представлені на рисунку 4.28.

Коефіцієнт підсилення по кожній функції Уолша можна представити у вигляді ММС

$$[MMC] = \begin{bmatrix} -2 & -2 & -2 & -2 \\ -2 & -2 & 2 & 2 \\ -2 & 2 & 2 & -2 \\ -2 & 2 & -2 & 2 \end{bmatrix}.$$

Кожну функцію Уолша, рисунок 4.14.а, представляємо набором ступінчастих функцій:

$$\text{Wal}(0, \bar{t}) = 1(\bar{t}) - 1(\bar{t} - 1);$$

$$\text{Sal}(1, \bar{t}) = 1(\bar{t}) - 2(\bar{t} - 0.5) + 1(\bar{t} - 1);$$

$$\text{Cal}(1, \bar{t}) = 1(\bar{t}) - 2(\bar{t} - 0.25) + 2(\bar{t} - 0.75) - 1(\bar{t} - 1);$$

$$\text{Sal}(2, \bar{t}) = 1(\bar{t}) - 2(\bar{t} - 0.25) + 2(\bar{t} - 0.5) - 2(\bar{t} - 0.75) + 1(\bar{t} - 1).$$

Їх зображення по Лапласу:

$$K^{\text{Wal0}}(q) = K_{\text{Wal0}} \frac{1 - e^{-q}}{q};$$

$$K^{S1}(q) = K_{S1} \frac{1 - 2e^{-0.5q} + e^{-q}}{q};$$

$$K^{C1}(q) = K_{C1} \frac{1 - 2e^{-0.25q} + 2e^{-0.75q} - e^{-q}}{q};$$

$$K^{S2}(q) = K_{S2} \frac{1 - 2e^{-0.25q} + 2e^{-0.5q} - 2e^{-0.75q} + e^{-q}}{q},$$

де $q = pT$.

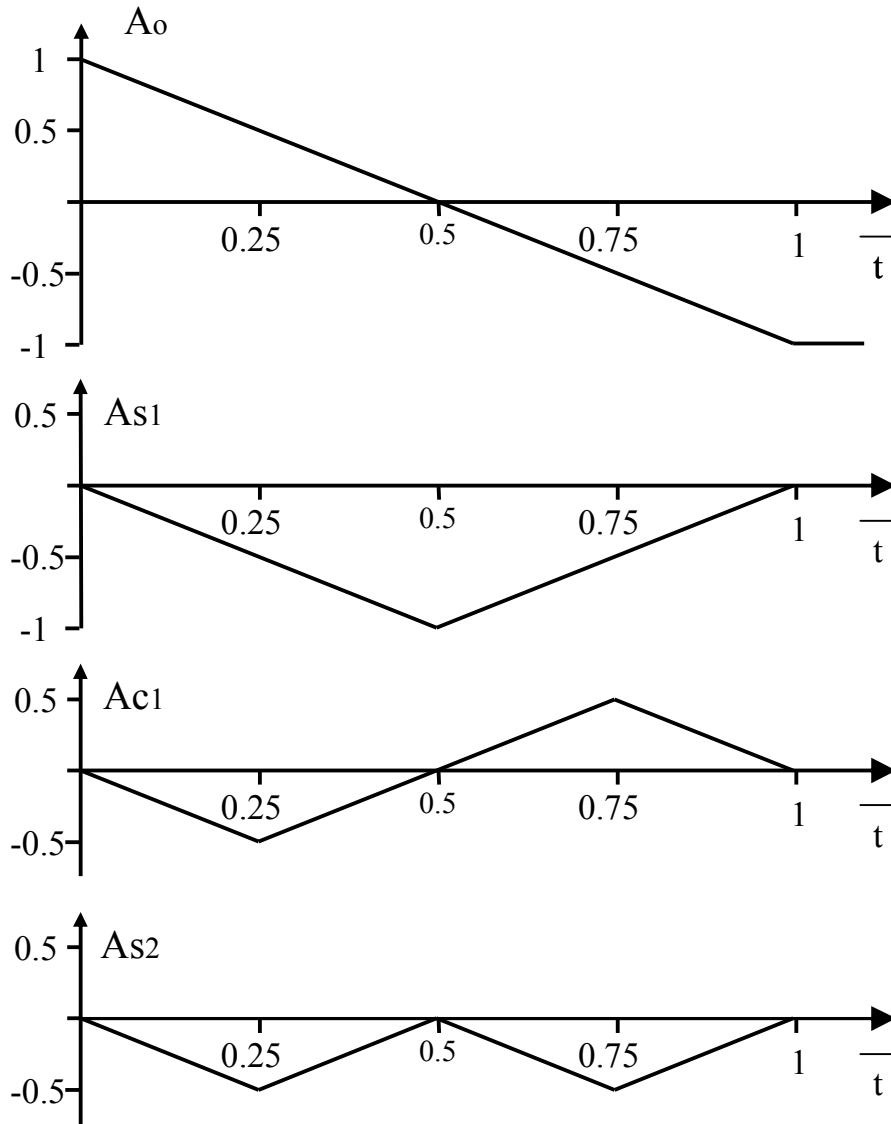


Рисунок 4.28

В виразах, що отримані, K_{Wal0} , K_{S1} , K_{C1} , K_{S2} - коефіцієнти, які визначаються рядками ММС для чотирьох (за кількістю функцій Уолша) інтервалів зміни шпаруватості відповідної функції.

Множачи транспоновану ММС на вектор функцій Уолша в операторній формі, отримуємо вектор передатної функції силової частини КВ з чотирма складовими

$$[K_{yy}(q)] = \begin{bmatrix} -8 \frac{1 - e^{-0.25q}}{q}, 0 \leq \gamma \leq 0.25 \\ -8 \frac{e^{-0.25q}(1 - e^{-0.25q})}{q}, 0.25 \leq \gamma \leq 0.5 \\ -8 \frac{e^{-0.5q}(1 - e^{-0.25q})}{q}, 0.5 \leq \gamma \leq 0.75 \\ -8 \frac{e^{-0.75q}(1 - e^{-0.25q})}{q}, 0.75 \leq \gamma \leq 1 \end{bmatrix}.$$

Передатна функція наведеної безперервної частини

$$K_{НБЧ}(q) = K_{СК}(q) \cdot K_{КВ}(q) \cdot K_{НЧ}(q),$$

де $K_{СК}(q)$ - передатна функція системи керування. Якщо вважати її частотно-незалежною і розглядати систему "у малому", то $K_{СК}(q) = F$ (фактор пульсацій). Його значення можна обчислити. Якщо ж система розглядається за кінцевим діапазоном зміни шпаруватості, то фактор пульсацій в загальному випадку видається вектором, компоненти якого справедливі для відповідних діапазонів зміни шпаруватості, тобто

$$F_{\gamma} = \begin{bmatrix} F_{\gamma 0} \\ F_{\gamma 1} \\ F_{\gamma 2} \\ F_{\gamma 3} \end{bmatrix}.$$

Значення компонентів цього вектора можуть бути знайдені за результатами кусково-лінійної апроксимації регульовальної характеристики системи управління (рисунок 4.29).

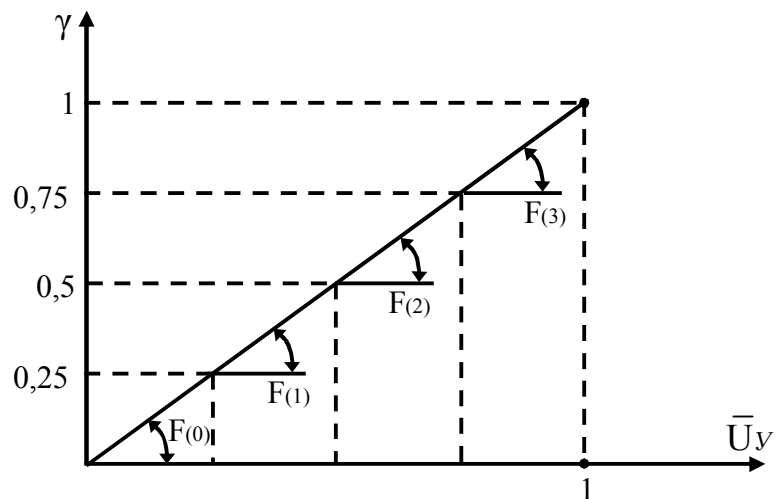


Рисунок 4.29

З урахуванням цього передатна функція наведеної безперервної частини при великих збурення

$$K_{НБЧ}(q) = \frac{K \cdot K_{СК} \cdot F_{\gamma} \cdot \bar{T}_i \beta}{q(q + \beta)} \cdot [K_{КВ}(q)],$$

де $\bar{T}_i = \frac{T_i}{T}$, $\beta = \frac{T}{T_H}$.

Передатна функція розімкненої імпульсної системи

$$K^*_p(Z, \varepsilon) = Z_M \left\{ \frac{K_{0\gamma}}{q(q + \beta)} \cdot K_{КВ}(q) \right\},$$

де $K_{0\gamma} = \frac{8 \cdot F_{\gamma} \cdot KT^2 \cdot K_{СК}}{T_i \cdot T_H}$.

В результаті модифікованого Z-перетворення отримуємо вектор-стовпчик передатної функції розімкненої системи

$$K^*_p(z, \varepsilon) = \begin{bmatrix} K_{0\gamma} \left[\frac{0.25A_1}{z-1} + A_1\varepsilon + A_2 + A_3 \frac{z - e^{-0.75\beta}}{z - e^{-\beta}} e^{-\beta\varepsilon} \right], 0 \leq \varepsilon \leq 0.25; \\ K_{0\gamma} \left[A_1\varepsilon - \frac{0.25A_1(z-2)}{z-1} + A_2 + A_3 \frac{ze^{0.25\beta} - e^{-0.5\beta}}{z - e^{-\beta}} e^{-\beta\varepsilon} \right], 0.25 \leq \varepsilon \leq 0.5; \\ K_{0\gamma} \left[A_1\varepsilon - \frac{0.5A_1(z-1.5)}{z-1} + A_2 + A_3 \frac{ze^{0.5\beta} - e^{-0.25\beta}}{z - e^{-\beta}} e^{-\beta\varepsilon} \right], 0.5 \leq \varepsilon \leq 0.75; \\ K_{0\gamma} \left[A_1\varepsilon - \frac{A_1(0.75z-1)}{z-1} + A_2 + A_3 \frac{ze^{0.75\beta} - 1}{z - e^{-\beta}} e^{-\beta\varepsilon} \right], 0.75 \leq \varepsilon \leq 1 \end{bmatrix}. \quad (4.33)$$

Знайдемо характеристичне рівняння замкнутої системи для випадку кінцевого діапазону зміни шпаруватості

$$1 + K^*_p(j\bar{\omega}, \varepsilon_i) = 0, \quad (4.34)$$

де ε_i - момент спрацьовування імпульсного елемента. У системах з ШІМ I він відомий заздалегідь ($\varepsilon_i=0$), а в системах з ШІМ II спрацьовування імпульсного елемента відбувається у відповідній зоні. Ширина зони спрацьовування імпульсного елемента визначається необхідною кількістю апроксимуючих функцій Уолша. В її межах з допустимою похибкою похідну імпульсної характеристики безперервної частини можна вважати постійною. Для відповідних зон модуляції маємо чотири значення параметра зміщення, які визначають зону спрацьовування імпульсного елемента $\varepsilon_0 = 0$; $\varepsilon_1 = 0.25$; $\varepsilon_2 = 0.5$; $\varepsilon_3 = 0.75$.

Для діапазону модуляції $0.25 \leq \gamma \leq 0.5$, підставляємо в (4.33) $q = j\bar{\omega} = j\pi$, отримаємо з урахуванням (4.34) умови стійкості системи з КВ на основній субгармоніці

$$\frac{KT}{T_i} \leq \frac{0.5\beta(1 + e^{-\beta})}{F_{\gamma}(1 + e^{-\beta})(0.25\beta - 2) + 2e^{-0.5\beta}(e^{0.25\beta} + e^{-0.5\beta})}. \quad (4.35)$$

Якщо у (4.33) підставити $q = j\bar{\omega} = \frac{2\pi}{3}, \frac{3\pi}{4}$, то для $0.25 \leq \gamma \leq 0.5$ отримаємо умови стійкості на третій і четвертій субгармоніках

$$\frac{KT}{T_i} \leq \frac{0.25\beta}{F_\gamma} \sqrt{\frac{a^2 + b^2}{c^2 + d^2}}, \quad (4.36)$$

де для третьої субгармоніки - $a = 1.5e^{-\beta}$, $b = \sqrt{3}(1 + 0.5e^{-\beta})$, $c = 0.125\beta(e^{-\beta} - 1)$, $d = \sqrt{3}(-0.125\beta + 1 - e^{-0.25\beta} - 0.125\beta \cdot e^{-\beta})$;

для четвертої субгармоніки - $a = e^{-\beta} - 1$, $b = 1 + e^{-\beta}$, $c = 1 - 0.25\beta - e^{-0.25\beta}$, $d = 1 - 0.25\beta \cdot e^{-\beta} - e^{-0.25\beta}$.

За допомогою виразу (4.36) можна розраховувати області стійкості системи на третій і четвертій субгармоніках, якщо діапазон модуляції КВ не виходить за межі $0.25 \leq \gamma \leq 0.5$. Припустимо на систему управління КВ подіяла потужна високочастотна завада, в результаті чого він перейшов в інверторний режим роботи, де почне проявлятися неповна керованість вентилів. У цьому випадку розрахунок областей стійкості на третій і четвертій субгармоніках, як і для попереднього діапазону, можна виконати за виразом (4.34) для $0.5 \leq \gamma \leq 0.75$ однак, значення коефіцієнтів c і d тут будуть іншими :

— для третьої субгармоніки:

$$c = -0.25e^{-\beta}(6 + \beta) - 0.125\beta + 1.5e^{-0.75\beta};$$

$$d = \sqrt{3}[0.125\beta + 0.5(e^{-\beta} - e^{-0.75\beta})];$$

— для четвертої субгармоніки;

$$C = -e^{-\beta}(1 + 0.25\beta) + e^{-0.75\beta};$$

$$d = 0.25\beta + e^{-\beta} - e^{-0.75\beta}.$$

За виразом (4.36) розраховано області стійкості системи з КВ на третій (крива 2) і четвертої (крива 3) субгармоніках з урахуванням фактора пульсацій F_γ . Результати розрахунку представлені на рис. 4.27 для $0.25 \leq \gamma \leq 0.5$.

З (4.33) видно, що передатна функція системи з КВ, що розімкнена, на основній субгармоніці є дійсним числом, а на третій і четвертій-комплексним числом з аргументом $\theta = \arctg \frac{b}{a}$. Це говорить про те, що при досягненні модулем передатної функції одиничного значення (баланс амплітуд) коливання на основній субгармоніці виникають відразу ж, оскільки запас по фазі відсутній.

Це коливання "у малому"— пульсаційна нестійкість. По мірі збільшення їх амплітуди в інверторному режимі почне проявлятися неповна керованість вентилів, тому автоколивання можуть синхронізуватися на низьких субгармоніках.

З рисунка 4.27 видно, що області стійкості на третій і четвертій субгармоніках розташовані нижче, ніж область стійкості на основній субгармоніці. Це пояснюється тим, що при переході КВ в інверторний режим в результаті збільшення амплітуди коливаний на основній субгармоніці або ж впливу

високошвидкісних завад, стійкі автоколивання з'являються на більш низьких частотах з-за неповної керованості вентилів. Хоча на низьких субгармоніках, як показано вище, є запас по фазі, якого на основній субгармоніці немає, однак, це не є суттєвою перешкодою для розвитку автоколивань на низьких субгармоніках.

Розглянутий метод дозволяє отримати загальне рішення у межах області лінеаризації. Нелінійність силових частини КВ враховується стрибкоподібною зміною його коефіцієнта підсилення по інтервалах регулювання.

Що ж стосується регульовальної характеристики системи управління $\gamma = f(U_y)$, то тут запропонована її кусково-лінійна апроксимація за діапазонами зміни шпаруватості.

Метод, що заснований на апроксимації функціями Уолша, дозволяє не лише аналізувати системи силових електроніки з ШІМ в частотній області, але і проводити їх аналіз та оптимізацію у часовій області.

4.5 Абсолютна стійкість систем силових електроніки з ШІМ

4.5.1 Введення в теорію абсолютної стійкості

Результати аналізу стійкості систем силових електроніки, що отримані в цьому розділі, засновані на лінеаризації "у малому" або "в зоні" нелінійностей, що притаманні перетворювачам. Враховуючи складну дискретну нелінійність вентильних систем, ці результати є не зовсім повними в оцінці їх стійкості. По суті вони означають лише умови виникнення автоколивальних процесів, і, на жаль, не відповідають на специфічні питання стійкості нелінійних систем, яка може бути абсолютною або ж асимптотичною. Крім цього характерною особливістю нелінійних систем є можливість існування в них коливань з постійною амплітудою-граничних циклів. Амплітуда таких коливань може бути значною у сталому режимі і ця ситуація породжує питання, чи можна таку систему вважати стійкою? Зазвичай прагнуть забезпечити в системі відсутність граничних циклів, хоча коливання малої амплітуди іноді можна допустити. Очевидно, що у разі нелінійних систем питання стоїть про стійкість і параметри руху в них з урахуванням зміни початкових умов.

Існування або відсутність граничних циклів в нелінійній системі та їх характеристики становлять істотну важливість для дослідника. Цим питанням, а точніше відповідям на них, присвячені праці відомих вчених (Пуанкаре, Бендиксон та ін.), якими сформульовані і доведені ряд теорем про умови появи граничних циклів в нелінійній системі.

Універсальну відповідь, щодо стійкості нелінійних систем можна отримати, якщо вдається знайти умови абсолютної стійкості. Фундаментальний внесок у рішення цієї проблеми вніс російський математик і механік Ляпунов О. М. (1857-1918). Його другий метод, часто говорять простіше "метода", підкреслюючи її фундаментальність, дозволяє отримати умови абсолютної стійкості нелінійної системи без рішення її диференціального рівняння. Для цього необхідно знайти функцію Ляпунова, яка є скалярною функцією стану системи, що характеризує її повну енергію.

Розглянемо ідею методу Ляпунова на прикладі механічної системи, рисунок 4.30, де одинична маса ($M=1$) рухається в напрямку X .

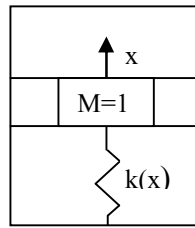


Рисунок 4.30

Сила пружності пружини $F_{\Pi} = -k(x)$ і сила тертя $F_T = -b(x)$ нелінійні. Диференціальне рівняння, що описує рух маси M , буде нелінійним

$$\ddot{x} + b(\dot{x}) + k(x) = 0.$$

Розглянемо випадок консервативної (без тертя) системи, коли $b(\dot{x}) = 0$, тоді диференціальне рівняння прийме вигляд

$$\ddot{x} + k(x) = 0.$$

Вирішимо його методом фазової площини, для чого введемо нову змінну

$$y = \dot{x} \text{ і тоді } \frac{dy}{dt} = -k(x).$$

Розділивши обидві частини цього рівняння на $\frac{dx}{dt}$, отримаємо

$$\frac{\frac{dy}{dt}}{\frac{dx}{dt}} = -\frac{k(x)}{\frac{dx}{dt}} \text{ або}$$

$$\frac{dy}{dx} = -\frac{k(x)}{y}, \text{ звідки } ydy = -k(x)dx.$$

Інтегруючи обидві частини, маємо

$$\frac{y^2}{2} + \int k(x)dx = C = \text{const.}$$

Фазовий портрет для цього випадку представлений на рисунку 4.31, де точна форма фазових траєкторій залежить від $k(x)$.

Повна енергія цієї системи дорівнює сумі кінетичної $\frac{y^2}{2}$ та потенційної

$\int k(x)dx$ енергій. Їх сума постійна і дорівнює C . Очевидно, що фазові траєкторії розглянутої консервативної системи є контурами постійної енергії, зміна в часі якої не відбувається. Якщо розглянути систему з загасанням (дісіпативну), то можна встановити, що очевидно навіть і без математичних описів, факт зміни енергії системи в процесі руху маси M . У цьому випадку похідна від енергії (швидкість її зміни) буде мати негативний знак, що свідчить про згасання руху в системі, тобто її стійкості. Можна стверджувати, що, якщо похідна від енергії системи має позитивний знак, то рух буде нестійким, розбіжним. Ця ідея лежить в

основі другого методу Ляпунова, який пов'язаний з аналізом функції, що характеризує запас енергії в системі.

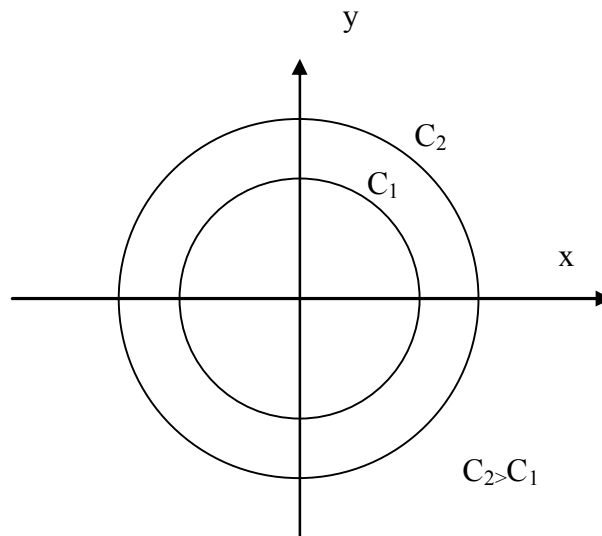


Рисунок 4.31

Теорема абсолютної стійкості Ляпунова формується таким чином:

Положення рівноваги системи диференціальних рівнянь $\dot{x} = f(x)$, $f(0) = 0$ є стійким, якщо можна знайти таку певну функцію, що $V(0) = 0$, а W – функція напіввизначена і протилежна їй за знаком, або тотожне рівна нулю.

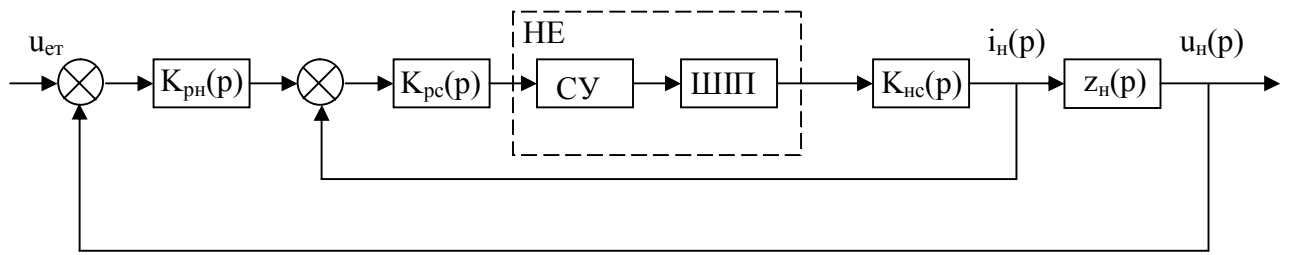
Функція $V(x)$ зветься функцією Ляпунова, вона характеризує повну енергію системи, а функція W – її похідна. Вона повинна бути від'ємною. Функцію Ляпунова можна знайти методом невизначеного градієнта. Найчастіше її вибирають у вигляді квадратичної хвилі (X^2) або у вигляді канонічної форми Лур'є - квадратична хвиля плюс інтеграл від нелінійності, що впливає з розглянутого вище прикладу.

Примітки:

1. функція $V(x)$ напіввизначена у зоні початку координат, якщо вона безперервна, має безперервні перші часткові похідні і має в цій зоні однаковий знак, ніде не звертається в нуль, за винятком, можливо, початку координат. Якщо $V(x) < 0$ при $x \neq 0$, то вона негативно визначена;
2. функція $V(x)$ визначена в зоні початку координат, якщо вона безперервна, має безперервні перші часткові похідні і має в цій зоні однаковий знак, за винятком точок, в яких вона звертається в нуль;
3. функція $V(x) \geq 0$ - позитивна, а $V(x) \leq 0$ – негативна напіввизначени функції.

4.5.2 Абсолютна стійкість двоконтурної системи стабілізації з широтноімпульсним перетворювачем

Знайдемо умови абсолютної стійкості системи стабілізації постійної напруги, що виконана на основі ШПП, структурна схема САР якої представлена на рисунку 4.32.



НЕ- нелінійний елемент

СУ- система управління

ШП- широтно-імпульсний перетворювач

Рисунок 4.32

В схемі, рисунок 4.32, $K_{рн}(p)$, $K_{рс}(p)$ — передатні функції регуляторів в контурах напруги та струму. Сукупність СУ і ШП становить НЕ системи, який здійснює широтно-імпульсну модуляцію першого роду. На виході стабілізатора включений індуктивно-ємнісний фільтр L_{ϕ} , C_{ϕ} і активне навантаження R_H .

Передатна функція навантаження за струмом

$$K_{НС}(p) = \frac{1}{z_{\phi H}(p)},$$

де $z_{\phi H}(p) = pL_{\phi} + z_H(p)$

$$z_H(p) = \frac{R_H}{1 + pC_{\phi}R_H} - \text{опір паралельно розташованих } C_{\phi}, R_H.$$

Після нескладних перетворювань отримаємо

$$K_{НС}(p) = \frac{(1 + pC_{\phi}R_H)\omega_{\phi}^2}{R_H(p^2 + 2\xi\omega_{3p} + \omega_{\phi}^2)}, \text{ де } \omega_{\phi} = \frac{1}{\sqrt{L_{\phi}C_{\phi}}}, \xi = \frac{\rho_{\phi}}{2R_H}, \rho_{\phi} = \sqrt{\frac{L_{\phi}}{C_{\phi}}}.$$

В коло струму включено пропорційний регулятор з передатною функцією $K_{рс}(p) = K_C$, а в коло напруги пропорційно-інтегральний регулятор з передатною функцією

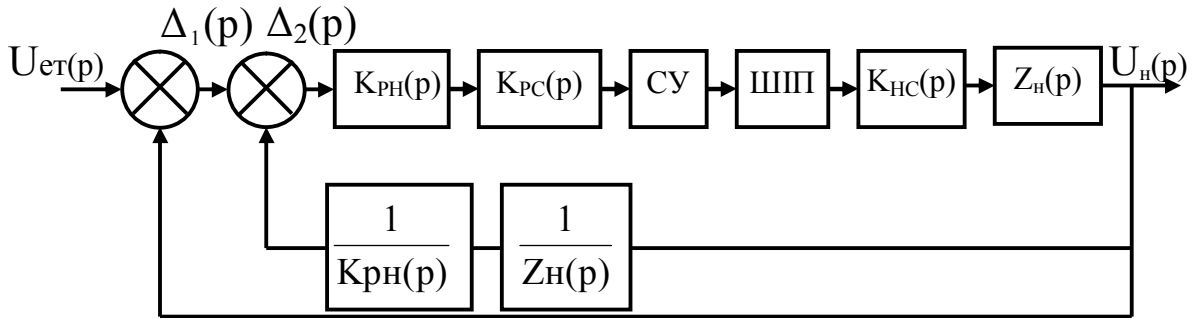
$$K_{рн}(p) = \frac{\alpha T_1 p + 1}{T_1 p + \frac{\alpha}{T_1}},$$

де α, T_1 – параметри регулятора.

Видно, що регулятор з такою передатною функцією має властивості ІІІ ланки на частотах, які більше, ніж $\frac{\alpha}{T_1}$, тому його доцільно використовувати для корекції частотної характеристики стабілізатора в області середніх і високих частот. На низьких частотах ($p < \frac{\alpha}{T_1}$) йому притаманні властивості аперіодичної ланки.

Для вирішення поставленої задачі перетворимо двоконтурну САР, рисунок 4.32, в одноконтурну. У процесі перетворення структурної схеми нелінійної САР не можна міняти місцями нелінійні елементи і здійснювати перенесення через них лінійних ланок. Перенесемо лінійну ланку через суматор контуру струму, а ланку $Z_H(p)$ – в коло струму.

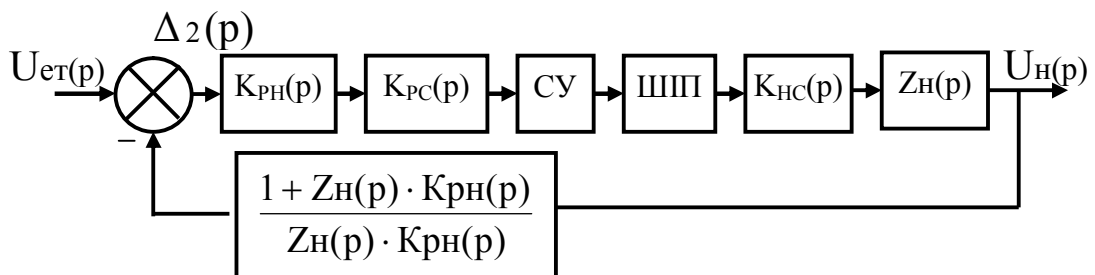
З урахуванням цього структурна схема САР має вигляд, рисунок 4.33.



СУ- система управління

ШП- широтно-імпульсний перетворювач

Рисунок 4.33



СУ- система управління

ШП- широтно-імпульсний перетворювач

Рисунок 4.34

З рисунка 4.33 , маємо: $\Delta_2(p) = \Delta_1(p) - \frac{U_H(p)}{K_{рн}(p) \cdot Z_H(p)}$, де $\Delta_1(p) = U_{ст}(p) - U_H(p)$. З

врахуванням цього $\Delta_2(p) = U_{ст}(p) - U_H(p) \left[\frac{1 + K_{рн}(p) \cdot Z_H(p)}{K_{рн}(p) \cdot Z_H(p)} \right]$, що призводить до структурної схеми САР, рисунок 4.34 з одним контуром.

З врахуванням виконаного перетворення маємо передатну функцію неперервної частини стабілізатору

$$W_H(p) = K_{рс}(p) \cdot K_{су} \cdot K_{нс}(p) [1 + K_{рн}(p) \cdot Z_H(p)], \quad (4.37)$$

яку можна представити у вигляді суми, тобто

$$W_H(p) = \sum_{k=1}^i \frac{C_k}{p - p_k},$$

де C_k, p_k – лишки і полюси передатної функції неперервної частини.

З урахуванням цього для структурної схеми САР, рисунок 4.34, справедлива схема САР в змінних стану, рисунок 4.35.

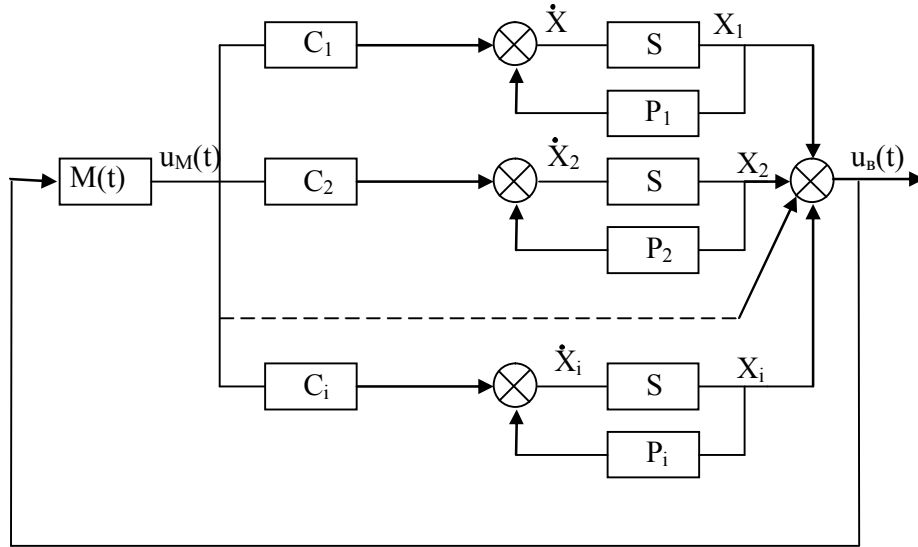


Рисунок 4.35

З урахуванням (4.37) передатна функція неперервної частини системи має вигляд

$$W_H(p) = K_0 \frac{p^2 + ap + b}{(p^2 + 2\xi\omega_\phi p + \omega_\phi^2)(p + \frac{\alpha}{T_1})},$$

$$\text{де } K_0 = K_C K_{CY} \omega_\phi^2 C_\phi; a = \frac{T_1 + C_\phi R_H \alpha + T_1 \alpha R_H}{T_1 C_\phi R_H}; b = \frac{\alpha(1 + R_H)}{T_1 C_\phi R_H}.$$

Діагональна матриця полюсів передатної функції неперервної частини

$$\lambda = \begin{vmatrix} p_1 & 0 & 0 \\ 0 & p_2 & 0 \\ 0 & 0 & p_3 \end{vmatrix},$$

$$\text{де } p_1 = -\frac{\alpha}{T_1}, p_{2,3} = -\xi\omega_\phi \pm \omega_\phi \sqrt{\xi^2 - 1}.$$

Вектор стовбець залишків передатної функції неперервної частини

$$C = \begin{vmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{vmatrix},$$

$$\text{де } C_1 = K_0 \frac{p_1^2 + ap_1 + b}{(p_1 - p_2)(p_1 - p_3)}; C_2 = K_0 \frac{p_2^2 + ap_2 + b}{2(p_2 + \frac{\alpha}{T_1})\omega_\phi \sqrt{\xi^2 - 1}}; C_3 = K_0 \frac{p_3^2 + ap_3 + b}{2(p_3 + \frac{\alpha}{T_1})\omega_\phi \sqrt{\xi^2 - 1}}.$$

З структурної схеми САР в змінних стану, рисунок 4.34, маємо

$$\dot{x}_i = p_i x_i + u_M(t) C_i, u_B(t) = \sum_{k=1}^i x_k.$$

Рівняння системи стабілізації в змінних стану прийме вигляд

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_1 & 0 & 0 \\ 0 & p_2 & 0 \\ 0 & 0 & p_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} u_M(t). \quad (4.38)$$

В процесі ШІМ на виході ШІП присутня модульована напруга: $u_M(t) = 1[t - KT] - 1[t - KT - t_i(K)]$, де $KT \leq t \leq (K+1)T$, $t_i(K)$ – тривалість імпульсу в k -ому періоді дискретності T . Сигнал на виході модулятора $M(t)$ представимо як перемноження транспонованої матриці можливих станів и вектору функцій Уолша, тобто

$$u_M(t) = [MMC]^T [walt, 0], \quad (4.39)$$

де

$$[MMC] = \begin{bmatrix} a_0^0 & a_1^0 & a_2^0 & \dots & a_n^0 \\ a_0^{s1} & a_1^{s1} & a_2^{s1} & \dots & a_n^{s1} \\ a_0^{C1} & a_1^{C1} & a_2^{C1} & \dots & a_n^{C1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_0^{waln} & a_1^{waln} & a_2^{waln} & \dots & a_n^{waln} \end{bmatrix},$$

$$[walt, 0] = \begin{bmatrix} 1(t) - 1(t - T) \\ 1(t) - 2(t - 0.5T) - 1(t - T) \\ -1(t) + 2(t - 0.25T) - 2(t - 0.75T) + 1(t - T) \\ \dots \\ \dots \end{bmatrix}.$$

В строках ММС записуємо значення коефіцієнтів Уолша для можливих значень тривалості імпульсів на виході ШІП, тобто можливі значення $t_i(K)$ в процесі модуляції. В результаті такого подання модулятора обчислення реакції безперервної частини на його вхідний сигнал зводиться до знаходження його реакції на можливу ситуацію, яка задається векторно-матричним добутком.

Рівняння системи в змінних стану (4.38) має таке рішення

$$x(t) = e^{(t-t_0)\lambda} x(t_0) + \int_{t_0}^t [MMC]^T wal(\tau) (e^{(t-\tau)\lambda} C d \tau).$$

Оскільки транспонована матриця $[ММС]^T$ містить відомі можливі значення коефіцієнтів Уолша в процесі ШІМ, то її можна винести за знак інтеграла.

При цьому врахуємо, що під інтегралом міститься добуток вектора стовпчика функції Уолша на експоненти, оскільки кожна функція Уолша являє собою набір одиничних ступінчастих функцій, які відповідним чином зміщені щодо один одного, то вираз $[wal(\tau,0)]e^{-\tau\lambda}$ вироджується в вектор-стовпчик експонент, що зсунуті щодо один одного у відповідності з закономірністю зміни функцій Уолша, тобто

$$[wal(\tau,0)]e^{-\tau\lambda} = \begin{bmatrix} \exp(-\tau\lambda)(1 - \exp \lambda\tau) \\ \exp(-\tau\lambda)(1 - 2 \exp 0.5\lambda\tau + \exp \lambda\tau) \\ \exp(-\tau\lambda)(-1 + 2 \exp 0.25\lambda\tau - 2 \exp 0.75\lambda\tau + \exp \lambda\tau) \\ \dots\dots\dots \end{bmatrix},$$

З врахуванням цього маємо

$$x(t) = e^{(t-t_0)\lambda} x(t_0) + [ММС]^T \int_{t_0}^t wal(\tau\lambda) \cdot e^{-\tau\lambda} \cdot e^{t\lambda} d\tau.$$

Для безлічі значень $t_0=kT$, $t=(k+1)T$ отримаємо

$$x[(k+1)T] = e^{\lambda T} x(kT) + [ММС]^T [expwal\lambda x] \int_{kT}^{(k+1)T} e^{-\tau\lambda} e^{(k+1)T\lambda} d\tau, \quad (4.40)$$

де

$$[exp wal\lambda T] = \begin{bmatrix} 1 - \exp \lambda T \\ 1 - 2 \exp 0.5\lambda T + \exp \lambda T \\ -1 + 2 \exp 0.25\lambda T - 2 \exp 0.75\lambda T + \exp \lambda T \\ 1 - 2 \exp 0.25\lambda T + 2 \exp 0.5\lambda T - 2 \exp 0.75\lambda T + \exp \lambda T \\ \dots\dots\dots \end{bmatrix}.$$

Інтегруємо (4.40), і отримуємо наступне різницеве рівняння

$$x[(K + 1)T] = e^{\lambda T} x(KT) - B(\lambda)[M(\lambda T)]e^{\lambda T} C(4.41),$$

де $B(\lambda) = \frac{1 - e^{-\lambda T}}{\lambda}$, $[M(\lambda T)] = [ММС]^T [expwal(\lambda x)]$.

В якості приклада розглянемо порядок знаходження вектору $[M(\lambda T)]$ при врахуванні чотирьох функцій Уолша (N=4). Для цього випадку

$$[ММС] = \begin{bmatrix} 0.25 & 0.5 & 0.75 & 1 \\ 0.25 & 0.5 & 0.25 & 0 \\ -0.25 & 0 & 0.25 & 0 \\ 0.25 & 0 & 0.25 & 0 \end{bmatrix}.$$

У рядках даної матриці записані значення амплітуд функцій Уолша за інтервалам дискретності. Для того, щоб знайти транспоновану матрицю,

необхідно поміняти місцями її рядки і стовпці. Перший рядок повинен стати першим стовпцем і т.д.

$$[MMS]^T = \begin{bmatrix} 0.25 & 0.25 & -0.25 & 0.25 \\ 0.5 & 0.5 & 0 & 0 \\ 0.75 & 0.25 & 0.25 & 0.25 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Для того, щоб отримати компоненти вектора $[M(\lambda T)]$, необхідно кожен компоненту рядка $[MMS]^T$ помножити на відповідну компоненту вектора $[e^{xw\lambda T}]$ і результати скласти.

Наприклад, перший компонент цього вектора дорівнюватиме

$$0.25(1 - \exp \lambda T) + 0.25(1 - 2 \exp 0.5\lambda T + \exp \lambda T) - 0.25(-1 + 2 \exp 0.25\lambda T - 2 \exp 0.75\lambda T + \exp \lambda T) + 0.25(1 - 2 \exp 0.25\lambda T + 2 \exp 0.5\lambda T - 2 \exp 0.75\lambda T + \exp \lambda T) = 1 - \exp 0.25\lambda T.$$

Аналогічно можна знайти інші три компоненти вектора, який шукаємо. В результаті маємо для загального випадку

$$[M(\lambda T)] = \begin{bmatrix} 1 - \exp \frac{\lambda T}{N} \\ 1 - \exp \frac{2\lambda T}{N} \\ 1 - \exp \frac{3\lambda T}{N} \\ \dots \\ 1 - \exp \lambda T \end{bmatrix}.$$

Для дослідження абсолютної стійкості спочатку необхідно знайти функцію Ляпунова, яка, як зазначено вище, є скалярною функцією стану системи, що характеризує її повну енергію. В якості функцій Ляпунова вибираємо квадратичну позитивно постійну функцію $V(x) = x^2$, яку можна представити у вигляді скалярного добутку $V(x) = \langle x, x \rangle$.

Скалярний добуток двох векторів є сума добутків їх окремих компонентів. Наприклад, якщо необхідно помножити скалярно два вектори: $\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$ і $\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix}$, то $\langle x, y \rangle = x_1 y_1 + x_2 y_2$.

Для оцінки абсолютної стійкості необхідно знайти похідну від функції Ляпунова. У нашому випадку мова йде про стійкість дискретної системи, тому необхідно знаходити дискретний замінник першої похідної-першу різницю

$$\Delta V(x) = V\{x[(K+1)T], (K+1)T\} - V\{x(KT), KT\}.$$

З урахуванням (4.41) перша різниця між скалярними значеннями вихідних гратчастих функцій на початку і в кінці періоду прийме наступний вигляд

$$\Delta V(x) = -\langle x, x \rangle + \langle [e^{\lambda T} x(KT) - B(\lambda)[M(\lambda T)]e^{\lambda T} C], [e^{\lambda T} x(KT) - B(\lambda)[M(\lambda T)]e^{\lambda T} C] \rangle.$$

Розкриваючи скалярний добуток, отримуємо таку суму скалярних добутків

$$\Delta V(x) = -\langle x, (1 - \exp 2T\lambda)x \rangle - 2B(\lambda)[M(T\lambda)]\langle X, e^{T\lambda}C \rangle + B^2(\lambda)[M(T\lambda)]^2\langle C, e^{2T\lambda} \cdot C \rangle. \quad (4.42)$$

Встановимо умови, виконання яких дозволяє забезпечити негативну першу різницю $\Delta V(x)$. Розглянемо перший доданок (4.42). Він збереже свій негативний знак, якщо $1 - \exp 2T\lambda > 0$. У випадку, що розглядається, лінійна частина системи стійка, оскільки всі її полюси знаходяться в лівій півплощині, тому перший доданок, виразу (4.42), завжди буде негативним. Сума двох інших складових збереже негативний знак, якщо другий доданок за абсолютною величиною буде більше або дорівнюватиме третьому доданку, тобто, якщо $2\langle x, e^{T\lambda}C \rangle \geq B(\lambda)[M(T\lambda)]\langle C, e^{2T\lambda}C \rangle$.

Це пояснюється тим, що другий доданок має негативний знак, а третій доданок завжди буде позитивним, оскільки співмножник $B(\lambda)$ завжди буде позитивним при негативних полюсах системи. Також завжди буде позитивним вектор $[M(T\lambda)]$ і скалярний добуток $\langle C, e^{2T\lambda}C \rangle$. Якщо прийняти, що $\langle x, e^{T\lambda}C \rangle = [M(T\lambda)]$, то умова абсолютної стійкості має наступний вигляд

$$B(\lambda)\langle C, e^{2T\lambda} \rangle \leq 2. \quad (4.43)$$

З урахуванням цього отримана умова абсолютної стійкості двоконтурного стабілізатора напруги з ШІМ першого роду

$$K_0 \leq \sqrt{\frac{2\lambda_i}{(1 - e^{2\lambda_i T})(C_1^2 e^{2\lambda_1 T} + C_2^2 e^{2\lambda_2 T} + C_3^2 e^{2\lambda_3 T})}}.$$

Приклад. Знайти умови абсолютної стійкості стабілізатора напруги з передатною функцією безперервної частини $G(p) = \frac{K}{(p+1)(p+2)}$, якщо період перемикання $T = 1с$.

Діагональна матриця полюсів передатної функції безперервної частини $\lambda = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -2 \end{bmatrix}$ і вектор-стовпчик лишків $C = \begin{bmatrix} K \\ -K \end{bmatrix}$.

Знаходимо скалярний добуток

$$\langle C, e^{2T\lambda_i} C \rangle = \left\langle \begin{bmatrix} K \\ -K \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} Ke^{-2T} \\ -Ke^{-4T} \end{bmatrix} \right\rangle = K^2 e^{-2T} + K^2 e^{-4T}.$$

З урахуванням (4.43) умова абсолютної стійкості буде мати наступний вигляд

$$K \leq \sqrt{\frac{2\lambda_i}{(1 - e^{-\lambda_i T})e^{-2T}(1 + e^{-2T})}}.$$

В результаті обчислень отримуємо, що для $\lambda_1 = -1, K \leq 2.78$, а для $\lambda_2 = -2, K \leq 2.02$. Враховуючи найгірший випадок, робимо остаточний висновок про те, що система буде абсолютно стійка, якщо $K < 2.02$, що повністю повторює

результат відомої роботи Джури для аналогічного прикладу, який отримано більш трудомістким, ніж у нашому випадку, частотним методом. Зниження обсягу обчислень при збереженні точності розрахунку досягнуто в результаті апроксимації сигналу модулятора сукупністю амплітудно-модульованих функцій Уолша, які за своєю формою адекватні сигналам, що апроксимуються.

3.6 Питання до самоконтролю

1. Чому системи з ШІМ I вносять запізнення в процес управління перетворювачем?
2. В яких випадках системи з ШІМ II можуть вносити запізнення в процес управління?
3. Причини появи субгармонійної нестійкості систем з КВ, ШІП в "малому" і у "великому".
4. Від чого залежить критичний коефіцієнт підсилення КВ, ШІП на основній субгармоніці?
5. Що таке функція, що описує КВ, ШІП на основній субгармоніці і як з її допомогою оцінити стійкість системи?
6. У чому різниця між функціями, що описують КВ, ШІП на основній і на низьких субгармоніках?
7. Як отримати передатну функцію ШІП при збуренні "в зоні" і "у великому"?
8. Чому зі зниженням інерційності навантаження КВ його стійкість на основній субгармоніці спочатку знижується, а потім різко підвищується?
9. Що таке "граничний цикл" нелінійної системи?
10. Ідея другого методу Ляпунова, що дозволяє оцінити абсолютну стійкість системи.
11. Що таке функція Ляпунова?
12. Які умови треба виконати при перетворенні структурних схем САР нелінійних систем?

РОЗДІЛ 5

ОПТИМІЗАЦІЯ ПРОЦЕСІВ В СИСТЕМАХ СИЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ З ШІМ

У системах силової електроніки здійснюється стабілізація, регулювання відповідного параметру - швидкості обертання, кута повороту, температури, тиску, напруги, струму. Якість стабілізації і регулювання визначає точність системи - один з найважливіших її показників, який залежить від того, наскільки швидко і з меншим перерегулюванням система відреагує на відповідне збурення. Тому оптимізація систем за критерієм швидкодії є одним з ефективних засобів досягнення високої точності.

З теорії лінійних імпульсних систем відомо, що в системах з амплітудно-імпульсною модуляцією можливе встановлення перехідного процесу за кінцеве число тактів без перерегулювання. Реалізація цієї можливості в системах з ШІМ ґрунтується на результатах заміни широтної модуляції на еквівалентну амплітудно-імпульсну модуляцію. Вище показано, що процес ШІМ "у малому" можна замінити еквівалентною АІМ миттєвого імпульсу, а при обліку лише постійної складової - фіксатором нульового порядку, який дозволяє зберегти дискретний характер процесу. Апроксимація ШІМ функціями Уолша дає можливість настроювати систему на кінцеву тривалість процесу "у великому".

Розглянемо деякі з цих підходів до вирішення задачі оптимізації систем силової електроніки з ШІМ по швидкодії.

5.1 Оптимізація «у малому»

Для одноконтурної системи, рисунок 5.1, визначимо параметри регулятора з передатною функцією $K_p(p)$, при яких забезпечується оптимальна швидкодія.

Ідея оптимізації по швидкодії полягає в наступному. Для передатної функції замкнутої імпульсної системи

$$K_3^*(z, \varepsilon) = \frac{a_m z^m + a_{m-1} z^{m-1} + \dots + a_0}{b_n z^n + b_{n-1} z^{n-1} + \dots + b_0},$$

де $n \geq m$, необхідно забезпечити такі параметри регулятора, при яких

$$K_3^*(z, \varepsilon) = \frac{a_m z^m + a_{m-1} z^{m-1} + \dots + a_0}{b_n z^n},$$

тобто $b_{n-1} z^{n-1} + \dots + b_0 = 0$.

Система з пропорційним регулятором

$$K_p(p) = K_p,$$

$$K_H(p) = \frac{R_H}{R_H + pL_H}.$$

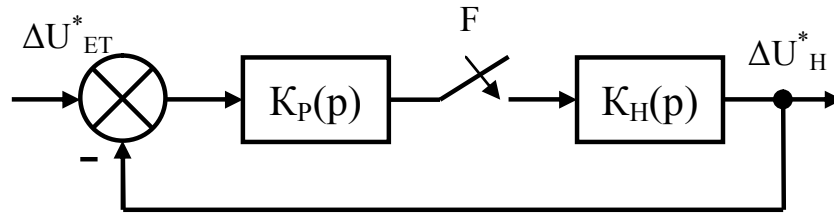


Рисунок 5.1

Розглянемо випадок нескінченно малих відхилень модульованого параметра. Як було показано вище, динамічний коефіцієнт підсилення вертикальної системи керування являє собою фактор пульсацій F , а динамічний коефіцієнт підсилення блоку силових вентилів і статичний коефіцієнт посилення системи управління врахуємо постійним коефіцієнтом K , віднесемо його до навантаження, тобто

$$K_H(p) = \frac{KR_H}{R_H + pL_H}.$$

Передатна функція наведеної безперервної частини

$$K_{НБЧ}(p) = \frac{FK_p K}{(p + \frac{1}{T_H})T_H},$$

де $T_H = \frac{L_H}{R_H}$.

Замінюючи $p = \frac{q}{T}$, переходимо до відносного комплексного змінного і тоді

$$K_{НБЧ}(q) = \frac{FK_p K\alpha}{q + \alpha},$$

де $\alpha = \frac{T}{T_H}$.

Передатна функція розімкнутої імпульсної системи

$$K_p^*(z, \varepsilon) = Z_M \{K_{НБЧ}(q)\} = \frac{FK_p K\alpha Z}{Z - e^{-\alpha}} e^{-\alpha\varepsilon}, 0 \leq \varepsilon \leq 1.$$

Ліве значення передатної функції розімкнутої імпульсної системи

$$K_p^*(z, -0) = Z^{-1} K_p(z, 1) = \frac{FK_p K\alpha Z}{Z - e^{-\alpha}} e^{-\alpha}.$$

Характеристичне рівняння замкнутої імпульсної системи в момент спрацьовування імпульсного елемента

$$1 + K_p^*(z, -0) = 0, \text{ тобто}$$

$$1 + \frac{FK_p K\alpha Z}{Z - e^{-\alpha}} e^{-\alpha} = 0, \text{ або}$$

$$z - e^{-\alpha} + e^{-\alpha} FK_p K \alpha = 0.$$

Для отримання процесу тривалістю в один такт необхідно, щоб $-e^{-\alpha} + e^{-\alpha} FK_p K \alpha = 0$, тобто щоб $\frac{FK_p K T}{T_H} = 1$ звідки

$$K_p = \frac{T_H}{FK T}.$$

При такому значенні коефіцієнта підсилення регулятора в системі можна забезпечити встановлення процесу за один такт.

б) інтегральний регулятор з передатною функцією

$$K_p(p) = \frac{1}{p T_i}.$$

Передатна функція наведеної безперервної частини

$$K_{НБЧ}(p) = \frac{FK}{p T_i T_H (p + \frac{1}{T_H})}.$$

При переході до безрозмірного комплексного змінного $q = p T$ отримуємо

$$K_{НБЧ}(q) = \frac{FK}{q \bar{T}_i} \frac{\alpha}{q + \alpha},$$

де $\bar{T}_i = \frac{T}{T_i}$.

$$K_p^*(z, \varepsilon) = Z_M \{K_{НБЧ}(q)\} = Z_M \left\{ \frac{FK}{\bar{T}_i} \left(\frac{1}{q} - \frac{1}{q + \alpha} \right) \right\} = \frac{FK}{\bar{T}_i} \left(\frac{z}{z-1} - \frac{z e^{-\alpha \varepsilon}}{z - e^{-\alpha}} \right), 0 \leq \varepsilon \leq 1.$$

Ліве значення передатної функції розімкнутої імпульсної системи

$$K_p^*(z, -0) = Z^{-1} K_p(z, 1) = \frac{FK}{\bar{T}_i} \left(\frac{1}{z-1} - \frac{e^{-\alpha}}{z - e^{-\alpha}} \right) = \frac{FK}{\bar{T}_i} \frac{z(1 - e^{-\alpha})}{(z - e^{-\alpha})(z-1)}.$$

Характеристичне рівняння замкнутої імпульсної системи

$$1 + \frac{FK}{\bar{T}_i} \frac{z(1 - e^{-\alpha})}{(z - e^{-\alpha})(z-1)} = 0, \text{ або}$$

$$(z-1)(z - e^{-\alpha}) + z \frac{FK}{\bar{T}_i} (1 - e^{-\alpha}) = 0.$$

Бачимо, що процес кінцевої тривалості тут не можливий, тому що виконується умова

$$e^{-\alpha} = 0, \frac{FK}{\bar{T}_i} (1 - e^{-\alpha}) - 1 - e^{-\alpha} = 0.$$

в) система з ІІІ-регулятором.

Передатна функція наведеної безперервної частини

$$K_{\text{НБЧ}}(p) = \frac{FK(1 + pT_u)}{pT_i T_H (p + \frac{1}{T_H})}$$

Замінюючи $p = \frac{q}{T}$, отримаємо

$$K_{\text{НБЧ}}(q) = \frac{FK}{q\bar{T}_i} \frac{(1 + q\bar{T}_u)\alpha}{q + \alpha} = \frac{\alpha FK}{\bar{T}_i} \left(\frac{A_1}{q} + \frac{A_2}{q + \alpha} \right),$$

де A_1, A_2 – лишки для полюсів $q_1=0, q_2=-\alpha$.

Передатна функція розімкнутої імпульсної системи

$$K_p^*(z, \varepsilon) = \frac{\alpha FK}{\bar{T}_i} \left(\frac{A_1 z}{z-1} + \frac{A_2 z e^{-\alpha\varepsilon}}{z - e^{-\alpha}} \right), 0 \leq \varepsilon \leq 1.$$

Ліве значення передатної функції розімкнутої імпульсної системи

$$K_p^*(z, -0) = \frac{\alpha FK}{\bar{T}_i} \left(\frac{A_1}{z-1} + \frac{A_2 e^{-\alpha}}{z - e^{-\alpha}} \right).$$

Характеристичне рівняння замкнутої системи

$$1 + \frac{\alpha FK}{\bar{T}_i} \left(\frac{A_1}{z-1} + \frac{A_2 e^{-\alpha}}{z - e^{-\alpha}} \right) = 0 \quad \text{або}$$

$$z^2 - z(1 + e^{-\alpha}) + e^{-\alpha} + \frac{\alpha FK}{\bar{T}_i} [A_1(z - e^{-\alpha}) + A_2 e^{-\alpha}(z-1)] = 0.$$

В системі с ПІ-регулятором можливо реалізувати процес за два такта, якщо виконати дві умові:

$$-1 - e^{-\alpha} + \frac{\alpha FK}{\bar{T}_i} (A_1 + A_2) = 0,$$

$$e^{-\alpha} - \frac{\alpha FK}{\bar{T}_i} (A_1 e^{-\alpha} + A_2 e^{-\alpha}) = 0.$$

З отриманих рівнянь можна знайти невідомі A_1, A_2 , значення яких дозволяють визначити величину коефіцієнта підсилення K пропорційної складової і постійну ізодрому \bar{T}_i , за яких можлива реалізація процесу за два такти.

У розглянутих прикладах вирішувалося завдання визначення параметрів регуляторів відомого типу, які забезпечують в системі процеси кінцевої тривалості. У загальному випадку це завдання вирішується як завдання синтезу структури та параметрів оптимального по швидкодії регулятора. Розглянемо рішення цієї проблеми на прикладі імпульсного стабілізатора постійної напруги з активно-індуктивно-ємнісним навантаженням.

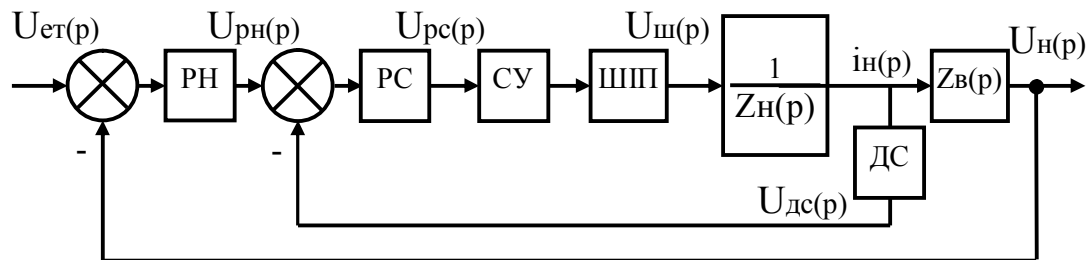
5.2 Оптимізація "у великому"

Для стабілізатора напруги постійного струму з ШПП, що виконаний за принципом підлеглого регулювання з внутрішнім контуром струму і з головним контуром напруги, здійснимо оптимізацію перехідних процесів по швидкодії. Перевага системи підлеглого регулювання полягає в тому, що кожен контур можна оптимізувати автономно, поступово переходячи до головного контуру. Структурна схема САР стабілізатора, рисунок 5.2, включає в себе контур струму з РС, СУ і ШПП. Операторне зображення струму на виході контуру струму

$$i_H(p) = \frac{U_{ш}(p)}{z_H(p)},$$

де $z_H(p)$ – опір кола $R_H L_{\Phi} C_{\Phi}$.

Напруга, яка пропорційна струму $i_H(p)$, з ДС порівнюється з вихідною напругою регулятора контуру напруги РН, на вхід якого надходить різниця напруг еталонної $U_{ет}(p)$ і навантаження $U_H(p) = i_H(p)z_B(p)$, де $z_B(p)$ – операторне зображення вихідного опору стабілізатора, який являє собі паралельне з'єднання опорів навантаження R_H і конденсатора фільтра C_{Φ} .



ДС- давач струму

СУ- система управління

РН- регулятор напруги

РС- регулятор струму

ШПП- широтно-імпульсний перетворювач

Рисунок 5.2

В процесі оптимізації необхідно знайти структуру і параметри регуляторів контурів струму і напруги, виходячи з критерію швидкодії стабілізації.

Послідовність рішення поставленої задачі припускає налаштування за цим критерієм спочатку контуру струму, а потім - контуру напруги. Важливим моментом у вирішенні задач оптимізації є вибір методу, що забезпечує оптимальну похибку. Оскільки швидкодія контуру струму в 4-5 разів перевищує швидкість контуру напруги, то для його оптимізації необхідно використовувати метод, який враховує дискретність процесів в цьому контурі. Таким методом є метод налаштування дискретної системи на кінцеву тривалість процесу. Контур напруги є більш інерційним, тому його налаштування можна здійснювати методом логарифмічних амплітудно-частотних характеристик (ЛАЧХ),

переходячи від реальних частотних характеристик до псевдочастотних (білінійне перетворення).

5.2.1 Передатні функції ланок структурної схеми САР двоконтурного стабілізатора постійної напруги

Передатна функція навантаження по струму

$$K_{HC}(p) = \frac{1}{Z_H(p)},$$

де $Z_H(p) = pL_\phi + \frac{R_H \cdot \frac{1}{pC_\phi}}{R_H + \frac{1}{pC_\phi}}$.

В результаті перетворювань

$$K_{HC}(p) = \frac{(1 + R_H \cdot pC_\phi) \omega_\phi^2}{R_H (p^2 + 2\xi\omega_\phi p + \omega_\phi^2)}, \quad (5.1)$$

де $\omega_\phi = \frac{1}{\sqrt{L_\phi C_\phi}}$, $\xi = \frac{\rho}{2R_H}$, $\rho = \sqrt{\frac{L_\phi}{C_\phi}}$.

Передатна функція навантаження по напрузі

$$K_{HH}(p) = K_{HC}(p) \cdot \frac{R_H \cdot \frac{1}{pC_\phi}}{R_H + \frac{1}{pC_\phi}}.$$

В результаті перетворювань

$$K_{HH}(p) = \frac{\omega_\phi^2}{p^2 + 2\xi\omega_\phi p + \omega_\phi^2}. \quad (5.2)$$

Передатну функцію ШПП знайдемо, використовуючи результати апроксимації процесу ШПМ функціями Уолша. Раніше показано, що передатна функція ШПП в діапазоні зміни шпаруватості $\frac{i}{N} \leq \gamma \leq \frac{i+1}{N}$ визначається наступним виразом

$$K_{ш}(q) = K_u^{wal_i} \cdot N \cdot \frac{e^{-\frac{i}{N}q} - e^{-\frac{i+1}{N}q}}{q},$$

де $q = pT$;
 $i = 0, 1, 2, N-1$ - номер зони модуляції;
 T - період;

N -кількість функцій Уолша;

$K_u^{wal_i}$ - коефіцієнти в рядках матриці можливих станів для відповідної функції.

Якщо має місце ШПМ прямокутного імпульсу $|K_u^{wal_i}| = 1$.

У сталому режимі ШПП працює з шпаруватістю γ_0 . Залежно від діапазону зміни шпаруватості, який визначається рівнем збурюючих впливів, номінальне значення шпаруватості рекомендується обирати більше 0,5, тому що при значенні $\gamma_0 = 0.5$ коефіцієнт пульсацій напруги ШПП на його виході має максимальне значення.

Обираючи кількість функцій Уолша $N = 4$ і зону модуляції з номером $i = 2$, отримуємо передатну функцію ШПП «у відхиленнях» для діапазону зміни шпаруватості $0.5 \leq \gamma \leq 0.75$

$$K_{ш}(q) = 4 \cdot \frac{e^{-0.5q} - e^{-0.75q}}{q}$$

Передатна функція системи управління

$$K_{cy} = K_0 F_i,$$

де $K_0 = \frac{E}{U_{ПМ}}$ - статичний коефіцієнт підсилення;

$U_{ПМ}$ - максимальне значення пилоподібної опорної напруги;

E - напруга живлення ШПП;

F_i - фактор пульсації в i -тій зоні.

5.2.2 Оптимізація контуру струму

Спочатку знайдемо дискретну передатну функцію розімкнутого контуру струму як модифіковане Z -перетворення його наведеної безперервної частини

$$K_{CP}^*(Z, \varepsilon) = Z_m \{K_{НБЧ}(q)\}.$$

З урахуванням (5.1)

$$K_{НБЧ}(q) = K_{ш}(q) K_{нс}(q) K_{cy}(q) = 4 K_0 F_i \cdot \frac{e^{-0.5q} - e^{-0.75q}}{q} \cdot \frac{(1 + q \bar{T}_1) \cdot K_{дс} \bar{\omega}_\phi^{-2}}{R_H (q^2 + 2 \xi \omega_\phi q + \bar{\omega}_\phi^2)},$$

де $\bar{T}_1 = \frac{C_\phi R_H}{T}$, $\bar{\omega}_\phi = \omega_\phi T$, $K_{дс}$ = коефіцієнт передачі датчика струму.

З урахуванням теореми розкладання

$$K_{НБЧ}(q) = \frac{K_{0T} F_i}{R_H} \cdot (e^{-0.5q} - e^{-0.75q}) \cdot \left(\frac{A_0}{q} + \frac{\dot{A}_1}{q - q_1} + \frac{\dot{A}_2}{q - q_2} \right), \quad (5.3)$$

де $A_0, \dot{A}_1, \dot{A}_2$ - залишки для полюсів:

$$q_0 = 0; q_{1,2} = a \pm j \bar{\omega}_\phi; \bar{\omega}_\phi = \bar{\omega}_\phi \sqrt{1 - \xi^2}; a = -\xi \bar{\omega}_\phi; K_{0T} = 4 K_0 K_{дс} \bar{\omega}_\phi^{-2}.$$

Значення k -ого залишка

$$A_k = \lim_{q \rightarrow q_k} \frac{(q - q_k)A(q_k)}{B(q_k)},$$

де $A(q_k), B(q_k)$ - чисельник і знаменник $K_{НБЧ}(q)$ для $q=q_k$.

В результаті отримаємо, що $A_0=1/\omega\delta$, $\dot{A}_{1,2} = Ae^{\pm j\psi}$,

$$\text{де } A = \frac{\sqrt{\overline{\omega\phi}^2 + [\overline{\omega\phi}^2 \overline{T_1} + a(1 + a\overline{T_1})]^2}}{2\overline{\omega\phi} (\overline{\omega\phi}^2 + a^2)}, \psi = \arctg \frac{\overline{\omega\phi}^2 \overline{T_1} + a(1 + a\overline{T_1})}{\overline{\omega\phi}} - \pi.$$

Піддаючи модифікованому Z-перетворенню (5.3), отримуємо дискретні передатні функції розімкнутого контуру струму

$$K_{cp}^*(Z, \varepsilon) = \frac{K_{0T} F_i}{R_H} \cdot [1 + \dot{A}_1 \frac{Ze^{0.5q_1} - e^{-0.25q_1}}{Z - e^{q_1}} e^{q_1\varepsilon} + \dot{A}_2 \frac{Ze^{0.5q_2} - e^{-0.25q_2}}{Z - e^{q_2}} e^{q_2\varepsilon}], \quad (5.4)$$

$$0.5 \leq \varepsilon \leq 0.75$$

$$K_{cp}(Z, \varepsilon) = \frac{K_{0T} F_i}{R_H} \cdot [\dot{A}_1 \frac{Ze^{0.5q_1} - e^{-0.25q_1}}{Z - e^{q_1}} e^{q_1\varepsilon} + \dot{A}_2 \frac{Ze^{0.5q_2} - e^{-0.25q_2}}{Z - e^{q_2}} e^{q_2\varepsilon}], \quad (5.5)$$

$$0.25 \leq \varepsilon \leq 0.5.$$

З (5.5) для моменту спрацьовування імпульсного елемента знаходимо ліве значення передатної функції розімкнутого контуру струму для робочої зони $0.5 \leq \varepsilon \leq 0.75$

$$K_{cp}^*(Z, -0.5) = \frac{K_{0T} F_i}{R_H} \cdot [1 + \dot{A}_1 \frac{Ze^{q_1} - e^{0.75q_1}}{Z - e^{q_1}} e^{q_1\varepsilon} + \dot{A}_2 \frac{Ze^{q_2} - e^{0.75q_2}}{Z - e^{q_2}} e^{q_2\varepsilon}]. \quad (5.6)$$

Після перетворень виразів (5.4), (5.6) на основі формули Ейлера одержимо

$$K_{cp}^*(Z, \varepsilon) = \frac{K_{0T} F_i}{R_H} \cdot \frac{Z^2 A(\varepsilon) + Z \cdot B(\varepsilon) + C(\varepsilon)}{Z^2 - 2 \cdot Z \cdot e^a \cdot \cos \overline{\omega\phi} + e^{2a}}, \quad 0.5 \leq \varepsilon \leq 0.75, \quad (5.7)$$

$$\text{де } A(\varepsilon) = 1 + Ae^{a(\varepsilon+0.5)} \cdot \cos \overline{\omega\phi}(\varepsilon + 0.5 + \psi);$$

$$B(\varepsilon) = -2A[e^{a(\varepsilon-0.25)} \cdot \cos \overline{\omega\phi}(\varepsilon - 0.25 + \psi) + e^{a(\varepsilon+1.5)} \cos \overline{\omega\phi}(\varepsilon + 0.5 + \psi)] - 2e^a \cos \overline{\omega\phi}$$

$$C(\varepsilon) = e^{2a} + 2Ae^{a(\varepsilon+1.5)} \cdot \cos \overline{\omega\phi}(\varepsilon + 0.5 + \psi).$$

Для $\varepsilon=0,5$

$$K_{CP}^*(Z, -0.5) = \frac{K_{0T} F_i}{R_H} \cdot \frac{Zm + n}{Z^2 - 2 \cdot Z \cdot e^a \cdot \cos \overline{\omega\phi} + e^{2a}}, \quad (5.8)$$

$$m = 2A[e^a \cdot \cos(\psi + \overline{\omega\phi}) - e^{0.75a} \cdot \cos(\psi + 0.75\overline{\omega\phi})],$$

$$n = 2A[e^{1.75a} \cdot \cos(\psi - 0.25\overline{\omega\phi}) - e^{2a} \cdot \cos \psi].$$

З виразів (5.7) і (5.8) маємо наступні багаточлени:

$$P^*(Z, \varepsilon) = \frac{K_{0T} F_i}{R_H} \cdot [Z^2 A(\varepsilon) + Z \cdot B(\varepsilon) + C(\varepsilon)];$$

$$P^*(Z, -0.5) = \frac{K_{0T} F_i}{R_H} \cdot [Zm + n];$$

$$Q_1^*(Z, -0.5) = Z^2 - 2 \cdot Z \cdot e^a \cdot \cos \bar{\omega}_\phi + e^{2a}.$$

Мінімальне число інтервалів, за які повинен встановитися процес в контурі струму

$$S_{\min} = 1_a + r - 1,$$

де 1_a - порядок поліному $Q_1^*(Z, -0.5)$;

r - задає порядок астатизму системи, в нашому випадку $r = 1$, тому

$$S_{\min} = 2 + 1 - 1 = 2.$$

У контурі струму можна реалізувати процес за два такти, якщо виконати умову

$$P^*(Z, -0.5) \cdot M_1^*(Z, -0.5) + (Z - 1)^r \cdot N_1^*(Z, -0.5) = Z^2, \quad (5.9)$$

де $M_1^*(Z, -0.5), N_1^*(Z, -0.5)$ - деякі багаточлени ступеня $1_M, 1_N$.

Причому, $1_M = r - 1 = 0$, $1_N \geq 1_p$, де 1_p - порядок багаточлена $P^*(Z, -0.5)$, в нашому випадку $1_N = 1$.

В результаті маємо

$$M_1^*(Z, -0.5) = b; \quad N_1^*(Z, -0.5) = C_1 Z + C_0.$$

З урахуванням цієї умови (5.9) набуде вигляду

$$\frac{K_{0T} F_i}{R_H} (Zm + n) b_0 + (Z - 1)(C_1 Z + C_0) = Z^2.$$

Прирівнюючи до нуля коефіцієнти при Z однакових ступенів, отримуємо:

$$\frac{K_{0T} F_i m b_0}{R_H} + C_0 - C_1 = 0; \quad \frac{K_{0T} F_i n b_0}{R_H} - C_0 = 0; \quad C_1 = 1. \quad \text{Звідки знаходимо}$$

значення коефіцієнтів багаточленів $M_1^*(Z, -0.5), N_1^*(Z, -0.5)$:

$$b_0 = \frac{R_H}{K_{0T} F_i (m + n)}; \quad C_0 = \frac{n}{m + n}, \quad C_1 = 1.$$

Відповідно до теорії лінійних імпульсних систем оптимальна передатна функція коригувальної ланки контуру струму при його послідовному вмиканні для моменту спрацьовування імпульсного елемента буде

$$K_{kc}^*(Z, -0.5) = \frac{Q_1^*(Z, -0.5) \cdot M_1^*(Z, -0.5)}{(Z - 1)(C_1 Z + C_0)} \quad \text{тобто,}$$

$$K_{kc}^*(Z, -0.5) = \frac{(Z^2 - 2 \cdot Z \cdot e^a \cdot \cos \bar{\omega}_\phi + e^{2a}) b_0}{(Z - 1)(C_1 Z + C_0)}. \quad (5.10)$$

Розглянемо схемотехнічну реалізацію оптимального регулятора контуру струму на аналоговій елементній базі, для чого знайдемо аналоговий еквівалент дискретної передатної функції (5.10).

Підставляємо у (5.10) $Z = \frac{1 + W}{1 - W}$, отримаємо

$$K_{\text{кк}}^*(W, -0.5) = \frac{(W^2 K_1 + WK_2 + K_3) b_0}{2W(WK_4 + K_5)}, \quad (5.11)$$

де $K_1 = 1 + \beta + e^{2a}$; $K_2 = 2(1 - e^{2a})$; $K_3 = 1 - \beta + e^{2a}$; $K_4 = C_1 - C_0$;
 $K_5 = C_1 + C_0$; $\beta = 2e^a \cos \omega_{\phi} C_0$.

У (5.11) перейдемо до псевдочастоти $j\lambda = \frac{2}{T} j\omega$. Враховуючи, що $W = \frac{T\lambda}{2} j$,

маємо

$$K_{\text{кк}}^*\left(\frac{T\lambda}{2} j, -0.5\right) = \frac{\left[\left(\frac{T\lambda}{2} j\right)^2 K_1 + \left(\frac{T\lambda}{2} j\right) K_2 + K_3\right] B_0}{2 \frac{T\lambda}{2} j \left(\frac{T\lambda}{2} j K_4 + K_5\right)}.$$

Оскільки $j\lambda = \frac{2}{T} j \operatorname{tg} \frac{\omega T}{2}$, то на високій частоті комутації, коли T має мале значення $\operatorname{tg} \frac{T\omega}{2} = \frac{T\omega}{2}$, $j\lambda = \frac{2}{T} j \operatorname{tg} \frac{\omega T}{2} = j\omega = p$.

Бачимо, що в цьому випадку різниця між дискретним і безперервним ланками відсутня.

В результаті отримуємо передатну функцію безперервної коригувальної ланки контуру струму

$$K_{\text{БКС}}(p) = \frac{p^2 K'_1 + p K'_2 + K'_3}{pT(pK'_4 + K'_5)} \cdot B_0, \quad (5.12)$$

де $K'_1 = 0.25K_1 T^2$; $K'_2 = 0.5K_2 T$; $K'_3 = K_3$; $K'_4 = 0.5K_4 T$; $K'_5 = K_5$.

Вираз (5.12) представимо у вигляді

$$K_{\text{БКС}} = B_0 \left[\frac{pK'_1}{T(pK'_4 + K'_5)} + \frac{pK'_2 + K'_3}{pT(pK'_4 + K'_5)} \right].$$

Бачимо, що перший доданок представляє собою добуток передатних функцій диференціюючої (форсууючої) ланки і аперіодичної ланки, а друге - добуток передатних функцій пропорційно-інтегруючого і аперіодичної ланок. У результаті структурна схема регулятора набуває вигляду, рисунок 5.3.

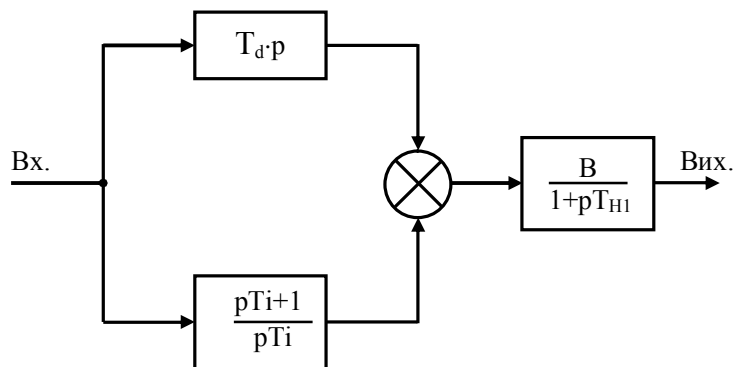


Рисунок 5.3

Значення коефіцієнтів, рисунок 5.3, наступні:

$$T_d = 0.25K_1T; T_{Н1} = \frac{K'_4}{K'_5}; B = \frac{B_0}{K'_5}; T_i = \frac{K'_2}{K'_3}; B_0 = \frac{R_H}{K_{0T}F_1(m+n)}; K_p = \frac{K_2}{T}.$$

Очевидно, що оптимальний регулятор контуру струму є ПІД-регулятор з фільтром низьких частот на виході. В аналоговому варіанті він досить просто реалізується на операційних підсилювачах.

Розрахуємо параметри ланки, що корегує контур струму в системі стабілізації постійної напруги, яка має такі параметри: індуктивність дроселя фільтра— 3 мкГн, ємність фільтра—2 мкФ, опір навантаження— 33 Ом, коефіцієнт підсилення системи управління $K_0 = 4,16$, коефіцієнт передачі датчика струму $K_{ДС} = 0,1 B/A$, період роботи ШП $T = 0,2 \cdot 10^{-4} c$, коефіцієнт затухання $\xi = 0,185$, відносна умовна частота LC фільтру $\bar{\omega}_o = 7,68$, відносна постійна $\bar{D}_1 = 3,3$, параметр $\bar{\alpha} = -1,42$. в результаті розрахунку за наведеною вище методикою отримаємо: коефіцієнт підсилення $K_{OT} = 9,6 \cdot 10^2$; амплітуда лишку $A = 0,2$; аргумент лишку $\Psi = -1,61$ 1/с; параметри: $m = 0,166$; $n = -0,03$; коефіцієнти: $K_1 = 1,08$; $K_2 = 2$; $K_3 = 1,04$; $K_4 = 1,184$; $K_5 = 0,816$; $C_1 = 1$; $C_0 = 0,184$.

Параметри ланки, що корегує контур струму: постійна диференціювання $T_d = 5,4 \cdot 10^{-6} c$; постійна аперіодичної ланки $T_{Н1} = 14,5 \cdot 10^{-6} c$; постійна інтегруючої ланки $T_i = 20 \cdot 10^{-6} c$; коефіцієнти підсилення $K_p = 1$; $B_0 = 2,4$.

Спираючись на отримані теоретичні результати синтезу можна виконати практичну реалізацію ПІД регулятора контуру струму на операційних підсилювачах. В нашому випадку це сполучення Д (рисунок 5.4 а) та ІІ (рисунок 5.4 б) регуляторів. Їх реакції на ступеневі збурення показані на рисунку 5.5. час диференціювання Д-регулятора $T_d = RC$ (рисунок 5.5 а), час інтегрування ІІ регулятора (рисунок 5.5 б) $T_i = R_2C$, $K_p = R_2/R_1$.

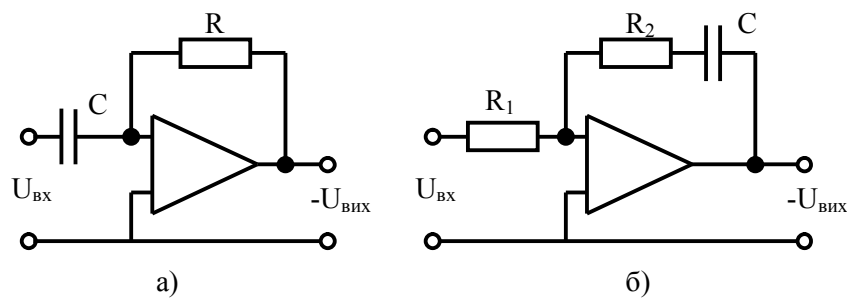


Рисунок 5.4

Час диференціювання Д-регулятору $T_d = RC$, час інтегрування $T_i = R_2C$,
 $K_p = \frac{R_2}{R_1}$.

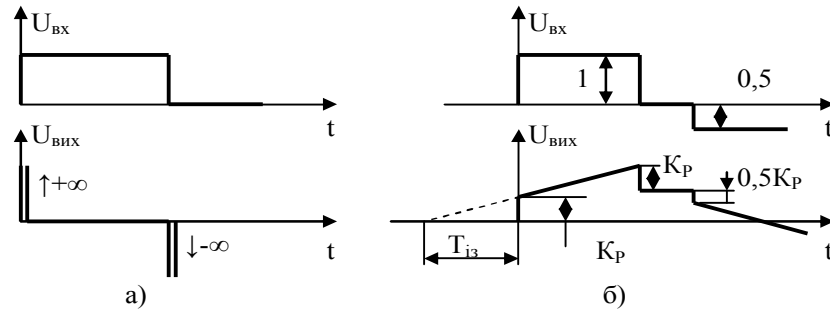


Рисунок 5.5

Результати оптимізації, що виконана дозволяють визначити параметри елементів схем Д і ПІ регуляторів. Однак слід зауважити, що наведені співвідношення для T_d і T_i відповідають ідеалізованим операційним підсилювачам. У реальності вони будуть залежити від його частотно-залежних вхідного і вихідного опорів, а також від внутрішнього опорів джерела вхідної напруги.

5.2.3 Синтез регулятора контуру напруги

Завдання синтезу полягає у визначенні структури і параметрів ланок регулятора контуру напруги. Як видно з структурної схеми САР стабілізатора, рисунок 5.2, замкнутий контур струму включений послідовно з вихідним опором.

$$Z_B(p) = \frac{R_H}{1 + pC_\phi R_H}$$

Його оптимізована передатна функція

$$K_{3CO}(z, -0.5) = \frac{P^*(z, -0.5) \cdot B_0}{z^2} = \frac{F_i K_{0T}}{R_H} \frac{Z \cdot m + n}{Z^2} B_0,$$

де $B_0 = \frac{R_H}{F_i K_{0T}(n + m)}$, тому

$$K_{3CO}(z, -0.5) = \frac{1}{n + m} \frac{Z \cdot m + n}{Z^2}. \quad (5.12)$$

Оскільки контур напруги є інерційним в разі наявності на його виході L_ϕ , C_ϕ , то його оптимізацію можна здійснювати методом ЛАЧХ, переходячи до псевдочастоти. Для цього в (5.12) підставимо $Z = \frac{1 + W}{1 - W}$. В результаті отримаємо

$$K_{3CO}^*(W, -0.5) = \frac{1}{n + m} \frac{W^2(n - m) - 2nW + m + n}{1 + 2W + W^2}.$$

Замінюючи $W = j\frac{\lambda T}{2}$, маємо:

$$K_{3CO}^*(j\lambda, -0.5) = \frac{1}{n + m} \frac{(j\lambda)^2 \cdot 0.25(n - m)T^2 - Tnj\lambda + m + n}{0.25T^2 + j\lambda T + (j\lambda)^2}.$$

Розглядаючи випадок високої частоти квантування ($T \rightarrow 0$), від псевдочастоти $j\lambda$ переходимо до частоти $j\omega = p$

$$K_{3CO}^*(p) = \frac{n-m}{n+m} \frac{p^2 - p \frac{n}{0.25T(n-m)} + \frac{m+n}{0.25T^2(n+m)}}{p^2 + p \frac{1}{0.25T^2} + \frac{1}{0.25T^2}}$$

Передатна функція розімкнутого контуру напруги

$$K_{pH}^*(p) = K_{3CO}^*(p) \cdot Z_B(p) \frac{1}{K_{дс}} = \frac{(n-m)R_H}{K_{дс}(n+m)} \frac{p^2 - p \frac{n}{0.25T(n-m)} + \frac{m+n}{0.25T^2(n-m)}}{\left(p^2 + p \frac{1}{0.25T} + \frac{1}{0.25T^2}\right) (1 + pC_\phi R_H)}$$

де статичний коефіцієнт підсилення розімкнутого контуру напруги.

$$K_{OH} = \frac{(n-m)R_H}{K_{дс}(n+m)} \text{ складає близько } 330 \text{ (див. приклад).}$$

Знаходимо значення особливих точок розімкнутого контуру напруги.

$$\text{Нулі } p_{1,2} = \frac{2n}{T(n-m)} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{n^2 - m^2}{n^2}} \right), \text{ полюси: } p_{1,2} = -\frac{2}{T}, p_3 = -\frac{1}{C_\phi R_H}$$

В результаті отримаємо, що нулі системи мають такі значення:

$$p_{01} = 1.15 \cdot 10^5; p_{02} = -0.8 \cdot 10^5, \text{ полюси— } p_{1,2} = -10^5, p_3 = -1.5 \cdot 10^4.$$

Коефіцієнт посилення розімкнутому контуру напруги $K_{OH} = 20 \lg 330 \cong 50 \text{ дБ}$.

Побудуємо ЛАЧХ розімкнутого контуру напруги, для чого наносимо на вісь частоти значення його нулів і полюси, а також їх логарифми для абсолютних значень особливих точок. На рисунку 5.6 у точці 1 відбувається завал асимптоти ЛАЧХ на -20 дБ/дек (вплив полюса p_3). У точці 2 відбувається підйом ЛАЧХ на $+20 \text{ дБ / дек}$ (вплив нуля p_{02}). Під дією подвійного полюса $p_{1,2}$ в точці 3 спостерігається завал ЛАЧХ на -40 дБ/дек ; вплив нуля p_{01} призводить до того, що асимптота ЛАЧХ після точки 4 має завал -20 дБ/дек і перетинає вісь частот в точці В, яка визначає частоту зрізу нескорегованого контуру напруги $\omega_{зр} = 3 \cdot 10^6 \text{ 1/с}$.

ЛАЧХ, що побудована показує, що замкнений контур струму має граничну швидкодію, оскільки при відсутності полюса, що створюється за рахунок паралельного включення C_ϕ і R_H , смуга його пропускання не обмежена. На рисунку 5.6 ЛАЧХ замкнутого контуру струму показана пунктиром. Включення C_ϕ і R_H на виході контуру струму призводить до завалу частотної характеристики на досить високій частоті зрізу $\omega_{зр} = 3 \cdot 10^6 \text{ 1/с}$. Якщо не скорегувати частотну характеристику контуру напруги, то система буде мати високу швидкодію зі значним перерегулюванням. Тому наступне завдання полягає в корекції частотної характеристики контуру напруги з метою забезпечення оптимального співвідношення між часом наростання процесу і перерегулюванням, а також з метою додання системі астатизму першого порядку.

Контур напруги з включеним на його виході фільтром має значну нерційність, тому синтез регулятора здійснюємо методом ЛАЧХ.

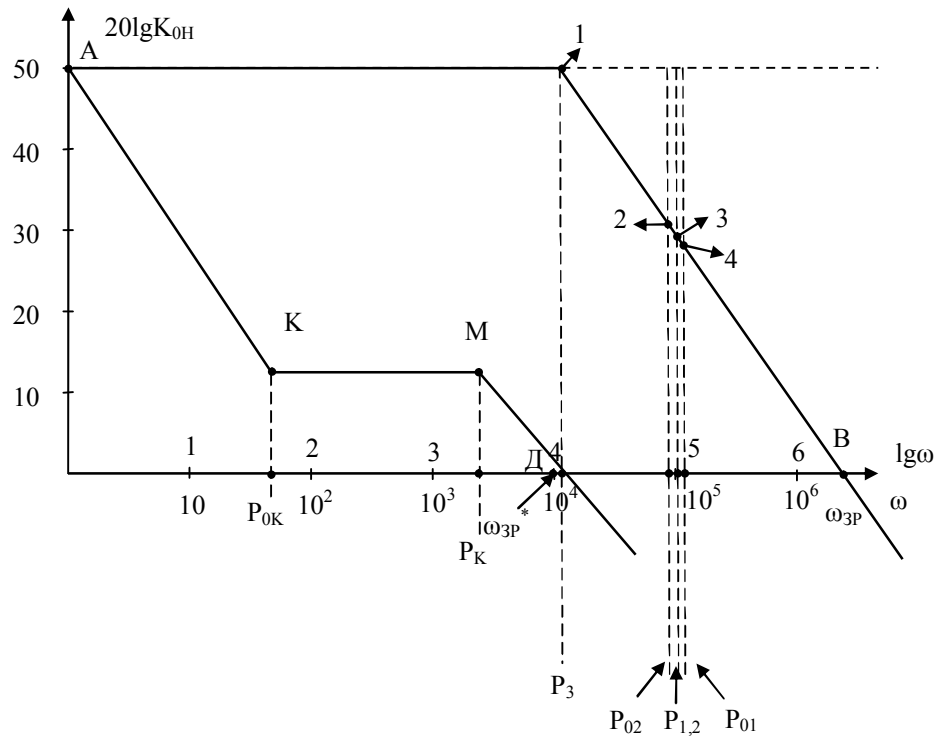


Рисунок 5.6

Прийmemo, що перерегулювання на виході контуру напруги не повинно перевищувати 30%, а час регулювання повинен бути не більше 1 м сек.

Частота зрізу скорегованого контуру напруги

$$\omega_{зр}^* = \omega_{\Pi} \left[1 - \frac{0,5}{P_{\text{МАК}}} (1 - \chi) \right],$$

де ω_{Π} - частота позитивності;

$P_{\text{МАК}}$ - максимальне значення речовинної частотної характеристики;

χ - основний коефіцієнт її нахилу, звичайно він менше 0,8.

З кривих, рисунок 6.2 [9] для прийнятих значень перерегулювання та часу наростання маємо $P_{\text{МАК}} = 1,3$, $t_p = \frac{5\pi}{\omega_{\Pi}}$.

Приймаємо $\chi = 0,6$, тоді

$$\omega_{зр}^* = \omega_{\Pi} \left[1 - \frac{0,5}{1,3} (1 - 0,6) \right].$$

Оскільки $t_p = \frac{5\pi}{\omega_{\Pi}} = 5\pi \cdot 10^3 \frac{1}{\text{с}}$, то частота зрізу скорегованого контуру

напруги $\omega_{зр}^* = 5\pi \cdot 10^3 (1 - 0.153) = 4.2\pi \cdot 10^3 \frac{1}{\text{с}}$ або $f_{зр}^* = \frac{\omega_{зр}^*}{2\pi} \approx 2\text{кГц}$, яка відповідає частоті зрізу, що рекомендується для джерел живлення масового застосування.

Наносимо на вісь частот, рисунок 5.6, логарифм частоти зрізу скорегованої системи $\lg \omega_{зр}^* = \lg 4.25\pi \cdot 10^3 = 4.12$, що відповідає точці Д. будуюмо бажану ЛАЧХ розімкнутого контуру напруги, для чого з точки Д проводимо асимптоту ЛАЧХ з нахилом -20дБ/дек 3 кривих, рисунок 6.5, [9] визначимо запас стійкості по фазі і амплітуді. Відповідно до значення перерегулювання 30%, знаходимо, що запас по амплітуді $L1 = L2 = 15 \text{ дБ}$, запас по фазі 45° .

Для забезпечення астатизму в регуляторі контуру напруги передбачаємо інтегральну (І) складову, для чого з точки А, рисунок 5.6 проводимо асимптоту з нахилом -20дБ/дек , до перетину з лінією, яка паралельна вісі частот і відстає від неї на рівні 15 дБ.

В результаті маємо значення логарифмів корегуючих нуля і полюса: $\lg p_{0K} = 1.7$, $\lg p_K = 3.2$, що відповідає таким сталим часу: $T_{0K} = \frac{1}{\omega_{0K}}$; $T_K = \frac{1}{\omega_K}$.

Де $\omega_{0K} = 6 \cdot 10 \frac{1}{\text{с}}$; $\omega_K = 2 \cdot 10^3 \frac{1}{\text{с}}$.

В результаті отримуємо бажану передатну функцію розімкнутого контуру напруги

$$K_{\text{БН}}(p) = K_{\text{ОН}} \frac{\left[p^2 + p \frac{n}{0.25 T^2 (n-m)} + \frac{m+n}{0.25 T^2 (n-m)} \right] (1 + p T_{0K})}{\left(p^2 + p \frac{1}{0.25 T} + \frac{1}{0.25 T^2} \right) (1 + p C_{\phi} R_H) p T_{0K} (1 + p T_K)}$$

Очевидно, що коригуюча ланка контуру напруги являє собою пропорційно-інтегральний регулятор з аперіодичною ланкою на його виході. Передатна функція корегуючої ланки

$$K_K(p) = \frac{1 + p T_{0K}}{p T_{0K} (1 + p T_K)}$$

З ЛАЧХ, що побудовані бачимо, що корекція частотної характеристики контуру напруги звелася до зміни її виду в межах смуги пропускання, яка обмежена частотою зрізу. За межами цієї частоти ЛАЧХ визначається особливими точками незкорегованого контуру напруги, проте ця обставина помітно не впливає на показники перехідної характеристики, тому що коефіцієнт посилення системи за межами смуги пропускання малий.

5.3 Введення в теорію хаотичних коливань

Результати аналізу та оптимізації систем силової електроніки (розділи 4,5) підтвердили наше уявлення відносно систем автоматичного керування в рамках

встановленої класифікації, яка поділяє їх на лінійні і нелінійні, детерміновані та випадкові-стаціонарні і нестаціонарні. У відповідності зі специфікою систем обирається відповідний метод аналізу. На розглянутих вище прикладах показано, наскільки важкі для аналізу системи силової електроніки, які мають складну нелінійність і дискретність дії з відповідним законом модуляції. Для вирішення задач аналізу і синтезу нами використано метод Z-перетворення за результатами апроксимації процесів імпульсної модуляції "у малому" і "у великому". Використана графоаналітична лінеаризація - для дослідження субгармонічної стійкості, метод Ляпунова— для дослідження абсолютної стійкості.

Разом з тим слід зазначити, що порівняно недавно стало ясно, що процеси в деяких, навіть на перший погляд дуже простих системах, не завжди можна дослідити, користуючись класичною динамікою І. Ньютона, з якої випливають класичні методи аналізу.

Донедавна існувала думка про те, що апроксимація нелінійності дозволяє провести аналіз і оптимізацію системи в загальному вигляді та отримати наближений результат, який надалі можна уточнити чисельними розрахунками. Результати дослідження нелінійних систем, що виконані за останні десятиліття, зародили серйозні сумніви щодо цінності чисельних методів при комп'ютерному моделюванні нелінійних систем. До цього вважалося, що чим більше і могутніше стануть суперкомп'ютери, тим точніше можна буде передбачити поведінку системи. Корінь проблеми тут пов'язаний з тим, що поведінка нелінійної системи значною мірою залежить від початкових умов, в чому ми переконалися, вивчаючи в курсі нелінійної ТАУ метод фазової площини. Проте, в цьому курсі ми не торкалися проблеми хаотичних процесів в нелінійних системах, хоча з курсу фізики та повсякденного життя відомі приклади хаотичного руху, наприклад, турбулентності. Ми часто могли спостерігати як піднімається стовп диму, вихори за судном, знали трохи і про явище флатера в авіації. Турбулентність і причини її появи в рідких і газоподібних середовищах вивчають фахівці відповідних наукових галузей З цієї проблеми накопичено великий теоретичний і практичний матеріал. І виявилось, що підходи до виявлення причин появи турбулентності в рідких і газоподібних середовищах можна застосувати і до дослідження аналогічних явищ в силових напівпровідникових системах.

Фахівці вважають, що нові уявлення про динаміку нелінійних систем стануть такою ж неодмінною частиною їх аналізу, як аналіз, що проведений за допомогою перетворення Фур'є. Справедливості заради треба відзначити, що фахівці електронної техніки постійно стикалися з хаосом, називаючи його шумами і перешкодами, що враховувалося при розробці нових електронних систем, хоча джерело цих процесів не завжди було відоме.

Вперше про існування хаотичних рухів було заявлено французьким математиком, фізиком, філософом Ж.Пуанкаре (1854-1912), який писав: "Іноді невелика різниця в первісному стані викликає велику різницю в остаточному явищі. Невелика похибка в першому викликала б величезну помилку в останньому. Прогноз стає неможливим". В результаті подальших досліджень хаотичних процесів зроблено відкриття внутрішнього порядку, який дозволяє передбачити властивості зашумлених систем. Розуміння цього з'явилося після

того, як була встановлена аналогія хаотичних процесів, що протікають в рідких і газоподібних середовищах, з процесами хаосу в детермінованих нелінійних механічних та електромеханічних системах. З'явилося розуміння того, що при деяких умовах в нелінійних системах з детермінованими параметрами можуть з'явитися випадкові процеси. Для прогнозування і опису цих хаотичних процесів були розроблені нові математичні підходи, які ґрунтуються на розумінні таких категорій як дивний атрактор, відображення Пуанкаре, фрактальна розмірність. При цьому необхідно розуміти, що слова хаотичний і випадковий не є синонімами. Поняття "випадково" відповідає ситуації, коли не відомі можливі реакції, тобто вони можуть виникнути, проте їх характер і момент виникнення є випадковими. Хаотичні ж процеси можуть виникнути в нелінійних детермінованих системах. У відомих літературних джерелах поняття "хаотичний" зазвичай відносять до процесу, який істотно залежить від початкових умов. Причому, для хаотичних процесів характерно те, що вони можуть втрачати інформацію про початкові умови. Міра такої невизначеності $N=N_0e^{ht}$, де показник експоненти h пов'язаний з поняттям ентропії або інакше - з показником Ляпунова. Цей показник визначає міру швидкості розбігання близьких фазових траєкторій системи. Очевидно, що для знаходження цього показника необхідно побудувати фазовий портрет системи.

Як було показано в курсі ТАУ, фазовий портрет нелінійної системи (зазвичай другого порядку) можна побудувати методом фазової площини. З фазового портрету можна оцінити параметри часових характеристик, запас стійкості. Зазвичай побудова фазового портрету виконується методом ізоклін, які для лінійних систем являють собою прямі лінії, а для нелінійних - криві.

Знаючи рівняння ізоклін, можна побудувати фазовий портрет відповідної системи для заданої сукупності початкових умов. Вид фазового портрету залежить від характеру коренів характеристичного рівняння системи, що визначає особливості у формі і розташуванні фазових траєкторій.

Такими особливостями є центр, фокус, вузол, сідло, а також сепаратриса і граничний цикл. Значна частина цих топологічних особливостей пов'язана з існуванням особливих точок, в яких нахил фазових траєкторій є невизначеним.

Наприклад, рівняння ізокліни для лінійної системи має вигляд

$$\frac{dy}{dx} = \frac{-ay - bx}{y}.$$

Якщо $x=0$, $y=0$, то $\frac{dy}{dx} = \frac{0}{0}$, що є невизначеністю. Те ж саме можна отримати і

для нелінійної системи. В обох цих випадках початок координат є особливою точкою, тобто центром. Наявність центру має місце, якщо обидва кореня характеристичного рівняння чисто уявні числа.

Якщо коріння характеристичного рівняння речовинні і мають однакові знаки, то особлива точка є вузлом. Для обох негативних коренів процес стійкий, для позитивних - нестійкий. Якщо ж обидва кореня речовинні і мають різні знаки, то особлива точка є сідлом.

У разі комплексно сполучених коренів особлива точка є фокусом. Якщо дійсна частина коренів негативна, то фокус стійкий; якщо ж позитивна, то фокус нестійкий. У всіх випадках термін стійкий означає, що при $t \rightarrow \infty$ фазова траєкторія сходиться в особливу точку, а термін нестійкий - що траєкторія віддаляється від особливої точки. Ретельне дослідження фазового портрета в околицях особливих точок допомагає пояснити особливості, які спостерігаються при роботі системи.

Характер особливих точок визначає характер процесів в системі, інакше динамічний рух, який може бути рівноважним, періодичним, квазіперіодичним, або ж з граничним циклом. Це класичні типи динамічного руху, які називаються інакше аттракторами. На відміну від них в нелінійній системі може існувати інший тип динамічного руху, який називається дивним аттрактором. Це хаотичні рухи, які непередбачувані, якщо існує хоча б незначна невизначеність в початкових умовах.

Класичним аттрактором, як показано, відповідають класичні геометричні побудови: рівноважний стан характеризується точкою, граничний цикл - замкнутою кривою у фазовому просторі, квазіперіодичному руху відповідає замкнена поверхня в тривимірному фазовому просторі.

Дивний аттрактор не виливається в уявлення класичної геометрії. Він пов'язаний з новими геометричними поняттями, які зветься фрактальними множинами. У тривимірному фазовому просторі фрактальна безліч дивного аттрактора являє собою набір нескінченної множини шарів або паралельних площин, відстань між якими може бути нескінченно малою.

У назві "дивний аттрактор" підкреслюється незвичність геометричної структури, за якою рухається траєкторія у фазовому просторі. Невизначеність або міра хаотичності цього руху оцінюється показником Ляпунова.

Нові знання про хаотичний рух в нелінійних системах дозволяють говорити про те, що в динаміці намітився революційний прорив, який дозволяє говорити про новий етап її розвитку.

Умови появи хаотичних коливань. Хаотичні коливання можуть з'явитися, лише в нелінійній системі. У силовій електроніці нелінійність обумовлена наявністю електромагнітних елементів, силових напівпровідникових приладів.

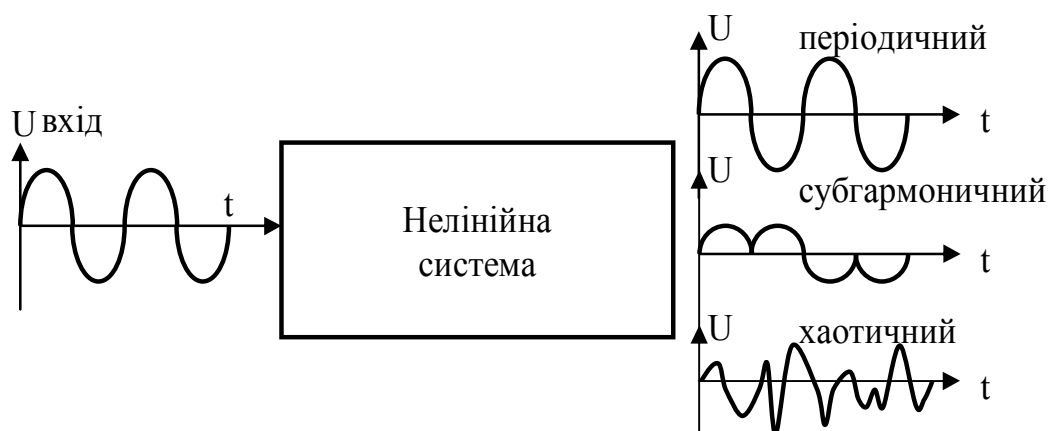


Рисунок 5.7

Сигнал на виході нелінійної системи, рисунок 5.7, у своєму складі може містити суму гармонійних (періодичних) складових, субгармонічних частот і хаотичні процеси.

Наявність хаотичних коливань в процесі експерименту можна встановити, спостерігаючи залежність амплітуди сигналу від часу на екрані осцилографу. Однак, при більшому періоді коливань цей тест може виявитися ненадійним.

Характерним прикладом хаотичних коливань є поява на виході системи широкого спектру частот, коли на вході присутній гармонічний сигнал. Дуже часто передвісником хаосу є поява в частотному спектрі субгармонік ω_0/n , де ω_0 - частота вхідного сигналу. Крім частоти ω_0/n можуть з'явитися гармоніки на частотах $m \omega_0/n$ ($n=1,2,3,\dots$).

Відображення Пуанкаре. Зазвичай відображенням при математичному дослідженні систем називають результат тимчасової вибірки даних $[x(t_1), x(t_2), \dots, x(t_n), \dots, x(t_N)]$. Якщо процес детермінований, то останнє значення x_{n+1} можна знайти по його передостанньому значенню x_n . Цю залежність відображає різничні рівняння. Припустимо ми досліджуємо фазову траєкторію деякого процесу $\dot{x} = f(x)$. Якщо рух хаотичний, то ця траєкторія буде заповнювати деяку область фазового простору. Якщо ми будемо фіксувати окремі точки цієї траєкторії, то вона буде представлена послідовністю точок на фазовій площині. Якщо моменти вибірки t_n підкоряються певному правилу, то це відображення називають відображенням Пуанкаре.

Біфуркаційні діаграми. Дослідження передхаотичних і післяхаотичних станів динамічної системи при варіації її параметрів проводять на основі біфуркаційних діаграм. Ці діаграми відображають залежність деякого показника динамічного процесу (наприклад, амплітуди помилки) від деякого параметра системи - від коефіцієнта загасання або ж від величини збуджуючого впливу. Якщо вибірка даних виконана на основі відображення Пуанкаре, то на діаграмі можна помітити точки подвоєння періоду і субгармонійних біфуркацій.

Показники Ляпунова і фрактальна розмірність. Для кількісної оцінки хаосу існує два критерії: показник Ляпунова і фрактальна розмірність. Хаос в динаміці означає чутливість динамічного процесу до змін початкових умов. Якщо набір початкових умов представити у вигляді заповненої сфери радіусу ϵ , то траєкторії хаотичного руху, що починаються в цій сфері, спроектують її на еліпсоїд, велика вісь якою росте як $d = \epsilon e^{\lambda t}$, де $\lambda > 0$ відомо як показник Ляпунова. Вимірювання показника Ляпунова вимагає обробки даних на комп'ютері. За допомогою показника Ляпунова перевіряється чутливість системи до варіацій початкових умов. Ідея такої перевірки полягає в тому, щоб виділити у фазовому просторі невелику кулю, у якій зосереджені початкові точки траєкторій, і простежити за її деформацією в еліпсоїд в ході динамічної еволюції системи.

Якщо максимальний розмір еліпсоїда - d , а d_0 - початковий розмір сфери початкових умов, то суть показника Ляпунова визначає співвідношення $d = d_0 2^{\lambda(t-t_0)}$. Поки ще не існує приладів, електронних, або будь-яких інших, які давали б на виході сигнал, який пропорційний фрактальній розмірності, хоча в майбутньому такий прилад, напевно, буде створений. А поки що і в чисельних і

фізичних експериментах фрактальну розмірність і показники Ляпунова знаходять, дискретизуючі сигнали послідовністю рівновіддалених (за часом) точок і обробляючи отримані дані на комп'ютері за результатами тимчасової дискретизації змінних у фазовому просторі. На закінчення можна відзначити, що хаотична динаміка систем силової електроніки знаходиться на початковому етапі свого розвитку. Існують і певні сумніви у деякій частині фахівців про практичну доцільність досліджень в цій області. Наприклад, провісником хаосу в вентильних системах є поява в ній субгармонік. Цієї проблеми в динаміці систем силової електроніки приділяється велика увага; розроблені методи дозволяють прогнозувати появу таких режимів в залежності від коефіцієнта посилення системи. Це дозволяє скептикам говорити про те, що раз ми проектуємо систему, яка повинна бути стійкою до субгармонік, значить апріорі в ній не повинні виникати хаотичні процеси. Насправді ж усе тут набагато складніше, тому що методи, на основі яких розраховуються критерії субгармонійної стійкості є результатом певної ідеалізації. Вони не передбачають врахування впливу характеру збурень на коефіцієнт посилення системи, а також впливу різноманіття можливих початкових умов на якість динамічних процесів. Тому слід визнати, що вентильні системи, як суттєво нелінійні, не є вільними від хаосу, незважаючи на відомі досягнення в області визначення меж їх субгармонійної стійкості. Поява хаосу в вентильній системі вплине на її точність і на спектральний склад споживаного від мережі струму. Все це підтверджує практичну доцільність розвитку хаотичної динаміки систем перетворювальної техніки. До теперішнього часу в цій області, на жаль, ще мало досягнень. Відомі роботи, обмежуються дослідженнями хаосу лише в імпульсних системах другого порядку. Проблема хаосу в вентильних системах знаходиться на початковому етапі свого вирішення. Все ще попереду...

5.4 Питання до самоконтролю

1. Чому в системах з амплітудно-імпульсною модуляцією можна реалізувати перехідні процеси за кінцеве число періодів перемикання і в яких випадках цю можливість можна поширити на системи з ШІМ?
2. В яких системах з АІМ процеси кінцевої тривалості не можуть бути реалізовані?
3. Чому при оптимізації по швидкодії контуру струму імпульсних систем підлеглого регулювання необхідно враховувати його дискретність дії?
4. В яких випадках зовнішній контур імпульсного стабілізатора напруги можна оптимізувати по швидкодії методом логарифмічних амплітудно-частотних характеристик?
5. Як встановити безперервний аналог дискретної ланки?

6. Які параметри стабілізатора впливають на величину перерегулювання ?
7. В чому полягає сенс корекції частотної характеристики стабілізатора?
8. Особливі точки системи-атрактори. Поняття дивного аттрактора.
9. Що є причиною появи хаотичних коливань у стабілізаторі?
10. Відображення Пуанкаре. Біфуркаційні діаграми.

Література

1. Булгаков А.А. Исследование квазинепрерывных систем. – М.: Наука, 1973. – 101 с.
2. Белов Г.А. Динамика импульсных преобразователей. – Чебоксары: изд-во Чувашского университета, 2001. – 528 с.
3. Волков И.В., Чиженко А.И. Вентильные источники реактивной мощности и регуляторы переменного напряжения. – Киев: ИЭД НАНУ, 1994. – 168 с.
4. Динамика вентильного электропривода постоянного тока, под ред. А.Д.Поздеева. – М.: Энергия, 1975. – 233 с.
5. Денисов Ю.А. Стабилизаторы постоянного напряжения с широтно-импульсными и частотно-импульсными квазирезонансными преобразователями. Киев: ИЭД НАНУ, 2001. – 147 с.
6. Денисов А.И., Зволинский В.М., Руденко Ю.В. Вентильные преобразователи в системах точной стабилизации. Киев: Наукова думка, 1995. – 249 с.
7. Долбня В.Т. Методы анализа электронных схем помощи графов. Харьков: ХПИ, 1983. – 90 с.
8. Замкнутые системы преобразования электрической энергии. Под ред. В.Я. Жуйкова. – Киев: Техника, Братислава: Альфа, 1989. – 320 с.
9. Зайцев Г.Ф. Теория автоматического управления и регулирования. Киев: Высшая школа, 1975. – 422 с.
10. Руденко В.С., Жуйков В.Я., Коротеев И.Е. Расчет устройств преобразовательной техники. Киев: Техника, 1980. – 136 с.
11. ТИИЭР. Тематический выпуск. Энергетическая электроника. Под ред. В.А.Лабунцова. 1988, №4. – с. 83-97.
12. Мун Ф. Хаотические колебания. Вводный курс для научных работников и инженеров. М.: Мир, 1990. – 310 с.
13. Поздеев А.Д., Донской Н.В., Влияние неполной управляемости вентилей преобразователей на устойчивость замкнутых систем. – Электричество, 1972, №3, с. 36-42.
14. Цыпкин Я.З. Теория линейных импульсных систем. М.: Физматгиз, 1963. – 968 с.
15. Чети П. проектирование ключевых источников электропитания. М.: Энергоатомиздат, 1990. – 238 с.
16. Шидловский А.К., Федий В.С. Частотно-регулируемые источники реактивной мощности. К.: Наукова думка, 1987. – 304 с.
17. Шіпилло В.П. Автоматизированный вентильный электропривод. М.: Энергия, 1960. – 400 с.

Додаток А

Приклад розрахунку статичних характеристик перетворювача

Розглянемо режими роботи перетворювача, які пов'язані з зарядом ємності контуру C_k .

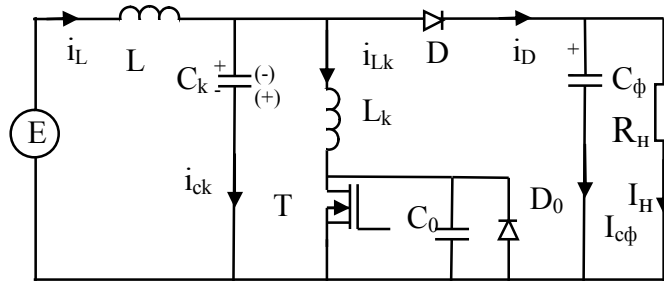


Рисунок А.1

Оберемо довільний n -ий період перемикання, початок якого співпадає з моментом вмикання транзистора T . З цього моменту часу конденсатор фільтра C_ϕ буде частково розряджатись на навантаження, а конденсатор C_k – перезаряджається через контур дроселя L_k і відкритий транзистор T . Ці процеси протікають на першому комутаційному інтервалі, для якого справедлива еквівалентна схема, рисунок А.2, де транзистор T вважається ідеальним ключем.

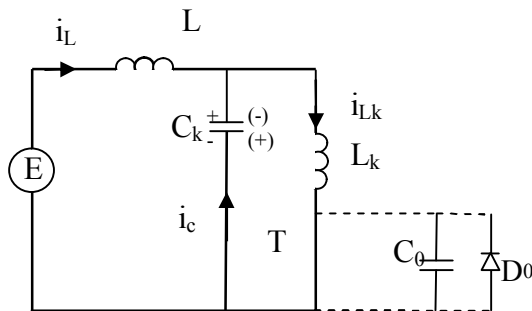


Рисунок А.2

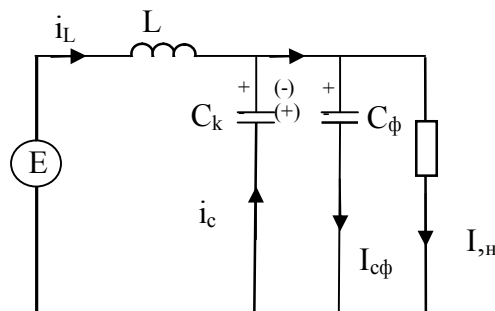


Рисунок А.3

Для першого комутаційного інтервалу справедливі наступні початкові умови: $i_L(nT)$ — струм вхідного дроселя, струм дроселя контуру $i_{LK}(nT)=0$,
напруга на конденсаторі контуру $u_{CK}(nT)=u_H(nT)$,
 $i_H(nT)=i_L(nT)$, так як $i_H(t) \gg i_{cф}(t)$.

Враховуючи це маємо наступні рівняння для першого комутаційного інтервалу:

$$\frac{E}{p} = pLi_L(p) - Li_L(nT) + pL_K i_{LK}(p) \quad , \quad (A.1)$$

$$\frac{u_{CK}(nT)}{p} - \frac{i_{CK}(p)}{pC_K} = pLi_{LK}(p) \quad , \quad (A.2)$$

$$i_{LK}(p) = i_L(p) + i_{CK}(p) \quad . \quad (A.3)$$

З (A.2) і (A.3) отримуємо

$$i_{LK}(p) = \frac{i_L(p) + C_K u_{CK}(nT)}{1 + p^2 L_K C_K} .$$

Підставляючи отримане значення $i_{LK}(p)$ в (A.1) маємо

$$i_L(p) = \frac{E(1 + p^2 L_K C_K) + pLi_L(nT)(1 + p^2 L_K C_K) - p^2 L_K C_K R_i i_L(nT)}{p^2 L(1 + p^2 L_K C_K) + p^2 L_K} .$$

В результаті отримаємо оригінал струму вхідного дроселя на першому комутаційному інтервалі

$$i_L(t) = \frac{E}{L}(t - nT) + i_L(nT) - \frac{i_L(nT)R_i}{\omega_K L} \sin(\omega_K(t - nT)) \quad , \quad (A.4)$$

$$nT \leq t \leq nT + \Delta t_1 ,$$

Де $\omega_K = \frac{1}{\sqrt{L_K C_K}}$ - частота перезаряду конденсатора C_K через дросель L_K . Час

перезаряду $\Delta t_1 = \frac{\pi}{\omega_K}$.

Напруга на конденсаторі C_K на інтервалі перезаряду

$$u_{CK}(t) = E - L \frac{di_L}{dt}.$$

Враховуючи (А.4) маємо

$$u_{CK}(t) = R_H i_L(nT) \cos(\omega_K(t - nT)),$$

$$nT \leq t \leq nT + \Delta t_1.$$

В момент $t = nT + \Delta t_1$ перезаряд конденсатора закінчується і

$$u_{CK}(nT + \Delta t_1) = -i_L(nT)R_H.$$

Струм конденсатора C_K на інтервалі перезаряду

$$i_{CK}(t) = C_K \frac{du_{CK}(t)}{dt} = -C_K R_H i_L(nT) \omega_K \sin(\omega_K(t - nT)),$$

$$nT \leq t \leq nT + \Delta t_1.$$

Тому в момент $t = nT + \Delta t_1$ струм перезаряду конденсатора $i_{CK}(nT + \Delta t_1) = 0$.

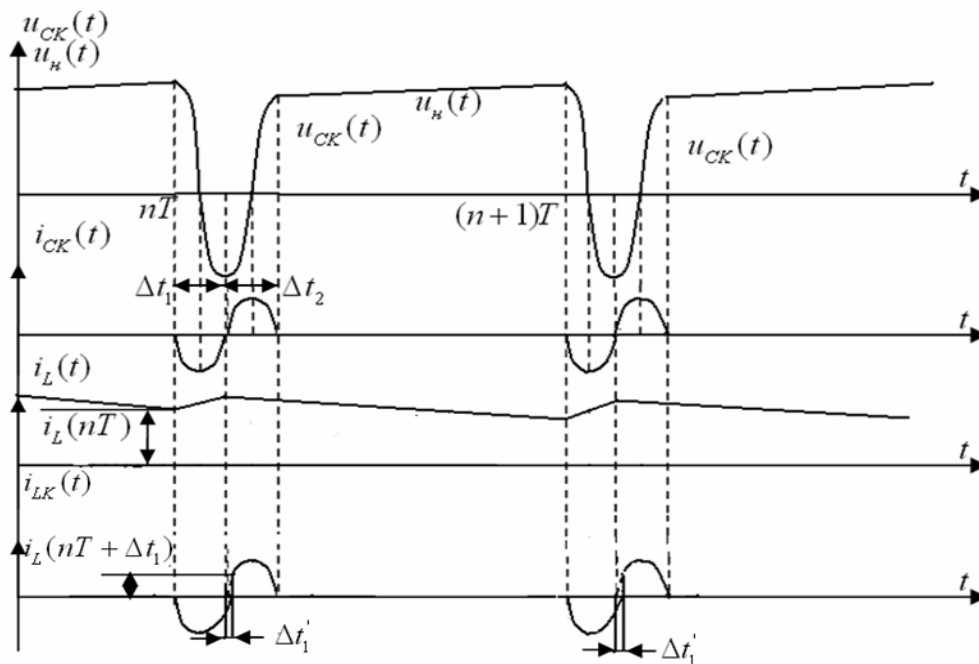


Рисунок А.4

Струм дроселя

$$i_{LK}(nT + \Delta t_1) = i_{CK}(nT + \Delta t_1) + i_L(nT + \Delta t_1) =$$

$$= \frac{E}{L} \Delta t_1 + i_L(nT) - \frac{i_L(nT)R_H}{\omega_K L} \sin(\omega_K \Delta t_1).$$

Так як $\omega_K \Delta t_1 = \pi$, то

$$i_{LK}(nT + \Delta t_1) = \frac{E}{L} \Delta t_1 + i_L(nT).$$

Очевидно, що в момент часу $t = nT + \Delta t_1$ відсутні умови для запирання транзистора при нульовому струмі. В цей момент транзистор потрапляє під зворотну напругу, починається процес зниження струму стоку за рахунок зустрічного струму перезаряду конденсатора C_K . Знайдемо умову, при якій струм транзистора стане нульовим. Розглянемо інтервал перезаряду конденсатора C_K через зворотній діод D_0 враховуючи те, що на початку цього процесу струм дроселя контуру

$$i_{LK}(nT + \Delta t_1) = \frac{E}{L} \Delta t_1 + i_L(nT).$$

Для цього інтервалу справедливе рівняння

$$\frac{E}{p} = pLi_L(p) - Li_L(nT + \Delta t_1) + i_{LK}(p) - L_K i_{LK}(nT + \Delta t_1),$$

де $i_L(p) = i_{CK}(p) + i_{LK}(p)$, $i_{CK}(p) = p^2 L_K C_K i_{LK}(p)$.

враховуючи це, отримаємо, що

$$i_{LK}(p) = \frac{E + pLi_L(nT + \Delta t_1) + pL_K i_{LK}(nT + \Delta t_1)}{p^2 L(p^2 C_K L + 1 + \frac{L_K}{L})}.$$

Оскільки $L \gg L_K$, то остаточно маємо

$$i_{LK}(p) = \frac{E + pLi_L(nT + \Delta t_1) + pL_K i_{LK}(nT + \Delta t_1)}{p^2 L(p^2 + \omega_L)} \omega_L,$$

де $\omega_L = \frac{1}{\sqrt{LC_K}}$.

Оригінал струму дроселя контуру

$$i_{LK}(t) = \frac{E}{L\omega_L} [\omega_L \Delta t_1' - \sin(\omega_L(t - nT - \Delta t_1))] + \left[i_L(nT + \Delta t_1) + \frac{L_K}{L} i_{LK}(nT + \Delta t_1) \right] * [1 - \cos(\omega_L(t - nT - \Delta t_1))] ,$$

$$nT + \Delta t_1 \leq t \leq nT + \Delta t_1 + \Delta t_1' ,$$

де $\Delta t_1'$ - час за який направлення струмів дроселя і конденсатора протилежні. В момент часу $t = nT + \Delta t_1 + \Delta t_1'$ струм дроселя контуру $i_{LK}(nT + \Delta t_1 + \Delta t_1') = 0$, тобто

$$\frac{E}{\omega_L L} (\omega_L \Delta t_1' - \sin(\omega_L \Delta t_1')) + \left[i_L(nT + \Delta t_1) + \frac{L_K}{L} i_{LK}(nT + \Delta t_1) \right] * [1 - \cos(\omega_L \Delta t_1')] = 0. \quad (A.5)$$

Після цього струм дроселя $i_{LK}(t)$ дорівнює струму конденсатора $i_{CK}(t)$.

Якщо вирішити отримане трансцендентне рівняння, то можна знайти час $\Delta t_1'$ на протязі якого струм дроселя контуру досягне нульового значення.

З (A.5) видно, що $i_{LK}(nT + \Delta t_1 + \Delta t_1') = 0$, якщо $\sin(\omega_L \Delta t_1') = \omega_L \Delta t_1'$ і $\cos(\omega_L \Delta t_1') = 1$, що можливо, коли $\omega_L \Delta t_1' \rightarrow 0$.

Враховуючи це можна знехтувати інтервалом $\Delta t_1'$ і вважати, що подальший перезаряд конденсатора C_K здійснюється через джерело живлення, дроселі L, L_K і зворотний діод D_0 . Цей висновок підтверджено експериментально.

В кінці першого комутаційного інтервалу, як показано вище, $u_{CK}(nT + \Delta t_1) = -R_n i_L(nT)$, що є початковою умовою для чергового перезаряду конденсатора, який характеризується рівнянням

$$\frac{u_{CK}(nT + \Delta t_1)}{p} + \frac{i_{CK}(p)}{pC_K} + i_{LK}(p)pL_K = 0 \quad (A.6).$$

Перезаряд конденсатора C_K відбувається через зворотний діод закритого транзистора, а також через джерело живлення дроселі L, L_K . Для цього процесу справедливе рівняння

$$\frac{E}{p} + \frac{u_{CK}(nT + \Delta t_1)}{p} = pLi_L(p) - Li_L(nT + \Delta t_1) + \frac{i_{CK}(p)}{pC_K} \quad (A.7),$$

$$\text{де } i_{LK}(p) = i_{CK}(p) - i_L(p) \quad (\text{A.8}).$$

З (A.7) маємо

$$i_L(p) = \frac{C_K(E + i_L(nT)R_H) + pLC_K i_L(nT + \Delta t_1) - i_{CK}(p)}{p^2 LC_K}.$$

Враховуючи (A.6), (A.8) отримуємо

$$i_{CK}(p) = \frac{i_L(nT)R_H LC_K + L_K C_K (E + i_L(nT)R_H) + pL L_K C_K i_L(nT + \Delta t_1)}{L(p^2 + \omega_K^2)} \omega_K^2,$$

$$\text{де } \omega_K = \frac{1}{\sqrt{L_K C_K}}.$$

Оригінал струму перезаряду конденсатора

$$i_{CK}(t) = \omega_K C_K \left[i_L(nT)R_i \left(1 + \frac{L_K}{L}\right) + \frac{L_K}{L} E \right] * \sin(\omega_K(t - nT - \Delta t_1)) + i_L(nT + \Delta t_1) \cos(\omega_K(t - nT - \Delta t_1)),$$

$$nT + \Delta t_1 \leq t \leq nT + \Delta t_1 + \Delta t_2.$$

Якщо врахувати, що $L \gg L_K$, то

$$i_{CK}(t) = \omega_K C_K [i_L(nT)R_i] \sin(\omega_K(t - nT - \Delta t_1)) + i_L(nT + \Delta t_1) \cos(\omega_K(t - nT - \Delta t_1)) \quad (\text{A.9}),$$

$$nT + \Delta t_1 \leq t \leq nT + \Delta t_1 + \Delta t_2.$$

Напруга на конденсаторі

$$u_{CK}(t) = \frac{1}{C_K} \int i_{CK} dt.$$

Враховуючи (1.9) маємо

$$u_{CK}(t) = -i_L(nT)R_i \cos(\omega_K(t - nT - \Delta t_1)) + i_L(nT + \Delta t_1) * \sin(\omega_K(t - nT - \Delta t_1)),$$

$$nT + \Delta t_1 \leq t \leq nT + \Delta t_1 + \Delta t_2.$$

В момент часу $t = nT + \Delta t_1 + \Delta t_2$ напруга

$$u_{CK}(nT + \Delta t_1 + \Delta t_2) = -i_L(nT)R_i \cos(\omega_K \Delta t_2) + i_L(nT + \Delta t_1) \sin(\omega_K \Delta t_2).$$

На початку періоду комутації, коли $t = nT$,

$$u_{CK}(nT) = u_H(nT).$$

В кінці активного інтервалу умовою відкриття діода D буде

$$u_{CK}(nT + \Delta t_1 + \Delta t_2) \geq u_H(nT + \Delta t_1 + \Delta t_2),$$

$$\text{де } u_n(nT + \Delta t_1 + \Delta t_2) = u_n(nT)e^{\frac{\Delta t_1 + \Delta t_2}{R_n C_\phi}}$$

Для того, щоб точно визначити тривалість інтервалу Δt_2 , необхідно вирішити наступне трансцендентне рівняння

$$-i_L(nT)R_n \cos(\omega_K \Delta t_2) + i_L(nT + \Delta t_1) * \sin(\omega_K \Delta t_2) = u_n(nT)e^{\frac{\Delta t_1 + \Delta t_2}{R_n C_\phi}},$$

$$\text{де } u_n(nT) = i_L(nT)R_n.$$

Це рівняння має два невідомих— струм $i_L(nT)$ і інтервал Δt_2 , тому можна отримати лише його наближене рішення. Якщо врахувати, що ємність фільтра порядку декількох сотень мікро фарад, опір навантаження одиниці-десятки и більше ом, а $\Delta t_1 + \Delta t_2$ одиниці мкс, то без помітної похибки можна вважати, що

$e^{\frac{\Delta t_1 + \Delta t_2}{R_n C_\phi}} \rightarrow 1$ і тоді умовою вмикання діода D буде закінчення перезаряду

конденсатора C_K . При цій умові $\Delta t_2 = \frac{\pi}{\omega_K}$, так як при досягненні напругою на

конденсаторі C_K величини напруги на навантаженні відкривається діод D і електромагнітна енергія, що запасена в дроселі L , починає передаватися в навантаження.

При цьому тривалість активного інтервалу $\Delta t = \Delta t_1 + \Delta t_2$ буде дорівнювати періоду коливань контуру $T_K = \frac{2\pi}{\omega_K}$. Цей час обмежує граничну частоту комутації

КРП-ПНС.

Відкривання діода D відповідає початку третього комутаційного інтервалу, еквівалентна схема, рисунок А.3, для якої справедливі наступні рівняння:

$$\frac{E}{p} = pLi_L(p) - Li_L(nT + \Delta t) + i_n(p)R_n \quad (\text{A.10})$$

$$i_n(p) = i_D(p) - i_{c\phi}(p), \quad (\text{A.11})$$

$$i_D(p) = i_L(p) + i_{CK}(p), \quad (\text{A.12})$$

$$\text{де } i_{CK}(p) = C_K \frac{du_{CK}}{dt} = 0$$

Оскільки ємність конденсатора C_K зазвичай не перевищує десятків нано фарад, а $\frac{du_{CK}}{dt} = \frac{du_n}{dt} \approx 0$, то можна вважати, що $i_D(p) = i_L(p)$, тому $i_n(p) = i_L(p) - i_{c\phi}(p)$.

Врахуємо, що

$$\frac{i_{c\phi}(p)}{pC_\phi} + \frac{u_n(nT + \Delta t)}{p} = i_n(p)R_n,$$

звідки маємо

$$i_{c\phi}(p) = pC_\phi R_n i_n(p) + C_\phi u_n(nT + \Delta t).$$

В результаті

$$i_n(p) = \frac{i_L(p) + C_\phi u_n(nT + \Delta t)}{1 + pC_\phi R_n}, \quad (A.13)$$

де $u_n(nT + \Delta t) = i_L(nT)R_n$.

Враховуючи (A.10)-(A.13) отримуємо

$$i_L(p) = \frac{(1 + pC_\phi R_n)[E + pLi_L(nT + \Delta t)] - pC_\phi R_n u_n(nT + \Delta t)}{pR_n(p^2 + 2\xi\omega_n p + \omega_n^2)} \omega_n^2, \quad (A.14)$$

де $\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC_\phi}}$, $\xi = \frac{\rho_n}{2R_n}$, $\rho_n = \sqrt{\frac{L}{C_\phi}}$.

Корені характеристичного рівняння:

$$p_1 = 0, p_{2,3} = -\xi\omega_i \pm j\omega_i \sqrt{1 - \xi^2}.$$

Якщо $\xi > 1$, то корені будуть дійсними числами:

$$p_1 = 0, p_{2,3} = -\xi\omega_i \pm \omega_i \sqrt{\xi^2 - 1}.$$

У випадку дійсних коренів оригінал струму дроселя

$$i_L(t) = \frac{E}{R_i} + A_1 e^{p_1(t-nT-\Delta t)} + A_2 e^{p_2(t-nT-\Delta t)},$$

$$nT + \Delta t \leq t \leq nT + T.$$

де $A_1 = \frac{a_1 + b_1 i_L(nT)}{R_n p_2 (p_2 - p_3)} \omega_n^2$, $A_2 = \frac{a_2 + b_2 i_L(nT)}{R_n p_3 (p_3 - p_2)} \omega_n^2$,

$$\begin{aligned} a_1 &= E(1 + p_2 \Delta t_1 + p_2 R_i C_\delta + p_2^2 R_i C_\delta \Delta t_1), \\ a_2 &= E(1 + p_3 \Delta t_1 + p_3 R_i C_\delta + p_3^2 R_i C_\delta \Delta t_1), \\ b_1 &= p_2(L + p_2 L R_i C_\delta - R_i^2 C_\delta), \\ b_2 &= p_3(L + p_3 L R_i C_\delta - R_i^2 C_\delta). \end{aligned}$$

Оскільки індуктивність вхідного дроселя складає зазвичай сотні мікро генрі, то вже при опорі навантаження одиниць ом коефіцієнт згасання буде мати другий порядок меншості. Це свідчить про те, що режим роботи при $\xi \rightarrow 0$ є найбільш вірогідним. Аперіодичний режим роботи можливий, якщо опір навантаження не перевищує долів ома, він менш вірогідний, ніж коливальний режим.

Рішення різницевого рівняння.

Якщо в (А.14) підставити $t = nT + T$ і перейти до відносного часу $\bar{t} = \frac{t}{T}$, то отримаємо наступне різницеве рівняння

$i_L(n+1) - F_1 i_L(n) = F_2$, де для $\xi \rightarrow 0$ значення:

$$F_1 = \frac{1}{R_n} \left[\left(L - \frac{R^2 C_\phi \bar{\omega}_n}{T} \right) \sin(\bar{\omega}_n(1-\gamma)) + R_n \cos(\bar{\omega}_n(1-\gamma)) \right]; \quad (\text{A.16})$$

$$F_2 = \frac{E}{R_i} \left[1 + \bar{\omega}_i \left(\frac{R_i C_\delta}{T} - \Delta\gamma_1 \right) \sin(\bar{\omega}_i(1-\gamma)) - \left(1 - \frac{R_i C_\delta}{T} \Delta\gamma_1 \bar{\omega}_i^2 \right) \cos(\bar{\omega}_i(1-\gamma)) \right]; \quad (\text{A.17})$$

$$\gamma = \frac{\Delta t}{T}, \gamma_1 = \frac{\Delta t_1}{T}, \bar{\omega}_n = \omega_n T$$

Отримане різницеве рівняння буде мати стійкий розв'язок, якщо $F_1 < 1$.

Якщо режим роботи аперіодичний, то різницеве рівняння буде мати аналогічний вид, але значення многочленів F будуть іншими, а саме:

$$F_{1A} = \frac{p_3 b_1 e^{\bar{p}_2(1-\gamma)} - p_2 b_2 e^{\bar{p}_3(1-\gamma)}}{2R_n \omega_n \sqrt{\xi^2 - 1}}; \quad (\text{A.18})$$

$$F_{2A} = \frac{p_3 a_3 e^{\bar{p}_2(1-\gamma)} - p_2 a_2 e^{\bar{p}_3(1-\gamma)}}{2R_n \omega_n \sqrt{\xi^2 - 1}} + \frac{E}{R_n} \quad (\text{A.19}),$$

де $\bar{p}_2 = \frac{p_2}{T}, \bar{p}_3 = \frac{p_3}{T}$ Піддаючи (А.15) z-перетворенню, отримуємо

$$I_L(z)z - F_1 I(z) = \frac{F_2 z}{z-1},$$

звідки $I_L(z) = \frac{F_2 z}{(z-1)(z-F_1)}$.

Відповідно з формулою звернення оригінал струму вхідного дроселя

$$i_L(n) = \frac{1}{2\pi j} \oint \frac{F_2 z z^{n-1}}{(z-1)(z-F_1)} dz$$

Він дорівнює сумі доповнень підінтегральної функції, яка має два полюси:

$$z_1 = 1, z_2 = F_1.$$

В результаті отримуємо, що $i_L(n) = \frac{F_2}{1-F_1} (1-F_1^n)$.

Оскільки $F_1 < 1$, то при $n \rightarrow \infty$ отримуємо значення вхідного струму дроселя, що встановилось

$$i_L(n) = \frac{F_2}{1-F_1}.$$

Таким чином, в результаті аналізу комутаційних процесів знайдено струм вхідного дроселя в моменти включення силового транзистора $i_L(n)$ і силового діода $i_L(n + \Delta\gamma_1) = \frac{TE}{L} \Delta\gamma_1 + i_L(n)$, що дозволяє отримати зовнішню, $u_i = f(R_i)$; регульовальну, $u_n = f(\gamma)$, характеристики, також залежність коефіцієнту пульсацій вхідного струму від шпаруватості

$$K_{IT} = f(\gamma),$$

де $K_{IT} = \frac{ET\gamma_1}{Li_L(n)}$, $\gamma_1 = 2\gamma$.

На рисунку А.5 наведені зовнішні характеристики паралельного КРП-ПНС для наступних частот комутації: 250 кГц (криві 1, 2); 100 кГц (криві 3, 4); 71 кГц (криві 5, 6).

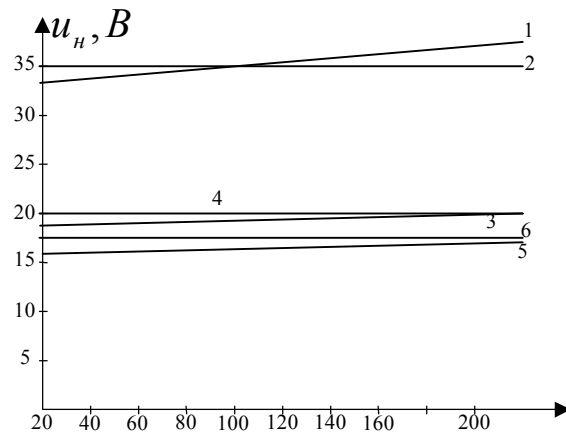


Рисунок А.5

Непарні криві отримані експериментально, а парні — в результаті розрахунку.

На рисунку А.6 представлені регулювальні характеристики (1— експериментальна, 2—теоретична), отримані для $R_n = 40 \text{ Ом}$, також залежність коефіцієнта пульсацій вхідного струму від шпаруватості, крива 3.

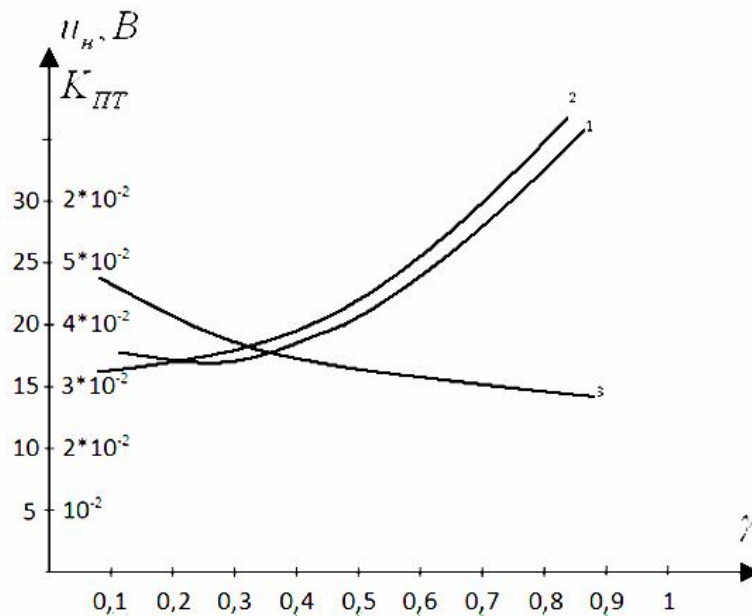


Рисунок А.6

Отримані результати відповідають

наступним значенням комплектуючих елементів схеми КРП-ПНС:

$$L = 1\text{мГн}, L_K = 5,2\text{мкГн}, C_K = 27\text{нФ}, C_\phi = 100\text{мкФ}, E = 15\text{В}.$$

Висновки за результатами розрахунку:

Експериментальні дослідження показали, що з ростом навантаження і частоти комутації підсилюється вплив паразитної ємності діода D на резонансну частоту контуру, що призводить до порушення умов перемикання силового транзистора при нульовому струмі. Так, наприклад, на частоті 250 кГц при $R_n = 200\text{Ом}$ и $R_n = 40\text{Ом}$ період коливань в резонансному контурі відрізняється на 0,8 мкс. Для збереження умов перемикання при нульовому струмі система управління транзистором повинна мати в своєму складі схему контролю нуля струму [3]. Зниження впливу паразитної ємності діода на резонансну частоту контуру можна добитися, якщо конденсатор контуру включити паралельно з діодом, але при цьому зменшиться діапазон регулювання. У висновку можна відмітити, що реалізація ККП на основі паралельного КРП-ПНС дозволяє отримати дві важливих переваги порівняно зі звичайним паралельним ПП: забезпечення мінімальних пульсацій вхідного струму і максимального ККД на високих частотах комутації. Але зберігаються і недоліки, властиві звичайному паралельному ПП. В процесі частотного регулювання, що пов'язано з стабілізацією вихідної напруги змінюються пульсації вхідного струму, що впливає на величину коефіцієнту потужності. Крім цього зберігається і недолік, пов'язаний з нестійкою роботою системи стабілізації при шпаруватості 0,5. Для усунення цих недоліків ККП на основі паралельного КРП-ПНС можна рекомендувати розділення функцій стеження за формою струму споживання і стабілізацію вихідної напруги, цього можна досягти, якщо на паралельний КРП-ПНС покласти тільки функції стеження, а функцію стабілізації реалізувати на основі додаткового послідовного ключа, стійкість якого значно менше залежить від шпаруватості регулювання чим в системі стабілізації з паралельним ключем.

Зміст

Список умовних скорочень	5
Вступ	8
РОЗДІЛ 1	15
1.1 Коефіцієнт корисної дії	15
1.2 Електромагнітна сумісність з мережею живлення	18
1.3 Масогабаритні показники	27
1.4 Рівень завад	28
1.5 Питання до самоконтролю	31
РОЗДІЛ 2	33
2.1 Сучасний стан та перспективи розвитку	33
2.2 Принцип підлеглого регулювання	35
2.3 Сучасні методи управління електродвигунами	37
2.3.1 Робастне управління	38
2.3.2 Векторне керування	39
2.3.3 Фаззі- управління	41
2.4 Основні характеристики електродвигунів	48
2.4.1 Електродвигуни постійного струму	48
2.4.2 Електродвигуни змінного струму	52
2.4.3 Вентильні двигуни з постійними магнітами	53
2.5 Давачі систем перетворювальної техніки	57
2.5.1 Потенціометричні давачі	57
2.5.2 Давачі кута повороту (прецизійні потенціометри)	58
2.5.3 Індуктивні давачі	59
2.5.4 Давачі швидкості	60
2.5.5 Давачі струму	62
2.6 Питання до самоконтролю	64
РОЗДІЛ 3	66
3.1 Системи гарантованого живлення комп'ютерів	66
3.2 Системи живлення портативних комп'ютерів	67
3.2.1 Автоматизовані робочі місця (АРМ)	68
3.2.2 Персональні комп'ютери	69
3.3 Системи розподіленого електроживлення	73
3.4 Силова електроніка для освітлювальних приладів	75
3.4.1 Роль електронного баласту і його схемна реалізація	76
3.5 Світлодіоди	78
3.6 Системи живлення космічних апаратів	78
3.7 Питання до самоконтролю	81
РОЗДІЛ 4	83
4.1 Блок керованих вентилів КВ як канал передачі інформації	84
4.2 Регульовальні характеристики систем управління керованого випрямляча з ШІМ	89
4.3 Субгармонійна стійкість систем з ШІП	92
4.3.1 Критичний коефіцієнт підсилення «у малому»	92
4.3.2 Функція, що описує ШІП на основній субгармонії	98
4.3.4 Передатна функція ШІП при обмежених збуреннях	102
4.3.4 Передатна функція ШІП «у великому»	107
4.4 Субгармонійна стійкість систем з КВ	111
4.4.1 Функція, що описує керований випрямляч	111
4.4.2 Стійкість "у малому" систем випрямлення з проміжним перетворенням частоти	116
4.4.3 Стійкість "у великому" систем електроживлення з проміжним перетворювачем частоти	125

4.5 Абсолютна стійкість систем силової електроніки з ШІМ	131
4.5.1 Введення в теорію абсолютної стійкості	131
4.5.2 Абсолютна стійкість двоконтурної системи стабілізації з широтно-імпульсним перетворювачем	133
4.6 Питання до самоконтролю	141
РОЗДІЛ 5	142
5.1 Оптимізація «у малому»	142
5.2 Оптимізація "у великому"	146
5.2.1 Передатні функції ланок структурної схеми САР двоконтурного стабілізатора постійної напруги	147
5.2.2 Оптимізація контуру струму	148
5.2.3 Синтез регулятора контуру напруги	153
5.3 Введення в теорію хаотичних коливань	156
5.4 Питання до самоконтролю	161
Література	163
6 Додаток А Приклад розрахунку статичних характеристик перетворювача	164
Зміст	176