

**І. С. БІЛЮК, Д. Ю. ШАРЕЙКО,
А. М. ФОМЕНКО, О. В. САВЧЕНКО**

КОМПЛЕКТНІ ЕЛЕКТРОПРИВОДИ

Частина 3. Сервоелектроприводи

Навчальний посібник

Рекомендовано Вченою радою НУК

Електронне видання
комбінованого використання на DVD-ROM



МИКОЛАЇВ • НУК • 2018

УДК 681.5

К 15

Автори:

І. С. Білюк, канд. техн. наук, доцент, зав. кафедри автоматики НУК
імені адмірала Макарова;
Д. Ю. Шарейко, канд. техн. наук, доцент НУК імені адмірала Макарова;
А. М. Фоменко, доцент НУК імені адмірала Макарова;
О. В. Савченко, аспірант

Рецензенти:

О. І. Вовченко, д-р техн. наук, професор, член кореспондент НАН України;
А. А. Ставинський, д-р техн. наук, професор;
В. Л. Тимченко, д-р техн. наук, професор

Комплектні електроприводи. Ч.3. Сервоелектроприводи :
К15 навчальний посібник / І. С. Білюк, Д. Ю. Шарейко, А. М. Фоменко,
О. В. Савченко. – Миколаїв : НУК, 2018. – 210 с.

Розглянуто сервоелектроприводи та сполучення комплектних електроприводів із верстатом з ЧПК. Наведено розрахунки синхронного комплектного сервоелектропривода у складі газозварювального робота, п'єзосервоелектропривода у складі маніпулятора, широтно-імпульсного регулювання асинхронним електроприводом та чисельний експеримент із налагодження комплектних електроприводів постійного та змінного струмів у складі верстатів з ЧПК.

Призначено для студентів зі спеціальності 141 "Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка".

УДК 681.5

Навчальне видання

БІЛЮК Іван Сергійович
ШАРЕЙКО Дмитро Юрійович
ФОМЕНКО Андрій Миколайович
САВЧЕНКО Олег Валерійович

КОМПЛЕКТНІ ЕЛЕКТРОПРИВОДИ

Частина 3. Сервоелектроприводи

Навчальний посібник

Редактор *А. О. Максименко*
Комп'ютерне верстання *А. Д. Сорочинська*
Коректор *М. О. Паненко*

© Білюк І. С., Шарейко Д. Ю., Фоменко А. М.,
Савченко О. В., 2018

© Національний університет кораблебудування
імені адмірала Макарова, 2018

Формат 60×84/8. Ум. друк. арк. 24.3. Об'єм даних 21798 кб.
Тираж 15 прим. Вид. № 8. Зам. № 145.

Видавець і виготовник Національний університет кораблебудування
імені адмірала Макарова
просп. Героїв України, 9, м. Миколаїв, 54025
E-mail : publishing@nuos.edu.ua

Свідцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 6402 від 19.09.2018 р.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	5
1. СИНХРОННІ СЕРВОЕЛЕКТРОПРИВОДИ.....	6
1.1. Використання сервоелектроприводів в агресивних середовищах...	7
1.2. Обґрунтування необхідності застосування сервоелектропривода...	12
1.3. Порівняння характеристик різних типів двигунів.....	15
1.4. Розробка кінематичної схеми механізму.....	20
1.5. Вибір двигуна.....	21
1.6. Розробка функціональної схеми.....	28
1.7. Порівняння способів керування двигуном.....	28
1.8. Розробка структурної схеми.....	34
1.9. Моделювання та розрахунок перехідних процесів.....	36
2. П'ЄЗОЕЛЕКТРИЧНІ СЕРВОЕЛЕКТРОПРИВОДИ.....	39
2.1. Умови розвитку п'єзоелектричних сервоелектроприводів.....	40
2.2. П'єзоелектричні приводи і перетворювальні елементи.....	41
2.3. П'єзоелектричні приводи мехатронних модулів.....	42
2.4. Розрахунок параметрів п'єзоелемента.....	56
2.5. Розрахунок параметрів осцилятора.....	58
2.6. Розрахунок параметрів штовхачів.....	64
2.7. Розрахунок параметрів ротора.....	65
2.8. Технічні характеристики спроектованого п'єзоелектричного двигуна...	68
2.9. Розробка принципової схеми системи керування для п'єзоелектричного двигуна.....	73
2.10. Дослідження стійкості системи керування п'єзоелектричного приводу...	78
3. АСИНХРОННИЙ СЕРВОЕЛЕКТРОПРИВОД З ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНИМ РЕГУЛЮВАННЯМ.....	90
3.1. Система автоматичного керування з цифровою обчислювальною машиною.....	90
3.2. Розрахунок асинхронного електропривода з широтно-імпульсним регулюванням.....	102
4. ТЕСТУВАННЯ КОМПЛЕКТНИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ У СКЛАДІ ВЕРСТАТІВ З ЧПК.....	107
4.1. Аналіз відомих тестуючих пристроїв.....	107

4.2. Чисельний експеримент з тестування комплектного електропривода змінного струму.....	121
4.3. Чисельний експеримент з тестування комплектного електропривода постійного струму типу ЭПУ1М – 2 – 4027ДУХЛ4.....	148
4.4. Експериментальні дослідження.....	196
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ.....	205
Додаток.....	208

ВСТУП

Сучасні галузі промисловості, передусім машинобудування і суднобудування, характеризуються високим рівнем автоматизації процесів виробництва виробів, їх складання і транспортування.

Ще в 90 роках минулого століття на прикладі приводу основних рухів промислового робота було показано, що відбувається процес витіснення гідравлічних і пневматичних приводів електричним приводом. Аналіз багатьох моделей промислових роботів, що вже розроблені і розробляються в США, Японії, Німеччині, Австрії, Франції, Італії, Великобританії, Швеції та інших країнах показав, що переважна їх більшість має електричний привід – 91,5 %, 3,7 % – гідропривід і 4,8 % – пневмопривід. За останні роки ця тенденція посилилася, і в той же час з'явилися види електроприводів з машинами нового покоління [17].

Електропривід механізмів перед іншими системами приводів має певні технічні переваги:

- простота облаштування електричних двигунів;
- широкий діапазон потужностей двигунів, що допускають їх використання для будь-яких механізмів практично без жодного обмеження;
- можливість дистанційного керування;
- зручність регулювання швидкості;
- широкі можливості автоматизації процесів керування;
- постійна готовність до роботи;
- економічність і можливість реверсування;
- спрощення трансмісій і можливість застосування індивідуального приводу для кожного механізму.

Аналіз даних літератури і веб-сайтів, у тому числі провідних зарубіжних компаній (KUKA, FANUC, MITSUBISHI, TOSHIBA, KAWASAKI та ін.), які виготовляють роботів, показав, що електропривід зайняв пануюче положення у робототехніці і продовжує інтенсивно розвиватися. Але слід зазначити, що інформація про електричні машини приводів роботів у зарубіжних джерелах зазвичай прихована, а у вітчизняних джерелах інформації наявний матеріал не узагальнений і не систематизований [17].

1. СИНХРОННІ СЕРВОЕЛЕКТРОПРИВОДИ

Вибір типу сервоелектропривода залежить від призначення й умов експлуатації машин і механізмів, від виду системи керування, вантажопідйомності і динамічних характеристик конструкції.

Загальні вимоги до будь-якого виду приводу:

- мінімальні габаритні розміри, маса та інерція;
- високі енергетичні показники (відношення потужності до маси);
- можливість роботи в автоматичному режимі при мінімальному часі розгону і гальмування;
- висока питома потужність і ККД;
- великий коефіцієнт підсилення потужності (відношення сигналу керування до вихідної потужності);
- велике робоче зусилля (момент на виході);
- широкий діапазон регулювання швидкостей, характеристики з великим запасом стійкості і плавності руху;
- швидкодія – рух виконавчого механізму з високими швидкостями;
- достатня точність фіксації заданих положень (мінімальні похибки);
- мала маса елементів приводу при високому ККД усієї конструкції;
- забезпечення безпеки (шляхом мінімізації часу гальмування, легкості відключення приводу і зняття зусиль, що докладаються);
- можливість вбудовування систем охолодження і терморегулювання для забезпечення теплових режимів роботи приводу і стабільності його характеристик;
- зручність монтажу, обслуговування, ремонту, переналагодження;
- низький шум;
- економічність витрати енергоносія при високому ККД;
- невисока вартість.

Найкращим прикладом застосування сервоелектроприводів є промислові роботи. Термообробка і хіміко-термічна обробка є ідеальними технологіями для роботизації, причому достатнім є використання порівняно простих конструкцій роботів із позиційним керуванням. Крім того, заміна людини роботом у цих процесах, здійснюваних в агресивних середовищах і при високих температурах, поза сумнівом є прогресивним заходом.

Теплове різання є найбільш ефективним методом обробки металу і в порівнянні з механічним різанням має наступні основні переваги:

- газорізальні машини (стаціонарні і переносні) забезпечують велику точність різання і високу продуктивність;
- можна різати метал практично будь-якої товщини не лише по прямій лінії, але і за будь-яким контуром;
- одночасне застосування декількох газових різаків, розташованих під кутом, дозволяє обробляти кромки деталей під зварювання;
- ручне газове різання дозволяє виконувати роботи у важкодоступних місцях, що робить його незамінним при попередньому складанні окремих суднових конструкцій;
- за допомогою газоелектричного різання із застосуванням кисневого флюсу можна різати високохромисті і хромонікелеві сталі, чавун і ряд кольорових металів та їх сплавів.

Недоліком теплового різання слід уважати виникнення теплових деформацій, які призводять до зміни форми деталей.

Застосування високоефективних сервоелектроприводів із транзисторними перетворювачами забезпечує високі експлуатаційні характеристики промислових роботів, а також надійність роботи при застосуванні їх в автоматизованих виробничих системах.

1.1. Використання сервоелектроприводів у агресивних середовищах

Нині застосовується ряд газорізальних машин, які забезпечують високу продуктивність і необхідну точність обробки. Газорізальні машини бувають загального призначення і спеціального (для різання сталей особливих марок, різання труб, фланців і т. п.) [34].

Машини загального призначення поділяються на переносні (напівавтомати) і стаціонарні (автомати). Усі машини для кисневого різання поділяються на п'ять типів. Найбільше застосування отримали переносні машини типу МРТ (машини різальні – візки), стаціонарні машини типу МРК (машини різальні прямокутно-координатні) і типу МРШ (машини різальні шарнірні) [4].

Напівавтомати – це легкі переносні малогабаритні газорізальні машини, в яких механізовано тільки прямолінійне поступальне переміщення різача, а напрям руху встановлюється вручну за допомогою лінійки або циркуля. Їх можна переносити і встановлювати на рейковому шляху або безпосередньо на розрізаному листі металу.

За допомогою переносних газорізальних машин вирізають деталі завтовшки 4 мм і більше з прямолінійними і криволінійними кромками, що обробляються під зварювання. Деталі тієї ж товщини з криволінійними кромками, що не мають оброблення під зварювання, вирізаються на стаціонарних машинах. У суднобудуванні використовують напівавтомати 2РА-м, МГП 2 ("Радуга"), ПЛ-1 та інші [34].

Автомати – це стаціонарні газорізальні машини, в яких механізовано не лише поступальне прямолінійне переміщення різача, а й зміна напрямку руху.

Найширше застосування отримали порталні машини. Вони складаються з порталу, рейкового шляху, супортів, різаків, пульта керування. Ці машини

забезпечують високу точність вирізуваних деталей, дозволяють обробляти одночасно два і більше листів і займають менше виробничої площі, ніж портално-консольні машини. Портально-консольна конструктивна схема знаходить застосування в машинах із фотоелектронною (з масштабом копіювання 1:1) або магнітною системою керування. По порталі переміщається фотоголівка або магнітний палець, а по консолі – супорт з різакми.

Чисто консольна схема застосовувалася для машин із фотокопіювальною системою керування з масштабом 1:10. Така конструктивна схема не забезпечує достатньої жорсткості, а отже, і точності роботи машини, особливо при великій ширині оброблюваних листів. Машини шарнірного типу з механічним копіюванням використовуються для фігурної вирізки багаторазово повторюваних деталей.

Універсальний газорізальний верстат СГУ-1-60 належить до машин типу МРК, що мають поздовжньо-поперечний хід з автоматичним переміщенням різак у будь-якому напрямі за допомогою магнітного ведучого ролика, який рухається по контуру сталевого копір-щита. Більшість таких машин працюють за принципом копіювання різакм контурів копір-щита в масштабі 1:1. Автомат СГУ-1-60 призначений для різання низьковуглецевої сталі товщиною 5...300 мм. Найбільші габарити вирізуваних деталей: ширина – 2000 мм, довжина – залежно від довжини рейкового шляху. За наявності механічної голівки з циркулем можна вирізувати кола діаметром 240...2000 мм. Машина може працювати одночасно чотирма різакми в двох діапазонах швидкостей: 50...315 мм/хв і 260...1500 мм/хв.

Машина СГУ-1-60 складається: з рейкового шляху з рухомим копіювальним столом; з візків поздовжнього ходу з фермою; з тягового механізму; із супортів з різакми і блоків живлення і керування машиною.

Газорізальна машина АСШ-2 належить до машин типу МРШ. Вона призначена для кисневого різання сталей товщиною 5...100 мм. На машині можна вирізувати деталі розмірами до 750×1500 мм. Автомат АСШ-2 має один різак і здійснює різання механізованим способом, напрям якого задається магнітним роликом [13].

Виконавчий механізм – газорізальну машину – встановлюють безпосередньо в цеху, а командоапарат – в окремому приміщенні. Таким чином, газову різку здійснюють дві людини: оператор і газорізальник, від яких необхідна велика злагоженість у роботі. Роботою виконавчого механізму управляє командоапарат по копір-кресленню (масштаб 1:10), закріпленому на плиті командоапарата [34].

Необхідно суворо дотримуватися усіх технологічних вказівок, зазначених на копір-кресленні, контролювати відповідність швидкості руху різак товщині оброблюваного металу, стежити за роботою фотокопіюючої системи. При підході світлової розгортки до прямого або гострого кута контуру креслення оператор світловим сигналом попереджає газорізальника. Газорізальник плавно знижує реостатом швидкість переміщення різак і після проходження різакм кута деталі знову встановлює оптимальну швидкість обробки.

Газові шланги і живильний кабель машини безперешкодно переміщаються за виконавчим механізмом автомата. Перед початком експлуатації газовий різак перевіряють на газонепроникність і стійкість горіння. Калібр мундштуків, що встановлюються на різак, повинен відповідати товщині оброблюваного металу.

Швидкість різання встановлюється залежно від товщини металу.

Машина "Одеса" вирізає деталі по масштабних копір-кресленням. Вона складається з виконавчої частини і командоапарата. Обидві частини машини поєднані, тому її обслуговує один робітник, що виконує обов'язки і оператора, і газорізальника. Машина "Одеса" має від двох до шести різаків, що дозволяє одночасно вирізувати декілька однакових деталей. Вона забезпечує різання низьковуглецевої сталі товщиною 5...300 мм (одним різакем) і до 100 мм (шістьма різакми). Ширина вирізуваних деталей – до 3000 мм, довжина – до 9000 мм. [13].

Виконавча частина машини "Одеса" є порталом у вигляді триопорної, звареної з труб, ферми яка переміщається по направляючих рейках уздовж оброблюваного листа. З одного боку portalу встановлена каретка з двома колесами і командоапаратом, з іншого боку – підтримувальне колесо. На кінцях направляючих рейок є упори, що обмежують поздовжній хід portalу. По рейці, закріпленій на центральній трубі portalу, пересуваються дві каретки з підтримувальною балкою, на якій закріплені супорти з різакми, запальниками і вузлами автомата.

До корпусу переднього колеса направляючої каретки кріпиться редуктор поздовжнього ходу, а до корпусу підтримувального колеса – редуктор поперечного ходу. На корпусах редукторів розміщені електродвигуни. Редуктор поздовжнього ходу складається з двох черв'ячних і трьох циліндричних пар. Одна з циліндричних пар забезпечує переміщення portalу з маршовою (неробочою) швидкістю до 2200 мм/хв. Поперечне переміщення кареток із супортами здійснюється за допомогою троса, натягнутого на шківках: ведучого і веденого. Права каретка жорстко сполучена з тросом, а ліва вільно переміщається по рейці portalу. Провідний шків (багатоволокнистий, гвинтовий), на якому затиснений трос, сполучений з редуктором поперечного ходу. Для вільного переміщення кареток вручну необхідно важіль редуктора поперечного ходу поставити в положення "неробочий хід". Поперечний хід кареток обмежується кінцевими вимикачами.

За допомогою руків'я машину можна перемикаєти з "робочого ходу" на "неробочий". Дистанційне керування машиною здійснюється з електропульту за допомогою тумблера. Над електропультом розміщений газовий розподільний щит, до якого від цехової магістралі підведені два шланги, – кисневий і ацетиленовий. На пульті встановлені три газові редуктори з манометрами для регулювання робочого тиску. Від газового розподільного пульта газу по трьох трубах поступають у розподільну панель. Ацетилен і підігрівуючий кисень по розподільних трубках поступають до електромагнітних клапанів. Різальний кисень від головного пульта безпосередньо підводиться до електромагнітних клапанів. При відкритому положенні клапанів газу поступають у різакми.

Газорізальні машини МГФКА і МГФКА-1 (масштабні газорізальні фотокопювальні автомати) призначені для кисневого різання сталі товщиною 4...100 мм. Як і в машині "Одеса", командоапарат МГФКА і МГФКА-1 поєднаний із виконавчим механізмом [34].

Відмінність між цими автоматами полягає в тому, що МГФКА має два вильоти (консоли) і, працюючи на двох розміточних столах, одночасно вирізує дві однакові або симетричні деталі двома різакми, а автомат МГФКА-1 має один виліт

і працює на одному розміточному столі одним різаком. Автомати обслуговує один оператор-газорізальник. Різання робиться по копір-кресленням, виконаним у масштабі 1:10. Рухом частина машини МГФКА-1 є самохідним візком, що переміщається по рейковому шляху уздовж розміточного столу. На цьому візку змонтовані командоапарат і виконавчий механізм.

Стаціонарні машини в суднобудуванні випускаються двох видів: із програмним керуванням і з фотоелектронним керуванням (працюють по копір-кресленням). Перші мають загальне найменування "Кристал", другі – "Зеніт". Кожен із двох типів машин поділяється за видом процесу різання (плазмова – Пл або киснева – К), за розмірами оброблюваних листів (максимальна ширина розрізаючого листа в метрах вказується в позначенні машини) і за кількістю одночасно оброблюваних листів [34].

Максимальна швидкість переміщення різача на машинах "Кристал" і "Зеніт" складає 4 м/хв.

Машина "Кристалл-ППл-3,2×2" складається з порталу 1, що переміщається по направляючих рейках 8 (рис. 1.1). На порталі розміщений пульт керування 6 з облаштуванням для зчитування програми, інтерполятор 7 (спеціалізована ЕОМ, що розраховує траєкторію руху різача між опорними точками контуру вирізуваної деталі), система керування рухом 5 (розташована всередині порталу), а також каретки 4, супорти 3 зі встановленими на них різачами 2. Уздовж обох рейок розташовані зубчасті рейки поздовжнього ходу 9. До порталу примикає транспортер, по якому проходять тканинні прогумовані рукави (шланги) газоводоживлення, кабель для живлення різальної дуги і кабелі керування. У комплект машин входять установлювані окремо блок живлення системи керування рухом, джерело живлення різальної дуги, шафа керування різальною дугою. На машинах "Зеніт" замість інтерполятора і облаштування для зчитування програм встановлюється командоапарат для стеження за лініями копір-креслення, по якому виконується різання. Щодо інших параметрів характеристик машини уніфіковані, тобто механічна частина і система керування рухом у них однакові, що спрощує проектування, виготовлення і експлуатацію цих машин.

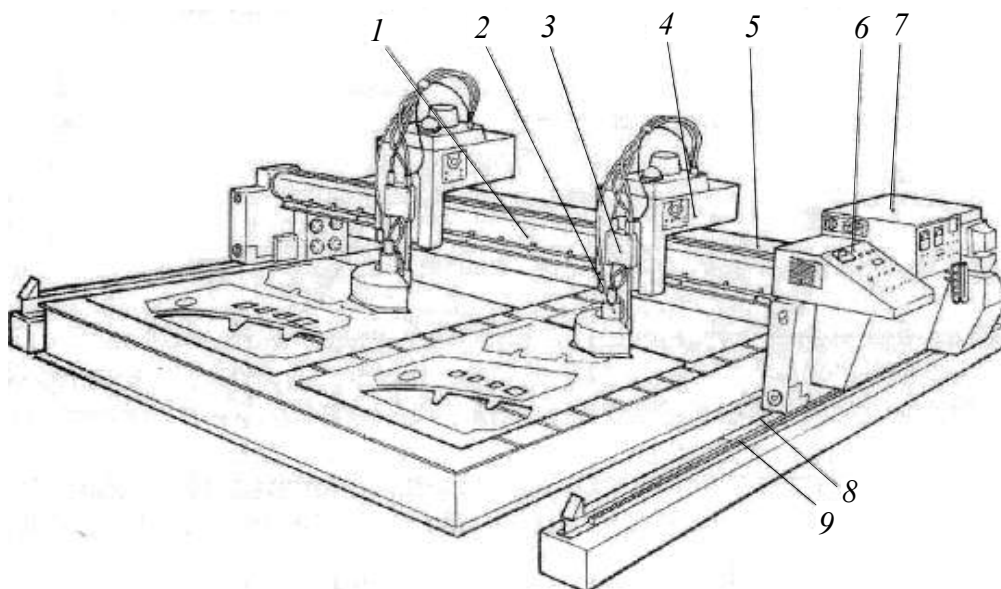


Рис. 1.1. Машина "Кристал" із програмним керуванням

Машина ППлЦЗ, 5-6У4 – портального типу. Складається з порталу, рейкового шляху, супорта, плазмотрона, пульта керування і установки для легкоплазмового різання. Система керування рухом плазмотрона по контуру програмна і з цифровим введенням інформації на стандартній перфострічці.

Машина ППлЛ2, 5-10-10У4 призначена для лінійного легкоплазмового різання листів без скосу кромek. Машина також портального типу з лінійною системою керування рухом плазмотрона по контуру, з ручним регулюванням швидкості і з ручною установкою плазмотронів на заданий розмір. Складається з порталу, що переміщається по спеціальному рейковому шляху і розташований над листом; супортів; двох плазмотронів; пульта керування і двох установок для легкоплазмового різання.

Машини "Кристал ТПл-2,5" і "Кристал ТПл-3,2" портального типу, мають програмну систему керування рухом плазмотрона по контуру з цифровим входом інформації на перфострічці. Складаються з порталу, рейкового шляху, супорта, плазмотрона, пульта керування і установки для легкоплазмового різання.

Усі машини призначені для фігурної легкоплазмової вирізки деталей без скосу кромek з листів низьковуглецевої і високовуглецевої сталі. Стабілізація відстані між плазмотроном і розрізуваним листом у процесі різання – автоматична.

Для вирізки прямокутних листів і розрізання листів на смуги знаходять застосовуються машини з позиційним програмним керуванням, які не потребують складання програм або викреслювання копій-креслень.

Машини, які працюють по сталевим копірам і по копій-щитам, широко поширені раніше, нині не втратили своє значення. Вони знаходять застосування на заводах для вирізки дрібних деталей [34].

Швидкість плазмового різання зменшується зі зростанням товщини розрізуваного металу значно швидше, ніж швидкість кисневого різання. Для товщини 30 мм вона залишається більш високою, вартості кисневого і плазмового процесів різання при цій товщині стають однаковими, оскільки вартість електроенергії, що витрачається на різання, більша за вартість газів, використовуваних при ацетиленокисневому різанні. Крім того, пробивка металу завтовшки понад 30 мм плазмовим струменем при машинному різанні пов'язана зі значними труднощами. Тому прийнято вважати, що при товщині до 30 мм сталеві листи доцільно розрізати на стаціонарних машинах плазмовим способом, товщі листи – кисневим [34].

Апарат "Комета 2М" – це сучасна машина термічного різання портального типу, що має малоінерційну, збалансовану конструкцію, яка дозволяє отримати більш високі динамічні характеристики в порівнянні з попередніми моделями наведено нижче, і, як наслідок, більш високу швидкість і точність [29].

Машина "Комета 2М" складається з порталу 1, що переміщається по напрямляючих рейках (рис. 1.2). На порталі розміщений пульт керування 6 з облаштуванням зчитування програми, місце розташування двигуна показано на позиції 5, а також каретки 2, супорти 3 зі встановленими на них різакми 4.

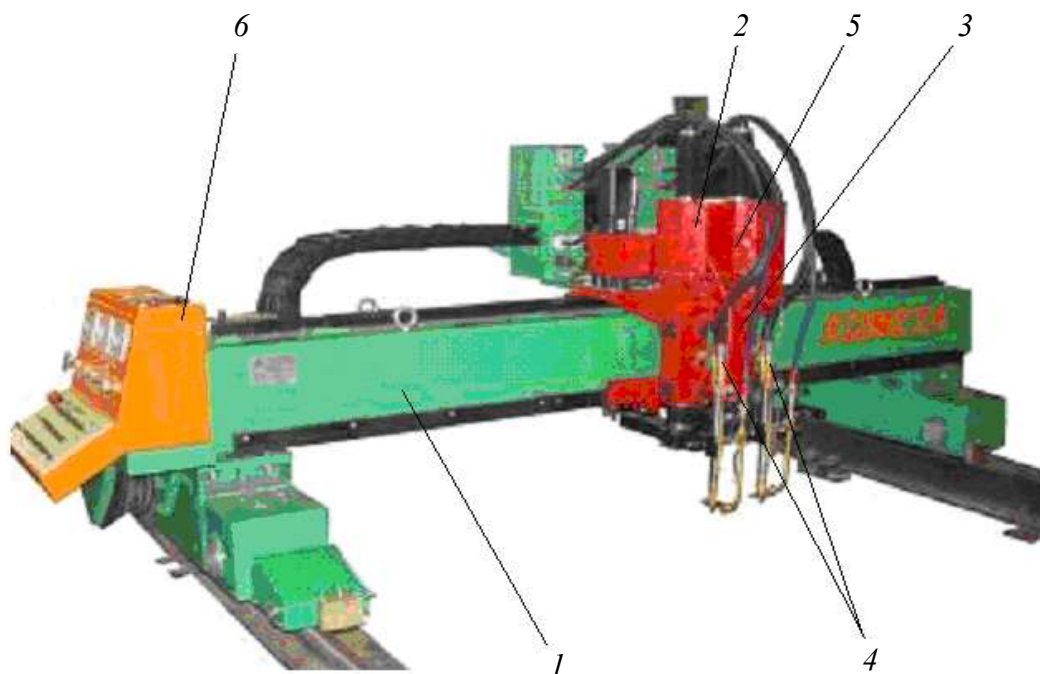


Рис. 1.2. Машина "Комета 2М" з кисневим оснащенням

Технічні характеристики МТР "Комета 2М"П-1К1Пл-П-2-6-12-1

Найменування параметра	Значення параметра
Габарити розрізуваного листа, мм:	
довжина.....	2000
ширина.....	6000
Діапазон товщини, що розрізається, плазмовим різак, мм.....	1...30
Діапазон товщини, що розрізається газокисневим різак, мм.....	5...200
Найбільша швидкість переміщення різак, мм/хв.....	12000
Число супортів для фігурного розкрою.....	1(2)
Стабілізація відстані між різак, мм.....	Автоматична
Використовуванні горючі газ.....	Природний, пропан-бутан
Система ЧПУ.....	CNC 4000 – на базі промислового ПК

Існуючі нині технологія і устаткування для теплового різання доки не забезпечують точності, яка повністю усуває необхідність підгону при складанні.

Помилки теплового різання на машинах із програмним керуванням викликаються, з одного боку, неточністю роботи машини і недоліками програмного забезпечення, а з іншого боку – тепловими деформаціями деталей, які виникають під час різання.

1.2. Обґрунтування необхідності застосування сервоелектропривода

Роботи зі змінюваною послідовністю переміщень повинні мати здатність зупиняти окремий вузол робочого органа в будь-якій точці траєкторії. Існують два

підходи до рішення цієї задачі. При простому технічному рішенні контролер просто посилає енергію до вузла, як тільки отримано сигнал про вимогу робочого органа зайняти потрібну позицію. При використанні деяких спеціальних електричних моторів (крокових двигунів і т. д.) такий підхід прийнятний, але в цілому керування з відкритим контуром без зворотного зв'язку відносно інформації про дійсне положення того або іншого вузла дуже неточне – робочий орган робота може де-небудь застрягти і зовсім перестати рухатися. Тому в усіх роботах, окрім навчальних, використовують інше рішення задачі, яке припускає розміщення на кожному вузлі сервомеханізму, ефективно контролюючого фактичне положення вузла і положення, яке контролер "хоче", щоб вузол зайняв, а потім переміщає робочий орган до тих пір, поки положення не співпадають. Роботи, що використовують керування із замкнутим контуром, називаються роботами зі слідкуючою системою, або сервороботами. Роботи з позиційними і контурними системами, що діють від точки до точки і по суцільній траєкторії керування, два типи контролерів, використовуваних у промислових роботах, мають цю особливість. У багатьох роботів перших поколінь комп'ютерної пам'яті вистачало для запам'ятовування лише дискретних точок у просторі, по яких повинен рухатися робочий орган. Траєкторія руху "руки" між цими точками не задавалася, і її нерідко важко було передбачити. Такі роботи з позиційним керуванням уже широко застосовувалися і цілком придатні для таких робіт, як, наприклад, газове різання. Зі зменшенням вартості запам'ятовуючих пристроїв, з'явилася можливість збільшити число запам'ятовуваних точок. Багато виробників використовують термін "багатоточкове керування", якщо в комп'ютерній пам'яті можна зберігати дуже велике число дискретних точок [28].

Для деяких видів робіт (фарбування і дугове зварювання) необхідно, щоб робочий орган, слідуючи по траєкторії, управлявся безперервно. Такі роботи з контурним керуванням насправді розбивають суцільну траєкторію на велике число окремих близько розташованих одна від однієї точок. Положення точок записують під час програмування або обчислюють при фактичному русі шляхом інтерполяції, наприклад між двома точками для утворення прямої лінії. Ці роботи можна розглядати як природний розвиток систем із позиційним керуванням. Фактично існує "сіра зона", в якій системи багатоточкового керування можуть апроксимувати суцільну траєкторію системи, якщо рука робота не зупиняється в кожній дискретній точці, а плавно проходить через них.

Прогрес у сферах електроніки і використовуваних в електротехніці матеріалів змінили ситуацію в техніці приводу. Досі в сервотехніці застосовувалися в основному двигуни постійного струму з постійними магнітами. Головний недолік двигунів змінного струму в порівнянні з двигунами постійного струму полягав в обмеженій можливості регулювання швидкості. Останні досягнення в сфері електроніки, особливо в мікроконтролерах, дозволяють компенсувати цей недолік шляхом використання сучасних засобів керування [17].

Нині відбувається зміщення акцентів у приводних системах від двигунів постійного струму до двигунів змінного струму. Тенденція переходу до синхронних двигунів змінного струму особливо очевидна в сервосистемах, які майже завжди виконувалися з використанням електроприводів постійного струму.

Нові потужні постійні магніти, виготовлені зі сплавів ніодим-залізо-бор і самарій-кобальт завдяки їх високій енергоємності, можуть істотно поліпшити характеристики двигуна одночасним зниженням масогабаритних показників електричних машин. У результаті покращуються динамічні характеристики приводу і знижуються його габарити.

У сучасній приводній техніці у багатьох випадках пред'являються високі вимоги до такого:

- похибки позиціонування;
- похибки стабілізації швидкості;
- керування позицією валу;
- широкого діапазону регулювання;
- стабілізації моменту обертання;
- перевантажувальної здатності;
- високої динаміки.

Вимоги до динаміки, тобто поведінки приводу в часі, складаються з прискорюваних процесів обробки, збільшення циклів обробки і пов'язаної з ними продуктивності машини. Висока точність дуже часто визначає можливість використання систем електропривода в нових технологіях. Цим вимогам повинні відповідати сучасні високодинамічні системи приводу, які мають назву сервоприводи.

Сервопривід – це система приводу, яка в широкому діапазоні регулювання швидкості забезпечує динамічні, високоточні процеси і забезпечує хорошу їх повторюваність.

Серводвигуни можуть бути поділені на декілька груп (рис. 1.3.) [28].

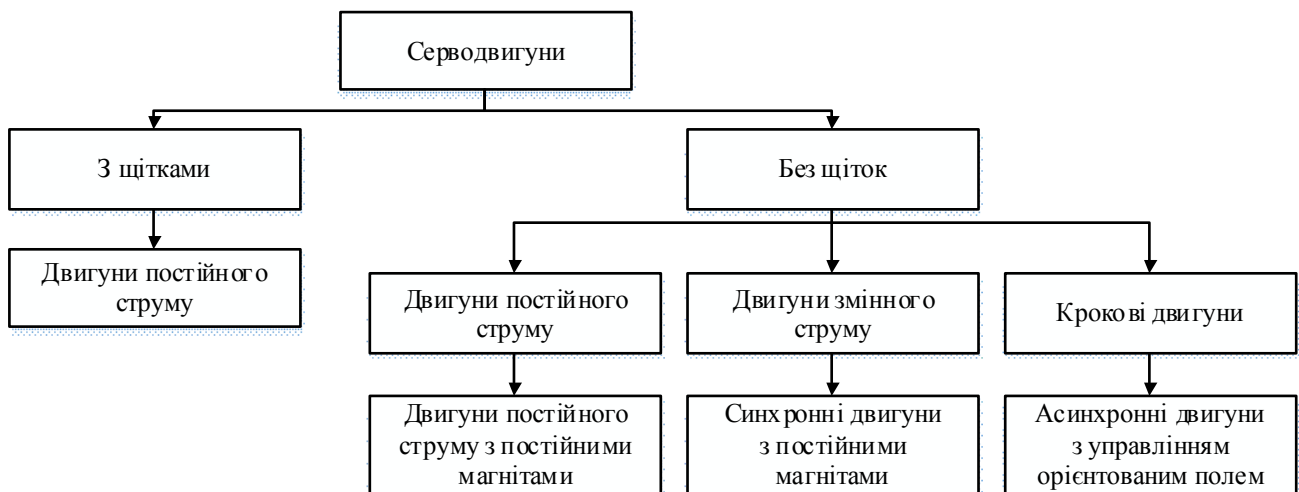


Рис. 1.3. Класифікація серводвигунів

Слово "серво" походить від латин. "servus" – слуга, раб, помічник. У машинобудівних галузях сервоелектроприводи були переважно допоміжними (приводи подачі у верстатах, приводи роботів і т. д.). Проте сьогодні ситуація змінилася, тепер і головні приводи реалізуються з використанням сервотехніки. Принципово перелічені вище якості можна отримати з використанням: двигунів постійного струму незалежного збудження, асинхронних двигунів з короткозамкнутим ро-

тором, синхронних двигунів зі збудженням від постійних магнітів. Нижче наводиться порівняння цих двигунів за рядом параметрів.

З точки зору вимог динаміки розвиток сервоприводів проходив у напрямі створення двигунів постійного струму з малим моментом інерції. В основу отримання малого моменту інерції ротора було покладено два рішення. Перше припускало реалізацію якоря двигуна у вигляді тонкого плоского диска, що не містить заліза, друге ґрунтувалося на отриманні циліндричного немагнітного якоря. В обох випадках на початку 70 років почали широко застосовувати постійні магніти з рідкоземельних матеріалів, що забезпечують набуття підвищеного значення індукції в повітряному проміжку і високого моменту, що крутить.

На противагу звичайному компонованню двигуна постійного струму розробники знайшли до перспективне нове рішення: якір на статорі, поле збудження на роторі. Так з'явилися безщіткові двигуни постійного струму, або двигуни з електронною комутацією. Вони найбільшою мірою відповідають вимогам сервосистем. Статор виконаний так само, як в асинхронному двигуні. На роторі наклеєні постійні магніти, що створюють постійне магнітне поле. Двигуни зазвичай виконуються в закритому виконанні (як мінімум IP 54) і з вентилятором.

Ці електричні машини принципово є синхронними двигунами СД з постійними магнітами, в яких положення ротора контролюється простим імпульсним датчиком положення (енкодером) [28].

Крім електронної безконтактної комутації і низького зношення, цей тип приво-ду має наступні переваги:

- знижений момент інерції через відсутність обмотки на роторі;
- простота охолодження, оскільки доречнішим є відведення тепла від статора, ніж від ротора;
- підвищений ККД, оскільки немає втрат, пов'язаних з обмоткою збудження;
- хороші масогабаритні показники;
- тривалий термін служби;
- висока перевантажувальна здатність.

Силові модулі в системах засновані на наступному: перетворювач частоти (інвертор), керований датчиком положення ротора двигуна, прийнятніший, ніж інвертор з незалежним керуванням, використовуваний для стандартних двигунів змінного струму. Функціональні відмінності полягають тільки в наявності замкнутого і розімкненого зворотного зв'язку в системі керування.

Розвиток силових транзисторів з початку 90 років зробив також можливим підключати системи керування сервоприводами (сервоконтролери) безпосередньо до мережі без використання мережевого трансформатора.

1.3. Порівняння характеристик різних типів двигунів

Порівняння характеристик асинхронного двигуна, двигуна постійного струму та синхронного двигуна з постійними магнітами.

Детальне порівняння наводиться в джерелі [28] для конкретних двигунів близької потужності і з близькою номінальною швидкістю (табл. 1.1).

Таблиця 1.1. Порівняння характеристик двигунів

Параметри	Асинхронний двигун, що живиться від мережі	Двигун постійного струму	Синхронний двигун з постійними магнітами
Потужність, кВт	7,5	8,3	7,5
Швидкість, об/хв	2900	3200	3000
Тип	DFV132M2	GFVN160M	DFY112ML
Тип захисту	IP54	IP44	IP65
Охолодження	Вентилятор	Вентилятор	Самоохолодження через поверхню
Довжина, мм	400	625	390
Повна маса, кг	66	105	38,6
Маса ротора, кг	17	29	8,2
Момент інерції ротора (J_d), $\times 10^{-5}$ кг $\cdot$ м ²	280	496	87,4
Номінальний момент, Н $\cdot$ м	24,7	24,7	24
Максимальний момент, Н $\cdot$ м	2,6 $M_{ном}$ /1,8 $M_{ном}^{(1)}$	1,6 $M_{ном}$	3,0 $M_{ном}$
Максимальне прискорення, 1/с ²	1588 ⁽²⁾	797	8238
Максимальна динаміка, % (серводвигун = 100 %)	20 ⁽⁴⁾	10	100
Час розгону без навантаження, $t_{розг}$, мс	191 ⁽³⁾	420	38

Примітки: (1) – момент перекидання і середній момент, що приймається в розрахунках; (2) – максимальне кутове прискорення $a_{max} = \frac{M_{max}}{J_d}$; (3) – виходячи зі співвідношення $(a / a_{max}) \cdot 100 \%$;

(4) – час розгону без навантаження $t_{розг} = \frac{J_d \cdot \omega_d}{M_{max}}$; (ω_d – кутова швидкість двигуна).

Більш наочне порівняння можна побачити на рис. 1.4, 1.5.

На рис. 1.4 видно, що з трьох двигунів синхронний двигун із постійними магнітами має найменшу масу. Це істотна перевага, особливо в тих випадках, коли електропривід монтується безпосередньо на конструкції, яка переміщує робочий орган.

Тому виходять наступні співвідношення маси і номінальної потужності:

- асинхронний двигун – 8,8 кг/кВт;
- двигун постійного струму – 12,7 кг/кВт;
- синхронний двигун – 5,2 кг/кВт.

На рис. 1.5 показано порівняння часу розгону двигунів, на який впливає момент інерції. Моменти інерції особливо сильно відрізняються у двигуна постійного струму і синхронного. Малий момент інерції двигуна вигідний, якщо виконавчий орган має невеликий момент інерції, приведений до двигуна. Проте при великому моменті інерції виконавчого органа ця особливість синхронного двигуна виявляється неважливою.

Отже, завдяки високому максимальному моменту $M_{\max}$ і малому моменту інерції синхронний двигун має дуже малий час розгону вхолосту, що дозволяє рекомендувати його для динамічних електроприводів. Виокремимо далі переваги і недоліки сервоприводів.

Переваги, які надає використання синхронного серводвигуна:

- відмінна підтримка швидкості (статична точність підтримки швидкості на валу двигуна до 0,01 %);
- діапазон регулювання швидкості більше 1:1000;
- відмінні динамічні можливості;
- широкий діапазон регулювання швидкості;
- висока точність позиціонування;
- висока перевантажувальна здатність (3Мн);
- керування за швидкістю, по моменту або по позиції
- низька вага та компактні розміри.

Недоліком є відносно висока вартість системи.

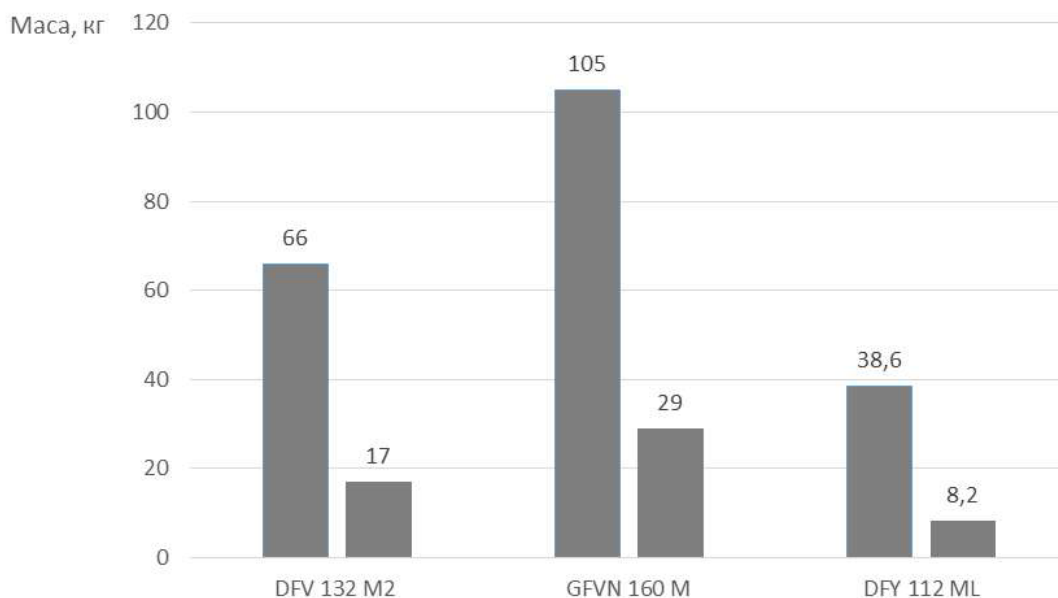


Рис. 1.4. Маса двигунів і роторів

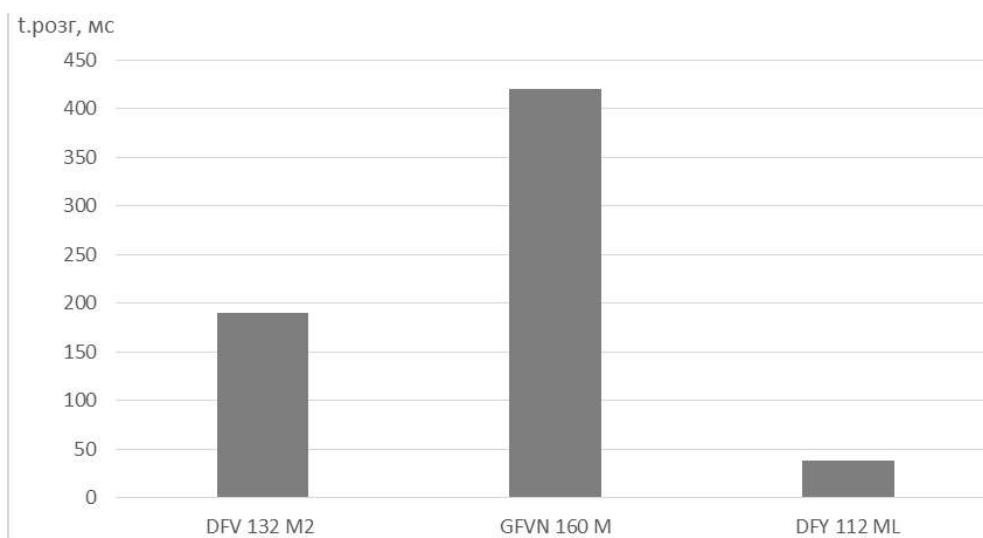


Рис. 1.5. Час розгону без навантаження

На рис. 1.6 показані компоненти сервопривода.

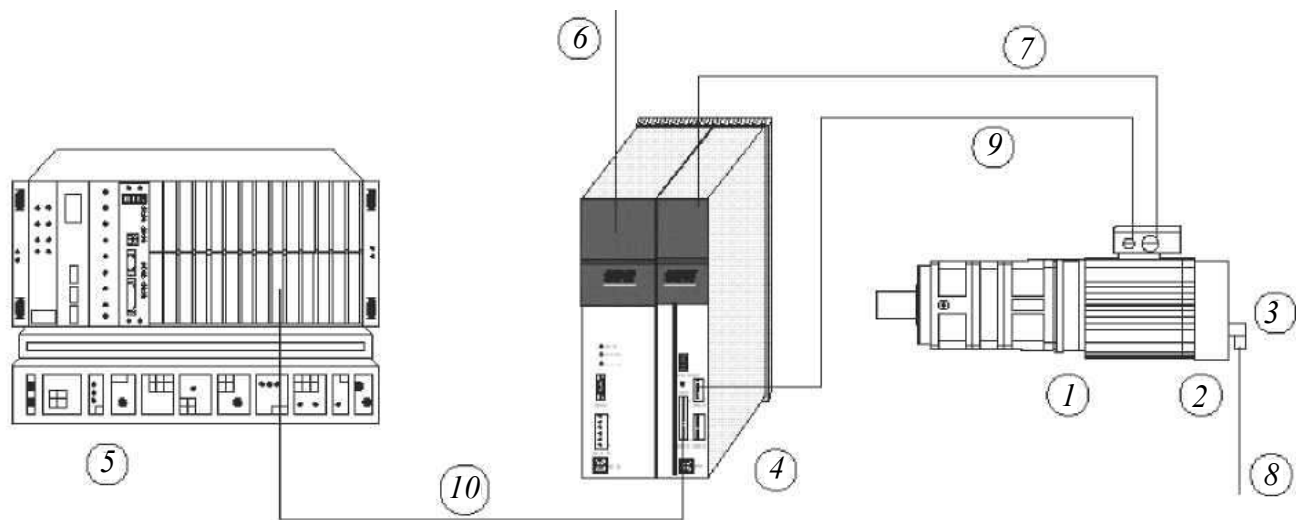


Рис. 1.6. Компоненти динамічного привода:

1 – двигун з редуктором або без нього; 2 – система зворотного зв'язку (датчик); 3 – гальмо (при необхідності); 4 – сервопідсилювач; 5 – система керування; 6 – панель підключення двигунів; 7 – кабель живлення; 8 – кабель датчика швидкості; 9 – інформаційний кабель; 10 – кабель керування встановлювальними входами.

За динамічними характеристиками асинхронний привід програє синхронному серводвигуну з постійними магнітами через відносно великий момент інерції ротора. Тому основним критерієм вибору типу сервопривода є необхідна динаміка проектного механізму.

Порівняння питомої потужності асинхронних і синхронних двигунів (відношення потужності до об'єму двигуна) показує, що питома потужність синхронних двигунів у 1,5–3 рази більша за питому потужність асинхронних.

З точки зору вартості асинхронний сервопривід має безперечну перевагу при великих потужностях. Вартість синхронних серводвигунів з рідкоземельними магнітами істотно зростає при крутих моментах (більше 20...30 Н м).

Отже, основні переваги синхронних серводвигунів перед асинхронними: висока динаміка, точність позиціонування і питома потужність, висока перевантажувальна здатність; основний недолік – відносно висока вартість.

Порівняння характеристик крокового двигуна та синхронного двигуна з постійними магнітами.

Іншим варіантом (за відсутності зворотного зв'язку) точного позиціонування приведених елементів є застосування крокового двигуна. В цьому випадку схема відлічує необхідну кількість імпульсів (кроків) від крайнього положення [6].

Оскільки датчик зазвичай контролює приведений елемент, електричний сервопривід має наступні переваги перед кроковим двигуном:

- не пред'являє особливих вимог до електродвигуна і редуктора – вони можуть бути практично будь-якого типу і потужності, а крокові двигуни, як правило, малопотужні і тихохідні;
- автоматично компенсує люфти у приводі і його зношуваність;

- гарантує максимальну точність (по датчику) впродовж усього терміну експлуатації (у крокового двигуна відбувається поступовий "відхід" при зношуванні редуктора і необхідне періодичне юстирування);

- велика можлива швидкість переміщення елемента (у крокового двигуна менша максимальна швидкість у порівнянні з іншими типами електродвигунів);

- витрати енергії пропорційні опору елемента (на кроковий двигун постійно подається номінальна напруга із запасом по можливому перевантаженню);

- миттєва діагностика у разі поломки (заїдання) приводу;

Недоліки синхронного двигуна з постійними магнітами порівняно з кроковим двигуном:

- необхідність у додатковому елементі – датчику;

- складніший блок керування і логіка його роботи (необхідна обробка результатів датчика і вибір управляючої дії, а в основі контролера крокового двигуна – просто лічильник);

- проблема фіксації – зазвичай вирішується постійним пригальмовуванням переміщуваного елемента або вала електродвигуна (що призводить до втрат енергії) та застосуванням черв'ячних/гвинтових передач (у кроковому двигуні кожен крок фіксується самим двигуном);

- сервоприводи, як правило, дорожчі за крокові.

З приведенного короткого огляду видно, що сервоприводи змінного струму за глибиною регулювання швидкості і динамікою керування не поступаються кращим електроприводам постійного струму, а в сукупності з можливостями керуваності по цифрових каналах фазою, швидкістю, моментом і позицією перевершують не лише двигуни постійного струму, але й крокові двигуни. Технічна цінність високої динаміки керування сервопривода підвищується ще і завдяки його малим габаритам, а також завдяки виключенню необхідності обслуговування електродвигунів. Незважаючи на усі перелічені вище недоліки, гілка синхронних електричних машин найбільш перспективна. Вже сьогодні є розробки синхронних машин, що мають на порядок кращі масогабаритні показники. Ці машини мають абсолютно нову нетрадиційну конструкцію і дуже широкі можливості.

Проведений аналіз існуючих машин термічного різання, різних типів двигунів має на меті отримання заданих показників якості керування електроприводом газорізального робота, для досягнення яких необхідно розв'язати наступні задачі:

- скласти кінематичну схему газорізального робота;

- здійснити вибір двигуна для забезпечення необхідних технологічних параметрів;

- сформулювати функціональну схему керування двигуном;

- отримати передаточні функції елементів системи автоматичного керування;

- отримати структурну схему електропривода;

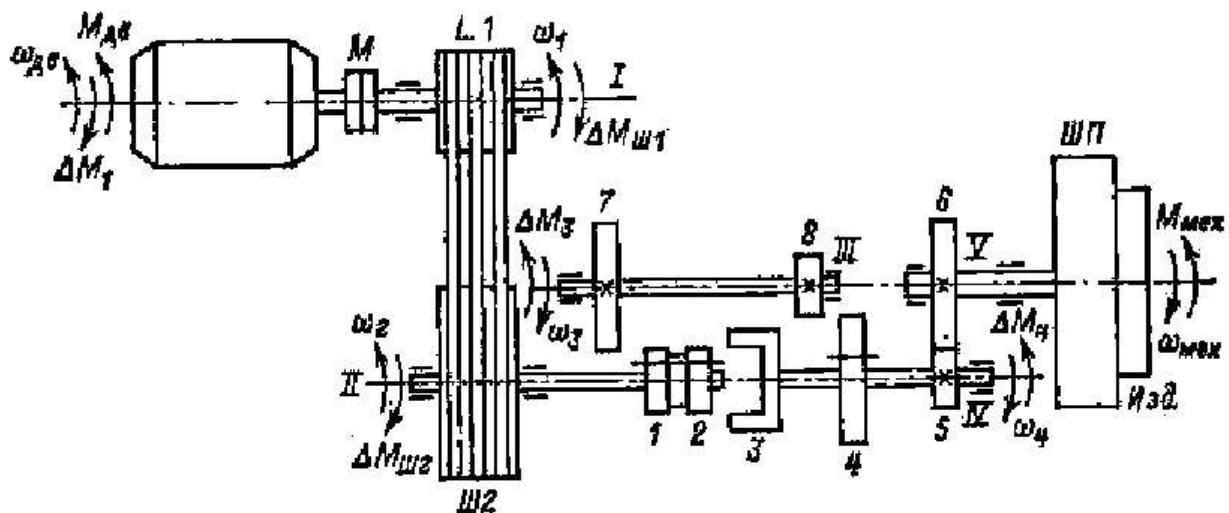
- провести синтез та налагодження параметрів регуляторів;

- провести чисельний експеримент та обрати найкращі елементи системи керування;

- визначити організаційно-технічні заходи з охорони праці щодо забезпечення обслуговування устаткування.

A schematic diagram of a mechanical device, likely a pump or actuator. The diagram shows a vertical assembly on the left and a horizontal arm extending to the right. Numbered components include: 1. A small cylindrical component at the top right of the vertical assembly. 2. A larger cylindrical component below it. 3. A long horizontal arm or shaft. 4. A small component at the end of the horizontal arm. 5. A long horizontal pipe or tube. 6. A vertical pipe or tube. 7. A curved pipe or tube. 8. A small component at the top left of the vertical assembly.

Більш широке застосування, в тому числі у газорізальних автоматах, отримала схема, зображена на рис. 1.8. Передача зусилля у приводі переміщення візка здійснюється через зубчастий ремінь [6].



20

1.5. Вибір двигуна

Розрахунок проводиться за методикою, викладеною в роботі [35].

Визначення діаграми робочого циклу привода переміщення.

Швидкість:

$$V = \frac{a_{\max} \cdot t - \sqrt{(a_{\max} \cdot t)^2 - 4a_{\max}S}}{2};$$

$$V = \frac{10 \cdot 40 - \sqrt{(10 \cdot 40)^2 - 4 \cdot 10 \cdot 2}}{2} = 0,05 \text{ м/с.}$$

Час розгону:

$$t_A = \frac{V}{a_{\max}};$$

$$t_A = \frac{0,05}{10} = 0,005 \text{ с.}$$

Довжина шляху розгону:

$$S_A = \frac{1}{2} \cdot a_{\max} \cdot t_A^2;$$

$$S_A = \frac{1}{2} \cdot 10 \cdot 0,005^2 = 0,000125 \text{ м.}$$

Довжина шляху, пройдена з постійною швидкістю:

$$S_F = S - 2S_A,$$

$$S_F = 2 - 2 \cdot 0,000125 = 1,99975 \text{ м.}$$

Час, протягом якого механізм рухається з постійною швидкістю:

$$t_F = \frac{S_F}{V},$$

$$t_F = \frac{1,99975}{0,05} = 39,99 \text{ с.}$$

Схематично діаграма робочого циклу переміщення зображена на рис. 1.9, а – крива зміни обертового моменту з часом – на рис. 1.10.

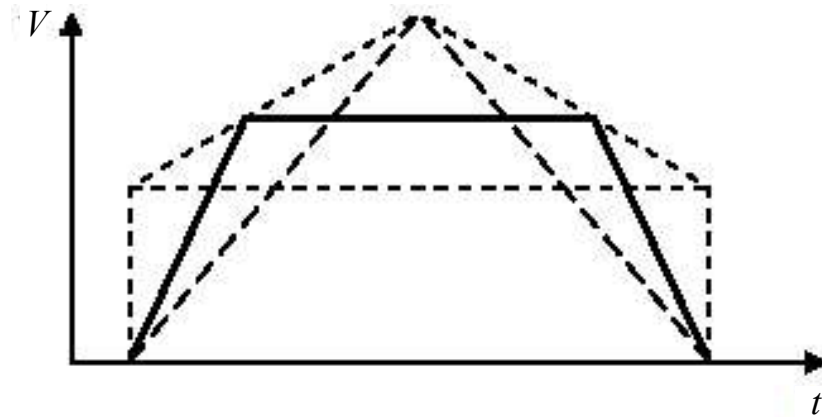


Рис. 1.9. Діаграма робочого циклу переміщення візка

Розрахунок моментів двигуна.

Сила опору кочення:

$$F_{F1} = m_L g \mu,$$

де $g = 9,8/\text{м/с}^2$ – прискорення вільного падіння;

$$F_{F1} = 150 \cdot 9,8 \cdot 0,1 = 147,15 \text{ Н}.$$

Статичний момент:

$$M_{S1} = F_{F1} \cdot \frac{D}{2\eta_L};$$

$$M_{S1} = 147,15 \cdot \frac{0,15}{2 \cdot 0,9} = 12,26 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Прискорююча сила:

$$F_{A1} = m_L \cdot a_{\max},$$

$$F_{A1} = 150 \cdot 10 = 1500 \text{ Н}.$$

Динамічний момент:

$$M_{A1} = F_{A1} \cdot \frac{D}{2\eta_L};$$

$$M_{A1} = 1500 \cdot \frac{0,2}{2 \cdot 0,9} = 125 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Сумарний момент:

$$M_{AT} = M_{S1} + M_{A1};$$

$$M_{AT} = 12,26 + 125 = 137,26 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Динамічний момент при гальмуванні:

$$M_{B1} = -F_{A1} \cdot \frac{D}{2} \cdot \eta_L;$$

$$M_{A1} = -1500 \cdot \frac{0,2}{2} \cdot 0,9 = -101,25 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Сумарний момент:

$$M_{AT} = M_{S1} + M_{B1};$$

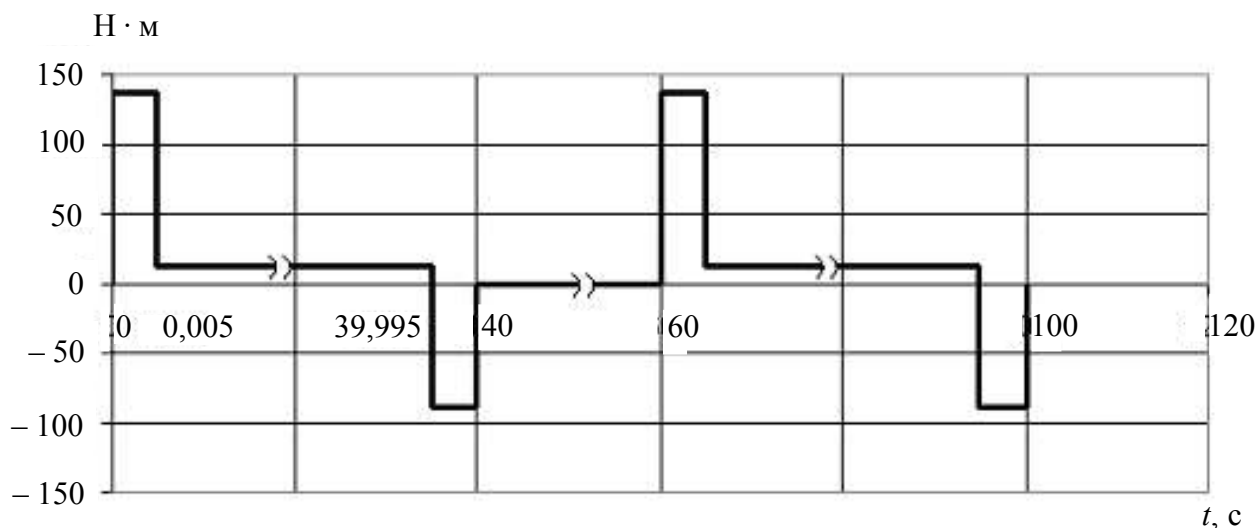


Рис. 1.10. Крива зміни обертового моменту з часом

$$M_{AT} = -101,25 + 12,26 = -88,99 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Розрахунок параметрів редуктора.

Вибір низькообертових редукторів залежить від максимального обертового моменту на вихідному валу.

Отже, на цьому етапі розрахунку виберемо черв'ячний редуктор серії P5Q, для яких відомі значення максимального моменту до 80 Н м та широкий ряд передаточних відношень [26].

Щоб визначити передаточне число редуктора, спочатку необхідно вибрати частоту обертання двигуна.

Привід має бути мінімального розміру і забезпечувати дуже високу точність регулювання і позиціонування, тому частота обертання двигуна має бути високою. Перевага такого рішення – в передаточному числі редуктора. Чим вища частота обертання двигуна, тим більше передаточне число редуктора, а отже, і момент на вихідному валу. Крім того, при більш високому передаточному числі підвищується і точність позиціонування.

Недоліком підвищення частоти обертання двигуна є скорочення терміну служби його підшипників та іноді збільшення необхідного пускового моменту, оскільки такому двигуну доводиться за той же самий час розігнати свій вал до більш високої швидкості.

З урахуванням вищеназваних переваг і недоліків вибираємо двигун з частотою обертання 3000 об/хв.

Щоб мати резерв на регулювання, передаточне число вибирається таким чином, щоб максимальна частота обертання на виході редуктора досягалася по можливості при 90 % номінальної частоти обертання двигуна (в нашому випадку 2700 об/хв).

Швидкість обертання:

$$n_a = \frac{V \cdot 60}{D\pi};$$

$$n_a = \frac{0,05 \cdot 60}{0,15 \cdot \pi} = 6,37 \text{ об/хв.}$$

Передаточне число:

$$i = \frac{n_M}{n_a},$$

де $n_M = 2700$ об/хв;

$$i = \frac{2700}{6,37} = 424.$$

Точність позиціонування.

Маючи отримані значення, на цьому етапі розрахунку вже можна обчислити статичну точність позиціонування. Стандартна дискретність датчика – 1024×4.

Точність позиціонування:

$$\Delta S = \frac{D\pi \frac{\alpha}{2} \cdot \frac{1^\circ}{60'}}{180} \pm \frac{D\pi}{4096 \cdot 124},$$

де $\alpha = 10$ кутових хвилин – стандартний люфт редуктора;

$$\Delta S = \frac{150\pi \frac{10}{2} \cdot \frac{1^\circ}{60'}}{180} \pm \frac{150\pi}{4096 \cdot 124} = \pm 0,00022 \text{ мм,}$$

Визначення критеріїв вибору двигуна.

Вибраний двигун повинен відповідати трьом умовам: піковий момент не повинен перевищувати потрібного значення пускового моменту M_0 ; обчислений

ефективний момент при роботі без примусового охолодження не повинен перевищувати значення M_0 ; відношення зовнішнього моменту інерції до моменту інерції ротора двигуна (активна складова без урахування маси гальма) має бути менше 10.

Розрахунковий піковий момент навантаження (без урахування моменту інерції ротора двигуна) $M_{AT} = 137,26 \text{ Н} \cdot \text{м}$.

Після приведення до вала двигуна отримуємо значення максимального динамічного моменту

$$M_n = \frac{M_{AT}}{i};$$

$$M_n = \frac{137,26}{424} = 0,324 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Згідно з першою умовою пусковий момент M_0 має бути не менше значення:

$$M_0 = \frac{M_n}{3};$$

$$M_0 = \frac{0,324}{3} = 0,108 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Ефективний момент розраховується за наступною формулою:

$$M_F = \sqrt{\frac{\left(\frac{M_{AT}}{i}\right)^2 \cdot t_a + \left(\frac{M_{BT}}{i}\right)^2 \cdot t_a + \left(\frac{M_{SI}}{i}\right)^2 \cdot t_F}{t_Z}};$$

$$M_F = \sqrt{\frac{\left(\frac{137,26}{424}\right)^2 \cdot 0,005 + \left(\frac{-88,99}{424}\right)^2 \cdot 0,005 + \left(\frac{12,26}{424}\right)^2 \cdot 40}{60}} = 0,024 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Згідно з другою умовою номінальний момент має бути не менше $0,024 \text{ Н} \cdot \text{м}$. Зовнішній момент інерції:

$$J_x = 91,2 m_L \cdot \left(\frac{V}{n_M}\right)^2;$$

$$J_x = 91,2 \cdot 150 \cdot \left(\frac{0,05}{2700}\right)^2 = 4,7 \cdot 10^{-6} \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

Згідно з третьою умовою відношення $\frac{J_x}{J_M}$ має бути не більше 10, тому необх-

ідно вибрати двигун з моментом інерції ротора двигуна $J_M > 0,47 \cdot 10^{-6} \text{ кг} \cdot \text{м}^2$.

Таким чином, вибираємо двигун R7M-A05030 (рис. 1.11 та 1.12) з наступними паспортними даними [31]:

- номінальна швидкість обертання $n = 3000 \text{ об/хв}$;
- максимальна швидкість обертання $n = 4500 \text{ об/хв}$;
- номінальна напруга статора $U_n = 230 \text{ В}$;
- номінальна потужність $P_n = 50 \text{ Вт}$;
- номінальний струм $I = 0,6 \text{ А}$;
- максимальний струм $I_{\max} = 1,9 \text{ А}$;
- номінальний момент $M = 0,159 \text{ Н} \cdot \text{м}$;
- максимальний момент $M_{\max} = 0,48 \text{ Н} \cdot \text{м}$;
- момент інерції ротора $J = 2,2 \cdot 10^{-6} \text{ кг} \cdot \text{м}^2$.



Рис. 1.11. Серводвигун R7M-A
(циліндрична модель)

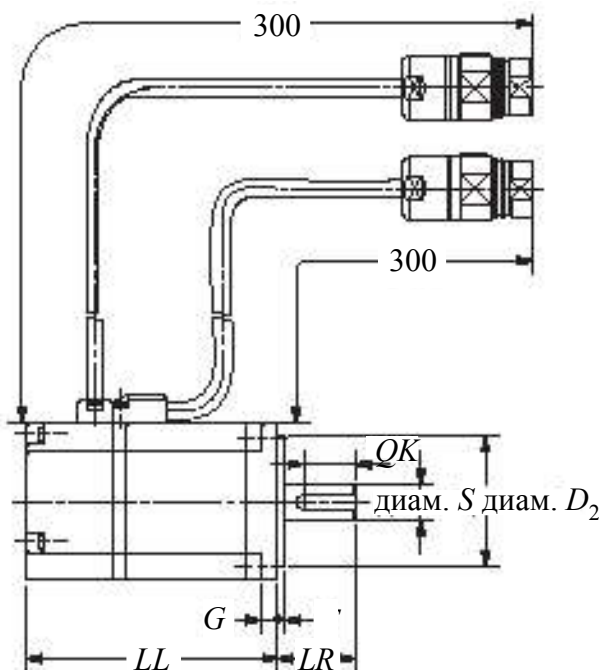


Рис. 1.12. Двигун R7M-A05030-S1-D
(без гальма)

На рис. 1.13 зображені паспортні механічні характеристики вибраного двигуна.

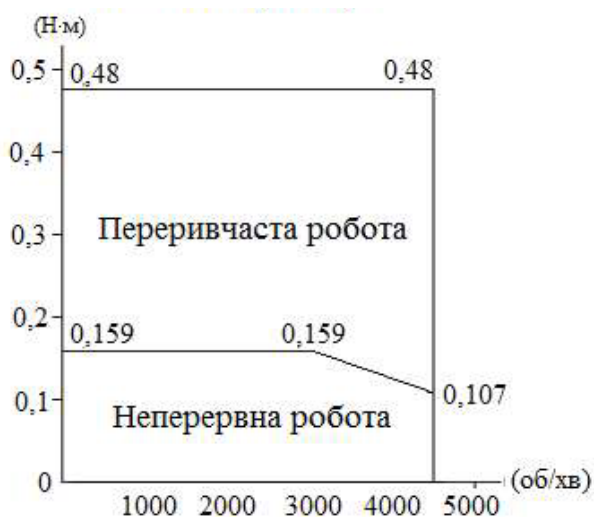


Рис. 1.13. Механічні характеристики R7M-A05030 (50 Вт)

Найважливіші елементи синхронного серводвигуна позначені на рис. 1.14.

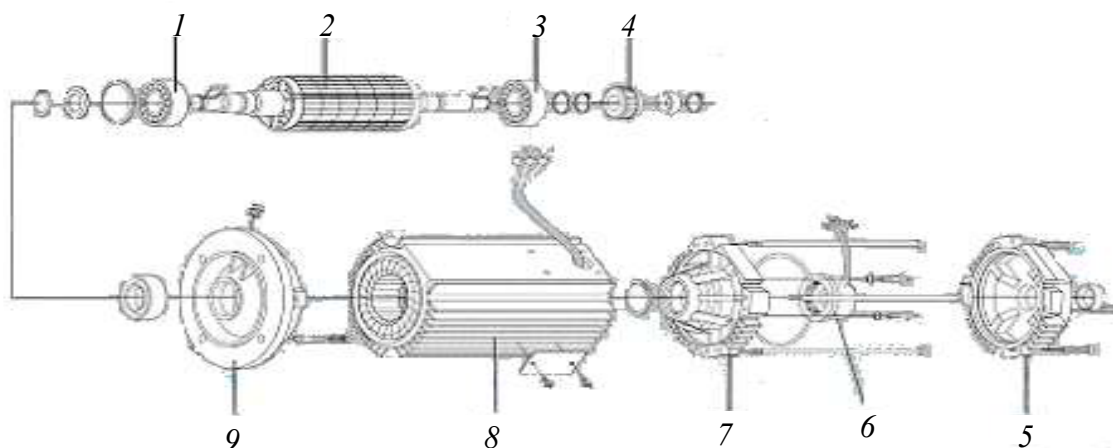


Рис. 1.14. Конструкція синхронного серводвигуна:

1 — передній підшипник; 2 — ротор з постійними магнітами; 3 — задній підшипник; 4 — рухома частина револьвера (ротор); 5 — задня кришка; 6 — нерухома частина револьвера (статор); 7 — задній підшипниковий щит; 8 — статор з трифазною обмоткою; 9 — передній підшипниковий щит з фланцем

Перевірка вибраного двигуна.

Динамічний момент:

$$M_N = \frac{\left(J_M + \frac{J_x}{\eta_L} \right) \cdot n_M}{9,55 t_A} + \frac{M_{SI}}{i};$$

$$M_N = \frac{\left(2,2 \cdot 10^{-6} + \frac{4,7 \cdot 10^{-6}}{0,9} \right) \cdot 2700}{9,55 \cdot 0,005} + \frac{12,26}{424} = 0,448 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Отже, динамічний момент навантаження менший ніж потросений номінальний момент двигуна (менше максимального) і не буде викликати перевантаження. Тому двигун підходить.

1.6. Розробка функціональної схеми

Швидкість синхронного двигуна в режимі, що встановився, завжди дорівнює синхронній швидкості ω_0 , яка однозначно визначається значенням частоти напруги живлення і числом пар полюсів обмотки статора, тобто рівна $\frac{\omega_d}{Z_p}$. Миттєве

відхилення швидкості двигуна від синхронної має місце лише в перехідних процесах, викликаних, наприклад, зміною навантаження на валу двигуна.

Синхронні двигуни залежно від їх конструктивного виконання поділяються на двигуни з явнополюсним і неявнополюсним роторами.

Наслідком конструктивної відмінності машини з явнополюсним ротором (явнополюсної машини) і машини з неявнополюсним ротором є те, що в першому випадку індуктивності обмотки статора по прямій осі, яка співпадає з віссю полюсів ротора і позначається як вісь q , і по квадратурній осі, що означає як вісь d , неоднакові. У другому випадку ці індуктивності рівні.

Зазвичай синхронні двигуни – це великі машини потужністю від десятків до десятків тисяч кіловат при синхронній швидкості 100...3000 об/хв, які використовуються в потужних нерегульованих електроприводах. Проте регулювання швидкості синхронного двигуна при роботі від регульованого джерела живлення можливо шляхом зміни частоти напруги на статорі. Синхронні двигуни з постійними магнітами на роторі зазвичай виконуються невеликої потужності (до декількох десятків кіловат) і найчастіше застосовуються в сервоприводах разом із перетворювачами частоти [28].

1.7. Порівняння способів керування двигуном

Скалярний тип керування. При скалярному (частотному) керуванні (рис. 1.15) за певним законом змінюють амплітуду і частоту прикладеної до двигуна напруги. Зміна частоти живильної напруги призводить до відхилення від розрахункових значень максимального і пускового моментів двигуна, коефіцієнта корисної дії, коефіцієнта потужності. Тому для підтримки необхідних робочих характеристик двигуна необхідно зі зміною частоти одночасно відповідно змінювати й амплітуду напруги [27].

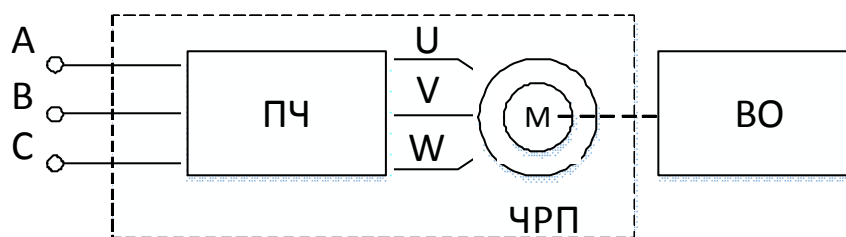


Рис. 1.15. Функціональна схема частотно-регульованого електропривода:

ПЧ – перетворювач частоти; ВО – виконавчий орган; ЧРП – частотно-регульований електропривід

В існуючих перетворювачах частоти при скалярному управлінні найчастіше підтримується постійним відношення максимального моменту двигуна до моменту опору на валу. Тобто при зміні частоти амплітуда напруги змінюється таким чином, що відношення максимального моменту двигуна до теперішнього моменту навантаження залишається незмінним. Це відношення називається перевантажувальною здатністю двигуна.

При постійній перевантажувальній здатності номінальний коефіцієнт потужності і коефіцієнт корисної дії двигуна на всьому діапазоні регулювання частоти обертання практично не змінюються.

Сучасний частотно-регульований електропривід складається або з асинхронного, або синхронного електричного двигуна і перетворювача частоти.

Перетворювач частоти управляє електричним двигуном і є електронним статичним пристроєм. На виході перетворювача формується електрична напруга зі змінними амплітудою і частотою. Назва "частотно-регульований електропривід" обумовлена тим, що регулювання швидкості обертання двигуна здійснюється зміною частоти напруги живлення, що подається на двигун від перетворювача частоти. Упродовж останніх 10–15 років у світі спостерігається широке й успішне впровадження частотно-регульованого електропривода для вирішення різних технологічних завдань у багатьох галузях економіки. Це пояснюється в першу чергу розробкою і створенням перетворювачів частоти на принципово новій елементній базі, головним чином на біполярних транзисторах з ізольованим затвором IGBT. Найбільше промислове застосування має трифазний частотно-регульований електропривід [30].

У синхронному електричному двигуні частота обертання ротора у встановленому режимі дорівнює частоті обертання магнітного поля статора. У асинхронному електричному двигуні частота обертання ротора у встановленому режимі відрізняється від частоти обертання на величину ковзання. Частота обертання магнітного поля статора залежить від частоти напруги живлення. При живленні обмотки статора електричного двигуна трифазною напругою з частотою f створюється магнітне поле, що обертається. Швидкість обертання цього поля ω_1 визначається за відомою формулою $\omega_1 = \frac{2\pi f}{p}$, де p – число пар полюсів статора.

Перехід від швидкості обертання поля ω_1 , вимірюваної в радіанах, до частоти обертання n_1 , вираженої в оборотах у хвилину, здійснюється за формулою

$n_1 = \frac{60}{2\pi} \cdot \omega_1$, де 60 – коефіцієнт перерахунку розмірності. Підставивши в це рівняння

швидкість обертання поля ω_1 , отримаємо $n_1 = \frac{60f}{p}$. Таким чином, частота обер-

тання ротора синхронного й асинхронного двигунів залежить від частоти напруги живлення. На цій залежності і заснований метод частотного регулювання. Змінюючи за допомогою перетворювача частоту f на вході двигуна, ми регулюємо частоту обертання ротора.

У найбільш поширеному частотно-регульованому приводі на основі асинхронних двигунів з короткозамкнутим ротором застосовуються скалярне і векторне частотне керування.

Тому залежність напруги живлення від частоти визначається характером навантаження на валу електричного двигуна. Для постійного моменту навантаження підтримується відношення $U/f = \text{const}$, і, по суті, забезпечується постійність максимального моменту двигуна. Характер залежності напруги живлення від частоти для випадку з постійним моментом навантаження зображений на рис. 1.16.

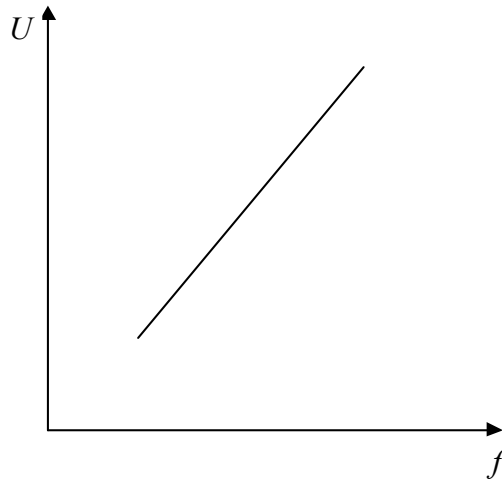


Рис. 1.16. Графік залежності напруги від частоти при $U/f = \text{const}$

Кут нахилу прямої на графіку залежить від величин моменту опору і максимального обертового моменту двигуна. В той же час на малих частотах, починаючи з деякого значення частоти, максимальний момент двигуна починає падати. Для компенсації цього і для збільшення пускового моменту використовується підвищення рівня напруги живлення.

У разі вентиляторного навантаження реалізується залежність $U/f_2 = \text{const}$. Характер залежності напруги живлення від частоти для цього випадку показаний на рис. 1.17.

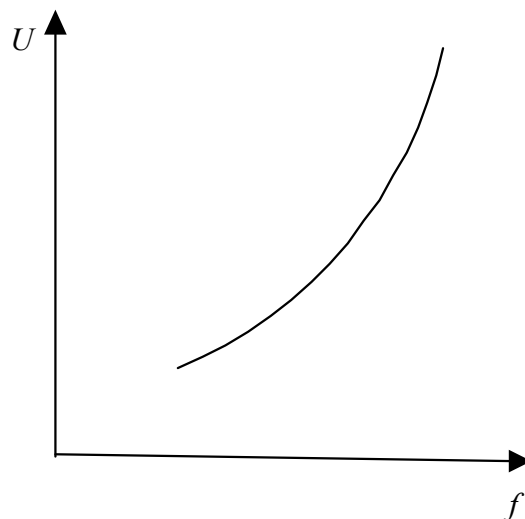


Рис. 1.17. Графік залежності напруги живлення від частоти при $U/f_2 = \text{const}$

При регулюванні в області малих частот максимальний момент також зменшується, але для цього типу навантаження це не критично. Використовуючи залежність максимального моменту від напруги і частоти, можна побудувати графік $U(f)$ для будь-якого типу навантаження.

Перевагою скалярного методу є можливість одночасного керування групою електродвигунів.

Отже, скалярне керування достатнє для більшості практичних випадків застосування частотно-регульованого електропривода з діапазоном регулювання частоти обертання двигуна до 1:40.

Векторний тип керування. Векторне керування дозволяє істотно збільшити діапазон керування, точність регулювання, підвищити швидкодію електропривода. Цей метод забезпечує безпосереднє керування обертальним моментом двигуна.

Розглянемо основний принцип побудови векторної системи керування. Ідея векторної системи керування асинхронним двигуном полягає в реалізації роздільного керування швидкістю і потокозчепленням. Струм двигуна вимірюється у нерухомій системі координат xu і перетворюється в обертову систему координат $\alpha\beta$ (рис. 1.18).

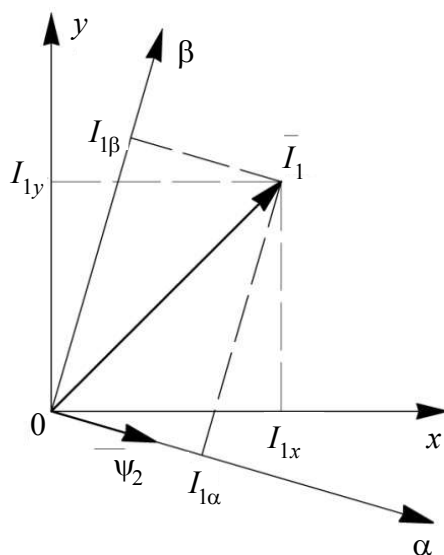


Рис. 1.18. Система координат $\alpha\beta$ у системі координат xu

При орієнтації осі α за вектором потокозчеплення ротора проекція вектора $I_{1\alpha}$ визначає величину потокозчеплення, а проекція $I_{1\beta}$ пропорційна швидкості обертання вала двигуна [10].

Момент двигуна визначається струмом статора, який створює обертове магнітне поле. При безпосередньому управлінні моментом необхідно змінювати окрім амплітуди і фази струму статора, тобто вектор струму. Цим і обумовлений термін "векторне керування". Для керування вектором струму, а отже, положенням магнітного потоку статора відносно ротора, що обертається, вимагається знати точне положення ротора у будь-який момент часу. Завдання вирішується або за допомогою виносного датчика положення ротора, або визначенням положення ротора шляхом обчислень за іншими параметрами двигуна. Як такі параметри

використовуються струми і напруга статорів обмоток. Проте застосування датчика зворотнього зв'язку вимагає додаткових витрат.

Менш дорогим є частотно-регульований електропривід із векторним керуванням без датчика зворотного зв'язку швидкості, проте векторне керування при цьому вимагає великого об'єму і високої швидкості обчислень від перетворювача частоти.

Крім того, для безпосереднього керування моментом при малих, близьких до нульових, швидкостях обертання робота частотно-регульованого електропривода без зворотного зв'язку за швидкістю неможлива.

Векторне керування з датчиком зворотного зв'язку швидкості забезпечує діапазон регулювання до 1:1000 і вище, точність регулювання за швидкістю – соті долі відсотка, точність по моменту – одиниці відсотків [27].

У чистому вигляді частотне регулювання частоти обертання синхронних двигунів застосовується тільки при малих потужностях, коли моменти навантажень невеликі і мала інерція привідного механізму. При великих потужностях цим умовам повністю відповідає лише привід з навантаженням "вентилятора". У випадках з іншими типами навантаження двигун може випасти з синхронізму.

Для синхронних електроприводів великої потужності застосовується метод частотного керування з самосинхронізацією, який виключає випадання двигуна з синхронізму. Особливість методу полягає в тому, що керування перетворювачем частоти здійснюється в строгій відповідності з положенням ротора двигуна.

Отже, при розробці проектів на базі електропривода змінного струму виникає необхідність у забезпеченні високих динамічних показників у перехідних режимах, у підтримці певної швидкості обертання ротора, а також в енергетичних показниках. Для отримання високих динамічних показників, високої точності підтримання швидкості застосовують векторну систему керування електроприводом.

Для керування вентильним двигуном (ВД) застосовна двоконтурна структура електропривода постійного струму з контурами струму і швидкості [33].

Завдання контуру струму – забезпечити постійність струму інвертора і, отже, постійність середнього моменту двигуна у заданому діапазоні швидкостей і в межах допустимого значення струму. Контур швидкості повинен забезпечити необхідну жорсткість механічної характеристики ВД і необхідні динамічні показники електропривода. Ця двоконтурна система керування може будуватися за принципом підлеглого регулювання. При цьому завдання на струм поступає з виходу регулятора швидкості (РШ). Для ВД із постійними магнітами і живленням від мережі через некерований випрямляч, що характерно для електроприводів невеликої потужності, регулятор струму відрізняється від традиційного ПІ-регулятора, використовуваного в електроприводі постійного струму. Досить простим і таким, що забезпечує практично астатичне регулювання струму, є релейний регулятор струму (РРС). Двоконтурна система керування з РРС для електропривода з ВД наведена на рис. 1.19. Як регулятор швидкості може використовуватися аналоговий ПІ- чи ПІІ-регулятор, на вхід якого поступає різниця сигналів завдання швидкості і зворотного зв'язку. Сигнал зворотного зв'язку подається з датчика швидкості *BR*. Схема доповнена вузлом фазозсування (ФЗВ), що здійснює автоматичне випередження зміщення кута комутації ключів в області високих швидкостей для зменшення пульсацій динамічного струму в двигуні. Сигнали з виходу

розподільника імпульсів РІ через ключі $D1$ і $D2$ подаються на формувач імпульсів (ФІ). Вихідні сигнали ФІ поступають на "плечі" автономного інвертора (АІ), підключеного до джерела живлення (ДЖ) з випрямленою напругою U_d .

Розглянемо контур струму з РРС (рис. 1.19). Регулятор струму, управляючи ключами інвертора, підтримує релейним способом задане значення струму в межах

$$I_3 - \Delta I_{\text{доп}} \leq i \leq I_3 + \Delta I_{\text{доп}}.$$

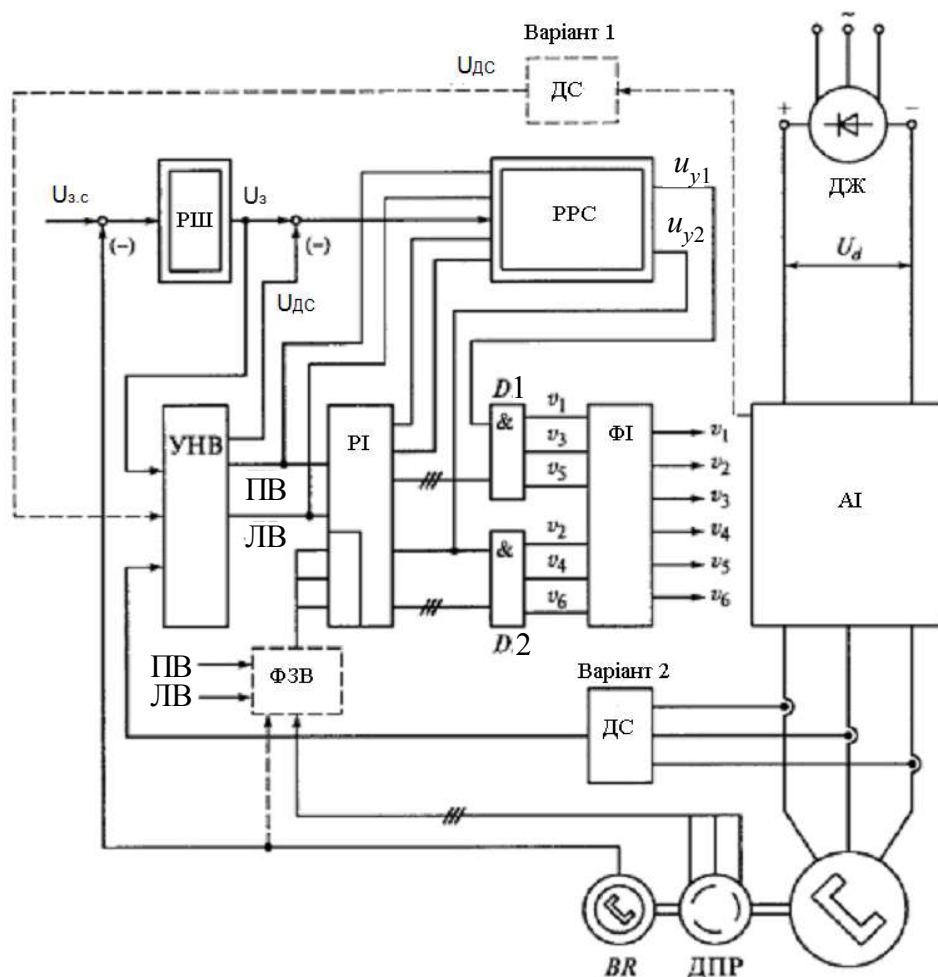


Рис. 1.19. Система керування вентильним двигуном

Умова виконується завдяки відповідності комутації ключів інвертора і створює чергування трьох режимів інвертора:

Р2 – комутація усіх ключів обох груп комутатора;

Р0 – заборона на комутацію обох груп (струм від двигуна через зворотній міст спрямований назустріч напрузі випрямляча, його енергія витрачається на заряджання конденсатора і в розрядному резисторі – короткочасний генераторний режим із поверненням енергії);

Р1 – заборона на комутацію ключів групи (ланцюг струму замикається накоротко через працюючу групу і зворотний міст – режим динамічного гальмування).

Проміжний режим Р1 може бути і дуже короткочасним, якщо струм за менше, ніж τ_0 , час $\tau_{1\text{min}} = 0,3$ мс досягає граничного значення $I_3 - \Delta I_{\text{доп}}$, або $I_3 + \Delta I_{\text{доп}}$.

Це перемикання режимів комутатора у функції струму релейним способом дозволяє підтримувати задане значення струму в допустимих межах.

Релейний регулятор струму складається з двох блоків – вибору режимів комутатора і керування ключами комутатора.

Швидкодію контуру струму з РРС можна приблизно оцінити за мінімальним періодом відробітки циклового завдання на струм

$$T_{K,T,MIN} = 2(\tau_{1min} + \tau_1 + \tau_0 + \tau_{ДТ})$$

де τ_0 – час затримки при перемиканні напрямку обертання, мс; $\tau_{ДТ}$ – тимчасова затримка сигналу датчика струму, мс.

Якщо прийняти $\tau_{1min} = 0,3$ мс, $\tau_1 = \tau_0 = \tau_{ДТ} \approx 1$ мс (ці значення прийнятні для аналогового виконання РРС), то частотна смуга пропускання контуру струму складе:

$$f_{K.T} = \frac{1}{T_{K.T,MIN}} = \frac{1}{6,6 \cdot 10^{-6}} \approx 152 \text{ Гц.}$$

1.8. Розробка структурної схеми

Згідно з викладеним можна зробити висновок, що контур струму з релейним регулятором по динаміці близький до безінерційної ланки [33]. З урахуванням невеликої постійної часу фільтра T_ϕ і ланцюга датчика струму передаточна функція замкнутого контуру струму матиме такий вигляд [33]: де $T_\phi \approx 1,0..1,5$ мс.

При постійному струмі інвертора $I = u_{zm} / k_{om} = const$ момент двигуна, що має пульсації на кожному обороті ротора, в середньому залишається постійним і рівним $p_n I_q \psi_B$, оскільки середня величина I_q пропорційна струму інвертора I . Механічна характеристика двигуна є вертикальною лінією в межах напруги живлення інвертора.

Контур регулювання струму входить до складу контуру регулювання швидкості, в якому може використовуватися типовий П– чи ПІ-регулятор швидкості [33]. З урахуванням отриманої передаточної функції може бути побудована наближена лінеаризована і така, що не враховує ЕРС двигуна, структурна схема двоконтурного електропривода з ВД (рис. 1.20).

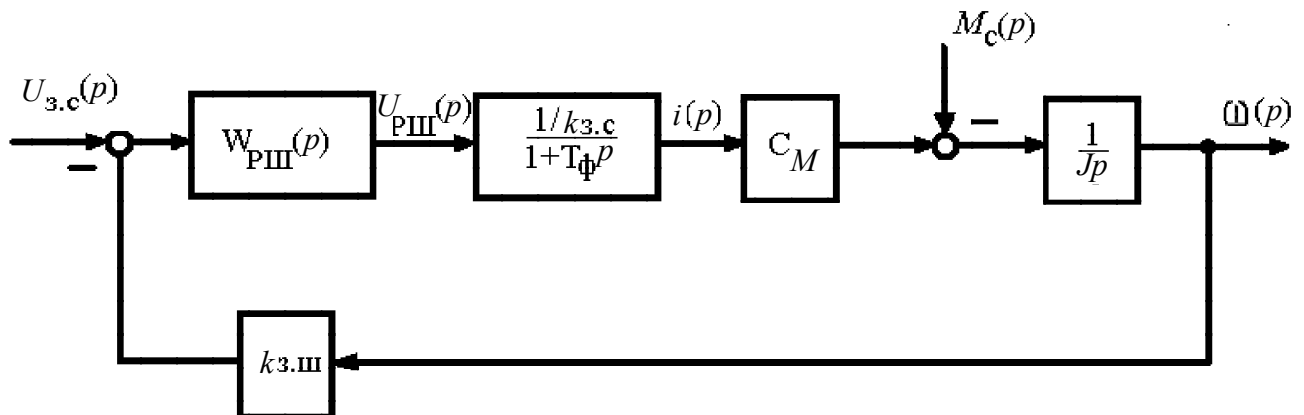


Рис. 1.20. Структурна схема двоконтурного електропривода з вентильним двигуном

Налаштувавши контур швидкості на модульний оптимум, згідно із структурною схемою і виразом

$$W(p) = \frac{W_x(p)}{W_x(p)} = \frac{k_x \cdot k_x \cdot J}{4 \cdot T_x k_x} = \frac{k_x}{k_x \cdot k_x \cdot R_x} \cdot \frac{T_i}{4 \cdot T \cdot \mu} = k_x$$

Отримуємо передаточний коефіцієнт П-РС [33]

$$k_{PC} = \frac{k_{O.T} \cdot J}{2 \cdot T \cdot k_{O.C} \cdot c_M},$$

де T_μ – сума постійних часу фільтрів датчиків струму і швидкості, с ($T_\mu = T_{\Phi 1} + T_{\Phi 2}$); c_M – коефіцієнт пропорційності між моментом двигуна і струмом інвертора.

Визначаючи $k_{O.T}$ при допустимому струму $I_{\text{доп}}$ або моменту $M_{\text{доп}}$

$$k_{O.T} = \frac{u_{3.T \max}}{I_{\text{доп}}} = \frac{u_{PC \max} \cdot c_M}{M_{\text{доп}}};$$

$$k_{O.T} = \frac{u_{PC \max} \cdot c_M}{M_{\text{доп}}} = \frac{10 \cdot 0,265}{0,48} = 5,52,$$

отримуємо:

$$k_{PC} = \frac{J}{2 \cdot T_a} \cdot \frac{u_{PC \max}}{M_{\text{доп}} \cdot k_{TG}};$$

$$k_{PC} = \frac{6,9 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 0,002} \cdot \frac{10}{0,48 \cdot 0,03} = 1,2,$$

де $u_{P.C. \text{нас}}$ – напруга насичення регулятора швидкості, В; k_{TG} – передатний коефіцієнт тахогенератора, В/с/рад ($k_{TG} = k_{oc}$). При налаштуванні контуру швидкості на симетричний оптимум отримуємо передавальну функцію ПП–РШ [15]:

$$W_{PC}(p) = k_{PC} \frac{4 \cdot T_\mu \cdot p + 1}{4 \cdot T_\mu \cdot p};$$

$$W_{PC}(p) = 1,2 \cdot \frac{4 \cdot 0,008p + 1}{0,008p}.$$

Оскільки $T_a \approx 2$ мс, полоса пропускання замкнутого контуру швидкості при П-РШ $\omega_{П.П} = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot T_a}} \approx 353 \text{ с}^{-1}$, при ПІ-РШ $\omega_{П.П} = \frac{1}{2 \cdot T_a} \approx 250 \text{ с}^{-1}$ [15].

1.9. Моделювання та розрахунок перехідних процесів

За допомогою математичної мови програмування Matlab згідно з отриманими результатами побудуємо структурну схему та перехідні характеристики системи.

На рис. 1.21, 1.22 зображені структурні схеми системи в програмному забезпеченні Matlab, що моделюють систему автоматичного керування з використанням ПІ-регулятора швидкості та П-регулятора швидкості відповідно. На рис. 1.23 зображені дві системи керування (одна з П-регулятором, інша – з ПІ-регулятором) для можливості зображення в одних координатах однойменних величин, що спрощує порівняння.

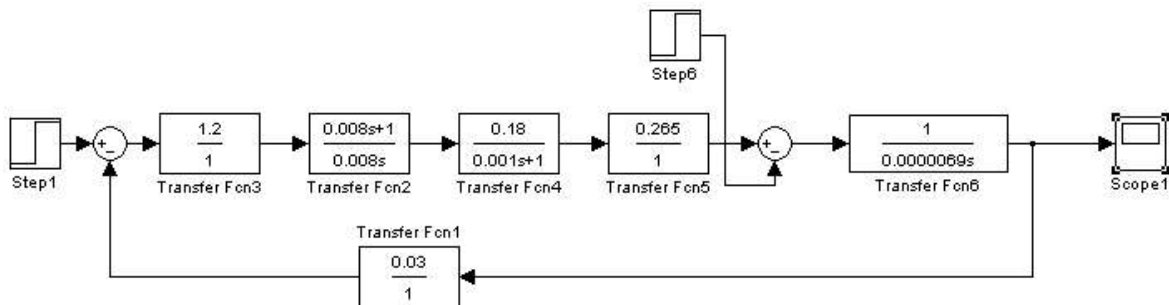


Рис. 1.21. Структурна схема системи з використанням ПІ-регулятора швидкості

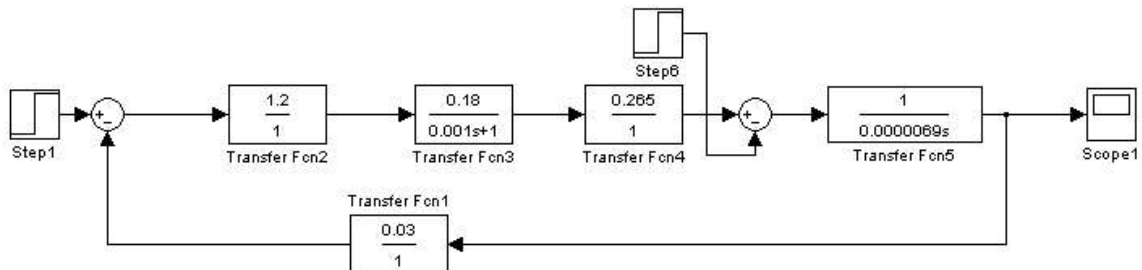


Рис. 1.22. Структурна схема системи з використанням П-регулятора швидкості

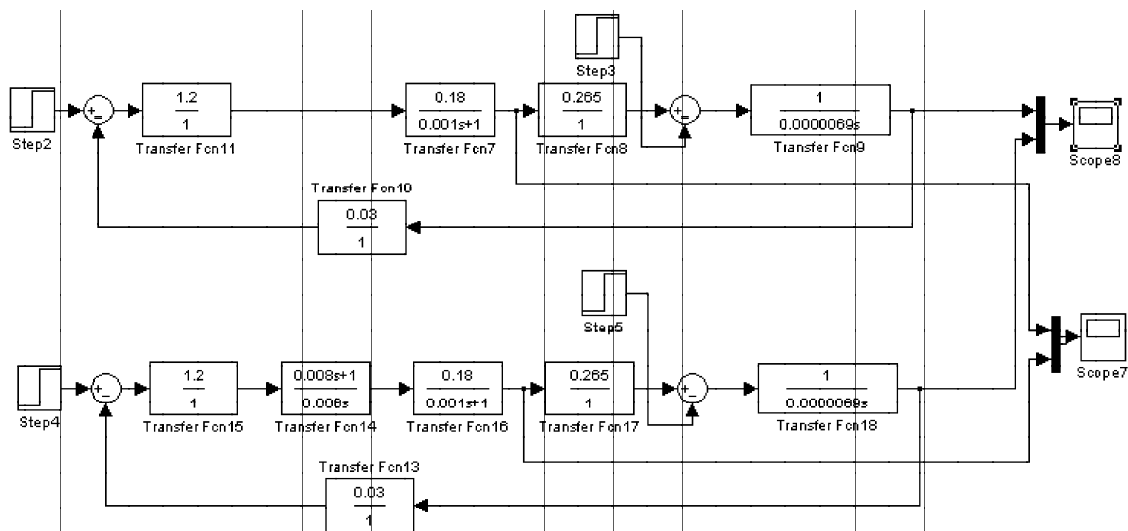


Рис. 1.23. Структурна схема систем з використанням П- та ПІ-регулятора швидкості

На рис. 1.24 та 1.25 суцільною жирною лінією зображені характеристики системи з П-регулятором, а пунктирною – з ПІ-регулятором.

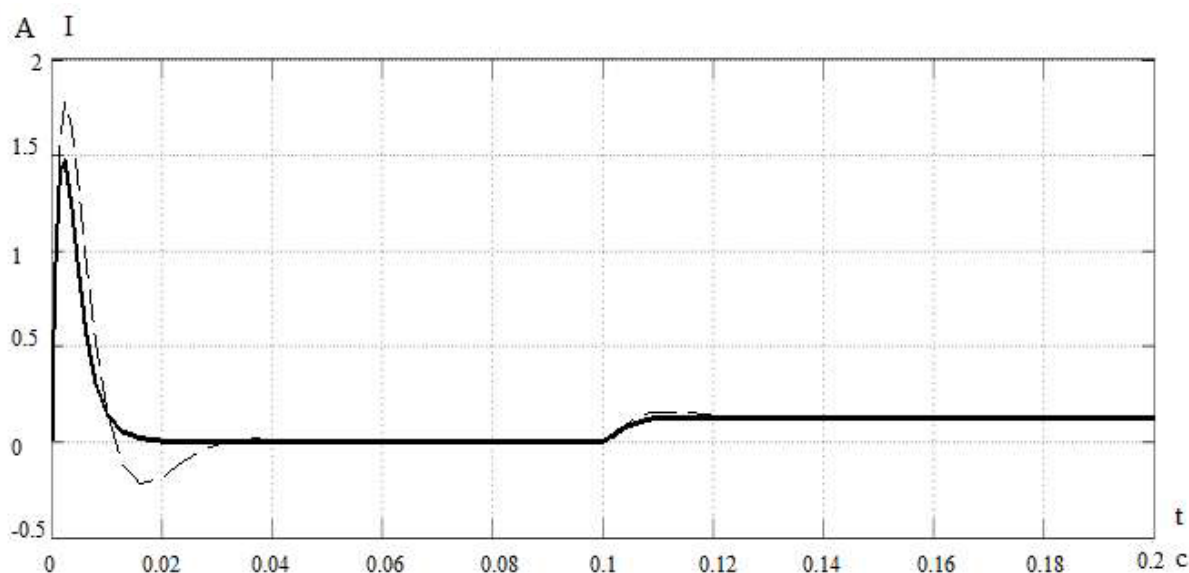


Рис. 1.24. Перехідні процеси пуску та реакція системи на навантаження (рівне 20 % від номінального) за струмом

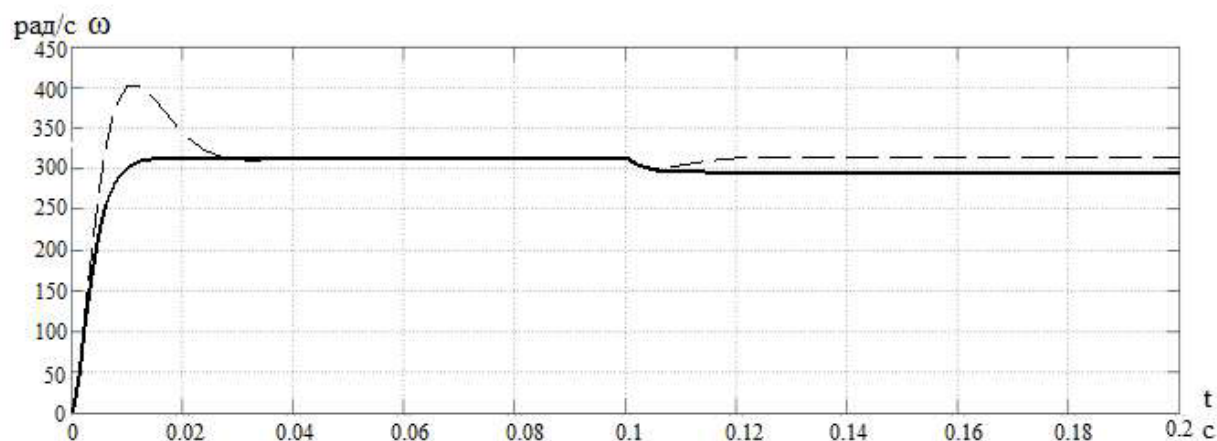


Рис. 1.25. Перехідні процеси пуску та реакція системи на навантаження (рівне 20 % від номінального) за швидкістю

Порівняємо отримані результати:

Пуск двигуна. Перехідний процес пуску ілюструє наступні показники якості керування системою за швидкістю: перерегулювання – 27,4 %, число коливань – 2, стає значення швидкості – 314 рад/с, час пуску – 0,023 с (для ПІ-регулятора); перерегулювання – відсутнє, число коливань – 0, стає значення швидкості – 314 рад/с, час пуску – 0,01 с (для П-регулятора); за струмом: значення пускового струму – 1,8 А, що менше максимального, тривалістю 0,01 с та не викличе перевантаження двигуна, присутні коливання пускового струму, кількість коливань – 3, час пуску – 0,03 с (для ПІ-регулятора); значення пускового струму – 1,47 А, тривалість 0,01 с та також не викличе перевантаження двигуна, число коливань – 1, час пуску – 0,02 с (для П-регулятора).

Реакція системи на навантаження. Перехідний процес реакції системи на навантаження, рівне 20 % від номінального, ілюструє наступні показники якості керування системою за швидкістю: перерегулювання – 4,5 %, число коливань – 2, стає значення швидкості – 314 рад/с, час реакції – 0,015 с (для ПІ-регулятора); перерегулювання – відсутнє, число коливань – 0, стає значення швидкості – 295 рад/с, час реакції – 0,005 с (для П-регулятора); за струмом: перерегулювання – 25 %, кидок струму в момент подачі навантаження не перевищує максимально допустимий для двигуна – 0,15 А, присутні коливання струму, кількість коливань – 1, стає значення струму – 0,12 А, час перехідного процесу – 0,02 с (для ПІ-регулятора); експоненційний вид перехідного процесу, перерегулювання – відсутнє, число коливань – 0, стає значення струму – 0,12 А, час реакції – 0,01 с (для П-регулятора).

Отже, використання статичного регулятора покращує перехідний процес пуску порівняно з ПІ-регулятором, але П-регулятор не забезпечує необхідної точності – залишається статична помилка керування. Тому найбільш задовільним для нашої системи автоматичного керування є застосування ПІ-регулятора швидкості та струму. Це пояснюється підвищенням точності системи при введенні інтегралу до закону керування, який прибирає усталену помилку керування, забезпечує задовільні показники якості при відпрацюванні системою навантаження, хоча час перехідного процесу дещо збільшується порівняно з П-регулятором.

В існуючих газорізальних машинах використовуються асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором, для керування застосовується скалярне керування. Проте для більш ефективного використання електропривода очевидним є використання комплектного синхронного сервоелектропривода з векторним керуванням, що дозволяє покращити динамічні характеристики приводу за рахунок малої маси ротора.

Практичне використання комплектного синхронного сервоелектропривода призводить до збільшення темпів випуску готових виробів та при підвищенні вимог до точності обробки заготовок, наприклад при модернізації виробництва, крім того, використання сучасних методів керування спрощує процес роботи з високотехнологічним обладнанням.

2. П'ЄЗОЕЛЕКТРИЧНІ СЕРВОЕЛЕКТРОПРИВОДИ

П'єзоелектричні перетворювачі, що є основним елементом п'єзопривода, засновані на дії п'єзоелектричного ефекту, відкритого братами Кюрі в 1880 р. Прямий п'єзоэффект – це утворення електричних зарядів на поверхні тіла при його механічній деформації. Зворотний п'єзоэффект – це утворення деформації при накладенні різниці потенціалів на поверхні тіла. П'єзоэффект отримав свою назву від гр. "piezo" – тисну. Цією властивістю володіють деякі кристали, які відносяться до типу сегнетоелектриків (назва походить від найбільш характерного кристала цієї групи – сегнетової солі $\text{NaK}_4\text{H}_4\text{O}_6\text{H}_2\text{O}$).

Розрізняють два види сегнетоелектриків: монокристали і поляризовані полікристали. Перші зустрічаються в природі (наприклад, кварц) і вирощуються штучним шляхом, вони мають високу вартість і тому в промисловості використовуються рідко. Другі – п'єзокерамічні вироби – отримують промисловим шляхом і в ультразвуковій техніці найбільш поширені. Більшість з них є хімічними сполуками у вигляді солей свинцю і барію: PbNb_2O_6 , PbTiO_3 , PbZrO_3 , BaTiO_3 .

П'єзокерамічні елементи знайшли широке застосування у системах мікропереміщень (СМП) мініатюрних об'єктів, які використовуються в приладобудуванні протягом багатьох десятиліть і пов'язані в основному з оптико-механічними приладами і годинниковими механізмами. Колосальний стрибок у кінці XX і на початку XXI ст. у розвитку технологій, що відносяться до виробництва комп'ютерної техніки, дозволив створити принципово нові пристрої мікросистемної техніки.

Якщо в 60–80 роках минулого століття електронні компоненти були вже створені і шляхи подальшої мініатюризації були чітко визначені, то перспективи мініатюризації електромеханічних систем були туманні. Найкращими досягненнями в цій сфері були переносні засоби протиповітряної оборони типу "Ігла" і "Стінгер", мініатюрні годинникові механізми, механізми міні-фотоапаратів і магнітофонів для спецслужб, а також мініатюрні електромагнітні реле (наприклад, поляризоване реле РЕС 45 об'ємом 250 мм^3). Проте якісного стрибка в зменшенні розмірів механічних пристроїв при тому рівні традиційного машинобудування і приладобудування не могло відбутися – механіка підходила до своєї "фізичної" межі. Робототехнічні комплекси, що включали в себе СМП для автоматичної збірки мініатюрних виробів, були ненадійні, громіздкі, вимагали постійної присутності

операторів і налагоджувальників. До 70–80 років XX століття виникла явна суперечність між високорозвинутим виробництвом електронної техніки і відсталим виробництвом мініатюрних електромеханічних систем, яке гальмувалося традиційними технологіями точного машинобудування і приладобудування та низьким рівнем автоматичного управління [3]. Підвищені вимоги до військової і космічної техніки, медицини, моніторингу навколишнього середовища і безпеки атомних електростанцій дали поштовх до розвитку мініатюрних і мікроелектромеханічних систем (МЕМС). Тут потрібно уточнити, що розуміється під термінами "мініатюрні" і "мікро". До мініатюрних електромеханічних систем умовно можна віднести пристрої, розміри яких знаходяться в межах від $10 \times 10 \times 10$ мм до $50 \times 50 \times 50$ мм; усе, що має менші габарити, можна віднести до мікросистем. Системи мікропереміщень включають пристрої, що забезпечують рух вихідної ланки на відстань до міліметра з мінімальним кроком до десятих долей мікрометра. Крім того, МЕМС можуть бути елементами СМП, зокрема робочими органами.

2.1. Умови розвитку п'єзоелектричних сервоелектроприводів

Величезні фінансові вкладення у виробництво мікроелектронної техніки, зокрема у виробництво великих інтегральних схем на базі кремнію, дозволили знайти перспективний шлях і для мікромеханічних пристроїв і систем. Поверхнева й об'ємна мікрообробка напівпровідникових матеріалів, заснована на методах фото– і рентгенолітографії (LIGA-технологія), дозволяє створити мікрооб'єкти практично будь-якої форми з розмірами до одиниць мікрометрів. Ці технології, що дають можливість точного керування глибиною травлення, формуванням бічних стінок і каналів усередині масиву напівпровідникового матеріалу, дозволяють проводити об'ємні механічні структури, які мають відносно високу міцність і жорсткість, необхідні для передачі зусиль і крутних моментів, у мікромеханічних передачах.

Таким чином, основою розвитку МЕМС є мікроелектронна технологія, яка застосовується практично у всіх виробках на основі кремнію. Надмініатюризація електромеханічних систем за рахунок інтегруючого ефекту при поєднанні в єдиному об'ємі пристрою як приводних елементів, так і керуючих елементів є наочним прикладом ефективності принципів мехатроніки. Цьому сприяє загальна технологія виготовлення електронних компонентів і механічних деталей.

Починаючи з останнього десятиліття XX століття, відбувається стрімке зростання кількості експериментальних і впроваджуваних проєктів, об'єднаних єдиним технологічним підходом до виготовлення всіх компонентів мікросистемної техніки, – приводів з передачею механічної енергії до робочого органа (вихідній ланці системи), сенсорного, керуючого і обчислювального приводів. Важливим результатом такого комплексного підходу до розробок є те, що в порівняно малому об'ємі знаходяться більшість елементів автоматизованої системи. Стає прогнозованим наступний логічний крок у розвитку СМП: перехід до біонічних по суті структур, що мають спільні ознаки з біологічними об'єктами. Як відомо, найбільш розвинені живі організми мають ієрархічну структуру керування рухом окремих частин тіла: центральну і периферичну нервові системи. Причому периферична

ферична нервова система забезпечує керування на рівні елементарних рухів, а центральна нервова система здійснює цільове керування, вносячи корективи до руху виходячи з інформації, отриманої від органів відчуття (сенсорів). Побудовані за аналогією до біологічних організмів мехатронні СМП матимуть якості живих організмів, що пройшли еволюцію і природний відбір протягом мільйонів років.

Ураховуючи сказане вище, необхідно підкреслити, що створення СМП ґрунтується не тільки на технологіях виробництва електронних компонентів, але і на традиційних технологіях точного машинобудування і приладобудування. Модулі грубих переміщень цих систем, а також відносно великогабаритні механічні елементи економічно вигідніше виготовляти традиційними технологіями.

Аналізуючи патентні і літературні джерела, можна визначити основні перспективні напрями розвитку СМП. За своїм призначенням і функціональними можливостями ці системи можна розділити на мікрomanipуляційні системи (ММС), автономні мікророботи (АМР) і приладові СМП.

Мікрomanipуляційні системи – це автоматизовані електромеханічні системи, призначені для здійснення технологічних операцій або для переміщення (маніпулювання) міні– і мікрооб'єктів. До них відносяться ММС для механічного складання мікромеханічних пристроїв. Такі системи, аналогічні за своїми функціями і особливостях роботи складальним роботам-маніпуляторам точного машинобудування, відрізняються вищою точністю позиціонування і меншими кроками. Залежно від об'єктів складання крок робочого органа може варіюватися в межах 0,2...5,0 мм, а точність позиціонування (або ступінь дозволу) – 0,50 км до 0,05 мм. Мікрomanipуляційні системи для технологічних операцій призначені для мікрозварки, паяння, склеювання мікрооб'єктів, а також для операцій контролю і тестування параметрів мікропристроїв (наприклад, вимірювання опору електричних мікроланцюгів). Їх характеристики аналогічні попередньому випадку, специфіка їх полягає в тому, що робочий орган повинен чинити на об'єкт певний і контрольований силовий тиск в межах 10–3 Н...0,1 Н.

Сьогодні набули широкого поширення ММС, які призначені для біологічних технологій і досліджень. Операції штучного запліднення яйцеклітини стали можливими, починаючи з дев'яностих років минулого століття, завдяки застосуванню таких ММС. У цитології для дослідження електричних потенціалів клітинних мембран застосовують ММС із вищим розділенням, ніж у попередньому випадку (ступінь розділення близько 0,05 мкм).

2.2. П'єзoeлектричні приводи і перетворювальні елементи

Залежно від швидкодії, кроків і точності відпрацювання рухів робочих органів ММС, а також вихідних ланок приладових СМП застосовують різні електромеханічні перетворювачі, що є приводними елементами систем [23].

Для СМП характерні наступні типи елементів, що перетворюють енергію електромагнітного поля в механічну енергію:

- приводи безпосереднього перетворення електричної енергії в механічну;
- приводи багатоступінчастого перетворення електричної енергії в механічну: спочатку в теплову або іншу, наприклад у хвильову енергію (або механічних хвиль,

або електромагнітних хвиль, зокрема хвиль оптичного діапазону), а потім у механічну енергію однонаправленого руху вихідної ланки СМП.

Приводи безпосереднього перетворення енергії досить широко застосовують в мікротехнічних системах, до них належать наступні (вони розташовані по зростаючому значенню швидкодії):

1. Міні– і мікроелектродвигуни постійного струму і крокові двигуни обертового і лінійного типів.
2. Електромагнітні приводи.
3. Магнітострикційні приводи.
4. П'єзоелектричні й електрострикційні приводи.
5. Електростатичні приводи.
6. Електроосмотичні приводи.
7. Електрогідродинамічні приводи.

Як правило, ці приводи мають високу швидкодію. Найгірша швидкодія у систем, що перетворюють енергію електромагнітного поля в механічну енергію (постійна часу $\tau = 10 \dots 50$ мс). Це пов'язано з проявом інерційності індуктивної складової перетворювача і великої маси ротора. Магнітострикційні перетворювачі мають кращі показники швидкодії, проте вони потребують живлення відносно великими струмами ($1 \dots 5$ А), які призводять до омичного нагріву мікросистеми, що в більшості випадків небажано. П'єзоелектричні і електрострикційні перетворювачі мають кращу швидкодію: $\tau = 1 \dots 20$ мс. У цих пристроях на швидкодію робить вплив відносно велика електрична місткість сполучених паралельно п'єзо– або електрострикційних елементів. Електричні струми в них на один-два порядки нижчі, ніж у електромагнітних приводів, тому теплові деформації в них незначні. За своїми силовими характеристиками вони випереджають решту всіх типів приводів. Їх істотним недоліком є наявність гістерезису залежності напруга – переміщення. Зусилля, викликане стовпчиком, що складається з дисків п'єзоелектрика, може бути великим, але крок при цьому малий. Наприклад, тиск близько 35 МПа при прикладеній напрузі 150 В було отримано набором 64 тонких п'єзокерамічних дисків розмірами $1,4 \times 3 \times 9$ мм. Цей стовпчик має час спрацьовування близько 0,1 мс і максимальний крок близько 0,8 мкм.

2.3. П'єзоелектричні приводи мехатронних модулів

Як приводи мікропереміщень в основному використовують три типи перетворювачів:

- багатошарові пакети, які набрані з п'єзокерамічних шайб або дисків, що працюють на розтягування-стиснення;
- трубчасті п'єзоперетворювачі, вони можуть працювати як на розтягування-стиснення, так і на вигин;
- біморфні п'єзоперетворювачі, що складаються зі склеєних п'єзокерамічних пластин, між якими може знаходитися металева ресора, вони працюють на вигин.

Перший тип п'єзоперетворювачів має високі силові характеристики, які обмежуються в основному міцністю п'єзокераміки. Такі приводи мають високу жорсткість, відповідну жорсткості стрижня при стисканні.

Другий тип п'єзоперетворювачів – відрізок тонкостінної циліндрової або конічної п'єзокерамічної трубки, електроди якої розташовані на концентричних поверхнях. Ці трубчасті п'єзоперетворювачі відрізняються простотою і малою вартістю. Проте при однакових поздовжніх розмірах із багатошаровими п'єзоперетворювачами їх переміщення на порядок менше. Жорсткість таких перетворювачів також нижча, ніж у багатошарових.

Третій тип п'єзоприводів характеризується переміщеннями, які на 1–2 порядки вищі за переміщення, що розвиваються приводами першого і другого типів, проте жорсткість і силові характеристики їх на 2–3 порядки гірші, ніж у першого типу. Таким чином, якщо необхідно створити пристрій мікропереміщень, що має малі габарити і що не вимагає високих силових характеристик, то вибір можна зупинити на біморфних п'єзоперетворювачах. П'єзоелектричні приводи мікропереміщень (ППМ) мають ряд безперечних переваг перед іншими приводами: високі питомі силові характеристики, малі значення електричних струмів і втрат, висока надійність і технологічність виготовлення, радіаційна і температурна стійкість. До недоліків ППМ можна віднести порівняно високу напругу, що подається на електроди, прояв гістерезису, нестабільність п'єзоелектричних параметрів, вплив зміни вологості на електричні параметри. Шляхи подолання цих недоліків наступні:

- вибір відповідних п'єзоактивних матеріалів;
- зменшення товщини п'єзоелектричних шарів;
- уведення зворотних зв'язків по положенню вихідної ланки;
- програмні методи керування;
- застосування технологій виробництва інтегральних схем.

Зменшення впливу гістерезису на роботу п'єзоелектричного мехатронного ММ може бути досягнуте за рахунок застосування певних видів п'єзокерамічних матеріалів. Різні огляди показують, що для багатьох типів п'єзокераміки в основному петля гістерезису функції переміщення – це електрична прикладена напруга. Ця петля, має коефіцієнт гістерезису h близько 10–12 %, що явно погано для точних приводів мікропереміщень. Останнім часом з'явилися нові матеріали, що мають низькі значення коефіцієнта гістерезису – від 2 до 5 % при кімнатній температурі. До них належить, наприклад, п'єзокераміка "PIEZOTITE" типу P-5E і P-7 японської компанії MURATA (рис. 2.1, 2.2). Для подальшого розрахунку п'єзокерамічного двигуна обираємо складений п'єзопривід. Вітчизняна промисловість випускає п'єзоприводи широкої номенклатури. Підприємство "ЕЛПА" проводить п'єзопакети, набрані і склеєні з п'єзокерамічних шайб товщиною 0,6 мм.

Із цих п'єзопакетів збираються складені п'єзоприводи (СПП), які стягуються гвинтом.

П'єзоприводи ППУ-1, ППУ-2, ППУ-5, ППУ-6, ППУ-8 стягуються шпилькою; п'єзоприводи ППУ-3, ППУ-4 стягуються зовнішнім корпусом (прорізною пружиною). Сила стягування $P_0 = 2500 \pm 300$ Н. Стягування п'єзопакетів у конструкціях п'єзоприводів здійснюється для зменшення гістерезису і підвищення опору приводу радіальним навантаженням.

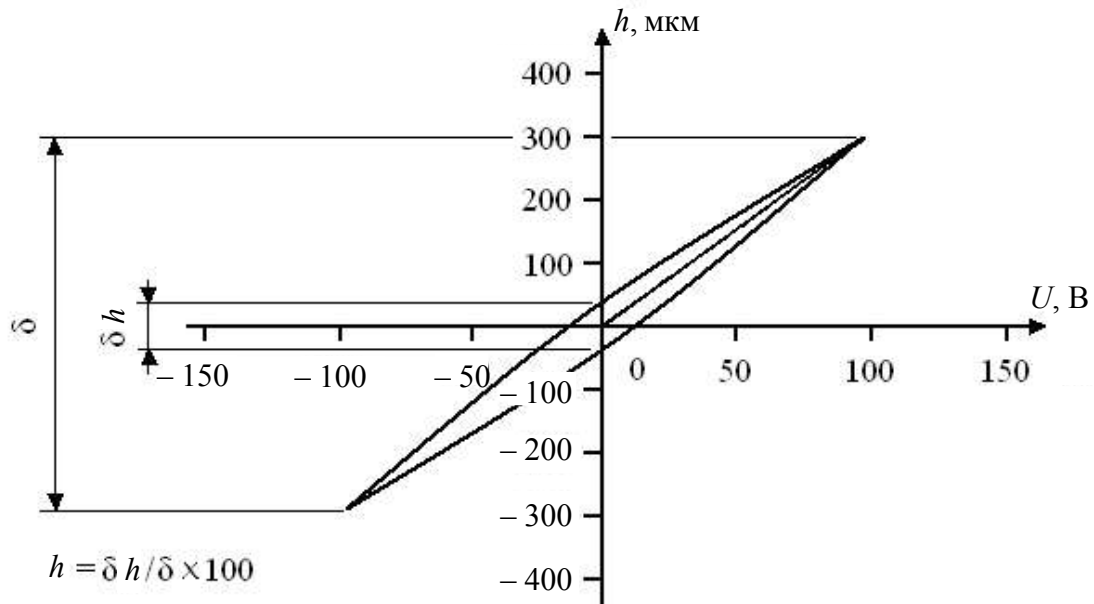


Рис. 2.1. Петля гістерезису для п'єзокераміки P-7

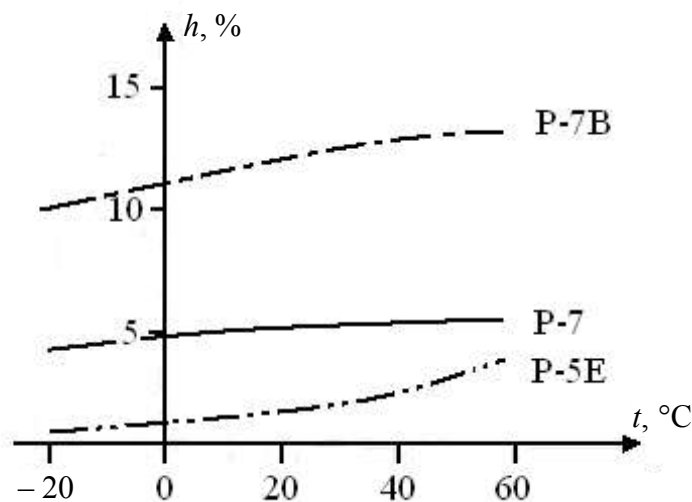


Рис. 2.2. Залежність коефіцієнта гістерезису від температури для п'єзокераміки "PIEZOTITE"

Одними із специфічних характеристик СПП є максимальна сила $P_{\max}$, коефіцієнт жорсткості c_A та накопичувальна енергія $W_{\max}$. Під максимальною силою (або блокуючою силою) $P_{\max}$ розуміється сила, яку розвиває привід (або сила зовнішнього навантаження) при загальмованому вільному кінці перетворювача, при подачі максимальної напруги $U_{\max}$. Сила P , що розвивається приводом, залежить від переміщення ξ його робочого торця. Коефіцієнт жорсткості, що характеризує кут нахилу характеристики $P = f(\xi)$ приводу, обчислюється за формулою

$$c_A = \frac{P_{\max}}{\xi_{\max}}, \quad (1.1)$$

де $\xi_{\max}$ – максимальне переміщення вільного кінця перетворювача при зовнішній силі $P = 0$. Чим вище жорсткість приводу, тим більшу силу розвиває привід при

заданому переміщенні. Максимальна енергія, яку може накопичити привід у загальмованому стані, є комплексним критерієм оцінки його силових можливостей:

$$W_{\max} = \frac{c_A \xi_{\max}^2}{2}. \quad (1.2)$$

Прикладом виконання СПП може бути зразок (рис. 2.3), що складається з пакету секцій 1 тонких п'єзокерамічних шайб (ПКШ) і двох фланців 2 по кінцях, стягнутих гвинтовою шпилькою 3 з тонкою середньою частиною за допомогою двох гайок 4. Стягування секцій необхідне для вибірки зазорів і люфтів між ПКШ, для підвищення жорсткості п'єзoeлектричного приводу і зменшення петлі гістерезису. Тонкостінна пластмасова втулка 5 служить як ізолятор і елемент, що центрує весь пакет секцій ПКШ. Слюдяні шайби 6 також є ізоляторами, що володіють високою жорсткістю при стисненні. Зазвичай секція 1 складається з 10–20 ПКШ товщиною 0,5...1,0 мм із срібними електродами, що нанесені на плоскі торцеві поверхні, які електрично-паралельно сполучені між собою (рис. 2.4), а вектори поляризації $\vec{P}_1$ і $\vec{P}_2$ п'єзокерамічних елементів направлені назустріч один одному.

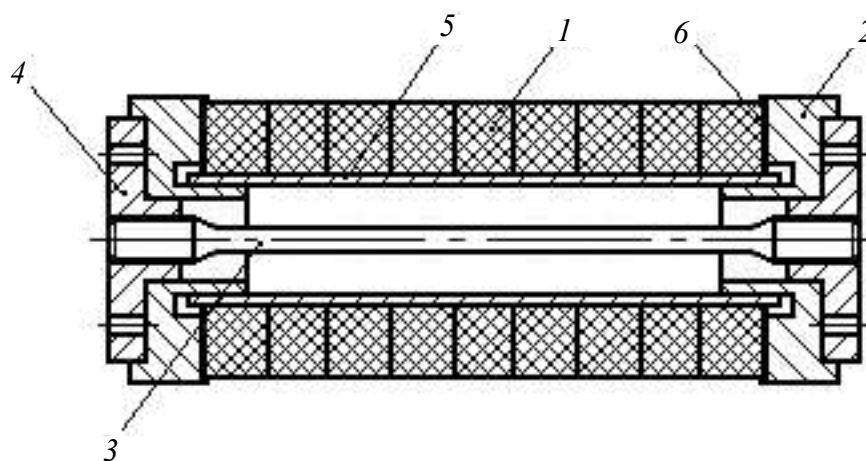


Рис. 2.3. Складений п'єзоперетворювач

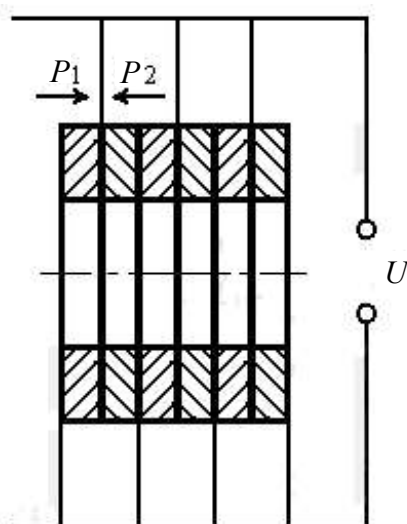


Рис. 2.4. З'єднання п'єзокерамічних шайб у секцію

Таке паралельне електричне з'єднання ПКШ дає збільшення переміщення торця СПП, пропорційно кількості ПКШ, проте істотно зростають габарити, маса і вартість такого пристрою. При розмірах $\varnothing 23 \times 65$ максимальне переміщення складе 5,2 мкм при напрузі 300 В, максимальне зусилля, що розвивається пристроєм, може досягти $1,7 \cdot 10^3$ Н.

Зменшення напруги, що подається на електроди, здійснюється за рахунок зменшення товщини п'єзокерамічних пластинок. Японська компанія MEGACERA випускає п'єзокерамічні диски завтовшки 0,035...0,800 мм при діаметрі 9...60 мм. Така мала товщина дозволяє знизити напругу до 10...20 В, що відповідно приводить до зменшення габаритів самих мехатронних модулів і полегшує завдання подачі електроживлення до п'єзоелементів.

Реверсивний п'єзокерамічний двигун та системи на його основі. У прецизійних вимірювальних і слідкуючих системах, регульованими величинами яких є кутові і лінійні переміщення, як виконавчі елементи використовуються електромагнітні двигуни різних типів (крокові, безперервного обертання, моментні тощо). Крокові двигуни, що найбільш широко використовуються, мають крок близько 1 кут. град при незначному моменті на валу.

Сучасні технічні вимоги, що висуваються до високоточних систем, часто припускають, що виконавчі елементи таких систем повинні мати кутовий дозвіл (мінімальний кутовий розворот вала) близько 1 кут. с (лінійний дозвіл порядку одиниць нанометрів) при порівняно більшому моменті на валу, близько 0,1...1,0 Н · м. При цьому такі системи повинні забезпечувати фіксацію кутового положення вала значним моментом і володіти високими динамічними характеристиками (час розгону і гальмування порядку 1 мс, швидкість до 1 об/с). Забезпечення таких характеристик стандартними методами пов'язане з великими технічними, і як наслідок – фінансовими труднощами.

Таким чином, вельми актуальною стала проблема оптимізації сучасних технічних пристроїв та систем такого класу шляхом пошуку нових фізичних рішень. Для цих завдань вельми успішно застосовують в даний час п'єзоелектричні двигуни, що володіють незаперечними перевагами в порівнянні з традиційними двигунами. Сфері використання таких п'єзоелектричних двигунів наведено на рис. 2.5. У п'єзоелектричному двигуні поступальна або обертальна хода ротора здійснюється шляхом перетворення електричної енергії в механічну за рахунок зворотного п'єзоелектричного ефекту. Саме створення таких високоточних п'єзоелектричних двигунів найбільш виправдано їх набором специфічних характеристик, властивих тільки двигунам такого класу.

За принципом роботи п'єзоелектричні двигуни умовно можна розділити на дві великі групи. До першої групи відносяться двигуни хвильового типу. В таких двигунах у п'єзоелементі (статорі) збуджується набігаюча хвиля, яка примушує обертатися ротор. За своїми функціональними можливостями вони наближаються до швидкохідних електромагнітних двигунів малої і середньої потужності. До другої групи належать двигуни ударного типу. В таких двигунах у п'єзоелементі (резонаторі) формується стояча хвиля, характер коливань якої передається в штовхачі.

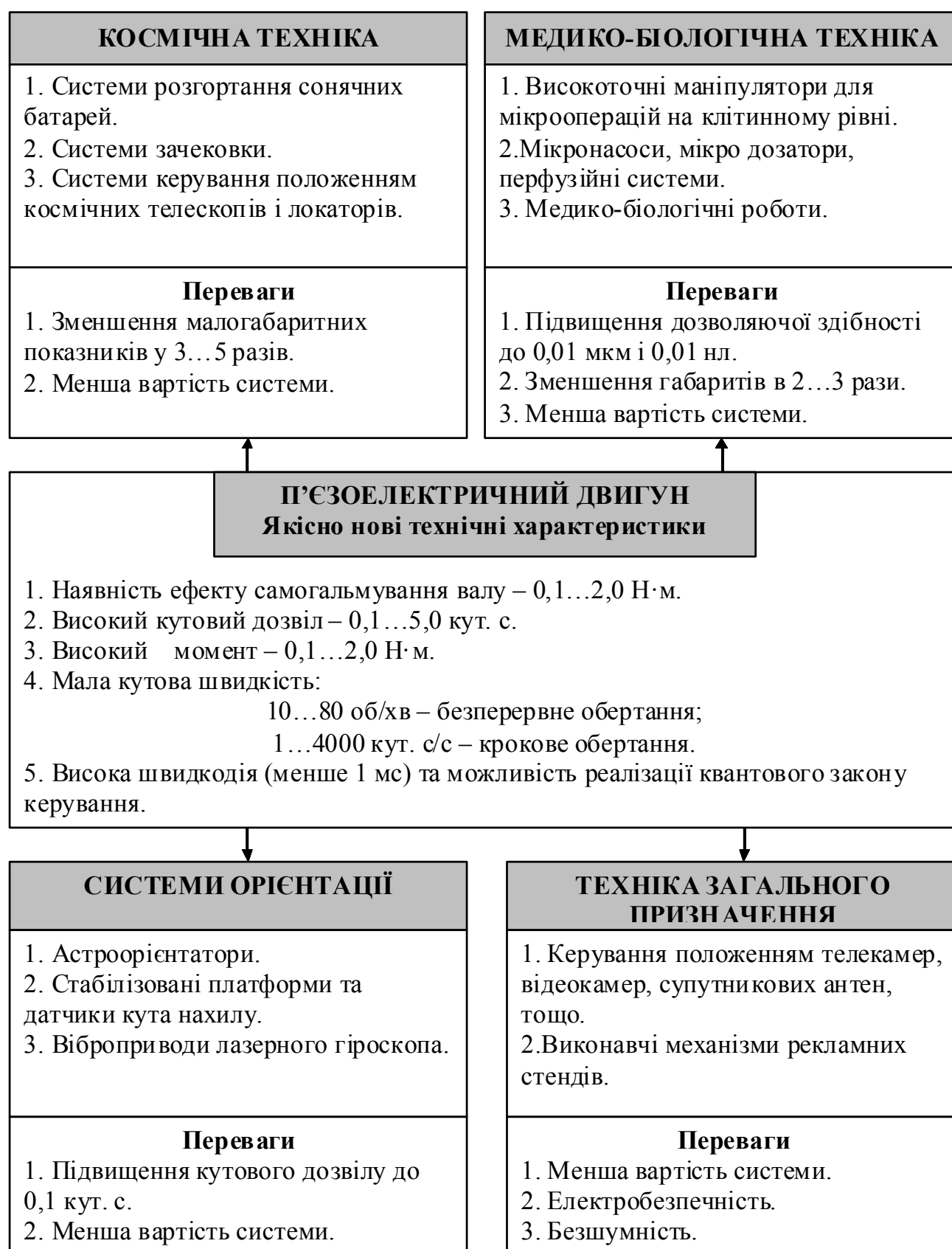


Рис. 2.5. Сфери використання п'єзoeлектричних двигунів

У приводі ударного типу здійснюється ударна взаємодія статора і ротора в зоні контакту і рухома частина приводиться в рух під дією ударних імпульсів,

що подаються з частотою коливань п'єзoeлементa. Частота коливань п'єзoeлементa обчислюється десятками кілогерцу, отже, ці п'єзоприводи характеризуються високою рівномірністю руху (при безперервному живленні), хоча в кожен період коливань T імпульс сили діє протягом його певної частини τ_k , $\tau_k / T \approx 0,05 \dots 0,70$.

Ця група п'єзоприводів у певному значенні аналогічна електричним двигунам постійного струму, оскільки якір в останніх також отримує високочастотні періодичні поштовхи від взаємодії поля, з тією лише різницею, що в електромагнітних двигунах передача моменту робочому органу відбувається безконтактно, а в п'єзоелектричних – контактно, а звідси і всі властивості контактної взаємодії, обумовлені силами тертя в контакті.

Спрощена конструкція п'єзодвигуна подана на рис. 2.6, *а*. Вона складається з п'єзoeлементa 1, закріпленого на основі, на зовнішній циліндровій стороні якого жорстко встановлені штовхачі 2 з пружинного матеріалу, що упираються у внутрішню частину ротора 3. За рахунок пружної деформації штовхачі притискаються з силою F до внутрішньої частини ротора. Формування відповідної статичної картини деформації штовхачів здійснюється за рахунок того, що діаметр кола, яке описується виступаючими частинами штовхачів 2 дещо більший за внутрішній діаметр ротора 3 (рис. 2.6, *б*). Тому при збірці штовхачі згинаються і встановлюються похило з певною механічною напругою щодо внутрішньої частини ротора, на яку вони спіраються (рис. 2.7, *а*).

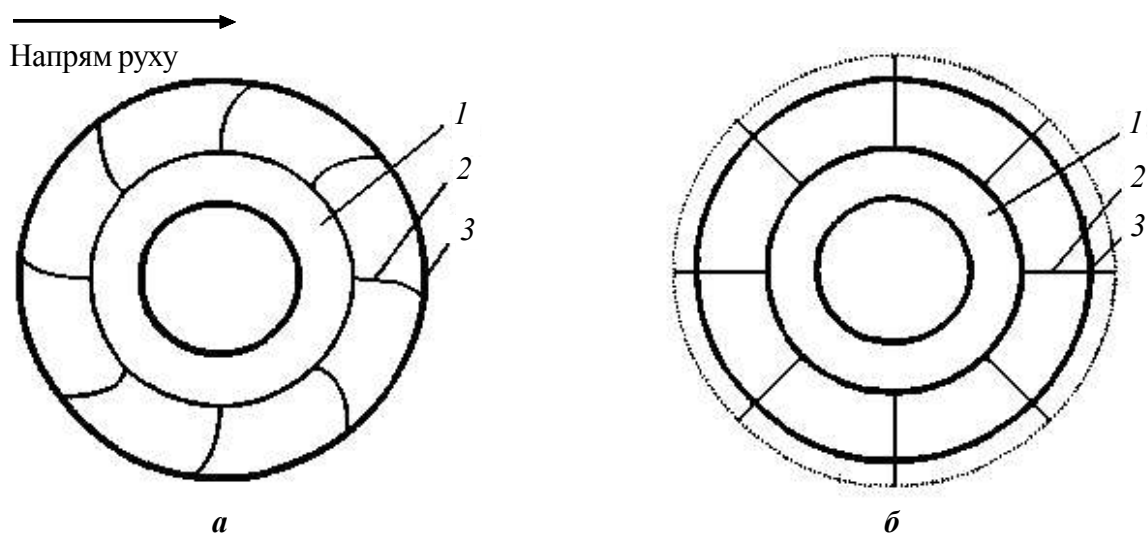


Рис. 2.6. Спрощена (а) та статична (б) конструкція п'єзодвигуна:

1 – п'єзoeлемент; 2 – штовхачі; 3 – ротор

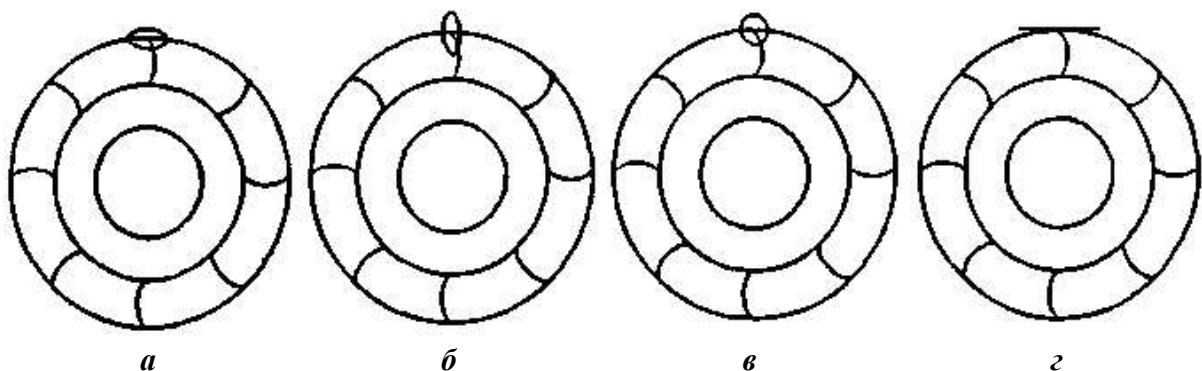


Рис. 2.7. Характер сполучення контактної точки штовхача з ротором

У пропонованій конструкції п'єзодвигуна для отримання обертального руху ротора, в штовхачі порушують коливання у двох взаємно перпендикулярних напрямках. При цьому поздовжні коливання в штовхачі збуджуються за рахунок радіальних коливань п'єзоелемента, а поперечні коливання, що вигибаються, збуджуються механічним шляхом за рахунок взаємодії штовхача з внутрішньою поверхнею ротора.

При цьому точка (або лінія) дотику (або сполучення) штовхача з ротором починає рухатися по деякій кривій, яка називається кривою взаємодії. У момент контакту штовхача з поверхнею ротора за рахунок сил тертя відбувається заклинювання і ротору повідомляється однонаправлений імпульс руху. При зміні співвідношення частот, амплітуд і фаз коливань штовхачів крива взаємодії міняє свою форму. Нас цікавитиме лише випадок, коли частоти коливань рівні. В цьому випадку дотичні точки рухаються по еліпсу (див. рис. 2.7,*а*), частина якого лежить на поверхні ротора. У такому режимі можливі різні окремі випадки:

1. Велика вісь еліпса паралельна дотичній площині, що проходить через точку дотику ротора (див. рис. 2.7,*а*). У цьому випадку двигун розвиває максимальний момент і має найоптимальнішу характеристику навантаження. Цей режим найбільш ефективний, оскільки штовхач у прямому напрямі руху (коли п'єзоелемент збільшується по радіусу) максимальний час взаємодії з ротором, а у зворотному напрямі (коли п'єзоелемент зменшується по радіусу) віджятий від нього.

2. Велика вісь еліпса перпендикулярна дотичній площині, що проходить через точку дотику ротора (див. рис. 2.7,*б*). У цьому випадку двигун розвиває максимальну швидкість в режимі холостого руху при незначному моменті на валу.

3. Еліпс вироджений у коло (див. рис. 2.7,*в*). У цьому випадку виходять середні параметри між першим і другим випадком.

4. Еліпс вироджений у пряму лінію (див. рис. 2.7.2,*г*). Цей режим розглядається як край небажаний через високі втрати на тертя і низький ККД.

Конструкція п'єзоелектричного двигуна реверсивного обертання. По суті, п'єзоелектричний двигун реверсивного обертання складається з двох незалежних двигунів однонаправленого обертання, акустично розв'язаних між собою.

Такий двигун володіє властивістю обертати вал за годинниковою стрілкою і навпаки. Це забезпечується специфічністю конструкції, суть якої полягає в установці на одному валу два фрикційно-розв'язаних приводи, кожний із яких працює тільки в одному напрямі. Керування двигуном проводиться роздільно по двох ланцюгах, кожен з яких відповідає розвороту вала за годинниковою стрілкою і протилежній їй.

Конструктивною особливістю реверсивного двигуна є вбудована фрикційна муфта, яка реалізована на елементах самого двигуна. П'єзоелектричний двигун реверсивного обертання містить два окремі осцилятори: нижній 10 і верхній 7, (рис. 2.8).

Нижній осцилятор встановлений на нерухомій основі 11 корпусу.

Положення вала за віссю 5 фіксується підшипниками, встановленими в корпусі 6 і в основі 11. Верхній осцилятор 7 кріпиться до рухомої основи 8, яка напресована на вал 5 і обертається разом із ним. Обидва осцилятори вставляються

в рухомий ротор 9, який через підшипники ковзання посаджений на вал 5 і додатково фіксується штовхачами 2, 4. Позаду двигуна встановлена захисна кришка ротора 1. Штовхачі, притискаючись із деяким зусиллям до внутрішньої поверхні ротора, створюють сумарний момент самогальмування $M_{\text{сам}}$. При подачі напруги збудження на один із п'єзоелементів, наприклад на осцилятор 10, він збуджується і створює ротору через штовхачі 2 момент обертання, наприклад за годинниковою стрілкою. Вал двигуна, запресований в основу 8, яка фрикційно сполучена через штовхачі верхнього осцилятора з рухомим ротором, також обертатиметься за годинниковою стрілкою. Таким чином, обертання у вал передається через фрикційну муфту "штовхачі верхнього осцилятора – ротор".

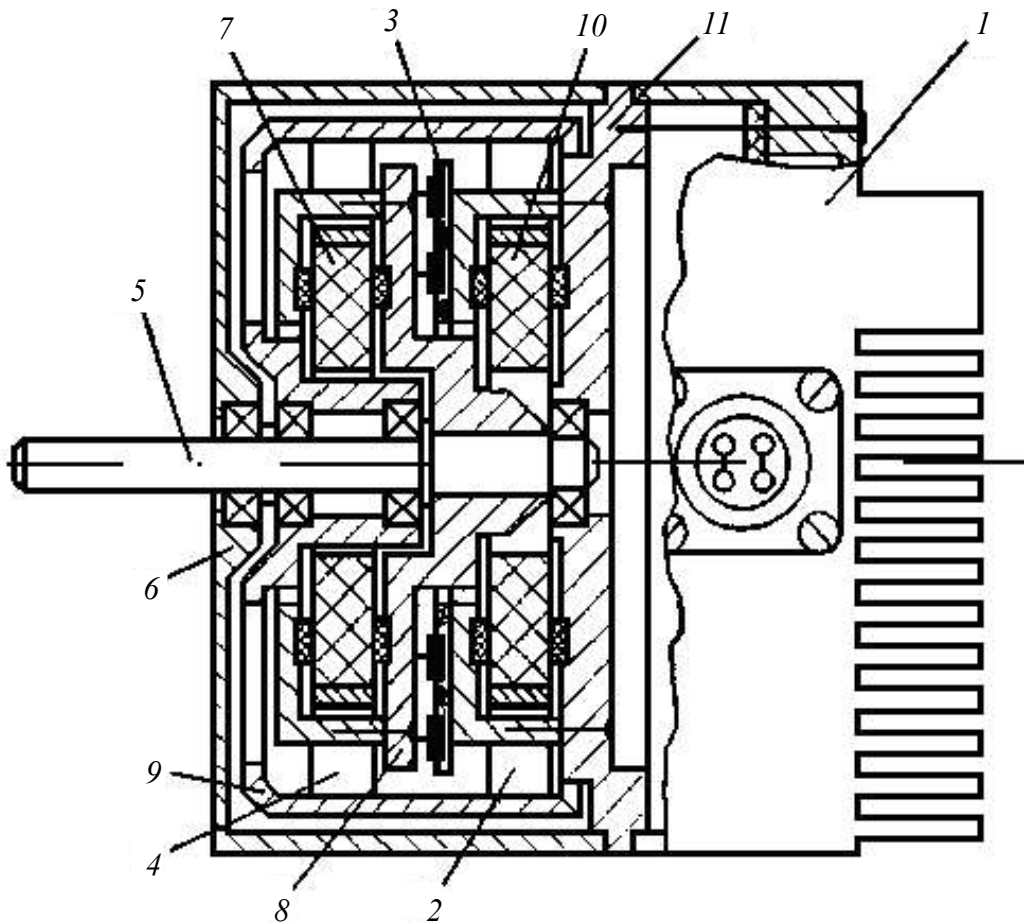


Рис. 2.8. Конструктивне виконання двигуна реверсивного обертання

При підключенні напруги збудження до п'єзоелемента верхнього осцилятора 7 через струмознімач 3, в ньому збудяться коливання, унаслідок чого в точках сполучення штовхачів 4 із ротором виникнуть сили, які відштовхують верхній осцилятор від ротора. Оскільки ротор при цьому загальмований нижнім осцилятором, формується момент обертання проти годинникової стрілки. В цьому випадку ротор загальмований через фрикційну муфту "штовхачі нижнього осцилятора – ротор". Таким чином, у першому випадку нерухомий нижній осцилятор, закріплений на нижній основі корпусу, приводить в обертання рухомий ротор із верхнім осцилятором і валом за годинниковою стрілкою. В другому випадку

верхній осцилятор при загальмованому роторі обертає вал, запресований в основі 8, проти годинникової стрілки. На рис. 2.9 наведена типова характеристика навантаження для реверсивного і нереверсивного двигуна, з якої виходить, що максимальний момент обертання реверсивного двигуна завжди менший нереверсивний і обмежений власним моментом самогальмування двигуна.

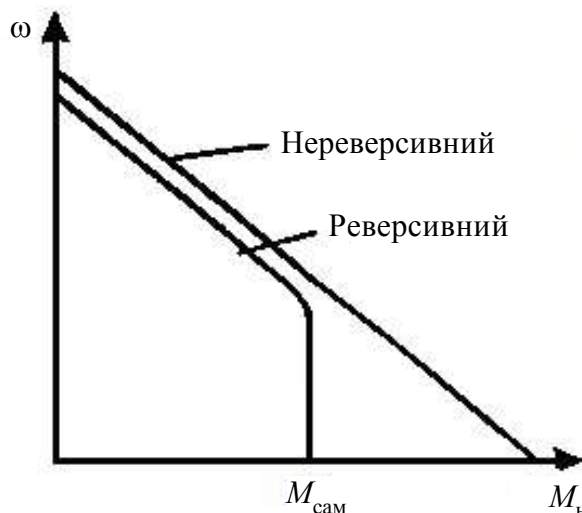


Рис. 2.9. Типова навантажувальна характеристика п'єзодвигуна
(ω – швидкість обертання, $M_{\text{н}}$ – навантажувальний момент)

Блок живлення п'єзоелектричного двигуна. Оскільки виконавчі елементи в приладобудуванні живляться стандартною напругою 12 або 27 В постійного струму, то п'єзоелектричні двигуни забезпечуються блоком живлення, який є перетворювачем постійної напруги в напругу збудження з резонансною частотою осцилятора. Перетворювач напруги (блок живлення) може розміщуватися окремо від двигуна або може бути вбудованим у нього. Для живлення реверсивного двигуна використовується зазвичай два ідентичні незалежні перетворювачі.

Принципова електрична схема перетворювача напруги зазвичай стандартна для всіх двигунів і наведена на рис. 2.10. Перетворювач напруги є генератором синусоїдального сигналу, налаштованим на резонансну частоту осцилятора.

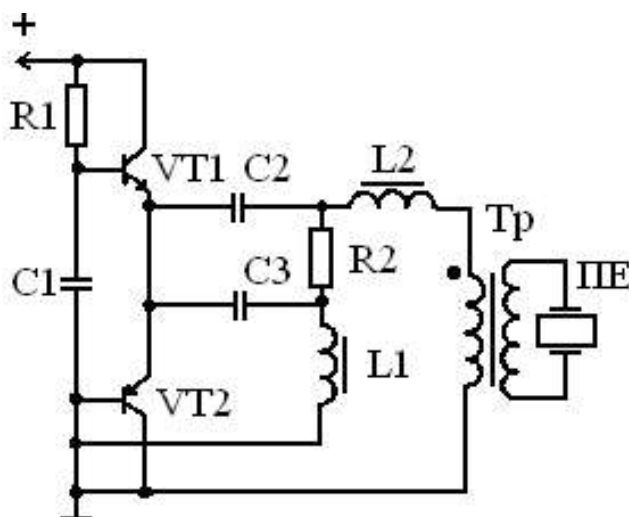


Рис. 2.10. Перетворювач напруги

До складу перетворювача входять транзистори $VT1$ і $VT2$, що працюють в ключовому режимі. Конденсатор $C2$ і дросель $L2$ утворюють послідовний резонансний "LC"-контур, а $C3$ і $L1$ – паралельний резонансний "LC"-контур. П'єзoeлемент ПЕ (осцилятор) підключається до генератора через трансформатор (Тр), що підвищує, оскільки подвійна амплітуда синусоїдального сигналу, необхідного для роботи двигуна, перевищує напругу джерела живлення двигуна і складає близько 100 В.

Резистори $R1$ і $R2$ служать для вибору робочої точки транзисторів $VT1$ і $VT2$ при постійному струмі.

Принципи налагодження блока живлення. Розглянемо типову частотну характеристику двигуна без перетворювача. Двигун навантажувався робочим моментом $0,1 \text{ Н} \cdot \text{м}$. Напруга збудження підтримувалася постійною. В процесі експерименту контролювали робочий струм через двигун і швидкість обертання двигуна. Результати експерименту подано на рис. 2.11.

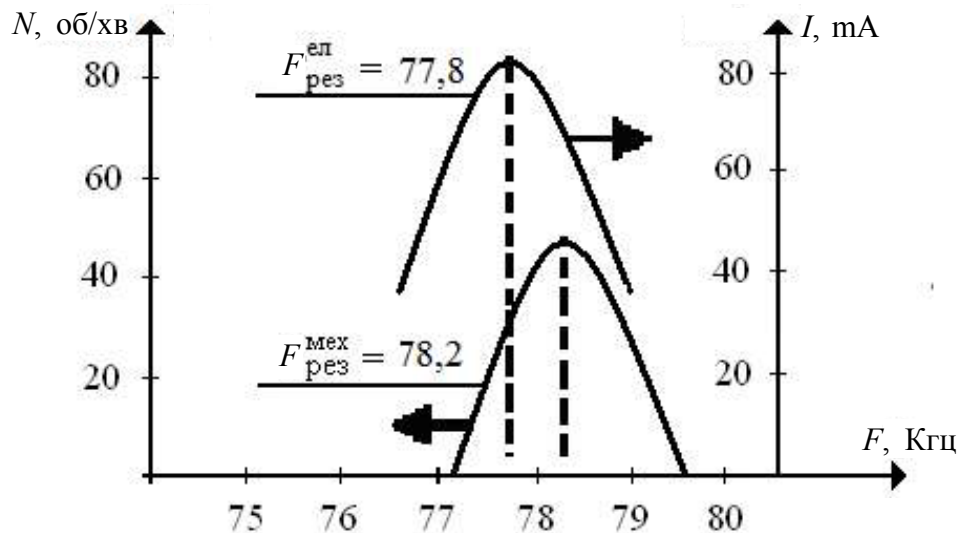


Рис. 2.11. Частотна характеристика п'єзoeлектричного двигуна

Із наведених даних виходить, що резонанс струму і резонанс швидкості не співпадають, тобто, резонанс електричної і резонанс механічної потужностей рознесені по частоті. Звідси може бути сформоване основне правило налагодження п'єзoeлектричного двигуна: двигун повинен настрюватися шляхом зміни частоти по резонансу механічної потужності. Інакше кажучи, при налагодженні двигун повинен навантажуватися робочим моментом і шляхом зміни параметрів ланцюгів перетворювача, що задають частоту і досягають максимальної швидкості обертання.

Таким чином, резонансний контур перетворювача настрюється на частоту, близьку до частоти механічного резонансу:

$$F_{\text{рез}}^{\text{мех}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (1.3)$$

При настрюванні двигуна налагоджувальними елементами паралельного резонансного контуру ($C3$ або $L1$) досягають максимально можливих обертів двигуна при робочому навантаженні, тим самим налаштовуючи його на $F_{\text{рез}}^{\text{мех}}$.

Після цього, варіюючи параметрами елементів послідовного резонансного контуру (частіше всього $L2$), який виконує роль частотного фільтра, досягають безпосередньо синусоїдального сигналу на навантаженні (п'єзоелементі).

Режими роботи двигуна. Режим безперервного обертання здійснюється подачею на блок живлення постійного живлення, при цьому на п'єзоелемент подаватиметься безперервний гармонійний сигнал збудження (рис. 2.12).

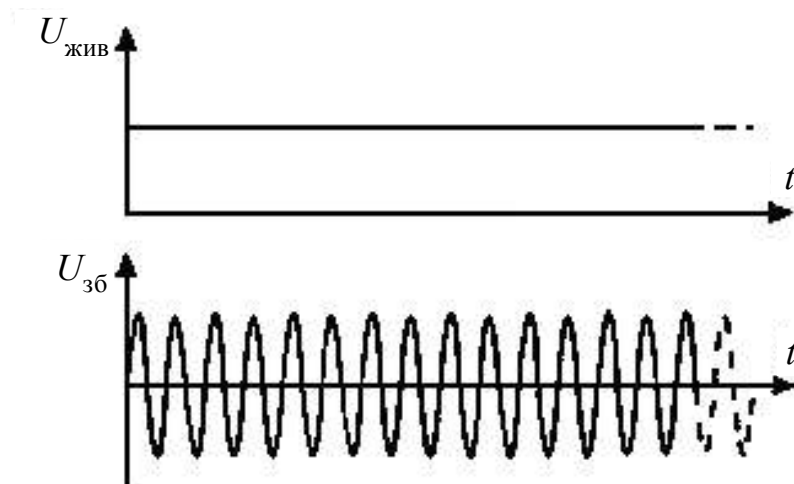


Рис. 2.12. Режим безперервного обертання п'єзодвигуна

Кроковий режим обертання здійснюється шляхом подачі імпульсів живлення, при цьому на п'єзоелемент поступають "пачки" гармонійного сигналу збудження тривалістю (рис. 2.13).

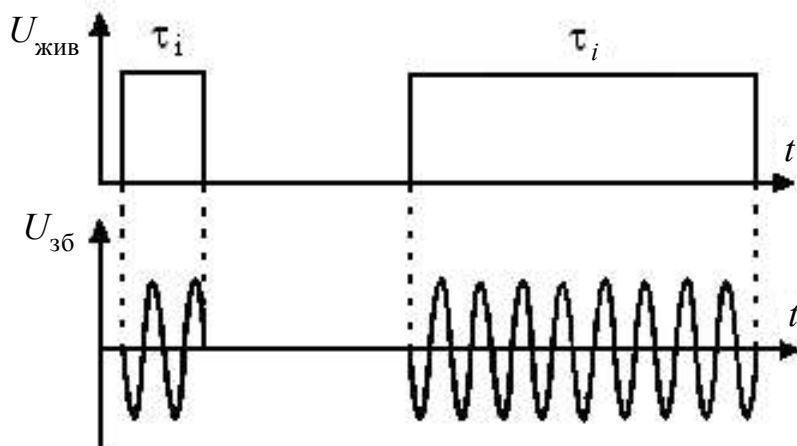


Рис. 2.13. Режим крокового (стартстопного) обертання п'єзодвигуна

Зміна параметрів імпульсної послідовності призводить до зміни величини кутового позиціонування і його швидкості. При збільшенні відносної тривалості імпульсу середня швидкість двигуна зменшується і в граничному випадку може досягати нуля. Це такий стан, коли вал двигуна розгортається з малим кутовим кроком і з малою частотою. При зменшенні шпаруватості інтервали між "пачками" зменшуються, кутовий крок розвороту вала двигуна збільшується, і середня швидкість наближається до максимальної.

Мікроманіпулятор із п'єзоелектричним приводом. У медико-біологічній техніці широко використовуються мікроманіпулятори (далі просто маніпулятори), наприклад для виконання мікрооперацій на клітинному рівні, мембранні технології, технології зі штучного запліднення тощо.

За допомогою таких маніпуляторів здійснюється маніпулювання в мікронних і субмікронних діапазонах, причому такі маніпулятори не повинні створювати вібрацій і мають бути стабільними опозиціонерами [25,1].

Нижче наведено технічні характеристики трикоординатного маніпулятора PSF-3, виконаного на базі п'єзоелектричного двигуна РМ-20R, а на рис. 2.14. подано його зовнішній вигляд.

Технічні характеристики маніпулятора PSF-3

<i>Параметр</i>	<i>Значення</i>
Діапазон переміщення.....	10 мм (по всіх трьох осях)
Максимальна швидкість руху.....	500 мкм/с
Дозвіл в режимі безперервного руху.....	0,5 мкм
Дрейф (при 20 °С).....	< 2 нм/год
Напруга живлення.....	12 В
Споживана потужність.....	Не більше 5 Вт
Загальна вага.....	1,7 кг



Рис. 2.14. Загальний вигляд мікроманіпулятора PSF-3

Сьогодні в клітинних мікротехнологіях за допомогою маніпуляторів виконується унікальна послідовність мікрооперацій. По-перше, виконується автоматичний пошук необхідної клітини в полі зору мікроскопа ($\sim 200 \times 300$ мкм), яка в сучасних засобах виводиться на монітор керуючого комп'ютера (як і все керування комплексом), виконується наведення маніпулятора на клітину (це може бути як статичний, так і динамічний процес). Далі здійснюється пуск маніпулятора, який,

наздогнавши клітину, різко гальмує перед нею на близькій ($\sim 2 \dots 5$ мкм) фіксованій відстані. З точки зору динаміки це дуже складна задача.

По-друге, виконується операція дуже делікатної "стиковки" з клітиною та утримання її протягом необхідного часу. Ця операція виконується здебільшого у ручному режимі через керуючий монітор, який нагадує пульт керування космічним апаратом. Цю операцію можна порівняти зі "стиковкою" двох космічних кораблів у космічному просторі, але при цьому один корабель намагається це зробити, а другий йому протидіє та заважає. Маніпулятор, який виконує ці мікрооперації, називається Clamp (зажим) маніпулятор, а робоча піпетка називається Holder. Коли виконується технологія клонування, то як мінімум використовується два Clamp-маніпулятора, один з яких утримує клітину-донор, а другий-клітину-реципієнт. При штучному заплідненні використовується один Clamp-маніпулятор.

Далі вступає в дію так званий внутрішньоклітинний маніпулятор. Традиційно його називають IVF-маніпулятор. На цьому маніпуляторі встановлюється мікропіпетка-ін'єктор або мікропіпетка-скальпель, які виконують внутрішньоклітинні операції за заданою програмою. При виконанні мікрооперацій зі штучного запліднення цей маніпулятор підходить до клітини (яка утримується Clamp-маніпулятором), кінцем мікроін'єктора натягує еластичну мембрану клітини і за допомогою мікроударів, які традиційно формуються спеціальним п'єзотранслятором (у наших системах таку функцію бере на себе сам маніпулятор), проколює мембрану і проникає в цитоплазму з метою виконання подальшої ін'єкції сперматозоїдів або того чи іншого розчину. При виконанні операції з клонування маніпулятор за допомогою спеціального режиму "ультразвуковий скальпель" (що є присутнім тільки на нашому маніпуляторі) робить розтин мембрани за заданою програмою, виконує "чистку" ядра клітини-реципієнта і здійснює перенесення ядерної маси з клітини донора в клітину-реципієнта.

Такий маніпулятор може застосовуватися не тільки в клітинних технологіях, а й в інших галузях науки та техніки, оскільки на його платформу можна встановлювати робочий інструмент вагою до 3 кг. Його можна використовувати для "стиковки" оптичних модулів волоконно-оптичних ліній зв'язку, для виготовлення деталей з унікальною точністю, для виготовлення інтегральних мікросхем. Дійсно, сучасний рівень фотолітографії при виготовленні мікроелектронних компонентів дозволяє використовувати глибоке ультрафіолетове випромінювання з метою отримання канавок "орнаменту" шириною всього 50...70 нм. Встановивши на такий маніпулятор джерело рентгенівського або гамма-випромінювання, можна значно підвищити рівень такої роздільної здатності. А це вже класичні нанотехнології.

Аналіз відомих конструкцій і вузлів п'єзоелектричних приводів та умов мікрооперацій для високоточних маніпуляторів дозволили визначити наступну постановку задачі:

- розрахувати параметри п'єзоелемента ($\varepsilon_{33}^T / \varepsilon_0, p_v, V_1^e, d_{31}$) для маніпулятора, що працює на клітинному рівні;
- спроектувати п'єзодвигун для цього маніпулятора ($d_{30\text{ВН}}^0, l/a, F_{\text{ВНГ}}^n, F_r^0$);
- дослідити роботу двигуна для типових навантажень;

- розрахувати систему керування, яка дозволяла б здійснювати реверс, а також змінювати тривалість кроку;
- дослідити стійкість системи керування п'єзоелектричного приводу.

2.4. Розрахунок параметрів п'єзоелемента

Базовим елементом будь-якого п'єзоелектричного двигуна є п'єзоелемент. П'єзоелементи можуть мати різну конфігурацію, яка визначається специфікою використання п'єзоелемента в тій або іншій конструкції.

У проектованому приводі використовуються кільцеві п'єзоелементи з п'єзокераміки ЦТБС-3. Матеріал ЦТБС-3-особливий тип силової п'єзокераміки з основними хімічними компонентами цирконат – титанат барію – свинця. Даний матеріал призначений для виготовлення елементів, що працюють в режимі випромінювання і (або) прийому в умовах дії сильних електричних полів і механічної напруги в рекомендованому діапазоні температур $-60...+85\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Типова конструкція використовуваного п'єзоелемента наведена на рис. 2.15.

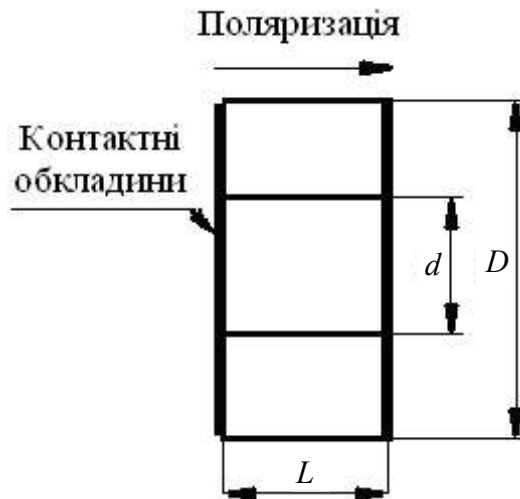


Рис. 2.15. Конструкція п'єзоелемента

Цей п'єзоелемент характеризується наступними основними параметрами:

$$\frac{\varepsilon_{33}^T}{\varepsilon_0} = 143,9 \cdot 10^9 \frac{C_0 L}{D^2 - d^2} = 2026,3; \quad (2.1)$$

$$p_v = 0,785 \frac{D^2 - d^2}{L} R_v = 1,18 \cdot 10^9 \text{ Ом} \cdot \text{м}; \quad (2.2)$$

$$V_1^{\varepsilon} = \frac{1,57}{t} (D + d) \cdot F_r = 3275 \text{ м/с}; \quad (2.3)$$

$$d_{31} = 2,68 \cdot 10^{-6} \cdot \eta \sqrt{\frac{\varepsilon_{33}^T \cdot \Delta f}{\varepsilon_0 \cdot p \cdot F_r^3 (D + d)^2}} = 100,7 \cdot 10^{-12} \text{ Кл/Н}, \quad (2.4)$$

де L – довжина, м; D – діаметр зовнішній, м; d – діаметр внутрішній, м (геометричні параметри взяті з табл. 2.1, п'єзоелемент № 20); $C_0 = 845$ пФ – ємність статична; $\rho = 7,2 \cdot 10^3$ кг/м³ – щільність; $\varepsilon_{33}^T/\varepsilon_0$ – відносна діелектрична проникність; p_v – питомий об'ємний електричний опір, Ом · м; $R_v = 2,5 \cdot 10^9$ – опір ізоляції, Ом · м; d_{31} – п'єзомодуль у динамічному режимі, Кл/Н; $F_r = 73$ – частота резонансу (радіальних коливань), кГц; $\Delta f = 2$ – резонансний проміжок між частотою резонансу та антирезонансу, кГц; V_1^e – швидкість звуку, м/с; t^* – поправка, що вводиться відповідно до рис. 2.16; η – поправка, що вводиться відповідно до рис. 2.17.

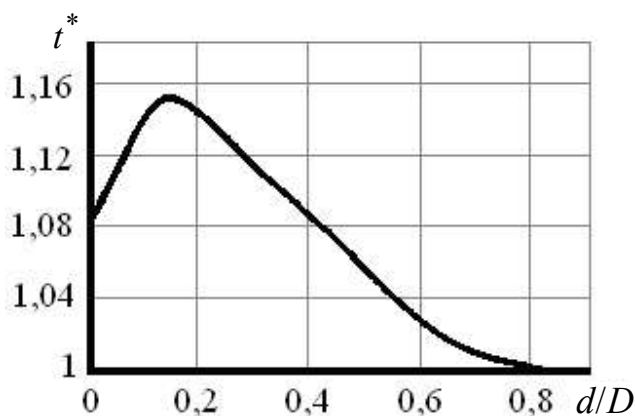


Рис. 2.16. Конструктивна поправка t^* для швидкості звуку V_1^e

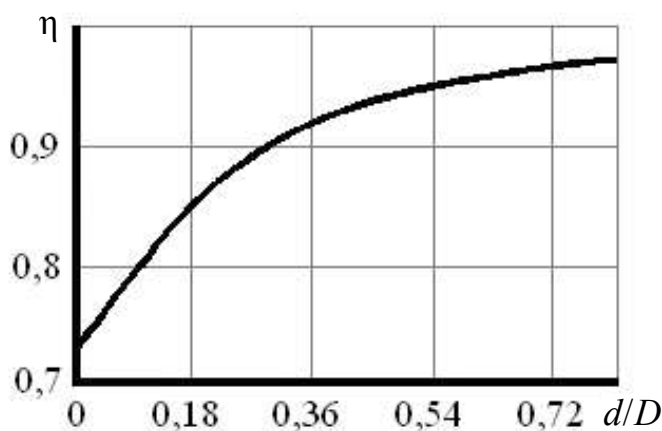


Рис. 2.17. Конструктивна поправка η для модуля d_{31}

На практиці якість п'єзоелемента перевіряється шляхом вимірювання параметрів його електричного резонансу за схемою, наведеною на рис. 2.18. Шляхом зміни частоти генератора настраюють його на резонансну частоту п'єзоелемента по максимальній величині струму через п'єзоелемент. При цьому величина струму контролюється за мілівольтметром ВЗ-38. Регулюванням вихідною напругою генератора доводять величину струму I через п'єзоелемент до 100 мА (50 мА), що відповідає 100 мВ (50 мВ) за мілівольтметром ВЗ-38.

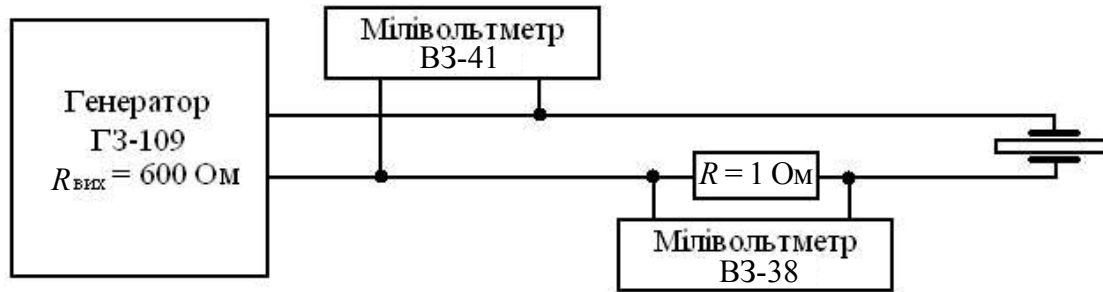


Рис. 2.18. Схема для вимірювання електричної добротності резонатора

Величина напруги на п'єзоелементі, який контролюється за допомогою мілівольтметра ВЗ-41, дає уявлення про електромеханічні параметри п'єзоелемента. П'єзоелемент вважається придатним до експлуатації в п'єзоелектричному двигуні, якщо величина падіння напруги U на п'єзоелементі знаходиться в заданих межах, наведених у табл. 2.1.

Таблиця 2.1. Електромеханічні параметри п'єзоелементів

№	Тип п'єзоелемента	F_r , кГц	I , мА	U , В
1	№ 46: $D = 46$ мм $d = 16$ мм $L = 6$ мм	36...38	100	3...10
2	№ 28: $D = 28$ мм $d = 13$ мм $L = 6$ мм	55...58	100	6...16
3	№ 20: $D = 20$ мм $d = 10$ мм $L = 5$ мм	70...82	50	6...12
4	№ 12: $D = 12$ мм $d = 10$ мм $L = 5$ мм	123...126	50	10...12
5*	№ 20: Матеріал ЦТСС _т -3 $D = 20$ мм $d = 10$ мм $L = 5$ мм	71...73	50	10...12

* у таблицю для порівняння доданий п'єзоелемент із матеріалу ЦТСС_т-3 (цирконат – титанат свинця – стронцію), який сьогодні широко застосовується.

2.5. Розрахунок параметрів осцилятора

Під осцилятором надалі буде матися на увазі статор п'єзоелектричного двигуна, який включатиме п'єзоелемент зі встановленими на ньому пластинами-штовхачами. Основна технологічна проблема, з якою стикаються розробники п'єзоелектрич-

них двигунів, – це сполучення пластин-штовхачів із п'єзоелементом. Традиційно пластини-штовхачі вклеюються в пази, які нарізані на зовнішній (або внутрішній) стороні п'єзоелемента. В процесі нарізки пазів під штовхачі в п'єзоелементі виникають мікротріщини, які збільшуються в процесі експлуатації через велику внутрішню напругу в працюючому п'єзоелементі. Швидкість розвитку мікротріщин визначається ступінню механічних напруг, що залежать від потужності накачування п'єзоелемента, що не дозволяє збільшити потужність п'єзоелектричного двигуна і значно знижує його технічний ресурс унаслідок розтріскування п'єзоелемента (рис. 2.19,а).

Відомі п'єзоелектричні двигуни, в яких зовнішня циліндрова поверхня п'єзоелемента поміщена в оболонку зі встановленими на ній штовхачами, причому різниця між зовнішнім і внутрішнім діаметрами оболонки кратна половині довжини хвилі резонансної моди поздовжніх акустичних коливань (див. рис. 2.19,б). У даному п'єзоелектричному двигуні виключена нарізка пазів у п'єзоелементі, і отже, виключено основне джерело виникнення мікротріщин завдяки установці оболонки. Проте ККД такого двигуна різко знижується за рахунок зменшення добротності і коефіцієнта електромеханічного зв'язку (КЕС). Наприклад, для п'єзоелемента № 28 з $F_r = 57$ кГц та довжиною хвилі поздовжніх акустичних коливань $\alpha \approx 60$ мм (швидкість звуку $V_1^e \approx 3460$ м/с), різниця між внутрішнім і зовнішнім діаметрами оболонки для першої основної резонансної моди поздовжніх (радіальних) акустичних коливань складає 30 мм, що відповідає товщині оболонки 15 мм.

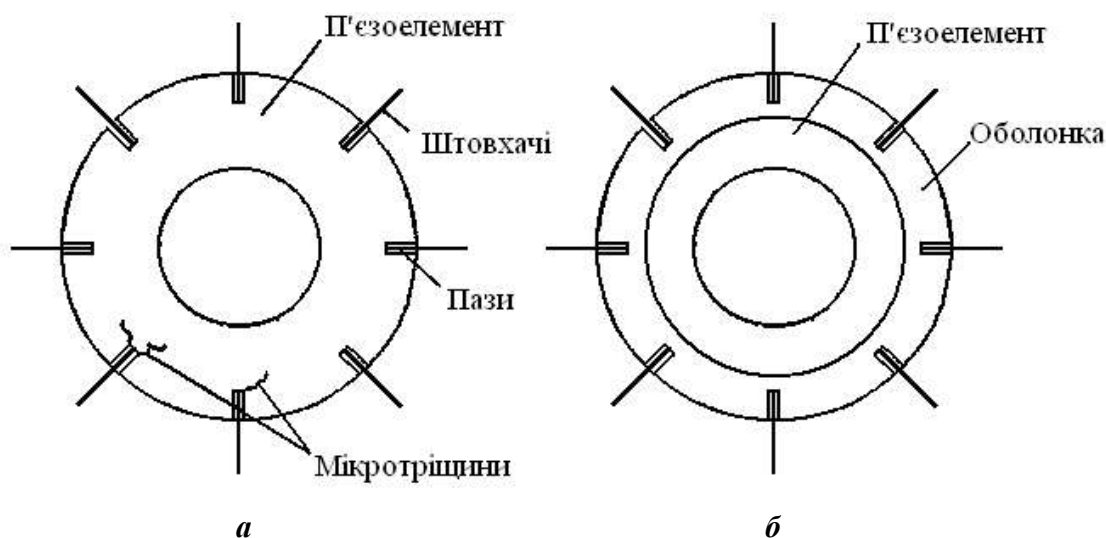


Рис. 2.19. Кріплення штовхачів (а) до п'єзоелемента і до оболонки (б)

Оскільки оболонка металева, то такий осцилятор буде непрацездатним унаслідок того, що висока жорсткість кільця в радіальному напрямі (за рахунок більшого поперечного перетину оболонки) придушить практично всі резонансні моди акустичних коливань, що еквівалентно різкому зниженню добротності і КЕС. При кільцевій оболонці, якщо осцилятор працює на поперечній моді акустичних коливань, при товщині п'єзоелемента 6 мм, що відповідає половині довжини хвилі першої поперечної моди акустичних коливань, товщина оболонки складає 3 мм. Проте поперечна мода коливань з погляду ККД п'єзоелектричного двигуна є менш

ефективною, ніж поздовжня (для кільцевих п'єзоелементів – радіальна). Таким чином, проблема підвищення ККД повинна вирішуватися за рахунок узгодження власних резонансних частот кільцевої оболонки і п'єзоелемента.

Дослідним шляхом встановлено, що найбільша ефективність складеного осцилятора досягається при суворо певній товщині оболонки (з урахуванням її жорсткого кріплення до п'єзоелемента), яка варіювалася в межах одиниць міліметрів (а не десятків міліметрів, як було вказано вище).

Найбільша ефективність досягається тоді, коли резонансна частота на першій моді радіальних коливань п'єзоелемента відповідає резонансній частоті радіальних коливань оболонки. Для випадку радіальних коливань оболонки справедливе співвідношення

$$\frac{\pi(d_{\text{зовн}}^0 + d_{\text{внутр}}^0)}{2 \cdot m} f_p^0 = V^0,$$

де $d_{\text{зовн}}^0$, $d_{\text{внутр}}^0$ – зовнішній і внутрішній діаметри оболонки; V^0 – швидкість звуку в оболонці; f_p – резонансна частота оболонки; m – номер моди радіальних коливань оболонки $\frac{d_{\text{внутр}}^0}{d_{\text{зовн}}^0} \rightarrow 1$.

Проте дане співвідношення справедливе для випадку.

При мінімізації п'єзоелектричного двигуна, і як наслідок – оболонки, це співвідношення виконується з урахуванням поправкового коефіцієнта t_0 , експериментально встановлена залежність якого має вигляд

$$t_0 = 1,2 - 0,33 \frac{d_{\text{внутр}}^0}{d_{\text{зовн}}^0} \text{ для } \frac{d_{\text{внутр}}^0}{d_{\text{зовн}}^0} < 0,6; \quad t_0 = 1 \text{ для } \frac{d_{\text{внутр}}^0}{d_{\text{зовн}}^0} \geq 0,6$$

Тоді співвідношення для радіальних коливань оболонки перетвориться в співвідношення

$$\frac{\pi(d_{\text{зовн}}^0 + d_{\text{внутр}}^0)}{2 \cdot m \cdot t_0} f_p^0 = V^0.$$

Якщо в оболонці зроблені пази під штовхачі, тоді вводиться поправка $2l$ (де l – глибина нарізного паза в оболонці), оскільки по контуру на глибину паза звукова хвиля не поширюється (рис. 2.20).



Рис. 2.20. Оболонка п'єзоелемента

При цьому співвідношення для заданих коливань оболонки перетвориться до вигляду

$$\frac{\pi(d_{\text{зовн}}^0 + d_{\text{внутр}}^0 \pm 2 \cdot l)}{2 \cdot m \cdot t_0} f_p^0 = V^0,$$

причому знак "+" відповідає внутрішній оболонці, а знак "-" – зовнішній.

Замінивши в останньому співвідношенні f_p^0 на F_r п'єзoeлементa, отримаємо повне співвідношення режиму резонансного узгодження осцилятора

$$\pi(d_{\text{зовн}}^0 + d_{\text{внутр}}^0 \pm 2 \cdot l) F_r = 2 \cdot m \cdot t_0 \cdot V^0, \quad (2.5)$$

$$t_0 = 1,2 - 0,33 \frac{d_{\text{внутр}}^0}{d_{\text{зовн}}^0} \text{ для } \frac{d_{\text{внутр}}^0}{d_{\text{зовн}}^0} < 0,6; \quad t_0 = 1 \text{ для } \frac{d_{\text{внутр}}^0}{d_{\text{зовн}}^0} \geq 0,6.$$

На рис. 2.21 наведена схема проектованого п'єзoeлектричного двигуна, на основі складеного осцилятора. Вона включає кільцевий п'єзoeлемент, ув'язнений в хвильову оболонку, на якій встановлені штовхачі, що упираються у внутрішню частину ротора.

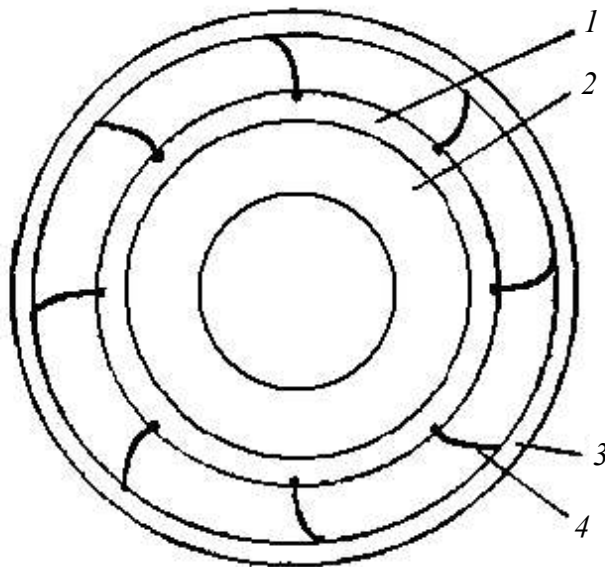


Рис. 2.21. Схема п'єзoeлектричного двигуна зі складеним осцилятором:

1 – тонка стальна оболонка; 2 – п'єзoeлемент; 3 – ротор; 4 – штовхачі

Працює такий п'єзoeлектричний двигун наступним чином. При підключенні п'єзoeлементa до джерела зовнішнього збудження в ньому виникають акустичні радіальні резонансні коливання з частотою F_r . За рахунок резонансного узгодження радіальних частот п'єзoeлементa і оболонки ці коливання практично без ослаблення передаються в оболонку, а через оболонку в штовхачі, які, фрикційно взаємодіючи з ротором, обертають його. Оболонка виконана зі сталі 25X13, $V^0 = 5250$ м/с. Штовхачі встановлені в пази оболонки і закріплені за допомогою компаунда на

основі епоксидної смоли. Оскільки такий компаунд є хорошим звукопровідним матеріалом ($V = 5000$ м/с), наявністю пазів можна нехтувати.

Для зовнішньої оболонки правдива межа

$$\frac{d_{\text{внутр}}^0}{d_{\text{зовн}}^0} \rightarrow 1,$$

тоді для $m = 1$ (основної моди) $d_{\text{внутр}}^0$ набуває значення

$$d_{\text{зовн}}^0 = \frac{2 \cdot V^0}{\pi \cdot F_r} - d_{\text{внут}}^0 = 26 \cdot 10^{-3} \text{ м},$$

а для товщини оболонки отримуємо значення

$$\frac{(d_{\text{зовн}}^0 - d_{\text{внутр}}^0)}{2} = 3 \cdot 10^{-3} \text{ м}.$$

Використання таких складених осциляторів трохи змінює добротність п'єзоелемента (у гіршому випадку на 50...70 %) і відкриває великі технологічні можливості для реалізації різних конструкцій п'єзодвигунів.

Методи кріплення осцилятора до корпусу. Проблема кріплення осцилятора до корпусу є однією з найскладніших проблем при проектуванні двигуна і пов'язана з дисипацією енергії осцилятора в корпус, а отже, і з ККД п'єзоелектричного двигуна. Ми зупинимось лише на деяких методах кріплення, які знайшли застосування на практиці: нежорсткий метод кріплення, напівжорсткий і жорсткий.

Нежорсткий метод кріплення передбачає склеювання п'єзоелемента гумовим компаундом по одній із циліндрових або торцевих поверхонь (рис. 2.22). Як гумовий компаунд може бути використаний герметик ВГО. Такий метод кріплення використовується перш за все при побудові малогабаритних двигунів, масогабаритні параметри яких не передбачають розміщення додаткових елементів для кріплення осцилятора, а проблема ККД у таких двигунах гостро не стоїть. Це один із найпростіших способів, який значно змінює добротність осцилятора, проте в багатьох випадках ця втрата може компенсуватися додатковою потужністю накачування п'єзоелемента. У табл. 2.2 наведений характер зміни електричних параметрів різних осциляторів після склеювання їх компаундом по торцевій поверхні.

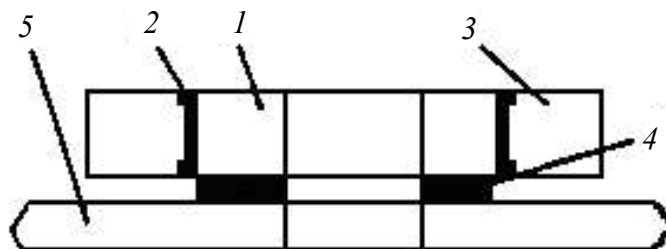


Рис. 2.22. Нежорсткий метод кріплення осцилятора

1 – п'єзоелемент; 2 – хвильова оболонка; 3 – штовхачі; 4 – компаунд; 5 – основа

Таблиця 2.2. Характер зміни електричних параметрів осциляторів

Тип п'єзоелементу	F_r , кГц	I , мА	U , В (до склеювання)	U , В (після склеювання)
№ 28	56	100	4,6	23
№ 20	18	50	10	31
№ 12	120	50	4	10

Напівжорсткий метод кріплення є на сьогоднішній день найбільш поширеним як для прецизійних двигунів, так і для двигунів загального застосування. Це пояснюється його високою технологічністю в складанні, налаштуванні, а також достатньо високими електромеханічними властивостями. При цьому відразу слід зазначити, що такий метод кріплення не використовується при проектуванні малогабаритних двигунів (п'єзоелемент № 12). Приклад такого кріплення наведено на рис. 2.23. При такому кріпленні п'єзоелемент фіксується до корпусу за допомогою жорсткого (металевого) фланця через фторопластове і гумове кільця, які одночасно виконують роль акустичної розв'язки. При цьому гума виконує роль фіксуючого еластичного елемента, а фторопластове кільце – ковзаючого елемента, що не обмежує ступенів свободи осцилятора. У табл. 2.3 наведено характер зміни електричних параметрів осциляторів при напівжорсткому кріпленні.

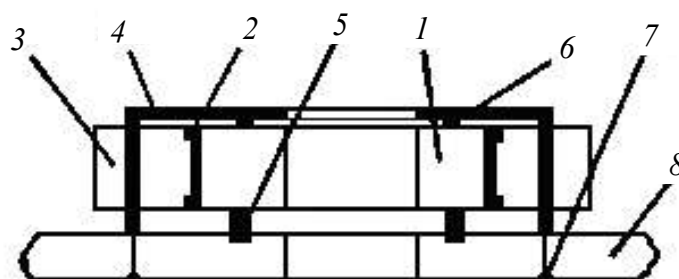


Рис. 2.23. Напівжорсткий метод кріплення осцилятора:

1 – п'єзоелемент; 2 – хвильова оболонка; 3 – штовхачі; 4 – фланець; 5 – фторопластове кільце;
6 – гумове кільце; 7 – кріпильні гвинти; 8 – основа

Таблиця 2.3. Характер зміни електричних параметрів осциляторів при напівжорсткому кріпленні

Тип п'єзоелемента	F_r , кГц	I , мА	U , В (до встановлення)	U , В (після встановлення)
№ 46	38,5	100	9	16
№ 28	56	100	17	28
№ 20	72	50	8	20

Жорсткий метод кріплення є найбільш простим і передбачає кріплення осцилятора до корпусу через стійки, які є продовженням хвильової оболонки (рис. 2.24). Проте при такому методі кріплення значна частина акустичної енергії через жорсткі стійки може йти в корпус, що з одного боку знижує ККД двигуна, а з іншого – призводить до сильних звукових шумів і акустичної детонації самого двигуна. Тому даний метод кріплення доцільно використовувати для побудови двигунів із

масивною підставкою або у разі побудови безкорпусних двигунів, тобто коли осцилятор встановлюється безпосередньо на корпус приладу, а ротор – на робочу вісь.

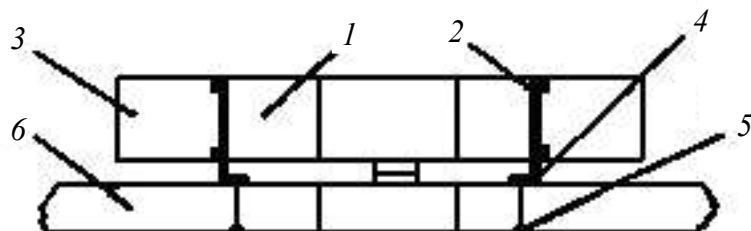


Рис. 2.24. Жорсткий метод кріплення осцилятора:

1 – п'єзoeлемент; 2 – хвильова оболонка; 3 – штовхачі; 4 – стійки; 5 – кріпильні гвинти; 6 – основа

У табл. 2.4 представлений характер зміни параметрів різноманітних осциляторів при жорсткому кріпленні.

Таблиця 2.4. Характер зміни параметрів осциляторів при жорсткому кріпленні

Тип п'єзoeлемента	F_r , кГц	I , мА	U , В (до встановлення)	U , В (після встановлення)
№ 46	37,2	100	7	18
№ 28	56,1	100	10	28
№ 20	76,2	50	6,2	18

Загалом можна констатувати, що всі три способи кріплення з точки зору зміни електричних параметрів є рівноцінними, а використання одного з методів у кожному конкретному випадку визначається конструктивними особливостями побудови двигуна.

2.6. Розрахунок параметрів штовхачів

Штовхачі в п'єзoeлектричному двигуні виконуються з тонкої пружинної сталі і виконують роль трансформатора поступальних (радіальних для п'єзoeлемента) коливань на вході штовхача (у місці кріплення) в еліптичний тип коливань, на виході – в точці сполучення штовхача з ротором.

Як наголошувалося раніше, найбільш оптимальною формою траєкторії руху контактної точки є еліпс. Забезпечення такого характеру коливань досягається шляхом узгодження власних резонансних частот двох взаємозв'язаних резонансних систем: радіальних (поздовжніх) коливань п'єзoeлемента (первинного генератора коливань); поздовжніх та поперечних (на вигин) коливань штовхачів. Зазвичай у двигуні узгодження резонансних частот відбувається шляхом підстроювання частоти задаючого генератора – п'єзoeлемента і узгодження резонансних частот штовхача.

Частота f_n поздовжніх коливань штовхача (випадок тонкого довгого стрижня) довжиною $l \gg b \gg a$ (де b – ширина, a – товщина) визначається співвідношенням

$$f = \frac{m}{2 \cdot l} \sqrt{E/p}; (l > 10a),$$

де E – модуль Юнга матеріалу штовхача; ρ – щільність матеріалу штовхача; m – номер моди подовжніх коливань.

Частота коливань вигину штовхача

$$f_i = \frac{\pi \cdot a(n + 0,5)^2 \sqrt{\gamma^E / 3\rho}}{4l^2} \sqrt{E/\rho}, (l > 10a),$$

де n – номер моди коливань вигину.

Хоча реально в штовхачі існують нелінійно зв'язані коливання, тобто строго кажучи немає простої суперпозиції поздовжніх коливань і коливань вигину (як незв'язаних), в першому наближенні можна вважати, що $f_n \approx f_i$, звідки виходить вираз для узгодження мод поздовжніх коливань і коливань вигину штовхача:

$$0,45(n + 0,5)^2 / m \approx l/a, (l > 10a).$$

З останнього співвідношення видно, що умова частотного узгодження розмірів штовхача вимагає використання вищих мод коливань вигину штовхача. Остаточний вибір геометричних співвідношень для штовхачів для реальних конструкцій п'єзоелектричних двигунів підбирається експериментально для різних співвідношень m/n .

Для проектного двигуна підібрано співвідношення $m/n = 1/5$, тому співвідношення геометричних розмірів штовхачів

$$l/a \approx 0,45(5 + 0,5)^2 / 1 = 13,6, (l > 10a). \quad (2.6)$$

Слід згадати ще про один елемент, який встановлюється на штовхачі – "глушники". Вони служать для придушення шкідливих звукових коливань, які можуть виникати при роботі двигуна. Це нарізані шматочки трубки, які натягаються на штовхач. Такі трубки повинні виконуватися з м'якого еластичного матеріалу, який трохи впливає на резонансні властивості осцилятора. Як приклад, у табл. 2.5 наведено характер зміни параметрів осцилятора залежно від матеріалу "глушника".

Таблиця 2.5. Характер зміни параметрів осцилятора залежно від матеріалу

Тип осцилятора	F_r , кГц	I , мА	U , В (без трубки)	U , В (силіконові трубки)	U , В (лінооксинові трубки)
Осцилятор № 46 двигуна класу ДПК-46, 36 подвійних штовхачів	38,5	100	4	8	15

2.7. Розрахунок параметрів ротора

Ротор п'єзоелектричного двигуна може бути охарактеризований як з погляду фрикційних властивостей матеріалу, так і з погляду його хвильових параметрів. Зупинимося на цьому детальніше.

Матеріал ротора. При взаємодії штовхача з ротором, як згадувалося раніше, присутній ефект заклинювання і ефект розклинювання (просковзування). Тому

матеріал ротора повинен бути певної твердості для реалізації вищезгаданих ефектів і отримання відповідного ККД двигуна. Проведені дослідження показали, що при використанні надтвердих матеріалів (наприклад, ситалів) не вдається досягти задовільних параметрів двигуна. Так, при цьому виходить незначний момент просковзування і заклинювання, внаслідок цього двигун розвиває значні швидкості при незначному моменті на валу.

При використанні м'яких матеріалів, наприклад нерозжарених сталей, момент заклинювання і просковзування виходить значним, і часто двигун також не може розвинути значних швидкостей і моменту. Проте для отримання тихохідних високомоментних двигунів із високим моментом самогальмування доцільно використовувати нерозжарювані сталі, наприклад сталь 45.

Для двигунів середньої і малої потужності найбільш оптимальним матеріалом ротора є розжарені сталі з рівнем мікротвердості 55...61 HRC, наприклад ХВГ, 25Х13 тощо. Ці сталі забезпечують достатньо високий момент заклинювання і порівняно малий коефіцієнт просковзування, що дозволяє отримувати достатньо високі ККД двигунів.

Хвильові параметри ротора. При побудові ротора п'єзоелектричного двигуна необхідно пам'ятати, що частота власних коливань ротора не повинна співпадати з частотою збудження п'єзoeлемента, оскільки це призведе до фрикційного просковзування штовхача і ротора, і як наслідок – до непрацездатності всієї системи. Ротор п'єзоелектричного двигуна є кільцевою оболонкою, в якій можуть виникати різні типи коливань як за своєю природою (поздовжні і коливання вигину), так і за частотою і амплітудою. Найбільш ефективною формою коливань вигину такої структури є формування стоячої хвилі з чотирма вузлами і чотирма пучностями – форма $n = 2$ (рис. 2.25). Проведені налізи показують, що частота коливань $F_{\text{виг}}^n$ для форми $n = 2$ часто менша від частоти збудження п'єзoeлемента F_r , тому вплив резонансного узгодження на хвильові властивості фрикційного контакту двигуна може настати при вищих модах коливань. Тому завжди слід пам'ятати, що $F_{\text{виг}}^n \neq F_r$.

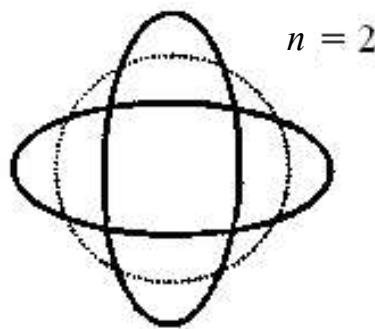


Рис. 2.25. Форма коливань вигину

Розрахункове співвідношення для частоти такої форми коливань має вигляд

$$F_{\text{виг}}^n = \frac{n(n^2 - 1)}{2\pi\sqrt{1 + n^2}} \sqrt{\frac{EI}{Spr^4}} = 3,42 \text{ кГц}, \quad (2.7)$$

де $n = 2$ – номер моди коливань; I – момент інерції перетину щодо головної осі; $E = 200 \cdot 10^9$ – модуль Юнга (для сталі), Па; S – площа поперечного розрізу

кільця; $r = 15,25 \cdot 10^{-3}$ – радіус осевого кільця ротора, м; $\rho = 7826$ – щільність сталі (при 20°C), кг/м^3 .

Момент інерції I може бути розрахований із співвідношення

$$I = bh^3 / 12 = 5,5 \cdot 10^{-12} \text{ м}^4, \quad (2.8)$$

де $b = 19,5 \cdot 10^{-3}$ – висота ротора, м; $h = 1,5 \cdot 10^{-3}$ – товщина ротора, м.

Площа поперечного розрізу кільця S може бути розрахована із співвідношення

$$S = \pi(R_p^2 - r_p^2) = 143,65 \text{ мм}^2, \quad (2.9)$$

де $R_p = 16 \cdot 10^{-3}$ – зовнішній радіус ротора, м; $r_p = 14,5 \cdot 10^{-3}$ – внутрішній радіус ротора, м.

Другий тип коливань, який заслуговує уваги, це радіальний тип коливань оболонки, обумовлений поздовжніми коливаннями (розтягуванням оболонки). Це так звані коливання з формою $n = 0$ (рис. 2.26).

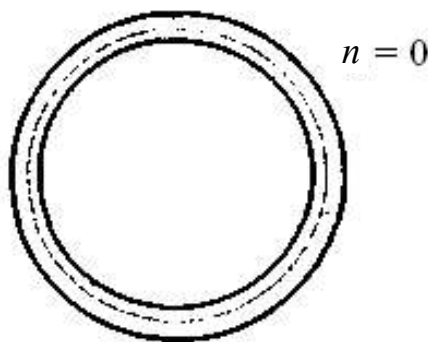


Рис. 2.26. Радіальний тип коливань

Розрахункове співвідношення для частоти такої форми коливань має вигляд

$$F_r^0 = \frac{1}{2\pi r} \sqrt{\frac{E}{\rho}} = \frac{V^R}{2\pi r} = 52,8 \text{ кГц}, \quad (2.10)$$

де $V^R = \sqrt{\frac{E}{\rho}} = 5055$ – швидкість звуку в матеріалі ротора, м/с.

Для вищої форми справедливе співвідношення

$$F_r^n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{E(1+n^2)}{\rho r^2}}. \quad (2.11)$$

Даний тип коливань нерідко за частотою дуже близький до власної частоти збудження п'єзoeлементa, тому вельми акуратно слід відноситися до виконання співвідношення $F_r \neq F_r^n$.

Дані розрахунки частот коливань вигину та радіальних коливань ротора відповідають співвідношенню $F_r \neq F_r^n$ ($F_r = 73 \text{ кГц}$).

Недоліком реверсивного приводу є те, що при збудженні одного з п'єзоелементів акустичні коливання, проникаючи в ротор, викликають зниження тертя між ротором і штовхачами другого п'єзоелемента, значно знижуючи гальмуючий момент (виявляється ефект зниження тертя при накладенні на фрикційний контакт акустичних коливань), що призводить до зниження основного моменту. На практиці використовуються три типи роторів реверсивного двигуна: цілісний, розрізний і складений.

Цілісний ротор. У багатьох конструкціях може бути використаний цілісний ротор. Це перш за все малопотужні п'єзоелектричні двигуни, наприклад на шайбах № 12, № 20. У таких двигунах акустичні коливання незначні, а ротор за рахунок малого діаметра порівняно жорсткий. Тому можна нехтувати проникненням акустичних коливань з однієї частини ротора в іншу.

Розрізний ротор. У тих двигунах, де ефект акустичного просковзування стає значним, наприклад для шайб № 28, № 46 тощо, використовується розрізний ротор. Такий ротор розділений на дві частини розташованих поряд тонких прорізів у вигляді кільцевих секторів, які створюють зазвичай три перемички, розташованих під кутом 120 кут. град і що задовольняють співвідношенню $R \geq 10\Delta$, де R – радіус ротора, Δ – ширина перемички.

У такому роторі відбувається перетворення радіальних коливань збудженої частини ротора в коливання вигину введених у нього перемичок. Це призводить до багатократного ослаблення коливань у тій частині ротора (не збудженої), яка знаходиться за перемичками. Таке ослаблення збільшує фрикційне тертя між штовхачами незбудженого п'єзоелемента і ротором і, як наслідок – збільшує момент.

Складений ротор. У двигунах великої потужності та з великим діаметром ротора (це двигуни починаючи з п'єзошайби № 46 і більше) рівень акустичних коливань стає значним і використання навіть розрізного ротора стає неефективним. У цьому випадку використовується складений ротор. Такий ротор складається з двох незалежних частин, жорстко сполучених між собою через ультразвукову ізоляційну прокладку. У такому роторі реалізується практично стовідсоткова акустична розв'язка за рахунок звукопоглинальної прокладки між частинами ротора.

2.8. Технічні характеристики спроектованого п'єзоелектричного двигуна

Максимальний момент. Вимірювання максимального моменту п'єзоелектричного двигуна може здійснюватися в двох режимах:

- у статичному (в режимі руху);
- у динамічному режимі (в режимі гальмування).

У першому випадку при фіксованому робочому моменті на валу п'єзоелектричного двигуна здійснювалося визначення мінімальної живильної напруги (потужності), при якій починалося обертання п'єзоелектричного двигуна.

У другому випадку фіксованою живильною напругою (потужністю) задавався режим обертання і шляхом зміни робочого моменту здійснювалося гальмування двигуна до повної зупинки.

Типові залежності подано на рис. 2.27, близькі до лінійного характеру, що узгоджується з принципом роботи п'єзоелектричного двигуна.

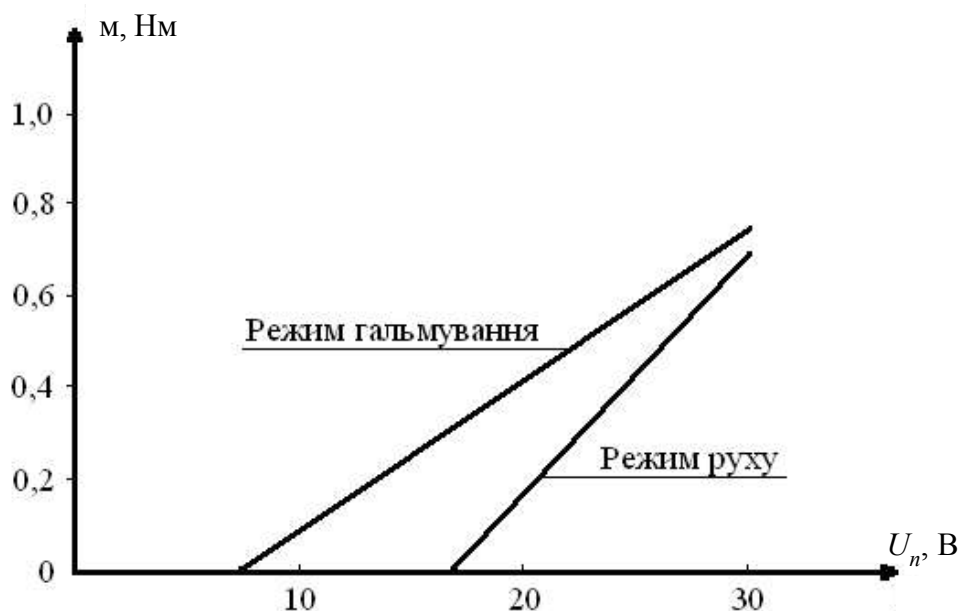


Рис. 2.27. Статична та динамічна залежності п'єзоелектричного двигуна

Характеристики навантажень. Типові характеристики навантажень двигуна наведено на рис. 2.28 відповідно для нереверсивного і реверсивного двигунів.

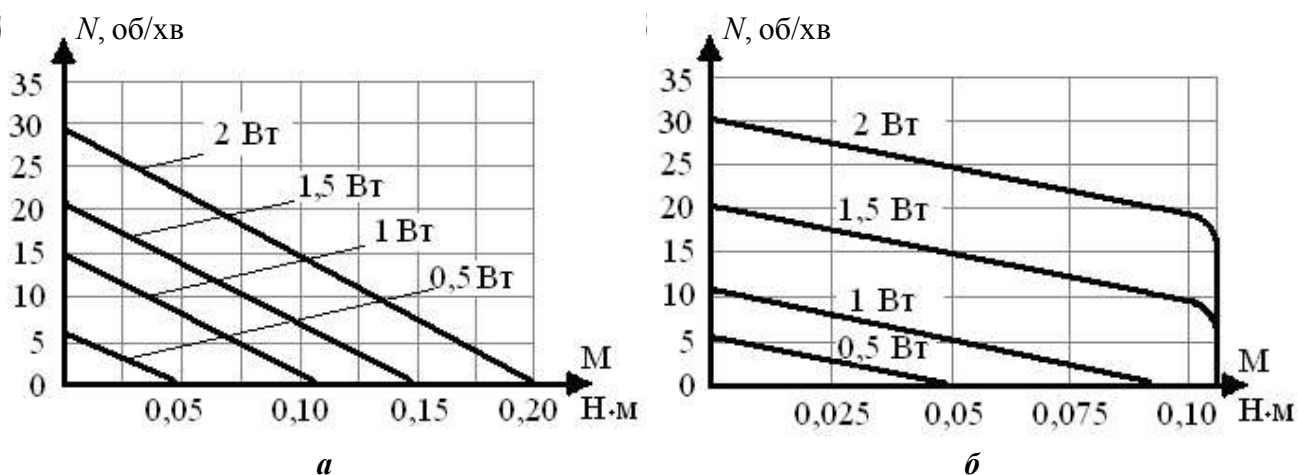


Рис. 2.28. Типові характеристики навантажень нереверсивного двигуна (а), реверсивного двигуна (б)

Дані характеристики носять лінійний характер і практично не відрізняються до рівня моменту самогальмування, при якому настає різка зупинка вала реверсивного двигуна, обумовлена просковзуванням фрикційної муфти.

Кутовий дозвіл і динамічні характеристики двигуна. Під кутовим дозволом двигуна розуміється, перш за все, кроковий режим роботи, який заснований на високочастотному "підштовхуванні" ротора за рахунок збудження його короткими імпульсами живлення. Величина кроку при такому способі керування визначається тривалістю імпульсу живлення τ_i (тривалістю збудження).

Таким чином, варіюючи тривалістю імпульсу живлення, тим самим варіюють величиною кутового кроку, а варіюючи частотою проходження цих імпульсів,

тим самим варіюють інтегральною швидкістю руху вала. У цьому і закладена основна властивість двигуна, а саме – можна варіювати швидкістю в широких межах при постійності робочого моменту на валу.

Під точнісною характеристикою двигуна розуміється залежність величини кутового кроку α_k від тривалості імпульсу збудження τ_i . Дана характеристика для системи знімається в режимі реального навантаження. Типова точнісна характеристика п'єзоелектричного двигуна наведена на рис. 2.29, проаналізувавши який можна виділити три характерні ділянки. Ділянка 1 – ділянка спокою. Дана ділянка обмежує ту мінімальну тривалість імпульсу збудження, при якій не відбувається руху. Ділянка 2 – нелінійна ділянка характеристики. Вона починається від τ_{min} і триває до повного розгону τ_p . Ділянка 3 – лінійна залежність кутового кроку α_k від тривалості керуючого імпульсу τ_i . Кожна з цих ділянок дає уявлення про характер руху вала. Мінімальний крок п'єзоелектричного двигуна, або кутовий дозвіл (порядку однієї кут. с) відповідає тривалості, в декілька періодів збудження осцилятора. З даного рівня тривалості вал переходить зі стану спокою в стан руху плавно з розгоном. З характеристики виходить, що повний розгін двигуна здійснюється за час τ_p . Зазвичай ця величина складає декілька десятків періодів збудження осцилятора і не перевищує однієї мілісекунди. Таким чином, для отримання номінального моменту на валу необхідно забезпечити повний розгін двигуна.

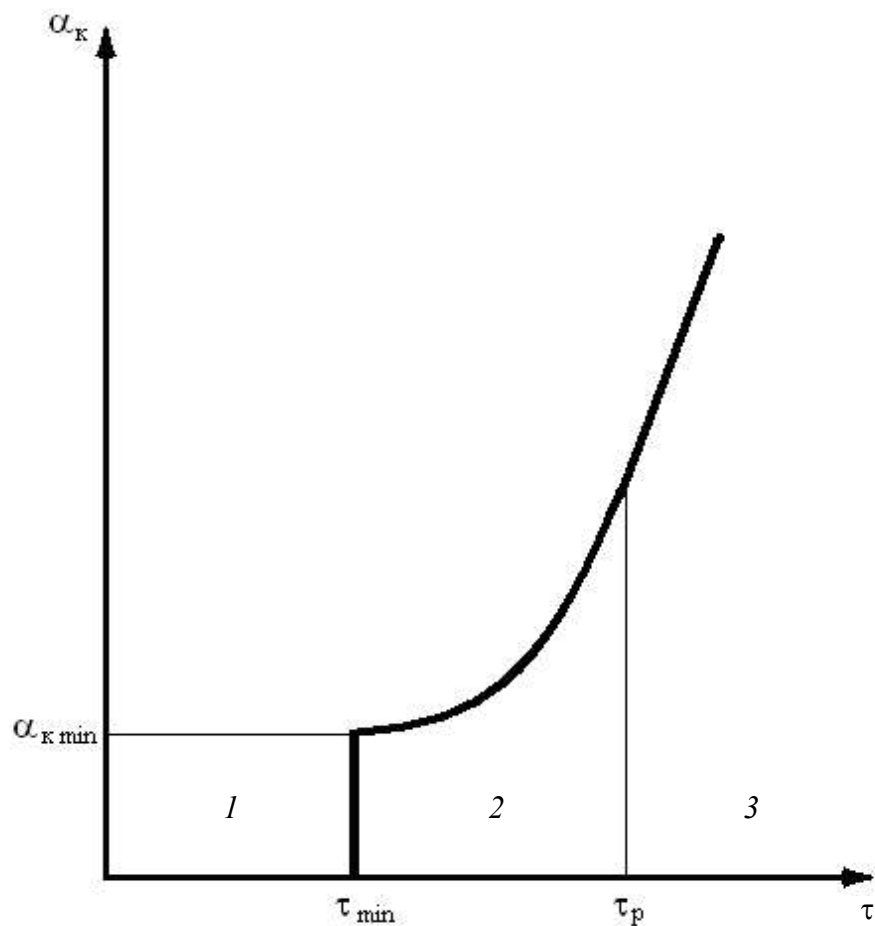


Рис. 2.29. Залежність кутового кроку α_k від тривалості імпульсу збудження τ_i

Типова характеристика моменту двигуна від тривалого керуючого імпульсу подана на рис. 2.30. Вона має ті ж характерні ділянки. Тривалість часу повного

розгону τ_p може значно змінюватись від двигуна до двигуна і визначається, крім інерційного навантаження самого двигуна і робочого елемента, ще й параметрами зовнішніх ланцюгів. Таким чином, час повного розгону двигуна є суперпозицією ряду складових, основною із яких є час переходу осцилятора із стану спокою в стан коливань і трансформації цих коливань в обертальний рух.

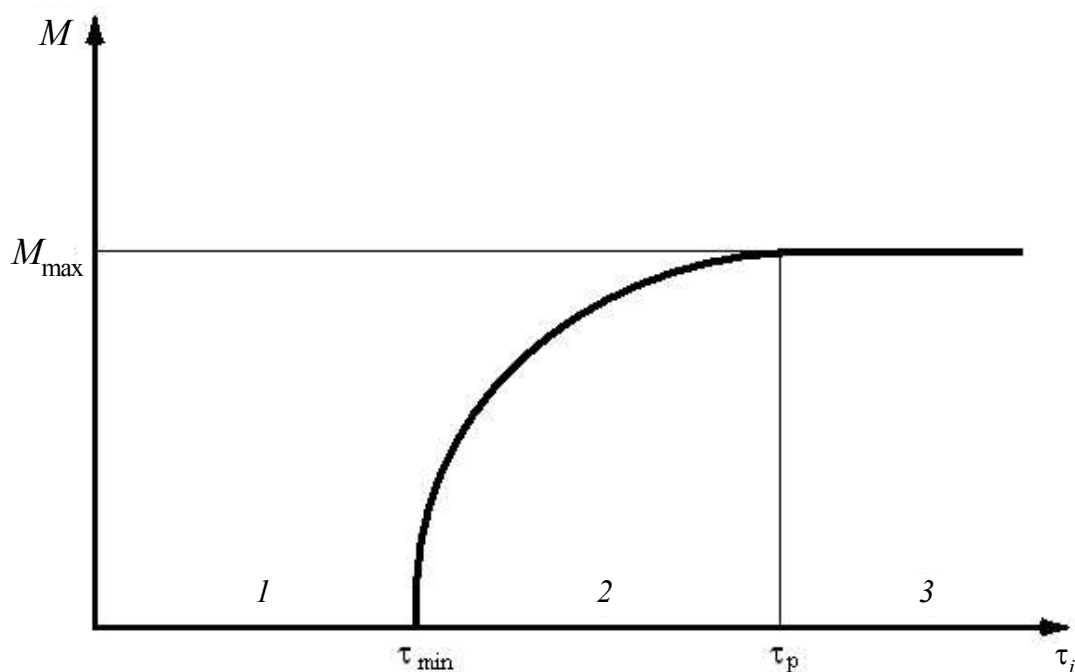


Рис. 2.30. Залежність моменту M від тривалості імпульсу збудження τ_i

Технічний ресурс двигуна. Принцип ультразвукового обертання, який закладений в основу роботи двигуна і визначається високочастотним контактом статора і ротора, призводить до ультразвукової обробки і зношення штовхачів і ротора. Це обмежує ресурс роботи двигуна. Площа контактуючої поверхні ротора в сотні разів перевищує площу контактуючої поверхні штовхачів, тому зношення в першу чергу піддаються штовхачі. Використання стандартних фрикційно-узгоджених пар дозволяє сьогодні виходити на технічний ресурс 1 000 000 обертів (зменшення моменту самогальмування в 2–3 рази), а використання спеціальних фрикційних пар – 10 000 000 обертів. Відповідно до вищезазначеного технічний ресурс двигуна визначається загальним напрацюванням обертів $N_{\text{напрац}}$ на відмову і розраховується із співвідношення

$$T = \frac{N_{\text{напрац}}}{\omega_{\text{сер}}}, \quad (2.12)$$

де T – час напрацювання на відмову; $\omega_{\text{сер}}$ – середня швидкість обертання двигуна.

Із наведених даних виходить, що при середній швидкості обертання $\omega_{\text{сер}} \approx 1$ об/хв (6 град/с) і при загальному напрацюванні на відмову $N_{\text{напрац}} \approx 1\,000\,000$ об технічний ресурс складатиме приблизно 17 000 год (два роки безперервного обертання), що значно перевищує ресурс сучасних двигунів.

Температурна стабільність. Залежність параметрів двигуна від зміни температури визначається зміною п'єзомодуля п'єзоелемента (рис. 2.31,*а*), а також зміною резонансних характеристик двигуна (рис. 2.31,*б*). Резонансні залежності знімалися по схемі на рис. 2.11. Із наведених даних виходить, що при зниженні температури погіршується добротність двигуна (резонансна крива струму розширюється, зменшується по амплітуді і зміщується по частоті), при цьому різночастотність електричного і механічного резонансу стає більш істотною. При цьому блок живлення п'єзоелектричного двигуна, налаштований у нормальних умовах, може виходити із зони захоплення, що спричиняє відмову двигуна. Тому двигуни, що працюють при знижених температурах, повинні налаштовуватися при відповідній мінусовій температурі.

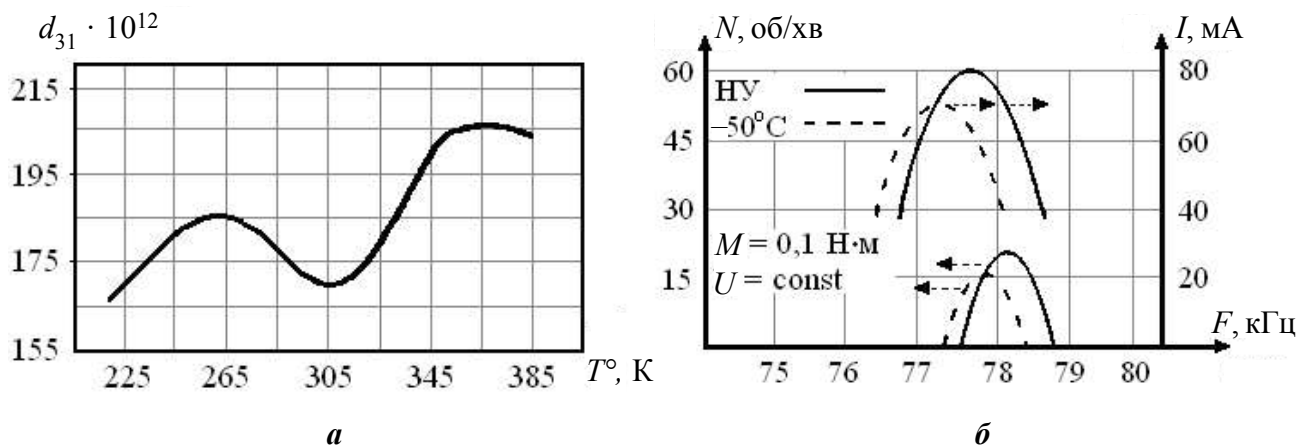


Рис. 2.31. Залежності п'єзомодуля d_{31} від температури (*а*) та резонансних характеристик від температури (*б*)

На рис. 2.32 подана типова залежність швидкості обертання двигуна при фіксованому моменті навантаження на валу M_H від температури. Дана характеристика носить лінійний характер і визначається в першу чергу зміною резонансних властивостей двигуна (п'єзомодуль зменшується на 15–20 %). Загалом можна констатувати, що зниження швидкості обертання при температурі $-50^{\circ}C$ у порівнянні з нормальними умовами відбувається в середньому в 2,5....3,0 рази. Тому для стабілізації швидкості обертання необхідно вводити спеціальні системи корекції за температурою.

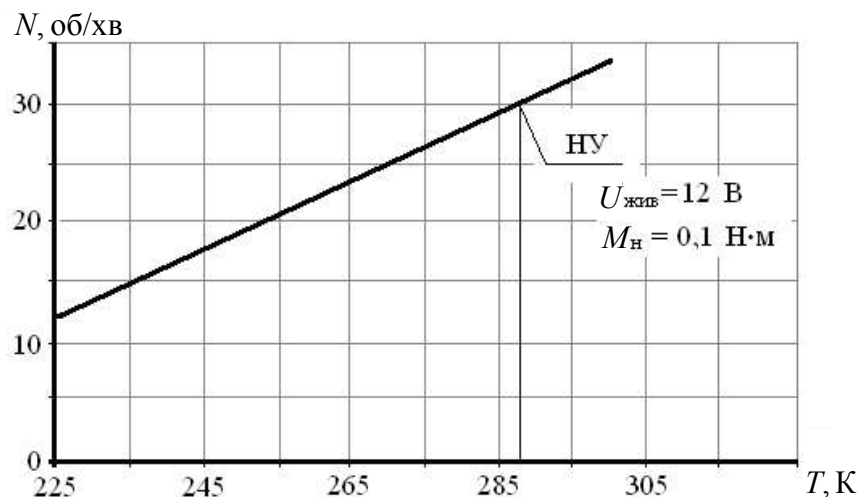


Рис. 2.32. Типова залежність швидкості обертання п'єзоелектричного двигуна від температури

Механічна стабільність. Найменш ударо- і вібростійким елементом у двигуні є п'єзоелемент. Захист п'єзоелемента в осьовому напрямі забезпечується демпферуючими кільцями з фторопласту і гуми, які одночасно виконують функції акустичної розв'язки осцилятора від основи двигуна.

Захист п'єзоелементів у радіальному напрямі здійснюється безпосередньо хвилюватою оболонкою і пружними демпферними властивостями штовхачів, установлених на ній.

2.9. Розробка принципової схеми системи керування для п'єзоелектричного двигуна

Слідкувальна система на основі п'єзоелектричного двигуна. Розглянемо побудову слідкувальної системи на основі використання п'єзоелектричного двигуна з погляду його основної властивості, а саме, можливості зміни режиму роботи від безперервного обертання до крокового переміщення. В цьому випадку зміна величини кроку проводиться за рахунок зміни тривалості керуваного τ_i імпульсу живлення залежно від величини амплітуди вхідного сигналу розузгодження. Величина цього кроку може значно змінюватися (від сотень кутових градусів до одиниць кутових секунд).

Реверсивний п'єзоелектричний двигун у таких системах розглядається як два незалежні двигуни на загальному валу, кожний із яких незалежно від іншого здійснює обертання в свою сторону. На рис. 2.33 представлена блок-схема такої системи.

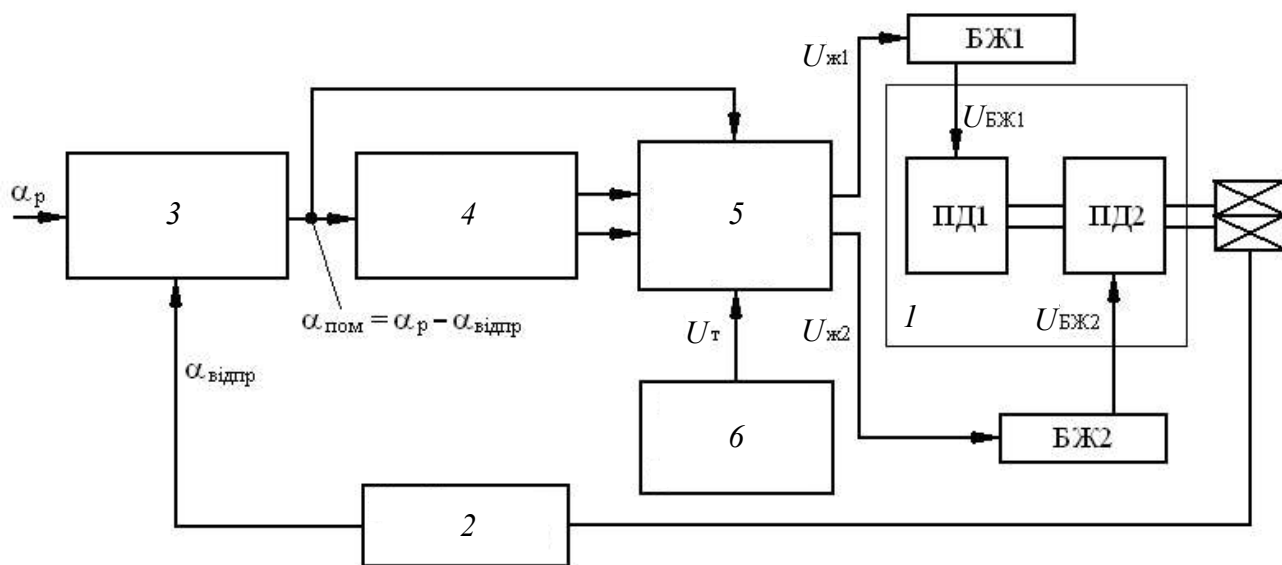


Рис. 2.33. Блок-схема слідкувальної системи на основі п'єзоелектричного двигуна

Система складається з п'єзоелектричного двигуна 1 реверсивного обертання, представленого у вигляді двох незалежних п'єзоелектричних двигунів однонаправленого обертання ПД1 і ПД2 зі спільним валом і їх блоками живлення БП1 і БП2 відповідно; датчика зворотного зв'язку 2 (наприклад, оптичний датчик кута); блока порівняння 3; блока управління реверсом 4; блока регулювання тривалості кроку 5; генератора тактової частоти 6.

Схема працює таким чином. Під час вступу сигналу розузгодження α_p у блок порівняння 3 на виході останнього формується сигнал помилки $\alpha_{\text{пом}} = \alpha_p - \alpha_{\text{відпр}}$ (де $\alpha_{\text{відпр}}$ – сигнал відпрацювання). Полярність сигналу, що поступає на блок 4, запускає відповідне плече двигуна. Поточна абсолютна величина сигналу $\alpha_{\text{поточ}}$ (визначена у момент тактових імпульсів U_t) поступає на блок 5 і формує тривалість імпульсів живлення U_i відповідного плеча п'єзоелектричного двигуна, тобто тривалість імпульсу живлення є функцією амплітуди сигналу $\alpha_{\text{пом}}$, $\tau_i = f(\alpha_{\text{пом}})$.

Таким чином, на виході блока 5 формується імпульс живлення, який на виході БЖ формує сигнал збудження $U_{\text{БЖ}}$, а двигун формує сигнал відпрацювання $\alpha_{\text{відпр}}$. При відпрацюванні сигналу розузгодження тривалість $U_{\text{ж}}$ зменшується до нуля, тобто $\tau_{i1} > \tau_{i2} > \dots > \tau_{in}$. П'єзоелектричний двигун у такій системі дозволяє здійснювати плавний перехід від режиму безперервного обертання до крокового. При цьому точність відпрацювання визначатиметься мінімальним кутовим кроком для даної конструкції п'єзоелектричного двигуна і в кращому разі складати одиниці кут. с, а в деяких конструкціях – і десяті долі кут. с.

Система керування п'єзоприводом мікроманіпулятора PSF-3. Основою маніпулятора є рухома прецизійна каретка, зазвичай у підшипникових направляючих із прецизійною гвинт-гайкою. Обертання мікромеханічного гвинта здійснюється зазвичай двигуном постійного струму, або в кращому разі – кроковим двигуном.

Реальний дозвіл, що отримується на двигуні постійного струму, обчислюється десятками-сотнями мікрон, а вібраційний шум редуктора часто дуже обмежує його використання.

Величина одиничного мікропереміщення при використанні крокового двигуна обмежена кроком двигуна. Подальше зменшення мікропереміщень у такому пристрої може бути досягнуто установкою що знижуючих редукторів, що призводить до додаткових люфтів, ускладнення конструкції, енерго- і трудомісткості, а також до обмеження можливості тимчасового угруповання мікропереміщень, що визначає швидкість мікропередачі. При цьому мікропереміщення однозначно зав'язане на швидкість і навпаки [19, 18].

Тому актуальним стало завдання забезпечення можливості одночасного формування малих одиничних мікропереміщень і їх угруповання за швидкістю (часом).

На рис. 2.34 наведена схема маніпулятора на основі п'єзоелектричного двигуна, а на рис. 2.35 – епюри напруги живлення, що пояснюють його роботу. Пристрій містить рухома каретку 1 із притискуючими 3 пружинами розташовану в підшипникових направляючих 2 і сполучену з мікрометричною гайкою 4 та гвинтом 5.

Гвинт 5 сполучається через рухома муфту 6 з валом 7 п'єзопривода 8, що включає ротор 9, осцилятор 10, встановлений на валу, і осцилятор 11, встановлений на корпусі 13, штовхачі 12.

Система керування включає блок живлення двигуна [21] (генератор високочастотних імпульсів збудження п'єзоелементів) 16, керовані ключі 15, підсилювачі драйвера 14, блоки формування 17 частоти "пачок" імпульсів збудження п'єзоелементів, блоки формування 18 тривалості "пачок" імпульсів збудження п'єзоелементів, блоки формування 20 одиничної "пачки" імпульсів збудження п'єзоелементів, 19 – резистивний джойстик.

Робота пристрою здійснюється таким чином. Навіть за наявності постійної живильної напруги на виході блоків 16 (епюра А, рис. 2.35), сигнал в такій формі не поступає на блоки 14.

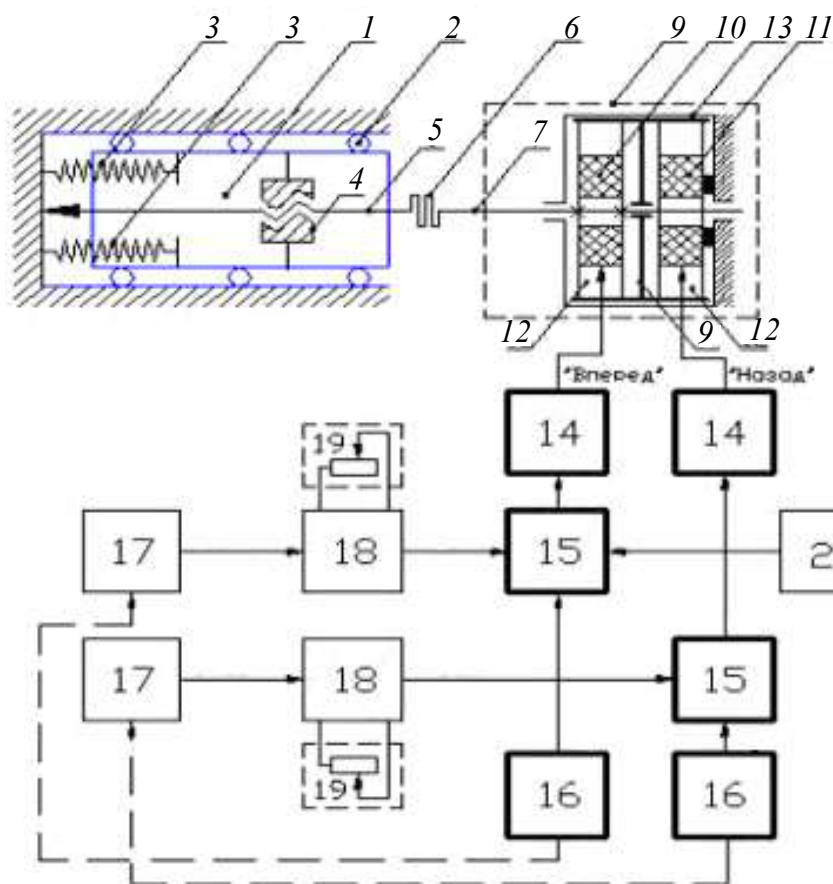


Рис. 2.34. Схема керування маніпулятором

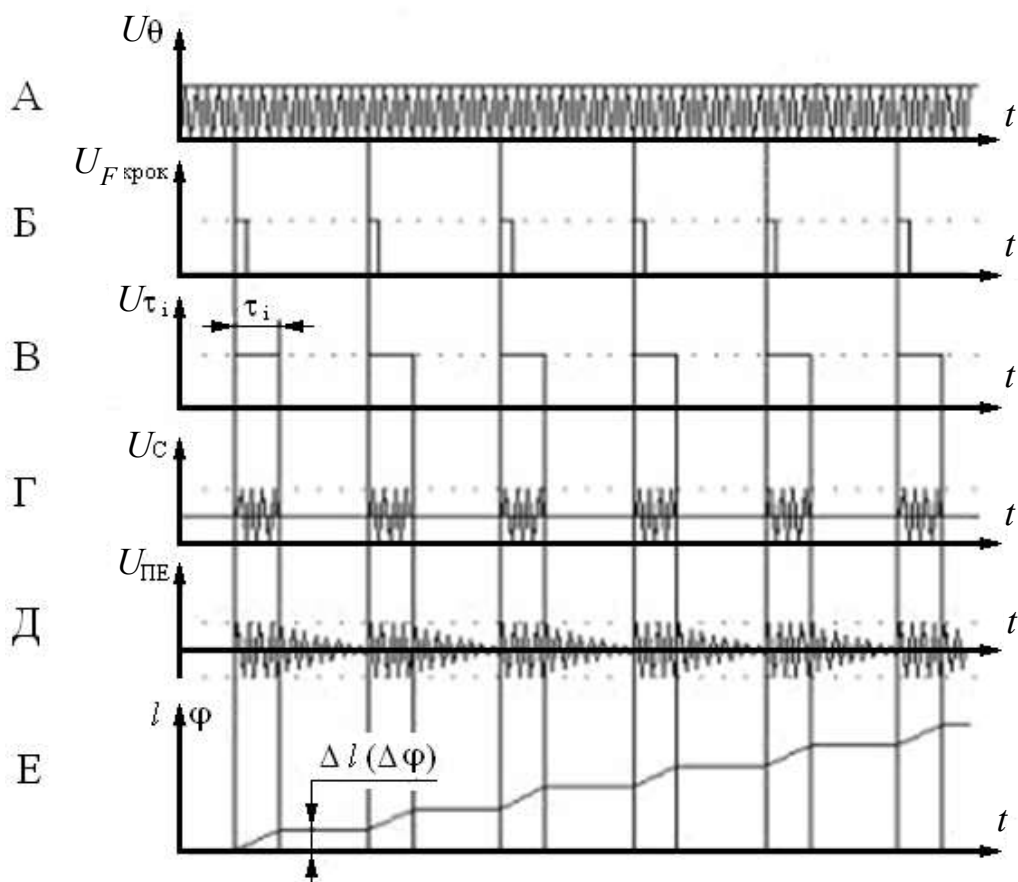


Рис. 2.35. Епюри напруг, які пояснюють роботу маніпулятора

Форму імпульсу живлення формують ключі 15, які управляються генераторами частоти 17, що формує частоту імпульсів керування $F_{\text{сл}}$. (епюра Б). У блоках 18 формується тривалість імпульсів керування τ_i відповідно до частоти $F_{\text{сл}}$. Сформований сигнал керування (епюра В) поступає на управляючі ключі 15, з виходу яких йдуть імпульси живлення, відповідні частоті і тривалості імпульсів керування (епюра Г). У блоці 14 здійснюється перетворення імпульсів живлення в "пачки" імпульсів збудження п'єзоелементів із напругою УПЕ, частотою і тривалістю (епюра Д). Крок п'єзопривода, або кут розвороту вала пропорційний тривалості імпульсів управління (епюра Е). Кутове обертання гвинтом 5 перетвориться в поступальну ходу, яка передається каретці 1 (рис. 2.34).

Таким чином, одиничне мікропереміщення каретки Δl (епюра Е) визначатиметься кроком п'єзопривода і передавальним відношенням гвинт-гайки. Швидкість переміщення при заданій мікропередачі визначатиметься частотою проходження імпульсів керування.

Використання такого пристрою за рахунок одночасного формування мікроподач і їх угруповання в часі дозволило значно поліпшити характеристики існуючих маніпуляторів.

Драйвер RM. Драйвер RM є двоканальним перетворювачем напруги 12 В у змінну напругу з частотою збудження п'єзоелектричного осцилятора і подвійною амплітудою 220...250 В (рис. 2.36).

Підстроювання частоти під відповідний осцилятор здійснюється за допомогою резисторів $R2, R4$ (для RM-20 "75...78 кГц"). Підключення двигуна здійснюється через роз'єм ХР2. Керування двигуном здійснюється в ТТЛ-рівнях по двох лініях роз'єму ХР1. При подачі сигналу логічної "1" на контакт 1 "R" здійснюється обертання вала за годинниковою стрілкою, при подачі сигналу логічної "1" на контакт 2 "L" – проти годинникової стрілки. Одночасна присутність сигналів логічної "1" на контактах 1 і 2 неприпустима. При керуванні двигуном у режимі широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) на частоті, близькій до 2 кГц, необхідно імпульси ШІМ синхронізувати з імпульсами частоти збудження двигуна, які подаються на контакт 4 "Sinchr" роз'єму ХР1.

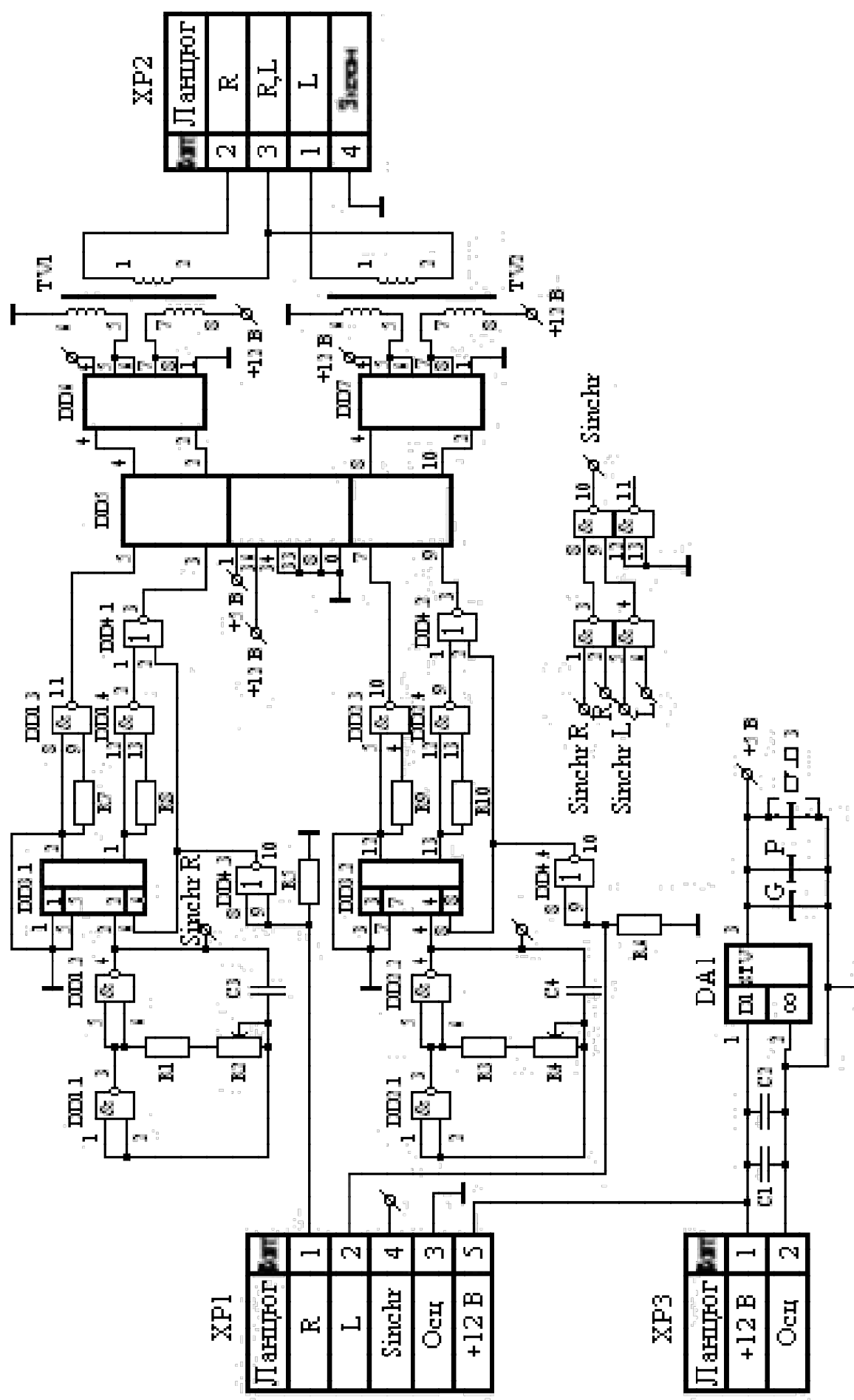


Рис. 2.36. Принципова схема драйвера RM

2.10. Дослідження стійкості системи керування п'єзоелектричного приводу

Для системи керування п'єзоелектричним приводом знайдено безліч положень рівноваги при поздовжньому або поперечному п'єзоефекті. Визначені умови стійкості системи керування п'єзоелектричним приводом при поздовжньому і поперечному п'єзоефектах для детермінованих і випадкових дій.

На відміну від системи керування з однозначною нелінійністю, для якої стійкість положення рівноваги досліджується за допомогою критерію Попова, стійкість системи керування п'єзоелектричним приводом з гістерезисною нелінійністю і безліччю положень рівноваги оцінюється із застосуванням критерію стійкості Якубовича.

Статичні і динамічні характеристики п'єзоелектричного приводу як об'єкта керування. Динамічні характеристики і передавальні функції п'єзоперетворювача для нано- і мікропереміщень (рис. 2.37) розраховуються на основі спільного рішення хвильового рівняння, рівняння п'єзоефекту при нульових початкових і відповідних межових умовах.

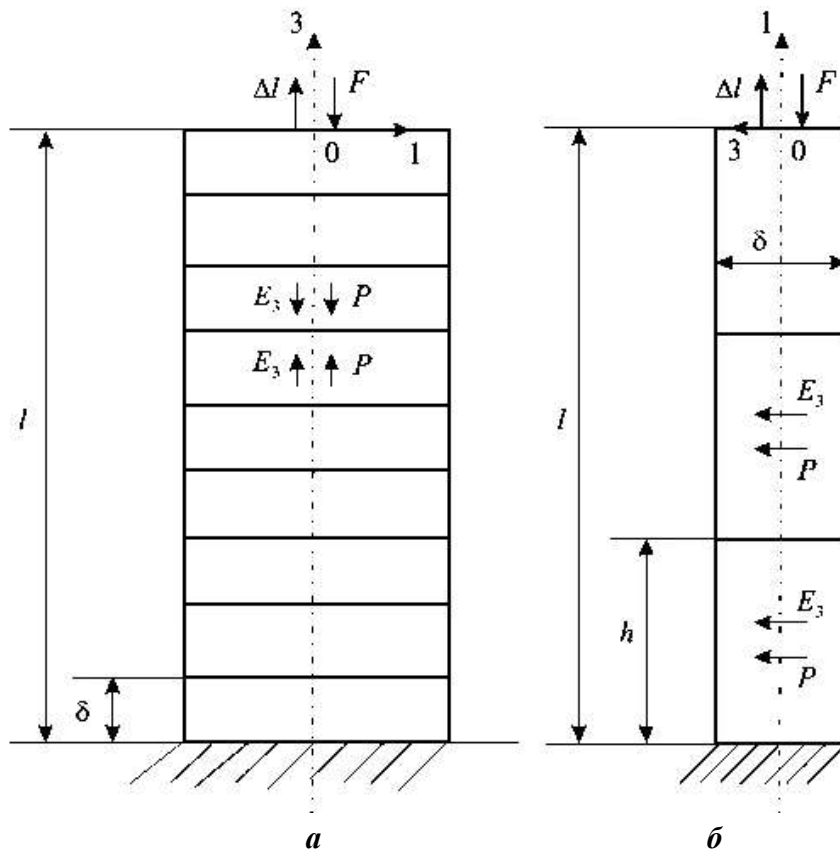


Рис. 2.37. Складений п'єзоперетворювач при подовжньому (а) та поперечному (б) п'єзоефекті

При розрахунку деформації п'єзоперетворювачів використовується хвильове рівняння, що описує поширення хвилі в довгій лінії зі загасанням без викривлень:

$$\left[\frac{1}{(c^E)^2} \right] \frac{\partial^2 \xi(x,t)}{\partial t^2} + \frac{(2\alpha/c^E) \partial \xi(x,t)}{\partial t^2} + \alpha^2 \partial \xi(x,t) = \frac{\partial^2 \xi(x,t)}{\partial x^2}, \quad (2.13)$$

де $\partial \xi(x,t)$ – зсув перерізу п'єзоперетворювача; x – координата; t – час; c – швидкість звуку при постійній напруженості електричного поля $E = \text{const}$ у п'єзоперетво-

рювачі; α – коефіцієнт загасання хвилі, що враховує загасання коливань через розсіювання енергії на теплові втрати при поширенні хвилі в п'єзоперетворювачі.

Рівняння зворотного поздовжнього п'єзоефекту при керуванні п'єзоперетворювача за напругою:

$$S_3 = d_{33}E_3(t) + s_{33}^E T_3(x, t), \quad (2.14)$$

де $S_3 = \frac{\partial \xi(x, t)}{\partial x}$ – відносне переміщення перерізу п'єзоперетворювача (див. рис. 2.37, а)

по осі 3; d_{33} – п'єзомодуль при поздовжньому п'єзоефекті; $E_3(t) = \frac{U(t)}{\delta}$ – напруженість електричного поля по осі 3; $U(t)$ – напруга на електроді п'єзопластини; s_{33}^E – пружня податливість по осі 3 при $E = \text{const}$; $T_3(x, t)$ – механічна напруга по осі 3; δ – товщина п'єзопластин; P – вектор поляризації.

Для складеного п'єзоперетворювача із закріпленим торцем при поздовжньому п'єзоефекті й інерційному навантаженні для $x = 0$ маємо $\xi(x, t) = 0$ і для $x = l = n\delta$, де l – довжина п'єзоперетворювача; n – число п'єзопластин. Отримуємо рівняння сил, що діють на торці п'єзоперетворювача:

$$T_3 S_0 = \frac{-M \partial^2 \xi(x, t)}{\partial t^2} \quad (2.15)$$

де M – маса навантаження, яка переміщується.

Уведемо перетворення Лапласа

$$\Xi(x, p) = L\{\xi(x, t)\} = \int_0^\infty \xi(x, t) e^{-pt} dt, \quad (2.16)$$

де p – параметр перетворення Лапласа.

Відповідно, при $x = l$ перетворення Лапласа виразу переміщення торця п'єзоперетворювача має вигляд

$$\Xi(p) = L\{\xi(t)\} = \int_0^\infty \xi(t) e^{-pt} dt, \quad (2.17)$$

Унаслідок перетворення хвильового рівняння (2.13) отримаємо лінійне звичайне диференціальне рівняння другого порядку з параметром p у вигляді

$$\frac{d^2 \Xi(x, p)}{dx^2} - \left[\frac{1}{(c^E)^2} p^2 + \frac{2\alpha}{c^E} p + \alpha^2 \right] \Xi(x, p) = 0. \quad (2.18)$$

Отже, з рівняння зворотного п'єзоефекту (2.14) з урахуванням x на торець п'єзоперетворювача сил (2.15) отримуємо

$$\left. \frac{d\Xi(x, p)}{dx} \right|_{x=l} = d_{33}E_3(p) - \frac{s_{33}^E M p^2 \Xi(p)}{S_0}, \quad (2.19)$$

де $\Xi(p)$, $\Xi(x, p)$ – перетворення Лапласа переміщення торця п'єзоперетворювача та переміщення розрізу п'єзоперетворювача при нульових умовах. Ураховуючи, що один торець п'єзоперетворювача жорстко закріплений при $x = 0$, отримаємо вирази

$$\Xi(x, p) = \frac{\Xi(p)sh(x\gamma)}{sh(l\gamma)}, \quad \left. \frac{d\Xi(x, p)}{dx} \right|_{x=l} = \frac{\Xi(p)\gamma}{th(l\gamma)}, \quad \gamma = \frac{p}{c^E} + \alpha.$$

Отже, отримуємо вираз для складеного п'єзоперетворювача, закріпленого одним торцем, при поздовжньому п'єзоефекті й інерційному навантаженню:

$$\frac{\Xi(p)\gamma}{th(l\gamma)} + \frac{\Xi(p)s_{33}^E M p^2}{S_0} = d_{33}E_3(p). \quad (2.20)$$

З виразу (2.20) визначаємо передавальну функцію складеного п'єзоперетворювача у вигляді

$$W_{21}(p) = \frac{\Xi(p)}{E_3(p)} = \frac{d_{33}}{s_{33}^E M p^2 / S_0 + \gamma / th(l\gamma)}. \quad (2.21)$$

З урахуванням отримуємо передавальні функції у вигляді

$$W_{21}(p) = \frac{\Xi(p)}{E_3(p)} = \frac{d_{33}lth(l\gamma)}{Ml^2th(l\gamma)p^2 / m(c^E)^2 + l\gamma};$$

$$W_{23}(p) = \frac{\Xi(p)}{F(p)} = -\frac{l^3th(l\gamma)/(m(c^E)^2)}{Ml^2th(l\gamma)p^2 / m(c^E)^2 + l\gamma}; \quad (2.22)$$

де $E_3(p)$, $F(p)$ – відповідно перетворення Лапласа напруженості електричного поля у складеному п'єзоперетворювачі та сили при нульових, початкових умовах; m – маса складеного п'єзоперетворювача.

Якщо за вхідну величину прийняти зображення Лапласа напруги джерела живлення $U_0(p)$, то

$$W_1(p) = \frac{\Xi(p)}{U_0(p)} = -\frac{l^3th(l\gamma)/(m(c^E)^2)}{(T_a p + 1)[Ml^2th(l\gamma)p^2 / m(c^E)^2 + l\gamma]},$$

$$T_a = RnC_0, \quad (2.23)$$

де T_a , R , C_0 – відповідно постійна часу аперіодичної ланки, опір узгоджених ланцюгів та ємність п'єзопластины у складеному п'єзоперетворювачі.

Рівняння зворотного поперечного п'єзоефекту при керуванні п'єзоперетворювача за напругою має вигляд

$$S_1 = d_{31}E_3(t) + s_{11}^E T_1(x, t), \quad (2.24)$$

де $S_1 = \frac{\partial \xi(x, t)}{\partial x}$ – відносне зміщення розрізу п'єзоперетворювача (див. рис. 2.36, б)

по осі 1; d_{31} – п'єзомодуль при поперечному п'єзоефекті; $E_3(t) = \frac{U(t)}{\delta}$ – напруженість електричного поля по осі 3; s_{11}^E – пружня податливість по осі 1 при $E = \text{const}$; $T_1(x, t)$ – механічна напруженість по осі 1; $l = nh$ – довжина складеного п'єзоперетворювача; h – висота п'єзопластины.

При поперечному п'єзоефекті, якщо одна з граней складеного п'єзоперетворювача (див. рис. 2.37, б) жорстко закріплена при $x = 0$, отримуємо передавальну функцію

$$W_{21}(p) = \frac{\Xi(p)}{E_3(p)} = \frac{d_{33}lth(l\gamma)}{Ml^2th(l\gamma)p^2 / m(c^E)^2 + l\gamma}. \quad (2.25)$$

Розглянемо роботу п'єзоперетворювача для жорстко закріпленої однієї грані п'єзоперетворювача при $M/m \gg 1$. Наведемо вирази для $W_{21}(p)$ та $W_{23}(p)$ в наступному зручному для перетворення вигляді:

$$\begin{aligned} W_{21}(p) &= \frac{\Xi(p)}{E_3(p)} = \frac{d_{33}l}{Ml^2 p^2 / m(c^E)^2 + l\gamma cth(l\gamma)}; \\ W_{23}(p) &= \frac{\Xi(p)}{F(p)} = -\frac{l^2 / (m(c^E)^2)}{Ml^2 p^2 / m(c^E)^2 + l\gamma cth(l\gamma)}. \end{aligned} \quad (2.26)$$

Використовуючи апроксимацію гіперболічного котангенса двома членами степеневого ряду, отримуємо з (2.26) у діапазоні частот $0 < \omega < 0,01c^E / l$ наступні вирази:

$$\begin{aligned} W_{21}(p) &= \frac{\Xi(p)}{E_3(p)} = -\frac{d_{33}l}{T_t^2 p^2 + 2T_t\xi_t p + 1}; \\ W_{23}(p) &= \frac{\Xi(p)}{F(p)} = -\frac{s_{33}^E l / S_0}{T_t^2 p^2 + 2T_t\xi_t p + 1}; \end{aligned} \quad (2.27)$$

$$\begin{aligned} W_1(p) &= \frac{\Xi(p)}{U_0(p)} = \frac{nd_{33}}{(T_a p + 1)(T_t^2 p^2 + 2T_t\xi_t p + 1)}; \\ T_t &= l\sqrt{M/m/c^E}; \quad \xi_t = \alpha d\sqrt{m/M}/3, \end{aligned} \quad (2.28)$$

де T_t , ξ_t – відповідно постійна часу та коефіцієнт загасання коливальної ланки для складеного п'єзоперетворювача при поздовжньому п'єзоефекті.

Аналогічно отримуємо передавальну функцію складеного п'єзоперетворювача, який закріплений однією гранню, при $M/m \gg 1$ та при поперечному п'єзоефекті у вигляді

$$W_{21}(p) = \frac{\Xi(p)}{E_3(p)} = -\frac{nd_{31}h}{T_t^2 p^2 + 2T_t \xi_t p + 1};$$

$$T_t = nh\sqrt{M/m}/c^E; \quad \xi_t = \alpha nh\sqrt{m/M}/3, \quad (2.29)$$

де T_t , ξ_t – відповідно постійна часу та коефіцієнт загасання коливальної ланки для складеного п'єзоперетворювача при поперечному п'єзоефекті.

Таким чином, при закріпленому торці п'єзоперетворювача при поздовжньому п'єзоефекті та пружноінерційному навантаженні при $x = l = n\delta$ маємо рівняння сил, що діють на торці п'єзоперетворювача:

$$T_3 S_0 = -M \partial^2 \xi(x, t) / \partial t^2 - (C_a + C_e) \xi(x, t), \quad (2.30)$$

де C_a , C_e , C_c – жорсткості армуючого елемента, пружного навантаження та складеного п'єзоперетворювача.

З рівняння зворотного поздовжнього п'єзоефекта (2.18) з урахуванням x на торць п'єзоперетворювача сил отримуємо

$$\frac{d\Xi(x, p)}{dx} \Big|_{x=l} = d_{33} E_3(p) - \frac{s_{33}^E M p^2 \Xi(p)}{S_0} - \frac{s_{33}^E (C_a + C_e) \Xi(p)}{S_0}. \quad (2.31)$$

Отже, отримуємо вираз для п'єзоперетворювача, закріпленого одним торцем, при поздовжньому п'єзоефекті та пружноінерційному навантаженні:

$$\frac{\Xi(p)\gamma}{th(l\gamma)} + \frac{\Xi(p)s_{33}^E M p^2}{S_0} + \frac{\Xi(p)s_{33}^E (C_a + C_e)}{S_0} = d_{33} E_3(p). \quad (2.32)$$

Означимо $C_y = S_0 / (s_{33}^E l)$ як жорсткість складеного п'єзоперетворювача при поздовжньому п'єзоефекті. Тоді з урахуванням (2.32) передавальні функції п'єзоперетворювача, закріпленого одним торцем, при поздовжньому п'єзоефекті та пружноінерційному навантаженні приймають вигляд

$$W_{21}(p) = \frac{\Xi(p)}{E_3(p)} = \frac{d_{33}l}{M p^2 / C_e + l\gamma cth(l\gamma) + (C_a + C_e) / C_c};$$

$$W_2(p) = \frac{\Xi(p)}{U(p)} = \frac{d_{33}n}{M p^2 / C_e + l\gamma cth(l\gamma) + (C_a + C_e) / C_c}, \quad (2.33)$$

де $\Xi(p)$ – перетворення Лапласа переміщення складеного п'єзоперетворювача по осі 3; $U(p)$ – перетворення Лапласа за напругою на обкладинках складеного п'єзоперетворювача при нульових початкових умовах.

Отже, отримуємо вираз для статичного переміщення $\xi(l, \infty)$ армованого складеного п'єзоперетворювача (див. рис. 2.37, *a*) в установленому режимі при подачі напруги $U(t) = U_{\max} 1(t)$ при пружноінерційному навантаженні, де $U_{\max}$ – максимальна напруга:

$$\xi(l, \infty) = \lim_{x \rightarrow \infty} \xi(l, t) = \lim_{p \rightarrow 0} p W_2(p) U_{\max} / p. \quad (2.34)$$

Звідси отримуємо

$$\xi(l, \infty) = \lim_{\substack{p \rightarrow 0 \\ a \rightarrow 0}} \frac{d_{33} n U_{\max}}{l(p/c^E + \alpha) / \tanh[l(p/c^E + \alpha)] + (C_a + C_\theta) / C_c}, \quad (2.35)$$

в остаточному вигляді маємо

$$\xi(l, \infty) = \frac{d_{33} n U_{\max}}{1 + (C_a + C_\theta) / C_c}. \quad (2.36)$$

Таким чином, передавальна функція $W_2(p)$ складеного п'єзоперетворювача на робочих частотах при поздовжньому п'єзоефекті та пружноінерційному навантаженні у діапазоні робочих частот $0 < \omega < 0,01 c^E / l$ записується у вигляді

$$W_2(p) = \frac{\Xi(p)}{U(p)} = \frac{d_{33} n U_{\max} / [1 + (C_a + C_\theta) / C_c]}{T_t^2 p^2 + 2T_t \xi_t p + 1},$$

$$T_t = \sqrt{M / (C_a + C_\theta + C_c)};$$

$$\xi_t = \frac{\alpha l^2 C_c}{3c^E \sqrt{M / (C_a + C_\theta + C_c)}}, \quad (2.37)$$

де T_t , ξ_t – відповідно постійна часу та коефіцієнт загасання коливальної ланки для складеного п'єзоперетворювача при поздовжньому п'єзоефекті та пружноінерційному навантаженні.

Стійкість системи керування п'єзоелектричним приводом. У системах автоматичного керування п'єзоелектричним приводом використовуються узгоджуючий пристрій, послідовний і паралельний коректувальні пристрої, посилювач потужності, який забезпечує необхідні напругу і струм для живлення п'єзоперетворювача, датчики деформації, швидкості, прискорення, напруги, заряду, струму,

механічної напруги п'єзоперетворювача. Для аналізу стійкості систем керування п'єзоелектричним приводом з гістерезисною нелінійністю використовується узагальнення, при якому в системі керування ланки системи трансформуються у дві – гістерезисну ланку нелінійної частини і ланку лінійної частини системи керування (рис. 2.38).

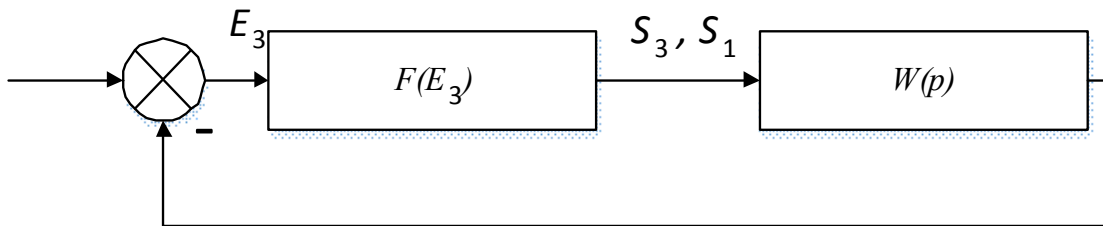


Рис. 2.38. Узагальнена структурна схема системи керування деформацією п'єзоперетворювача

Дослідження абсолютної стійкості системи керування деформацією п'єзоперетворювача для нано– і мікропереміщень при детермінованих діях проведемо на основі критерію Якубовича, який є розвитком критерію абсолютної стійкості Попова. При описі системи використовуємо передавальну функцію лінійної частини системи $W(p)$ і гістерезисну функцію S_3 або S_1 п'єзоперетворювача при поздовжньому і поперечному п'єзоефектах.

Опис гістерезисної нелінійності п'єзоперетворювача при поздовжньому п'єзоефекті виглядає як

$$S_3 = F \left[E_3 \Big|_0^t, t, S_3(0), \text{sign} \dot{E}_3 \right]. \quad (2.38)$$

Це означає, що значення функції S_3 в кожен момент часу t залежить від поведінки напруженості електричного поля E_3 на проміжку $[0, t]$, від t , від початкового значення $S_3(0)$ і знака швидкості E_3 зміни напруженості поля. При цьому $S_3(0)$ повинно належати деякій додатково заданій множині $L[E_3(0)]$, яка залежить у загальному випадку від $E_3(0)$. Розглянемо гістерезисну характеристику п'єзоперетворювача. Множиною $L[E_3(0)]$ являє собою вертикальним відрізком $[S_3^0, -S_3^0]$ – перетин осі ординат з петлею гістерезису, знятої при максимально допустимій напруженості поля в п'єзоперетворювачі.

Знайдемо стаціонарну множину системи керування деформацією п'єзоперетворювача при стійкій лінійній частині системи керування. На площині (E_3, S_3) проведемо пряму A з рівнянням $E_3 + W(0)S_3 = 0$, де $W(0) - 0$ значення передавальної функції лінійної частини системи керування при $p \rightarrow 0$. Безліч точок M перетину цієї прямої з гістерезисною характеристикою є відрізком прямої, який виділений на рис. 2.39.

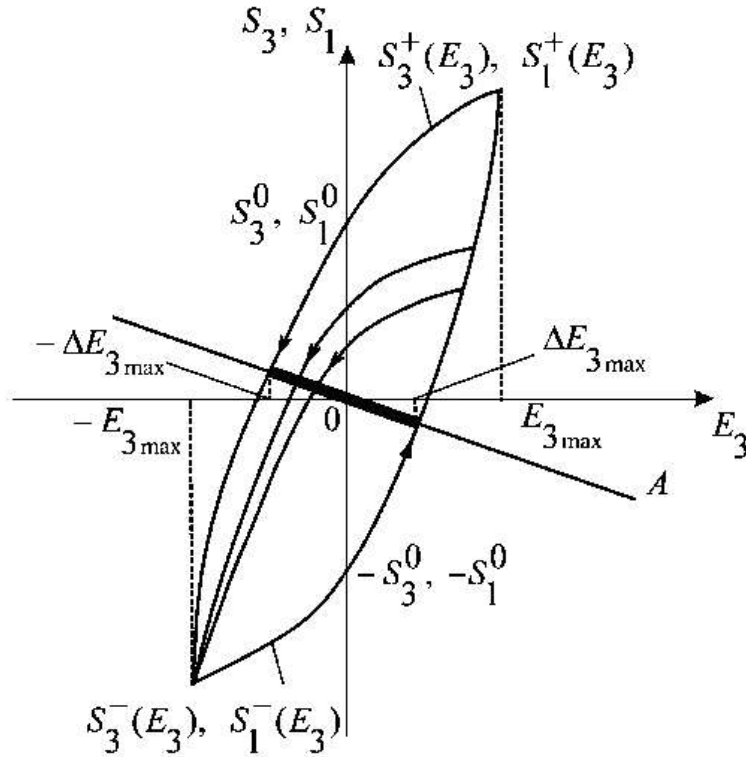


Рис. 2.39. Гістерезисна характеристика п'єзоперетворювача при поздовжньому та поперечному п'єзоефекті

Нехай E_{30}, S_{30} – стаціонарне рішення системи. Тоді отримуємо

$$E_{30} + W(0)S_{30} = 0, \quad (2.39)$$

Таким чином, стаціонарною множиною M системи буде виділена множина пар (E_{30}, S_{30}) відрізок прямої A . Кожній точці перетину гістерезисної нелінійності з приватними циклами і прямою A відповідає одне положення рівноваги з координатами (E_{30}, S_{30}) .

Визначимо проекцію стаціонарної множини положень рівноваги торця п'єзоперетворювача на вісь X , де координата $x = E_3 / E_{3\max}$. Підставимо в рівняння прямої аналітичний опис основної гістерезисної петлі п'єзоперетворювача для поздовжнього п'єзоефекта:

$$S_3 = d_{33}E_3 - \gamma_{33}E_{3\max} \left(1 - \frac{E_3^2}{E_{3\max}^2} \right)^{n_{33}} \text{sign} \dot{E}_3, \quad (2.40)$$

де $E_{3\max}$ – амплітуда напруженості електричного поля в п'єзоперетворювачі; $\gamma_{33} = S_3^0 / E_{3\max}$ – залишковий гістерезис при поздовжньому п'єзоефекті по осі 3; S_0 – залишкова відносна величина статичної гістерезисної характеристики по осі 3 при $E_3 = 0$; n_{33} – ступеневий коефіцієнт, який визначається за формою гістерезисної кривої при поздовжньому п'єзоефекті.

Знайдемо ширину зони спокою 2Δ . Для визначення ширини зони спокою, підставляючи значення $E_{30} = \Delta E_{3\max}$ у вираз (2.39), отримаємо

$$\Delta E_{3\max} + W(0)S_3^-(\Delta E_{3\max}) = 0, \quad (2.41)$$

де Δ – відносне значення напруженості електричного поля, що нормується за амплітудою напруженості в крайній точці рівноваги системи керування деформацією п'єзоперетворювача; $S_3^-(\Delta E_{3\max})$ – значення відносної деформації S_3 на висхідній гілці гістерезисної характеристики при $E_2 > 0$ і $E_{30} = \Delta E_{3\max}$; $S_3^+(-\Delta E_{3\max})$ – значення відносної деформації S_3 на нисхідній гілці гістерезисної характеристики при $E_2 < 0$ і $E_{30} = -\Delta E_{3\max}$.

Відповідно маємо

$$S_3^-(\Delta E_{3\max}) = d_{33}\Delta E_{3\max} - \gamma_{33}E_{3\max} \left(1 - \frac{(\Delta E_{3\max})^2}{E_{3\max}^2} \right), \quad (2.42)$$

після спрощення в (2.29) отримаємо вираз

$$S_3^-(\Delta E_{3\max}) = d_{33}\Delta E_{3\max} - \gamma_{33}E_{3\max}(1 - \Delta^2). \quad (2.43)$$

Підставляючи (2.42) в (2.40), отримаємо вираз

$$\Delta E_{3\max} + W(0)E_{3\max} [d_{33}\Delta - \gamma_{33}(1 - \Delta^2)] = 0. \quad (2.44)$$

Звідси маємо

$$\Delta + W(0)[d_{33}\Delta - \gamma_{33}(1 - \Delta^2)] = 0. \quad (2.45)$$

З виразу (2.45) отримаємо квадратне рівняння для визначення ширини зони спокою 2Δ п'єзоперетворювача при поздовжньому п'єзоефекті:

$$\Delta^2 + \frac{(1 + W(0)d_{33})}{W(0)\gamma_{33}}\Delta - 1 = 0. \quad (2.46)$$

Отже, ширина зони спокою при поздовжньому п'єзоефекті

$$2\Delta = -\frac{(1 + W(0)d_{33})}{W(0)\gamma_{33}} + \sqrt{\frac{(1 + W(0)d_{33})^2}{W^2(0)\gamma_{33}^2} + 4}. \quad (2.47)$$

Аналогічно отримаємо опис гістерезисної характеристики п'єзоперетворювача при поперечному п'єзоефекті

$$S_1 = d_{31}E_3 - \gamma E_{3\max} \left(1 - \frac{E_3^2}{E_{3\max}^2} \right)^{n_{31}} \text{sign } \dot{E}_3, \quad (2.48)$$

де $\gamma_{31} = S_1^0 / E_{3\max}$ – залишковий гістерезис при поперечному п'єзоефекті по осі 1; S_1^0 – залишкова відносна величина статичної гістерезисної характеристики по осі 1 при $E_3 = 0$; n_{31} – ступеневий коефіцієнт, який визначається за формою гістерезисної кривої при поперечному п'єзоефекті.

Аналогічно ширина зони спокою при поперечному п'єзоефекті при $n_{31} = 1$ має вигляд

$$2\Delta = -\frac{(1 + W(0)d_{31})}{W(0)\gamma_{31}} + \sqrt{\frac{(1 + W(0)d_{31})^2}{W^2(0)\gamma_{31}^2} + 4}. \quad (2.49)$$

Функція S_3 гістерезисної нелінійності п'єзоперетворювача при поздовжньому п'єзоефекті непереривна, причому

$$v_{1_{33}}, v_{2_{33}} \in [0, v_{33}], v_{33} = \max[dS_3 / dE_3]. \quad (2.50)$$

Величини v_1 і v_2 визначаємо за гістерезисною статичною характеристикою при поздовжньому п'єзоефекті, яка виміряна при максимально допустимій напруженості електричного поля в п'єзоперетворювачі, де $v_{1_{33}} = 0$ і $v_{2_{33}} = v_{33}$ – відповідно мінімальне і максимальне значення тангенса кута нахилу дотичної до гістерезисної нелінійності. Гістерезисна петля п'єзоперетворювача для п'єзопривода нано– і мікропереміщень обходить проти годинникової стрілки. Відношення тангенсів кута нахилу дотичної до гістерезисної нелінійності п'єзоперетворювача при поздовжньому і поперечному п'єзоефектах пропорційне відношенню відповідних п'єзомодулів:

$$\frac{v_{33}}{v_{31}} = \frac{d_{33}}{d_{31}}. \quad (2.51)$$

Позначимо величину v , яка відповідає максимальному значенню тангенса кута нахилу дотичної до нелінійної характеристики п'єзоперетворювача, v_{33} або v_{31} при поздовжньому і поперечному п'єзоефектах.

Тоді достатні умови абсолютної стійкості системи керування деформацією п'єзоперетворювача мають вигляд

$$\operatorname{Re} vW(j\omega) \geq -1, \quad (2.52)$$

де j – уявна одиниця; ω – частота.

На рис. 2.40 на комплексній площині наведені амплітудно-фазові частотні характеристики для частотної передавальної функції $vW(j\omega)$, для двох видів кривих, для яких виконуються умови (2.13) і не виконуються умови (2.14) абсолютної стійкості системи керування деформацією п'єзоперетворювача. Частотний критерій абсолютної стійкості (3.39) простий і зручний для синтезу коректуючих

пристроїв, систем керування деформацією п'єзоперетворювача для нано- і мікропереміщень [32].

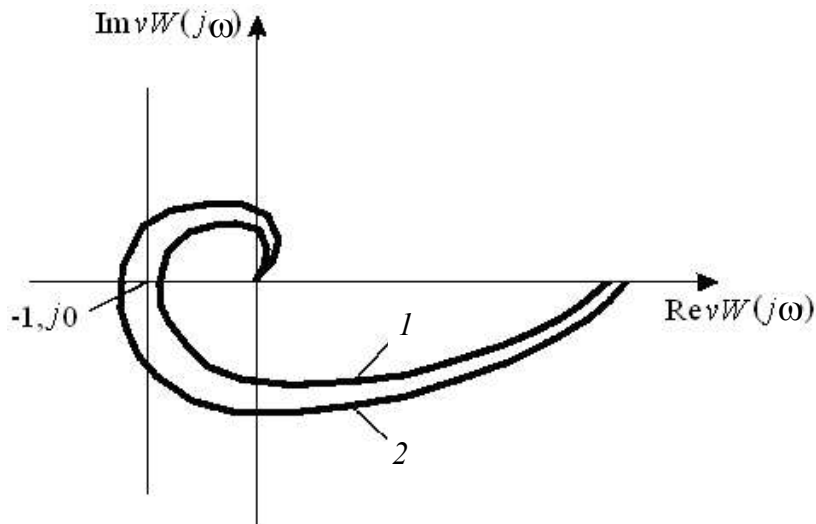


Рис. 2.40. Критерій абсолютної стійкості системи керування на площині:

1 – виконуються умови; 2 – не виконуються умови абсолютної стійкості

Необхідно зазначити, що частотний критерій абсолютної стійкості множини положень рівноваги в нелінійній системі з однією гістерезисною нелінійністю п'єзоперетворювача справедливий для систем як із детермінованими, так і з випадковими діями, як із зосередженими, так і з розподіленими параметрами.

Розглянемо геометричну інтерпретацію критерію (2.52) при поперечному п'єзо-ефекті. Амплітудно-фазова характеристика розімкненої системи $v_{31}W(j\omega)$ повинна бути для всіх $\omega \geq 0$ розміщена праворуч прямої $\text{Re } vW(j\omega) \geq -1$. Критерій абсолютної стійкості системи на площині логарифмічної амплітудної частотної характеристики і фазової частотної характеристики розімкненої системи $v_{31}W(j\omega)$ в декартовій системі координат $L(\omega) = Q[\varphi(\omega)]$, де $L(\omega) = 20 \lg |v_{31}W(j\omega)|$ – логарифмічна амплітудна частотна характеристика, $\varphi(\omega)$ – фазова частотна характеристика, формулюється наступним чином: для абсолютної стійкості системи досить, щоб логарифмічна амплітудна частотна характеристика $L(\omega) = Q[\varphi(\omega)]$ розімкненої системи керування п'єзоперетворювачем (заштрихована характеристика) для всіх $\omega \geq 0$ розміщувалась нижче за граничну криву $L(\omega) = 20 \lg |v_{31}W(j\omega)|$ (рис. 2.41). Заштрихована область для скоректованої характеристики $L(\omega)$ при $v = v_{31}$ відповідає скоректованій амплітудно-фазовій частотній характеристиці для частотної передавальної функції $vW(j\omega)$ на рис. 2.40, яка не перетинає на комплексній площині вертикальну лінію $\text{Re } vW(j\omega) = -1$. При введенні в систему коректуючого пристрою, який певним чином деформує амплітудну частотну характеристику лінійної частини системи керування деформацією п'єзоперетворю-

вача для п'єзопривода нано– і мікропереміщень, частотний критерій абсолютної стійкості буде виконуватись.

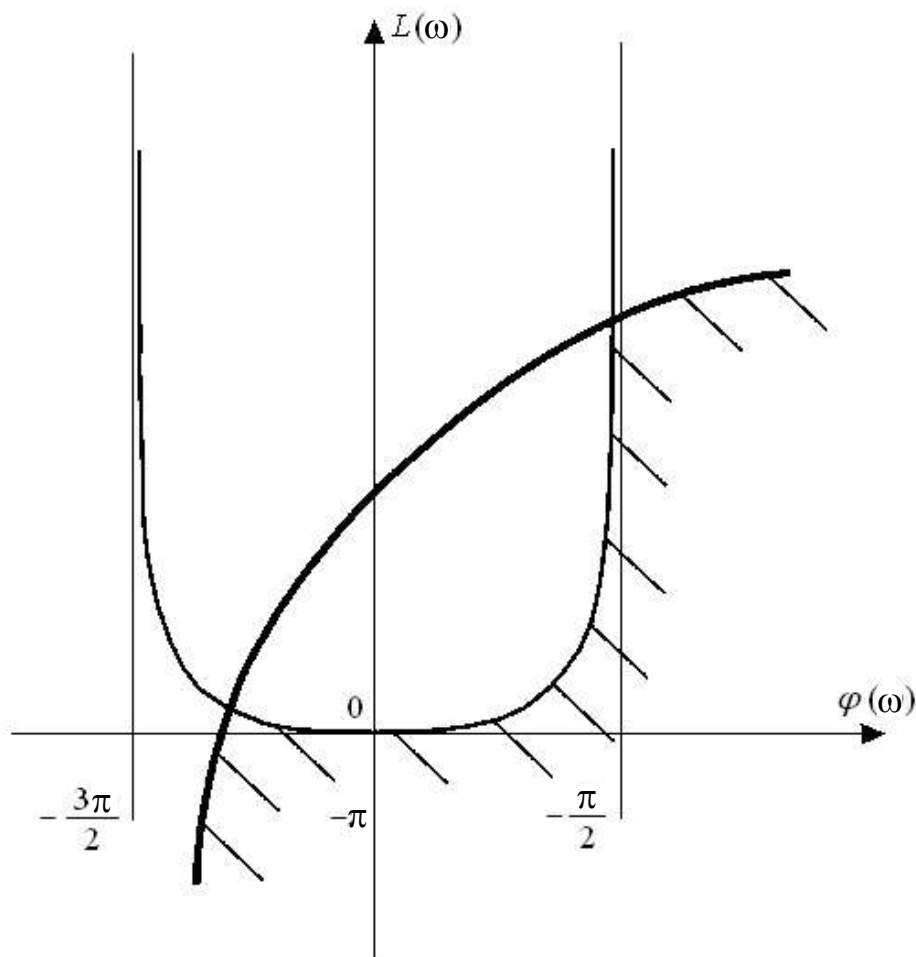


Рис. 2.41. Вибір коректуючого пристрою, за критерієм абсолютної стійкості системи керування деформацією п'єзоперетворювача

Безліч положень рівноваги системи керування деформацією п'єзоперетворювача при поздовжньому або і при поперечному п'єзоефекті стійкі, якщо виконуються отримані умови на похідну гістерезисної характеристики при максимальній напруженості електричного поля в п'єзоперетворювачі. Отримані умови абсолютної стійкості системи керування деформацією п'єзоперетворювача дозволяють проводити синтез коректуючих пристроїв системи.

3. АСИНХРОННИЙ СЕРВОЕЛЕКТРОПРИВІД ІЗ ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНИМ РЕГУЛЮВАННЯМ

Більшість сучасних сервоелектроприводів, котрі застосовуються у верстатах з ЧПК – асинхронні, до того ж із широтно-імпульсним регулюванням (ШІР). Майже всі вони мають спеціалізовані порти для сполучення з цифровою обчислювальною машиною (ЦОМ). Тому в розрахунках асинхронних комплектних електроприводів, що наведені у роботі [5], необхідно враховувати умови стійкості системи, а також те, що наявність імпульсних елементів може за певних умов збільшити запаси стійкості системи та покращити її показники якості. Отже, необхідно:

- 1) визначити, як ЦОМ буде впливати на стійкість та на показники якості системи;
- 2) додати у розрахунки умови широтно-імпульсного регулювання.

3.1. Система автоматичного керування з цифровою обчислювальною машиною

Стійкість систем автоматичного керування з цифровими обчислювальними машинами є необхідною, але недостатньою умовою практичного їх застосування. Якість роботи будь-якої замкнутої автоматичної системи визначається величиною помилки, що дорівнює різниці необхідного $\theta_1(t)$ і дійсного $\theta_2(t)$ значень вихідної величини: $\theta(t) = \theta_1(t) - \theta_2(t)$.

На практиці оцінка якості, заснована на прямому обчисленні помилки, зазвичай реалізована бути не може. Це пояснюється тим, що через складну структуру встановити зв'язок між величиною помилки і параметрами системи автоматичного керування з ЦОМ, як правило, не вдається. Тому якість системи доводиться оцінювати за деякими її властивостями, що виявляються при різних типових керуючих впливах. Для визначення якісних показників систем автоматичного керування з ЦОМ використовуються так звані критерії якості для безперервних систем.

Однак вибір раціональних оцінок якості, які дозволяли б досить повно визначати поведінку системи з ЦОМ при порівняно невеликому обсязі обчислювальної роботи, має велике значення.

Запас стійкості систем із ЦОМ можна визначити за видом кривої перехідного процесу при типовому керуючому впливі. Тому при виборі типових законів зміни

вхідного керуючого впливу доводиться говорити про типові закони зміни решітчастої функції.

При дослідженні систем із ЦОМ найчастіше вважають, що вхідний керуючий сигнал змінюється за законом одиничного стрибка

$$l(n) = \begin{cases} 0, & \text{якщо } n < 0, \\ 1, & \text{якщо } n \geq 0 \end{cases}$$

або за законом одиничного імпульсу

$$R(n) = \begin{cases} 1, & \text{якщо } n = 0, \\ 0, & \text{якщо } n \neq 0. \end{cases}$$

Реакцію системи з ЦОМ на одиничний стрибок називають перехідною функцією $h(t)$, а реакцію на одиничний імпульс – функцією ваги $R(t)$. Оскільки

$$z\{l(n)\} = \frac{z}{z-1} \quad iz\{R(n)\} = 1$$

то величини перехідної функції та функції ваги замкнутої системи з ЦОМ у дискретні моменти часу $t = nT_0 + \Delta T_0$ можуть бути визначені за такими формулами:

$$h(n, \Delta) = z^{-1} \left\{ \Phi(n, \Delta) \frac{z}{z-1} \right\},$$

$$R(n, \Delta) = z^{-1} \{ \Phi(n, \Delta) \}.$$

Тут $\Phi(n, \Delta)$ є функцією передачі замкнутих систем із запізненням (рис. 3.1). Передавальна функція $\Phi(n, \Delta)$ є раціональним дробом, тому при відомих параметрах системи з ЦОМ наведені вирази можуть бути обчислені без попереднього визначення полюсів.

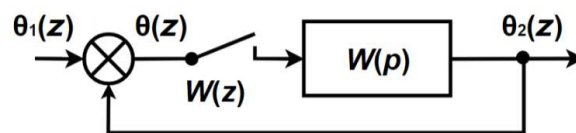


Рис. 3.1. Функціональна схема замкнутої системи із запізненням

Перехідна функція і функція ваги в системах з ЦОМ пов'язані між собою співвідношенням

$$h(n, \Delta) = \sum_{i=0}^n R_i(n, \Delta),$$

Отже, можна обмежитися розглядом будь-якої з цих функцій.

Якщо використовувати перехідну функцію, то запас стійкості замкнутої системи з ЦОМ може бути чисельно оцінений максимальним значенням вихідної координати

$[h(n, \Delta)]_{\max}$ або величиною перерегулювання, яка визначається за формулою

$$\sigma = \frac{[h(n, \Delta)_{\max} - h(\infty, \Delta)]}{h(\infty, \Delta)}.$$

Згідно з наведеною формулою перерегулювання системи з ЦОМ, яке визначається послідовністю чисел $h(n, \Delta)$, залежить від моментів часу Δ , в яких розглядається вихідна величина системи.

Необхідною умовою працездатності систем із ЦОМ є стійкість їх роботи. Систему з ЦОМ називають стійкою, якщо перехідні процеси в ній загасають у часі. Таке визначення стійкості для всіх Δ , що лежать в інтервалі $0 < \Delta < 1$, призводить до рівності

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \theta_{2n}(n, \Delta) = 0.$$

Якщо не виконується вимога $0 < \Delta < 1$ хоча б для одного значення Δ , то система з ЦОМ називається нестійкою:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \theta_{2n}(n, \Delta) = \infty.$$

Ці визначення справедливі тільки для лінійних систем із ЦОМ.

Для стійкості системи з ЦОМ необхідно і достатньо, щоб усі корені характеристичного полінома замкнутої системи були розташовані всередині кола одиничного радіуса з центром у початку координат, побудованого на площині z :

$$A(z) = B_0 z^m + B_1 z^{m-1} + \dots + B_m. \quad (3.1)$$

Побудову кола можна виконати шляхом заміни z у рівнянні виразом e^{pT} , що призведе до переходу уявної осі площини комплексної змінної p в одиничну окружність $z = e^{j\omega T}$ у площині змінного z . Один оборот по колу відбувається при зміні ω у межах

$$\frac{2\pi}{T} m \leq \omega \leq \frac{2\pi}{T} (m+1),$$

де m – будь-яке ціле число.

Таким чином, дослідження стійкості систем із ЦОМ зводиться до визначення розташування коренів характеристичного полінома щодо одиничного кола $|z| = 1$. Для вирішення цього завдання може бути використаний критерій стійкості, застосовуваний при аналізі безперервних автоматичних систем (Рауса-Гурвіца).

Застосування критерію Рауса-Гурвіца накладає обмеження на коефіцієнти характеристичного полінома замкнутої системи. Це пояснюється тим, що складність умов стійкості різко зростає зі збільшенням ступеня m характеристичного полінома (3.1). Практично алгебраїчний критерій стійкості має сенс застосовувати при $m \leq 3$.

Умови стійкості систем з ЦОМ для різних значень m наведені в табл. 3.1.

Таблиця 3.1. Умови стійкості залежно від ступеня полінома

Ступінь характеристичного поліному m	Умова стійкості
1	$B_0 + B_1 > 0, B_0 - B_1 > 0$
2	$B_0 + B_1 + B_2 > 0, B_0 - B_1 + B_2 > 0, B_0 - B_2 > 0$
3	$B_0 + B_1 + B_2 + B_3 > 0, B_0 - B_1 + B_2 - B_3 > 0,$ $B_0(B_0 - B_2) - B_3(B_2 - B_1) > 0,$ $3(B_0 + B_3) - B_1 - B_2 > 0$

Передавальну функцію замкненої системи з ЦОМ (рис. 3.2) визначаємо за формулою

$$\Phi(z) = \frac{\theta_2(z)}{\theta_1(z)} = \frac{W(z)}{1 + W(z)},$$

де $W(z)$ – передавальна функція розімкнутої системи без урахування запізнювання, внесеного ЦОМ.

Передавальна функція розімкнутої системи з урахуванням запізнювання в ЦОМ визначається за формулою

$$W(z, \Delta) = \frac{z-1}{z} z \Delta \left\{ \frac{K}{p} \right\} = \mu \frac{\Delta z + 1 - \Delta}{z - 1},$$

де $\mu = KT$.

При практичних розрахунках систем із ЦОМ часто обмежуються випадком $\Delta = 0$, цікавлячись тільки значеннями вихідної величини $\theta_2(t)$ у моменти часу $t = nT$. Тому передавальна функція розімкнутої системи з ЦОМ визначається рівнянням

$$W(z) = \frac{\theta_2(z)}{\theta(z)}.$$

Такий підхід значно спростить і полегшить розрахунки, але за рахунок втрати інформації про поведінку системи в проміжках часу $nT < t < (n+1)T$; $n = 0, 1, 2, \dots$

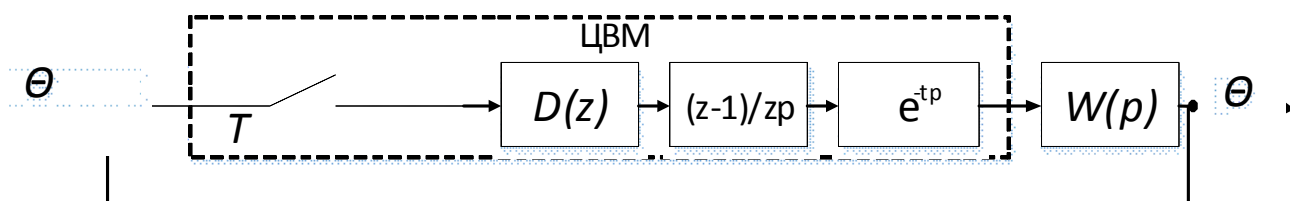


Рис. 3.2. Структурна схема замкненої системи з визначенням помилки

Якщо характеристичні рівняння мають більш високий порядок, то умови стійкості системи застосовують W -перетворення, яке виконується за допомогою наступної підстановки:

$$z = \frac{1+W}{1-W}$$

або

$$W = \frac{z-1}{z+1}.$$

Якщо зробити підстановку $z = e^{j\omega T}$, то отримаємо

$$W = \frac{e^{j\omega T} - 1}{e^{j\omega T} + 1} = j \tan \frac{\omega T}{2} = j\varpi,$$

де $\varpi = \tan \frac{\omega T}{2}$ – відносна псевдочастота.

Іноді використовують абсолютну псевдочастоту, яка визначається виразом

$$\omega_{пч} = \frac{2}{T} \tan \frac{\omega T}{2} = \frac{2\varpi}{T},$$

при малих частотах $\tan \frac{\omega T}{2} \approx \frac{\omega T}{2}$ і псевдо частоті $\omega \approx \varpi$.

Отже, при виконанні умов $\omega_T < 2$ можна псевдочастоту замінити дійсною частотою, що призводить до значного спрощення розрахунків при визначенні статичних помилок при гармонійному вхідному сигналі.

При зміні частоти в певних межах $-\frac{\pi}{2} \leq \omega \leq \frac{\pi}{2}$ псевдочастота змінюється в діапазоні $-\infty \leq \varpi \leq +\infty$, тому комплексна величина W переміщається по уявній осі від $-j\infty$ до $+j\infty$.

Отже, для дослідження стійкості передавальної функції W -перетворення можна користуватися звичайними критеріями стійкості, застосовуваними для безперервних систем. Слід мати на увазі, що застосування W -перетворення і псевдочастоти $\omega_{пч}$ перетворює передавальну функцію розімкнутої імпульсної системи до вигляду, зручного для застосування методу логарифмічних частотних характеристик. Передавальна функція безперервної частини статичної системи керування в розімкнутому стані може бути виражена рівнянням виду

$$W(p) = \frac{K(1+\tau_1 p)(1+\tau_2 p)\dots(1+\tau_m p)}{(1+T_1 p)(1+T_2 p)\dots(1+T_n p)}.$$

Розкладемо це рівняння на прості дроби:

$$W(p) = \sum_{i=1}^n \frac{N_i}{\alpha_i + p} = \sum_{i=1}^n \frac{R_i}{1 + T_i p}, \quad (3.2)$$

де $\alpha = 1/T_i$, $\alpha N_i T_i R_i = N_i T_i$ – коефіцієнти, що визначаються теоремою розкладання.

Передавальна функція (3.2) складається з суми експонент:

$$h(t) = \sum_{i=1}^n \frac{N_i}{\alpha_i} (1 - e^{-\alpha_i t}),$$

Знаходимо дискретну передавальну функцію

$$W(z) = \sum_{i=1}^n \frac{N_i}{\alpha_i} \frac{1 - d_i}{z - d_i} = \sum_{i=1}^n \frac{R_i (1 - d_i)}{z - d_i}.$$

Система автоматичного керування з астатизмом першого порядку може мати передавальну функцію безперервної частини

$$W(p) = \frac{K(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p) \dots (1 + \tau_m p)}{(1 + T_1 p)(1 + T_2 p) \dots (1 + T_n p)}.$$

Знаходимо дискретну передавальну функцію

$$W(z) = \frac{KT}{z - 1} + \sum_{i=1}^n \frac{R_i (1 - d_i)}{z - d_i}.$$

Система з астатизмом другого порядку має передавальну функцію безперервної частини

$$W(p) = \frac{K(1 + \tau_1 p) \dots (1 + \tau_m p)}{p^2 (1 + T_1 p) \dots (1 + T_n p)}.$$

За аналогією знаходиться дискретна передавальна функція

$$W(z) = \frac{KT^2}{2} \frac{z + 1}{(z - 1)^2} + \frac{KT_0 T}{z - 1} + K \sum_{i=1}^n \frac{N_i (1 - d_i)}{z - d_i}, \quad (3.3)$$

Умовна добротність за швидкістю

$$K_D = KT = K \left(\sum_{j=1}^m \tau_j - \sum_{j=1}^m T_j \right).$$

У системі автоматичного керування з ЦОМ може міститися елемент, який вносить тимчасове запізнювання. Врахування запізнювання повинно проводитися при визначенні дискретної передавальної функції $W(z)$ розімкнутої системи. В даному випадку z -перетворення перехідної функції безперервної частини виконується за формулою

$$W(z, \gamma) = z^{-1} W(z, \Delta),$$

де $\gamma = \tau/T$ – відносне запізнювання; $\Delta = 1 - \gamma$; $W(z, \Delta)$ – модифіковане z -перетворення для перехідної функції $h(t)$.

На підставі викладеного матеріалу можна зобразити структурну схему системи автоматичного керування з ЦОМ для дослідження динамічних процесів. Тут ЦОМ визначає помилку $\theta = \theta_1 - \theta_2$. У контурі керування присутній елемент тимчасового запізнювання, який виділений в окрему ланку з передавальною функцією $e^{-\tau p}$.

Елемент запам'ятовування, на час інтегрування вагової функції, враховується окремою ланкою з передавальною функцією вигляду

$$\frac{1 - e^{-\tau p}}{p} = \frac{z - 1}{zp} \text{ при } \tau = T.$$

Якщо ЦОМ виконує крім визначення помилки ще й інтегруючі і диференціюючі операції, то в контурі повинна бути присутня ланка з передавальною функцією $D(z)$. Ключ, наведений у структурній схемі, виробляє імпульсну функцію відповідно до періоду повторення ЦОМ.

Розглянемо систему автоматичного керування з ЦОМ, яка має астатизм другого порядку і передавальну функцію безперервної частини

$$W(p) = \frac{K(1 + \tau p)}{p^2} = \frac{K}{p^2} + \frac{K\tau}{p}.$$

З огляду на вираз (3.3) отримуємо

$$W(z) = \frac{KT^2}{2} \frac{z+1}{(z-1)^2} + \frac{K\tau T}{z-1}.$$

Розрахунок системи автоматичного керування можна зробити за допомогою логарифмічних частотних характеристик, якщо використовувати підстановку і перейти до ω -перетворення:

$$W(\omega) = \frac{KT^2}{4} \frac{\left(1 + 2\frac{\tau}{T_0}\omega\right)(1 - \omega)}{\omega^2}. \quad (3.4)$$

Частотну передавальну функцію можна знайти, якщо підставити $\omega = j\omega_{nc}T/2$ у рівняння (3.4):

$$W(j\omega_{nc}) = \frac{K}{4} \frac{(1 + j\tau\omega_{nc})(1 - j\frac{T}{2}\omega_{nc})}{(\omega_{nc})^2},$$

де ω_{nc} – абсолютна псевдочастота.

Модуль цього виразу

$$|W(j\omega_{nc})| = \frac{K \sqrt{1 + \omega_{nc}^2 \tau^2} \sqrt{1 + \frac{T^2}{4} \omega_{nc}^2}}{\omega_{nc}^2},$$

фаза

$$\varphi = -180^\circ + \operatorname{arctg}(\omega_{nc} \tau) - \operatorname{artg}(\omega_{nc} \frac{T}{2}).$$

На підставі наведених виразів були побудовані асимптотичні ЛАХ і ЛФХ (рис. 3.3).

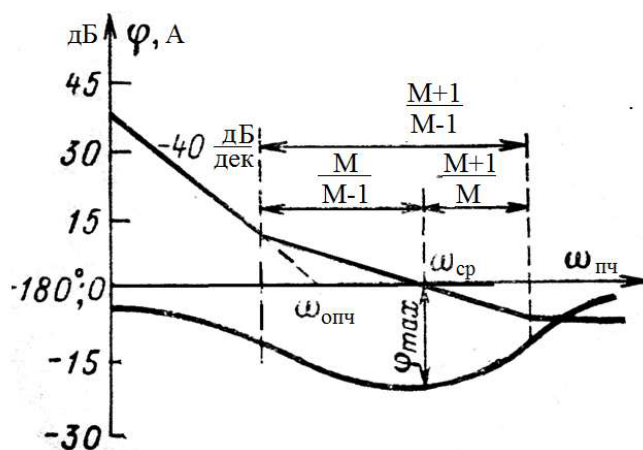


Рис. 3.3. Графіки ЛАХ і ЛФХ

Для розглянутого випадку величину ділянки з нахилом 20 Дб/дек знаходимо за формулою [24]

$$\frac{2\tau}{T} = \frac{M+1}{M-1}.$$

Базова частота ЛАХ $\omega_{0nc} = \sqrt{K}$. Зв'язок між базовою частотою і постійною часу описується формулою

$$\tau = \frac{1}{\omega_{0nc}} \sqrt{\frac{M}{M-1}}.$$

Загальний коефіцієнт підсилення

$$K = \omega_{0nc}^2 = \frac{1}{\tau^2} \frac{M}{M-1} = \frac{4}{T^2} \frac{M(M-1)}{(M+1)^2},$$

Формулу можна записати у вигляді:

$$\frac{KT^2}{4} \leq \frac{M(M-1)}{(M+1)^2}.$$

Слід мати на увазі, що в даній системі коефіцієнти помилок C_0 і C_1 дорівнюють нулю, а коефіцієнт посилення $K = D_y 1/\text{сек}^2$. За допомогою формули (3.5) є можливість визначити прийнятне співвідношення між добротністю D_y і періодом дискретності T .

Побудова ЛАХ систем автоматичного керування з ЦОМ має виконуватися з урахуванням таких особливостей:

1. Повинна виконуватися нерівність $\omega_{cp}T < 2$, де T – період дискретності.
2. Постійні часу $T_1, \dots, T_n$ слід розділити на дві групи. До першої групи належать усі постійні часу, які мають сполучену частоту менше частоти зрізу ω_{cp} . До другої групи належать постійні часу, що мають сполучену частоту більше частоти зрізу.
3. Постійні часу $\tau_1, \dots, \tau_m$ мають сполучену частоту менше частоти зрізу.
4. ЛАХ повинна перетинати вісь частот із нахилом ? 20 Дб/дек.

Уважаємо, що система має таку передавальну функцію безперервної частини в області малих частот, лівіше частоти зрізу:

$$W(p) = \frac{K(1 + \tau_1 p) \dots (1 + \tau_m p)}{p^2(1 + T_1 p) \dots (1 + T_n p)},$$

де $m = K + 1$.

Використовуючи вираз, дискретну передавальну функцію можна записати як

$$W(p) = \frac{K}{p^2} + \frac{KT_0}{p} + K \sum_{i=1}^K \frac{N_i}{1 + T_1 p}, \quad (3.6)$$

де N_i – коефіцієнт розкладання; $KT = D$ – умовна добротність за швидкістю.

Використовуючи вираз, дискретну передавальну функцію можна записати як

$$W(p) = \frac{KT^2}{2} \frac{z+1}{(z-1)^2} + \frac{KT_0 T}{z-1} + K \sum_{i=1}^K \frac{N_i}{1 + d_i},$$

де $d_i = e^{-T/T_i}$.

Для визначення дискретної частотної передавальної функції скористаємося ω -перетворенням:

$$W(j\omega_{nc}) = \left(1 - j\omega_{nc} \frac{T}{2}\right) \left[\frac{K}{(j\omega_{nc})^2} + \frac{KT_0}{j\omega_{nc}} + K \sum_{i=1}^K \frac{N_i}{1 + j\omega_{nc} \frac{T}{2} \operatorname{cth} \frac{T}{2T_i}} \right],$$

де $\omega_{nc} = \frac{2}{T} \tan \frac{\omega T}{2}$ – абсолютна псевдочастота.

При розрахунку системи необхідно, щоб виконувалися нерівність $T_1 > \frac{T}{2}$, тоді

$$\operatorname{cth} \frac{T}{2T_i} = \frac{1}{\operatorname{th} \frac{T}{2T_i}} \approx 2 \frac{T_i}{T}.$$

Остаточний вираз набуває вигляду

$$W(j\omega_{nc}) = \left(1 - j\omega_{nc} \frac{T}{2}\right) \left[\frac{K}{(j\omega_{nc})^2} + \frac{KT_0}{j\omega_{nc}} + K \sum_{i=1}^k \frac{N_i}{1 + j\omega_{nc} T_i} \right]. \quad (3.7)$$

Зіставляючи вирази (3.6) і (3.7), можна бачити, що для низькочастотної частини частотна передаточна функція системи з ЦОМ може бути отримана з передавальної функції безперервної частини шляхом заміни p на $j\omega_{nc}$. Псевдочастота ω_{nc} у низькочастотній області збігається з частотою вхідного впливу, що дає можливість не враховувати множник $1 - j\omega_{nc}T/2$ при побудові ЛАХ.

Для побудови ЛАХ системи з ЦОМ в області високих частот вважаємо, що передавальна функція безперервної частини

$$W_B(p) = \frac{\omega_{cp}}{p(1 + T_{k+1}p) \dots (1 + T_n p)},$$

де $\omega_{cp} = \frac{K\tau_1\tau_2 \dots \tau_m}{T_1 T_2 \dots T_k}$ – частота зрізу ЛАХ.

Розкладемо вираз на прості дроби:

$$W_B(p) = \frac{\omega_{cp}}{p} - \omega_{cp} \sum_{i=k+1}^n \frac{N_i}{1 + T_i p}.$$

Знайдемо амплітудно-частотну функцію шляхом переходу до псевдочастоти:

$$W(j\omega_{nc}) = \left(1 - j\omega_{nc} \frac{T}{2}\right) \left[\frac{\omega_{cp}}{j\omega_{nc}} - \omega_{cp} \sum_{i=k+1}^n \frac{N_i}{1 + j\omega_{nc} \frac{T}{2} \operatorname{cth} \frac{T}{2T_i}} \right].$$

Маючи на увазі, що $T_1 < T/2 \operatorname{cth} \frac{T}{2T_i} \approx 1$, $\sum_{i=k+1}^n N_i = \sum_{i=k+1}^n T_i = T_\Sigma$ маємо рівняння

$$W(j\omega_{nc}) = \frac{\omega_{cp} \left[1 + j\omega_{nc} \left(\frac{T}{2} - T_\Sigma\right)\right] \left(1 - j\omega_{nc} \frac{T}{2}\right)}{j\omega_{nc} \left(1 + j\omega_{nc} \frac{T}{2}\right)}. \quad (3.8)$$

Знайдений вираз може бути використаний для побудови ЛАХ; модуль визначається за формулою

$$|W(j\omega_{nc})| = \frac{\omega_{cp} \sqrt{1 + \omega_{nc}^2 \left(\frac{T}{2} - T_\Sigma\right)^2}}{\omega_{nc}}.$$

Побудова ЛАХ для високочастотної області починається в точці $\omega_{nc} = \omega_{cp}$, результуючий фазовий кут [10]

$$\varphi = -180^\circ + \sum_{i=1}^m \operatorname{arctg}(\omega_{nc} \tau_i) - \sum_{i=1}^k \operatorname{arctg}(\omega_{nc} T_i) + \operatorname{arctg}(\omega_{nc}) \left(\frac{T}{2} - T\right) - 2 \operatorname{arctg}(\omega_{nc}) \frac{T}{2}$$

В області частоти зрізу при значенні $\omega_{nc} < T/2$ можна з достатньою для практики точністю визначати фазовий кут за формулою

$$\varphi = -180^\circ + \sum_{i=1}^m \operatorname{arctg}(\omega_{nc} \tau_i) - \sum_{i=1}^k \operatorname{arctg}(\omega_{nc} T_i) + \operatorname{arctg}(\omega_{nc}) \left(\frac{T}{2} - T\right).$$

При побудові високочастотної області ЛАХ слід урахувувати суму малих постійних часу T_Σ і додатковий множник $1 - j\omega_{nc} T/2$, який дає фазовий зсув, рівний $-\operatorname{arctg} \omega_{nc} T/2$.

Для отримання оптимального показника коливальності високочастотної області необхідне виконання нерівності

$$\frac{T}{2} + \sum_{i=k+1}^n T_i \leq \frac{1}{\omega_{cp}} \frac{M}{M+1}.$$

Так само можна довести, що і для несиметричних ЛАХ систем автоматичного керування з астатизмом першого порядку вигляд ЛАХ у низькочастотній області збігається; необхідний запас стійкості визначається за формулою

$$\frac{T}{2} + \sum_{i=k+1}^n T_i \leq \frac{1}{K} \frac{M^2 + M\sqrt{M^2 - 1}}{2}, M \leq 1,3.$$

Дана нерівність є достатньою умовою, коли є хоча б одна постійна часу, більша за величиною, ніж $T/2$. Якщо $T_i < T/2$ для всіх постійних часу, то необхідно накласти додаткові умови, які запобігають заходження високочастотної ЛАХ у заборонену зону:

$$\frac{T}{2} \leq \frac{1}{K} \frac{M}{M+1} = \frac{1}{\omega_{cp}} \frac{M}{M+1}.$$

Якщо для всіх сталих часу $T_{k+1}, \dots, T_n$ умова $T_i < T/2$ не виконується, то побудова ЛАХ здійснюється наступним чином. Спочатку будується ЛАХ згідно з передавальною функцією безперервної частини (рис. 3.4).

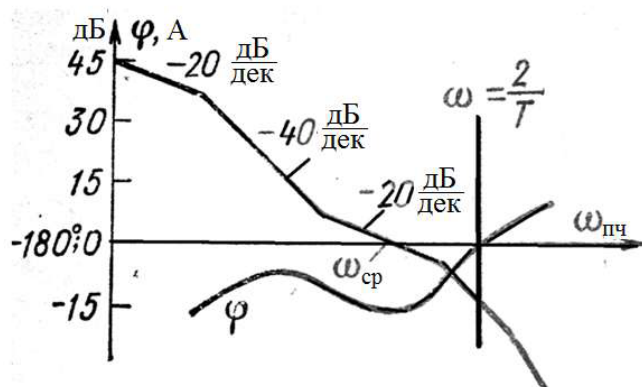


Рис. 3.4. Побудова ЛАХ, що знаходиться лівіше граничної частоти

Лінійна характеристика, що знаходиться лівіше граничної частоти, відноситься до низькочастотної частини і приймається як ЛАХ дискретної системи, оскільки абсолютна псевдочастота збігається в цій області зі звичайною частотою $\omega_{пч} = \omega$. Важаємо, що перетин вертикальної прямої граничної частоти відбувається при нахилі асимптоти -40 Дб/дек. Передавальна функція високочастотної області має вигляд

$$W(p) = \frac{K}{p^2 (1 + T_1 p) \dots (1 + T_n p)}, \quad (3.9)$$

де $\sqrt{K} = \omega_B$ – частота, яка характеризує точку перетину осі частот асимптотою, що має нахил -40 Дб/дек.

Розкладаючи праву частину рівняння (3.9) на прості дробки, знаходимо $W_B(z)$ і, замінюючи його на $W_B(j\omega_{nc})$, отримаємо вираз, аналогічний (3.8) для високочастотної області:

$$W_B(j\omega_{nc}) = \frac{K \left(1 - j\omega_{nc} \frac{T}{2} \right) \left[1 + j\omega_{nc} \left(\frac{T}{2} - T_\Sigma \right) - (j\omega_{nc})^2 \left(\frac{T}{2} T_\Sigma + T_\sigma^2 \right) \right]}{(j\omega_{nc})^2 \left(1 + j\omega_{nc} \frac{T}{2} \right)}, \quad (3.10)$$

де $T_\Sigma = T_1 + T_2 + \dots + T_n$; $T_\sigma^2 = T_1^2 + \dots + T_n^2 + T_1 T_2 + T_1 T_3 + \dots + T_1 T_n + T_2 T_3 + \dots$

Якщо виконується умова $T_\sigma^2 \ll \frac{T}{2} T_\Sigma$, то рівність (3.10) значно спрощується:

$$W_B(j\omega_{nc}) = \frac{K \left(1 - j\omega_{nc} \frac{T}{2} \right) (1 - j\omega_{nc} T_\Sigma)}{(j\omega_{nc})^2}. \quad (3.11)$$

На підставі виразу (3.11) будується високочастотна область ЛАХ.

3.2. Розрахунок асинхронного електропривода з широтно-імпульсним регулюванням

Побудуємо модель електропривода в програмному середовищі *Simulink*

Як двигун електропривода обрано асинхронний двигун *Lenze MD 112-22*. Технічні дані двигуна наведено в табл. 3.2.

Таблиця 3.2. Технічні дані двигуна *Lenze MD 112-22*

Параметр	Позначення	Величина
Номінальна потужність, кВт	P_n	4
Синхронна частота обертання, об/хв	n_0	1500
Номінальна частота обертання ротора, об/хв	$n_{ном}$	1450
Номінальний момент, Н · м	$M_{ном}$	26,3
Номінальний струм статора, А	$n_{ном}$	16,1
Номінальна напруга статора, В	$U_{ном}$	400
Коефіцієнт потужності	$\cos \varphi$	0,84
ККД, %	η	84
Максимальний момент двигуна, Нм	$M_{кр}$	63,12
Пусковий момент двигуна, Нм	$M_{п}$	52,6
Кратність пускового струму	K_f	6
Момент інерції ротора, кг · м	$J_{\partial в}$	0,011
Маса двигуна, кг	m	31
Кратність максимального моменту	K_{max}	2,4
Номінальне ковзання	$s_{ном}$	0,046
Критичне ковзання	$s_{кр}$	0,315

На рис. 3.5 наведена модель електропривода з автономним інвертором, що побудована за принципом широтно-імпульсного регулювання.

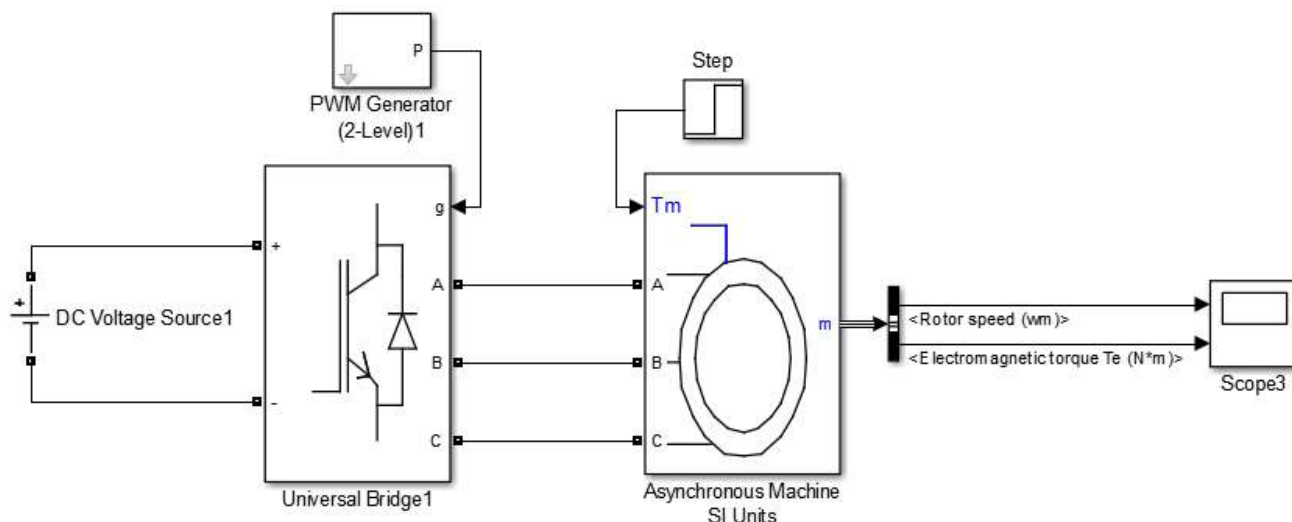


Рис. 3.5. Модель електропривода з імпульсним керуванням

Перетворювач частоти виконаний блоком *UniversalBridge*; живиться перетворювач від акумуляторної батареї; керуюча напруга формується в блоці *PWMGenerator*. На рис. 3.6 наведено зображення вікон налаштування основних блоків автономного інвертора напруги: *UniversalBridge* і *PWMGenerator*.

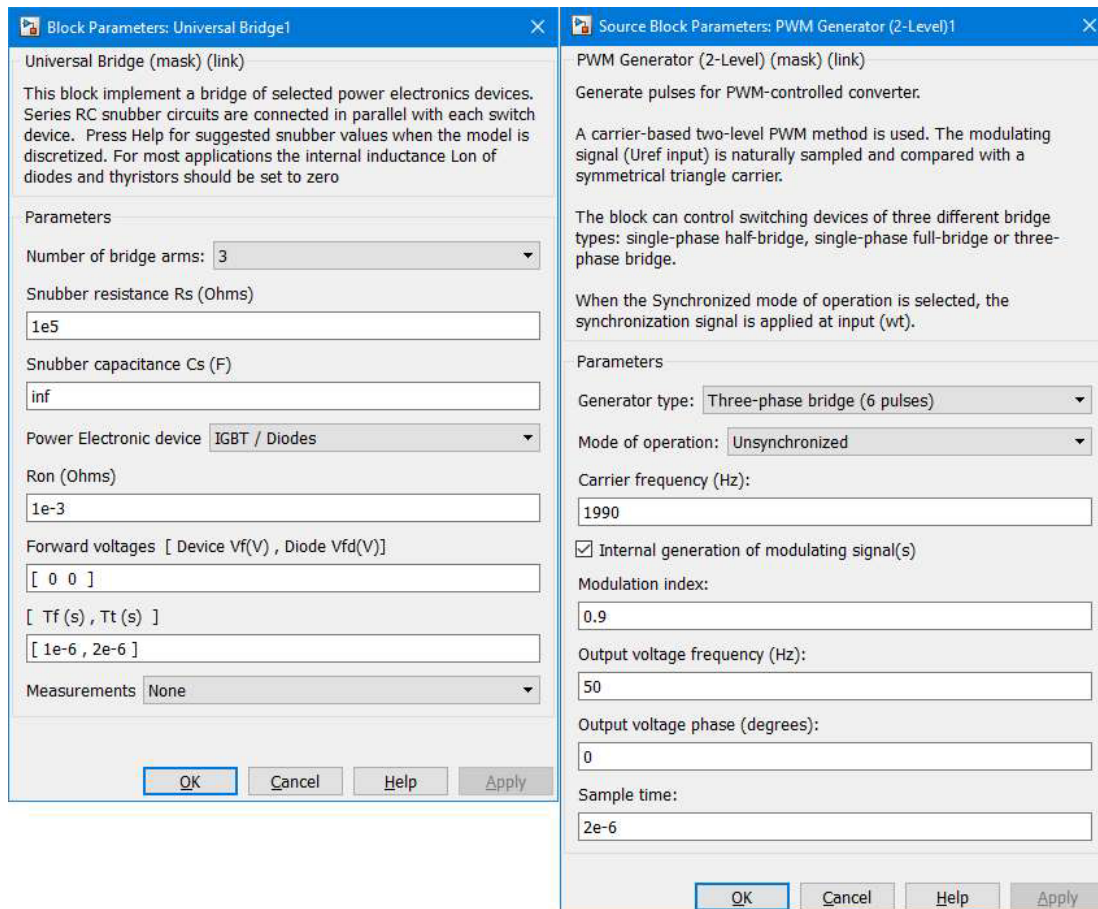


Рис. 3.6. Параметри блоків *UniversalBridge* і *PWMGenerator*

Перехідна характеристика оцінюється сукупністю параметрів, які називаються показниками якості. До них належать:

- перерегулювання σ – відношення максимального відхилення керованої змінної щодо її сталого значення в напрямі, протилежному початковому відхиленню;
- коливальність μ – число максимумів або мінімумів перехідної характеристики за час регулювання;
- тривалість перехідного процесу t_{II} – це час, після закінчення якого відхилення керованої змінної щодо сталого значення стає і залишається по абсолютній величині менше заданого значення Δ , визначуваного вимогами, що пред'являються до САК;
- час встановлення $t_{II \max}$ – проміжок часу, після закінчення якого керована змінна вперше досягає свого сталого значення;

Як було зазначено вище, імпульсний елемент, при введенні його в неперервну систему, спотворює її частотну характеристику і може погіршити динамічні властивості системи, зокрема показники якості.

На рис. 3.7 подано графіки перехідного процесу кутової швидкості і електромагнітного моменту двигуна, з яких видно, що перехідний процес займає 0,1 с. Перерегулювання відсутнє. Коливальність по моменту $\mu = 4$. Час встановлення $t_{II \max} = 0,09$ с.

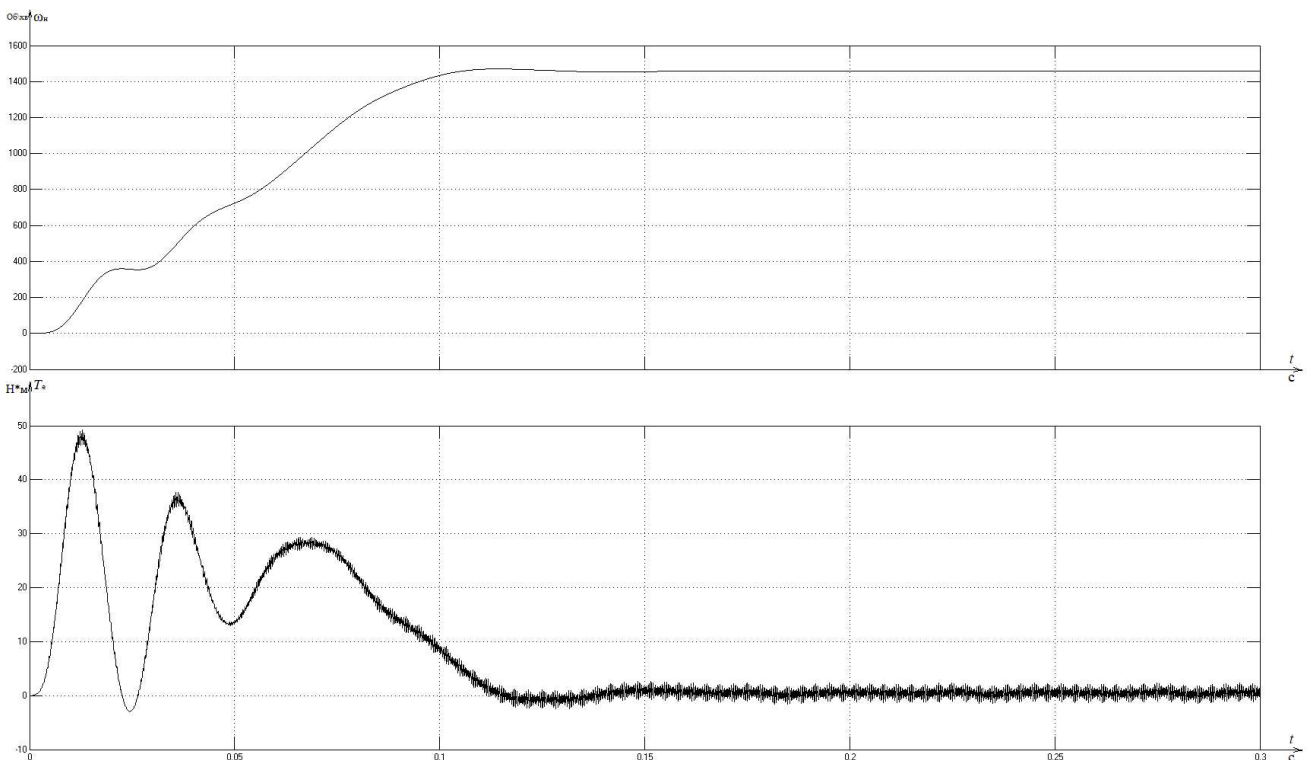


Рис. 3.7. Графіки перехідних процесів

Для проведення аналізу були побудовані АФЧХ для різних значень періоду повторення (T_0). Вони були розраховані за допомогою програмного середовища *Matlab*, код програми подано на рис. 3.7.

```

clear all; clc;
Wn = tf([2],[48.048*10^-6 8.932*10^-2 0.154 0]);
Wo = 1;
W = feedback(Wn, Wo);
Wz = c2d(W, 0.1);
nyquist(Wz);

```

Рис. 3.7 Код для побудови АФЧХ дискретної системи
Побудовані АФЧХ наведені на рис. 3.8-3.11.

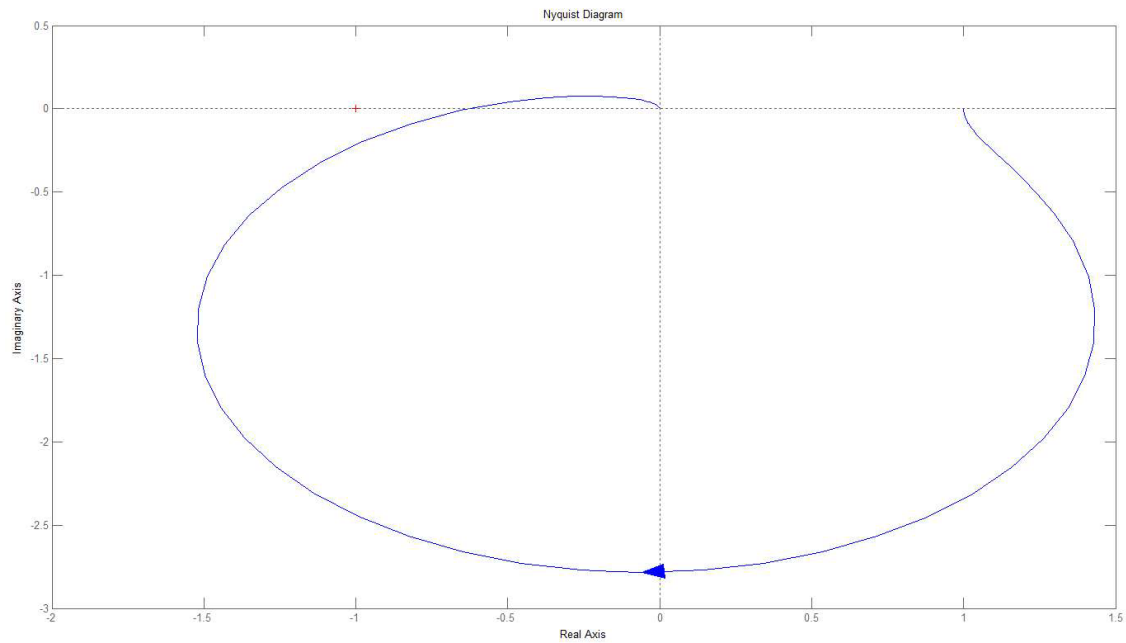


Рис. 3.8. Результати розрахунків АФЧХ для $T_0 = 0,1$

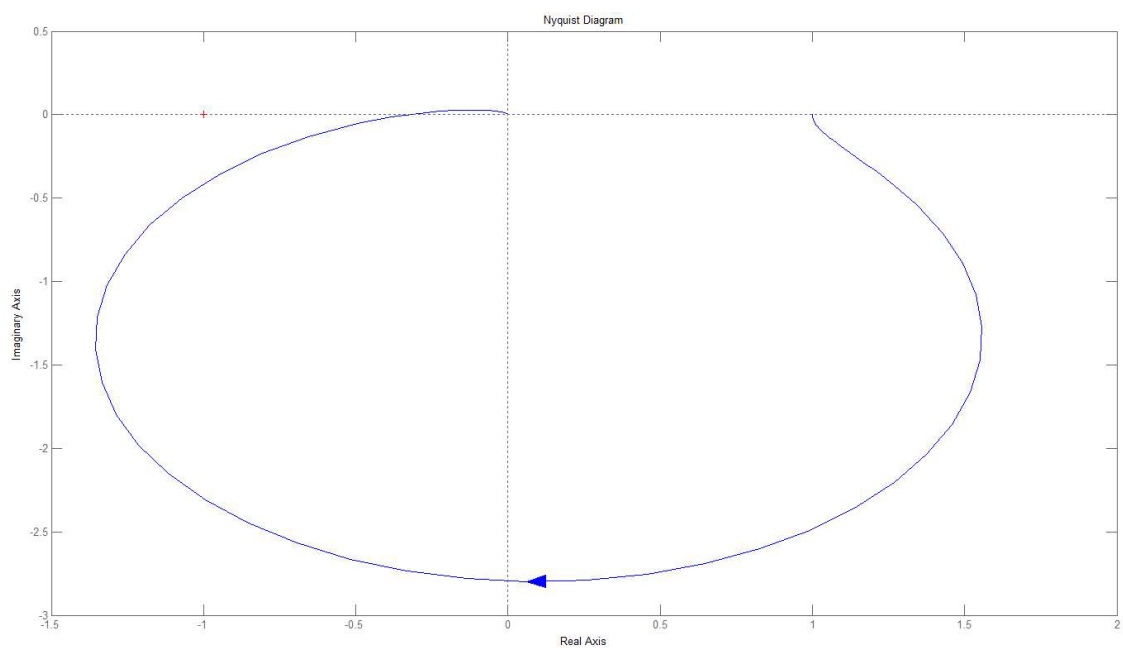


Рис. 3.9. Результати розрахунків АФЧХ для $T_0 = 0,05$

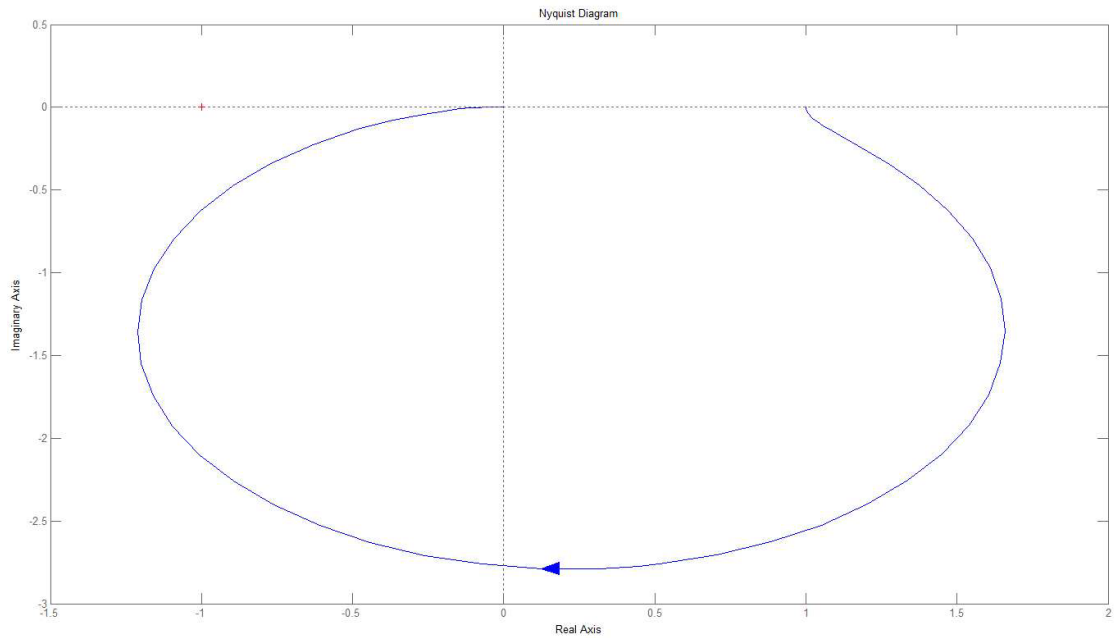


Рис. 3.10. Результати розрахунків АФЧХ для $T_0 = 0,01$

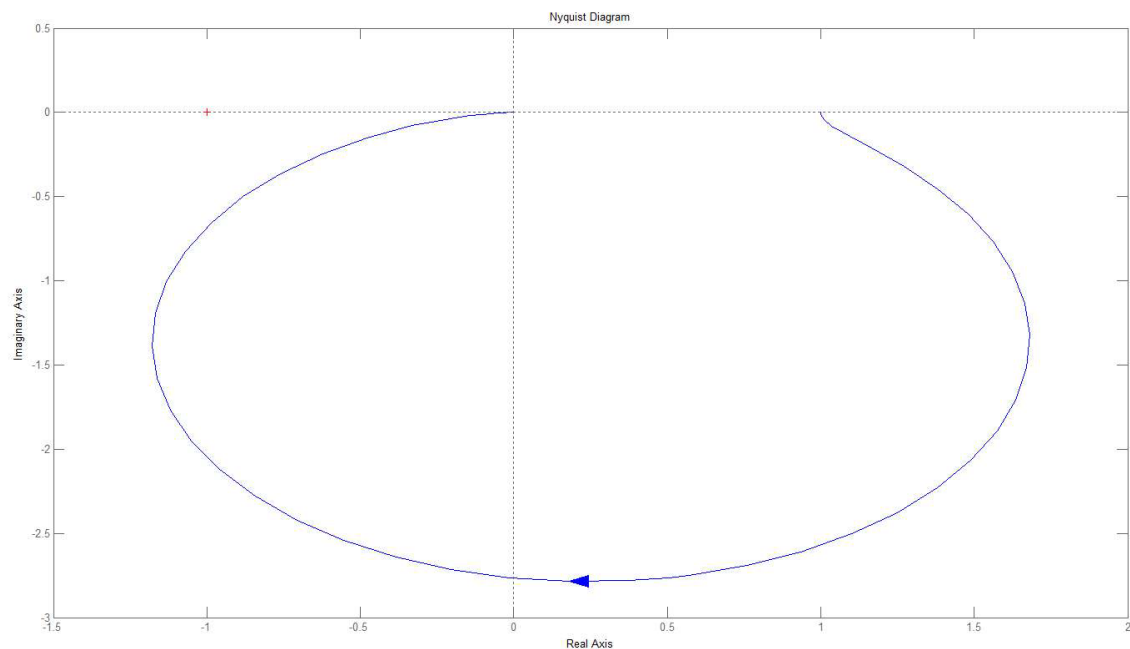


Рис. 3.11. Результати розрахунків АФЧХ для $T_0 = 0,001$

Як видно з АФЧХ, збільшення частоти повторення в деяких межах приводить до підвищення запасу стійкості системи. З цього можна зробити висновок, що введення імпульсного керування може слугувати засобом стабілізації системи. Висновок важливий тим, що цим видом характеристики володіє велика кількість об'єктів із розподіленими постійними, запізненням і т. д., безперервне регулювання яких зазвичай представляє труднощі.

4. ТЕСТУВАННЯ КОМПЛЕКТНИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ У СКЛАДІ ВЕРСТАТІВ З ЧПК

4.1. Аналіз відомих тестуючих пристроїв

Ремонтна служба сучасного підприємства для успішного вирішення всього спектра завдань, що виникають перед нею, повинна бути оснащена найсучаснішими діагностичними пристроями і приладами, враховуючи, що з'явилося багато вітчизняних і зарубіжних розробок, орієнтованих на ремонт верстатного устаткування. Розглянемо автоматизовану систему діагностики "ТЕСТ-Д", сервісний модуль PV 788 В, мобільний випробувальний стенд PV 1236 [14], системи промислового виробничого контролю Javelin 1004, TestStation 12X, Pilot LX, AutoPoint II.

Автоматизована система діагностики "ТЕСТ-Д" для ремонту електронних промислових пристроїв

Автоматизована система діагностики електронних пристроїв (рис. 4.1) є комплексом апаратних і програмних засобів на базі персонального комп'ютера і є автоматизованим робочим місцем інженера-електронщика (налагоджувальника електронної апаратури, ремонтника КВП).

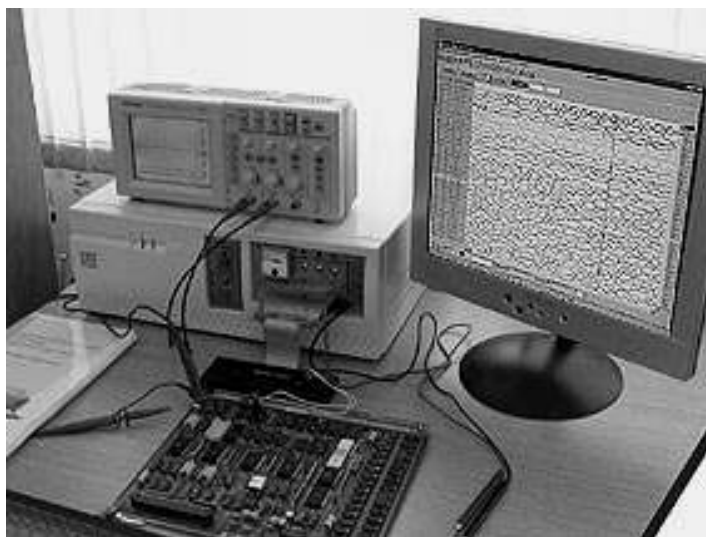


Рис. 4.1. Автоматизована система діагностики "ТЕСТ-Д"

Володіючи всіма властивостями сервісних приладів (надійність, малі габарити, простота обслуговування) і використовуючи можливості сучасного комп'ютера, система є гнучкою і універсальною, що дозволяє автоматизувати ремонт і наладку різних типів промислових електронних пристроїв. Витрати на придбання системи швидко окупаються завдяки її універсальності і продуктивності як при експлуатації у великих сервісних центрах, так і на невеликих підприємствах. Упровадження системи діагностики, що використовує сучасні комп'ютерні технології, дозволяє привертати в ремонтні служби молодих фахівців і забезпечить швидке освоєння ними устаткування в процесі ремонту.

Сфера застосування: ремонт і налагодження вітчизняних та імпортованих електронних пристроїв управління промисловим устаткуванням, зокрема систем ЧПК, МІКРО-ЕВМ, контролерів, електроприводів, приладів КВП; ремонт і наладка засобів зв'язку й електронних АТС; на базі комплексу може бути виготовлене спеціальне діагностичне устаткування; може бути використаний для навчання студентів і обслуговуючого персоналу на промислових підприємствах.

Склад і технічні характеристики

Склад діагностичного комплексу: блок діагностики; плата зв'язку з ПЕОМ; універсальні і спеціальні адаптери; апаратно-програмні комплекти для ремонту електронних плат; програмне забезпечення; технічна документація.

Додаткове устаткування: VI-ZOND-аналізатор вольтамперних характеристик (зовнішнього виконання); логічний аналізатор даних (Лад03); функціональний тестер мікросхем (ВЦТМ-32); емулятор ПЗП; програматори EPROM і PROM.

Блок діагностики працює з будь-якою ПЕОМ типу IBM, що має ОЗУ не менше 32 Мбайт і VGA-монітор.

Блок діагностики. До складу блока діагностики входять: програмований контролер; число ланок каналу введення-виведення – 192 (144, 96): рівні сигналів ТТЛ, КМОП, максимальний рівень логічної одиниці 15 В, максимальний рівень логічного нуля (у режимі виводу: 0,4 В; у режимі введення – 0,8 В), максимальний струм при рівні логічного нуля (у режимі виводу – 40 мА; у режимі введення – 0,8 мА); зонд логічний (IN-ZOND) – одноканальний логічний аналізатор; зонд генератор (OUT-ZOND), що реалізовує метод внутрішньосхемного тестування; зонд аналоговий (VI-ZOND) – аналізатор вольтамперних характеристик; блок живлення (+5 В – 20 А, ..+12 В – 8 А ..–5 В – 0,5 А –12 В – 0,5 А).

Плата зв'язку з ПЕОМ. Плата працює по стандартному протоколу зв'язку із зовнішніми пристроями для шини ISA. Вона перетворює сигнали шини ISA в сигнали внутрішньої шини блока діагностики. Вони виведені на зовнішній роз'єм, до якого підключається кабель зв'язку з блоком діагностики. На платі є додатковий інтерфейс для обміну із зовнішніми пристроями 16-розрядними даними. До нього підключається, зокрема, емулятор ПЗП.

Адаптери спеціальні й універсальні. Підключення тестованої електронної плати здійснюється за допомогою адаптера. Зазвичай адаптером є джгут з роз'ємами, які підключаються до вихідного роз'єму блока діагностики, блока живлення і плати, що діагностується. В деяких випадках необхідні спеціальні адаптери, які окрім роз'ємів містять інтерфейсну схему підключення. Таким чином, не

мініючи програмного забезпечення, користувач самостійно може значно розширити можливості системи діагностики, виготовивши необхідний йому спеціальний адаптер.

Для визначення відповідності контактів вихідних роз'ємів адаптера і каналів введення-виведення блока діагностики користувачем складається файл опису конфігурації адаптера шляхом заповнення відповідного шаблону.

Якщо різні електронні плати мають однотипні роз'єми підключення, для їх тестування можна використовувати один і той же адаптер, необхідно тільки для кожної плати скласти свій файл конфігурації адаптера. У той же час у файлі конфігурації адаптера є можливість задати контакти ідентифікації, що виключить помилкове підключення плати. Для зручності користувачів до складу системи входять універсальні адаптери – це друковані плати, на яких встановлені роз'єми підключення до комплексу і блока живлення. Користувачеві тільки залишається припаяти роз'єм для підключення до тестованої плати і скласти файл конфігурації адаптера. Крім того, на платі адаптера є місця для установки опорів навантажень, якщо це потрібно для проведення ремонту.

Додаткове устаткування

1. **VI-ЗОНД (аналізатор вольтамперних характеристик).** Система діагностики "ТЕСТ-Д" включає аналоговий VI-зонд, що дозволяє реалізувати метод аналізу вольтамперних характеристик двополюсника (англійська аббревіатура VI-Traces – метод вольтамперного сліду). Принцип роботи VI-зонда припускає по-контактне тестування компонентів (режим Pin by Pin). Програмне забезпечення дозволяє записати у файл послідовне практично необмежене число ВАХ (до 32000) справного пристрою і потім порівняти їх із характеристиками несправної плати.

Рекомендується використовувати VI-зонд для локалізації несправності (пошуку несправного цифрового або аналогового компонента) після визначення несправного вузла пристрою за допомогою функціонального тесту. Є вбудоване і зовнішнє виконання VI-зонда.

2. **Емулятор ПЗП.** Емулятор ПЗП призначений для проведення робіт з налагоджування і ремонту 8 і 16-розрядних мікропроцесорних пристроїв, що мають у своєму складі пам'ять програм на мікросхемах ПЗП різного типу. Діагностика здійснюється за допомогою виконання тестових програм, записаних в ОЗУ емулятора, з виведенням результатів тестування на екран монітора. Наявність входу WR (запис) розширює сферу застосування емулятора. З'єднавши зовнішнім провідником цей вхід із відповідним виведенням МІКРО-ЕВМ налагоджуваного пристрою, є можливість проводити запис в ОЗУ емулятора інформації, по якій можна надалі судити про працездатність окремих частин діагностованого пристрою.

3. **Логічний аналізатор даних (ЛАД 03).** За допомогою логічного аналізатора даних є можливість перевірити правильність виконання реальної програми мікропроцесорного пристрою або тестової програми при спільному використанні з емулятором ПЗП.

Окрім функцій, властивих стандартним логічним аналізаторам, ЛАД може дійсно проаналізувати зняті дані, порівняти їх з еталоном і видати результат тестування.

Програмне забезпечення аналізатора, написане під WINDOWS, дозволяє подати зняті дані в зручній для користувача формі. Сигнали можуть бути згруповані в слова даних (наприклад, шини, адреси, дані, команди, мікрокоманди). Програма порівнює слова даних з еталоном і в заданому коді виводить на дисплей. Причому аналізувати можна не тільки паралельні, але і послідовні дані. Тим самим користувач може швидко і точно визначити адресу, команду, мікрокоманду або сигнал управління, після яких процесор перестав працювати або почав працювати неправильно. Далі, використовуючи запуск 2-го порядку, є можливість проаналізувати роботу процесора з моменту відмови (або ще раніше) і визначити несправний елемент.

Досвід роботи з аналізатором дозволяє стверджувати, що в порівнянні з наявними стандартними логічними аналізаторами, швидкість виявлення несправності в таких складних пристроях, як процесора УЧПУ Нц31, Мс1201, Мс2101 зросла у декілька разів.

4. Функціональний тестер мікросхем ВЦТМ-32. Тестер мікросхем реалізує метод цифрового внутрішньосхемного тестування. Тестована мікросхема підключається за допомогою тестового затиску (кліпси), причому затиск може бути розміщений на мікросхемі довільним чином. Програма сама визначить розташування мікросхеми в затиску, не можливий контакт виводів мікросхеми із затиском, виводи, підключені до напруги живлення і 'землі', до генератора імпульсів, сполучені між собою контакти.

Результати тестування виводяться у вигляді таблиць і тимчасових діаграм. Для детальнішого аналізу результату є можливість за допомогою логічного зонда (IN-3ОНД) в циклічному режимі перевірити динаміку роботи мікросхеми. В деяких випадках стандартний тест мікросхеми не дає можливість для включення мікросхеми, щоб перевірити її роботу. В цьому випадку за допомогою вбудованого редактора користувач має можливість видозмінити алгоритм тестування. Методика складання тестів на мікросхемі така ж, як і при створенні діагностичних тестів.

5. Програматори мікросхем EPROM і PROM. Програматором є адаптер з колодками для установки мікросхем ППЗУ.

Поставляються програматори:

- для мікросхем EPROM: K573рф1, Рф2, Рф4, Рф5, Рф6, Рф8, 2716, 2532, 2732, 2764, 27128, 27256, 27512 і їх аналоги;
- для мікросхем PROM: K155ре3, K556рт4, K556рт5 і їх аналоги.

Відмінність програматора від стандартних полягає в тому, що користувач за приведеною методикою може самостійно виготовити програматор для необхідних мікросхем ППЗУ. Для цього треба розпаяти адаптер для установки заданих мікросхем і для програми ROMTEST.EXE сформувати файл для їх програмування, задавши тимчасові діаграми запису і читання даних, необхідні тимчасові затримки й алгоритм програмування.

Програмне забезпечення (ПО) системи діагностики

Програмне забезпечення (ПО) складається з: базового ПО – пакету програм "ТЕСТ"; тестових програм самодіагностики комплексу; бібліотек тестових про-

грам для різних електронних пристроїв; пакет у програм розробника тестів "ППРТ".

Пакет програм розробника тестів "ППРТ". Однією з відмінностей системи діагностики "ТЕСТ-Д" є те, що всі тести, що поставляються з системою, відкриті для користувача. Їх можна допрацьовувати, змінювати, доповнювати коментарями. Більше того, методика створення тестів, що дозволяє задавати алгоритм тестування у зрозумілому для будь-якого електронщика вигляді, дає можливість користувачеві створювати тести самостійно. Для цього до складу програмного забезпечення системи входить редактор тестів. У перших версіях ПО це був текстовий редактор, потім був розроблений графічний редактор тестів.

Пакет програм розробника тестів "ППРТ" призначений для створення функціональних тестів для ремонту електронних пристроїв. Користувачеві надається можливість після написання тесту або його частини тут же відпрацювати тест на платі, що перевіряється.

Основою пакету є програма EWTEST.EXE, що працює під WINDOWS.

Програма має стандартний WINDOWS-інтерфейс, усі сервісні функції, властиві подібним програмам. Вона надає користувачеві чотири редактори, що викликаються за допомогою вкладок програми або меню:

1. Графічний редактор тестів (вкладка ДІАГРАМА) – основний режим роботи. Графічний редактор надає користувачеві зручне середовище для завдання алгоритму тестування електронного пристрою. Програма контролює можливі помилки користувача безпосередньо при написанні тесту. Пропонована система допомоги (HELP) відповість користувачеві практично на всі питання.

2. Текстовий редактор тестів (вкладка КОД). Надає можливість перегляду і редагування тестів у текстовому вигляді. Використовується для підтримки сумісності з ранішою DOS-версією редактора. Є містком між новим графічним редактором і старим ПО. Може бути цікавим користувачеві, звиклому працювати з тестами в текстовому вигляді.

3. Редактор створення файлу контактів конфігурації адаптера (вкладка ФАЙЛ АДАПТЕРА). У цьому редакторі користувач заповняє таблицю, подану у вигляді вихідного роз'єму блока діагностики, що автоматично задає відповідність каналів введення-виводу системи діагностики і контактів тестованого пристрою.

4. Редактор файлу коментарів (вкладка КОМЕНТАР). Програма DIATEST.W.EXE, що входить до складу пакету і є аналогом програми DIATEST.EXE, дозволяє відпрацювати створений користувачем тест. Вона викликається прямо з програми EWTEST.EXE. Після відпрацювання тесту є можливість повернутися в редактор для подальшої роботи над ним.

Методи діагностики

Гнучкість і універсальність діагностичної системи "ТЕСТ-Д", можливість ремонту звичайних цифрових плат, процесорів, плат електроприводів досягається завдяки використанню різних методів діагностики електронних пристроїв, що реалізує базове програмне забезпечення. Основним методом, уживаним як для діагностики електронних пристроїв, так і для локалізації несправності, є функціональне тестування.

При функціональному тестуванні контакт із блоком, що перевіряється, як правило, здійснюється через краєвий роз'єм, і система діагностики перевіряє працездатність пристрою, емулюючи його роботу у складі працюючого устаткування. Метод реалізується за допомогою програми "Діагностичний тест" (diatest.exe) і програм тестування модулів пам'яті "Тест ОЗУ" (ramtest.exe) і "Тест ПЗП" (romtest.exe). Алгоритм тестування, що задається цими програмами, дозволяє діагностувати електронні пристрої на режимах близьких або навіть жорсткіших, ніж робота у складі працюючого устаткування.

Програма "Діагностичний тест" – найбільш потужний засіб діагностики електронних пристроїв. Алгоритм тестування задається в тестовому файлі, що дає можливість проводити діагностику практично будь-якої електронної плати. Програма дозволяє створювати в одному тестовому файлі до п'яти тестів, за рахунок чого тестування плати можна проводити в різних режимах або здійснювати послідовні перевірки логічних вузлів електронних плат. Використання циклічного режиму тестування надає можливість визначення "плаваючих" дефектів і несправностей, пов'язаних із прогріванням пристрою. Локалізація несправності виконується в режимі "Наладка" за допомогою логічного зонда.

Методика створення тестового файлу дозволяє у вигляді, зрозумілому будь-якому фахівцеві, описати параметри електронної плати і задати алгоритм її тестування у вигляді тимчасових діаграм. Для цього використовується спеціальний графічний редактор або заповнюється заданий програмою шаблон.

Програма "ТЕСТ ОЗУ" здійснює діагностику різних типів операційних запам'ятовуючих пристроїв. Модуль ОЗУ перевіряється за допомогою тестів шини адреси, рядок, що біжить, "1", що біжить, і "0", діагональ, що біжить. Для статичних ОЗУ з підживленням є можливість зберегти вміст ОЗУ у файлі, записати дані з файлу в ОЗУ, перевірити ОЗУ на збереження інформації.

Програма "ТЕСТ ПЗП" надає повний набір засобів для ремонту плат, що містять мікросхеми ПЗП: порівняння даних ПЗП з еталоном і пошук несправної мікросхеми пам'яті, запис вмісту мікросхем ПЗП у файл, перегляд, редагування даних ПЗП, формування із загального масиву даних файл для запису в мікросхему ПЗП, програмування мікросхем ПЗП. Програма підтримує ряд алгоритмів для програмування мікросхем PROM і EPROM.

Метод цифрового сигнатурного аналізу реалізує програма "Сигнатурний тест" (sigtest.exe). Програма застосовується в основному для тестування нескладних цифрових плат з однорідною структурою, хоча іноді буває ефективна навіть для ремонту мікропроцесорних пристроїв. При використанні цього методу тестова програма багато разів проганяється по кільцю, визначаючи сигнатури на вихідних роз'ємах тестованої плати і порівнюючи їх з еталоном. Якщо знаходиться невідповідність, подальша локалізація відбувається за допомогою зонда шляхом зняття сигнатур з контрольних точок плати.

При використанні сигнатурного тесту навіть недосвідчений користувач може достатньо швидко скласти тестовий файл для різних типів цифрових пристроїв. Проте даний метод має ряд недоліків, які обмежують його використання.

Діагностика електронних плат у статичному і псевдодинамічному режимах виконується за допомогою програми "Тест контактів" (contest.exe).

Програма дозволяє встановлювати логічні сигнали ("0" або "1") і подавати циклічну послідовність сигналів на вхідні контакти плати, що перевіряється, зчитувати інформацію з вихідних контактів плати одноразово і циклічно. За допомогою логічного зонда (IN-ZOND) читання логічних сигналів можна проводити в будь-якій точці електронної плати. Використовуючи режим подачі циклічної послідовності імпульсів із зонда – генератора і синхронне читання за допомогою логічного зонда, програма реалізує метод **цифрового внутрішньосхемного тестування**.

Метод цифрового внутрішньосхемного тестування (англійська аббревіатура – ICFT) дозволяє не випаюючи цифрові мікросхеми з плати перевірити їх на правильність функціонування. Для виключення впливу паралельних ланцюгів на контакти тестованої мікросхеми подаються потужні імпульси, здатні встановити заданий рівень логічного сигналу незалежно від логічного стану, пов'язаного з контактом логічних компонентів, що перевіряється (метод придушення логічних рівнів пристрою – "backdriving").

Максимальний підтримуваний струм є достатнім для примусової установки виходу мікросхеми в потрібний стан і в той же час не виводить її з ладу. Для того щоб обмежити розсіювану потужність елемента мікросхеми час впливу обмежується.

Даний метод лежить в основі пристроїв зонда-генератора і функціонального тестера мікросхем.

Метод аналізу вольтамперних характеристик двополюсника (англійська аббревіатура VI-Traces – метод вольтамперного сліду) є методом аналогового внутрішньосхемного тестування електронних пристроїв. Даний метод може використовуватися однаково добре для тестування як цифрових, так і аналогових електронних пристроїв. Відмови компонентів у складних електричних ланцюгах можуть бути локалізовані навіть за відсутності детальних знань про функціонування пристрою і документації на нього. Тестування електронного пристрою виконується без подачі на плату напруги живлення, завдяки чому компоненти, що перевіряються, не можуть бути пошкоджені.

Суть даного методу тестування полягає в наступному. До тестованого компонента прикладається обмежена по струму змінна напруга з метою зняття вольтамперної характеристики (ВАХ) двополюсника.

Вольтамперна характеристика індивідуальна для кожного компонента і може швидко ідентифікувати його тип і правильність функціонування. Вольтамперна характеристика відображається на екрані монітора, визначення несправності полягає в простому розпізнаванні ВАХ або порівнянні її з еталоном, що зберігається в пам'яті комп'ютера.

Таким чином, легко здійснити перевірку мікросхем, діодів, транзисторів, тиристорів, операційних підсилювачів і інших компонентів, не випаюючи їх з плати. Є можливість якісно заміряти номінал резистора, конденсатора, індуктивності. Більшість цифрових мікросхем, у тому числі і ВІС, виходять з ладу через пошкодження вхідних або вихідних ланцюгів, несправність яких легко виявити даним методом.

Система діагностики "ТЕСТ-Д" включає аналоговий VI-зонд, що дозволяє реалізувати даний метод діагностики. Принцип роботи VI-зонда припускає

поконтактне тестування компонентів (режим Pin by Pin). Програмне забезпечення дозволяє записати у файл послідовне практично необмежене число ВАХ (до 32000) справного пристрою і потім порівняти їх з характеристиками несправної плати.

Функціонування системи діагностики. Ремонт систем ЧПК, контролерів

Сьогодні в комплекті з системою діагностики "ТЕСТ-Д" поставляються апаратно-програмні комплекти для найбільш поширених на промислових підприємствах систем ЧПК і контролерів: ПЧПК 2С42, 2Р22, 2У22, Нц31, Мс2101, Мс2109, CNC600, 2Р32М, МІКРОДАТ. Ведуться роботи над тестами для ремонту вітчизняних та імпортованих ПЧПК, 2У32, "SINUMERIK 8E", "BOSCH мікро 8", "Рс2000", "SIMATIK", "TESLA" й інших [15].

Усі тести, що поставляються, відкриті для користувача, їх можна змінювати, допрацьовувати, доповнювати коментарями. Якщо на підприємстві користувача експлуатуються системи ЧПК, тести на які не входять у комплект стандартного постачання, то, вивчивши структуру наявних тестів на функціонально схожі плати, користувач самостійно без особливих зусиль створить тести для цих систем. До того ж для цього надається зручний графічний редактор, що не вимагає від користувача знання мов програмування.

Особливо слід зазначити можливість виконання ремонту плат сучасних систем ЧПК. Сучасна система ЧПК є, як правило, промисловим комп'ютером, що має шину ISA, оснащений додатково платами входів-виходів, ЦАП, оцифрування. З ПЧПК не поставляються електричні принципові схеми й існує думка, що ці системи не підлягають ремонту, принаймні своїми силами їх відремонтувати неможливо. Насправді це далеко не так. Зазвичай на всі плати поставляється документація, де дані фізичні адреси для звернення до даних пристроїв. Плати мають регулярну структуру. Практично на всі мікросхеми, що входять до складу цих плат, особливо на тих, які потенційно можуть вийти з ладу, є технічні описи.

Усе вищесказане, а також знання алгоритму роботи шини ISA і можливості діагностичної системи "ТЕСТ-Д" дозволяють створити для всіх цих плат функціональні тести і виконати їх ремонт. Додатково для тестування мікропроцесорних пристроїв, процесорів систем ЧПК до складу діагностичної системи входять два додаткові пристрої: логічний аналізатор даних (ЛАД) та емулятор ПЗП.

Ремонт електроприводів

Для ремонту плат електроприводів створені пристрої сполучення, що дозволяють видати на плату, що перевіряється, необхідні по рівню і знаку сигнали і контролювати у відповідь реакцію плати на задану дію.

При всій складності завдання запропоновані пристрої сполучення достатньо прості і надійні в експлуатації. Вони виконують наступні функції: перетворення вихідних логічних сигналів системи в двополярний сигнал, що формується комбінацією сигналів двох вихідних каналів; перетворення вихідних сигналів різної полярності в комбінацію логічних сигналів; гальванічну розв'язку високовольтних сигналів (+24 V, +30 V та ін.) за допомогою оптронних ключів. Застосування пристроїв сполучення, що реалізують ці три функції, дозволяє проводити ремонт і наладку електронних плат різних типів електроприводів.

У комплекті з системою діагностики "ТЕСТ-Д" поставляються апаратно-програмні комплекти для найбільш поширених на промислових підприємствах електроприводів: Епу1-2, Епу2-2, ЦЮ, Епу3601, "КЕМРОН", "КЕМТОК", "Кемтор", "Кемрос", "Кемек", "АРЕНА", "МЕЗОМАТИК-К", "Мезоматик-V", TR40/170, Епб2, "Размер 2М-5-21", "Размер 2М-5-2", "Размер 2М-5-21/11" та ін.

До пристроїв сполучення додається комплект документації, що включає принципові електричні схеми, а розроблені тести супроводжуються описами.

Розроблена методика тестування плат приводів, реалізована в діагностичних тестах, і простота виконання пристрою сполучення дозволяють користувачеві самостійно створювати тести для аналогічних електроприводів. Тенденція розвитку сучасних електроприводів, обов'язковим атрибутом яких є мікропроцесор, дозволяє відмовитися від додаткових пристроїв сполучення і застосовувати для їх ремонту вищеописані методи тестування мікропроцесорних пристроїв.

Ремонт фотоімпульсних датчиків. Досліджуваний фотоімпульсний датчик підключається до системи за допомогою адаптера, побудованого на основі ВІС Кр1801вп1-015. Адаптер і пов'язане з ним програмне забезпечення розроблені для фотоімпульсних датчиків, що мають сигнал нуль-мітка.

Апаратно-програмний комплект дозволяє: перевіряти наявність імпульсних вихідних сигналів ФІД; вимірювати тривалість імпульсу і паузи вихідних сигналів ФІД; спостерігати зміну тривалості імпульсу і паузи при налаштуванні основного і зміщеного сигналів; визначати наявність помилкового сигналу нуль-мітки в процесі її налаштування; перевіряти точність ФІД шляхом підрахунку кількості фронтів рахункових імпульсів, що з'являються між двома послідовними сигналами нуль-мітки, порівнювати отримане число з еталоном і видавати повідомлення про помилку у разі неспівпадання; проводити контроль вихідних ланцюгів ФІД на наявність обривів і замикань; здійснювати тривалий прогін ФІД з автоматичним контролем вихідних сигналів і видавати повідомлення про виявлені помилки.

Апаратно-програмні комплекти для ремонту електронних пристроїв

До складу входять комплект адаптерів підключення та бібліотека тестових програм.

Самодіагностика комплексу. Контроль функціонування системи діагностики виконується автоматично при запуску діагностичних програм пакету "Тест" (перевіряється справність плати інтерфейсу, зонда і каналів введення-виведення) або за допомогою програми "Тест" і нуль-адаптера (тест працює в циклічному режимі і визначає все, навіть одноразові помилки каналів введення-виведення).

Ремонт контролерів системи діагностики. Вихід з ладу контролерів відбувається в основному через помилки користувачів (це подача на вході підвищеної (вище 15 В) або негативної напруги). Але і в цьому випадку сам користувач може без особливих зусиль відремонтувати блок, що вийшов із ладу. Для цього поставляється повний комплект технічної документації, включаючи принципові електричні схеми, набір тестів і адаптер IBM-ISA.

Персональний діагностичний комплекс "ТДК 3"

Діагностичний комплекс дозволяє реалізувати різні методи діагностики електронних пристроїв: перевірку в статичному режимі; сигнатурний аналіз;

логічний аналіз; функціональне тестування. Технічні характеристики комплексу наведені нижче.

Технічні характеристики комплексу "ТДК-3"

Параметр	Значення
Число каналів введення-виводу.....	96, 144, 192 і більш
Рівні сигналів.....	ТТЛ, КМОП
Виконання.....	вбудоване в ПЕВМ або у вигляді окремого блоку
Зонд логічний.....	Одноканальний логічний аналізатор-генератор для діагностики і наладки мікропроцесорних пристроїв.

Автоматизовані системи діагностики "ТЕСТ-Д" і "ТДК-3" – це системи, призначені для мало– і середньосерійного виробництва. Переваги даних систем: невеликі габарити; невелика вартість; простота в роботі і обслуговуванні; відвертість систем; великий діапазон застосування.

До недоліків даних систем можна віднести: сильну прив'язку до топології, тестованої плати; повну залежність від ЕОМ (комплекс не може працювати окремо від ЕОМ); невелику кількість рівнів цифрових сигналів (ТТЛ, КМОП); слабку мобільність.

Сервісний модуль PV788B для випробування встановлених багатооборотних приводів SA(R) або неповнооборотних приводів SG

Сервісний модуль PV 788 В призначений для контролю і налаштування промислового устаткування. У разі несправностей PV 788 В також можна використовувати для діагностики. Попередня умова при роботі пристрою – це використання багатооборотних приводів від джерела з 3-фазним змінним струмом.

Функції: тестоване джерело струму приводу; випробування основних функцій приводу (ВІДКРИТИ-СТОП-ЗАКРИТИ); меню-контроль усіх електричних даних (датчик електронного положення RWG, датчик індуктивного положення IWG, потенціометр, тандемний потенціометр, регулююча плата для дистанційного індикатора положення, струм двигуна); реєстрація вимірювань.

Особливості конструкції: кінцевий індикатор положення через LEDs; цифровий дисплей для вимірюваних значень; АУМА штекерне з'єднання – джерело контролю і під'єднування енергії; електричний роз'єм (CE 3 + N + PE, 32 A); вимикач "АВАРІЙНА ЗУПИНКА".

Опції: вибір напруги через селекторний перемикач; передня плата захищена Perspex; дистанційний контроль; спеціальний адаптер для приводів з управлінням АУМА МАТІК; спеціальний адаптер для приводів без штекерних роз'ємів АУМА або для продукції, не виготовленої заводом АУМА.

Інтерфейси. Роз'єм 25-контактний SUB-D для подальшої обробки отриманих даних (комп'ютер, принтер).

Мобільний випробувальний стенд PV 1236

Призначений для випробування і калібрування механічних і електричних багатооборотних приводів SA(R) або неповнооборотних приводів SG.

Випробування, яке раніше було доступне тільки на заводі-виготівнику, тепер, використовуючи мобільний випробувальний стенд PV 1236, можна здійснювати на місці. За допомогою випробувального стенда можна протестувати електричні приводи з максимальним моментом обертання до 500 Нм (опціонально: 1,000 Нм).

Випробувальний стенд складається з трьох окремих модулів: сервісного модуля PV 788 В для джерела енергії і роботи приводу, а також для вимірювання електричних даних; модульної одиниці для оцінки датчиків вимірника стенда, а також для вимірів механічних величин; стендові виміри (система гальмування, круговий датчик положення вала, монтажний фланець).

Переваги сервісного модуля PV 788 В та мобільного випробувального стенда PV 1236: невеликі габарити; невелика вартість; невисокі вимоги до обслуговуючого персоналу.

Недоліки: низька мобільність; залежність від ЕОМ та принтера (для подальшої обробки сигналів); використання багатооборотних приводів від джерела з 3-фазним змінним струмом.

Сучасні системи зондової діагностики промислового виробництва

Система автоматизованої діагностики Javelin 1004 з роботизованими зондами фірми Teradyne – система автоматизованої діагностики для плат із поверхневим монтажем. Використовує чотири керовані зонди однієї довжини. Незалежний рух зондів відбувається в одній площині, що підвищує точність їх позиціонування і відтворюваність результатів. Автоматичний конвеєр оптимізує пересування друкарського вузла (ДВ) через тестер. Час вимірювання – менше 50 мс на один етап тесту.

Система задовольняє умовам дрібносерійного виробництва і виробництва великих ДВ. Швидка адаптація до нових умов контролю і нової конфігурації ДП є однією з найбільш важливих властивостей системи. Малий час програмування, гнучкість і простота установки роблять її відповідним приладом для контролю дослідних зразків. Модулі так званого безвекторного контролю (рис. 4.2) розширюють покриття несправностей для будь-якої ІС, зокрема з BGA і тепловідводами, а також з'єднувачів. Система технічного зору з відеокамерою автоматично перевіряє присутність і орієнтацію ІС.

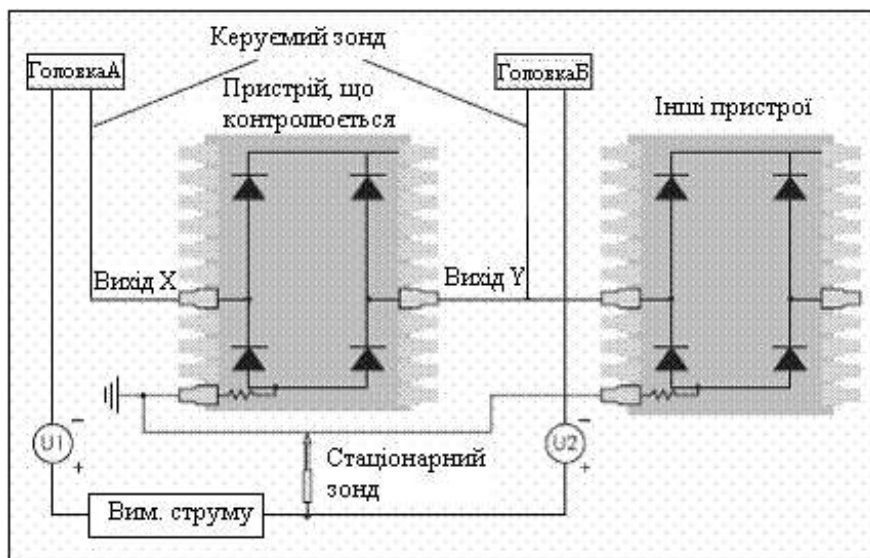


Рис. 4.2. Безвекторний контроль

Система внутрішньосхемного контролю TestStation 12X фірми GenRad.

Удосконалена система сімейства TestStation виконує всі функції контролю ДВ сімейства: визначення розривів і коротких замикань; безвекторний контроль; контроль дискретних аналогових компонентів; цифровий векторний контроль; периферійне сканування при скороченому доступі; контроль компонентів зі змішаними сигналами; функціональний контроль у сучасних виробничих умовах. Аналогова і цифрова підсистеми синхронізовані. Аналогова підсистема забезпечує вимірювання напруги від 0 до +200 В, струму від 0 до +160 мА, містить модуль із програмованою частотою від 15 Гц до 100 кГц, високовольтне джерело живлення. Цифрова підсистема характеризується 26 програмованими запускаючими рівнями від +5,5 до -2,5 В, автоматичною верифікацією управління на кожному контакті. Технічні характеристики системи подано нижче.

Технічні характеристики системи TestStation 12X

<i>Параметр</i>	<i>Значення</i>
Зонди.....	Чотири вгорі, стаціонарний зонд під ДВ
Швидкість вимірювання.....	До 20 тестів за секунду
Мінімальний дозвіл позиціонування, мкм.....	10
Повторюваність позиціонування, мкм.....	±10
Мінімальний крок зонда, мм.....	0,2
Крок зонда, мм.....	6-30 залежно від програми
Діапазон вимірювань:	
резисторів.....	4 Ом-40 Мом, 10 мОм-100 Ом
конденсаторів.....	10 пФ-400 мФ
котушок індуктивності.....	10 мкГн-400 Гн
коротких замикань/розривів.....	5 Ом-4 Мом
Максимальні розміри контрольованої ДП, мм.....	600×510
Товщина плати, мм.....	0,8-3,2
Висота компонента:	
на верхній стороні ДП.....	30
на нижній стороні ДП.....	100
Електроживлення, В.....	200-240 змінного струму
Габарити, мм.....	1690×1430×1670

Зондова система Pilot LX фірми GenRad – система виробничого контролю, призначена для гнучкого, повного і економічно ефективного тестування великих ДВ з обмеженим доступом малих серій, а також дослідних зразків. Містить чотири керовані зонди для верхньої сторони ДВ і шість фіксованих зондів для нижньої сторони. Підсистема технічного зору має дві камери, одна з яких проводить оптичний контроль і оцифрування ДП, а друга використовується під час розробки тесту, наладки і виробництва.

Система здатна проводити периферійне сканування та цифровий і безвекторний контроль ІС.

Технічні характеристики системи Pilot LX

Параметр	Значення
Дозвіл позиціонування зондів по X і Y, мкм.....	2,5 мкм
Максимальні розміри контрольованої ДП, мм.....	610×610 мм
Максимальна товщина контрольованої ДП, мм.....	5 мм
Максимальна висота компонентів, мм:	
на верхній стороні ДП.....	44 мм
на нижній стороні ДП.....	100 мм
Вимірювана напруга постійного струму, В.....	±50 У
Діапазон вимірювання:	
резисторів.....	0,1 Ом-200 Мом
конденсаторів.....	10 пФ-1000мкФ
котушок індуктивності.....	10 мкГн-1 Гн
частоти.....	до 1 МГц
Габарити системи, мм.....	1700×1680×1240 мм
Електроживлення, В.....	110/220 В змінного струму (2500 Вт)

Зондова система AutoPoint II фірми DIAGNOSYS Systems – система AutoPoint II (див. табл. 1.4) може сполучатися з широким спектром контрольовано-вимірювальних приладів. Варіанти системи використовують один або два керовані зонди і максимальне число (16) опорних зондів. Система є ідеальним рішенням для забракування і контролю ДВ малих серій. Програмні засоби сигнатурного аналізу Interv3 дозволяють проводити аналіз тих приладів, які не живить ДВ, що забезпечує неруйнуючий контроль будь-якого компонента на ДП.

Технічні характеристики AutoPoint II

Параметр	Значення
Число керованих зондів.....	1
Швидкість переміщення зонда, мм/с.....	25 мм/с
Роздільна здатність, мкм.....	1 мкм
Точність позиціонування, мкм.....	±25 мкм
Максимальні розміри контрольованої ДП, мм.....	600×600 мм
Максимальна висота контрольованого ДВ, мм.....	100 мм
Споживана потужність системи, Вт.....	500 Вт

Переваги і недоліки сучасних систем діагностики

Системи Javelin 1004, TestStation 12X, Pilot LX, AutoPoint II – це системи промислового виробничого контролю. Дані системи володіють величезною кількістю переваг: високою швидкістю перевірки, високою точністю, великою кількістю методів перевірки і т. д. Але в той же час орієнтованість даних систем на промислове виробництво наділяє їх рядом недоліків: велика вартість (від 15 000 дол.); великі габарити; низька мобільність; великий час розробки тесту для нової плати.

Усі названі недоліки несуттєві для виробництва ДВ у великих об'ємах, оскільки тоді ні габарити, ні вартість, ні мобільність, ні великий час розробки тесту сильно не впливають на рентабельність виробництва. Що ж до невеликих виробництв, то для них дані системи неприйнятні у зв'язку з їх недоліками.

Шляхи поліпшення характеристик тестуючих пристроїв

Усунення дефектів і поломок у досліджуваних схемах можна досягти за допомогою автоматизованих систем діагностики. Кількість таких систем постійно росте. Найбільш відомими виробниками таких систем є Teradyne, Agilent, World Test Systems, DMT та інші. Важливо зазначити, що систем діагностики цифрових схем на ринку устаткування існує величезна кількість. Системи ж тестування аналогових схем представлені не так широко. Сучасна система діагностики повинна вирішувати наступні завдання: перевірку справності аналогового блока; вимірювання параметрів досліджуваної схеми (вхідних, вихідних, передавальних характеристик); пошук і локалізацію несправності в схемі.

По аналогії з цифровими схемами тут повинна застосовуватися технологія "зондової діагностики". Проте на відміну від цифрових схем необхідність генерації тестових реакцій і дослідження їх у контрольних точках не є всеосяжним підходом. Для діагностики аналогової частини схеми необхідна наявність універсального генератора аналогових сигналів з різною амплітудою, частотою, формою імпульсу і т. д. Крім того, діагностичний комплекс має володіти потужними засобами для вимірювання і візуалізації отриманих на виходах схеми реакцій. Усіма цими властивостями володіє сучасна ЕОМ. Прикладами систем діагностики, що відповідають усім запропонованим вимогам, є автоматизована система діагностики "ТЕСТ-Д" та персональний діагностичний комплекс "ТДК-3".

Основними шляхами поліпшення характеристик тестуючих пристроїв є розробка структури універсальної системи діагностики аналогових і аналогово-цифрових схем. До складу універсальної системи діагностики повинні входити: пристрій зондування; пристрій видачі і збору інформації з зондів; програмне забезпечення ЕОМ; пристрої перетворення АЦП і ЦАП.

Пристрій зондування повинен забезпечувати можливість подачі аналогового сигналу на входи пристрою і зняття реакцій з його виходів, а також контрольних точок. Пристрій видачі і збору інформації із зондів повинен виконувати наступні функції: видачу тестових сигналів на об'єкт діагностування; збір тестових реакцій на виходах об'єкта або в його контрольних точках; побудову вхідних, вихідних і передавальних характеристик об'єкта діагностики; обмін інформацією з ЕОМ.

Пристрої перетворення ЦАП і АЦП повинні забезпечувати перетворення видаваних ПЕОМ сигналів в аналогові й оцифрування даних, зібраних з об'єкта.

Програмне забезпечення ЕОМ повинне виконувати такі функції: генерацію і видачу на об'єкт тестових сигналів; управління перестановками зонда; аналіз реакцій, отриманих у точках тестування; визначення несправності.

Таким чином вдасться створити портативний і зручний в експлуатації пост контролю діагностики із зондів для діагностування плат, що працюють на частоті

до 40 МГц. Під портативністю мається на увазі можливість функціонування без стаціонарної ЕОМ або функціонування в комплексі з ноутбуком. Для досягнення поставленої мети необхідне використання наступних засобів і технологій: мови опису апаратури (HDL); стандартного високошвидкісного інтерфейсу обміну даними (USB); технології програмованих логічних інтегральних схем (ПЛІС).

Інтерфейс USB вибраний унаслідок його поширеності, мініатюрності і доступності. Практично всі сучасні персональні комп'ютери оснащені цим інтерфейсом. Технологія ПЛІС дозволяє забезпечити підтримку різних логічних рівнів, оскільки мікросхеми ПЛІС можуть працювати з різними рівнями одночасно, для цього необхідно лише подача різної напруги живлення на блоки введення/виведення. Мови опису апаратури дозволяють здійснити моделювання спроектованої системи, а також розробити прошивку для мікросхеми ПЛІС, яка реалізовуватиме основні функції пристрою.

Моделювання системи, описаної за допомогою HDL-мов, здійснюється в САПР ACTIVE-HDL фірми Aldec. Для синтезу прошивки FPGA мікросхеми використовується САПР ISE фірми Xilinx.

Що стосується автоматизованих систем діагностики "ТЕСТ-Д" і "ТДК-3", то поліпшення характеристик цих пристроїв залежить від можливості управління від порту USB персонального комп'ютера, можливості роботи програмного забезпечення під WINDOWS 98, 2000, XP, VISTA. Функціональні можливості систем можуть бути істотно розширені за рахунок зміни інтерфейсу програм діагностики, спрощення процесу створення нових тестів.

Для підтримки тенденцій у застосуванні автоматизованих систем діагностики, що включають сучасні комп'ютерні технології, розроблено авторами тестовий стенд на базі системи числового програмного керування типу 2P22, який дозволить вирішити велику кількість питань з діагностики, ремонту та оволодіння спеціалістами відповідних навичок [16].

На розробленому тестовому стенді також пропонується використати систему керування приводом змінного струму "Размер 2М", який застосовує метод частотного керування асинхронними двигунами. Необхідно розрахувати та побудувати відповідні графіки режимів роботи та перехідних процесів системи керування. Для більш ефективного використання системи програмного керування пропонується: приєднати до неї персональний комп'ютер для проведення автоматизованої підготовки технологічних керуючих програм; передбачити роботу тестового стенда на комплектний електропривід постійного струму, наприклад КЕМЕК.

4.2. Чисельний експеримент із тестування комплектного електропривода змінного струму

Моделювання електропривода здійснено у програмі Mathcad2000i.

Для відповідності математичного опису блокам електропривода та проведення моделювання складемо структурну схему електропривода відповідно до опису, наведеного у літературі [9, 2, 11, 12, 24].

Текст моделюючої програми з використанням Mathcad2000i наведено у дод.

Побудова графіків математичної моделі системи керування (рис. 4.3-4.10)

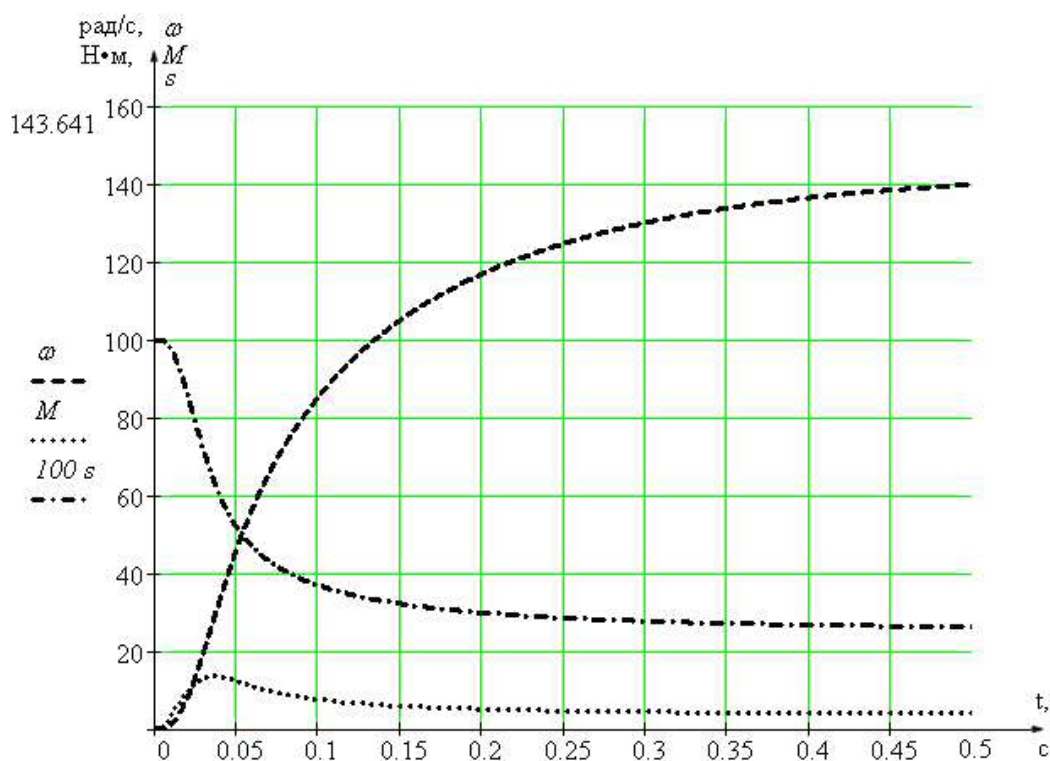


Рис. 4.3. Залежність кутової швидкості, моменту та ковзання двигуна

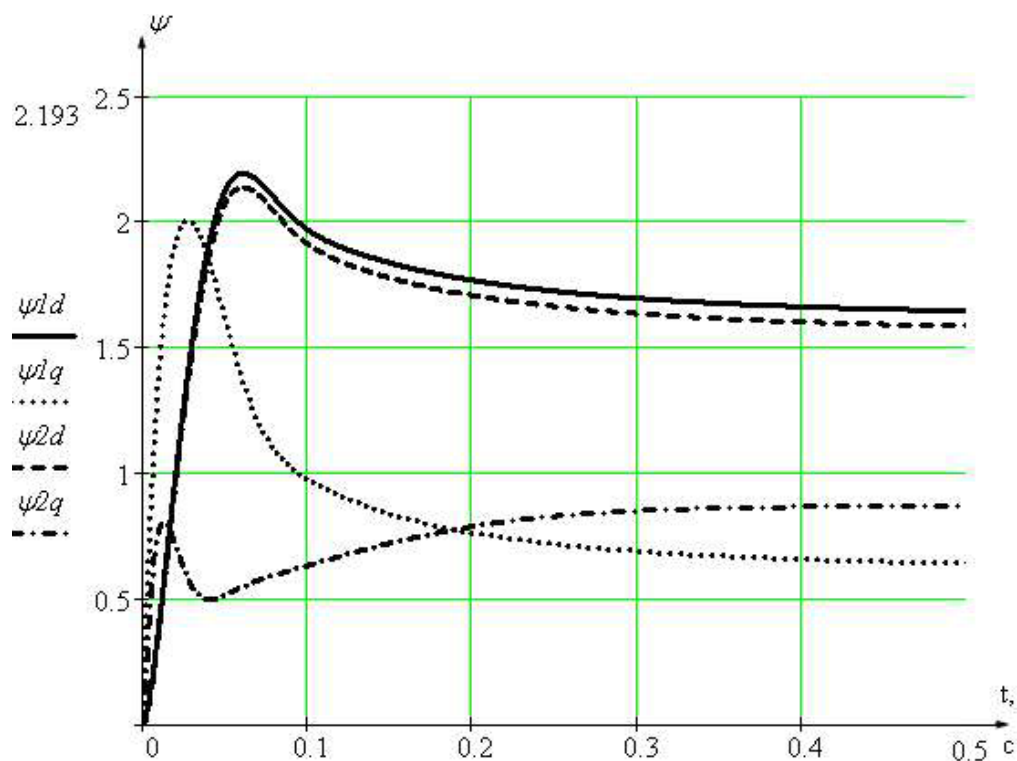
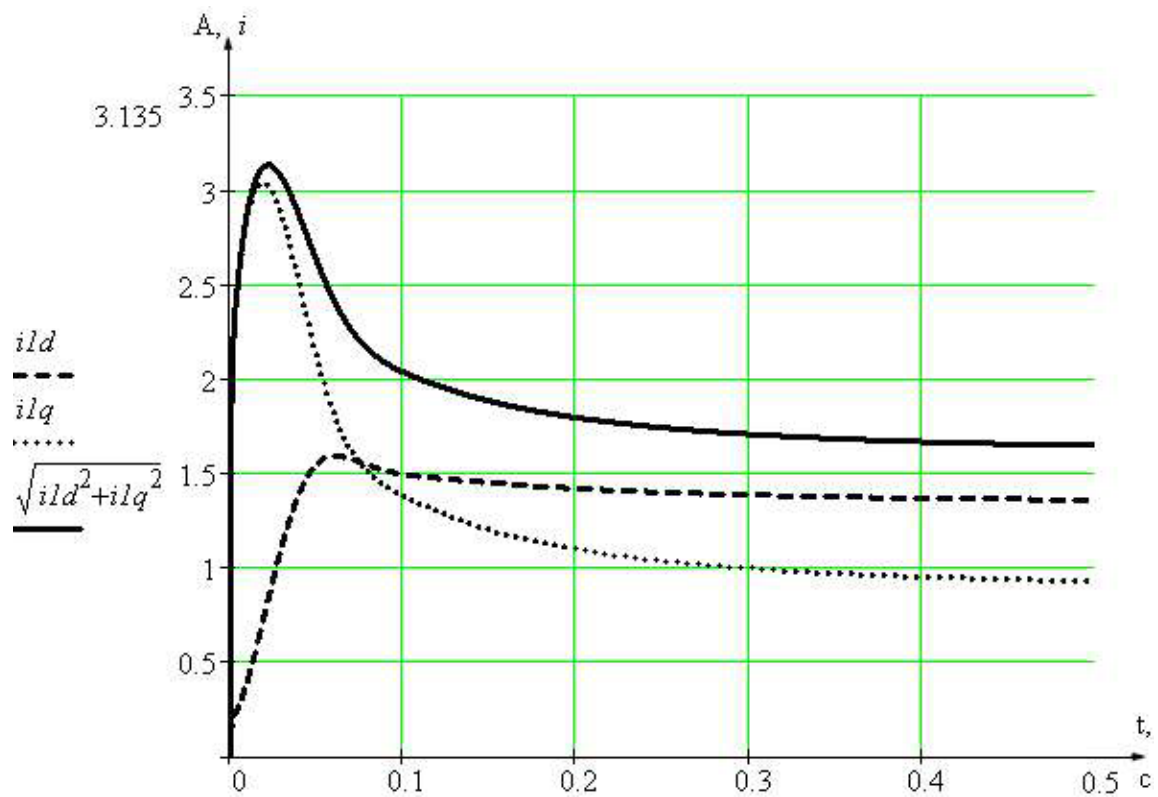
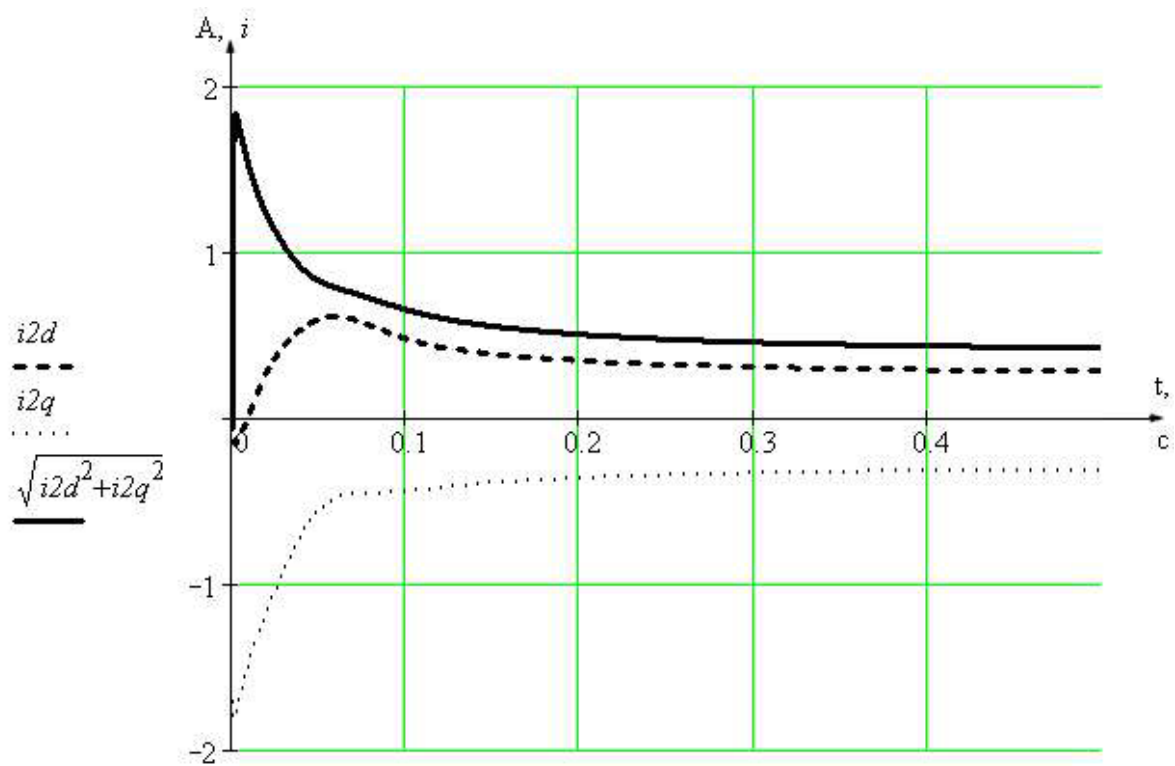


Рис. 4.4. Графіки потокозчеплення статора та ротора по осям q і d

Рис. 4.5. Графіки струму статора по осям q і d та повного струму статораРис. 4.6. Графіки струму ротора по осям q і d та повного струму ротора

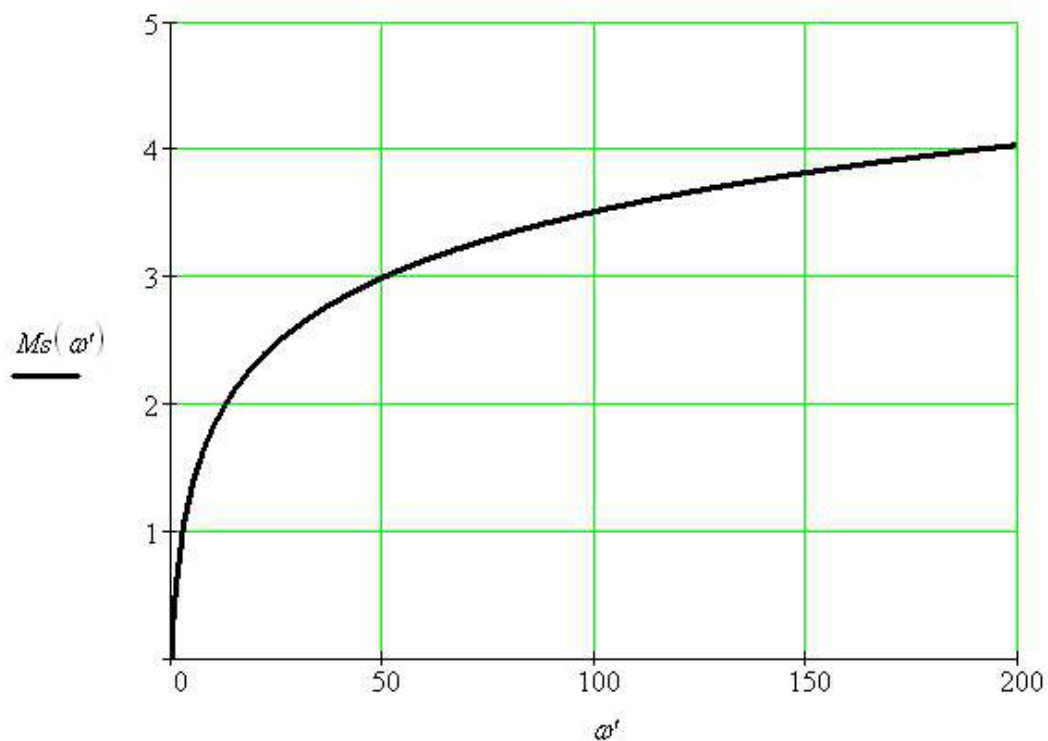


Рис. 4.7. Графік заданої функції моменту опору навантаження

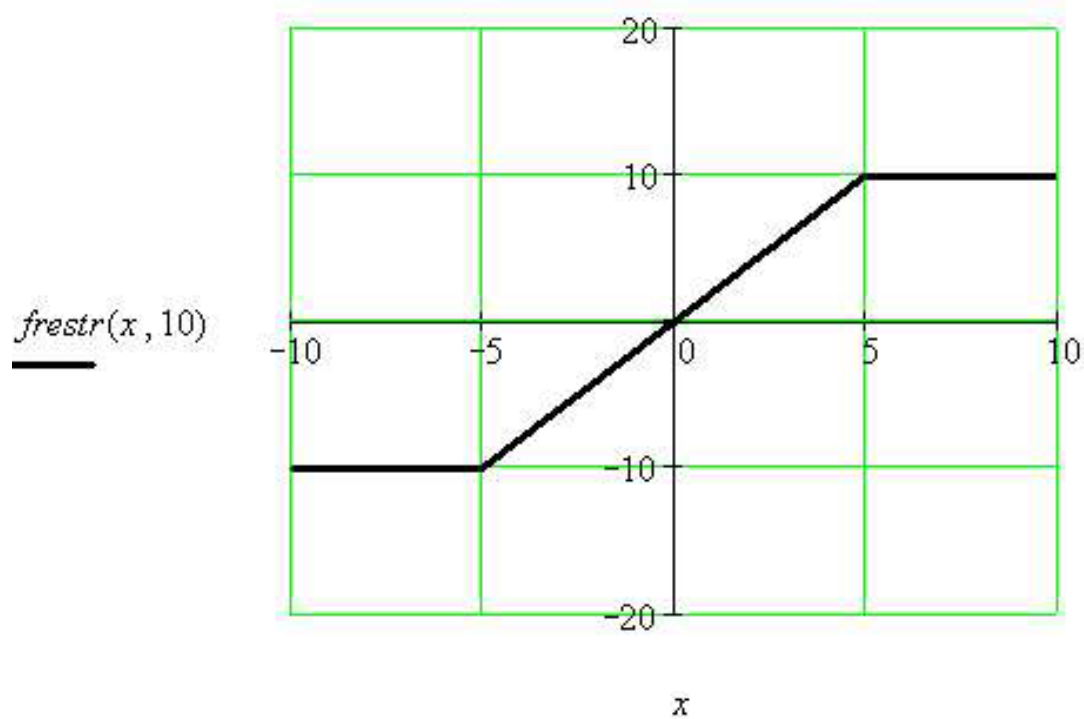


Рис. 4.8. Графік функції обмеження вихідної напруги підсилювача регулятора швидкості

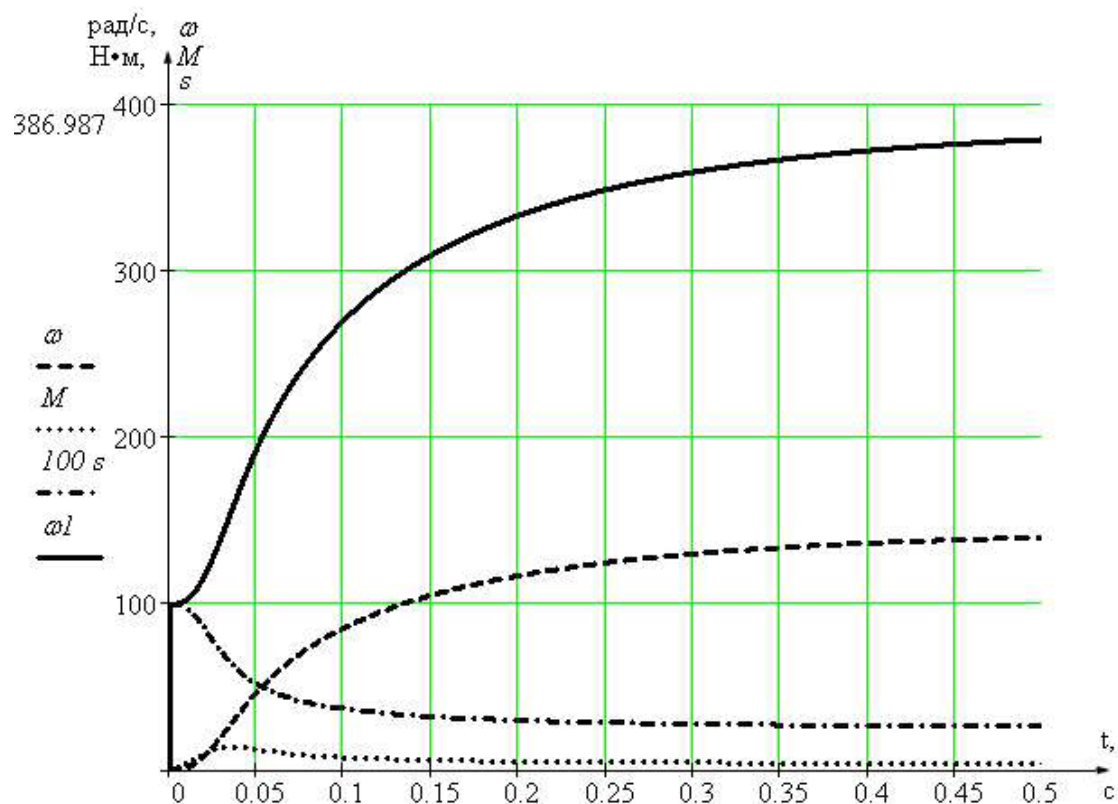


Рис. 4.9. Графіки залежності кутової швидкості, моменту, ковзання двигуна та кутової швидкості електропривода

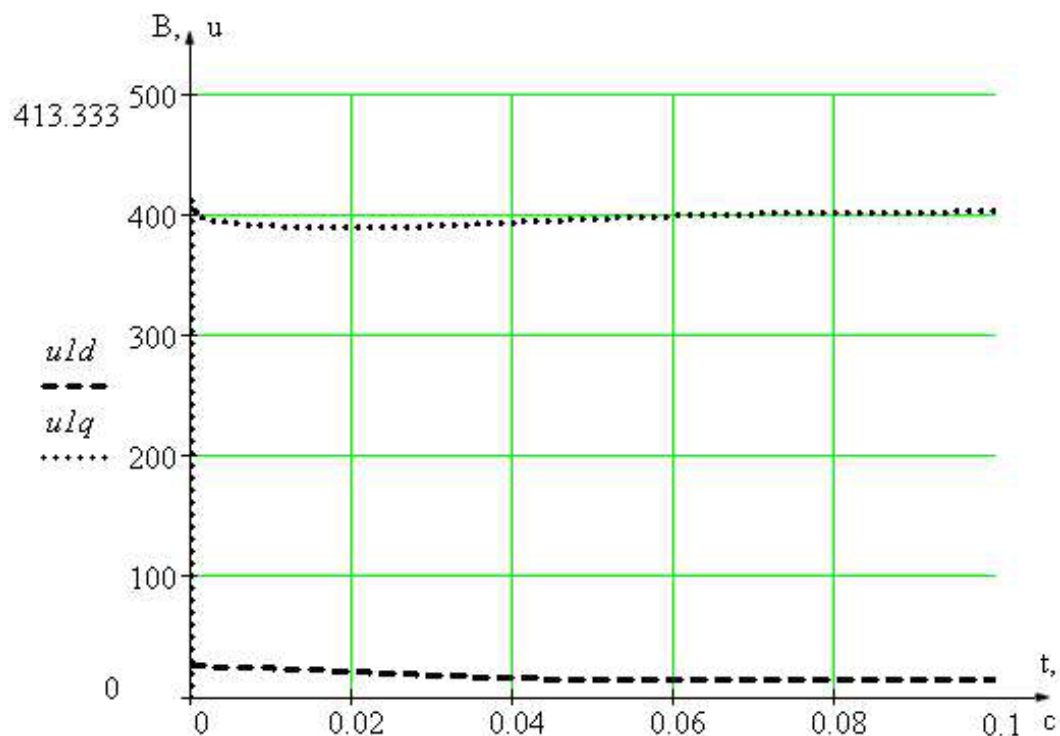


Рис. 4.10. Графіки напруги намагнічування та активної напруги на статорі двигуна

Система векторного керування асинхронним електроприводом із спостерігачами стану

Структурна схема системи адаптивно-векторного управління в загальному вигляді зображена на рис. 4.11.

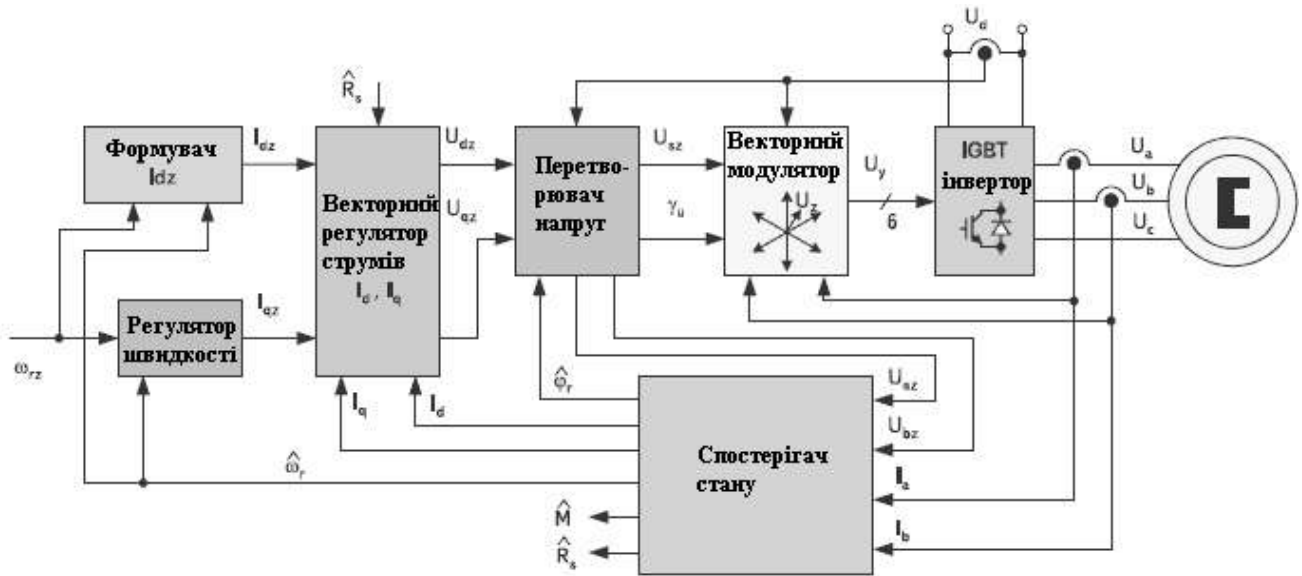


Рис. 4.11. Структурна схема системи адаптивно-векторного управління

Модель асинхронного двигуна (АД) у системі координат, орієнтована по вектору потокозчеплення ротора (d, q)

Синтез алгоритму управління АД може проводитися в будь-якій системі координат. Але концепція управління АД з орієнтацією по полю двигуна [4, 13, 29] як метод вирішення процесів управління потоком і моментом АД, наочніше представляється в системі координат, яка обертається синхронно з вектором потокозчеплення ротора (d, q). Якщо визначити як кут, який задає просторове положення системи координат (d, q) щодо стаціонарної системи координат статора (α, β), отримаємо перетворення, які встановлюють зв'язок між природними і перетвореними змінними:

$$\left. \begin{aligned} X_{dq} &= e^{-j\gamma_k} \cdot x_{\alpha\beta} \\ X_{\alpha\beta} &= e^{j\gamma_k} \cdot x_{dq} \\ e^{-j\gamma_k} &= \begin{bmatrix} \cos \gamma_k & \sin \gamma_k \\ -\sin \gamma_k & \cos \gamma_k \end{bmatrix} \end{aligned} \right\}, \quad (4.1)$$

де X – будь-який двомірний вектор змінних електричного двигуна.

Структурна схема функціонального перетворювача $\alpha, \beta-d, q$, побудована за цим принципом, показана на рис. 4.12.

Для того щоб напрям дійсної осі ортогональної системи координат у будь-який час співпадав з напрямом узагальненого вектора потокозчеплення ротора, система координат повинна обертатися синхронно з цим вектором. Вектор потокозчеплення ротора в ній матиме тільки дійсну складову. Позначимо дійсну

вісь цієї системи координат через d , а уявну – q . Тоді математичний опис АД у цих координатах матиме вигляд

$$\omega_k = \omega_\psi, \psi_{\gamma q} = 0, \psi_{\gamma d} = |\tilde{\psi}_\gamma| = \psi_\gamma = \psi_{\gamma m}. \quad (4.2)$$

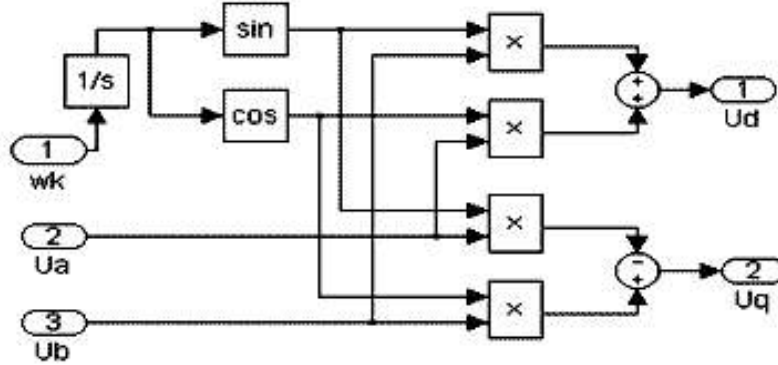


Рис. 4.12. Структурна схема функціонального перетворювача $\alpha, \beta-d, q$

Модель у системі координат (d, q) стала основною для розробки системи векторного управління короткозамкнутим АД. Тому до передумов (2.2) додамо

$$U_{rd} = U_{rq} = 0 \quad (4.3)$$

При живленні обмоток статора АД від джерела напруги система векторного управління має зворотні зв'язки по складовим струму статора і по потокозчепленням ротора. Тому ще однією умовою для розробки цієї моделі буде наявність у ній названих сигналів.

Запишемо рівняння в узагальнених векторах з урахуванням рівнянь (4.2) і (4.3):

$$\begin{cases} U_S = i_S R_S + \frac{d\psi_S}{dt} + j\omega_k \psi_k, \\ 0 = i_r R_r + \frac{d\psi_r}{dt} + j(\omega_k - Z_p \omega) \psi_r; \end{cases} \quad (4.4)$$

Для того щоб забезпечити обумовлений раніше склад сигналів моделі, знайдемо узагальнений вектор струму ротора (4.1)

$$i_r = \frac{1}{L_r} \psi_r - \frac{L_m}{L_r} i_S = \frac{1}{L_r} \psi_r - k_r i_S, \quad (4.5)$$

$$\psi_S = L_S i_S + \frac{L_m}{L_r} \psi_r - \frac{L_m^2}{L_r} i_S = \sigma L_S i_S + k_r \psi_r. \quad (4.6)$$

Після підстановки рівнянь (2.5), (2.6) у систему (2.4) отримаємо

$$\begin{cases} U_S = \tilde{i}_S R_S + \sigma L_S \frac{d\tilde{i}_S}{dt} + k_r \frac{d\psi_r}{dt} + j\omega_k (\sigma L_S \tilde{i}_S + k_r \psi_r), \\ 0 = \frac{1}{T_r} \psi_r - \frac{L_m}{T_r} \tilde{i}_S + \frac{d\psi_r}{dt} + j(\omega_k - Z_p \omega) \psi_r. \end{cases} \quad (4.7)$$

В останньому рівнянні позначено

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}. \quad (4.8)$$

Для того щоб перше рівняння останньої системи отримувало похідну тільки від одного сигналу, виразимо похідну від потокозчеплення ротора з другого рівняння цієї ж системи і підставимо отриманий вираз у перший:

$$\frac{d\psi_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_S - \frac{1}{T_r} \psi_r - j(\omega_k - Z_p \omega) \psi_r = k_r R_r i_S - \frac{1}{T_r} \psi_r - j(\omega_k - Z_p \omega) \psi_r, \quad (4.9)$$

$$U_S = (R_S + k_r^2 R_r) i_S + \sigma L_S \frac{di_S}{dt} - \frac{k_r}{T_r} \psi_r + j\omega_k \sigma L_S i_S - jZ_p \omega k_r \psi_r \quad (4.10)$$

Перетворимо (4.9) і (4.10) з урахуванням (4.8) у систему

$$\begin{cases} U_{sd} = (R_S + k_r^2 R_r) i_{sd} + \sigma L_S \frac{di_{sd}}{dt} - \frac{k_r}{T_r} \psi_r - \omega_{\psi r} \sigma L_S i_{sq}, \\ U_{sq} = (R_S + k_r^2 R_r) i_{sq} + \sigma L_S \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_{\psi} \sigma L_S i_{sq} - Z_p \omega k_r \psi_r, \\ \frac{d\psi_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \psi_r, \\ 0 = k_r R_r i_{sd} - (\omega_{\psi r} - Z_p \omega) \psi_r \end{cases} \quad (4.11)$$

Позначимо

$$R_{sr} = R_S + k_r^2 R_r, T_{sr} = \frac{\sigma L_S}{R_{sr}}, \quad (4.12)$$

і перепишемо диференціальні рівняння в операторній формі:

$$\begin{cases} U_{sd} + \frac{k_r}{T_r} \psi_r - \omega_{\psi r} \sigma L_S i_{sq} = i_{sd} R_{sr} (T_{sr} p + 1), \\ U_{sq} - \omega_{\psi} \sigma L_S i_{sd} - Z_p \omega k_r \psi_r = i_{sq} R_{sr} (T_{sr} p + 1), \\ L_m i_{sd} = \psi_r (T_r p + 1), \\ \omega_{\psi r} = k_r R_r \frac{i_{sq}}{\psi_r} + Z_p. \end{cases} \quad (4.13)$$

Приєднавши до системи (4.13) рівняння формування електромагнітного моменту

$$M = \frac{3}{2} Z_p k_r \psi_r i_{sq}, \quad (4.14)$$

і рівняння руху (4.7), отримаємо модель короткозамкнутого АД, що наведена на рис. 4.13.

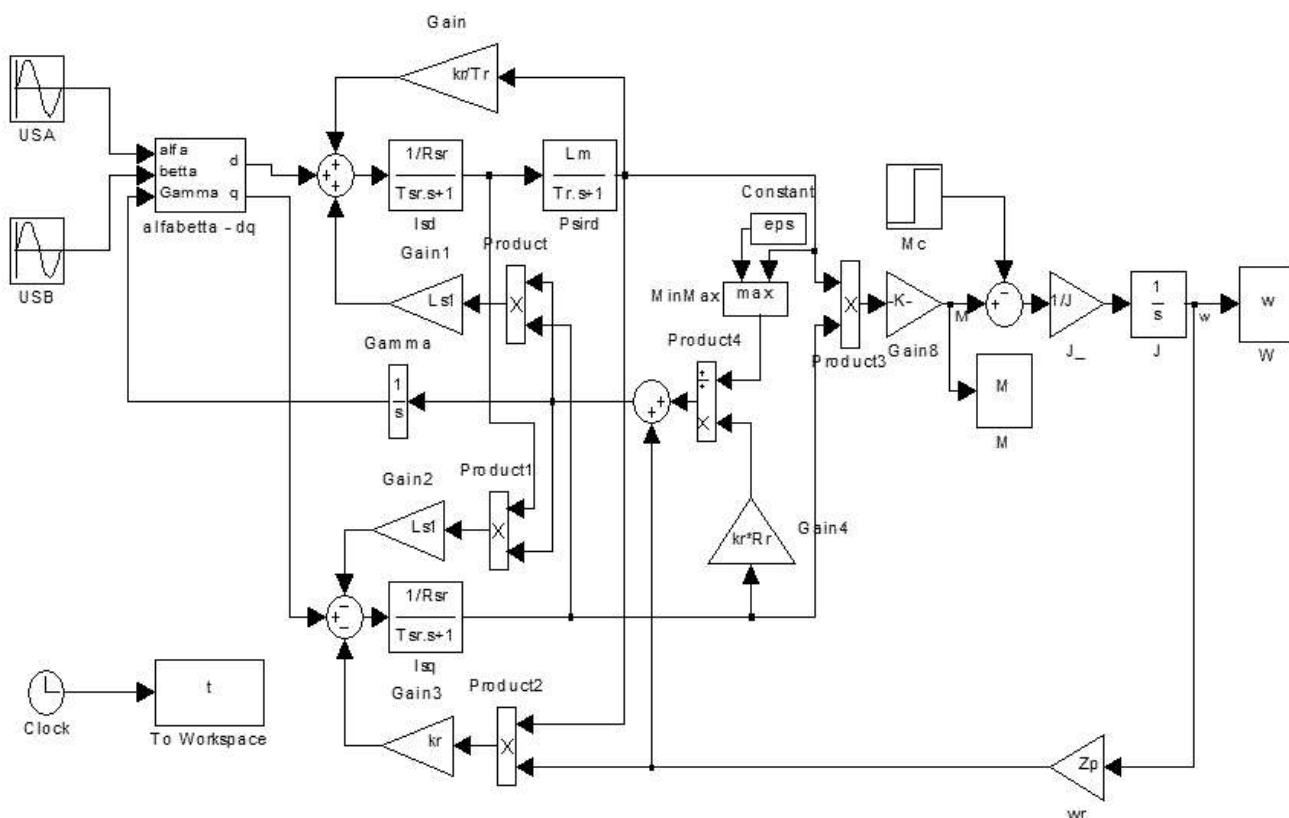


Рис. 4.13. Модель короткозамкнутого АД в ортогональній системі координат, орієнтованій за потокозчепленням ротора

Саме ця модель може бути застосована для полеорієнтованого векторного управління, оскільки якщо не враховувати внутрішніх зворотних зв'язків двигуна, вона дуже схожа на модель двигуна постійного струму з незалежним збудженням. Виходячи з цього, модель АД, яка орієнтована по вектору потокозчеплення ротора, зручно оптимізувати за принципом модульного оптимуму (МО).

На рис. 4.14 наведені результати моделювання при прямому пуску машини від мережі. Вони показують, що при прямому пуску спочатку спостерігаються значні коливання моменту, а при додатку моменту навантаження спостерігається зменшення швидкості.

Моделювання асинхронного двигуна в системах координат (α, β) і (d, q) за моделлю, представленою рис. 4.13 відповідно, дає абсолютно ідентичні результати. Це доводить, що для аналізу власне електричного двигуна вибір системи координат не грає ролі. Проте для синтезу й аналізу електропривода вибір системи координат є вирішальним. Ця обставина особливо важлива при синтезі параметрів регуляторів і при моделюванні всієї системи електропривода (наприклад, у пакеті Simulink), оскільки при структурному моделюванні існують обмеження, які можна обійти тільки при правильному виборі системи координат.

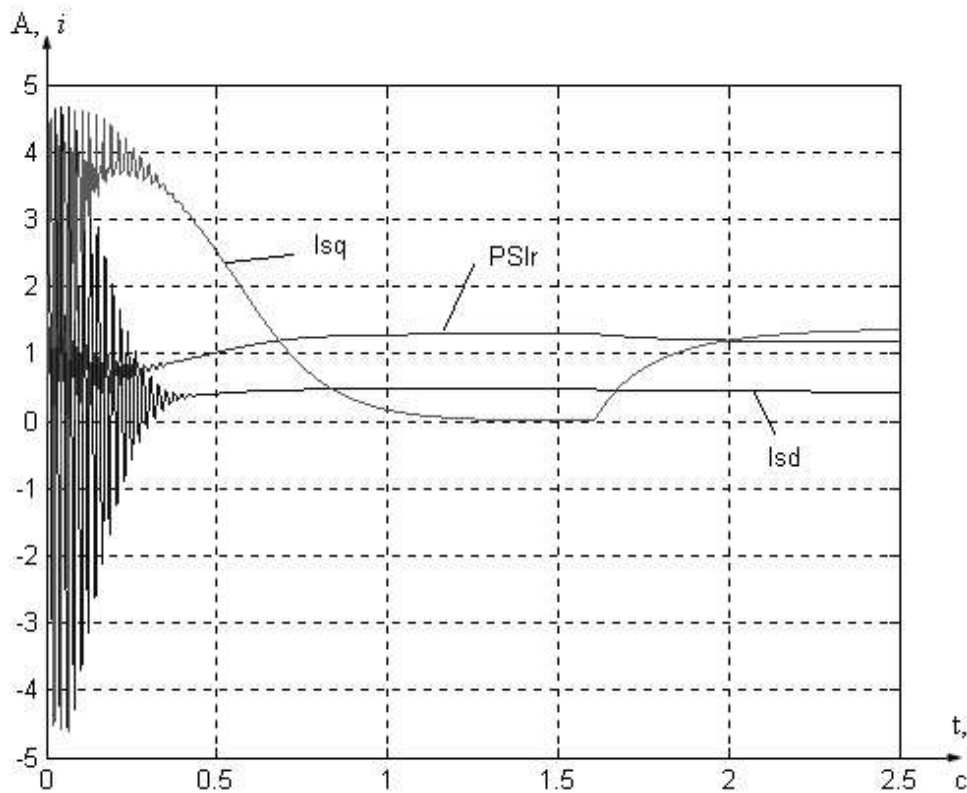


Рис. 4.14. Результати моделювання АД із короткозамкнутим ротором при прямому пуску

Синтез спостерігачів стану (СС) повного порядку

Синтез спостерігача стану першого порядку. Як об'єкт спостереження (ОС) (рис. 4.15) приймемо об'єкт, який є частиною моделі АД у системі координат d, q .

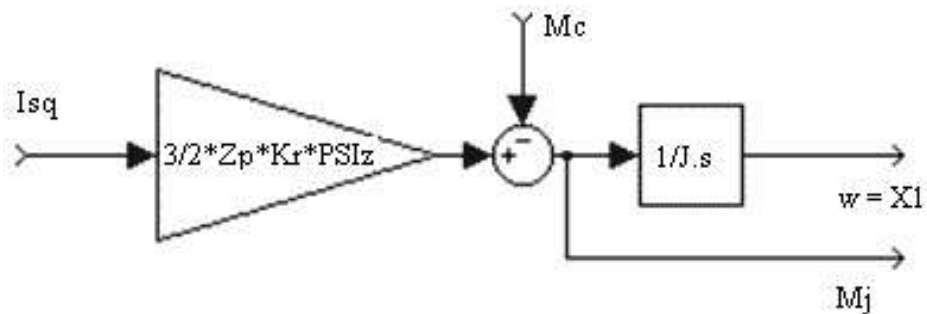


Рис. 4.15. Об'єкт спостереження для побудови СС першого порядку

На схемі (див. рис. 4.15) показані початкові змінні – динамічний момент M_j і кутова швидкість обертання вала двигуна. Така система має порядок $n = 1$.

Вектор змінних стану приймається як:

$$x = [\omega]. \quad (4.15)$$

Матриці A, B, u

$$A = \left[\frac{3I_{sq}Z_pK_r}{2J} \right]; B = \left[\frac{1}{T_i} \right]; u = I_{sq}. \quad (4.16)$$

Матриця початкового сигналу

$$C = [I]. \quad (4.17)$$

Для вибраного об'єкта ранг матриці спостереження $\text{rang}(Q_n) = I$, тобто вибраний ОС є повністю спостережуваним.

Для синтезу СС першого порядку введемо матрицю модального зворотного зв'язку в спостерігачі

$$K = [k_I]. \quad (4.18)$$

Визначимо характеристичний поліном спостерігача за формулою

$$H_2(p) = \left[p \frac{3\psi_3 Z_p K_r}{2J} + k_1 \right]. \quad (4.19)$$

Значення елементів матриці модального зворотного зв'язку в спостерігачі знайдемо з виразу

$$p - \frac{3I_{sq} Z_p K_r}{2J} + k_1 = 0. \quad (4.20)$$

Характеристичний поліном Баттерворта першого порядку

$$H_2(p) = p + \omega, \quad (4.21)$$

де ω_0 – середньгеометричний корінь характеристичного рівняння СС

$$\frac{4}{T_\mu} \leq \omega_0 \leq \frac{1}{T_\mu}, \quad (4.22)$$

Прирівнюючи коефіцієнти при однакових ступенях p у рівняннях, отримаємо значення елемента матриці зворотного зв'язку в спостерігачі

$$k_1 = \omega - \frac{3I_{sq} Z_p K_r}{2J}. \quad (4.23)$$

На основі рис. 4.15 наведемо синтезований СС першого порядку, схема якого подана в Matlab на рис. 4.16.

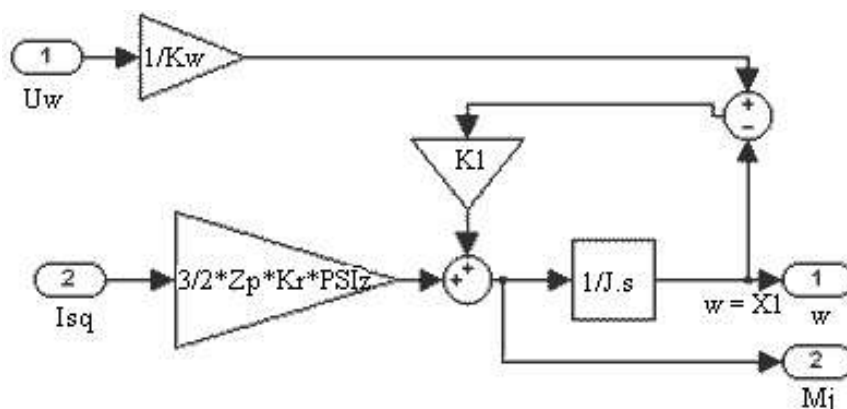


Рис. 4.16. Спостерігач стану першого порядку

Синтез спостерігача стану другого порядку. Як об'єкт спостереження (рис. 4.17) приймемо об'єкт, який є частиною моделі АД у системі координат d, q , з вхідним сигналом U_{sq} .

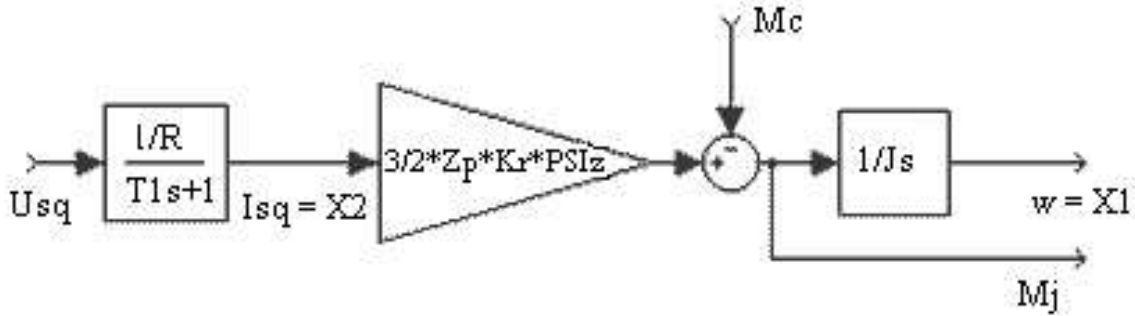


Рис. 4.17. Об'єкт спостереження для побудови СС другого порядку

На схемі (див. рис. 4.17) показані початкові змінні – динамічний момент M_j і кутова швидкість обертання вала двигуна ω . Така система має порядок $n = 2$.

Вектор змінних стану приймається як

$$x = [I_{sq} \omega]^T. \quad (4.24)$$

Система рівнянь у матричній формі, яка описує вибраний ОС, визначається за формулою

$$y = Cx,$$

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{1}{T_i} & \frac{1}{T_i R} \\ \frac{3Z_p K_r \psi_3}{2J} & 0 \end{pmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{k_\mu}{T_\mu} \\ 0 \end{bmatrix}; u = U_{sq}. \quad (4.25)$$

Нехай єдиною вимірюваною координатою, у ОС буде швидкість обертання вала двигуна $x_1 = \omega$. Отже, матриця задаючого сигналу матиме вигляд

$$C = [I0]. \quad (4.26)$$

Для вибраного об'єкта ранг матриці спостереження $\text{rang}(Q_n) = I$, тобто вибраний ОС є повністю спостережуваним.

Для синтезу СС другого порядку введемо матрицю модального зворотного зв'язку в спостерігачі

$$K = \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \end{bmatrix}. \quad (4.27)$$

Визначимо характеристичний поліном спостерігача за формулою

$$H_2(p) = \det \begin{pmatrix} p \frac{1}{T_i} & -\frac{1}{T_i R} + k_1 \\ -\frac{3Z_p K_r \psi_3}{2J} p & p \end{pmatrix}. \quad (4.28)$$

Значення елементів матриці модального зворотного зв'язку в спостерігачі, які визначають динаміку роботи спостерігача, знайдемо з виразу для визначника $H_2(p)$.

Бажаний поліном Баттерворта другого порядку має вигляд

$$H_2(p) = p^2 + 1,4\omega_0 + \omega_0^2, \quad (4.29)$$

Прирівнюючи коефіцієнти при однакових ступенях p у рівняннях, отримаємо значення елементів матриці зворотного зв'язку в спостерігачі:

$$k_1 = \omega - \frac{I_r}{T_i}; k_2 = \frac{\omega_0^2 - \frac{k_1}{T_i}}{3/3Z_p K_r \psi_3 / J}, \quad (4.30)$$

На основі рис. 4.17 наведемо синтезований СС другого порядку, схема якого подана в Matlab на рис. 4.18.

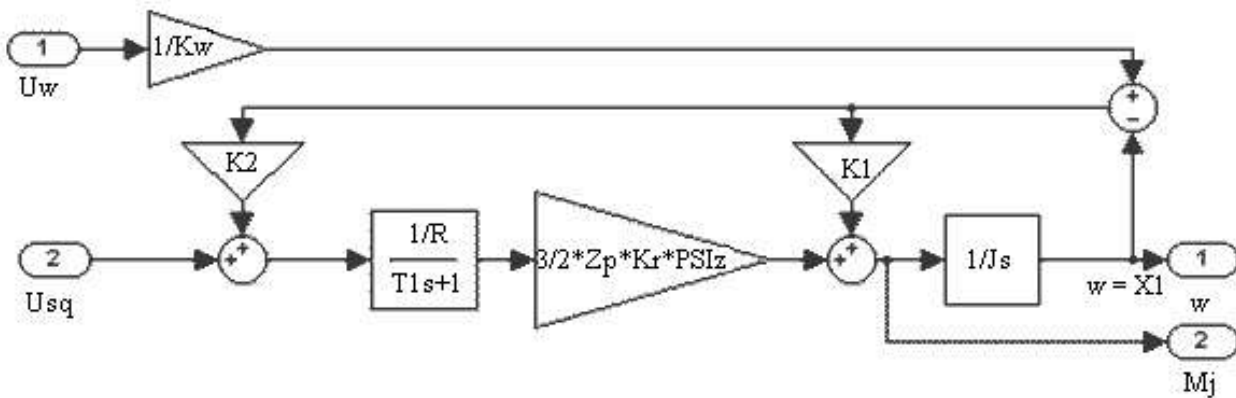


Рис. 4.18. Спостерігач стану другого порядку

Синтез спостерігача стану третього порядку. Як об'єкт спостереження (рис. 4.19) приймемо об'єкт, який є частиною моделі АД у системі координат d, q , з вхідним сигналом U_{zt} .

На схемі показанні початкові змінні – динамічний момент M_j і кутова швидкість обертання вала двигуна ω . Така система має порядок $n = 3$.

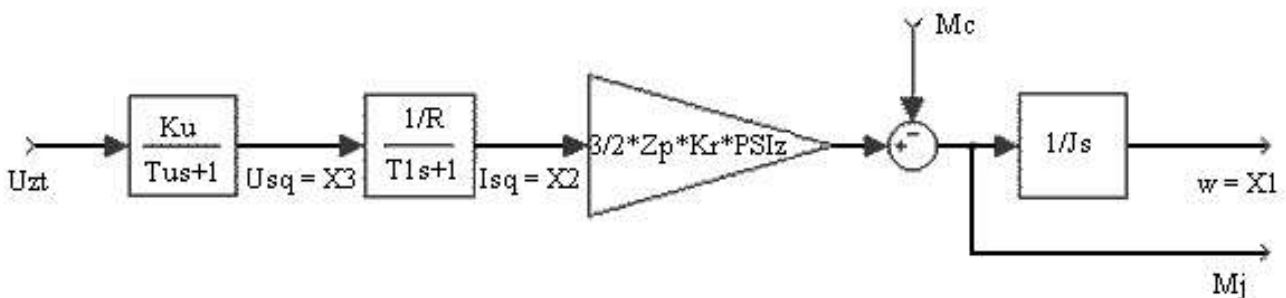


Рис. 4.19. Об'єкт спостереження для побудови НС третього порядку

Вектор змінних стану x приймається як

$$x = [U_{sd} I_{sq} \omega]^T. \quad (4.31)$$

Система рівнянь у матричній формі, яка описує вибраний ОС, визначається за формулою:

$$y = C_X,$$

$$\text{де } A = \left(0 \frac{3Z_p K_r \psi_3}{2J} \right)$$

$$A = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{3Z_p K_r \psi_3}{2J} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_i} & -\frac{1}{RT_i} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_\mu} \end{pmatrix}; u = U_y. \quad (4.32)$$

Нехай єдиною вимірюваною координатою у ОС є швидкість обертання вала двигуна $x_1 = \omega$. Отже, матриця початкового сигналу матиме вигляд

$$C = [100]. \quad (4.33)$$

Для вибраного об'єкта ранг матриці спостереження $\text{rang}(Q_H) = 3$, тобто вибраний ОС є повністю спостережуваним.

Для синтезу СС третього порядку введемо матрицю модального зворотного зв'язку в спостерігачі

$$K = \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \end{bmatrix}. \quad (4.34)$$

Визначимо характеристичний поліном спостерігача

$$H_2(p) = \det \begin{pmatrix} p + k_1 & -\frac{3Z_p K_r \psi_3}{2J} & 0 \\ k_2 & p + \frac{1}{T_i} & -\frac{1}{RT_i} \\ k_3 & 0 & p + \frac{1}{T_\mu} \end{pmatrix}. \quad (4.35)$$

Значення елементів матриці модального зворотного зв'язку в спостерігачі, що визначають динаміку роботи спостерігача, знайдемо з виразу для визначника $H_2(p) = 0$.

Бажаний поліном Баттерворта третього порядку має вигляд

$$H_2(p) = p^3 + 2\omega_0 p^2 + 2\omega_0^2 p + \omega_0^3, \quad (4.36)$$

Прирівнюючи коефіцієнти при однакових ступенях p у рівняннях, отримаємо значення елементів матриці зворотного зв'язку в спостерігачі

$$\begin{aligned} k_1 &= 2\omega_0 - \frac{1}{T_i} - \frac{1}{T_\mu}; \\ k_2 &= \frac{2J(2\omega_0^2 - k_1/T_i - k_1/T_\mu - 1/T_\mu T_i)}{3Z_p K_r \psi_3}; \\ k_3 &= \frac{2J\sigma L_S(\omega_0^3 - k_1/T_\mu T_i - 3Z_p K_r \psi_3 k_2/(2JT_\mu))}{3Z_p K_r \psi_3}. \end{aligned} \quad (4.37)$$

На основі рис. 4.19 наведемо синтезований СС третього порядку, схема якого подана в Matlab на рис. 4.20.

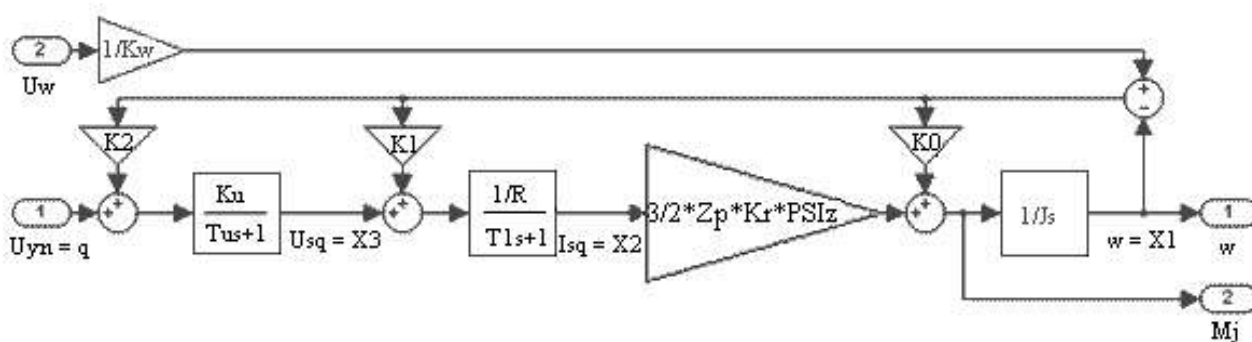


Рис. 4.20. Спостерігач стану третього порядку

Отже, була досліджена система векторного управління асинхронного двигуна зі спостерігачами стану, яка дозволяє забезпечити астатизм системи за навантаженням без зменшення її швидкодії.

Побудова математичної моделі асинхронного двигуна при керуванні частотою й напругою статора

При дослідженні перехідних процесів у трифазних асинхронних електродвигунах доцільно прийняти наступні допущення: сили намагнічування обмоток двигуна розподілені синусоїдально уздовж окружності повітряного зазору; втрати в сталі статора і ротора відсутні; обмотки статора і ротора строго симетричні зі зрушенням осей обмоток на 120° ; насичення магнітного кола відсутнє. Система диференціальних рівнянь автоматичної системи керування описана у роботі [28], на підставі якої може бути складена структурна схема асинхронного двигуна при керуванні кутовою частотою напруги статора й за умови сталості потокозчеплення статора. Представимо координати двигуна у в. о., прийнявши за базові значення координат їхні значення в номінальному режимі:

$$M_{\text{М.Ф.Н}}, \Omega_{1\text{Н}}, U_{1a\text{Н}}, \Omega_{0\text{Н}} = \frac{\Omega_{1\text{Н}}}{P_{\text{П}}},$$

де $\Omega_{0\text{Н}}$ – синхронна номінальна кутова швидкість двигуна; тоді

$$\left(\frac{\Delta\omega}{\Omega_{0\text{Н}}} \right) = \Delta\bar{\omega}, \left(\frac{\Delta\omega_1}{\Omega_{1\text{Н}}} \right) = \Delta\bar{\omega}_1, \left(\frac{\Delta M}{M_{\text{П.Ф.Н}}} \right) = \Delta\bar{M}, \left(\frac{\Delta M_C}{M_{\text{П.Ф.Н}}} \right) = \Delta\bar{M}_C, \left(\frac{\Delta u_{1a}}{U_{1a\text{Н}}} \right) = \Delta u_{1a},$$

де $P_{\text{П}}$ – кількість пар полюсів; $\Omega_{1\text{Н}}$ – номінальна частота напруги статора; u_1 – номінальна напруга статора; M_C – статичний момент.

$$\frac{\Delta\bar{M}(p)}{\Delta\bar{\omega}(p) - \Delta\bar{\omega}(p)} = \left(\frac{\gamma}{\nu} \right)^2 \frac{(T_{\text{ЭЛ}} p + 1) - \frac{\left(\frac{S}{S_{\text{кр}}} \right)^2 (T_{\text{ЭЛ}} p + 2)}{1 + \left(\frac{S}{S_{\text{кр}}} \right)^2}}{(T_{\text{ЭЛ}} p + 1)^2 + \left(\frac{S}{S_{\text{кр}}} \right)^2}, \quad (4.38)$$

де $\gamma = \frac{U_{1a}}{U_{1a\text{Н}}}$ – відносна напруга статора; $\nu = \frac{\Omega_1}{\Omega_{1\text{Н}}}$ – відносна частота напруги статора. Або в спрощеному вигляді

$$\frac{\Delta\bar{M}(p)}{\Delta\bar{\omega}(p) - \Delta\bar{\omega}(p)} = \left(\frac{\gamma}{\nu} \right)^2 \frac{1}{T_{\text{ЭЛ}} p + 1}. \quad (4.39)$$

Відповідно маємо

$$\frac{\Delta\bar{M}(p)}{\Delta\bar{\omega}(p) - \Delta\bar{\omega}(p)} = \left(\frac{\gamma}{\nu} \right)^2 \frac{1}{T_M p}. \quad (4.40)$$

де $T_M = \frac{J\Omega_{0\text{Н}}}{M_{\text{П.Ф.Н}}}$ – механічна стала часу двигуна.

Спрощена структурна схема асинхронного двигуна при керуванні кутовою частотою напруги статора, побудована на основі виразів (4.39), (4.40), показана на рис. 4.21.

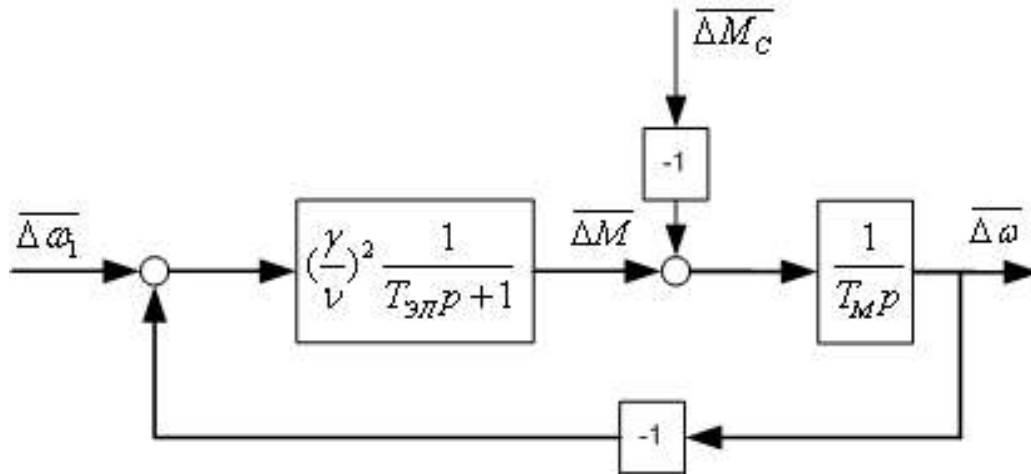


Рис. 4.21. Структурна схема асинхронного двигуна при частотному керуванні

Використовуючи такий підхід, можна отримати структурну схему асинхронного двигуна при керуванні, коли зміна частоти відбувається пропорційно зміні напруги за законом $U/f = \text{const}$. Структурна схема системи керування подана на рис. 4.22.

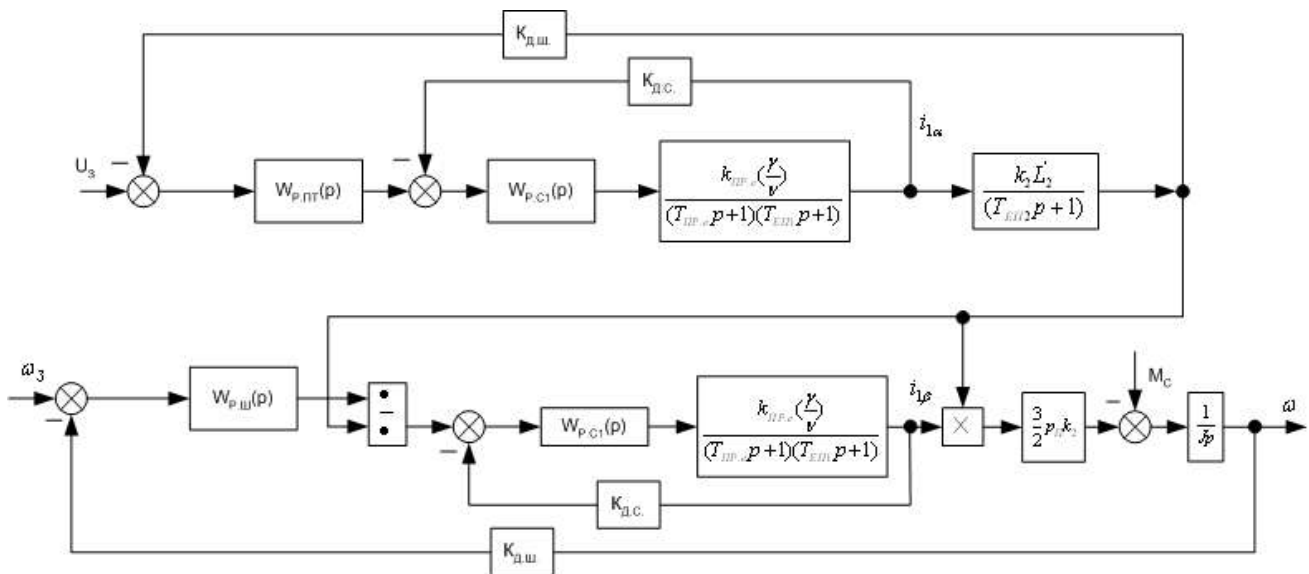


Рис. 4.22. Схема АД при зміні частоти пропорційно зміні напруги

Параметри зображених на схемі ланок: відносна напруга статора $\gamma = \frac{u_{1\alpha}}{u_{1\alpha H}} = 1$;

відносна частота напруги статора $\nu = \frac{\Omega_1}{\Omega_{1H}} = 1$; момент інерції двигуна разом із барабаном $J = 6,663 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$; постійна часу $T_{ел1} = L_1'' \cdot \frac{\gamma}{\nu} = 0,742 \text{ с}$; постійна часу

$T_{ел2} = \frac{L_2'}{R_2} = 0,237 \text{ с}$, де $k_2 = \frac{L_m}{L_2'} = 0,7183$, а $L_1'' = L_1 - \left(\frac{L_m^2}{L_2} \right) = 0,2014 \text{ Гн}$.

У незмінну частину системи також входять перетворювач частоти й блоки виміру і перетворення координат, динамічні властивості яких можуть бути спрощені, враховані введенням еквівалентної інерційної ланки з передатною функцією

$$W_{PP}(p) = \frac{k_{PP}}{(T_{PP}p + 1)}, \quad (4.41)$$

де k_{PP} – еквівалентний передатний коефіцієнт перетворювача; T_{PP} – еквівалентна постійна часу перетворювача.

Параметри перетворювача частоти: $k_{PP} = 1000$, $T_{PP} = 0,005$ с.

Виконаємо налаштування регуляторів на оптимум по модулю [28].

Моделювання системи виконаємо за схемою, яку зображено на рис. 4.23.

Зробимо підстановку коефіцієнтів в отримані формули для передавальних функцій регуляторів. Для регуляторів струму

$$\begin{aligned} W_{P.C1}(p) = W_{P.C2}(p) &= \frac{T_{el1}}{2T_{PP}\left(\frac{\gamma}{v}\right)k_{PP}k_{D.C}} \cdot \frac{T_{el1}p + 1}{T_{el1}p} = \\ &= \frac{0,742}{2 \cdot 0,005 \cdot 1000 \cdot 1} \cdot \frac{0,742p + 1}{0,742p} = 0,0742 \cdot \frac{0,742p + 1}{0,742p}. \end{aligned}$$

Для регулятора напруги

$$\begin{aligned} W_{P.H}(p) &= \frac{(1/k_{D.H})}{8T_{PP}^2p^2 + 4T_{PP}p + 1} = \frac{1/1}{8 \cdot 0,005^2 \cdot p^2 + 4 \cdot 0,005p + 1} = \\ &= \frac{1}{0,0002p^2 + 0,02p + 1}. \end{aligned}$$

Для регулятора швидкості

$$\begin{aligned} W_{P.II}(p) &= \frac{J}{4T_{PP} \cdot \frac{3}{2} \cdot p_{II}k_2 \frac{1}{k_{D.C}}k_{D.II}} \cdot \frac{8T_{PP}p + 1}{8T_{PP}p} = \\ &= \frac{J}{4 \cdot 0,005 \cdot \frac{3}{2} \cdot 4 \cdot 0,7183 \cdot 1} \cdot \frac{8 \cdot 0,005p + 1}{8 \cdot 0,005p} = 77,3 \cdot \frac{0,04p + 1}{0,04p}. \end{aligned}$$

Задатчик інтенсивності для каналу швидкості

$$W_{3.I}(p) = \frac{1}{8T_{PP}p + 1} = \frac{1}{8 \cdot 0,005p + 1} = \frac{1}{0,04p + 1}.$$

Параметри системи керування й двигуна відомі, відповідно можна провести моделювання системи.

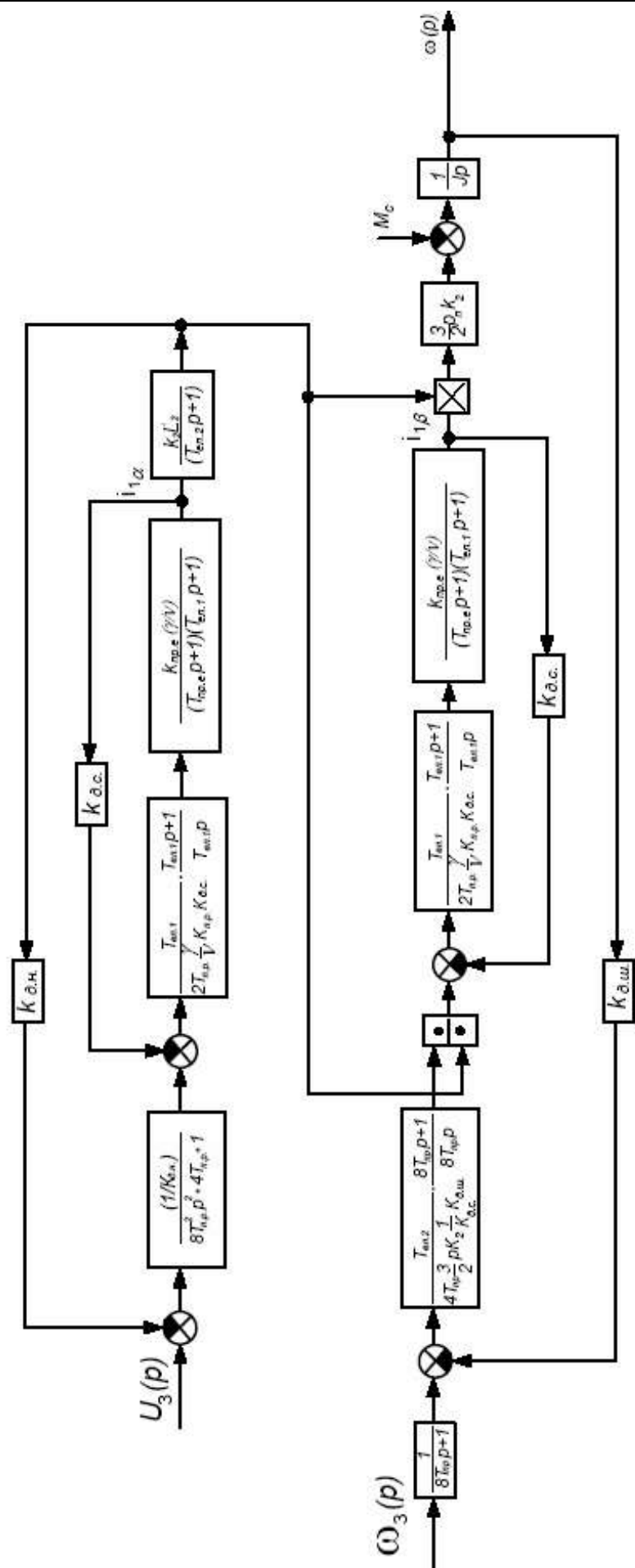


Рис. 4.23. Розгорнута структурна схема системи керування асинхронним двигуном

Побудова перехідних процесів системи

Для оцінки показників якості керування за результатами побудови математичних моделей проведемо моделювання за допомогою математичної обробки "MathCAD 2001", а також програми VisSim 5.0F.

За результатами розрахунку отримані перехідні процеси при холостому ході, перехідні процеси при пуску під навантаженням і при стрибкоподібній зміні навантаження. Графіки перехідних процесів показані на рис. 4.24–4.28.

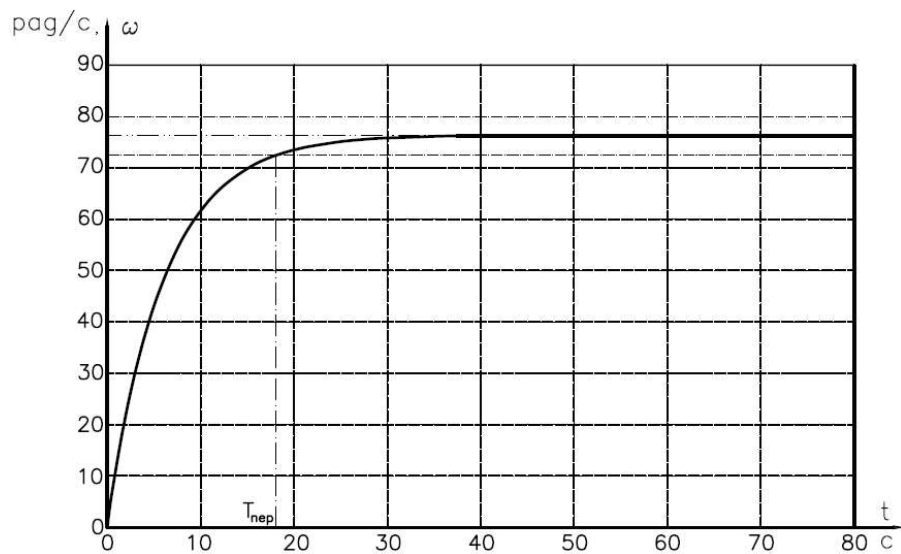


Рис. 4.24. Перехідний процес системи при пуску без навантаження

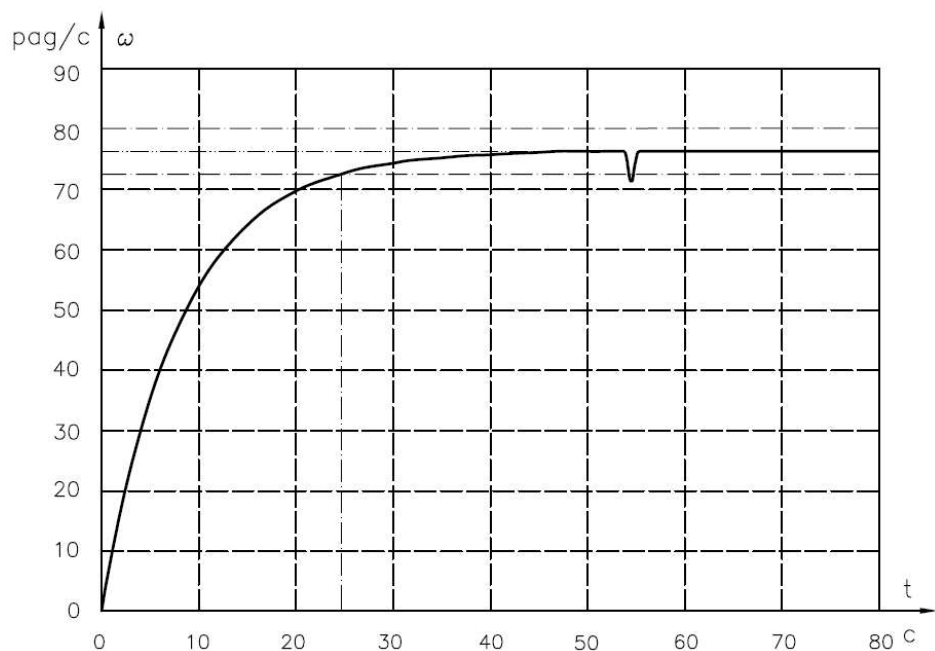
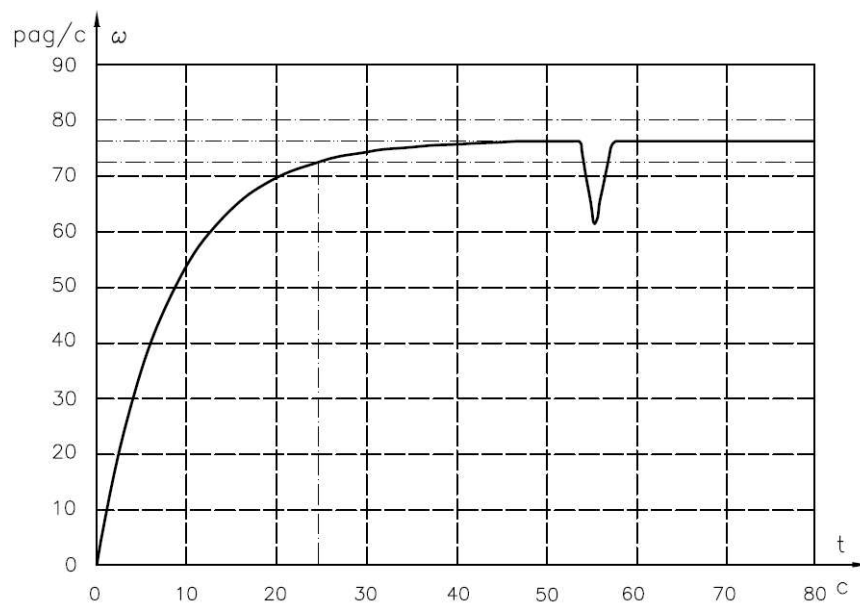
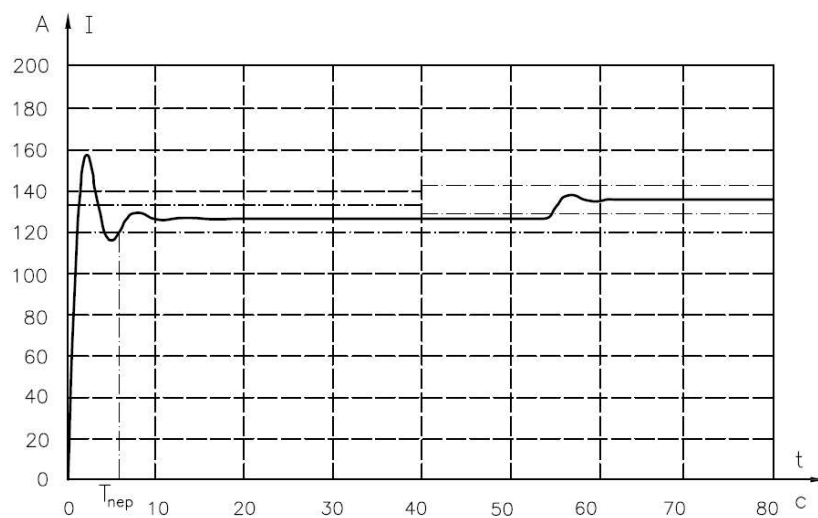
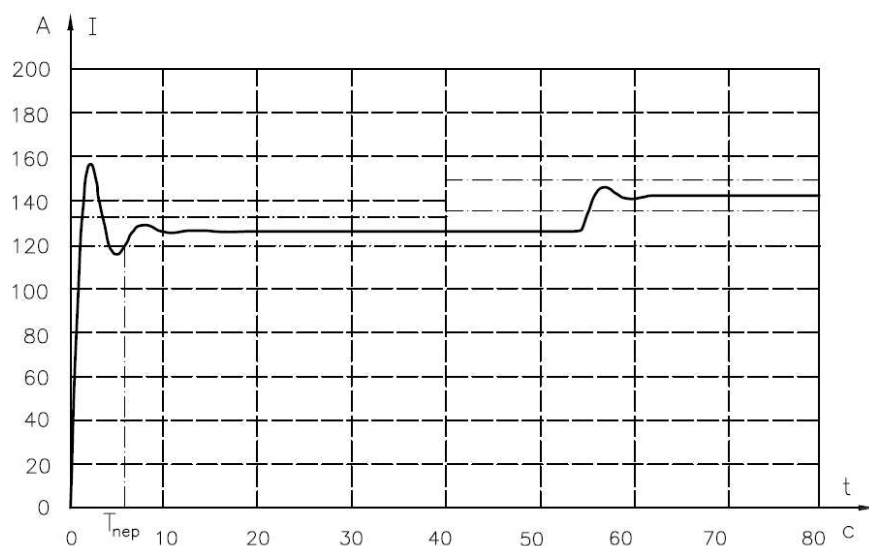


Рис. 4.25. Перехідний процес при стрибкоподібній зміні навантаження 15 % $M_{ном}$

Рис. 4.26. Перехідний процес при стрибкоподібній зміні навантаження 50 % $M_{\text{ном}}$ Рис. 4.27. Стрибкоподібна зміна навантаження 15 % $M_{\text{ном}}$ Рис. 4.28. Перехідний процес струму при стрибкоподібній зміні навантаження 50 % $M_{\text{ном}}$

На рис. 4.24 показані перехідні процеси системи при пуску на холостому ході, перехідний процес системи триває 18 с, але перерегулювання $\sigma_{\max} = 0$, статична похибка $\Delta = 0$. Зменшувати час перехідного процесу не потрібно, щоб не було занадто великих стрибків струму.

На рис. 4.25 стрибкоподібна зміна моменту навантаження дорівнює значенню 15 % $M_{\text{ном}}$, вплинула на кутову швидкість незначно. Час перехідного процесу $T_{\text{пер}} = 25$ с, статична помилка $\Delta = 0$, і при $t = 54$ с спостерігається невелике зменшення ω , що за малий проміжок часу зникає, і ω приймає задане значення. Цей процес затягується до $t = 57$ с, перерегулювання $\sigma_{\max} = 6$ %.

На рис. 4.26 стрибкоподібна зміна моменту навантаження дорівнює значенню 50 % $M_{\text{ном}}$, вплив на кутову швидкість середній. При $t = 54$ с спостерігається зменшення кутової швидкості від $\omega_1 = 16$ рад/с до $\omega_2 = 62$ рад/с, що зникає за проміжок часу $t = 3$ с, і ω приймає задане значення. Цей процес затягується до $t = 58$ с, перерегулювання $\sigma_{\max} = 19,2$ %.

На рис. 4.27 показано перехідні характеристики струму при стрибкоподібній зміні навантаження 15 %. Час перехідного процесу $T_{\text{пер}} = 7$ с. При $t = 54$ с спостерігається незначне збільшення струму. Перерегулювання $\sigma_{\max} = 3,77$ %.

На рис. 4.28 наведено перехідні характеристики струму при стрибкоподібній зміні навантаження 50 %. Час перехідного процесу $T_{\text{пер}} = 7$ с. При $t = 54$ с спостерігається значне збільшення струму. Перерегулювання $\sigma_{\max} = 7$ %.

Синтез регуляторів з нелінійним інтегральним каналом для систем

Як базову для подальшого розгляду приймемо систему [4, 7], структурна схема якої наведена на рис. 4.29.

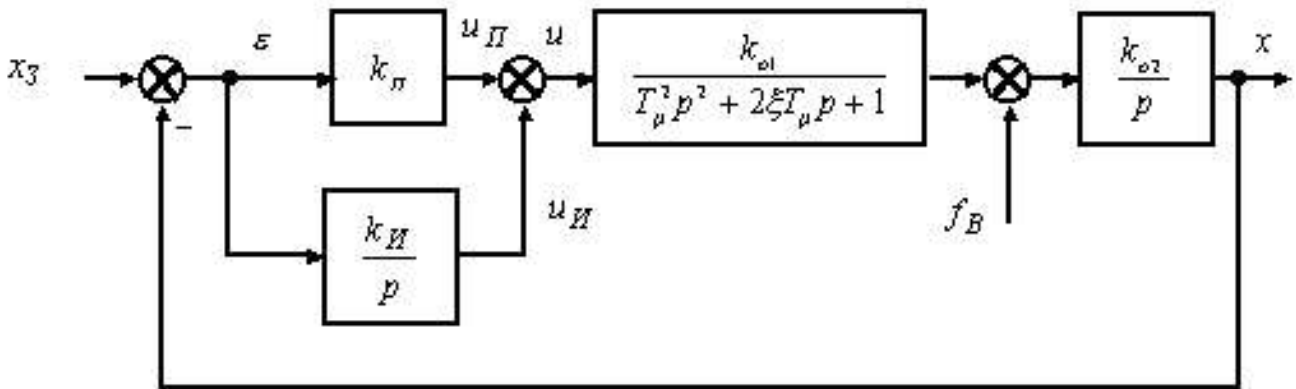


Рис. 4.29. Структурна схема системи управління з пропорційно-інтегральним регулятором

Дана система включає об'єкт регулювання, що складається з послідовно сполучених коливальної й інтегруючої ланок, а також ПІ-регулятор з коефіцієнтами передачі k_{Π} і $k_{\text{И}}$ відповідно. На рис. 4.29 використовуються наступні позначення: x, x_3, e – вихідна координата, її завдання і помилка регулювання, $f_{\text{В}}$ – обурююча дія.

Алгоритм управління даної системи має вигляд

$$u = u_{\Pi} + u_{\text{И}} = \varepsilon \cdot \left(\frac{k_{\text{И}}}{p} + k_{\Pi} \right). \quad (4.42)$$

Характерний вид перехідного процесу в такій системі при

$$x_3(t) = a \cdot I(t), f_B = 0 \quad (4.43)$$

наведений на рис. 4.30, де введені наступні позначення: t_C , t_0 , t_K – відповідно моменти часу першого узгодження, початок і закінчення перехідного процесу; S_1 , S_2 – площі, охоплені графіком розузгодження відповідно для проміжків часу $[t_0, t_C]$ і $[t_C, t_K]$.

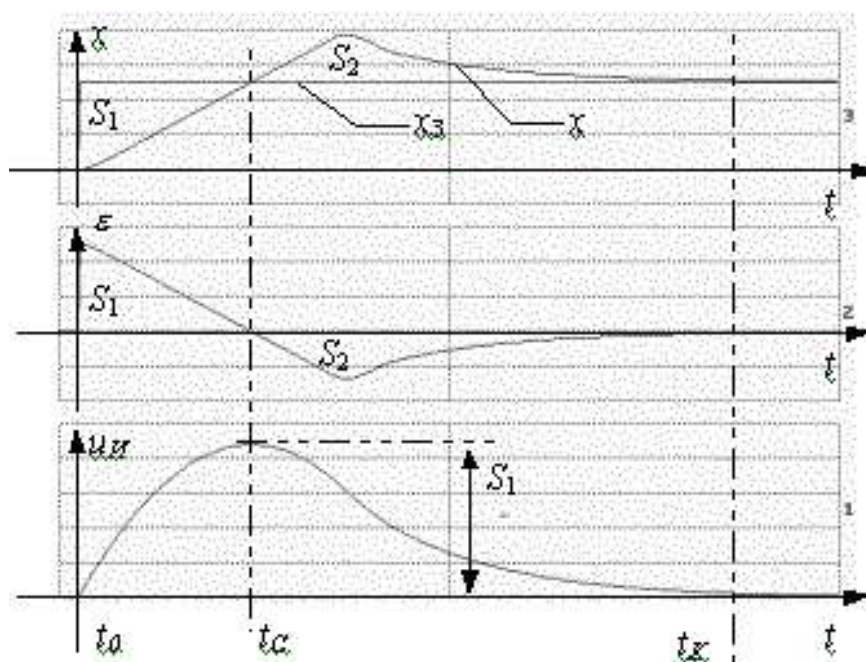


Рис. 4.30. Перехідний процес при стрибкоподібній зміні сигналу завдання

Прийmemo початкові умови нульовими. У момент часу t_0 стрибкоподібний додаток задаючого сигналу x_3 викликає миттєва зміна значення сигналу на вході інтегратора (сигнал помилки e) від значення $e = 0$ до $e = x_3$. У результаті цього на виході інтегрального каналу відбувається зростання інтегральної складової u_1 управляючої функції, і

$$u_H(t) = k_H \int_0^t e dt, \quad (4.44)$$

величина якої до моменту першого узгодження t_C досягає значення

$$u_H(t_C) = k_H \int_{t_0}^{t_C} e dt = k_H S_1 \neq 0. \quad (4.45)$$

Цей сигнал виявляється в даному випадку зайвим: хоча помилка і ліквідована, він не дозволяє системі перейти в сталий режим. Можна показати, що для закінчення даного перехідного процесу необхідно, щоб сигнал u_H став нульовим. Використовуючи передавальну функцію замкнутої системи по помилці

$$W_{\varepsilon}(p) = \frac{(T_{\mu}p^2 + 2\xi T_{\mu}p + 1)p^2}{T_{\mu}^2 p^4 + 2\xi T_{\mu} p^3 + p^2 k_{01} k_{02} k_{II} p + k_{01} k_{02} k_{II}} \quad (4.46)$$

і теорему операційного числення про кінцеве значення функції, знайдемо сталі значення помилки по задаючій дії

$$\varepsilon_{ycm} = \varepsilon(0) = \lim_{F \rightarrow 0} [pW_{\varepsilon}(p)x_3(p)] = \lim_{F \rightarrow 0} \left[p^3 \frac{T_{\eta}^2 p^2 + 2\xi T_{\mu} p + 1}{T_{\eta}^2 p^4 + 2\xi T_{\mu} p^3 + p^2 + k_{01} k_{02} k_{II} p + k_{01} k_{02} k_{II}} x_3(p) \right] \quad (4.47)$$

Враховуючи що

$$u_{II}(p) = \frac{k_{II}}{p} \varepsilon(p), x_3(p) = \frac{a}{p} \quad (4.48)$$

отримаємо

$$u_u^{ycm} = u_{II}(0) = \lim_{p \rightarrow 0} \left[p \frac{k_{II}(T_{\mu}^2 p^2 + 2\xi T_{\mu} p + 1)}{T_{\eta}^2 p^4 + 2\xi T_{\mu} p^3 + p^2 + k_{01} k_{02} k_{II} p + k_{01} k_{02} k_{II}} a \right]. \quad (4.49)$$

Звідси випливає, що сталі значення сигналу на виході інтегрального каналу регулювання

$$u_u^{ycm} = u_{II}(0) = 0 \quad (4.50)$$

Компенсація зайвого сигналу $u_u(t_C)$, накопиченого до моменту першого узгодження (2.45), можлива тільки за рахунок підтримки регулятором на деякому проміжку дотягування $[t_C, t_K]$ відхилення регульованої координати зворотного знаку

$$u_u^{ycm} = u_{II}(t_C) - k_{II} \int_{t_C}^{t_K} \varepsilon dt = 0 \quad (4.51)$$

З нього з урахуванням (4.49) слідує

$$k_{II} \left(\int_{t_0}^{t_C} \varepsilon dt - \int_{t_C}^{t_K} \varepsilon dt \right) = k_{II} (S_1 - S_2) = 0 \Rightarrow S_1 = S_2. \quad (4.52)$$

Таким чином, наявність у законі управління інтегральної складової є достатньою умовою перерегулювання в перехідному процесі при стрибкоподібному

додатку задаючої дії. Причому площі, охоплені графіком помилки на етапі до-тягування $[t_c, t_k]$ і етапі, що передує першому узгодженню $[t_0, t_c]$, виявляються рівними незалежно від вибраних коефіцієнтів ПІ-регулятора.

Звідси випливає, що з метою набуття високих динамічних і статичних властивостей замкнутої системи управління можливість корекції алгоритму управління необхідно шукати не стільки в зміні коефіцієнтів регулятора, скільки в можливості обмеження рівня інтегральною складовою закону управління так, щоб при цьому не змінилися астатичні властивості системи.

Щоб визначити здійсненність останнього, розглянемо перехідні процеси, викликані стрибкоподібною зміною обурюючої дії f_B і лінійною зміною задаючої дії (рис. 4.31), тобто при

$$x_3 = I(t) \cdot v_3 t, f_B = 0, \text{ або} \quad (4.53)$$

$$f_B(t) = I(t) \cdot b, x_3 = 0. \quad (4.54)$$

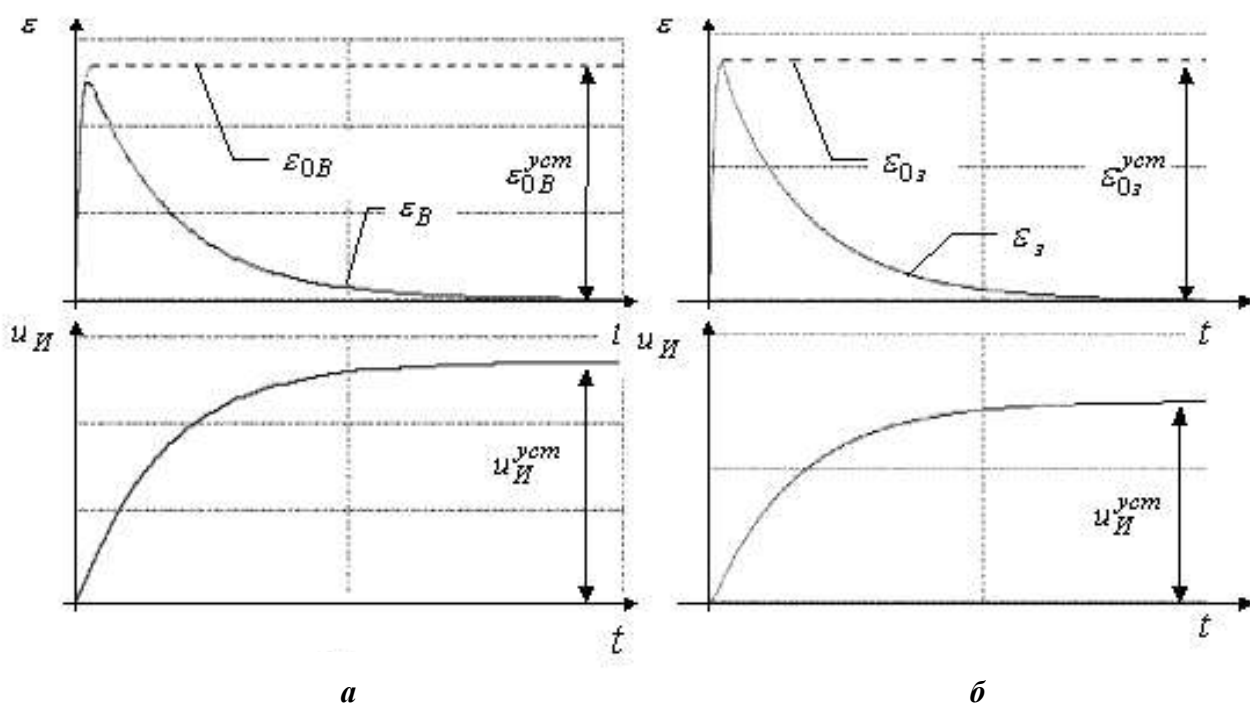


Рис. 4.31. Перехідні процеси в астатичній системі управління при стрибкоподібній зміні обурюючого (**а**) та лінійній зміні задаючого (**б**) впливу (u_3 – швидкість зміни сигналу завдання)

Даний підбір сигналів відповідає порядку астатизму даної системи за завданням і обуренням відповідно.

Як видно з рис. 4.31, додаток дій (4.53) або (4.54) призводить до виходу системи управління із стійкого стану і наростання відхилення $e(t)$, причому воно спрямовується до значення динамічної помилки e_0 , яку мала б та ж система, але без інтегратора. Відповідні траєкторії наведено на рис. 4.31 штриховими лініями. Знайдемо значення $e_{0уст}$ для даних процесів. Ураховуючи передавальні функції даної системи по помилці (4.46) і обуренню

$$W_B(p) = \frac{k_{02}(T_\mu p^2 + 2\xi T_\mu p + 1)p}{T_\mu^2 p^4 + 2\xi T_\mu p^3 + p^2 k_{01} k_{02} k_{II} p + k_{01} k_{02} k_{II}} \quad (4.55)$$

і задавши $k_{II} = 0$, можна записати (4.56), (4.57)

$$\begin{aligned} \varepsilon_{03}^{ycm} &= \varepsilon_{03}(0) = \lim_{p \rightarrow 0} \left[p x_3(p) W_\varepsilon(p) \Big|_{k_u=0} \right] = \\ &= \lim_{p \rightarrow 0} \left[p^2 \frac{(T_\eta p^2 + 2\xi T_\mu p + 1)}{T_\eta^2 p^3 + 2\xi T_\mu p^2 + p + k_{01} k_{02} k_{II}} x_3(p) \right]; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \varepsilon_{0B}^{ycm} &= \varepsilon_{0B}(0) = \lim_{p \rightarrow 0} \left[p f_B(p) W_B(p) \Big|_{k_u=0} \right] = \\ &= \lim_{p \rightarrow 0} \left[p \frac{k_{02}(T_\eta p^2 + 2\xi T_\eta p + 1)}{T_\mu^2 p^3 + 2\xi T_\mu p^2 + p + k_{01} k_{02} k_{II}} f_B(p) \right] \end{aligned}$$

Підставивши в дані вирази зображення по Лапласу задаючої (4.53) і обурюючої (4.54) дій

$$x_3(p) = \frac{v_3}{p^2}, f_B(p) = \frac{b}{p}, \quad (4.58)$$

отримаємо

$$\varepsilon_{03}^{ycm} = \varepsilon_{03}(0) = \frac{1}{k_{01} k_{02} k_{II}} v_3, \varepsilon_{0B}^{ycm} = \varepsilon_0(0) = \frac{1}{k_{01} k_{II}} b. \quad (4.59)$$

Інтегруючий канал регулятора реагує на появу помилки регулювання поступовим збільшенням сигналу на своєму виході (4.44). У свою чергу, зміна дії з боку системи управління на керований об'єкт уповільнює зростання помилки регулювання e , а потім обумовлює і поступове її зменшення. Перехідний процес завершується при усуненні помилки регулювання, тобто при $e = 0$.

Таким чином, компенсація розузгодження в даній астатичній системі відбувається завдяки появі до кінця перехідного процесу додаткового управляючого сигналу, на виході інтегрального каналу регулювання, який можна подати у вигляді

$$u_{II}^{ycm} = k_{II} \int_0^{tk} \varepsilon dt. \quad (4.60)$$

Знайдемо значення для перехідних процесів, що розглядаються на рис. 4.31. Використовуючи передавальні функції замкнутої системи по помилці (4.46) і обуренню (4.55), можна записати

$$\begin{aligned}
 u_{I3}^{ycm} &= \lim_{p \rightarrow 0} \left[\frac{k_{II}}{p} W_{\varepsilon}(p) x_3(p) p \right] = \\
 &= \lim_{p \rightarrow 0} \left[\frac{k_{II} (T_{\eta}^2 p^2 + 2\xi T_{\mu} p + 1) p^2}{T_{\mu}^2 p^4 + 2\xi T_{\mu} p^3 + p^2 + k_{01} k_{02} k_{II} p + k_{01} k_{02} k_{II}} x_3(p) \right], \\
 u_{IB}^{ycm} &= \lim_{p \rightarrow 0} \left[\frac{k_{II}}{p} W_B(p) f_B(p) p \right] = \\
 &= \lim_{p \rightarrow 0} \left[p \frac{k_{II} k_{02} (T_{\eta}^2 p^2 + 2\xi T_{\mu} p + 1)}{T_{\mu}^2 p^4 + 2\xi T_{\mu} p^3 + p^2 + k_{01} k_{02} k_{II} p + k_{01} k_{02} k_{II}} f_B(p) \right],
 \end{aligned}$$

Підставивши в дані вирази зображення задаючої і обурюючої дій (4.58), отримаємо

$$u_{I3}^{ycm} = \frac{1}{k_{01} k_{02}} v_3, u_{IB}^{ycm} = \frac{1}{k_{01}} b. \quad (4.63)$$

Зазначимо, що приведення сигналів (4.59) до виходу регулятора

$$\varepsilon_{03}^{ycm} k_{II} = \frac{1}{k_{01} k_{02}} v_3, \varepsilon_{0B}^{ycm} k_{II} = \frac{1}{k_{01}} b \quad (4.64)$$

дає результат ідентичний (4.63).

Таким чином, функція інтегральної частини регулятора полягає в тому, щоб створити в сталому режимі на своєму виході сигнал, рівний приведеній до виходу регулятора сталій помилці в аналогічній системі без інтегратора, тобто

$$u_I^{ycm} = \varepsilon_0^{ycm} k_{II} \quad (4.65)$$

У будь-якій реальній системі управління максимальні значення амплітуди обурюючої дії $f_{B \max} = b_{\max}$ і швидкості зміни задаючого сигналу $(dx_3/dt)_{\max} = u_{3 \max}$ є обмеженими величинами. Тому використовуючи вирази (4.59) і (4.65), можна знайти також максимально необхідне значення сигналу на вході і виході інтегрального каналу регулятора

$$\varepsilon_0^{\max} = \left| \frac{1}{k_{01} k_{II}} b_{\max} \right| + \left| \frac{1}{k_{01} k_{02} k_{II}} v_{3 \max} \right| u_u^{\max} = \left| \frac{1}{k_{01}} b_{\max} \right| + \left| \frac{1}{k_{01} k_{02}} v_{3 \max} \right|. \quad (4.66)$$

Таким чином, не змінюючи властивостей системи управління в сталому режимі, можна відповідно до (4.66) обмежити вхідний і вихідний сигнали інтегрального

каналу регулятора (рис. 2.31) і тим самим понизити перерегулювання в перехідному процесі при стрибкоподібній зміні сигналу завдання.

Скорегований таким чином алгоритм управління (4.42) запишеться у вигляді

$$u = k_{II}\varepsilon(t) + u_{II}, \quad (4.67)$$

$$\begin{aligned} u_{II} &= k_{II} \int \varepsilon(t) dt \text{ при } \varepsilon(t) < \varepsilon_0^{\max}, \quad \varepsilon(t) < \varepsilon_0^{\max}, \quad k_{II} \int \varepsilon(t) dt < u_{II}^{\max}, \\ u_{II} &= k_{II} \int \varepsilon_0^{\max} dt \text{ при } \varepsilon(t) \geq \varepsilon_0^{\max}, \quad k_{II} \int \varepsilon_0^{\max} dt < u_{II}^{\max}, \\ u_{II} &= u_{II}^{\max} \text{ при } k_{II} \int \varepsilon(t) dt \geq u_{II}^{\max}, \text{ або } k_{II} \int \varepsilon_0^{\max} dt \geq u_{II}^{\max}. \end{aligned} \quad (4.68)$$

Дослідження систем електроприводу показали, що застосування нелінійного алгоритму управління вигляду (4.67), (4.68) дозволяє забезпечити в астатичних системах управління з високими коефіцієнтами добротності перехідні процеси по управлінню з невеликими перерегулюваннями, порівнянними по величині зі значеннями сталої помилки аналогічних систем без інтегрального зв'язку (рис. 4.32).

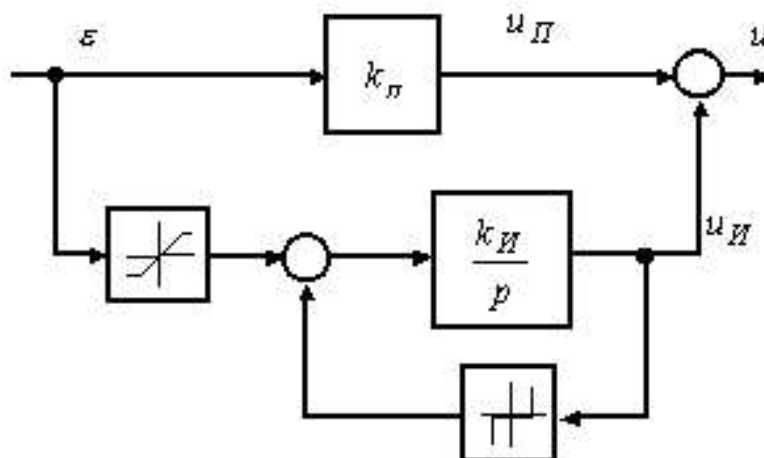


Рис. 4.32. Структурна схема нелінійного пропорційно-інтегрального регулятора

4.3. Чисельний експеримент із тестування комплектного електропривода постійного струму типу ЕПУ1М-2-4027ДУХЛ4

Даний синтез проводиться стосовно можливості застосування електропривода постійного струму типу ЕПУ1-1-3727Д як електропривід головного руху токарно-гвинторізного верстата 16К20. Електропривід здійснює управління двигуном постійного струму з незалежним збудженням типу ДПМ-25. Дані верстата наведені нижче. Параметри електроприводів подано у табл. 4.1–4.3.

Технічна характеристика верстата токарно-гвинторізного 16К20

Параметри	Значення
Найбільша довжина оброблюваного виробу, мм.....	1000
Висота осі центрів над плоскими направляючими станини, мм.....	215

КОМПЛЕКТНІ ЕЛЕКТРОПРИВОДИ

Межі обертів, об/хв.....	12,5–1600
Межі подач, мм/об:	
поздовжніх.....	0,05–2,8
поперечних.....	0,002–0,11
Потужність електродвигуна головного привода, кВт.....	11
Найбільший діаметр виробу, встановлюваного над станиною, мм.....	400
Найбільший діаметр обробки над поперечними салазками супорта, мм.....	220
Найбільший діаметр прутка, що проходить через отвір у шпинделі, мм.....	50
Габаритні розміри верстата, мм:	
довжина.....	2995
ширина.....	1190
висота.....	1500
Маса верстата, кг.....	3005

Таблиця 4.1. Характеристики електроприводів серії ЕПУ1

Тип	Призначення	Зворотній зв'язок	Перегрузка	Напруга мережі, В	Діапазон регулювання
ЕПУ1-1-3727Д	Для реверсивних приводов, двозонний, з реверсом по полю	По частоті обертання	По струму 2-4	380	до 1000 в т.ч. по полю до 5
ЕПУ1-1-3747Д				440	

Таблиця 4.2. Характеристики двигуна ЕПУ1

Тип	Комплектність						
	Блок управління			Електродвигун			
	Струм, А	Габаритні розміри, мм	Маса, кг	Тип	Потужність, кВт	Тривалий момент, Н · м	Напруга, В
ЕПУ1-1-3727Д	50	268×242×280	12,5	4ПБМ	1,12–13,2	–	220
ЕПУ1-1-3747Д				4ПФ			440

Таблиця 4.3. Характеристика апаратури електроприводів ЕПУ1

Тип	Комплектність				
	Трансформатор	Реактор сглаживающий	Реактор коммутацийный	Апаратура захисту	Задатчик частоти обертання
ЕПУ1-1-3727Д	–	РТП (при необхідності)	РК	Автоматичний вимикач АЕ2053М. Запобіжник (3 шт)	ППБ-15Г 1 кОм ± 5 %
ЕПУ1-1-3747Д					

Технічні характеристики двигуна постійного струму:

$$J = 6,2 \cdot 10^{-6} \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}^2; \quad km = 0,023 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{а}^{-1}; \quad R = 3,8 \text{ Ом}; \quad L = 0,0057 \text{ Гн}; \\ kw = 0,098 \text{ в} \cdot \text{с} \cdot \text{рад}^{-1}.$$

Математичне моделювання приводу постійного струму

Фізичний опис приводу постійного струму описано в роботі [8].

Побудова рівняння. Синтезуємо алгоритм управління за лінійною моделлю (рис. 4.3).

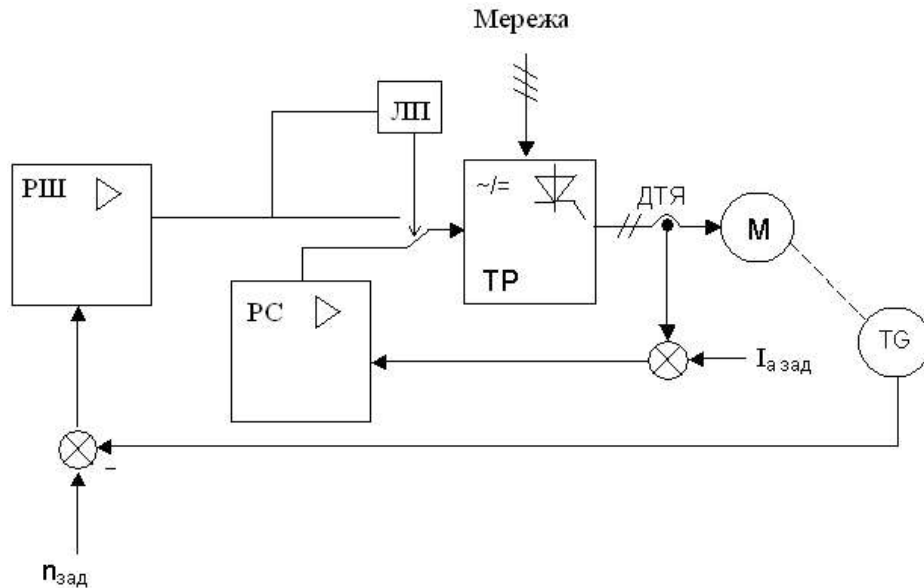


Рис. 4.33. Структурна схема електропривода

Загальноприйняті рівняння виконавчого двигуна мають вигляд

$$J \frac{d\omega}{dt} = k_m I + M_c, \frac{d\alpha}{dt} = \omega, L \frac{dI}{dt} + RI = u - k_\omega \omega, \quad (4.69)$$

де I – струм; L – індуктивність якірного кола.

Процеси в електричних ланцюгах двигуна відбуваються значно швидше, ніж у механічних. Тому зазвичай нехтують впливом ланцюга з передавальною функцією $W_\Sigma(p) = \frac{1}{Lp + R}$ і розглядають наступні рівняння динаміки:

$$J \frac{d\omega}{dt} = k_m I + M_c, \frac{d\alpha}{dt} = \omega, RI = u - k_\omega \omega. \quad (4.70)$$

Ця модель використовуватиметься для побудови алгоритмів управління кутовою швидкістю обертання і кутом повороту вала двигуна.

Виключимо з (4.70) змінну I . Маємо

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{k_m}{JR} u - \frac{k_m k_\omega}{JR} \omega + \frac{1}{J} M_c, \frac{d\alpha}{dt} = \omega \quad (4.71)$$

Отже, прискорення по управлінню, матиме вигляд

$$\varepsilon(u, \omega, M_c) = \frac{k_m}{JR} u - \frac{k_m k_\omega}{JR} \omega + \frac{1}{J} M_c \quad (4.72)$$

Задаючою дією для контура кутової швидкості є величина ω^0 . У сталому режимі забезпечується $\omega(\infty) = \omega^0$, якщо $\lambda > 0$ і коефіцієнт посилення $\rho > 0$. Ці параметри повинні бути розраховані з урахуванням електромеханічних характеристик двигуна. Параметр λ характеризує швидкість зменшення помилки $\delta_\omega = \omega^0 - \omega(t)$ відповідно до експоненціального закону $\omega^0 - \omega(t) = c_\omega e^{-\lambda t}$, $\lambda > 0$, де $c_\omega = \omega^0 - \omega(0)$. Величина $1/\lambda = \tau_\omega$ є постійною часу контуру кутової швидкості. Вона повинна бути не менше механічної постійної τ_ω двигуна. Отже,

$$\lambda \leq \frac{k_m k_\omega}{JR} = \tau_\omega \quad (4.73)$$

Звідси видно, що швидкодія контуру кутової швидкості зменшується із зменшенням величини λ . При $\lambda = \tau_m^{-1}$ швидкодія контуру гранична.

Після визначення параметра λ слід розрахувати значення коефіцієнта посилення ρ контуру прискорення. Виходимо з рівняння керованого процесу по кутовій швидкості при $M_c = 0$

$$\dot{\omega} = \frac{k_m}{JR} u - \frac{k_m k_\omega}{JR} \omega, \dot{u} = p \left(\varepsilon^* - \dot{\omega} \right) \quad (4.74)$$

Отже, $M(u, \omega, M_c) = \frac{k_m}{R} u - \frac{k_m k_\omega}{R} \omega + M_c$, тому частинні похідні

$$m^\omega = J^{-1} \frac{\partial M}{\partial \omega} = -\frac{k_m k_\omega}{JR}, m^u = J^{-1} \frac{\partial M}{\partial u} = \frac{k_m}{JR}. \quad (4.75)$$

Розрахункове співвідношення для ρ можна вивести аналізуючи динаміку контуру прискорення. Диференціюючи перше рівняння (4.74) за часом і підставляючи потім у нього вираз для u з другого рівняння, матимемо

$$\dot{\varepsilon} + \frac{k_m}{JR} (p + k_\omega) \varepsilon = \frac{k_m}{JR} p \varepsilon^*, \quad (4.76)$$

де $\varepsilon = \dot{\omega}$. Це рівняння описує процеси в контурі прискорення. Постійна часу цього контуру τ_ε , підставляючи вирази для частинних похідних з (4.75), рівна

$$\tau_\varepsilon = \frac{1}{p m^u - m^\omega} = \frac{JR}{k_m (p + k_\omega)} = \frac{\tau_m}{1 + \tau_m \frac{k_m}{JR} p}. \quad (4.77)$$

Процес управління кутовою швидкістю відповідатиме призначеному закону, якщо швидкодія контуру прискорення істотно вище контуру ω , тобто $\tau_\varepsilon \ll \tau_\omega$.

У свою чергу, величина τ_ε не може бути призначена довільно, оскільки керований двигун володіє інерційністю. Нижня межа постійної часу τ_ε визначається електричними властивостями якірного ланцюга. Дійсно, з рівняння (4.69) можна знайти

$$L \frac{\partial \varepsilon}{\partial y} + R \varepsilon = \frac{k_m}{J} (u - k_\omega \omega), \varepsilon = \dot{\omega}.$$

Як видно, швидкість зміни прискорення визначається електричною постійною часу $\tau_{y'} = L/R$. Звідси, щоб вимоги, що висуваються до швидкодії контуру прискорення були такими, що фізично реалізуються, величина τ_ε не може бути менше $\tau_{y'}$. З (4.77) маємо

$$p = \frac{JR}{k_m} \frac{\tau_m - \tau_\varepsilon}{\tau_\varepsilon \tau_m}, \tau_\varepsilon \geq \tau_{y'}. \quad (4.78)$$

Оскільки $\tau_\varepsilon < \tau_m$, то формула (4.77) завжди дає $p > 0$. У випадку $\tau_\varepsilon = \tau_{y'}$ реалізується найбільша швидкодія контуру прискорення. Якщо разом із цим згідно з (4.78) приймається $\tau_\omega = \tau_m$, то знайдені параметри λ , ρ забезпечують граничну (по фізичних можливостях) швидкодію контуру обробки кутової швидкості. У такому випадку за (4.73) і (4.78) маємо

$$p = \frac{JR}{k_m} \frac{\tau_m - \tau_{y'}}{\tau_{y'} \tau_m}, \lambda = \tau_m^{-1}. \quad (4.79)$$

Отже, параметри алгоритму управління кутовою швидкістю обертання вала двигуна розраховуються за формулами (4.78) і (4.79). У нашому випадку контур управління кутовою швидкістю може бути побудований без вимірювання прискорення $\varepsilon = \dot{\omega}$. Функцію $u(t)$ необхідно формувати не за (4.79), а враховуючи що

$$\varepsilon^*(\omega) = \lambda(\omega^0 - \omega) \quad (4.80)$$

і інтегруючи обидві частини рівності за часом. У цьому випадку рівняння замкнутого контуру будуть

$$\dot{\omega} = \frac{k_m}{JR} u - \frac{k_m k_\omega}{JR} \omega, u = p \lambda \int (\omega^0 - \omega) dt - p \omega. \quad (4.81)$$

Побудуємо тепер алгоритм управління кутом повороту вала двигуна (кутовим положенням). Прийmemo, що контур управління кутовою швидкістю синтезований і його параметри p, λ розраховуються з умови, щоб процес зміни $\omega(t)$ підкорявся (4.80). Початковими рівняннями керованого процесу будуть

$$\dot{\omega} + \lambda \omega = \lambda \omega^0, \dot{\varphi} = \frac{1}{i} \omega, \quad (4.82)$$

де φ – кут повороту вала системи, пов'язаного з валом двигуна через редуктор з передавальним відношенням i . Потрібно синтезувати алгоритм управління, який забезпечує поворот вала двигуна на кут $\varphi^0 = \text{const}$ так, щоб помилка розузгодження $\delta_\varphi = \varphi^0 - \varphi(t)$ підкорялася кінематичному закону

$$\varphi(t) = \varphi^*(t), \varphi^0 - \varphi^*(t) = c_1 e^{-r_1 t} + c_2 e^{-r_2 t},$$

Управляючою функцією в даному випадку виступає величина ω^0 , яка є задаючою дією для контуру кутової швидкості. Запишемо рівняння (4.82) у вигляді

$$\ddot{\varphi} + \lambda \dot{\varphi} = \frac{1}{i} \lambda \omega^0 \quad (4.83)$$

Підставимо замість $\varphi(t)$ вираз для $\varphi^*(t)$. Отримаємо програмну функцію управління $\omega^0(t) = \frac{1}{i^{-1}\lambda} [r_1(\lambda - r_1)c_1 e^{-r_1 t} + r_2(\lambda - r_2)c_2 e^{-r_2 t}]$ і закон управління із зворотним зв'язком

$$\omega^0(\varphi, \dot{\varphi}) = \frac{i}{\lambda} \left[r_1 r_2 (\varphi^0 - \varphi) - (r_1 + r_2 - \lambda) \dot{\varphi} \right]. \quad (4.84)$$

Підставляючи (4.80) у (4.82), отримаємо

$$\ddot{\varphi} + (r_1 + r_2) \dot{\varphi} + r_1 r_2 \varphi = r_1 r_2 \varphi^0. \quad (4.85)$$

Рішення цього рівняння має відповідати процесу в еталонній системі

$$\tau_\varphi^2 \ddot{\varphi} + 2\xi \tau_\varphi \dot{\varphi} + \varphi = \varphi^0 \quad (4.86)$$

де τ_φ – постійна часу по регульованій змінній. Ця величина при проектуванні задається. Для якнайкращого перехідного процесу ($\xi = \sqrt{2}/2$) постійна часу τ_φ приблизно у три рази перевищує величину τ_ω . Тому для розрахунку параметрів r_1, r_2 , враховуючи (4.85) і (4.86), будуть справедливі співвідношення

$$r_1 + r_2 = \frac{\sqrt{2}}{\tau_\varphi}, r_1 r_2 = \frac{1}{\tau_\varphi^2}, \tau_\varphi = 3\tau_\omega, \quad (4.87)$$

які є рівняннями відносно r_1, r_2 . Отже, на підставі (4.84) можна записати

$$\omega^0(\varphi, \varphi) = \frac{i}{\lambda} \left[\frac{1}{\tau_\varphi^2} (\varphi^0 - \varphi) - \left(\frac{\sqrt{2}}{\tau_\varphi} - \lambda \right) \dot{\varphi} \right]. \quad (4.88)$$

Проведений розгляд вичерпує завдання побудови алгоритмів управління кутовою швидкістю і кутом повороту вала двигуна. Всі необхідні рівняння для подальшої роботи були побудовані.

Визначення властивостей системи

Знайдемо положення рівноваги $\omega^0(\varphi, \varphi) = \frac{i}{\lambda} \left[\frac{1}{\tau_\varphi^2} (\varphi^0 - \varphi) - \left(\frac{\sqrt{2}}{\tau_\varphi} - \lambda \right) \dot{\varphi} \right]$

Прирівняємо нулю $\frac{d\varphi}{dt} = 0$ і підставимо в наше рівняння, отримаємо

$$\omega^0(\varphi, \varphi) = \frac{i}{\lambda} \left[\frac{1}{\tau_\varphi^2} (\varphi^0 - \varphi) \right].$$

Це рівняння підставимо у формулу $u = p\lambda \int (\varphi^0 - \varphi) dt - p\omega$. Результат підставимо в $\dot{\omega} = \frac{k_m}{JR} u - \frac{k_m k_\omega}{JR} \omega$. Таким чином, маємо

$$0 = \frac{k_m}{JR} p\lambda \int \frac{i}{\lambda} \frac{1}{\tau_\varphi^2} (\varphi^0 - \varphi) dt.$$

Звідси отримуємо $\varphi^0 = \varphi$.

Цю рівність визначає кут повороту вала двигуна, на якому зупиняється система. Для нашого завдання очевидно, що вал двигуна обернеться на кут, що задається нами, що підтверджується викладеним вище. Оскільки $\varphi^* \geq 0$ для будь-яких значень параметрів системи, положення рівноваги не є стійким.

Побудова імітаційної моделі

Побудова імітаційної моделі з використанням бібліотеки Simulink модулюючого пакету Mat Lab. Реалізуємо імітацію нашої математичної моделі. Для цього використовуємо параметри моделі як у двигуна постійного струму з незалежним збудженням типу ДПМ-25.

Механічна постійна часу даного об'єкта управління $\tau_m = \frac{JR}{k_m k_\omega} = 0.0105$ с.

Постійна часу електричного кола $\tau_{y'} = L/R = 1.5 \cdot 10^{-3}$ с. Тут відношення $\tau_m / \tau_\omega \approx 15$, що дозволяє не враховувати електричні процеси при синтезі алгоритмів, оскільки вони відбуваються значно швидше механічних.

Рівняння досліджуваної системи:

$$J \frac{d\omega}{dt} = k_m I + M_c, \frac{d\alpha}{dt} = \omega,$$

$$L \frac{dI}{dt} + RI = u - k_\omega \omega,$$

$$u = p\lambda \int (\omega^0 - \omega) dt - p\omega,$$

$$\omega^0(\varphi, \dot{\omega}) = \frac{i}{\lambda} \left[\frac{1}{\tau_\varphi^2} (\omega^0 - \omega) - \left(\frac{\sqrt{2}}{\tau_\varphi} - \lambda \right) \dot{\varphi} \right].$$

Законами управління по кутовій швидкості і кутовому положенню є останні два співвідношення. Розрахуємо інші параметри λ , ρ і τ_φ . Прийmemo постійну часу по кутовій швидкості $\tau_\omega \approx 6.6\tau_m = 0.07$ с. Таким чином, ми реалізуємо не найбільш швидкі перехідні процеси. В цьому випадку $\lambda = \tau_\omega^{-1} \approx 14.3$.

Знайдемо постійну часу $\tau_\varepsilon = \tau_{y'} = 1.5 \cdot 10^{-3}$ с. Тепер можемо знайти

$$p = \frac{JR}{k_m} \frac{\tau_m - \tau_\varepsilon}{\tau_\varepsilon \tau_m} = 0.566. \text{ Прийmemo постійну часу } \tau_\varphi = 3\tau_\omega = 0.21 \text{ с. Коефіцієнт пе-}$$

редачі редуктора прийнятий рівним $i = 10^3$.

На рис. 4.34 зображена модель електропривода, реалізована в MATLAB за допомогою програми Simulink.

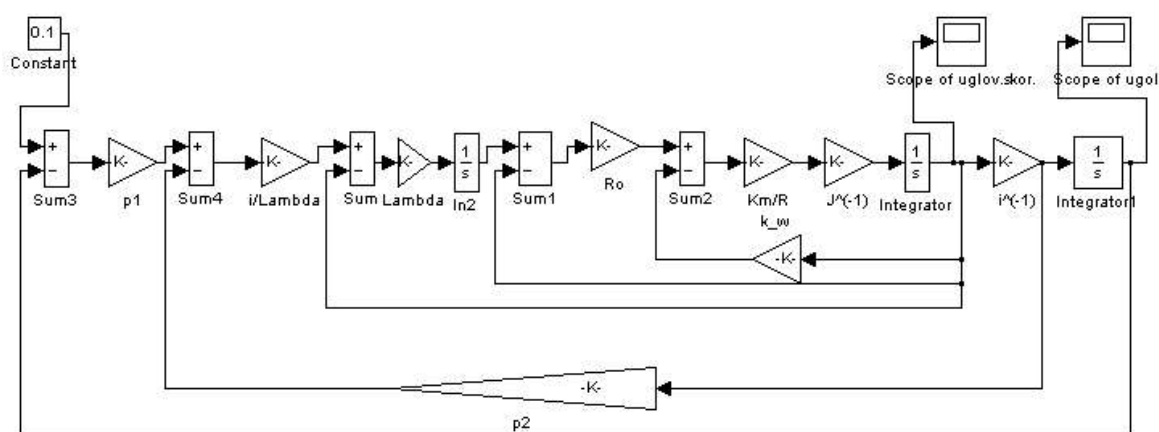


Рис. 4.34. Імітаційна модель у Simulink

На рис. 4.35, 4.36 наведені результати моделювання, здійсненого за допомогою системи на рис. 4.34.

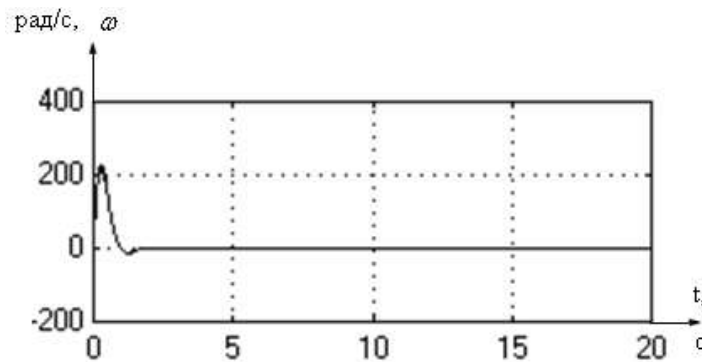


Рис. 4.35. Залежність кутової швидкості від часу

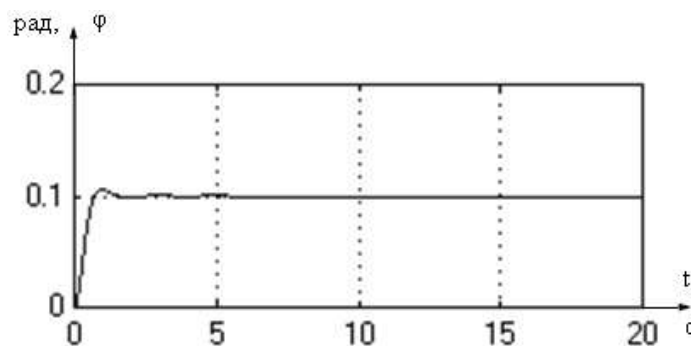


Рис. 4.36. Залежність кута повороту від часу

Математична модель електропривода складалася за загальною методикою з урахуванням формули

$$u(t) = \frac{p_\varphi}{\tau_\varphi} \int (\varphi^0 - \varphi) dt - 2p_\varphi \frac{\xi}{\tau_\varphi} \varphi - p_\varphi \ddot{\varphi}, \quad \ddot{\varphi} = \frac{k_m}{LR} (i^{-1}u - k_\omega \dot{\varphi}).$$

На рис. 4.37 наведена описана модель

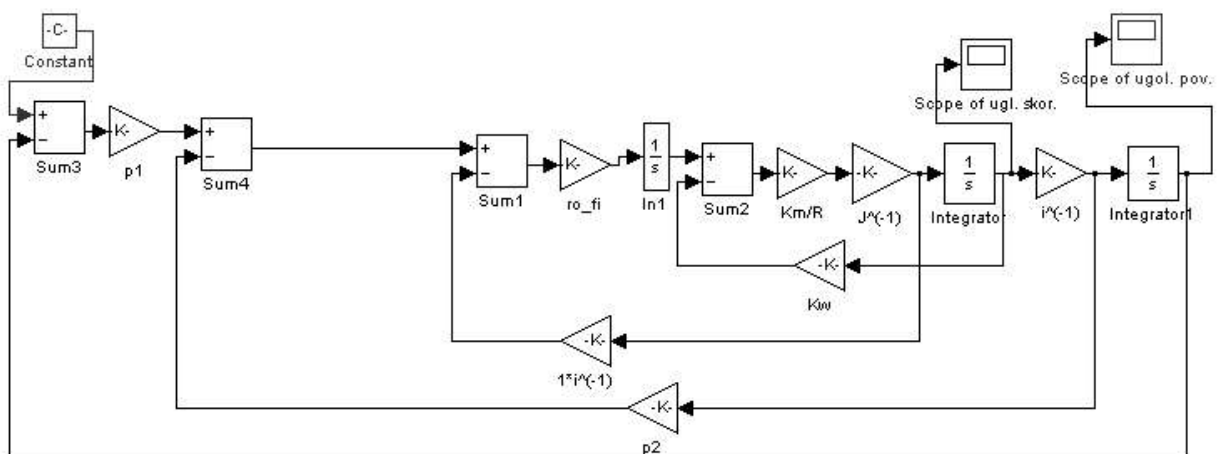


Рис. 4.37. Імітаційна модель у Simulink, побудована за загальною методикою

Результати роботи даної моделі подано на рис. 4.38, 4.39.

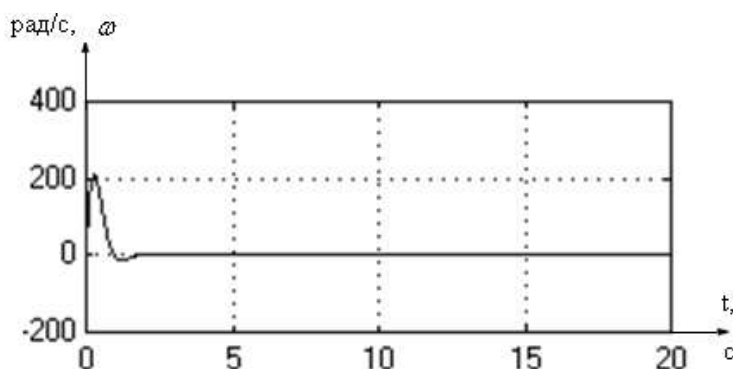


Рис. 4.38. Залежність кутової швидкості від часу

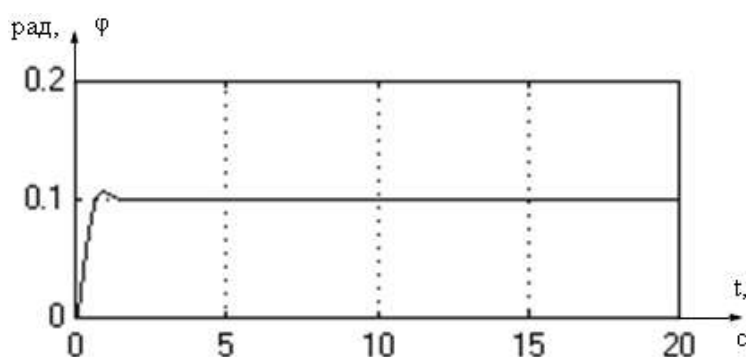


Рис. 4.39. Залежність кута повороту від часу

Моделювання реактивного моменту опору електропривода з використанням бібліотеки Simulink моделюючого пакету Mat Lab

Моделювання проводиться стосовно можливості застосування електропривода постійного струму як приводу головного руху координатно-розточувального верстата 2E450AMФ4.

За базовий візьмемо електропривід ЕП1-2-3727Д. Цей привід здійснює управління двигуном постійного струму 4ПО112М2. Технічна характеристика верстата, електропривода та електродвигуна наведені нижче.

Технічна характеристика координатно-розточувального верстата

Клас точності верстата по ГОСТ.....	8–82 А
Розміри робочої поверхні стола (довжина x ширина), мм.....	1120×630
Вантажопідйомність стола, кг.....	600
Найбільші переміщення стола (поздовжні/поперечні), мм.....	1000/630
Найбільший хід гільзи шпинделя, мм.....	260
Виліт шпинделя, мм.....	710
Відстань від торця шпинделя до робочої поверхні стола, мм.....	200–750
Конус шпинделя за ГОСТ 15945-70.....	45
Частота обертання шпинделя, об/хв.....	10–2500 (по зак. 3150)
Найбільший крутний момент на шпинделі, Нм.....	200
Робочі подачі по осях X, Y, Z, мм/хв.....	1–1000

Найбільше зусилля подачі по осях X, Y, Z, Н.....	10000
Прискорений хід, мм/хв:	
стола та салазок.....	8000
шпинделя.....	6000
Найбільший діаметр при розточуванні, мм.....	250
Найбільший діаметр при свердлінні, мм.....	30
Потужність головного приводу, кВт.....	7,2
Габарити верстата, мм.....	2800×3280×3200
Маса верстата, кг.....	8000

Основні параметри електропривода серії ЕПУ1 наведені в частині другої навчального посібника та таблиці 4.4.

Таблиця 4.4. Технічні характеристики двигуна постійного струму

Тип двигуна	Потужність, кВт	Частота обертання, об/хв	Номінальна напруга	Струм якоря, А	Маса, кг
4ПО112М2	5,0	3000	220	26,1	56

Електропривод (рис. 4.40) є електромеханічним комплексом.

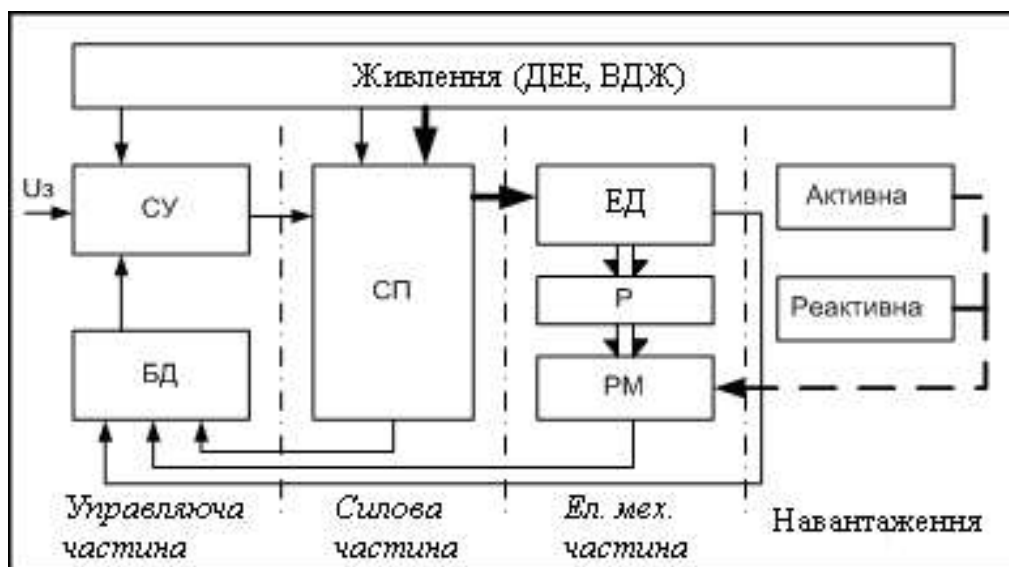


Рис. 4.40. Блок-схема електропривода

Особливість вирішення рівняння руху електропривода при роботі з реактивним моментом опору описана в роботі [35]. Працездатність модернізованої моделі двигуна перевірена у складі автоматизованого електропривода з широтно-імпульсним перетворювачем, модель якого наведена на рис. 4.41.

На рис. 4.42 показані результати моделювання процесу пуску і реверсу двигуна постійного струму з активним моментом опору $T_a = 50$ Нм (див. рис. 4.42,а) і реактивним $T_L = 50$ Нм (див. рис. 4.42,б).

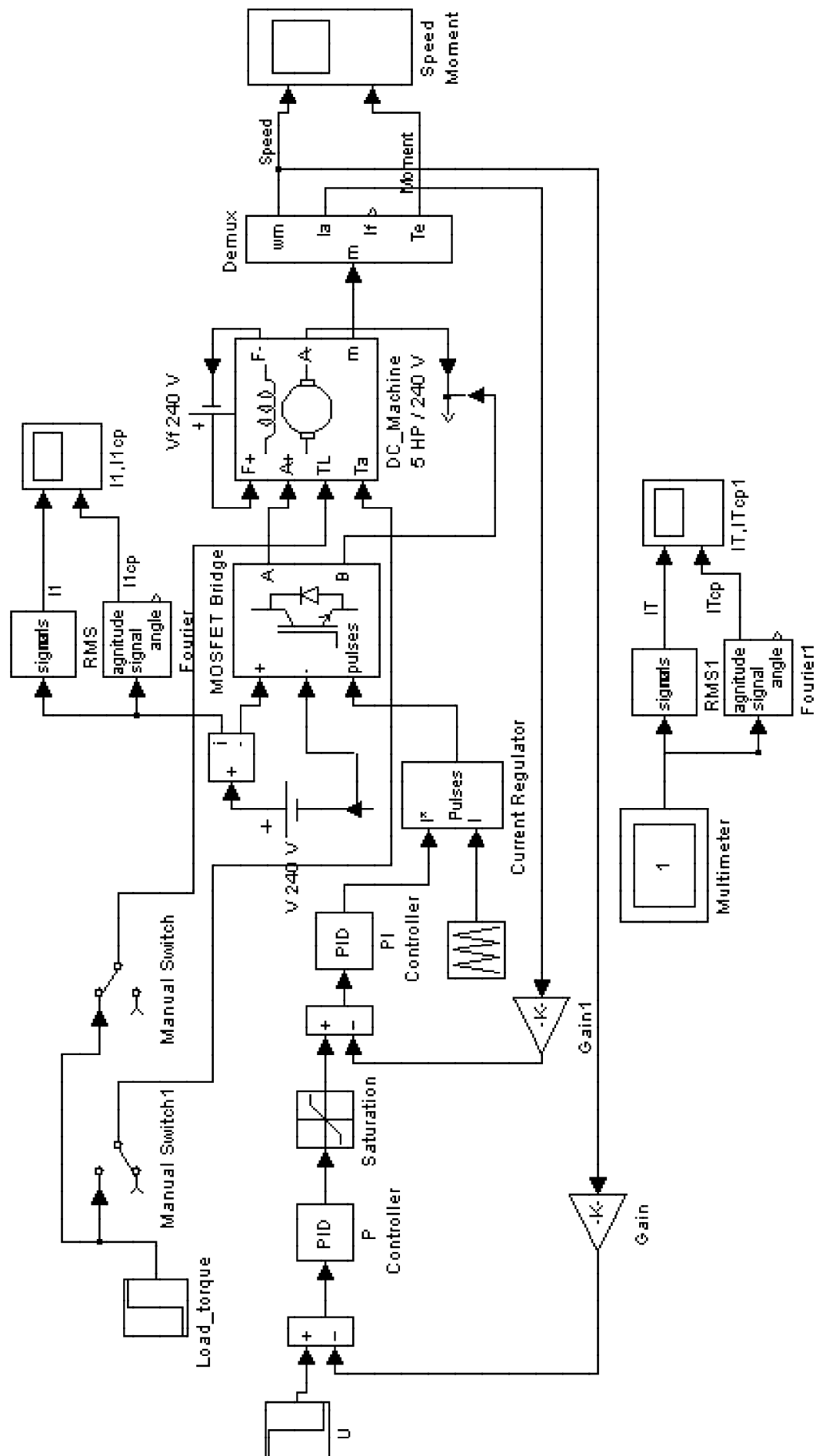


Рис. 4.41. Схема моделі автоматизованого електропривода постійного струму в Matlab (Simulink)

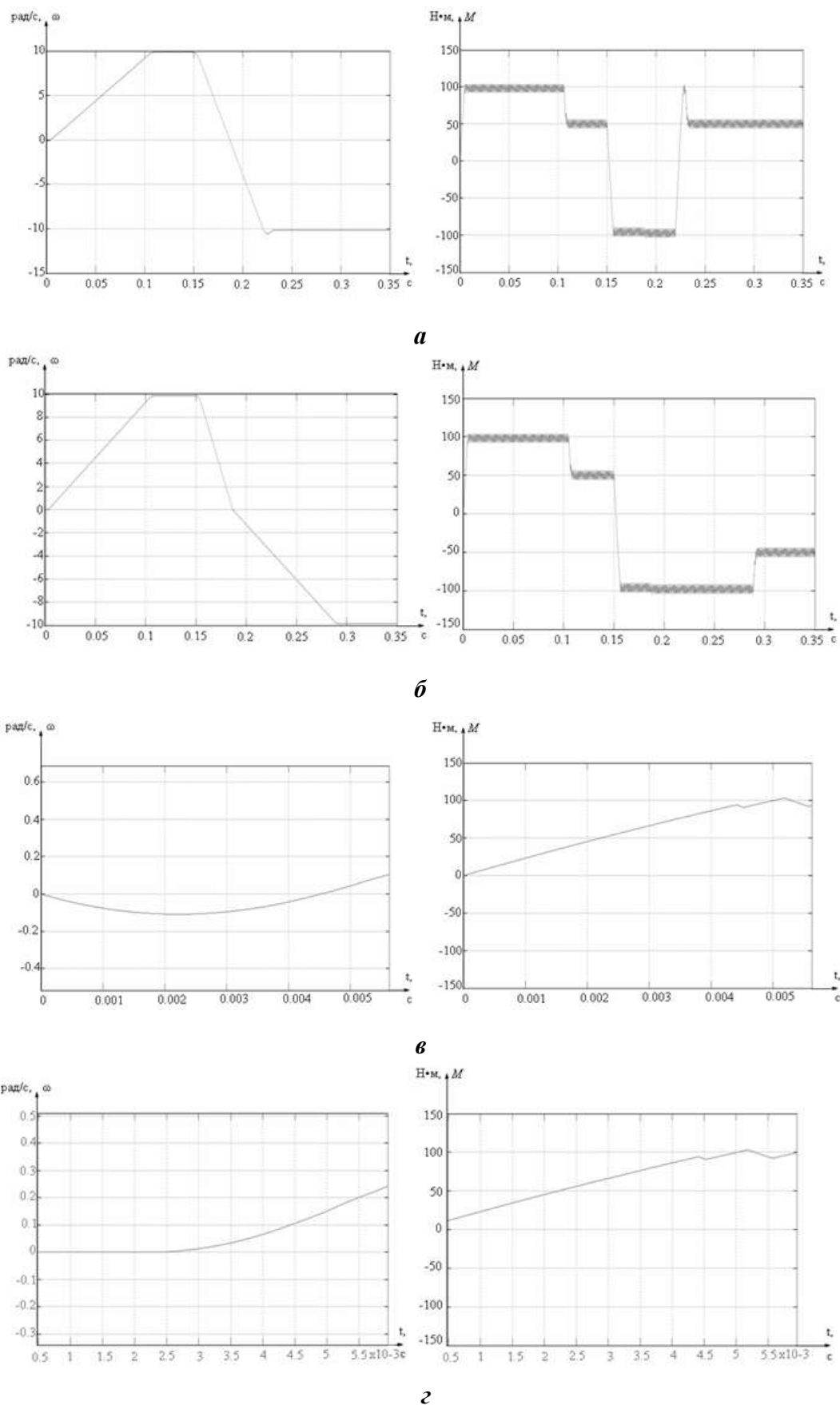


Рис. 4.42. Результати моделювання процесу пуску і реверсу двигуна постійного струму:

a – за активним моментом опору $T_a = 50$ Нм; **б** – з реактивним моментом опору. $T_L = 50$ Нм;
в – процес пуску і реверсу ДПС з M_p опору; **з** – процес пуску і реверсу ДПС з M_e опору $T_L = 50$ Нм

При роботі з позитивною швидкістю відмінностей у діаграмах і за частотою обертання, і за моментом немає. Істотні відмінності з'явилися при зміні знака частоти обертання. Знак активного моменту навантаження залишився незмінний колишнього значення, а знак реактивного моменту змінився на протилежний. Тому інтенсивність розгону на негативну частоту обертання при активному моменті навантаження залишилася незмінною. Інтенсивність гальмування в обох випадках однакова, проте в разі реактивного навантаження зі зміною знака частоти обертання автоматично змінився знак моменту опору, і пуск на негативну швидкість іде з тією ж інтенсивністю, що при пуску на позитивну швидкість.

Розглянемо ретельніше початок пуску. При активному моменті опору (див. рис. 4.42, в) до тих пір, поки момент двигуна не досягне значення, рівного моменту опору, активний момент розганяє електропривід у зворотному напрямі (на негативну частоту). При перевищенні моменту навантаження починається процес наростання швидкості в позитивному напрямі. При реактивному моменті навантаження частота обертання не змінюється і зберігає нульове значення, поки момент двигуна не перевищить момент навантаження (див. рис. 4.42, г).

Перевіримо працездатність модернізованої моделі асинхронного двигуна у складі автоматизованого електропривода з векторним частотно-струмовим управлінням. Модель автоматизованого електропривода змінного струму з векторним управлінням взята з роботи [35]. Результати моделювання роботи електропривода з реактивним навантаженням подані на рис. 4.43.

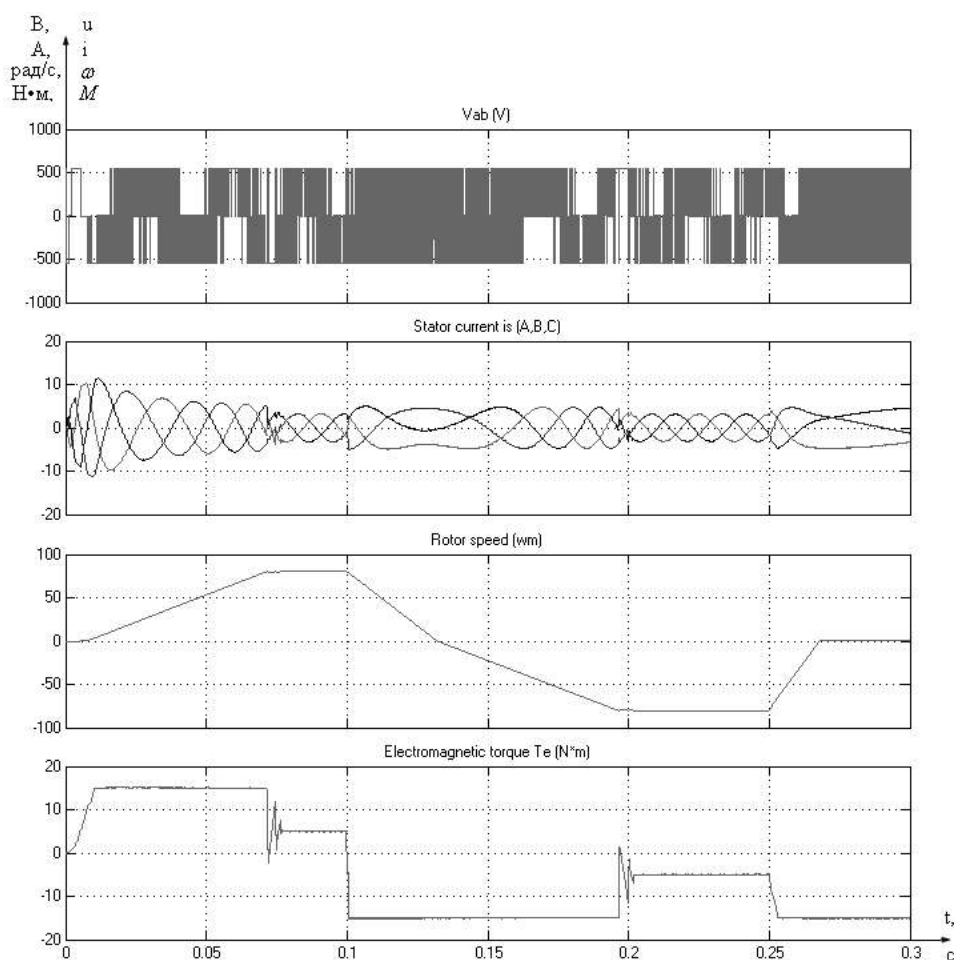


Рис. 4.43. Результати моделювання роботи електропривода з реактивним навантаженням $T_m = 5$ Нм (пуск, реверс і робота на упор)

Отримані результати відповідають розглянутим вище. У момент часу 0,25 с до двигуна прикладається реактивне навантаження, що перевищує максимальний момент. Двигун загальмовується до нульової частоти обертання, розвиваючи заданий максимальний момент.

Моделювання електропривода постійного струму з двозонним регулюванням ЕПУ1М-2-4027ДУХЛ4 у складі токарно-гвинторізного верстата 16К20

Технічна характеристика верстата наведена в підрозділі 2.3.

Як електропривід головного руху токарно-гвинторізного верстата 16К20 прийmemo електропривід постійного струму ЕПУ1М-2-4027ДУХЛ4, параметри якого вказані в табл. 4.5.

Таблиця 4.5. Параметри електропривода ЕПУ1М-2-4027Д УХЛ4

Параметри ланцюгів				Трансформатор	Двигун	
якорі		збудника			P _{ном} , кВт	n _{max} , об/хв
I _{ном} , А	U _{ном} , В	I _{ном} , А	U _{ном} , В			
100	230	10	220	ТС-25, ТС-40	11–18,5	4500

Оскільки номінальна напруга двигуна 220 В, а електропривід живиться від мережі 380 В, використовується трансформатор ТС-40, що рекомендується виробником до даного приводу. Параметри трансформатора наведені в табл. 4.6.

Таблиця 4.6. Параметри трансформатора ТС-40

U _{2ф} , В	R _{TV} , Ом	L _{TV} , мГн	S, кВА
130	0,026	0,3	25

В електроприводі головного руху використовується двигун постійного струму незалежного збудження 4ПФ132S.

Параметри двигуна 4ПФ132S:

$$P_{\text{ном}} = 15 \text{ кВт};$$

$$U_{\text{я}} = 220 \text{ В};$$

$$I_{\text{ян}} = 87,5 \text{ А};$$

$$\eta = 77,9 \text{ \%};$$

$$n_{\text{ном}} = 1440 \text{ об/хв};$$

$$n_{\text{max}} = 4500 \text{ об/хв};$$

$$J_{\text{д}} = 0,095 \text{ кг/м}^2;$$

$$R_{\text{я.к}} = 0,278 \text{ Ом};$$

$$L_{\text{я.к}} = 5,15 \cdot 10^{-3} \text{ Гн};$$

$$R_{\text{в}} = 58,4 \text{ Ом};$$

$$L_{\text{в}} = 6,03 \text{ Гн}.$$

Робота електропривода з двозонним регулюванням швидкості в загальному випадку характеризується системою рівнянь, що наведена у роботах [35]:

Структурна схема системи двозонного регулювання, що складається з об'єкта управління і управляючого пристрою, наведена на рис. 4.44 [35].

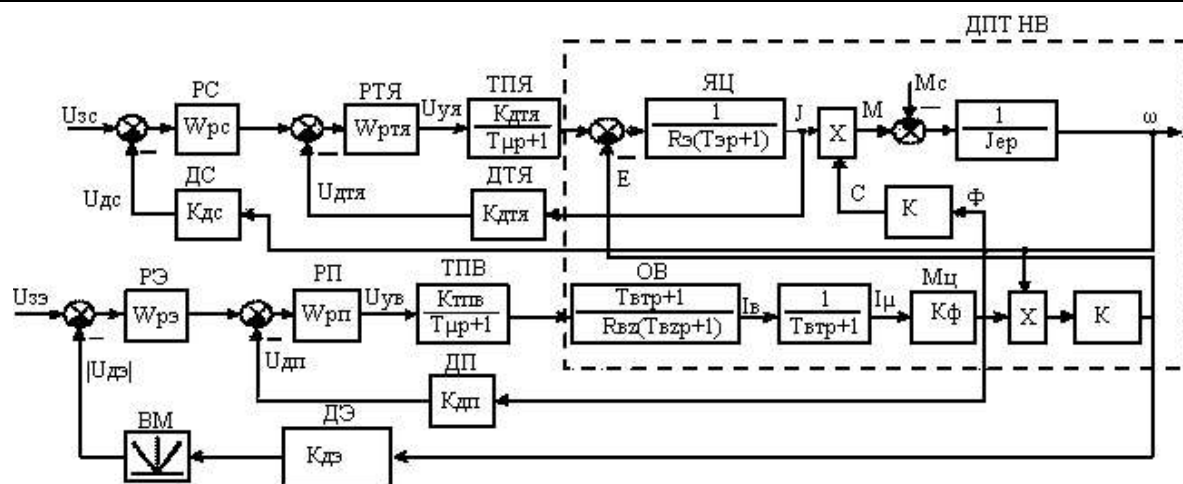


Рис. 4.44. Структурна схема системи двозонного регулювання

Розглянемо реалізацію даної структури для двигуна постійного струму незалежного збудження 4ПФ132S потужністю 15 кВт. Визначимо розрахункові параметри об'єкта управління і управляючого пристрою:

$$\omega_n = \frac{\pi n_n}{30} = \frac{3,14 \cdot 1400}{30} = 146,53 \text{ рад/с} \quad (4.89)$$

$$C = \frac{U_n - I_n R_{яц}}{\omega_n} = \frac{220 - 87,5 \cdot 0,278}{146,53} = 1,3 \text{ Ф} \quad (4.90)$$

$$I_B = \frac{U_B}{R_B} = \frac{220}{58,4} = 3,77 \text{ А} \quad (4.91)$$

$$R_e = R_{яц} + R_{TV} + R_{II} = 0,278 + 0,026 + 0,278 = 0,582 \text{ Ом} \quad (4.92)$$

$$R_{II} = 0,278 \text{ Ом}$$

$$L_e = L_{яц} + L_{TV} = 5,15 + 0,3 = 5,45 \text{ мГн} \quad (4.93)$$

$$k_{ТП} = \frac{k_{схя} U_{2\phi}}{U_{ym}} = \frac{2,34 \cdot 130}{10} = 30,42 \quad (4.94)$$

$$k_{схя} = 2,34, U_{ym} = 10 \text{ В}, T_{\mu} = 0,005 \text{ с.}$$

Синтез регулятора струму

Структурна схема внутрішнього контуру струму подана на рис. 4.45

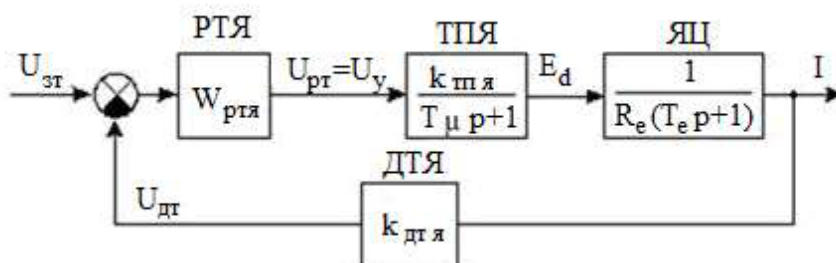


Рис. 4.45. Структурна схема внутрішнього контуру струму

$$W_{РТЯ} = \frac{R_{\varepsilon} T_{\varepsilon}}{2 T_{\mu} k_{ТП} k_{ДТ}} \frac{T_{\varepsilon} p + 1}{T_{\varepsilon} p} \quad (4.95)$$

$$k_{ДТЯ} = \frac{U_{эм}}{2 \cdot I_n} = \frac{10}{2 \cdot 87,5} = 0,057 \quad (4.96)$$

$$W_{РТЯ} = \frac{0,582 \cdot 0,0094}{2 \cdot 0,005 \cdot 30,42 \cdot 0,057} \frac{0,0094 p + 1}{0,0094 p} = \frac{0,0094 p + 1}{0,0298 p}$$

Синтез регулятора швидкості

Структурна схема контуру швидкості представлена на рис. 4.46.

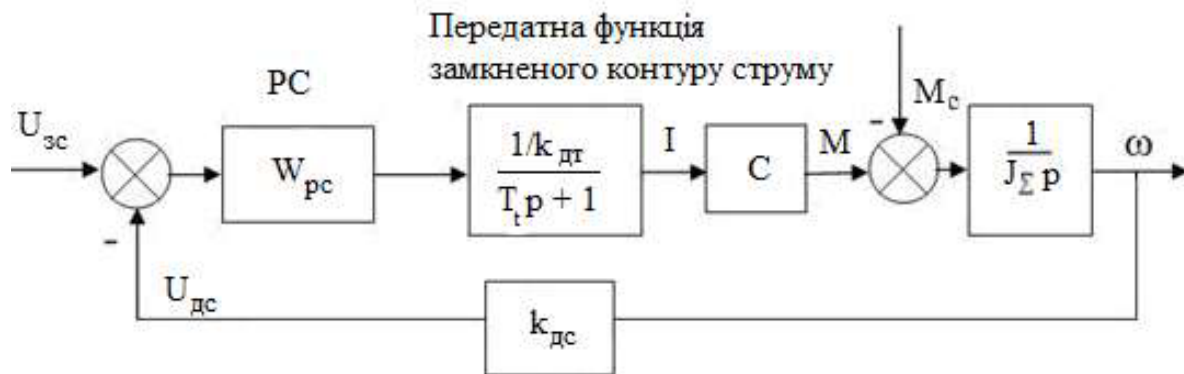


Рис. 4.46. Структурна схема контуру швидкості

$$W_{PC} = \frac{C T_M k_{ДТ}}{2 T_T R_{\varepsilon} k_{ДС}} \frac{4 T_T p + 1}{4 T_T p} \quad (4.97)$$

$$T_T = 2 T_{\eta} = 0,01 \text{ с} \quad (4.98)$$

$$k_{ДС} = \frac{U_{эм}}{\omega_{\max}} = \frac{10}{418,7} = 0,024 \quad (4.99)$$

$$W_{PC} = \frac{1,3 \cdot 0,147 \cdot 0,057}{2 \cdot 0,01 \cdot 0,582 \cdot 0,024} \frac{4 \cdot 0,01 p + 1}{4 \cdot 0,01 p} = \frac{0,04 p + 1}{0,0023 p}$$

Синтез регулятора швидкості проводився відповідно до симетричного оптимуму

У двозонному АЕП при зменшенні потоку зменшується коефіцієнт в об'єкті регулювання контуру швидкості (за рахунок ослаблення поля двигуна).

Якщо контур швидкості був оптимізований на модульний оптимум, то ці зміни викликають зменшення частоти зрізу і зменшення швидкодії, тобто контур стає

більш демпфованим. При існуючому зменшенні поля може відбутися навіть втрата працездатності контуру. Для того щоб коефіцієнт у контурі швидкості залишався незмінним при будь-якому значенні поля двигуна, на виході регулятора швидкості встановлюють ділительний пристрій (рис. 4.47).

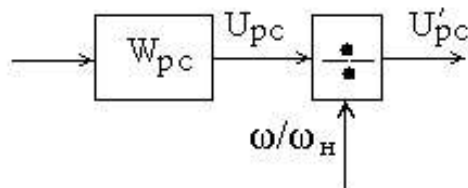


Рис. 4.47. Ділительний пристрій на виході РС

Синтез регулятора потоку. Структурна схема контуру потоку наведена на рис. 4.48.

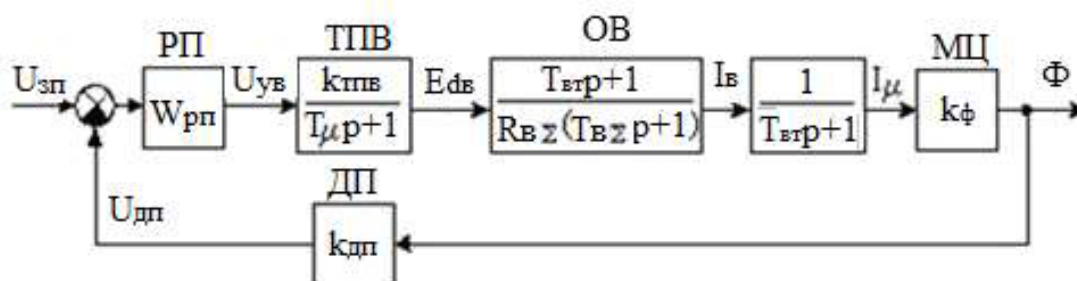


Рис. 4.48. Структурна схема контуру потоку

Для визначення коефіцієнта k_{ϕ} , що зв'язує зміну магнітного потоку і струму збудження, використовуємо характеристику намагнічення (рис. 4.49). Дана характеристика є залежністю магнітного потоку Φ від струму збудження.

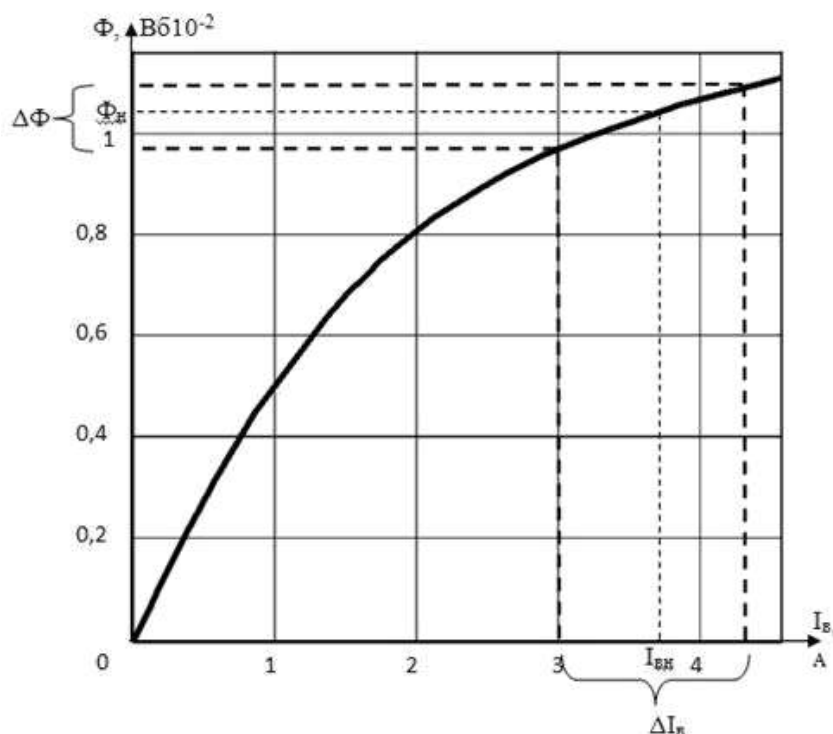


Рис. 4.49. Характеристика намагнічування двигуна 4ПФ132S

По характеристиці намагнічення $\Phi_n = 1,05 \cdot 10^{-2}$ Вб.

$$W_{PI} = \frac{R_{B\Sigma}}{2T_\mu k_{ТПВ} k_\Phi k_{ДП} p} \frac{T_{B\Sigma} p + 1}{T_{B\Sigma} p} \quad (4.100)$$

$$T_{B\Sigma} = T_B + T_{BT} = 0,103 + 0,01 = 0,113 \text{ с} \quad (4.101)$$

$$K_\Phi = \frac{\Delta\Phi}{\Delta I_B} = \frac{0,0013}{1,25} = 0,00104 \quad (4.102)$$

$$K_\Phi = \frac{\Delta\Phi}{\Delta I_B} = \frac{0,0013}{1,25} = 0,00104 \quad (4.103)$$

$$W_{PI} = \frac{58,4 \cdot 0,113}{2 \cdot 0,008 \cdot 19,8 \cdot 952,38 \cdot 0,00104} \cdot \frac{0,113 p + 1}{0,113 p} = \frac{0,113 p + 1}{0,0054 p}$$

$$W_{KI}^2 = \frac{\frac{1}{k_{ДП}}}{2T_\mu^2 p^2 + 2T_\mu p + 1} \approx \frac{\frac{1}{k_{ДП}}}{2T_\mu p + 1} \quad (4.104)$$

Оптимізація проводилася на модульний оптимум, вважаючи наявність датчика потоку. Отримаємо ПІ-регулятор потоку.

Синтез регулятора ЕРД. Структурна схема контуру ЕДР наведена на рис. 4.50.

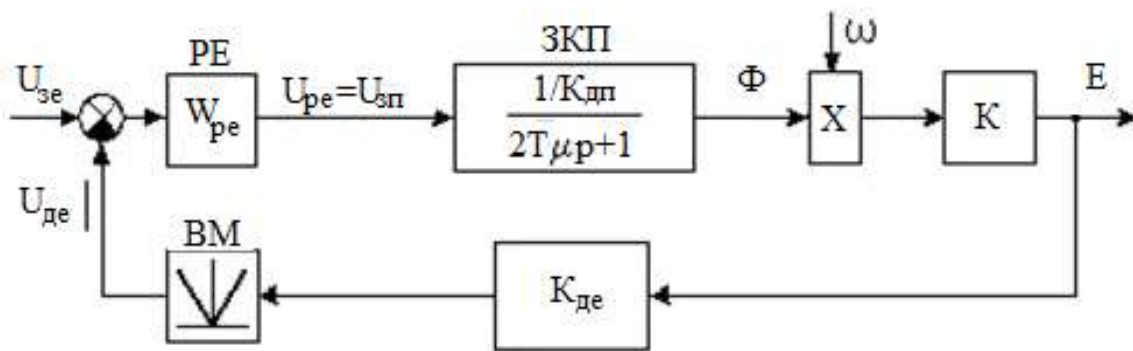


Рис. 4.50. Структурна схема контуру ЕРС

$$W_{PI} = \frac{k_{ДП}}{2T_\mu K \omega_n K_{ДЭ} p} \quad (4.105)$$

$$T_\mu = 2T_{\mu B} = 0,016 \text{ с} \quad (4.106)$$

$$K = \frac{C}{\Phi_H} = \frac{1,3}{0,0105} = 123,81 \quad (4.107)$$

$$k_{ДЭ} = \frac{U_{3m}}{E_H} = \frac{10}{C\omega_H} = \frac{10}{1,3 \cdot 146,53} = 0,0525$$

$$W_{PЭ} = \frac{952,38}{2 \cdot 0,016 \cdot 123,81 \cdot 14653 \cdot 0,0525 p} = \frac{1}{0,032 p} \quad (4.108)$$

Оптимальне налаштування контуру ЕРС виконуватиметься тільки в одній розрахунковій точці, тобто при швидкості, при якій була проведена оптимізація. Для збереження коефіцієнта посилення в контурі ЕРС незмінним при зміні швидкості на виході регулятора ЕРС включаємо ділительний пристрій, як показано на рис. 4.51.

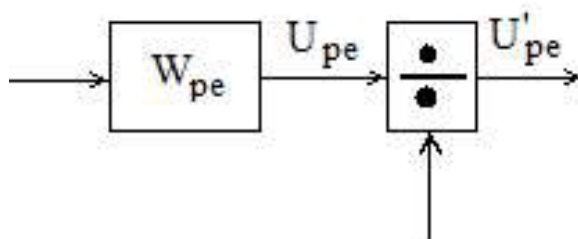


Рис. 4.51. Ділительний пристрій на виході РЕ

Модельовання двозонного електропривода постійного струму

Побудову комп'ютерної моделі проводитимемо за допомогою моделюючого пакету MATLAB на основі структурної схеми, що складається з об'єкта управління і пристрою управління.

Схема комп'ютерного моделювання наведена на рис. 4.52 (блок Look-Up Table видає завдання швидкості з обмеженням прискорення; блок Look-Up Table1 служить для завдання моменту опору; блок Look-Up Table2 відтворює криву намагнічення двигуна).

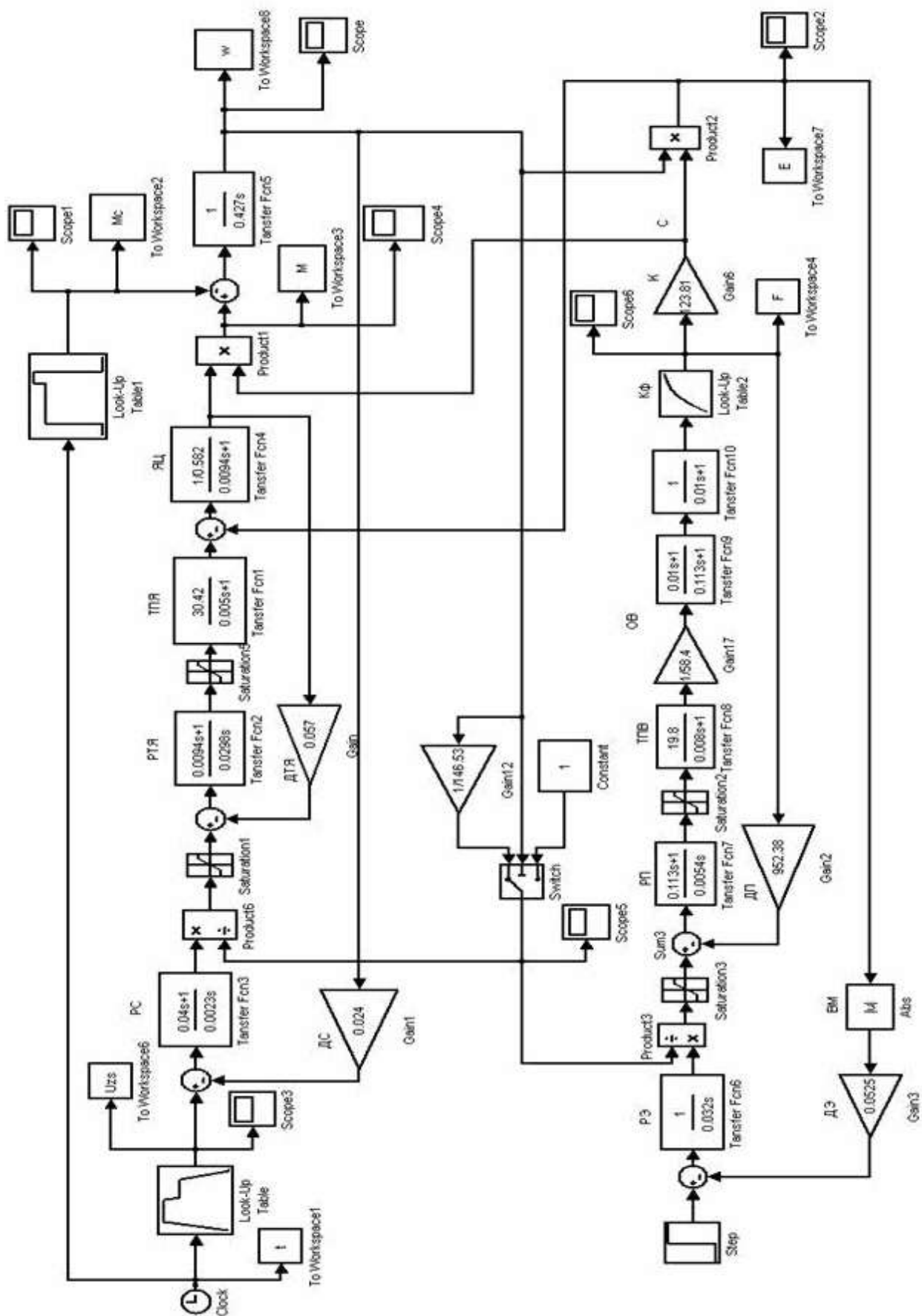


Рис. 4.52. Схема комп'ютерного моделювання

Графіки моделювання в режимі до номінальної швидкості подано на рис. 4.53.

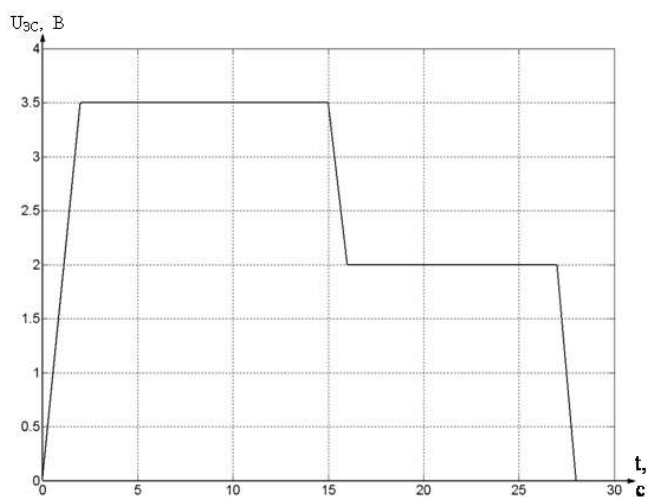
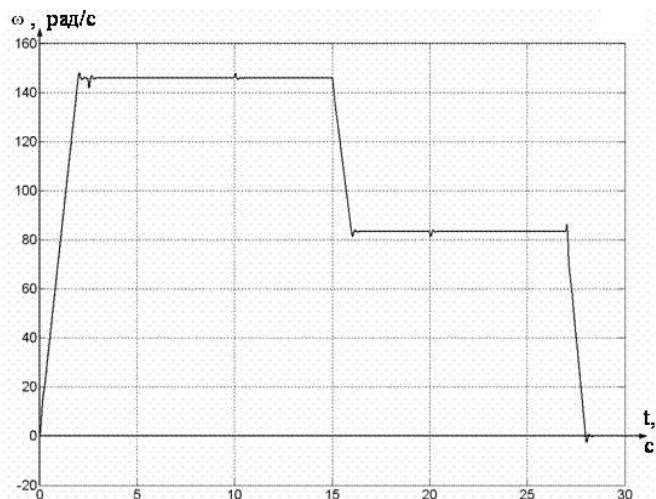
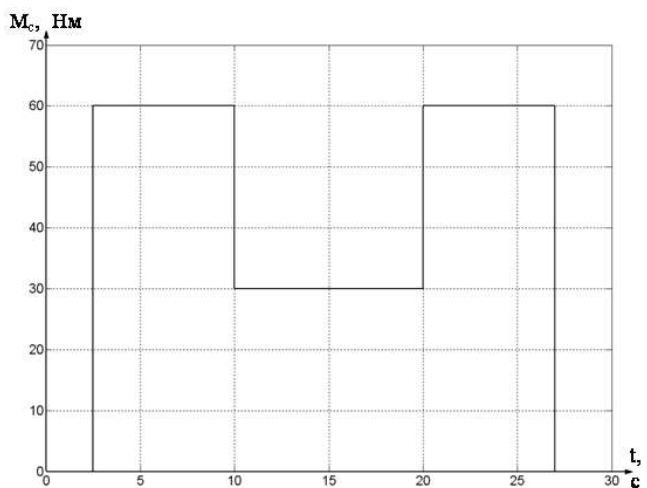
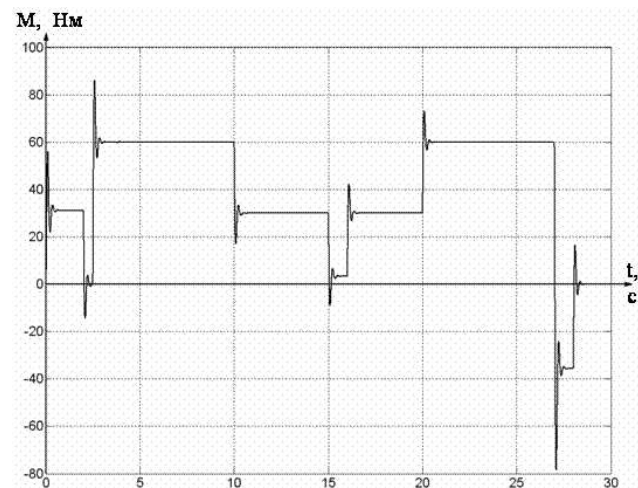
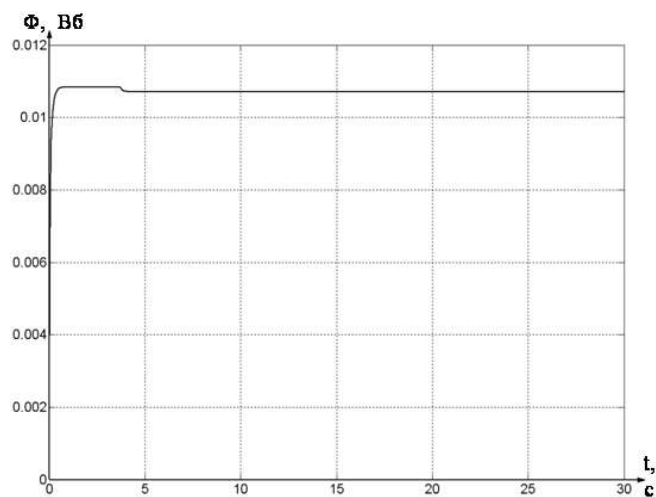
*a**б**в**г**д*

Рис. 4.53. Графік напруги завдання швидкості (*a*), кутової швидкості двигуна (*б*), завдання моменту опору (*в*), моменту двигуна (*г*) та графік потоку збудження (*д*)

Графіки, отримані при моделюванні в режимі вищому за номінальну швидкість, наведені на рис. 4.54.

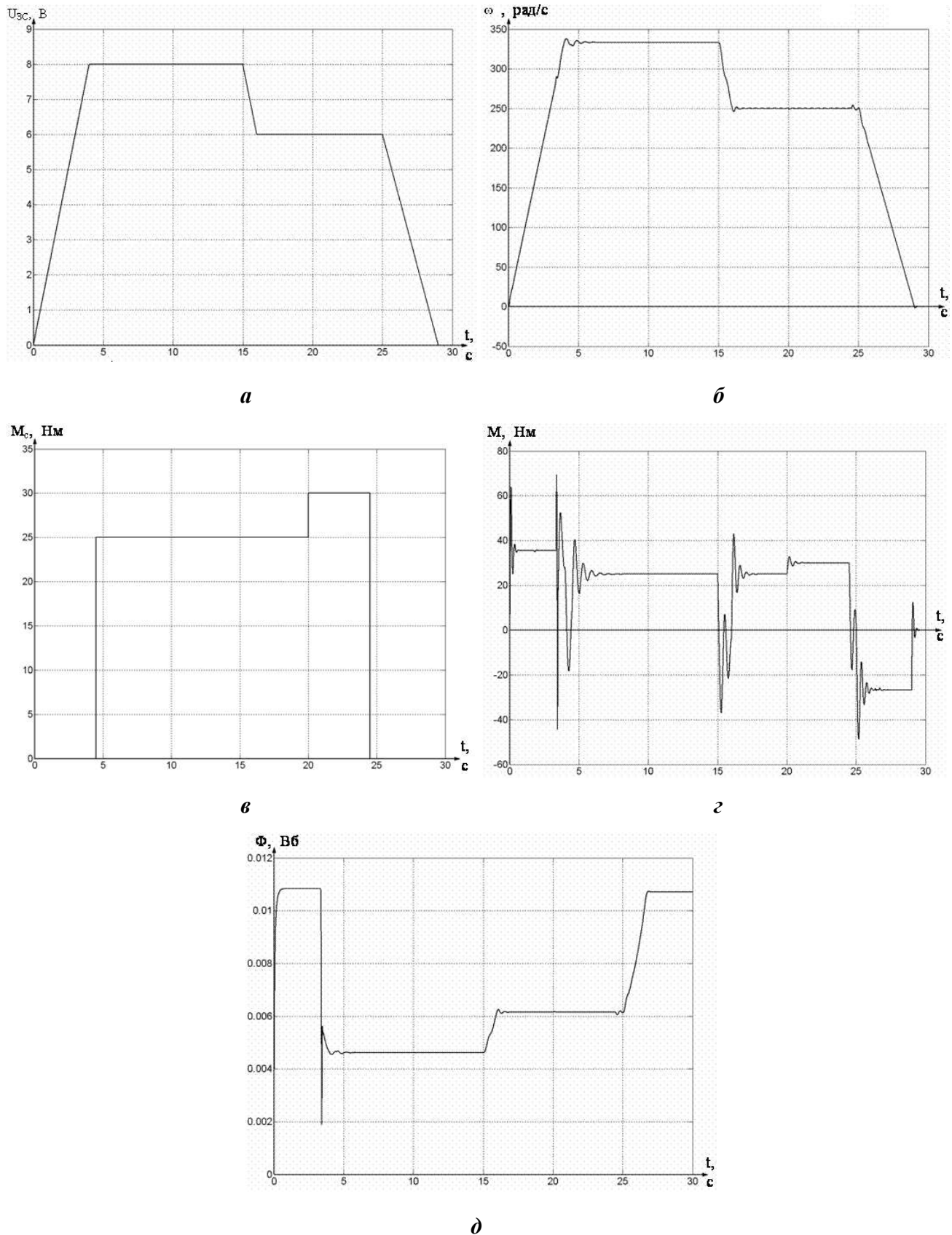


Рис. 4.54. Графік напруги завдання швидкості вище номінальної (а), кутової швидкості двигуна (б), моменту опору (в), моменту двигуна (г) та графік потоку збудження (д)

Аналіз і синтез оптимальної одноконтурної САР при використанні безперервного і цифрового регуляторів

Визначення оптимальних параметрів налаштування регуляторів

Дослідження проведемо відносно цифрового комплектного електропривода постійного струму "SIMOREG DC-MASTER 6RA70" фірми Siemens, який може бути використаний у розроблюваному тестовому стенді.

Визначення оптимальних параметрів налаштування П, ПІ, ПІД-регуляторів здійснюється за розширеними амплітудно-фазовими характеристикам [26].

Існують два показники ступеня згасання: Ψ – відносний ступінь згасання; m – логарифмічний декремент згасання, які пов'язані між собою наступним співвідношенням:

$$\frac{A_1(z)}{A_{10}(z)} = q_1 + \frac{A_2(z)}{A_{10}(z)}, \quad (4.109)$$

З формули (4.109) визначаємо значення логарифмічного декремента згасання m :

$$m = \frac{-\ln(1 - \varphi)}{2\pi}, \quad (4.110)$$

Система автоматичного управління володітиме необхідним відносним ступенем згасання, якщо розширена амплітудно-фазова характеристика розімкненої системи автоматичного управління проходить через точку на комплексній площині $(-1, j_0)$, тобто

$$W_p(m, j\omega) \cdot W_o(m, j\omega) = -1, \quad (4.111)$$

або

$$-W_p(m, j\omega) = 1 / W_o(m, j\omega). \quad (4.112)$$

Для отримання розширеної амплітудно-фазової характеристики необхідно в передавальну функцію підставити $p = -m\omega + j\omega = \omega(j-m)$ (рис. 4.55).

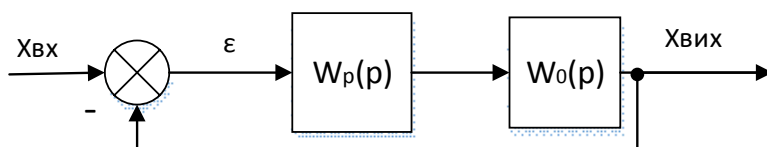


Рис. 4.55. Структурна схема безперервної САК

Передавальна функція початкового об'єкта має наступний вигляд [10]:

$$W_0(p) = \frac{T_5 p^2 + T_4 p + k_0}{T_3 p^3 + T_2 p^2 + T_1 p + 1}, W_0(p) = \frac{0,86 p^2 + 6,9 p + 3,1}{60 p^3 + 47 p^2 + 12 p + 1}, \quad (4.113)$$

$$\frac{1}{W_0(m, j\omega)} = W_0^*(m, j\omega) = \operatorname{Re}^*(m, \omega) + j J m^*(m, \omega), \quad (4.114)$$

Формула (4.114) є інверсною розширеною амплітудно-фазовою характеристикою об'єкта:

$$W_0^*(m, jw) = \frac{60w^3(j-m)^3 + 47w^2(j-m)^2 + 12w(j-m) + I}{0,86w^2(j-m)^2 + 6,9w(j-m) + 3.I}$$

Оскільки задане значення $\Psi = 0,96$, то за формулою (4.110) визначимо значення m і підставимо його в попередню формулу розширеної амплітудно-фазової характеристики, $m = 0,512$:

$$W_0^*(m, jw) = \frac{60w^3(j-0.512)^3 + 47w^2(j-0.512)^2 + 12w(j-0.512) + I}{0,86w^2(j-0.512)^2 + 6.9w(j-0.512) + 3.I}$$

Перед тим як визначити оптимальні параметри настройки П, ПІ, ПІД-регуляторів, знайдемо частоту зрізу нашого об'єкта. Запишемо вираз амплітудно-фазової характеристики нашого об'єкта:

$$W_0(j, w) = \frac{0,86_5(jw)^2 + 6,9(jw) + 3.I}{60(jw)^3 + 47(jw)^2 + 12(jw) + 1}, \quad (4.115)$$

Амплітудно-фазову характеристику об'єкта можна знайти з наступної формули:

$$|W_0(jw)| = \sqrt{\text{Re}^2(w) + Jm^2(w)}, \quad (4.116)$$

де $\text{Re}(w)$ – речова частина амплітудно-фазової характеристики; $Jm(w)$ – уявна частина амплітудно-фазової характеристики;

$$|W_0(jw)| = \frac{\sqrt{0,739w^4 + 42,278w^2 + 9,61}}{\sqrt{3600w^6 + 769w^4 + 50w^2 + 1}}.$$

При нульовій частоті значення амплітуди рівне 3,1. Необхідно знайти таке $w = w_c$, щоб $|W_0(jw)| = 0,03 \cdot 3,1 = 0,093$.

Таким чином, необхідно розв'язати рівняння

$$\frac{\sqrt{0,739w^4 + 42,278w^2 + 9,61}}{\sqrt{3600w^6 + 769w^4 + 50w^2 + 1}} - 0,093 = 0, \quad (4.117)$$

З цього рівняння ми знаходимо наступні параметри $w = 0,417 \text{ c}^{-1}$, отже, і $w_c = 0,417$.

Для визначення оптимальних параметрів регулятора необхідно розв'язати рівняння (4.114). Прирівнявши речові й уявні частини в рівнянні (4.114), можемо отримати розрахункові формули для визначення параметрів регуляторів:

П-регулятор $K_p = C_I = -R'_e(m, w), J'_m = 0$;

ПІ-регулятор $C_0 = w(m^2 + I)J'_m(m, w), C_I = mJm(m, w) - R'_e(m, w)$;

ПД-регулятор $C_0 = w(m^2 + 1)[J'_m(m, w) + C_2 w]$

$C_2 = mJm'(m, w) - R_e(m, w) + 2mwC_2$ де $C_0 = 1/T_u$; $C_1 = K_p$; $C_2 = T_g$.

Для ПД-регулятора маємо два рівняння з трьома невідомими, тоді задаємося відношенням

$$\frac{T_g}{T_u} = \alpha(0 - 0,2)$$

У цьому випадку розрахунок формули для ПД-регулятора приймає наступний вигляд:

$$C_0 = 0,5 \left[a \cdot Jm^*(m, w) + \sqrt{a^2 Jm^{*2}(m, w) + 4aw\alpha} \right]$$

$$C_1 = mJm^*(m, w) - Re^*(m, w) + \frac{2mw\alpha}{C_0},$$

де $a = w(m^2 + 1)$;

$$Re^*(m, w) = \frac{82,277w^5 - 535,649,977w^3 - 148,48w^2 + 30,3w}{1,179w^4 - 7,68w^3 + 56,189w^2 - 21,928w + 9,61};$$

$$Jm^*(m, w) = \frac{-42,11w^5 - 321,106w^4 + 44,29w^3 - 3,487w^2 - 22,65w + 3,1}{1,179w^4 - 7,68w^3 + 56,189w^2 - 21,928w + 9,61}.$$

Розрахунок оптимальних параметрів настройки для П-регулятора виглядає так:

$$\begin{cases} Kp = \frac{82,277w^5 - 535,649w^4 + 356,977w^3 - 148,48w^2 + 30,3w}{1,179w^4 - 7,68w^3 + 56,189w^2 - 21,928w + 9,61} \\ \frac{-42,11w^5 - 321,106w^4 + 44,29w^3 - 3,487w^2 - 22,65w + 3,1}{1,179w^4 - 7,68w^3 + 56,189w^2 - 21,928w + 9,61} = 0, \end{cases} \quad (4.118)$$

З другого рівняння системи (4.118) знайдемо w і підставимо це значення в перше рівняння системи. При розв'язуванні отримаємо, що $w = 0,354 \text{ с}^{-1}$ і оптимальними параметрами налаштування П-регулятора є значення $K_{\text{ропт}} = 1,01$.

Розраховуємо оптимальні значення параметрів налаштування ПД-регулятора (табл. 4.7).

Для кожного значення частоти від 0 до частоти зрізу знаходяться точки $C_1 C_0$ і C_1 , відповідні необхідному ступеню загасання Ψ . Оптимальним параметром є точка на лінії, параметр рівний ступеню загасання $C_1 C_0 = f(C_1)$, що знаходиться праворуч від глобального максимуму. Ці параметри забезпечують

$$\int_0^{\infty} \text{mod } \xi(t) dt = \min.$$

Отже, запишемо далі наступну систему рівнянь для ПІ-регулятора:

$$\begin{cases} \frac{1}{T_u} = 1,2678\omega Jm^*(m, \omega) \\ Kp = 0,512Jm^*(m, \omega) - Re^*(m, \omega) \end{cases}, \quad (4.119)$$

Таблиця 4.7. Дані для розрахунку оптимальних параметрів налаштувань ПІ-регулятора

ω	C_0	C_1	$C_1 C_0$
0	0	-0,323	0
0,1	0,029	0,117	$4,858 \cdot 10^{-4}$
0,2	0,073	0,382	0,028
0,3	0,059	0,777	0,046
0,4	-0,09	1,228	-0,11
0,417	-0,134	1,307	-0,175
0,5	-0,443	1,753	-0,777

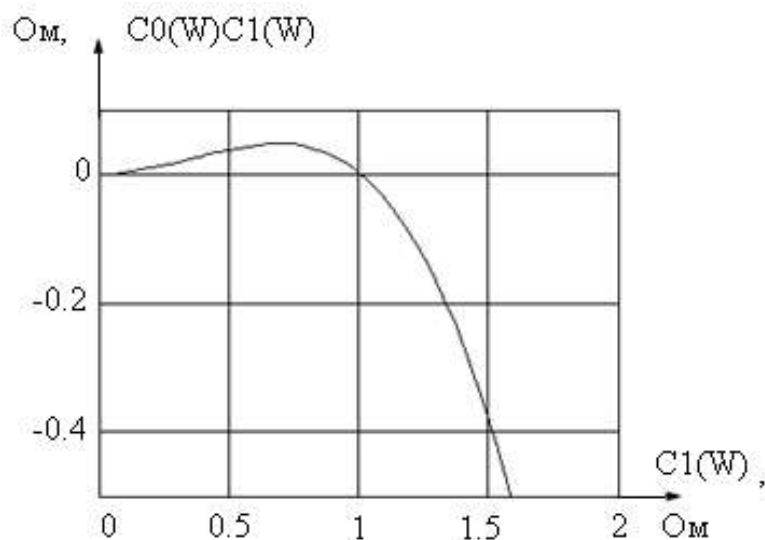


Рис. 4.56. Графік залежності $C_1 C_0 = f(C_1)$ для ПІ-регулятора

Максимальне значення функції $C_1 C_0 = 0,048$ мкФ при $C_1 = 0,694$ мкФ. Беремо точку, що знаходиться правіше за глобальний максимум $C_1 = 0,777$ мкФ, $C_1 C_0 = 0,0459$ мкФ. Розв'язавши систему рівнянь (4.119) отримаємо оптимальні параметри налаштування $K_{ропт} = 0,777$, $T_{уопт} = 16,928$ с. Розраховуємо оптимальні параметри налаштування для ПІД-регулятора:

$$\{C_0 = 0,5(\omega(1,268)Jm^*(m, \omega) + \sqrt{\omega^2(1,268)^2 Jm^*(m, \omega) + 0,4\omega(1,269)})$$

$$C_1 = 0,512Jm^*(m, \omega) - Re^*(m, \omega) + \frac{0,2 \cdot 0,512\omega}{C_0}. \quad (4.120)$$

Із системи рівнянь (4.120) для кожного значення частоти від 0 до частоти зрізу знаходяться точки $C_1 C_0$ і C_1 , відповідні необхідному ступеню коливання

$m = 0,512$. Дані розрахунків наведено в табл. 4.8. За цими даними побудуємо графік залежності $C_1 C_0 = f(C_1)$ (рис. 4.57).

Таблиця 4.8. Дані для розрахунку оптимальних параметрів ПД-регулятора

w	C_0	C_1	$C_1 C_0$
0	0	-0,323	0
0,1	0,12	0,097	0,012
0,2	0,2	0,485	0,097
0,3	0,226	0,913	0,207
0,4	0,184	1,447	0,266
0,417	0,172	1,556	0,268
0,5	0,113	2,206	0,25

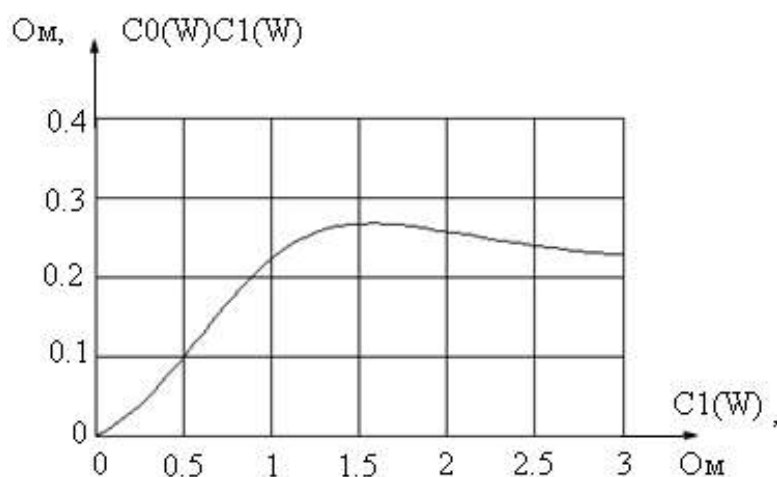


Рис. 4.57. Графік залежності $C_1 C_0 = f(C_1)$

Необхідно взяти точку, що знаходиться праворуч від глобального максимуму. Максимальне значення $C_1 C_0 = 0,268$ мкФ, при $C_1 = 1,576$ мкФ. Беремо точку $C_1 C_0 = 0,2592$ мкФ при $C_1 = 1,9456$ мкФ. За цими значеннями визначимо оптимальні параметри регулятора:

$$C_1 = K_P = 1,9456 \text{ мкФ}; C_0 = \frac{1}{T_u} = 0,1332 \text{ мкФ}; T_u = 7,506 \text{ с}; \frac{T_g}{T_u} = 0,13 \text{ с}; T_g = 0,976 \text{ с}.$$

Таким чином, оптимальні параметри налаштувань для ПД-регулятора

$$T_u^{opt} = 7,506 \text{ с}; T_g^{opt} = 0,976 \text{ с}; K_p^{opt} = 1,9456, m = \frac{-\ln(1-\varphi)}{2\pi}$$

Перехідні процеси в замкнутих системах

Запишемо вираз передавальної функції для системи в замкнутому стані:

$$W_3(p) = \frac{W_0(p)W_p(p)}{1 + W_0(p)W_p(p)}, W_0(p) = \frac{0,865 p^2 + 6,9 p + 3,1}{60 p^3 + 47 p^2 + 12 p + 1} \quad (4.121)$$

Тоді вираз (2.121) матиме вигляд

$$W_3(p) = \frac{0,86_5 p^2 + 6,9p + 3,1W_p(p)}{60p^3 + 47p^2 + 12p + 1 + (0,86_5 p^2 + 6,9p + 3,1)W_p(p)}, \quad (4.122)$$

Знайдемо передавальну функцію для замкнутої системи з П-регулятором, тобто $W_p(p) = K_p$, де K_p – оптимальне значення, знайдене в першому розділі, тобто $K_p = 1,01$.
Передавальна функція замкнутої системи з П-регулятором має наступний вигляд:

$$W_3(p) = \frac{0,86p^2 + 6,969p + 3,131}{60p^3 + 47,86p^2 + 18,969p + 4,131}, \quad (4.123)$$

Перехідна функція замкнутої системи

$$h(t) = L^{-1} \left\{ \frac{0,86p^2 + 6,969p + 3,131}{60p^3 + 47,86p^2 + 18,969p + 4,131} \cdot \frac{1}{p} \right\}, \quad (4.124)$$

Знайдемо полюси функції (4.124). Для цього необхідно знайти корені рівняння $p(60p^3 + 47,86p^2 + 18,969p + 4,131) = 0$. Вони рівні

$$p_1 = 0; p_2 = -0,435; p_3 = -0,181 - j0,34; p_4 = -0,181 + j0,34.$$

Перехідна функція для замкнутої системи з П-регулятором матиме вигляд $h(t) = 0,757 - 0,052e - 0,424t \cdot \cos(0,254t) - 0,3857e - 0,181t \cdot \sin(0,354t)$.

Побудуємо перехідний процес функції (рис. 4.58).

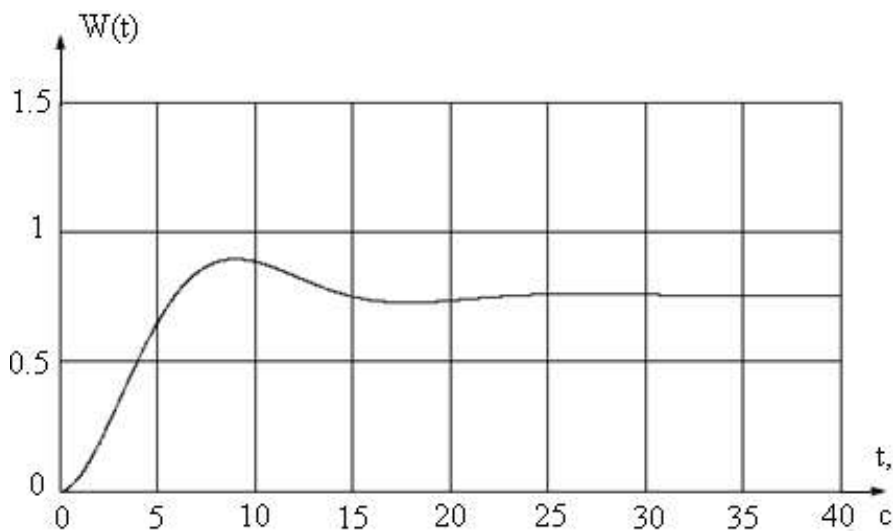


Рис. 4.58. Перехідний процес у замкнутій системі з П-регулятором

Запишемо передавальну функцію для замкнутої системи з ПП-регулятором

$$W_p(p) = Kp + \frac{1}{T_u p}.$$

Як K_p і T_u беремо значення, які були отримані в першому розділі, тобто $K_p = 0,777$ і $T_u = 16,928$ с. Передавальна функція матиме вигляд

$$W_p(p) = 0,777 + \frac{1}{16,928p}, \quad (4.125)$$

Запишемо передавальну функцію замкнутої системи з ПІ-регулятором, для цього скористаємося формулою (4.121):

$$W_3(p) = \frac{0,63p^3 + 5,132p^2 + 2,73p + 0,202}{60p^4 + 47,63p^3 + 17,132p^2 + 3,73p + 0,202}, \quad (4.126)$$

Перехідна функція замкнутої системи має наступний вигляд:

$$h(t) = L^{-1} \left\{ \frac{0,63p^3 + 5,132p^2 + 2,73p + 0,202}{60p^4 + 47,63p^3 + 17,132p^2 + 3,73p + 0,202} \cdot \frac{1}{p} \right\}, \quad (4.127)$$

Знайдемо полюси функції (4.127). Для цього необхідно знайти корені рівняння $p(60p^4 + 47,63p^3 + 17,132p^2 + 3,73p + 0,202) = 0$. Вони рівні

$$p_1 = -0,421; p_2 = -0,075; p_3 = -0,149 - j0,29; p_4 = -0,149 + j0,29; p_5 = 0.$$

Перехідна функція для замкнутої системи з ПІ-регулятором матиме вигляд

$$h(t) = 1 - 0,0609e^{-0,421t} - 0,757e^{-0,148t} \cdot \cos(0,29t) - 0,4870,148t \cdot \sin(0,29t) - 0,181e^{-0,075t}$$

Побудуємо перехідний процес функції (рис. 4.59).

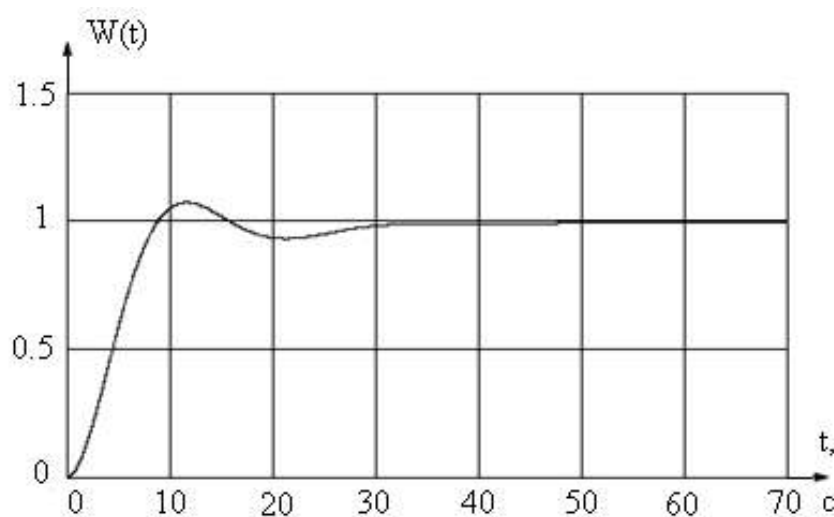


Рис. 4.59. Перехідний процес у замкнутій системі з ПІ-регулятором

Передавальна функція для замкнутої системи з ПІД-регулятором

$$W_p(p) = Kp + \frac{1}{T_u p} + T_g p.$$

Як K_p , T_u і T_g беремо значення, які були отримані в першому розділі, тобто $K_p = 1,9456$, $T_u = 7,506$ с, і $T_g = 0,976$ с. Тоді вираз передавальної функції має вигляд

$$W_p(p) = 1,9456 + \frac{1}{7,506p} + 0,976p, \quad (4.128)$$

Запишемо передавальну функцію замкнутої системи з ПД-регулятором, для цього скористаємося формулою (4.121)

$$W_3(p) = \frac{0,83p^4 + 6,957p^3 + 4,92p^2 + 4,92p^2 + 1,722p + 0,413}{60,83p^4 + 53,95p^3 + 16,92p^2 + 2,722p + 0,413}, \quad (4.129)$$

Перехідна функція замкнутої системи має наступний вигляд:

$$h(t) = L^{-1} \left\{ \frac{0,83p^4 + 6,957p^3 + 4,92p^2 + 1,722p + 0,413}{60,83p^4 + 53,95p^3 + 16,92p^2 + 2,722p + 0,413} \cdot \frac{1}{p} \right\}, \quad (4.130)$$

Знайдемо полюси функції (4.130). Для цього необхідно знайти корені рівняння $p(60,83p^4 + 53,95p^3 + 16,92p^2 + 2,722p + 0,413) = 0$:

$$p_1 = 0; p_2 = -0,405 - j0,116; p_3 = -0,405 + j0,116; p_4 = -0,039 - j0,192;$$

$$p_5 = -0,039 + j0,192.$$

Перехідна функція для замкнутої системи з ПД-регулятором матиме вигляд $h(t) = 1 - 0,2927e - 0,404t \cdot \cos(0,1157t) - 0,032e - 0,404t \cdot \sin(0,1157t) - 0,6934e - 0,038t \cdot \cos(0,1918t) - 0,2055e - 0,0388t \cdot \sin(0,1918t)$.

Побудуємо перехідний процес функції (рис. 4.60).

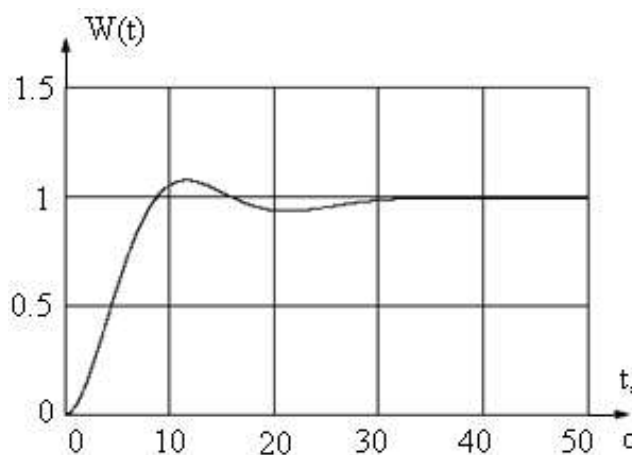


Рис. 4.60. Перехідний процес у замкнутій системі з ПД-регулятором

Визначення періоду квантування цифрового регулятора і перерахунок його параметрів

Необхідно з'ясувати відповідність коефіцієнтів невизначеності цифрового регулятора. Для вибору періоду вимірювань цифрового регулятора будемо амплітудно-частотну характеристику замкнутої системи і визначаємо частоту зрізу, при якій значення амплітуди на виході не перевищує три відсотки від амплітуди при нульовому значенні частоти. Для цього візьмемо передавальні функції замкнутої системи (для всіх типів регуляторів). Передавальна функція замкнутої системи з П-регулятором

$$W_3(p) = \frac{0,8686p^2 + 6,969p + 3,131}{60p^3 + 47,8686p^2 + 18,969p + 4,131}, \quad (4.131)$$

Передавальна функція замкнутої системи з ПІ-регулятором

$$W_3(p) = \frac{0,6327p^3 + 5,1327p^2 + 2,7316p + 0,202}{60p^4 + 47,632p^3 + 17,132p^2 + 3,731p + 0,202}, \quad (4.132)$$

Передавальна функція замкнутої системи з ПІД-регулятором

$$W_3(p) = \frac{0,839p^4 + 6,957p^3 + 4,928p^2 + 1,722p + 0,413}{60839p^4 + 53,9573p^3 + 16,92p^2 + 2,722p + 0,413}, \quad (4.133)$$

Вираз амплітудно-частотної характеристики для системи з П-регулятором матиме наступний вигляд

$$|W_3(jw)| = \frac{\sqrt{(-0,8686w^2 + 3,13)^2 + (6,966w)^2}}{\sqrt{(-47,868w^2 + 4,131)^2 + (-60w^3 + 18,969w)^2}}. \quad (4.134)$$

Вираз амплітудно-частотної характеристики для системи з ПІ-регулятором матиме вигляд

$$|W_3(jw)| = \frac{\sqrt{(-5,1327w^2 + 0,202)^2 + (-0,6327w^3 + 2,7316w)^2}}{\sqrt{(-60w^4 - 17,132w^2 + 0,202)^2 + (-47,632w^3 + 3,73w)^2}}. \quad (4.135)$$

Вираз амплітудно-частотної характеристики для системи з ПІД-регулятором матиме вигляд

$$|W_3(jw)| = \frac{\sqrt{(0,839w^4 - 4,928^2 + 0,413)^2 + (-6,9576w^3 + 1,722w)^2}}{\sqrt{(-60,839w^4 - 16,92w^2 + 4,130)^2 + (-53,957w^3 + 2,722w)^2}}. \quad (4.136)$$

Оскільки частота зрізу рівна трьом відсоткам від нульового значення, то необхідно розв'язати рівняння

$$|W_3(jw)| - |W_3(0)| = 0. \quad (4.137)$$

При розв'язанні рівнянь було отримано: частота зрізу для системи, що має в своєму складі П-регулятор $w_c = 2,25 \text{ с}^{-1}$; частота зрізу для системи, що має в своєму складі ПІ-регулятор $w_c = 1,6738 \text{ с}^{-1}$; частота зрізу для системи, що має в своєму складі ПІД-регулятор $w_c = 3,8194 \text{ с}^{-1}$.

Частоту вимірювань приймають як $T_0 = \frac{0,5 \cdot 3,14}{w_c}$, де $w_c = 3,8194 \text{ с}^{-1}$ (найбільше значення), при якому період квантування рівний $T_0 = 0,411 \text{ с}$. Оскільки отримане значення менше заданого, то проведемо перерахунок параметрів. У загальному вигляді дискретну передавальну функцію досліджуваного елемента можна записати таким чином:

$$W_p(z) = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2} + \dots + q_v z^{-v}}{p_0 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2} + \dots + p_L z^{-L}}. \quad (4.138)$$

У нашому випадку вираз (4.138) прийме вигляд

$$W_p(z) = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}}, \quad q_1 = -(Kp + 2 \frac{T_g}{T_0}), \quad q_2 = \frac{Kp}{T_0} \quad (4.139)$$

З урахуванням цих виразів необхідно перерахувати параметри безперервних регуляторів у параметри цифрових. Запишемо передавальні функції безперервних регуляторів:

$$\text{П-регулятор } W_p(p) = 1,01; \quad (4.140)$$

$$\text{ПІ-регулятор } W_p(p) = 0,6949 + \frac{1}{16,928}; \quad (4.141)$$

$$\text{ПІД-регулятор } W_p(p) = 1,9456 + \frac{1}{7,506} + 0,976p \quad (4.142)$$

Після обчислення коефіцієнтів q_0 , q_1 і q_2 дискретні передавальні функції матимуть вигляд:

$$\text{П-регулятор } W_p(z) = \frac{1,01 - 1,01z^{-1}}{1 - z^{-1}} = 1,01; \quad (4.143)$$

$$\text{ПІ-регулятор } W_p(z) = \frac{1,777 - 0,801z^{-1}}{1 - z^{-1}}; \quad (4.144)$$

$$\text{ПІД-регулятор } W_p(z) = \frac{4,32 - 6,64z^{-1} + 2,379z^{-2}}{1 - z^{-1}}. \quad (4.145)$$

Аналіз стійкості системи автоматичного управління за критерієм Джурі і побудова перехідних процесів у цифрових системах

При аналізі цифрових систем управління їх подають у вигляді трьох елементів: цифрового фільтра (регулятора), фіксатора і приведеної безперервної частини (рис. 4.61).

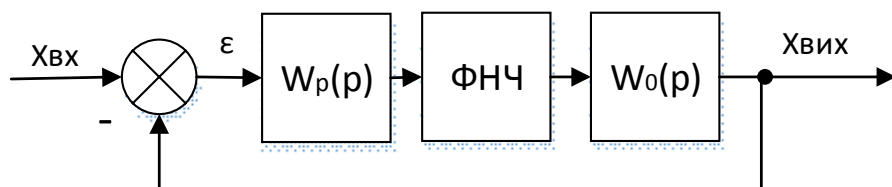


Рис. 4.61. Структурна схема цифрової системи автоматичного управління

Оскільки система має містити фіксатор нульового порядку з передавальною функцією вигляду

$$K_{\Phi}(p) = \frac{1}{p}(1 - e^{-pT}), \quad (4.146)$$

то з урахуванням того, що $z = e - pT$, цю функцію можна записати як

$$K_{\Phi} = \frac{z - 1}{z \cdot p}. \quad (4.147)$$

Співмножник $1/p$ відносять до лінійної частини, тому передавальна функція приведеної безперервної частини може бути записана як

$$W_{н.ч}(p) = \frac{1}{p}W_0(p)(1 - e^{-pT}). \quad (4.148)$$

Оскільки

$$L^{-1}\left\{\frac{W_0(p)}{p}\right\} = h(t),$$

перехідна функція лінійної частини системи, то z , передавальну функцію лінійної частини, знаходимо за виразом

$$W_{н.ч} = \frac{z - 1}{z} \cdot z\{h(n)\}. \quad (4.149)$$

Знайдемо вираз для передавальної функції лінійної частини

$$h(t) = \left\{ \frac{0,86p^2 + 6,9p + 3,1}{60p^3 + 47p^2 + 12p + 1} \cdot \frac{1}{p} \right\}. \quad (4.150)$$

Для обчислення $h(t)$ скористаємося методом невизначених коефіцієнтів. Необхідно визначити полюси. Для цього необхідно знайти корені наступного рівняння $(60p^3 + 47p^2 + 12p + 1)p = 0$:

$$p_1 = 0; p_2 = -0,2; p_3 = -0,33; p_4 = -0,25.$$

Перехідна функція лінійної частини має вигляд

$$h(t) = -21,93e^{-0,2t} - 4,03e^{-0,33t} + 22,86e^{-0,25t} + 3,1. \quad (4.151)$$

З урахуванням формули (4.147) отримуємо

$$W_{н.ч}(z) = \frac{z-1}{z} \cdot \left(\frac{3,1z}{z-1} - \frac{21,93z}{z-e^{-0,0822}} + \frac{22,86z}{z-e^{-0,102}} - \frac{4,03z}{z-e^{-0,1356}} \right).$$

Після розкриття дужок і приведення подібних ми отримуємо рівність

$$W_{н.ч}(z) = \frac{0,0247z^2 - 0,0284z + 0,0066}{z^3 - 2,776z^2 + 2,564z - 0,788}. \quad (4.152)$$

Результуюча передавальна функція розімкненої системи може бути визначена як добуток передавальної функції приведеної безперервної частини і передавальної функції цифрового фільтра:

$$W(z) = W_{н.ч}(p) \cdot W_p(p). \quad (4.153)$$

Дискретна передавальна функція замкнутої системи

$$W_3(z) = \frac{W(z)}{1 + W(z)}. \quad (4.154)$$

Визначимо значення $W_3(z)$ для кожної із систем:

система з П-регулятором: $W_p(z) = 1,01$, $W_{н.ч.}(z)$ – визначена за формулою (4.152), тоді

$$W_3(z) = \frac{0,0247z^2 - 0,0284z + 0,0066}{z^3 - 2,751z^2 + 2,535z - 0,781}; \quad (4.155)$$

система з ПІ-регулятором:

$$W_p(z) = \frac{0,777 - 0,801z^{-1}}{1 - z^{-1}};$$

$W_{н.ч.}(z)$ – визначена за формулою (4.152), тоді

$$W_3(z) = \frac{0,019z^3 - 0,0407z^2 + 0,0266z + 0,00503}{z^4 - 3,769z^3 + 5,3001z^2 - 3,326z + 0,783}; \quad (4.156)$$

система з ПІД-регулятором:

$$W_p(z) = \frac{4,32 - 6,64z^{-1} + 2,379z^{-2}}{1 - z^{-1}},$$

$W_{н.ч.}(z)$ – визначена по формулі (4.152), тоді

$$W_3(z) = \frac{0,106z^4 - 0,287z^3 + 0,276z^2 - 0,112z + 0,015}{z^5 - 3,669z^4 + 5,053z^3 - 3,076z^2 + 0,676z + 0,015}. \quad (4.157)$$

Після того як отримаємо вирази дискретних передавальних функцій для всіх систем, проаналізуємо стійкість цих систем за критерієм Джурі.

Критерій стійкості полягає в наступному. Нехай заданий $A(z)$ – характеристичний поліном $A(z) = a_0 z^n + a_1 z^{n-1} + \dots + a_n$, $a_0 > 0$.

Уведемо поняття зворотного полінома, що отримується перестановкою коефіцієнтів у зворотному порядку $A(z) = a_n z^n + a_{n-1} z^{n-1} + \dots + a_0$.

Розділимо $A(z)$ на зворотній йому. У результаті отримуємо число q_0 і залишок $A_1(z)$ – поліном $n-1$ ступеня. Помножимо отриманий результат на $z-1$:

$$A_1(z) = (a_0 - a_n q_0) z^{n-1} + \dots + (a_{n-1} - a_1 q_0).$$

Розділимо залишок $A_1(z)$ на зворотній йому $A_{10}(z)$ і знайдемо нові q_1 і $A_2(z)$:

$$\frac{A_1(z)}{A_{10}(z)} = q_1 + \frac{A_2(z)}{A_{10}(z)} \text{ і т. д.}$$

Виконуючи ділення поліномів $A_i(z)$ на зворотні їм $A_{i0}(z)$, отримуємо послідовність чисел $q_i = \{q_0, q_1, q_2, \dots, q_{n-2}\}$. Необхідною і достатньою умовою стійкості цифрової системи є нерівності

$$A(1) = (a_0 + a_1 + a_2 + \dots + a_n) > 0;$$

$$(-1)^n A(-1) = (a_0 (-1)^n + a_1 (-1)^{n-1} + \dots + a_n) > 0;$$

$$|q_i| < 1, i = 0, 1, 2, \dots, n-2.$$

Використовуючи викладене вище, визначимо стійкість систем.

Система з П-регулятором. Характеристичний поліном має наступний вигляд:

$$A(1) = 1 - 2,7544 + 2,5359 - 0,7817 = 0,003039 > 0.$$

$$(-1)^3 A(-1) = -(1 - 2,7544 + 2,5359 - 0,7817) > 0.$$

$$A(z) = z^3 - 2,7544z^2 + 2,5359z - 0,7817$$

Зворотній поліном

$$A_0(z) = -0,7817z^3 + 2,5359z^2 - 2,7511z + 1.$$

Розділимо $A(z)$ на $A_0(z)$:

$\begin{array}{r} -0,7817 + 2,5359z - 2,7511z^2 + z^3 \\ (-0,7817 + 2,1507z - 1,98241z^2 + 0,61z^3) \end{array}$	$\begin{array}{r} -0,7817z^3 + 2,5359z^2 - 2,7511z + 1 \\ -0,7817 = q_0 q_0 < 1 \end{array}$
--	--

$$0,3852z - 0,7686z^2 + 0,3888z^3$$

Домножимо отриманий результат на $z-1$, тоді

$$A_1(z) = 0,3852 - 0,7686z + 0,3888z^2, A_{10}(z) = 0,3888 - 0,7686z + 0,3852z^2.$$

Розділимо $A_1(z)$ на $A_{10}(z)$.

$\begin{array}{r} 0,3852 - 0,7686z + 0,3888z^2 \\ -(0,3852 - 0,7614z + 0,3816z^2) \end{array}$	$\begin{array}{r} 0,3888 - 0,7686z + 0,3852z^2 \\ 0,99065 = q_1 q_1 < 1 \end{array}$
$-0,00718z + 0,00723z^2$	

Домножимо отриманий результат на $z-1$, тоді $A_2(z) = 0,007238z - 0,007187$.

У результаті розрахунків отримали, що q_0, q_1, q_2 по модулю менше одиниці, таким чином, усі три нерівності виконуються. Отже, цифрова система стійка.

Система з ПІ-регулятором. Характеристичний поліном має наступний вигляд. Ступінь полінома $n = 4$. Безліч $q_i = \{q_0, q_1, q_2\}$.

$$A(1) = 1 - 3.7569 + 5.3001 - 3.322658 + 0.78347 > 0$$

$$(-1)4A(-1) = 1 - 3.7569 + 5.3001 - 3.322658 + 0.78347 > 0$$

$$A(z) = z^4 - 3.7569z^3 + 5.3001z^2 - 3.322658z + 0.78347.$$

Зворотній поліном

$$A_0(z) = 1 - 3.7569z + 5.3001z^2 - 3.3226z^3 + 0.7834z^4$$

Розділимо $A(z)$ на $A_0(z)$.

$0.78 - 3.326z + 5.3001z^2 - 3.756z^3 + z^4$ $- (0.78 - 2.943z + 4.152z^2 - 2.606z^3 + 0.61z^4)$	$1 - 3.7556z + 5.3001z^2 - 3.32z^3 + 0.7834z^4$ $0,783447 = q_0 \quad q_0 < 1$
$-0,383z + 1.147z^2 - 1.1506z^3 + 0,3861z^4$	

Домножимо отриманий результат на $z-1$, тоді

$$A_1(z) = -0,383 + 1.147z - 1.1506z^2 + 0,3861z^3, A_{10}(z) = -0,361 + 1.1506z - 1.147z^2 + 0,383z^3.$$

Розділимо $A_1(z)$ на $A_{10}(z)$.

$-0,383 + 1.147z - 1.1506z^2 + 0,3861z^3$ $- (-0,383 + 1.141z - 1.138z^2 + 0,3801z^3)$	$-0,361 + 1.1506z - 1.147z^2 + 0,383z^3$ $-0,992116 = q_1, q_1 < 1$
$0,006046z - 0,01207z^2 + 0,00605z^3$	

Домножимо отриманий результат на $z-1$, тоді

$$A^2(z) = 0,006046z - 0,01207z^2 + 0,00605z^3, A_{20}(z) = 0,00605 - 0,005474z^2 - 0,006046z^3.$$

Розділимо $A_2(z)$ на $A_{20}(z)$.

$0,006046z - 0,01207z^2 + 0,00605z^3$ $- (0,006046z - 0,01207z^2 + 0,00603z^3)$	$0,00605 - 0,005474z^2 - 0,006046z^3$ $0,99774 = q_2 \quad q_2 < 1$
$-0,000027278z + 0,000027353z^2$	

Домножимо отриманий результат на $z-1$, тоді

$$A_3(z) = -0,000027278z + 0,000027353z^2$$

У результаті розрахунків отримали, що q_0, q_1, q_2 по модулю менше одиниці, таким чином, усі три нерівності виконуються. Отже, цифрова система стійка.

Система з ПІД-регулятором. Характеристичний поліном має наступний вигляд. Ступінь полінома $n = 5$. Безліч $q_i = \{q_0, q_1, q_2, q_3\}$.

$$A(1) = 1 - 3.669 + 5.0537 - 3.0764 + 0.6764 + 0.01589 > 0$$

$$(-1)5A(-1) = -(1 - 3.669 + 5.0537 - 3.0764 + 0.6764 + 0.01589) > 0$$

$$A(z) = z^5 - 3.669z^4 + 5.0537z^3 - 3.0764z^2 + 0.6764z + 0.01589z^5.$$

Зворотний поліном

$$A_0(z) = 1 - 3.669z + 5.0537z^2 - 3.0764z^4 + 0.01589z^5.$$

Розділимо $A(z)$ на $A_0(z)$.

$z^5 - 3.669z^4 + 5.0537z^3 - 3.0764z^2 + 0.6764z + 0.01589$	$1 - 3.669z + 5.0537z^2 - 3.0764z^3 + 0.6764z^4 + 0.01589z^5$
$0.0002z^5 - 0.01z^4 + 0.0488z^3 - 0.0803z^2 + 0.0583z + 0.01589$	$0.01589163 = q_0 q_0 < 1$

$$0,7347z - 3,1644z^2 + 5,102835z^3 - 3,6802818z^4 + 0,999747z^5$$

Домножимо отриманий результат на $z-1$, тоді

$$A_1(z) = 0,7347 - 3,1644z + 5,102835z^2 - 3,6802818z^3 + 0,999747z^4$$

$$A_{10}(z) = 0,99974 - 3,680218z + 5,1028z^2 - 3,1644z^3 + 0,7347z^4.$$

Розділимо $A_1(z)$ на $A_{10}(z)$.

$0,7347 - 3,1644z + 5,102835z^2 - 3,6802818z^3 + 0,999747z^4$	$0,7347 - 3,1644z + 5,102835z^2 - 3,6802818z^3 + 0,999747z^4$
$-(0,7347 - 2,704z + 3,750z^2 - 2,3256z^3 + 0,53999z^4)$	$0,734938361 = q_1 q_1 < 1$

$$-0,4596z + 1,3255z^2 - 1,3545z^3 + 0,4597z^4$$

Домножимо отриманий результат на $z-1$, тоді

$$A_2(z) = -0,4596 + 1,3255z - 1,3545z^2 + 0,4597z^3, A_{20}(z) = -0,4597 + 1,3545z - 1,3255z^2 + 0,4596z^3.$$

Розділимо $A_2(z)$ на $A_{20}(z)$.

$-0,4596 + 1,3255z - 1,3545z^2 + 0,4597z^3$	$-0,4597 + 1,3545z - 1,3255z^2 + 0,4596z^3$
$-0,4596 - 1,3244z + 1,3525z^2 + 0,4595z^3$	$-0,99986442 = q_2, q_2 < 1$

$$-0,0288981z - 0,02926z^2 + 0,91927z^3$$

Домножимо отриманий результат на $z-1$, тоді

$$A_3(z) = -0,0288981 - 0,02926z + 0,91927z^2, A_{30}(z) = 0,91927 - 0,02926z - 0,02889881z^2.$$

Розділимо $A_3(z)$ на $A_{30}(z)$.

$-0,0288981 - 0,02926z + 0,91927z^2$	$0,91927 - 0,02926z - 0,02889881z^2$
$0,0288981 - 0,0009198z + 0,028898z^2$	$0,0314359 = q_2 q_2 < 1$

$$-0,0305301z + 1,028762z^2$$

Домножимо отриманий результат на $z-1$, тоді $A_4(z) = -0,0305301 + 1,028762z$.

У результаті розрахунків отримали, що q_0, q_1, q_2 по модулю менше одиниці, таким чином, усі три нерівності виконуються. Отже цифрова система стійка.

Після того як визначили стійкість системи за критерієм Джурі, необхідно побудувати перехідні процеси в замкнутих цифрових системах.

Для побудови перехідних процесів у замкнутих цифрових системах скористаємося зворотним z -перетворенням. Якщо функція має m -поліосів $z_k = \{z_1, z_2, \dots, z_n\}$, то

$$f[n] = \sum_{k=1}^m \frac{A(z_k)}{B'(z_k)} \cdot z_k^{n-1}, \quad (4.158)$$

де $A(z_k)$ – чисельник функції $W_3(z)$; $B'(z_k)$ – похідна знаменника функції $W_3(z)$.

Замкнута система з П-регулятором. Передавальна функція для цифрової замкнутої системи з П-регулятором має вигляд

$$W_3(z) = \frac{0.0247z^2 - 0.0284z + 0.0066}{z^3 - 2.751z^2 + 2.535z - 0.781}$$

Перехідна функція замкнутої системи рівна

$$f[n] = Z^{-1} \left\{ \frac{0.0247z^2 - 0.0284z + 0.0066}{z^3 - 2.751z^2 + 2.535z - 0.781} \cdot \frac{z}{z-1} \right\}.$$

Для обчислення $f[n]$ знайдемо поліоси функції

$$\frac{0.0247z^2 - 0.0284z + 0.0066}{z^3 - 2.751z^2 + 2.535z - 0.781} \cdot \frac{z}{z-1}.$$

Поліоси функції

$$z^1 = 1; z^2 = 0,8422; z^3 = 0,954 - j0,313; z^4 = 0,954 - j0,313.$$

Похідна знаменника функції

$$B'(z) = -11,25z^2 + 10,574z - 3,317 + 4z^3.$$

Підставимо значення поліосів функції і значення похідної у формулу (4.154), отримаємо вираз де $a = z^1$; $b = z^2$; $c = z^3$; $d = z^4$;

$$\begin{aligned} f(n) = & \frac{0.0247971 \cdot a^3 - 0.0848042035 \cdot a^2 + 0.0066920589152 \cdot a}{-11.253494787 \cdot a^2 + 10.5742354088930 \cdot a - 3.317701825942148 + 4 \cdot a^3} \cdot a^{n-1} \\ & + \frac{0.0247971 \cdot b^3 - 0.02848042035 \cdot b^2 + 0.0066920589152 \cdot b}{-11.253494787 \cdot b^2 + 10.5742354088930 \cdot b - 3.317701825942148 + 4 \cdot b^3} \cdot b^{n-1} + \\ & + \frac{0.0247971 \cdot c^3 - 0.02848042035 \cdot c^2 + 0.0066920589152}{-11.253494787 \cdot c^2 + 10.5742354088930 \cdot c - 3.317701825942148 + 4 \cdot c} \cdot c^{n-1} + \\ & + \frac{0.0247971 \cdot d^3 - 0.02848042035 \cdot d^2 + 0.0066920589152 \cdot d}{-11.253494787 \cdot d^2 + 10.5742354088930 \cdot d - 3.317701825942148 + 4 \cdot d^3} \cdot d^{n-1} \end{aligned}$$

Зобразимо перехідний процес на рис. 4.62.

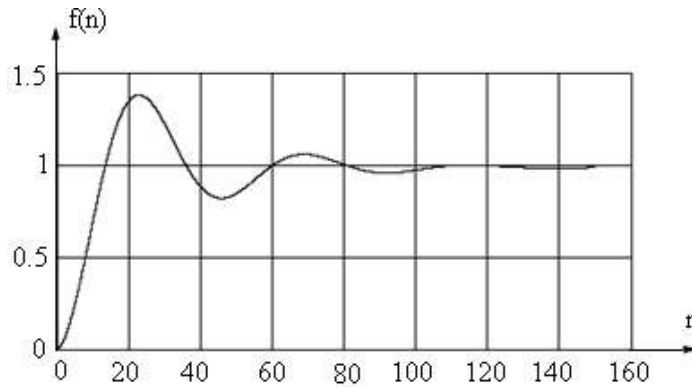


Рис. 4.62. Перехідний процес у системі з ПІ-регулятором

Замкнута система з ПІ-регулятором. Передавальна функція для цифрової замкнутої системи з ПІ-регулятором має вигляд

$$W_3(z) = \frac{0.019z^3 - 0.0407z^2 + 0.0266z + 0.00503}{z^4 - 3.769z^3 + 5.3001z^2 - 3.326z + 0.783}.$$

Перехідна функція замкнутої системи рівна

$$f[n] = Z^{-1} \left\{ \frac{0.019z^3 - 0.0407z^2 + 0.0266z + 0.00503}{z^4 - 3.769z^3 + 5.3001z^2 - 3.326z + 0.783} \cdot \frac{z}{z-1} \right\}.$$

Для обчислення $f[n]$ знайдемо полюси функції

$$\frac{0.019z^3 - 0.0407z^2 + 0.0266z + 0.00503}{z^4 - 3.769z^3 + 5.3001z^2 - 3.326z + 0.783} \cdot \frac{z}{z-1}.$$

Полюси функції

$$z^1 = 1; z^2 = 0,847; z^3 = 0,965; z^4 = 0,973 - j0,0113; z^5 = 0,973 + j0,0113.$$

Похідна знаменника функції

$$B'(z) = 5z^4 - 19,027z^3 + 27,171z^2 - 17,253z + 4,110$$

Підставимо значення полюсів функції і значення похідної у формулу (4.154), отримаємо вираз для $f[n]$

$$\begin{aligned} f(n) = & \frac{0.0192673467 \cdot a^4 - 0.04079406378195 \cdot a^3 + 0.0266369421745554 \cdot a^2 - 0.00503711274547104 \cdot a}{5 \cdot a^4 - 19.0277706132 \cdot a^3 + 27.17122976855415 \cdot a^2 - 17.2534460480869892 \cdot a + 4.11006000507997356} \cdot a^{n-1} + \\ & + \frac{0.0192673467 \cdot b^4 - 0.04079406378195 \cdot b^3 + 0.0266369421745554 \cdot b^2 - 0.00503711274547104 \cdot b}{5 \cdot b^4 - 19.0277706132 \cdot b^3 + 27.17122976855415 \cdot b^2 - 17.2534460480869892 \cdot b + 4.11006000507997356} \cdot b^{n-1} + \\ & + \frac{0.0192673467 \cdot c^4 - 0.04079406378195 \cdot c^3 + 0.0266369421745554 \cdot c^2 - 0.00503711274547104 \cdot c}{5 \cdot c^4 - 19.0277706132 \cdot c^3 + 27.17122976855415 \cdot c^2 - 17.2534460480869892 \cdot c + 4.11006000507997356} \cdot c^{n-1} + \\ & + \frac{0.0192673467 \cdot d^4 - 0.04079406378195 \cdot d^3 + 0.0266369421745554 \cdot d^2 - 0.00503711274547104 \cdot d}{5 \cdot d^4 - 19.0277706132 \cdot d^3 + 27.17122976855415 \cdot d^2 - 17.2534460480869892 \cdot d + 4.11006000507997356} \cdot d^{n-1} + \\ & + \frac{0.0192673467 \cdot e^4 - 0.04079406378195 \cdot e^3 + 0.0266369421745554 \cdot e^2 - 0.00503711274547104 \cdot e}{5 \cdot e^4 - 19.0277706132 \cdot e^3 + 27.17122976855415 \cdot e^2 - 17.2534460480869892 \cdot e + 4.11006000507997356} \cdot e^{n-1} \end{aligned}$$

де $a = z^1$; $b = z^2$; $c = z^3$; $d = z^4$; $e = z^5$;

Зобразимо перехідний процес на рис. 4.63.

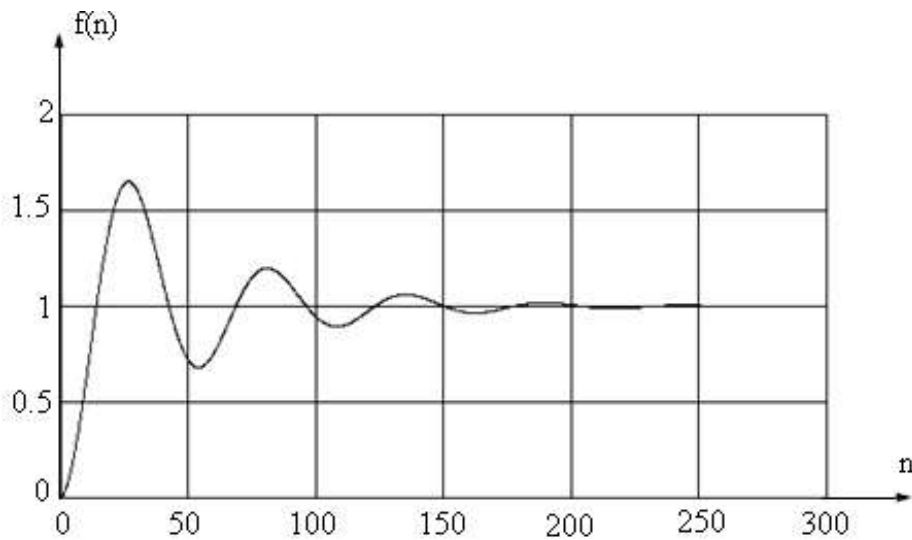


Рис 4.63. Перехідний процес у системі з ПІ-регулятором

Замкнута система з ПІД-регулятором. Передавальна функція для цифрової замкнутої системи з ПІД-регулятором має вигляд [26]

$$W_3(z) = \frac{0.106z^4 - 0.287z^3 + 0.276z^2 - 0.112z + 0.015}{z^5 - 3.669z^4 + 5.053z^3 - 3.076z^2 + 0.676z + 0.015}.$$

Перехідна функція замкнутої системи рівна

$$f[n] = Z^{-1} \left\{ \frac{0.106z^4 - 0.287z^3 + 0.276z^2 - 0.112z + 0.015}{z^5 - 3.669z^4 + 5.053z^3 - 3.076z^2 + 0.676z + 0.015} \cdot \frac{z}{z-1} \right\}.$$

Для обчислення $f[n]$ знайдемо полюси функції

$$\frac{0.106z^4 - 0.287z^3 + 0.276z^2 - 0.112z + 0.015}{z^5 - 3.669z^4 + 5.053z^3 - 3.076z^2 + 0.676z + 0.015} \cdot \frac{z}{z-1}.$$

Полюси функції

$$z^1 = 1; z^2 = -0,021; z^3 = 0,84; z^4 = 0,935 - j0,171; z^5 = 0,935 + j0,171; z^6 = 0,98.$$

Похідна знаменника функції

$$B'(z) = 6z^5 - 23,347z^4 + 34,893z^3 - 24,39z^2 + 7,505z - 0,660$$

Підставимо значення полюсів функції і значення похідної у формулу (4.154), отримаємо вираз для $f[n]$

$$\begin{aligned}
f(n) = & \frac{0.1066 \cdot a^5 - 0.2871 \cdot a^4 + 0.27679 \cdot a^3 - 0.112 \cdot a^2 + 0.015 \cdot a}{-23.347 \cdot a^4 + 34.89 \cdot a^3 - 24.390 \cdot a^2 + 7.5057 \cdot a - 0.66 + 6 \cdot a^5} \cdot a^{n-1} + \\
& + \frac{0.1066 \cdot b^5 - 0.2871 \cdot b^4 + 0.27679 \cdot b^3 - 0.112 \cdot b^2 + 0.015 \cdot b}{-23.347 \cdot b^4 + 34.89 \cdot b^3 - 24.390 \cdot b^2 + 7.5057 \cdot b - 0.66 + 6 \cdot b^5} \cdot b^{n-1} + \\
& + \frac{0.1066 \cdot c^5 - 0.2871 \cdot c^4 + 0.27679 \cdot c^3 - 0.112 \cdot c^2 + 0.015 \cdot c}{-23.347 \cdot c^4 + 34.89 \cdot c^3 - 24.390 \cdot c^2 + 7.5057 \cdot c - 0.66 + 6 \cdot c^5} \cdot c^{n-1} + \\
& + \frac{0.1066 \cdot d^5 - 0.2871 \cdot d^4 + 0.27679 \cdot d^3 - 0.112 \cdot d^2 + 0.015 \cdot d}{-23.347 \cdot d^4 + 34.89 \cdot d^3 - 24.390 \cdot d^2 + 7.5057 \cdot d - 0.66 + 6 \cdot d^5} \cdot d^{n-1} + \\
& + \frac{0.1066 \cdot e^5 - 0.2871 \cdot e^4 + 0.27679 \cdot e^3 - 0.112 \cdot e^2 + 0.015 \cdot e}{-23.347 \cdot e^4 + 34.89 \cdot e^3 - 24.390 \cdot e^2 + 7.5057 \cdot e - 0.66 + 6 \cdot e^5} \cdot e^{n-1} + \\
& + \frac{0.1066 \cdot f^5 - 0.2871 \cdot f^4 + 0.27679 \cdot f^3 - 0.112 \cdot f^2 + 0.015 \cdot f}{-23.347 \cdot f^4 + 34.89 \cdot f^3 - 24.390 \cdot f^2 + 7.5057 \cdot f - 0.66 + 6 \cdot f^5} \cdot f^{n-1}
\end{aligned}$$

де $a = z^1$; $b = z^2$; $c = z^3$; $d = z^4$; $e = z^5$; $f = z^6$.

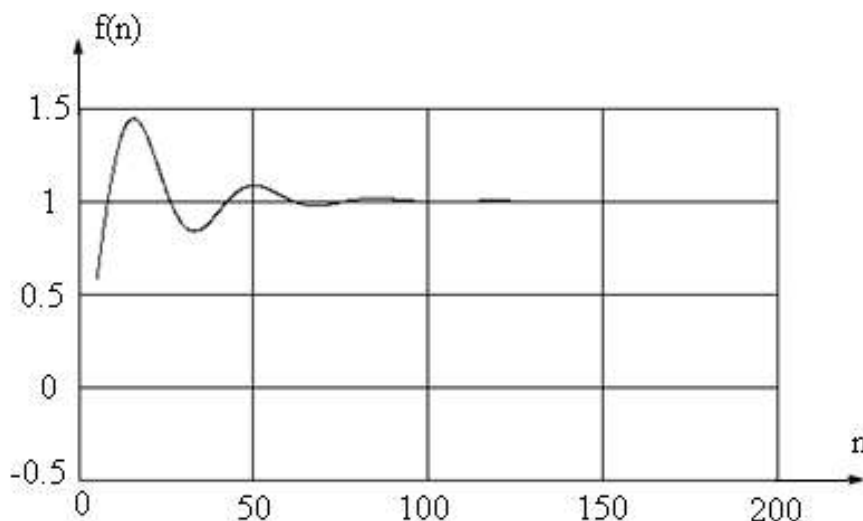


Рис. 4.64. Перехідний процес у системі з ПІД-регулятором

Розрахунок цифрового фільтра. Для розрахунку цифрового фільтра, що переводить лінійну частину з початкового в кінцевий стан за мінімальне число періодів квантування і що забезпечує обмеження на задану управляючу дію, необхідно обчислити мінімально можливий період квантування, але щоб було задоволено умову

$$|U_m - q_0| \leq 0,05, \quad (4.159)$$

де $U_m = 1,0$.

Обчислення значення q_0 слід розпочати з визначення значень коефіцієнтів чисельника Z -передавальної функції приведеної безперервної частини для прийнятого

періоду дискретності. Нехай Z -передавальна функція приведеної безперервної частини має вигляд

$$W_{нч}(z) = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_m z^{-m}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_m z^{-m}}. \quad (4.160)$$

Тоді Z -передавальна функція оптимального по швидкодії цифрового фільтра $W_{\Phi}(z)$ має вигляд

$$W_{\Phi}(z) = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2} + \dots + q_m z^{-m}}{1 - (p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2} + \dots + p_m z^{-m})} \quad (4.161)$$

де $p_i = b_i q_0$, $i = 1, 2, \dots, m$; $q_i = a_i q_0$, $i = 1, 2, \dots, m$;

$$q_0 = \frac{1}{b_1 + b_2 + \dots + b_m}.$$

Скористаємося формулою (4.152) для $W_{нч}(z)$. Знаходимо функції b_i , a_i і T_0 . Для коефіцієнтів b_i маємо

$$b_1(T_0) = 3.1 - 21.93e^{-0.2T_0} + 22.86e^{-0.25T_0} - 4.03e^{-0.53T_0};$$

$$b_2(T_0) = -18.83e^{-0.58T_0} + 0.95e^{-0.22T_0} + 25.96e^{-0.53T_0} + 18.83e^{-0.2T_0} - \\ - 0.93e^{-0.45T_0} - 25.96e^{-0.25T_0};$$

$$b_3(T_0) = 21.93e^{-0.58T_0} - 22.86e^{-0.53T_0} + 4.03e^{-0.45T_0} - 3.1e^{-0.78T_0};$$

Для коефіцієнтів a_i маємо

$$a_1(T_0) = -e^{-0.33T_0} - e^{-0.25T_0} - e^{-0.2T_0}; \quad a_2(T_0) = -e^{-0.58T_0} + e^{-0.53T_0} + e^{-0.45T_0};$$

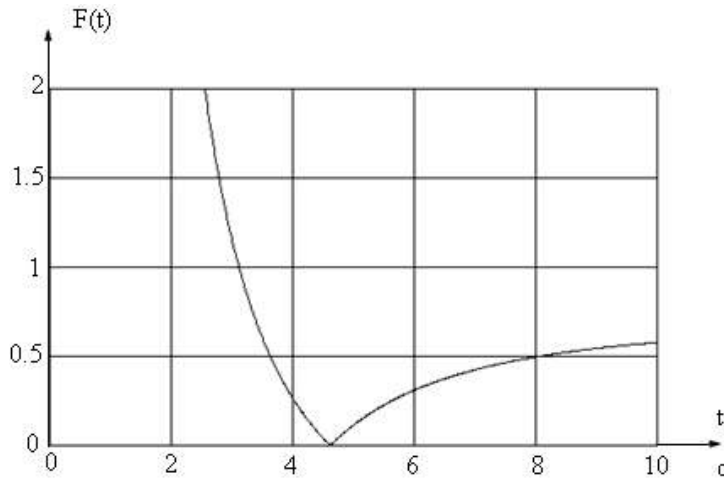
$$a_3(T_0) = -e^{-0.78T_0}.$$

Знайдемо вираз для q_0

$$q_1(T_0) = \frac{1}{b_1 + b_2 + b_3} = \frac{1}{3.1 - 3.1e^{-0.33T_0} - 3.1e^{-0.25T_0} + 3.1e^{-0.58T_0} + 3.1e^{-0.53T_0} - 3.1e^{-0.2T_0} + 3.1e^{-0.45T_0} - 3.1e^{-0.78T_0}} \quad (4.162)$$

$$q_0(T_0) = \frac{0.323}{1 - e^{-0.33T_0} - e^{-0.25T_0} + e^{-0.58T_0} + e^{-0.53T_0} - e^{-0.2T_0} + e^{-0.45T_0} - e^{-0.78T_0}}.$$

Визначимо T_0 , при якому виконується умова (4.158), для цього побудуємо графік залежності (рис. 4.65).

Рис. 4.65. Графік залежності $|U_m q_0(T_0)|$

При побудові графіка бачимо, що $T_0 = 4,61$, $q_0(T_0) = 1,002$.

Визначимо коефіцієнти, підставивши знайдене значення T_0 у вираз (4.162) і (4.163):

$$b_1(T_0) = 0,718; b_2(T_0) = 0,332; b_3(T_0) = -0,052; a_1(T_0) = -0,932; a_2(T_0) = 0,281;$$

$$a_3(T_0) = -0,027;$$

Підставляючи знайдені значення у вирази (4.159) і (4.160), визначимо передавальні функції приведеної безперервної частини і цифрового фільтра:

$$W_{нч}(z) = \frac{0.182969z^{-1} + 0.095615z^{-2} + 0.003896z^{-3}}{1 - 1.481007z^{-1} + 0.695097z^{-2} - 0.101098z^{-3}}. \quad (4.163)$$

$$W_{\Phi}(z) = \frac{1.002 - 0.934z^{-1} + 0.282z^{-2} - 0.027z^{-3}}{1 - 0.719z^{-1} - 0.333z^{-2} - 0.052z^{-3}}. \quad (4.164)$$

Знаходимо Z-передавальну функцію для розімкненої цифрової системи за формулою

$$W_p(z) = W_{н.ч.}(z) \cdot W_{\Phi}(z). \quad (4.165)$$

Визначимо Z-передавальну функцію замкнутої системи по каналу завдання – управляюча дія за формулою

$$W_3^{\varphi_3\mu}(z) = \frac{W_{\Phi}(z)}{1 + W_{\Phi}(z)W_{нч}(z)}, \quad (4.166)$$

Визначимо Z-передавальну функцію замкнутої системи по каналу завдання – вихідний сигнал за формулою

$$W_3^{\varphi_3\mu}(z) = \frac{W_{\Phi}(z)W_{нч}(z)}{1 + W_{\Phi}(z)W_{нч}(z)}, \quad (4.167)$$

Нехай f – функція залежності між q_0 від T_0 , тобто $q_0 = f(T_0)$, тоді f^{-1} – обернена до неї функція, тобто $T_0 = f^{-1}(q_0)$. Для того щоб знайти період квантування, необхідно мінімізувати функцію $T_0 = f^{-1}(q_0)$ з урахуванням умови (4.158).

Оскільки в явному вигляді функцію $T_0 = f^{-1}(q_0)$ вивести складно, але з графіка видно, що вона монотонно згасає, отже, мінімум на відрізку $q_0 [3,45; 3,55]$ буде при $q_0 = 3,55$. Розрахунок T_0 зводиться до вирішення рівняння

$$3.55 = \frac{0.4}{1 - e^{-T_0} - e^{-\frac{T_0}{2}} - e^{-\frac{T_0}{3}} + e^{-\frac{3T_0}{2}} + e^{-\frac{4T_0}{3}} + e^{-\frac{5T_0}{6}} - e^{-\frac{11T_0}{6}}}. \quad (4.168)$$

Для вирішення даного рівняння скористаємося алгоритмом пошуку кореня рівняння методом дихотомії. Після вирішення рівняння ми отримали $T_0 = 1,25$.

Підставляючи значення $T_0 = 1,25$ с у вирази (4.161)–(4.166), знайдемо коефіцієнти Z -передавальних функцій приведеної безперервної частини

$$W_{нч}(z) = \frac{0.182969z^{-1} + 0.095615z^{-2} + 0.003896z^{-3}}{1 - 1.481007z^{-1} + 0.695097z^{-2} - 0.101098z^{-3}}. \quad (4.169)$$

При цьому $q_0 = 3,540075$. Згідно формулі (2.160)

$$W_{\Phi}(z) = \frac{3.540075 - 5.242875z^{-1} + 2.460694z^{-2} - 0.357894z^{-3}}{1 - 0.647726z^{-1} - 0.338483z^{-2} - 0.013792z^{-3}}. \quad (4.170)$$

Знайдемо Z -передавальну функцію розімкненої цифрової системи. Вона рівна $W_p(z) = W_{нч}(z) \cdot W_{\Phi}(z)$ і рівна

$$W_p(z) = \frac{0.647726z^5 - 0.620803z^4 - 0.037272z^3 + 0.149369z^2 - 0.024633z - 0.001394}{z^6 - 2.123733z^5 + 1.3159z^4 - 0.063826z^3 - 0.149369z^2 - 0.024633z + 0.001394}. \quad (4.171)$$

Z -передавальна функція замкнутої цифрової системи по каналу завдання – управляюча дія

$$W_3^{\varphi_3\mu}(z) = \frac{W_{\Phi}(z)}{1 + W_{\Phi}(z)W_{нч}(z)} = \frac{W_{\Phi}(z)}{1 + W_p(z)}$$

$$W_3^{\varphi_3\mu}(z) = \frac{3.54z^6 - 10.49z^5 + 12.69z^4 - 8.01z^3 + 2.77z^2 - 0.49z + 0.04}{z^6 - 1.48z^5 + 0.69z^4 - 0.10z^3} \quad (4.172)$$

Z -передавальна функція замкнутої цифрової системи по каналу завдання – вихідна величина

$$W_3^{\varphi_3\varphi}(z) = \frac{W_{\Phi}(z)W_{нч}(z)}{1 + W_{\Phi}(z)W_{нч}(z)} = \frac{W_p(z)}{1 + W_p(z)} \quad (4.173)$$

$$W_3^{\varphi_3\varphi}(z) = \frac{0.647726z^5 - 0.620803z^4 - 0.037272z^3 + 0.149369z^2 - 0.024633z - 0.001394}{z^6 - 1.481007z^5 + 0.695097z^4 - 0.101098z^3}.$$

Обчислимо коефіцієнти посилення по вказаних каналах. За визначенням коефіцієнт посилення є відношенням зміни на виході до зміни на вході в сталому режимі, тобто

$$K = \frac{\Delta y(\infty)}{\Delta x(\infty)} \quad (4.174)$$

Оскільки

$$f(y) = \lim_{z \rightarrow 1} (z-1)F(z) \quad (4.175)$$

то підставляючи вирази (4.172) і (4.173) у вираз (4.174) знайдемо, що $\varphi(\infty) = 1$, а $\mu(\infty) = 0,4$. Оскільки $\Delta x(0) = 1$, $a(0) = 0$ і $\mu(0) = 0$, то коефіцієнт посилення по каналу завдання – вихідна величина рівний 1, а по каналу завдання – управляюча дія рівний 0,4. Побудуємо перехідну функцію цифрового фільтра:

$$f(n) = Z^{-1} \left\{ \frac{3.540075z^3 - 5.242875z^2 + 2.460694z - 0.357894}{z^3 - 0.647726z^2 - 0.338483z - 0.013792} \cdot \frac{z}{z-1} \right\}$$

Для обчислення $f[n]$ знайдемо полюси функції

$$\frac{3.540075z^3 - 5.242875z^2 + 2.460694z - 0.357894}{z^3 - 0.647726z^2 - 0.338483z - 0.013792} \cdot \frac{z}{z-1}$$

Знаходимо 2 полюси 1-го порядку і 1 полюс 2-го порядку. Полюси 1-го порядку: $z = -0,307$ і $z = -0,045$. Полюс 2-го $z = 1$. Для обчислення перехідної функції необхідно обчислити похідну наступної функції

$$\frac{z(3.540075z^3 - 5.242875z^2 + 2.460694z - 0.357894) \cdot z^{n-1}}{(z + 0.307)(z + 0.045)}$$

Похідна даного виразу

$$\left[\frac{(3.540075(n+3)z^{n+2} - 5.242875(n+2)z^{n+1} + 2.460694(n+1)z^n - 0.357894nz^{n-1})}{(z + 0.307)^2(z + 0.045)^2} \times \frac{(z + 0.307)(z + 0.045)}{(z + 0.307)^2(z + 0.045)^2} \right] - \left[\frac{3.542875z^{n+3} - 5.242875z^{n+2} + 2.460694z^{n+1} - 0.357894z^n}{(z + 0.307)^2(z + 0.045)^2} \cdot \frac{(2z + 0.352)}{(z + 0.307)^2(z + 0.045)^2} \right]$$

Тоді передавальна функція

$$f[n] = 1,396 + 0,284n - 1,173 \cdot (-0,0307)^{n-1} + 0,075 \cdot (-0,045)^{n-1}.$$

Зобразимо перехідний процес на графіку (рис. 4.66).

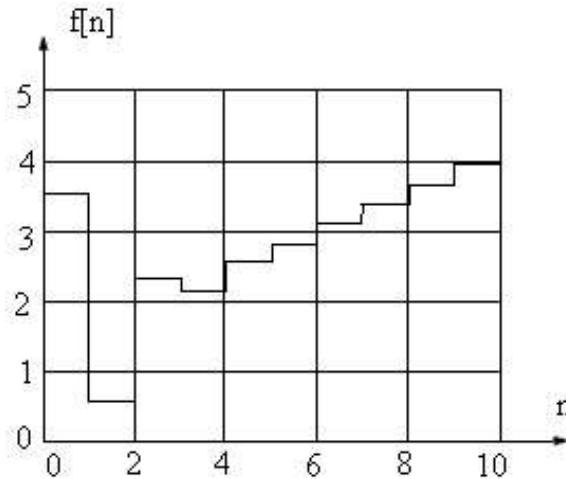


Рис. 4.66. Перехідна функція цифрового фільтра

Для побудови перехідних процесів у замкнутій цифровій системі по каналах завдання – вихідна величина і завдання – управляюча дія скористаємося рівняннями в кінцевих різницях. Суть методу полягає в наступному. Нехай передавальна функція цифрової системи

$$F(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_0 z^{m-n} + b_1 z^{m-n-1} + \dots + b_m z^{-n}}{a_1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_n z^{-n}}$$

Цій передавальній функції відповідає рівняння в кінцевих різницях

$$a_0 y[k] + a_1 y[k-1] + \dots + a_n y[k-n] = b_0 x[k+m-n] + b_1 x[k+m-n-1] + \dots + b_m x[k-n],$$

$$k = 0, 1, 2, \dots$$

Значення шуканої вихідної величини рівне

$$y[k] = \frac{1}{a_0} (b_0 x[k+m-n] + b_1 x[k+m-n-1] + \dots + b_m x[k-n] - a_1 y[k-1] - \dots - a_n y[k-n]) \quad (4.176)$$

Згідно з формулою (4.176) отримаємо перехідну функцію замкнутої цифрової системи по

• каналу завдання – вихідна величина:

$$\begin{aligned} y[k] = & 0,647726 \cdot x[k-1] - 0,620803 \cdot x[k-2] - 0,037272 \cdot x[k-3] + 0,149369 \cdot x[k-4] - \\ & - 0,024633 \cdot x[k-2] - 0,001394 \cdot x[k-2] + 1,481007 \cdot y[k-1] - 0,695097 \cdot y[k-] + \dots \\ & \dots + 0,101098 \cdot y[k-3]; \end{aligned}$$

- каналу завдання – управляюча дія

$$y[k] = 3,540075 \cdot x[k] - 10,485749 \cdot x[k-1] + 12,686121 \cdot x[k-2] - 8,004397 \cdot x[k-3] + \\ + 2,770507 \cdot x[k-4] - 0,497542 \cdot x[k-5] + 0,036182 \cdot x[k-6] + 1,481007 \cdot y[k-1] - \\ - 0,695097 \cdot y[k-2] + 0,101098 \cdot y[k-3].$$

Дані розрахунків були зведені в таблиці з урахуванням того, що $x[k] = 1$.

Таблиця 4.9. Перехідна функція замкнутої цифрової системи по каналу завдання – вихідна величина

k	$y[k]$
0	0
1	0,648
2	0,986
3	1
4	1

Оптимальний управляючий вплив і реакція на нього приведеної безперервної частини

Оптимальна управляюча дія була знайдена в попередньому пункті і в координатах часу має наступний вигляд

$$\mu(t) = 3,54(h(t) - h(t - T_0)) - 1,703(h(t - T_0) - h(t - 2T_0)) + 0,758(h(t - 2T_0) - \\ - h(t - 3T_0)) + 0,4 h(t - 3T_0), \quad (4.177)$$

де $h(t)$ – функція Хевісайда; T_0 – період квантування рівний 1,25. Тоді

$$\mu(t) = 3,54(h(t) - h(t - 1,25)) - 1,703(h(t - 1,25) - h(t - 2,5)) + 0,758(h(t - 2,5) - \\ - h(t - 3,75)) + 0,4 h(t - 3,75). \quad (4.178)$$

Зобразимо даний управляючий вплив на графіку (рис.4.67).

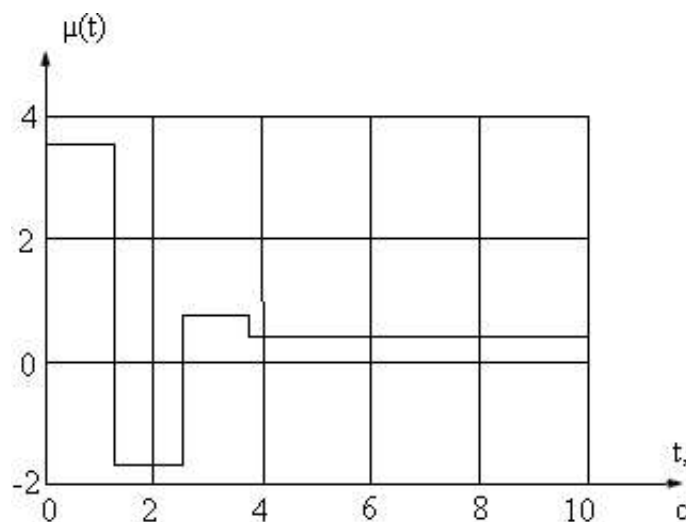


Рис. 4.67. Оптимальна управляюча дія

Для знаходження реакції безперервної лінійної частини на дану дію скористаємося зображенням Лапласа (рис. 4.68). Використовуючи властивість лінійності даного зображення і теорему запізнювання,

$$\varphi(t) = 3,54(g(t) - g(t - 1,25)) - 1,703(g(t - 1,25) - g(t - 2,5)) + 0,758(g(t - 2,5) - h(t - 3,75)) + 0,4h(t - 3,75), \quad (4.179)$$

де $g(t) = f(t)h(t)$; $f(t) = 2,5 - 0,7e^{-t} + 7,5e^{-0,5t} - 9,3e^{-\frac{1}{3}t}$ – перехідна функція лінійної частини.

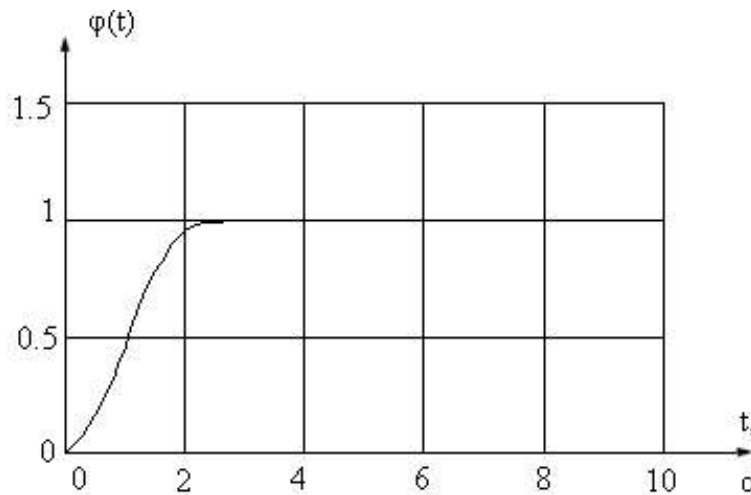


Рис. 4.68. Реакція безперервної лінійної частини на оптимальну управляючу дію

4.4. Експериментальні дослідження

Розробка емуляційного пристрою верстата. Для забезпечення процесу тестування передбачений додатковий пульт керування, емулюючий роботу електромеханічної частини токарно-гвинторізного верстата 16К20Ф3С32.

Емуляційний пристрій [22] призначений для забезпечення необхідних режимів роботи системи ЧПК, перемикання входних дискретних обмінних сигналів верстата, індикації стану вихідних дискретних обмінних сигналів верстата.

Передумовою до розробки емуляційного пристрою виявилось те, що для навчання фахівців ремонту й налагодженню системи ЧПК 2Р22 і комплектного електропривода "Размер 2М" не потрібна механічна частина токарно-гвинторізного верстата 16К20Ф3С32, а нормальне функціонування системи ЧПК неможливо без наявності необхідних сигналів, що надходять від численних органів керування й датчиків.

Опис емуляційного пристрою. Живлення пристрою здійснюється від блока живлення ЧПК. Напруга живлення – постійна 24 В. Споживаний струм – не більше 0,5 А.

Рівень напруги входних/вихідних сигналів емуляційного пристрою відповідає стандартним сигналам субблоків SB-475, SB-900 системи ЧПК.

Конструктивно емуляційний пристрій розташований над системою ЧПК у відсіку рознімань. Виготовлений він з текстоліту і є панеллю із установленими в ній органами керування й індикації. Поверх текстолітової панелі розташована фальшпанель із функціональними написами.

Особливістю написів на фальшпанелі є той факт, що вони виконані на фрезерному верстаті із застосуванням прискореної технології розробки керуючої програми для системи ЧПК. Повний час виготовлення написів від початку проектування до закінчення гравірування склало дві робочі зміни.

З'єднання емуляційного пристрою виконано кабельною трасою, підключеною до відповідних рознімань системи ЧПК 2Р22. Охолодження емуляційного пристрою не потрібно.

До складу емуляційного пристрою входять: кнопки, мікроперемикачі, призначені для подачі сигналів; тумблери, галетні перемикачі, призначені для вибору необхідних режимів і подачі сигналів; електромагнітні реле, що включаються в певних режимах й імітують необхідні вхідні сигнали; світлодіоди, індикуючі різні режими й стани сигналів; резистори, конденсатори, сполучні замикання і розмикання для забезпечення працездатності пристрою.

Органи керування. Органи керування розподілені за функціональними групами:

1) мнеморукоятка з мікроперемикачами для керування переміщенням супорта – команди на переміщення по осях $+X$, $+Z$, $-X$, $-Z$ і кнопкою для включення швидкого ходу обраної осі;

2) тумблери, відповідальні за гальмування координати при виході у фіксоване положення, вхід у зону пошуку "0", аварійне обмеження переміщення;

3) тумблери затиску/розтиску патрона й пінолі;

4) група обслуговування змащення направляючих, змащення шпинделя, охолодження інструмента;

5) група обслуговування шпинделя – поштовх обертання шпинделя, перемикач ступенів коробки швидкостей, блокування подачі, блокування обертання шпинделя;

6) група обслуговування різцетримача – команди на розтиск/затиск різцетримача, перемикач положення різцетримача (номер інструмента).

7) інші – контроль огороження, обслуговування роботом;

8) світлодіодна індикація стану вихідних дискретних сигналів для відповідних режимів роботи верстата: переміщення супорта, швидкий хід; кінцеві, аварійні перемикачі; відповідь затиску патрона, відповідь розтиску патрона; відповідь затиску пінолі, відповідь розтиску пінолі; поштовх, включити, контроль змащення напрямних; поштовх, включити, контроль змащення шпинделя; поштовх, включити, контроль охолодження (M08); ступені швидкості шпинделя, стоп подачі, стоп шпинделя, немає стопу; відповідь розтиску, відповідь реверса різцетримача, номер інструмента; обслуговування роботом (M02), переверот деталі (M20), живлення $+24\text{ В}$; перетворювач головного приводу; блокування перетворювача головного приводу; контроль блокування головного приводу; готовність ЧПК, ручне керування (рис. 4.69)

Принципова схема емуляційного пристрою наведена на рис. 4.70.

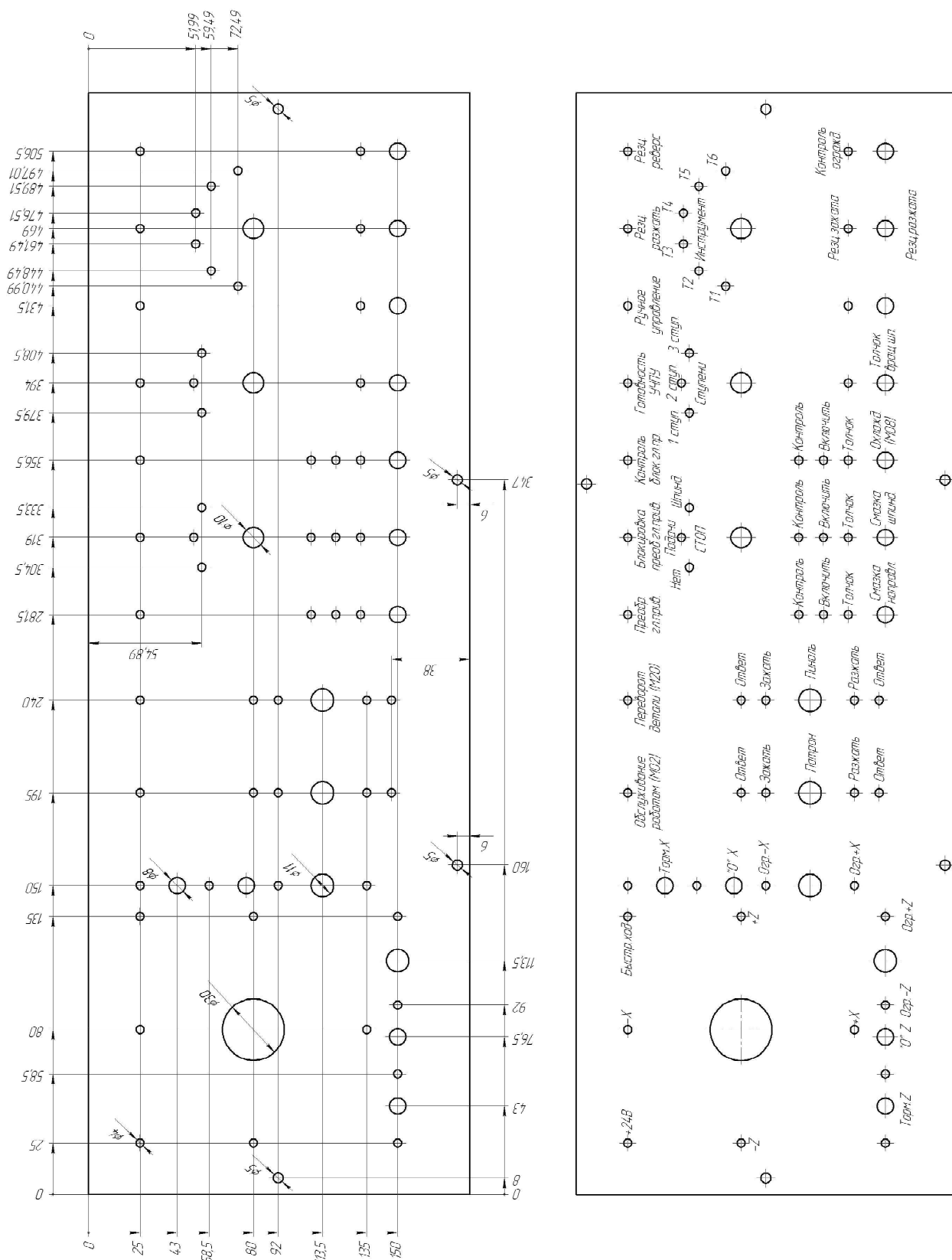


Рис. 4.69. Фальшпанель эмуляционного пристрою

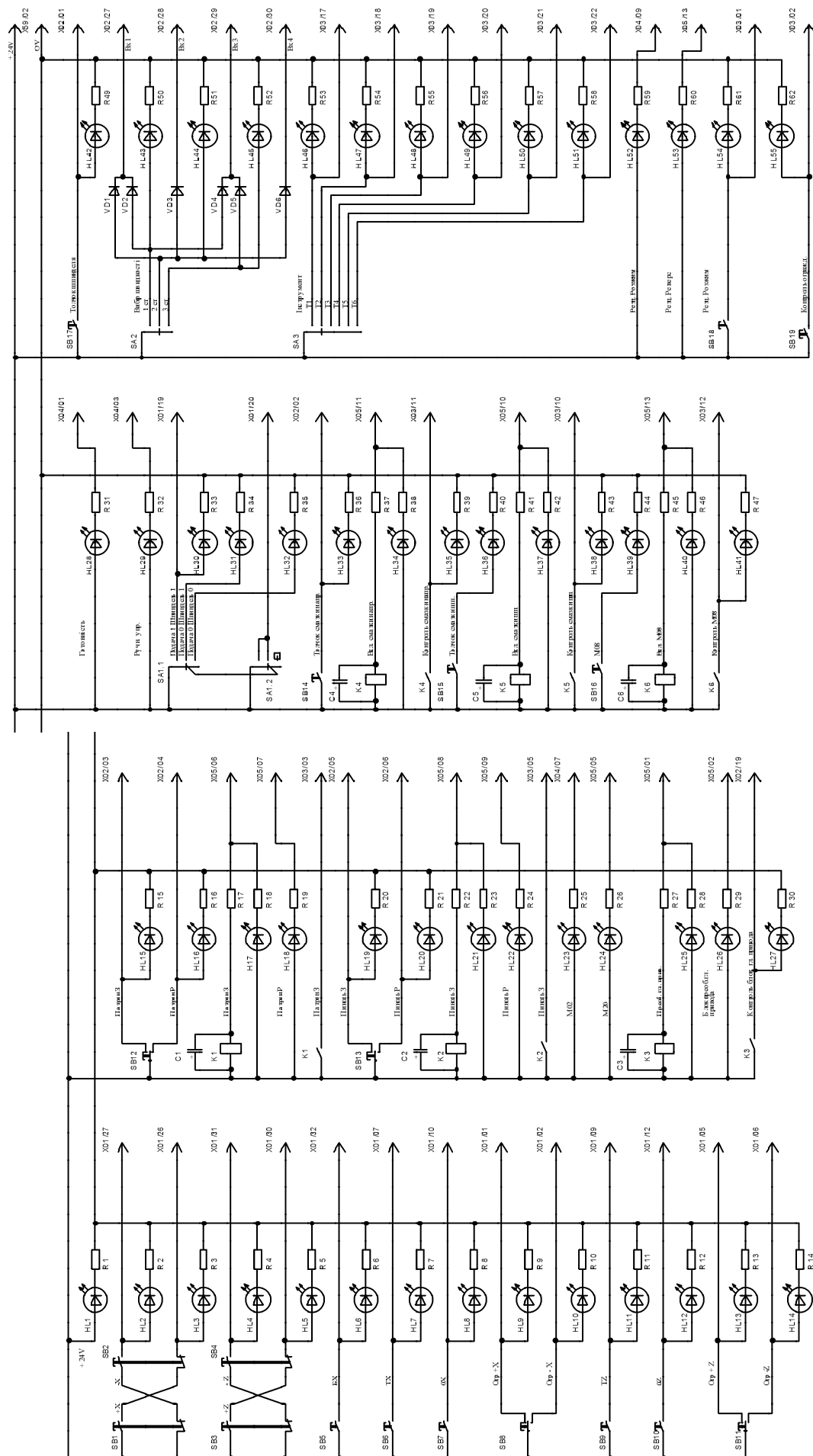


Рис. 4.70. Принципова схема емуляційного пристрою:
 а – перший лист; б – другий лист

Експериментальні дослідження розробленого стенда з комплектним електроприводом "Размер 2М"

У результаті проведення експериментальних досліджень розробленого стенда з комплектним електроприводом "Размер 2М" були отримані графіки залежності основних величин системи керування від часу. Розбіжність отриманих експериментальних даних у порівнянні з розрахунковими складає 8 %, що є цілком допустимим. Таким чином, результати моделювання електропривода "Размер 2М", що проводилося з використанням програми Mathcad 2000i, були перевірені за допомогою експериментальних досліджень, (рис. 4.71–4.76).

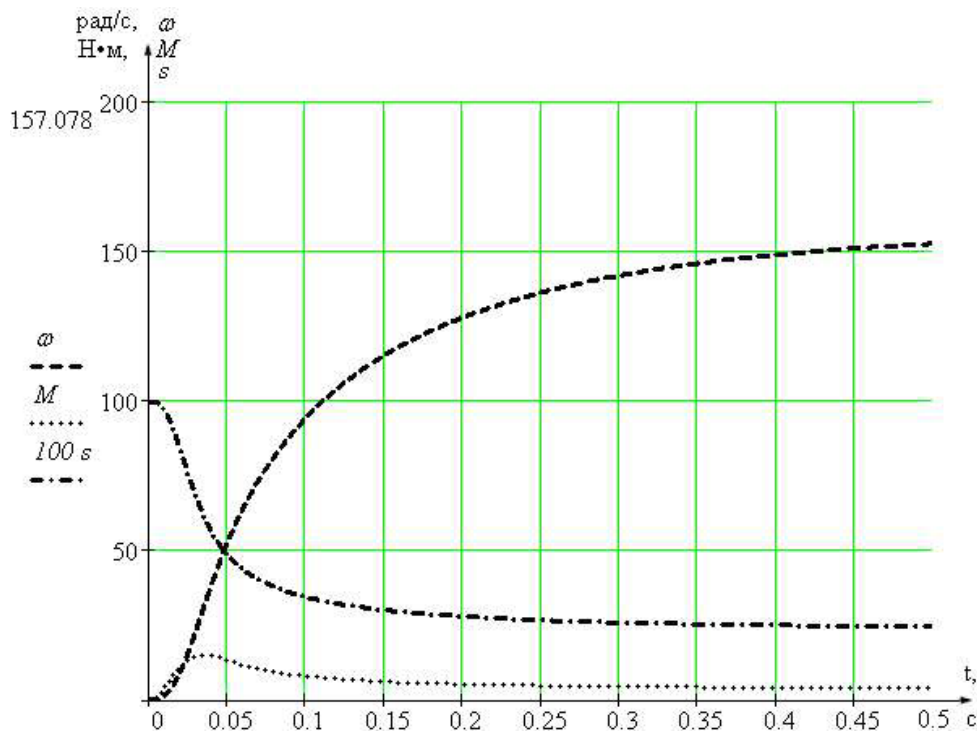


Рис. 4.71. Графіки залежності кутової швидкості, моменту та ковзання двигуна

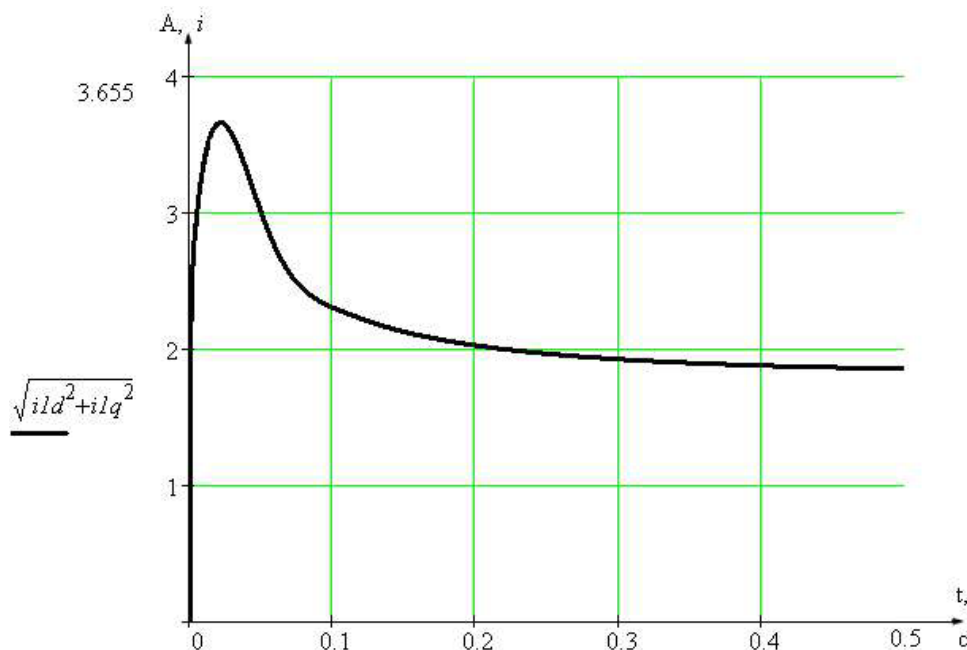


Рис. 4.72. Графік повного струму статора

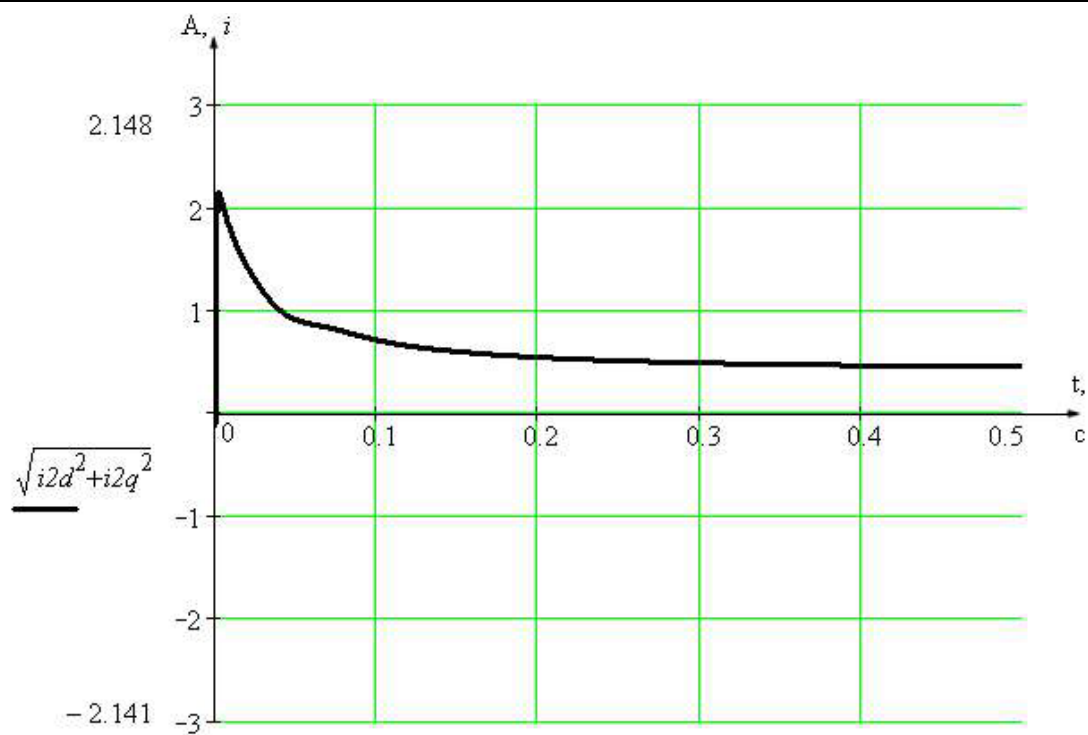


Рис. 4.73. Графіки повного струму ротора

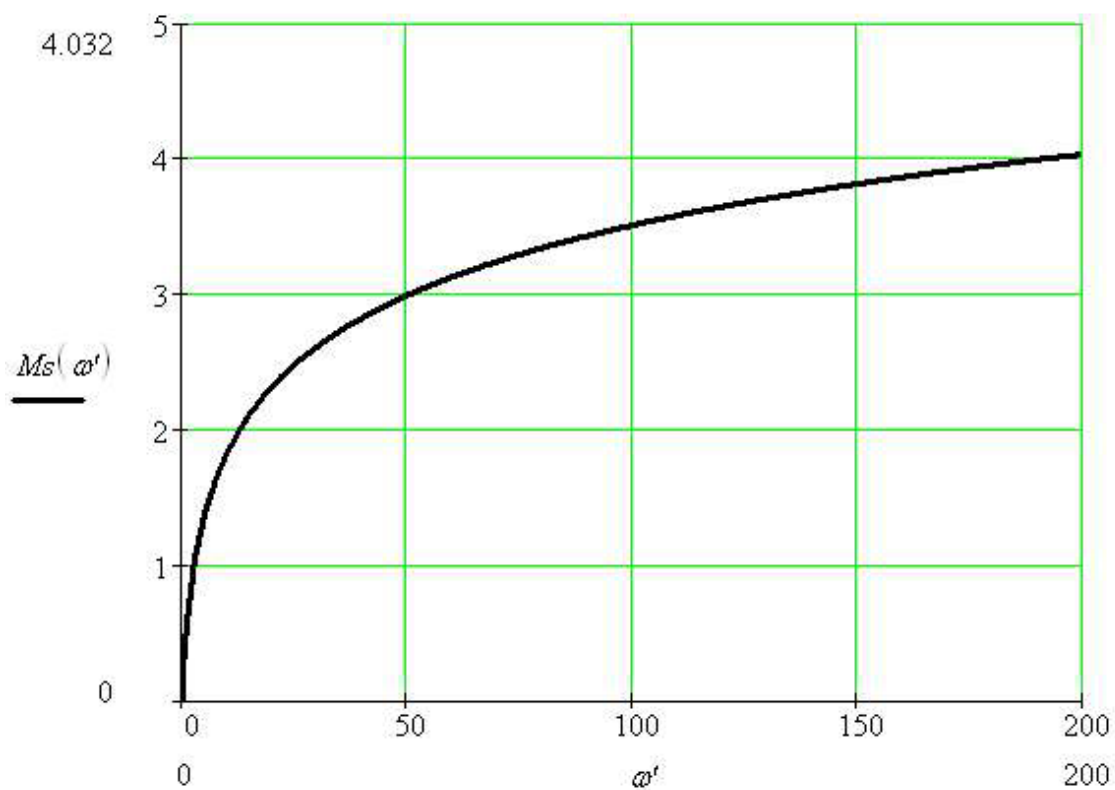


Рис. 4.74. Графік заданої функції моменту опору навантаження

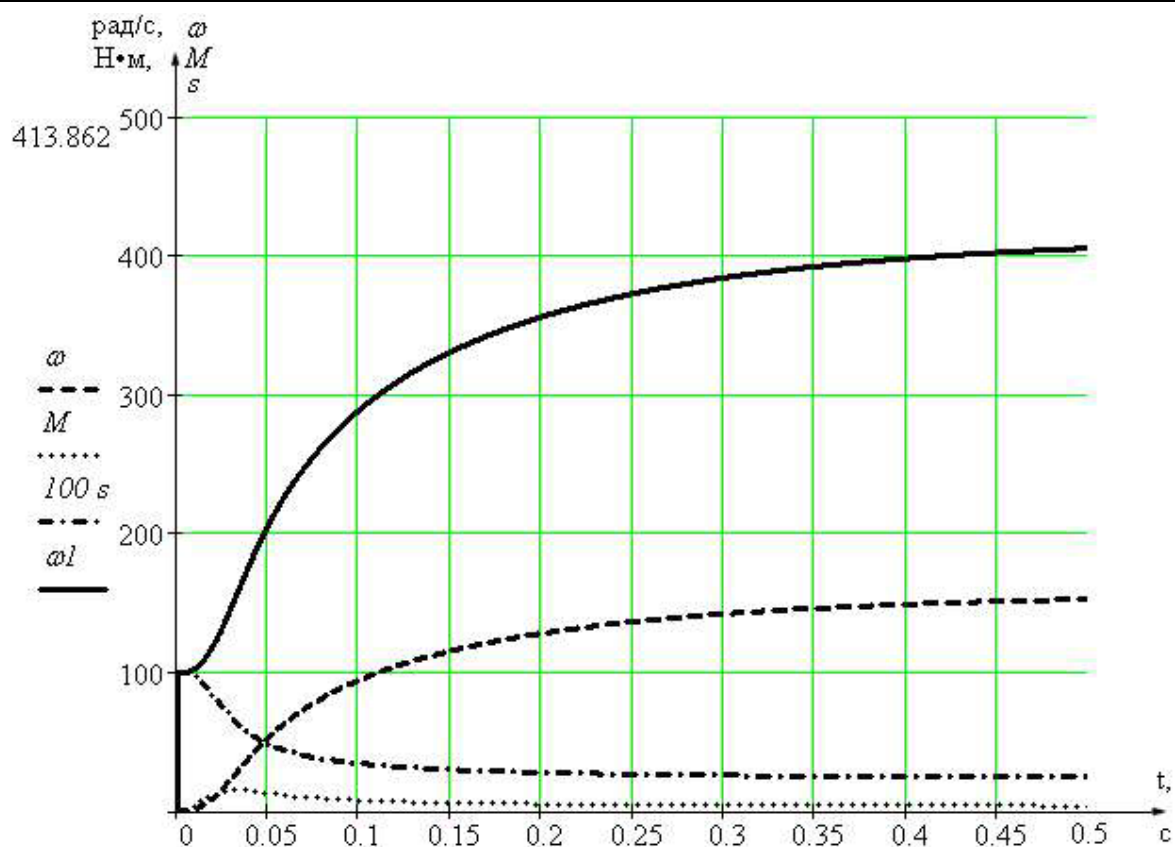


Рис. 4.75. Графіки залежності кутової швидкості, моменту, ковзання двигуна та кутової швидкості електропривода

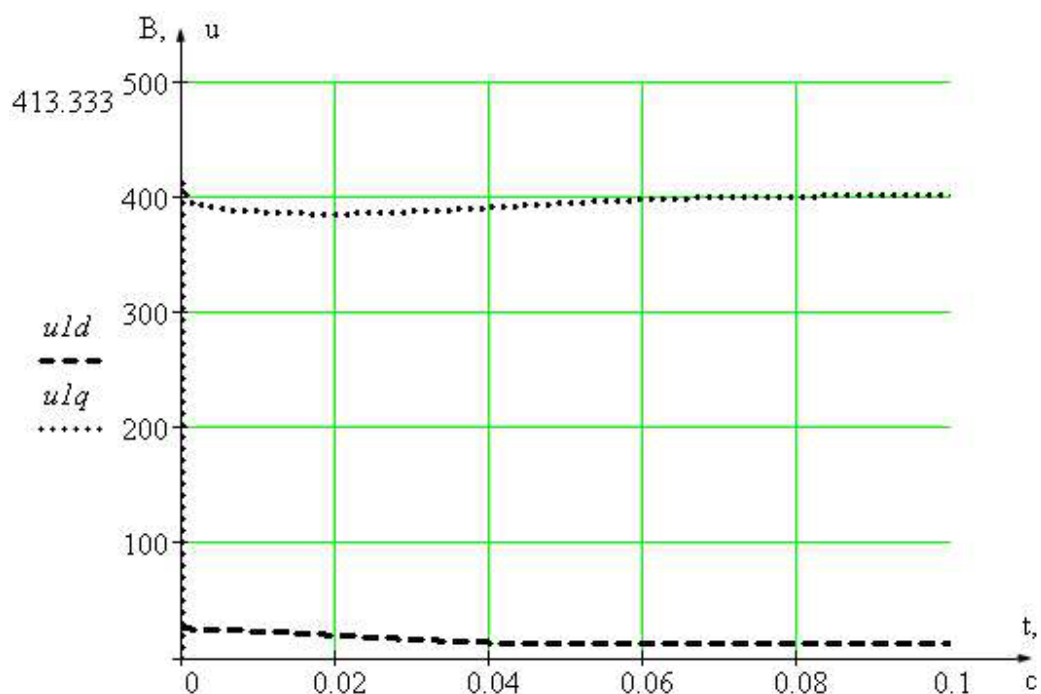


Рис. 4.76. Графіки напруги намагнічування та активної напруги на статорі двигуна

Експериментальні дослідження розробленого стенда з комплектним електроприводом Кемек

Проведено експерименти з варіюванням параметрів моделі

Розглянемо реакцію системи при різних значеннях параметра i (рис. 4.77).

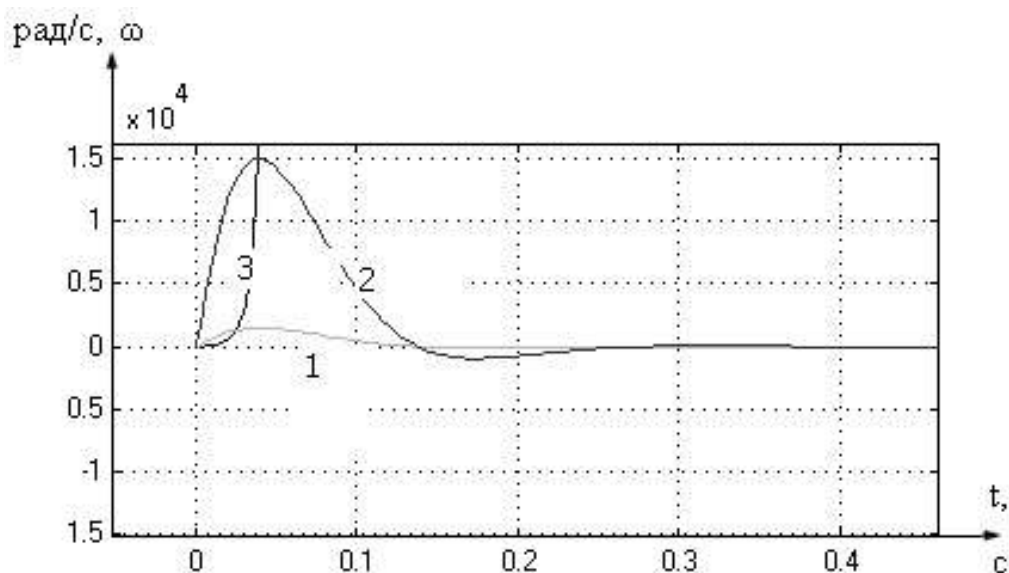


Рис. 4.77. Залежність кутової швидкості від часу при варіюванні параметра i :

$$1 - i = 10^{-2}; 2 - i = 10^{-3}; 3 - i = 10^{-4}$$

Динаміка зміни кута повороту при варіюванні параметра i практично не змінюється. З експерименту видно, що коефіцієнт передачі редуктора i природним чином впливає на динаміку системи і що збільшення коефіцієнта приводить до збільшення максимальної амплітуди кутової швидкості. Розглянемо реакцію системи при різних значеннях параметра J (рис. 4.78).

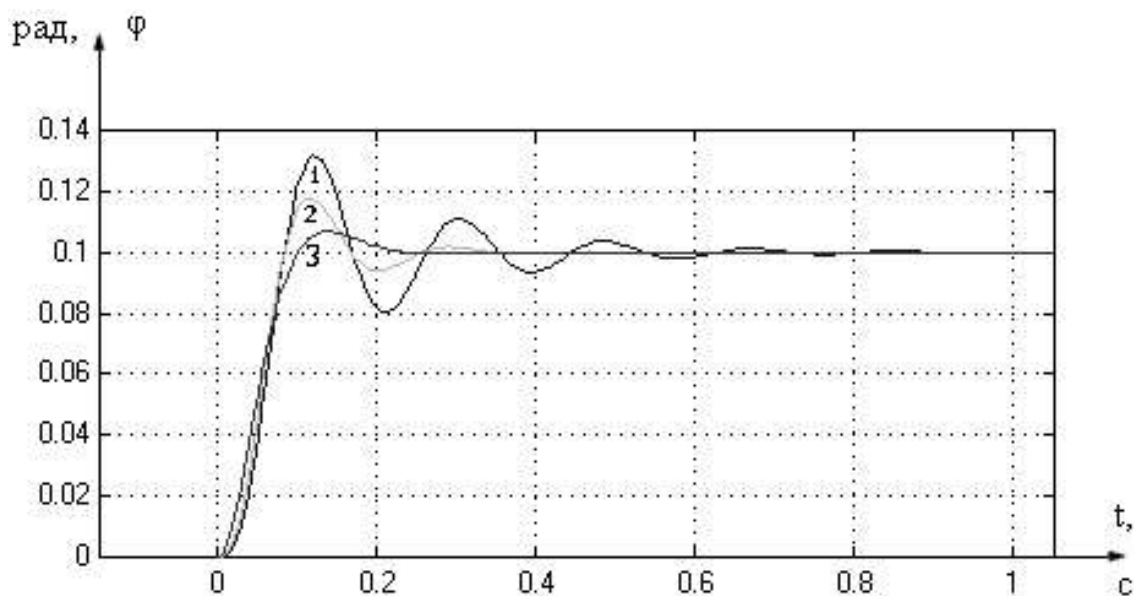


Рис. 4.78. Залежність кута повороту від часу при варіюванні параметра J :

$$1 - J = 6,2 \cdot 10^{-4,8}; 2 - J = 6,2 \cdot 10^{-5}; 3 - J = 6,2 \cdot 10^{-6}$$

Динаміка зміни кутової швидкості при варіюванні параметра J відповідає динаміці зміни кута повороту, у зв'язку з чим тут не приводиться. З експерименту видно, що збільшення моменту інерції J приводить до зменшення часу перехідного процесу, що відповідає використаній моделі, оскільки в ній застосовується блок із значенням $J - 1$.

Також був проведений експеримент, завданням якого полягало у досягненні найбільш швидких перехідних процесів, тому був здійснений перерахунок наступних змінних:

$$\tau_{\omega} = \tau_m = 0.0105, \quad \lambda = \tau_{\omega}^{-1} \approx 95.23, \quad \tau_{\varphi} = 3\tau_{\omega} = 0.0315$$

Нижче наведені результати роботи даної моделі. На графіках показані залежність кутової швидкості від часу (рис. 4.79) та залежність кута повороту від часу (рис. 4.80).

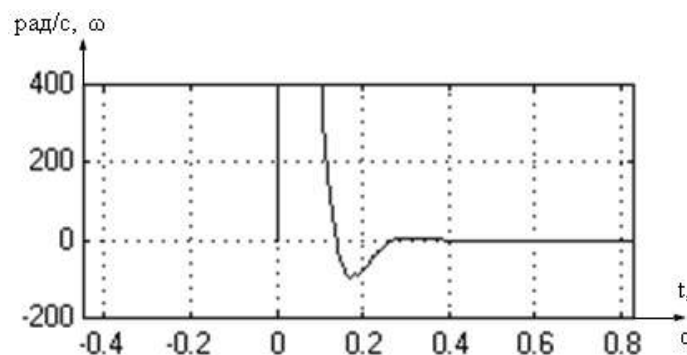


Рис. 4.79. Залежність кутової швидкості від часу

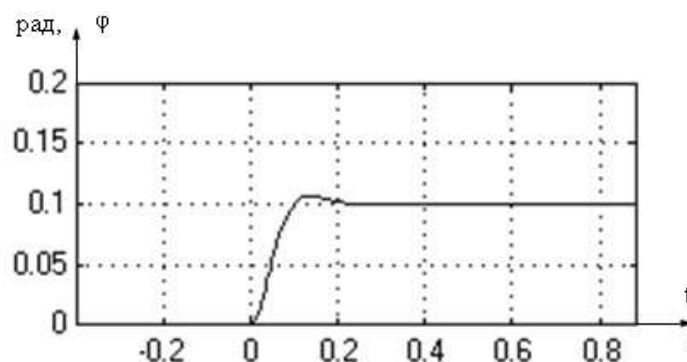


Рис. 4.80. Залежність кута повороту від часу

Таким чином, результати моделювання електроприводів "Размер 2М" та "Кемек", що проводилися з використанням програм Math Cad 2000i та MatLab (Simulink), були перевірені за допомогою експериментальних досліджень, які показали прийнятні результати.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. **Афонин С. М.** Исследование абсолютной устойчивости системы управления деформацией пьезопреобразователя для нано– и микроперемещений [Текст] / С. М. Афонин // Мехатроника, автоматизация, управление. – Москва: 2008. – № 1. – С. 10–16.
2. **Виноградов А. Б.** Частотно-регулируемый электропривод змінного струму нового покоління [Текст] / А. Б. Виноградов, В. Л. Чистосердов, А. Н. Сибірцев // Привід і управління. – 2000. – № 0. – с. 21–24.
3. **Гальперин М. В.** Практическая схемотехника в промышленной автоматике [Текст] / М. В. Гальперин – М.: "Энергоатомиздат", 1987. – 320 с.
4. ГОСТ 5714-74. Машины для термической резки металлов. Типы, основные параметры и размеры.
5. **Гостев В. И.** Системы автоматического управления с цифровыми регуляторами [Текст] / В. И. Гостев, В. К. Стеклов // Справочник. – К.: Радіоаматор, 1998. – 704 с.
6. **Элисеев В. А.** Справочник по автоматизированному электроприводу [Текст] / В. А. Элисеев, А. В. Шинянский. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 616 с. Ил.
7. **Иванченко Ф. К.** Конструкция и расчет подъёмно-транспортных машин [Текст] / Ф. К. Иванченко: Учебник для вузов. – Киев : Вища школа. Главное издательство, 1983. – 351 с.
8. **Каган В. Г.** Цифровые электромеханические системы [Текст] / В. Г. Каган, Ю. Д. Бери, Б. И. Акимов, А. А. Хрычев – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 208 с.
9. **Калашников В. І.** Основи векторного управління асинхронним електроприводом без датчика швидкості [Текст] / В. І. Калашников // Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика: Збірка праць науково технічної конференції – Харків: Основа, 1998. – С. 128–129.
10. **Кириллов Р. С.** Моделирование векторной системы управления с ориентацией по вектору потокоцепления ротора [Текст] / Р. С. Кириллов // Учебное пособие по курсовому проектированию. – Екатеринбург: – 2010.
11. **Клепиков В. Б.** Багатовимірна оптимізація параметрів двукратноінтегруючих цифро-аналогових систем електроприводу [Текст] / В. Б. Клепиков, А. І. Гуль // Електрика. – 1995. – № 11. – С. 42 – 46.

12. **Крутько П. Д.** "Обратные задачи динамики управляемых систем" [Текст] / П. Д. Крутько. – М.: "Наука", 1988.

13. **Леонтьев В. М.** Технология постройки судов и судоремонт [Текст] / В. М. Леонтьев, Н. Ф. Фролов – Л.: Судостроение, 1971.

14. **Нестеренко А. С.** Разработка и модернизация блоков лабораторного стенда с ЧПУ 2P22 на основе электропривода "Размер 2М-5-21" и внешнего управляющего ПК [Текст] / А. С. Нестеренко А. С, Д. Ю. Шарейко // Інформаційно-керуючі системи і комплекси: Матеріали Всеукраїнської науково-технічної конференції студентів, аспірантів, молодих вчених з міжнародною участю. – Миколаїв: НУК, 2008. – 224 с.

15. **Нестеренко А. С.** К вопросу разработки тестирующего стенда для станков с ЧПУ [Текст] / А. С. Нестеренко А. С, Д. Ю. Шарейко // Електротехніка і електромеханіка: Матеріали Всеукраїнської науково-технічної конференції студентів, аспірантів, молодих вчених з міжнародною участю. – Миколаїв: НУК, 2007. – 316 с.

16. **Нестеренко О. С.** Розробка оптимальних параметрів регулювання тестового стенду на основі асинхронного двигуна [Текст] / О. С. Нестеренко, Д. Ю. Шарейко, А. М. Фоменко // Матеріали Всеукраїнської науково-технічної конференції студентів, аспірантів, молодих вчених з міжнародною участю. – Миколаїв: НУК, 2008. – 216 с.

17. **Пархоменко А. С.** Автоматизированный электропривод робототехнических систем. [Текст] / А.С. Пархоменко, С.А. Ковчин, Ю.Г. Ионов // Учебно-методический комплекс. – 2011. – № 4.

18. Патент на корисну модель №122376. Система керування кроковими двигунами [Текст] / Савченко О.В., Білюк І.С., Фоменко А.М., Шарейко Д.Ю., Ольшевський С.І., Фоменко Л.А.; заявник і власник патента Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова. – 10.01.2018., Бюл.№1.

19. Патент на корисну модель №114218. Система керування кроковими двигунами [Текст] / Савченко О.В., Шарейко Д.Ю., Фоменко Л.А., Білюк І.С., Фоменко А.М., Ярохін О.В.; заявник і власник патента Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова. – 10.03.2017., Бюл.№5.

20. Патент на корисну модель №124791. Система керування кроковими двигунами для промислового технологічного обладнання з числовим програмним керуванням [Текст] / Савченко О. В., Білюк С. І., Шарейко Д. Ю., Фоменко А. М., Ольшевський С. І., Фоменко Л. А., Лебедушко П. Є.; заявник і власник патента Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова. – заявл. 27.10.2017 ; опубл. 25.04.2018, Бюл. № 8.

21. Патент на корисну модель №117658. Блок живлення лабораторного стенда [Текст] / Савченко О.В., Шарейко Д.Ю., Фоменко А.М., Білюк І.С., Ольшевський С.І., Фоменко Л.А., Ярохін О.В.; заявник і власник патента Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова. -10.07.2017., Бюл.№13.

22. Патент на корисну модель №37797. Стенд функціонального контролю і діагностики токарних верстатів з числовим програмним керуванням [Текст] / Шарейко Д.Ю., Фоменко А.М., Нестеренко О.С.; заявник і власник патента Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова. – 10.12.2008., Бюл.№23.

23. **Петренко С. Ф.** Пьезоэлектрический двигатель в приборостроении [Текст] / С. Ф. Петренко – К.: "Корнійчук", 2002. – 96 с.
 24. Сайт автоматизированной системы диагностики "ТЕСТ-Д" [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.promreg.ru.
 25. Сайт компанії "Лилея" [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://piezomotor.com.ua>.
 26. Сайт компанії "Промпривод" [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://promprivod.ru>.
 27. Сайт компанії "Electrotechnica" [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.electrotechnica.ru.
 28. Сайт компанії "Sew-eurodrive" [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.sew-eurodrive.ru>.
 29. Сайт компанії "Zont" [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.zont.com.ua>.
 30. Сайт магистров "ДонНТУ" [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://masters.donntu.edu.ua>.
 31. Серводвигатели SmartStep Omron.
 32. Смирнов А. Б. Мехатроника и робототехника. Системы микроперемещений с пьезоэлектрическими приводами [Текст] / А. Б. Смирнов – С.-П.: СПбГПУ, 2003.
 33. Терехов В.М. Системы управления электроприводов: учебник для студ. высш. учеб. заведений [Текст] / В.М. Терехов, И.О. Осипов // 2-е изд., стер. – М. : Издательский центр "Академия", 2006. – 304 с.
 34. **Ширшов И. Г.** Плазменная резка [Текст] / И. Г. Ширшов – Л.: Машиностроение, 1987.
 35. Sew-eurodrive. Практика приводной техники. Проектирование приводов.
-

Текст моделюючої програми з використанням MathCAD 2000i

Відповідно до даних довідника визначаємо потужність двигуна, Вт: $P_n = 1100$.

Частоти обертання двигуна (синхронна та номінальна), об/хв: $n_c = 1500$ та $n_n = 1420$.

Коефіцієнт корисної дії та потужності двигуна: $\eta = 0.75$ та $\cos \varphi_1 = 0.81$.

Відношення максимального моменту до номінального моменту: $\frac{M_{\max}}{M_n} = 2.2$.

Відношення пускового моменту до номінального моменту: $\frac{M_p}{M_n} = 2.0$.

Відношення пускового струму до номінального струму: $\frac{I_p}{I_n} = 5$.

Число пар полюсів двигуна: $Z_p = 2$.

Сумарний приведений до валу двигуна момент інерції, кг/м²: $J = 32.3 \cdot 10^4$.

При $P_n = 1100$ та $n_n = 1420$ знаходимо номінальний момент двигуна, Нм:

$$M_{\text{ном}} = \frac{P_n \cdot 30}{\pi \cdot n_n}, \quad M_{\text{ном}} = 7.397.$$

При $n_c = 1500$ та $n_n = 1420$ знаходимо номінальне ковзання двигуна:

$$S_n = \frac{n_c - n_n}{n_c}, \quad S_n = 0.053.$$

При $P_n = 1100$, $\eta = 0.75$ та $\cos \varphi = 0.81$ знаходимо повну потужність, Вт:

$$S_p = \frac{P_n}{\eta \cdot \cos \varphi_1}, \quad S_p = 1810.7.$$

При заданій фазній напрузі $U_{1f} = 200$ В знаходимо повний струм однієї фази,

$$A: I_{1n} = \frac{S_p}{3 \cdot U_{1f}}, \quad I_{1n} = 2.743.$$

При $n_n = 1420$ знаходимо кутову частоту обертання, рад/с: $\omega_n = \frac{n_n \cdot \pi}{30}$,

$$\omega_n = 148.702.$$

Задаємо коефіцієнти підстроювання

– для індуктивних опорів схеми заміщення: $K_{rx} = 22$; для активних опорів схеми заміщення: $K_{rr} = 18$; для змінення моменту опору навантаження: $K_{ms} = 0.2$;

– для змінення приведенного моменту інерції з урахуванням зовнішнього механізму: $K_j = 2.5$;

– для змінення моменту двигуна: $K_{md} = 2$.

Обчислюємо значення деяких опорів

– повний опір фази статора, Ом: $Z_f = \frac{U_{1f}}{I_{1n}}$, $Z_f = 80.19$, де $U_{1f} = 220$ – фазна напруга, В; $I_{1n} = 2.743$ – повний струм однієї фази, А.

– активний опір фази статора, Ом: $R_{10} = 0.07 \cdot K_{rr}$, $R_1 = Z_f \cdot R_{10}$, $R_1 = 101.039$.

– індуктивний опір фази статора, Ом: $X_{10} = 0.18 \cdot K_{rx}$, $X_1 = Z_f \cdot X_{10}$, $X_1 = 317.552$.

– наведений індуктивний опір фази ротора, Ом: $X_{20} = 0.18 \cdot K_{rx}$, $X_2 = Z_f \cdot X_{20}$, $X_2 = 317.552$.

– наведений активний опір фази ротора, Ом: $R_{20} = 0.07 \cdot K_{rr}$, $R_2 = Z_f \cdot R_{20}$, $R_2 = 101.039$.

– опір взаємної індукції між статором і ротором при номінальній частоті поля, Ом: $X_{00} = 0.17 \cdot K_{rx}$, $X_0 = Z_f \cdot X_{00}$, $X_0 = 299.911$.

Знаходимо значення деяких індуктивностей при заданій частоті мережі $f = 50$ Гц.

– переведення частоти мережі в радіани, рад/с: $\omega_1 = 2 \cdot \pi \cdot f$, $\omega_1 = 314.159$.

– індуктивність фази статора, Гн: $L_1 = \frac{X_1}{\omega_1}$, $L_1 = 1.011$. Індуктивність фази ротора, Гн: $L_2 = \frac{X_2}{\omega_1}$, $L_2 = 1.011$.

– взаємна індуктивність між статором та ротором, Гн: $L_0 = \frac{X_0}{\omega_1}$, $L_0 = 0.955$.

Параметри елементів регулятора швидкості РСЗ

– у схемі суматора D14: $R_{68} = 24 \cdot 10^3$ Ом, $R_{70} = 12.4 \cdot 10^3$ Ом.

– у схемі формувача частоти ковзання D15: $R_{73} = 68 \cdot 10^3$ Ом, $R_{74} = 10.1 \cdot 10^3$ Ом.

– у схемі підсилювача регулятора швидкості D1, D2: $C_9 = 0.22 \cdot 10^{-6}$ Ф, $R_3 = 1.33 \cdot 10^3$ Ом, $R_6 = 1.66 \cdot 10^3$ Ом, $R_{12} = 21.5 \cdot 10^3$ Ом.

Знаходимо постійну часу регулятора швидкості, с: $T_{rs} = (R_3 + R_6) \cdot C_9$, $T_{rs} = 5.852 \cdot 10^{-4}$.

Знаходимо коефіцієнт підсилення регулятора швидкості: $K_{rs} = \frac{R_{12}}{R_3 + R_6}$,

$$K_{rs} = 8.038.$$

Знаходимо коефіцієнт підсилення регулятора швидкості по ковзанню, 1/с:

$$K_{os} = \frac{2 \cdot \pi \cdot R_{74} \cdot 10^4}{1.44 \cdot R_{73} \cdot 10^3}, K_{os} = 6.481.$$

Знаходимо коефіцієнт підсилення регулятора струму: $K_{rt} = \frac{R_{70}}{R_{68}}$, $K_{rt} = 0.517$.

Обчислюємо визначник системи рівнянь: $\Delta = (L_1 \cdot L_2) \cdot L_0^2$, $\Delta = 0.11$.

Постійна часу інтегрування (крок інтегрування), с: $\Delta t = \frac{T_{rs}}{6}$, $\Delta t = 9.753 \cdot 10^{-5}$.

Число ітерацій циклу інтегрування: $n_j = \frac{1}{\Delta t}$, $n_j = 10253$.

Задаємо коефіцієнт підсилення зворотного зв'язку по швидкості та транзисторного інвертора відповідно до принципової схеми: $K_{tg} = \frac{1}{150}$, $K_i = 80$.

Задаємо вхідну напругу, при якій двигун розвине номінальну швидкість, В: $U_{ozad} = 10$.

Задаємо значення постійної напруги збудження, яку видає привід на двигун, В: $U_{dzad} = 0.65$, $U_{dzad} \cdot K_{rt} \cdot K_i = 26.867$.

Задаємо значення постійної напруги збудження для моделювання без приво-
ду, В: $U_{1dzad} = 20$.

Для завдання обмеження вихідної напруги підсилювача створюємо функцію:

$$f_{restr}(x, a) = i_f(y(x) < -a, -a, i_f(y(x) > a, a, y(x))),$$

Задаємо функцію моменту опору навантаження

$$M_s(\omega) = i_f(\omega = 0, 0, K_{ms} \cdot M_{nom} \cdot \log(|\omega + 1|, 7)).$$

Синтез системи керування проводиться спочатку за допомогою діючої математичної моделі асинхронного двигуна без електропривода. На цій моделі були відпрацьовані режими роботи двигуна. Цикл обчислення дозволяє з достатньою точністю змодельовати дію всіх режимів. Текст циклу обчислення діючої математичної моделі асинхронного двигуна без електропривода наведений у роботі [27]. Для забезпечення працездатності цієї моделі попередньо введені необхідні початкові умови та присвоєні відповідні установки.