

ЗАКЛАД ВИЩОЇ ОСВІТИ «ПОДІЛЬСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ»
Навчально-науковий інститут заочної і дистанційної освіти
Факультет енергетики та інформаційних технологій
Кафедра електротехніки, електромеханіки і електротехнологій

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему:

**Дослідження технічно оптимальних за швидкодією систем
регулювання швидкості обертання двигуна постійного струму**

Виконав:

здобувач вищої освіти заочної форми
навчання освітнього ступеня «Магістр»,
освітньо-професійної програми
«Електроенергетика, електротехніка та
електромеханіка» спеціальності 141
«Електроенергетика, електротехніка та
електромеханіка»

_____ **Віктор ДУБІК**

Керівник: канд. технічн. наук, професор

_____ **Людмила МИХАЙЛОВА**

Оцінка захисту:

Національна шкала _____

Кількість балів _____ Шкала ECTS _____

Допускається до захисту:

« ____ » _____ 2025р.

Керівник проектної групи
(гарант освітньої програми)

«Електроенергетика,
електротехніка та електромеханіка»
спеціальності 141 «Електроенергетика,
електротехніка та електромеханіка»

кандидат технічних наук, доцент _____ **Павло ПОТАПСЬКИЙ**

м. Кам'янець-Подільський, 2025р.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	7
Розділ 1. Аналіз сучасних систем регулювання швидкості двигунів постійного струму	9
1.1. Системи управління двигунами постійного струму тиристорними регуляторами	11
1.2. Системи управління двигунами постійного струму генераторами.	15
1.3. Критерії оптимальності систем регулювання за швидкодією	20
Висновки до розділу 1	23
Розділ 2. Математичне моделювання системи регулювання швидкості.....	24
2.1. Моделювання статичних систем регулювання швидкості.....	24
2.1.1. Статична система КТВ-Д	24
2.1.2. Статична система Г-Д.....	29
2.2. Моделювання астатичних систем регулювання швидкості.....	33
2.2.1. Астатична система КТВ-Д	33
2.2.2. Астатична система Г-Д.....	34
2.3. Статичні системи регулювання швидкості ДПС з вхідним сигналом збурення	37
2.4. Астатичні системи регулювання швидкості ДПС з вхідним сигналом збурення	42
Висновки до розділу 2.....	47
Розділ 3. Дослідження технічно оптимальних за швидкодією систем регулювання.....	49
3.1. Вибір критерію оптимальності за швидкодією	49
3.2. Система регулювання з пропорційним регулятором швидкості.....	51

	3
3.2.1. Одиничний збурюючий вплив	53
3.2.2. Збурюючий вплив у вигляді лінійного сигналу з обмеженням	58
3.3. Система регулювання з пропорційно-інтегральним регулятором швидкості.....	63
3.3.1. Одиничний збурюючий вплив	64
3.3.2. Збурюючий вплив у вигляді лінійного сигналу з обмеженням.	71
Висновки до розділу 3	76
Висновки	78
Список використаних джерел	81
ДОДАТКИ.....	85

РЕФЕРАТ

Дипломна робота магістра складається з пояснювальної записки, виконаної машинописним способом на 81 аркушах формату А4, вміщує 3 розділи, 3 таблиць 16 рисунків, 28 літературних джерел, додатків, та презентаційного матеріалу на 22 аркушах.

В даній роботі проведено дослідження технічно оптимальних за швидкодією систем регулювання швидкості обертання двигуна постійного струму та визначення параметрів регулятора, що забезпечують мінімальний час перехідного процесу при збереженні стійкості системи.

Проведено аналітичні розрахунки, що забезпечують можливість всебічного динамічного аналізу системи на основі диференціальних рівнянь, ступінь яких корелює зі ступенем диференціальних рівнянь, що характеризують дану систему.

В роботі використано аналітичний метод ґрунтується на побудові математичної моделі електропривода у вигляді системи диференціальних рівнянь або передавальних функцій. На основі цих рівнянь сформовано передавальна функція об'єкта керування, що використовується для аналітичного розрахунку часових характеристик системи. Для підпорядкованого керування використана двоконтурна регулювання швидкості.

Практичне значення отриманих результатів полягає у можливості використання розробленої моделі та методики оптимізації для вдосконалення систем керування електроприводами у промислових та транспортних установках.

Ключові слова: двигун постійного струму, статична система, астатична система, керований тиристорний випрямляч (КТВ), генератор, збуруючий вплив.

АНОТАЦІЯ

У роботі досліджено технічно оптимальні за швидкодією системи регулювання швидкості обертання двигуна постійного струму .

Основна мета дослідження — визначення параметрів регулятора, що забезпечують мінімальний час перехідного процесу при збереженні стійкості системи.

В роботі використано аналітичний метод, що ґрунтується на побудові математичної моделі електропривода (система диференціальних рівнянь та передавальних функцій) для всебічного динамічного аналізу. Практичне значення отриманих результатів полягає у можливості використання розробленої моделі та методики оптимізації для вдосконалення систем керування електроприводами у промислових та транспортних установках.

ABSTRACT

The work investigates technically optimal speed control systems for DC motors.

The main goal of the study is to determine the controller parameters that ensure the minimum time of the transient process while maintaining system stability.

The work uses an analytical method based on the construction of a mathematical model of the electric drive (a system of differential equations and transfer functions) for a comprehensive dynamic analysis. The practical significance of the results obtained lies in the possibility of using the developed model and optimization methods to improve electric drive control systems in industrial and transport installations.

СПИСОК СКОРОЧЕНЬ

АД – двигуни змінного струму

ДПС – двигун постійного струму

ПІ – пропорційно інтегральний регулятор

Г-Д – генератор-двигун

ЕРС – електрорушійна сила

КТВ – керований тиристорний випрямляч

КТВ-Д – керований тиристорний випрямляч – двигун

ВСТУП

У сучасних умовах розвитку промисловості, транспорту та енергетики значну роль відіграють електроприводи, які забезпечують автоматизоване керування технологічними процесами. Серед різноманітних типів електроприводів особливе місце займають системи з двигунами постійного струму, що характеризуються простотою регулювання, широким діапазоном зміни швидкості обертання та високими динамічними властивостями.

Зі зростанням вимог до продуктивності та енергоефективності електромеханічних систем актуальною стає задача підвищення швидкодії систем регулювання швидкості при забезпеченні необхідної точності та стійкості. Висока швидкодія дозволяє зменшити час перехідних процесів, підвищити точність підтримання заданих режимів та знизити енергетичні втрати.

Одним із основних напрямів удосконалення електроприводів є синтез технічно оптимальних систем регулювання, що забезпечують мінімальний час перехідного процесу за умови обмеження керуючих впливів і збереження стабільності системи. При цьому особливу увагу приділяють побудові моделей двигуна та вибору законів регулювання, які забезпечують оптимальне поєднання швидкодії, точності та енергетичної ефективності.

На сьогодні існує велика кількість методів аналізу та синтезу систем автоматичного регулювання — від класичних (ПД-регулятори, частотні методи) до сучасних підходів, що базуються на оптимальному, адаптивному та робастному керуванні. Проте для конкретних типів двигунів постійного струму вибір оптимальної структури та параметрів регулятора залишається складним інженерним завданням, яке потребує математичного моделювання, дослідження динамічних характеристик та порівняння різних варіантів систем.

Метою магістерської роботи є дослідження технічно оптимальних за швидкістю систем регулювання швидкості обертання двигуна постійного струму та визначення параметрів регулятора, що забезпечують мінімальний час перехідного процесу при збереженні стійкості системи.

Для досягнення поставленої мети необхідно розв'язати такі завдання:

1. провести аналіз існуючих систем регулювання швидкості двигунів постійного струму;
2. побудувати математичну модель електропривода з урахуванням динаміки об'єкта керування;
3. синтезувати технічно оптимальну систему регулювання за критерієм швидкодії;
4. провести моделювання перехідних процесів у середовищі MATLAB;
5. здійснити аналіз отриманих результатів систем регулювання.

Об'єктом дослідження є система автоматичного регулювання швидкості обертання двигуна постійного струму.

Предметом дослідження є методи синтезу технічно оптимальних систем регулювання за критерієм швидкодії.

Методи дослідження. Аналітичний метод ґрунтується на побудові математичної моделі електропривода у вигляді системи диференціальних рівнянь або передавальних функцій. На основі цих рівнянь формується передавальна функція об'єкта керування, що використовується для аналітичного розрахунку часових характеристик системи.

Наукова новизна роботи полягає у визначенні оптимальних параметрів регулятора, що забезпечують мінімальний час перехідного процесу при обмеженнях на керуючий сигнал і збереженні стійкості системи.

Практичне значення отриманих результатів полягає у можливості використання розробленої моделі та методики оптимізації для вдосконалення систем керування електроприводами у промислових та транспортних установках.

Апробація результатів: Основні результати магістерської роботи викладені в роботі: Dubik V. et al. Analysis and calculation of the dynamic voltage reserve of the converter when working under load in systems of subject regulation by electric drives of direct current //Przegląd Elektrotechniczny. – 2024. – Т. 100.

РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ СУЧАСНИХ СИСТЕМ РЕГУЛЮВАННЯ ШВИДКОСТІ ДВИГУНІВ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Електроприводи постійного струму широко використовуються у промисловості, транспорті, енергетиці та автоматизованих технологічних комплексах завдяки високим динамічним характеристикам, простоті регулювання швидкості та можливості забезпечення великого діапазону її зміни. Основою ефективного функціонування таких електроприводів є система автоматичного регулювання швидкості, яка забезпечує стабільність роботи, точність підтримання заданих режимів і швидко реакцію на зовнішні збурення.

Об'єктом керування у системах з двигуном постійного струму є сам електричний двигун, динамічні властивості якого визначаються електричними та механічними параметрами — індуктивністю, опором якоря, моментом інерції ротора, коефіцієнтами електромеханічного перетворення та навантаженням на валу. Для побудови адекватної системи регулювання необхідно враховувати ці параметри, оскільки вони впливають на часові характеристики процесів прискорення та гальмування двигуна [1-3].

Математична модель двигуна постійного струму описується системою диференціальних рівнянь, що зв'язують струм якоря, електрорушійну силу, момент двигуна та швидкість обертання вала. Ця модель слугує основою для синтезу регуляторів, які забезпечують бажані динамічні властивості системи.

Сучасні системи регулювання швидкості двигунів постійного струму будуються за різними принципами — від класичних лінійних до інтелектуальних. Найпоширенішими залишаються системи з ПІ-регуляторами, які забезпечують компроміс між точністю, стійкістю та швидкодією. Разом з тим, традиційні методи регулювання мають обмеження при змінних навантаженнях або нелінійних характеристиках двигуна.

У зв'язку з цим дедалі більшого поширення набувають сучасні підходи, що базуються на оптимальному, адаптивному керуванні. Оптимальні системи

орієнтуються на мінімізацію часу перехідного процесу або енергетичних витрат, адаптивні — змінюють свої параметри в процесі роботи залежно від умов, а робастні — забезпечують стабільність при невизначеності параметрів моделі. Перспективним напрямом розвитку є також використання інтелектуальних систем керування, зокрема регуляторів на основі нечіткої логіки, нейронних мереж або генетичних алгоритмів.

Завдяки використанню програмних засобів моделювання, таких як MATLAB/Simulink, інженери мають змогу аналізувати перехідні процеси, досліджувати вплив параметрів регулятора на швидкодію та стійкість системи, а також оптимізувати структуру керування під конкретні умови експлуатації.

Таким чином, проведений аналіз показує, що підвищення ефективності електроприводів постійного струму нерозривно пов'язане з удосконаленням систем автоматичного регулювання швидкості. Застосування сучасних методів оптимізації та інтелектуального керування дозволяє забезпечити високу швидкодію, точність і надійність роботи електромеханічних систем у широкому діапазоні режимів.

1.1. Системи управління двигунами постійного струму тиристорними регуляторами

У сучасній електроприводній техніці все ширше застосовуються напівпровідникові пристрої керування — тиристори, які забезпечують ефективне, надійне та плавне регулювання параметрів електричних машин. Використання тиристорних регуляторів дозволяє значно підвищити енергоефективність систем керування, зменшити втрати енергії, покращити точність регулювання швидкості та моменту двигунів, а також забезпечити автоматизацію технологічних процесів.

Системи управління двигунами за допомогою тиристорних регуляторів призначені для: - плавного регулювання швидкості обертання двигуна;

- обмеження пускового струму при запуску; - забезпечення реверсу (зміни напрямку обертання);

- стабілізації частоти обертання при змінному навантаженні;

- автоматичного підтримання моменту або швидкості відповідно до заданих параметрів.

Такі системи знаходять застосування у приводах верстатів, конвеєрів, ліфтів, електротранспорту, насосних і вентиляторних установок, а також у різних автоматизованих технологічних лініях.

Основою роботи тиристорного регулятора є зміна середнього значення напруги або струму, що подається на електродвигун. Це досягається шляхом керованої комутації тиристорів — напівпровідникових елементів, які проводять струм лише після подачі імпульсу керування на керуючий електрод.

Залежно від типу двигуна, тиристорні системи можуть бути двох основних видів [3]:

1. Для двигунів постійного струму (ДПС) — використовують тиристорні перетворювачі (випрямлячі), які регулюють випрямлену напругу на якорі або збудженні.

2. Для асинхронних двигунів змінного струму (АД) — використовують тиристорні комутатори, регулятори напруги або інвертори, які змінюють амплітуду або частоту напруги живлення.

Технічно оптимальним за швидкодією перехідним процесом вважають такий процес (рис. 1.1), при якому величина перерегулювання $\Delta F(\tau)$ не перевищує заданого значення, а час τ_1 та τ_2 є мінімальними для даної системи [5].

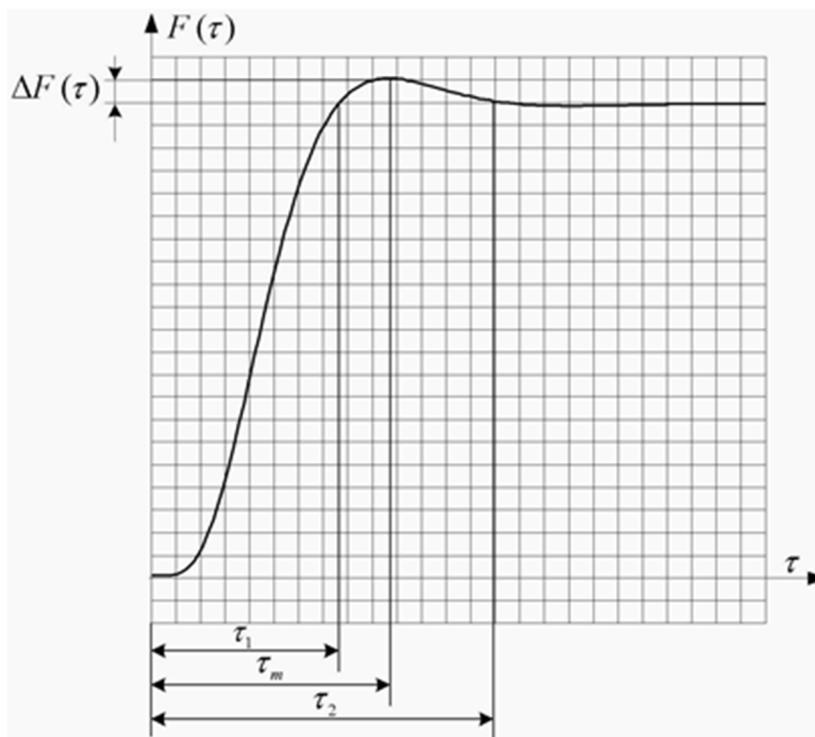


Рис. 1.1. - Графік перехідного процесу технічно-оптимального за швидкодією

Типова система керування двигуном із тиристорним регулятором складається з таких основних частин [5,6]:

1. Джерело живлення – одно- або трифазна мережа змінного струму.
2. Тиристорний перетворювач – пристрій, що формує керовану напругу чи струм для живлення двигуна.
3. Двигун – об'єкт керування (ДПС).
4. Система керування тиристорами – формує імпульси керування на тиристори відповідно до сигналів з датчиків і команд від регулятора.

5. Датчики зворотного зв'язку – вимірюють швидкість, струм, напругу або момент двигуна.

6. Регулятори – порівнюють задані та фактичні параметри й формують сигнал керування для системи імпульсів.

Переваги тиристорних систем керування

- Високий ККД (до 95–98%);
- Плавне регулювання швидкості без механічних втрат;
- Компактність і надійність у порівнянні з електромеханічними регуляторами;
- Можливість автоматизації за допомогою мікропроцесорних контролерів;
- Зменшення енергоспоживання та підвищення ресурсу роботи двигуна.

Для точного та динамічного управління ДПС використовується підпорядкована система керування з двома основними контурами:

Контур струму призначений для обмеження струму якоря (а отже, і моменту двигуна) та забезпечення високої динаміки.

Регульована величина: Струм якоря I_α .

Вихідна величина: Кут керування α тиристорного перетворювача.

Регулятор: Пропорційно-Інтегральний (ПІ) регулятор.

Контур швидкості призначений для підтримки заданої швидкості двигуна з високою точністю.

Регульована величина швидкість обертання - ω .

Вихідна величина: вставка для контуру струму - I_α^* .

В якості регулятора використовується як правило, ПІ-регулятор.

Сигнал на зміну швидкості подається на зовнішній контур, вихід якого формує завдання на струм для внутрішнього контуру. Вихід внутрішнього контуру керує тиристорним перетворювачем. Це забезпечує надійний захист від перевантажень за струмом, оскільки момент (і струм) обмежується незалежно від завдання швидкості. У цьому випадку методика дослідження зводиться до аналізу перехідних процесів у системах підпорядкованого регулювання швидкості (ЕРС) електродвигуна, коли похідні вихідного сигналу не мають

обмежень. Єдиним параметром, який підлягає обмеженню, виступає величина перерегулювання вихідної величини [8].

На рис. 1.2,а представлено структурну схему двигуна постійного струму, який живиться від керованого тиристорного випрямляча (КТВ) без коригувальних ланок — систему типу КТВ–Д [7,17,24].

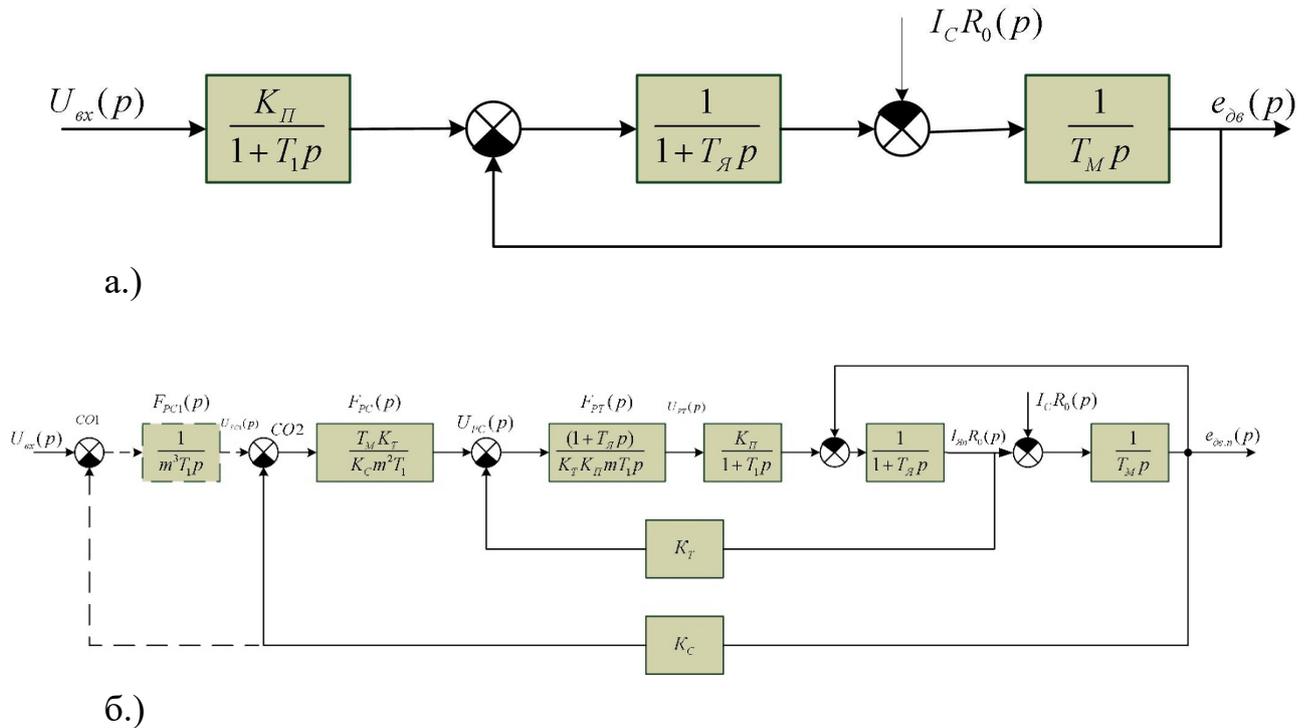


Рис. 1.2. Структурна схема системи КТВ–Д: а.) без корегуючих ланок; б.) з корегуючими ланками [24].

У поданій схемі найменшою є постійна часу T_1 , що характеризує суму некомпенсованих малих постійних часу. Найбільшими, які необхідно компенсувати, є $T_я$ та $T_м$ — відповідно електромагнітна та електромеханічна постійні часу.

З метою компенсації виявлених невідповідностей передбачається введення структури двоконтурного регулювання (зображено на рис. 1.2, б безперервними лініями). Вхідний керуючий вплив $U_{ex}(p)$ подається до СО2. Визначення передавальних функцій регуляторів струму $F_{PT}(p)$ та швидкості $F_{PC}(p)$ за умови відсутності врахування внутрішнього зворотного зв'язку, зумовленого проти-ЕРС двигуна, здійснюється згідно з [8,10].

$$F_{PT}(p) = \frac{(1 + T_{\alpha}p)}{K_T K_{\Pi} m T_1 p}, \quad (1.1)$$

$$F_{PC}(p) = \frac{T_M K_T}{m^2 T_1 K_C} = \frac{K_T J}{K_C K \Phi_H m^2 T_1}, \quad (1.2)$$

де K_T, K_C – коефіцієнти зворотних зв'язків відповідно по струму та швидкості;

K_{Π} – коефіцієнт підсилення тиристорного перетворювача;

m – співвідношення еквівалентних постійних часу;

J – приведений момент інерції;

K – коефіцієнт машини;

Φ_H – номінальний потік збудження електродвигуна.

1.2. Системи управління двигунами постійного струму генераторами

Двигуни постійного струму (ДПС) завдяки своїм характеристикам — простоті регулювання швидкості, можливості отримання великого пускового моменту та легкості реверсування — широко використовуються у промисловості, на транспорті, у системах автоматичного керування. Одним із класичних методів керування такими двигунами є генераторне регулювання, при якому напруга, що подається на якорь двигуна, формується спеціальним генератором постійного струму. Така система називається електромашинним підсилювачем або системою керування за допомогою генератора [7].

2. Призначення та загальна характеристика системи

Система управління двигуном постійного струму за допомогою генератора призначена для:

- плавного регулювання швидкості обертання двигуна;
- забезпечення пуску, гальмування та реверсу;
- стабілізації швидкості при змінному навантаженні;
- підвищення точності та плавності регулювання.

Такі системи застосовувалися переважно до появи напівпровідникових перетворювачів, однак вони залишаються важливою частиною історії розвитку електроприводів і досі можуть використовуватися у потужних промислових установках або в місцях, де потрібна підвищена надійність та стійкість до електромагнітних завад.

3. Принцип роботи системи "генератор — двигун" (система Г–Д) [5,6].

Основою генераторного способу регулювання є електромеханічне перетворення енергії. У системі Г–Д (генератор–двигун) генератор постійного струму живить двигун постійного струму, який виконує роботу на навантаження.

Двигун приводу генератора (ДПГ) — зазвичай це асинхронний або синхронний двигун змінного струму, який обертає генератор.

Генератор постійного струму (Г) — виробляє керовану напругу, яку подають на двигун постійного струму.

Двигун постійного струму (Д) — основний виконавчий елемент, який приводить у рух робочий механізм.

Система керування — змінює струм збудження генератора, тим самим регулюючи його вихідну напругу та, відповідно, швидкість двигуна.

Швидкість обертання двигуна n визначається рівнянням:

$$n = (U - I_a * R_a) / (C_e * \Phi),$$

де U — напруга на якорі двигуна,

I_a — струм якоря,

R_a — опір кола якоря,

Φ — магнітний потік двигуна.

Змінюючи струм збудження генератора, можна плавно змінювати напругу U , а отже — і швидкість двигуна.

4. Схеми керування системою "генератор — двигун"

Існує кілька типових схем таких систем:

1. Одноконтурна система Г–Д Напруга генератора регулюється безпосередньо зміною струму його збудження. Простий варіант, застосовується для ручного керування або в простих механізмах.

2. Двоконтурна система Г–Д Має контур струму і контур швидкості. Сигнали від датчиків швидкості (тахогенераторів) використовуються для автоматичного регулювання струму збудження генератора. Забезпечує стабільність швидкості при змінних навантаженнях.

3. Реверсивна система Г–Д Реалізує зміну напрямку обертання двигуна шляхом зміни полярності напруги генератора. Дозволяє керувати напрямком руху механізму без перемикання проводів на якорі двигуна.

4. Системи типу Г–Д–Д (двигун–генератор–двигун)

У складніших випадках застосовуються системи Д–Г–Д, де перший двигун (змінного струму) обертає генератор постійного струму, який живить двигун постійного струму. Така система може бути:

- некерованою, коли збудження генератора залишається постійним;
- керованою, коли збудження генератора регулюється автоматично для зміни швидкості.

5. Переваги систем керування з генераторами

- Плавне та безступінчасте регулювання швидкості у широкому діапазоні;
- Висока стабільність швидкості при зміні навантаження;
- Можливість отримання великого пускового моменту;
- Реверсивність — можливість легкої зміни напрямку обертання;
- Хороші динамічні властивості при роботі з автоматичними системами керування.

6. Недоліки генераторних систем

- Великі маса і габарити електромашинного агрегату;
- Механічні втрати через наявність обертових частин;
- Складність обслуговування колекторно-щіткових вузлів;
- Низький ККД у порівнянні з тиристорними або транзисторними системами;
- Висока інерційність, що обмежує швидкодію.

7. Сфери застосування

Системи генераторного керування все ще використовуються або застосовувалися у:

- електроприводах прокатних станів і кранів;
- системах керування рухом залізничних локомотивів старого типу;
- лабораторних стендах для дослідження перехідних процесів;
- установках, де важлива висока стійкість до електромагнітних завад або надійність роботи в екстремальних умовах.

Системи управління двигунами постійного струму за допомогою генераторів відіграли значну роль у розвитку електроприводів. Вони стали перехідною ланкою між класичними електромеханічними способами регулювання та сучасними напівпровідниковими системами. Попри певні недоліки, генераторні системи відзначаються високою стабільністю, плавністю регулювання та надійністю. На рис.1.3,а надана структурна схема двигуна постійного струму, що живиться від електромашинного генератора з тиристорним збудженням без корегуючих ланок (система Г-Д.) [11,24].

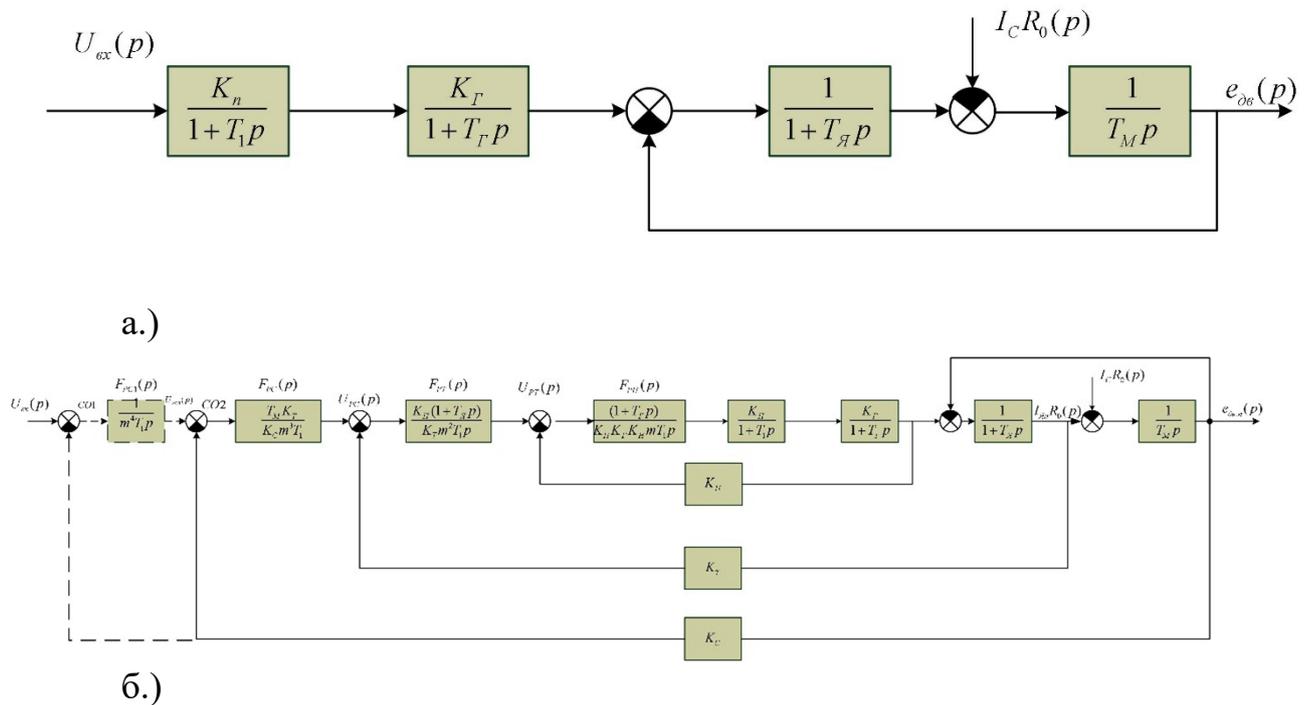


Рис. 1.3. Структурна схема системи Г-Д: а.) без корегуючих ланок; б.) з корегуючими ланками [24].

На рис. 1.3, а зображено структурну схему системи "Генератор-Двигун" (Г-Д), де двигун постійного струму забезпечується живленням від електромашинного генератора, збудженого тиристорним перетворювачем, і коригувальні ланки відсутні. У даному випадку найменшою постійною часу є T_1 . Домінуючими ж постійними часу виступають T_G , (електромагнітна постійна часу обмотки збудження генератора), T_J , (електромагнітна постійна часу якірного кола двигуна) та T_M (електромеханічна постійна часу). З метою їх компенсації передбачається введення трьох контурів регулювання, що відображено на рис. 1.3, б (соціальні лінії). Керуючий вплив $U_{вх}(P)$ надходить на вхід СО2.

Для регуляторів напруги $F_{PH}(p)$, струму $F_{PT}(p)$ та швидкості $F_{PC}(p)$ передавальні характеристики описуються співвідношеннями [10,11].

$$F_{PH}(p) = \frac{1 + T_G p}{m T_1 p K_{II} K_H K_G} \quad (1.3)$$

$$F_{PT}(p) = \frac{(1 + T_J p) K_H}{m^2 T_1 p K_T} \quad (1.4)$$

$$F_{PC}(p) = \frac{T_M K_T}{m^3 T_1 K_C} = \frac{K_T J}{K_C K \Phi_H m^3 T_1} \quad (1.5)$$

де K_H – коефіцієнт зворотного зв'язку по напрузі генератора;

K_G – коефіцієнт підсилення генератора.

Для однократно інтегрованих систем регулювання ЕРС (швидкості) двигунів постійного струму властива статична похибка (неузгодження), яка формується двома складовими: похибкою від задаючої дії та похибкою від зовнішніх збурень.

У випадках, коли допустима межа похибки від збурень порушується, що не відповідає вимогам технологічного процесу, застосовують астатичні (або двократно інтегровані) системи регулювання.

На рис. 1.2, б представлена структурна схема астатичної САР для системи КТВ–Д (з додатковим контуром та зворотним зв'язком, позначеними пунктиром). Сигнал $U_{вх}(p)$ надходить на вхід СО1.

Введення астатизму передбачає додавання додаткового регулятора швидкості, передавальна функція якого відповідає виразу [1]:

$$F_{PC_1}(p) = \frac{I}{m^3 T_1 p}. \quad (1.6)$$

Для реалізації астатичної системи автоматичного регулювання (САР) в системі Генератор-Двигун (Г-Д) інтегрується додатковий регулятор швидкості (див. рис. 1.3, б), охоплений зворотним зв'язком (з урахуванням блоку та зворотного зв'язку, позначених пунктирними лініями). Вхідний керуючий сигнал $U_{ex}(p)$ подається на вхід СО1.

Передавальна функція додаткового регулятора швидкості визначається наступним виразом:

$$F_{PC_1}(p) = \frac{I}{m^4 T_1 p}. \quad (1.7)$$

1.3. Критерії оптимальності систем регулювання за швидкодією

Критерії оптимальності систем регулювання двигунів постійного струму (ДПС) за **швидкодією** (тобто за якістю перехідного процесу) визначають, наскільки швидко і точно система досягає нового заданого стану (наприклад, нової швидкості) після зміни завдання або впливу збурення [8].

Оцінка швидкодії зазвичай проводиться за **перехідним процесом** — реакцією системи на ступінчасту зміну заданої величини (наприклад, завдання швидкості).

Час Регулювання (t_p) - мінімальний час, необхідний для того, щоб регульована величина (швидкість ω) після стрибка уставки або збурення **вперше** увійшла в задану **зону допуску** ($\pm\delta$ відносно нового усталеного значення) і більше її не покидала. Чим **менший** час регулювання, тим **вища** швидкодія системи. Це **найважливіший** критерій швидкодії.

Перерегулювання (σ) - максимальне відхилення регульованої величини від нового усталеного значення, виражене у відсотках або відносних одиницях від величини стрибка. Системи, оптимальні за швидкодією, зазвичай мають

певне, допустиме перерегулювання (часто в межах 0% до 10%-20%). Повна відсутність перерегулювання (аперіодичні процеси) призводить до погіршення швидкодії.

Кількість коливань (N)- Число напівперіодів коливань (затухаючих або незатухаючих) у перехідному процесі до моменту входу в зону допуску. Оптимальний процес повинен бути злегка коливальним (або аперіодичним з мінімальним часом (t_p) і мати малу кількість коливань (бажано 0 або 1 напівхвиля перерегулювання).

Час наростання ($t_{нар}$) - Час, необхідний для досягнення регульованою величиною певного відсотка (наприклад, 90% або 95%) від кінцевого усталеного значення. Чим менший час наростання, тим краща швидкодія.

На додаток до прямих показників перехідного процесу, для математичного налаштування регуляторів часто використовуються інтегральні критерії, які мінімізують певну функцію помилки протягом усього перехідного процесу. Вони дозволяють оптимізувати параметри регулятора (наприклад, коефіцієнти ПІ-регулятора) для найкращої швидкодії.

Використовуючи методи налаштування ПІ-регуляторів, які виводяться з вимоги мінімізації інтегральної похибки і забезпечують бажану форму перехідного процесу та найбільшу швидкодію при аперіодичному (без коливань) перехідному процесі, але часто програє у швидкості порівняно з критеріями, що допускають невелике перерегулювання.

Вимога оптимальності за швидкодією означає, що система повинна досягати нового стану за мінімально можливий час при повному використанні допустимих обмежень по струму та напрузі.

Узагальнюючи результати розгляду, доцільно відзначити спільну особливість усіх досліджених систем регулювання швидкості (ЕРС) двигуна: наявність загальної еквівалентної структурної схеми [11,24]. Ця спільність підтверджується також ідентичністю їхнього загального диференційного

рівняння довільного порядку. Приклавши одиничний керуючий вплив, це рівняння може бути записане у формі:

$$F_n(p) \cdot N_n(p) = I(p) \quad (1.8)$$

де:

$$N_n(p) = \left\langle \left[(T_1 p + 1) m T_1 p + 1 \right] m^2 T_1 p + 1 \right\rangle \dots m^{n-2} T_1 p + 1 \left. \right\rangle m^{n-1} T_1 p + 1$$

або:

$$N_n(p) = N_{n-1}(p) m^{n-1} T_1 p + 1 \quad (1.9)$$

а також:

$$N_n(p) = N_{n-2}(p) m^{n-1} T_1 p m^{n-2} T_1 p + m^{n-1} T_1 p + 1 \quad (1.10)$$

де $N_n(p)$, $N_{n-1}(p)$, $N_{n-2}(p)$ – відповідно характеристичні поліноми системи n , $n-1$, $n-2$ порядку.

Як зазначено [5], диференційні рівняння (1.8)-(1.10) є універсальними для великого класу систем керування, включно з системами підпорядкованого регулювання, що становлять предмет даного дослідження. Таким чином, доцільно перейти до поглибленого вивчення перехідних процесів у цих системах. Базовим припущенням є компенсація впливу внутрішнього зворотного зв'язку, обумовленого ЕРС двигуна, на динаміку системи.

Крім того, при моделюванні ми свідомо ігноруватимемо вплив фільтрів у колах зворотного зв'язку на динаміку перехідних процесів. Оскільки дана робота зосереджена на вивченні перехідних процесів в електроприводах постійного струму за постійного струму збудження, ми не будемо деталізувати окремі особливості, пов'язані із застосуванням зворотних зв'язків по ЕРС або по швидкості двигуна [9,10].

Розв'язки диференційного рівняння (1.8) для технічно-оптимальних систем 2, 3, 4 і 5-го порядків, отримані при різноманітних значеннях співвідношення еквівалентних постійних часу m , доступні у публікації [24]. Відповідно, при дослідженні перехідних процесів у системах КТВ–Д та Г–Д, як приклад,

представлено перехідні функції тільки для $m=2$, залежно від часу, вираженого у відносних одиницях:

$$\tau = \frac{t}{2^{n-1} \cdot T_1} \quad (1.11)$$

де n – порядок диференційного рівняння.

Висновки до розділу 1

Отримані результати послужили підґрунтям для розробки узагальненої методики розрахунку перехідних процесів у системах із технічно-оптимальною структурою та підпорядкованим керуванням двигуном постійного струму. В результаті аналізу диференційні рівняння визнано універсальним інструментом для моделювання широкого класу систем керування, зокрема досліджуваних систем підпорядкованого регулювання.

Сутність методики полягає у проведенні аналітичних розрахунків, що забезпечують можливість всебічного динамічного аналізу системи на основі диференціальних рівнянь, ступінь яких корелює зі ступенем диференціальних рівнянь, що характеризують дану систему.

РОЗДІЛ 2. МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ СИСТЕМИ РЕГУЛЮВАННЯ ШВИДКОСТІ

2.1. Моделювання статичних систем регулювання швидкості

2.1.1. Статична система КТВ-Д

Статична система регулювання швидкості "КТВ - Д" є класичним рішенням, де швидкість двигуна регулюється шляхом зміни середнього значення напруги, що подається на його якір, за допомогою керованого тиристорного випрямляча.

Термін "статична" вказує на те, що регулювання здійснюється за допомогою статичного (нерухомого) перетворювача електроенергії (тиристорного випрямляча), на відміну від старих систем, де використовувалися електромеханічні перетворювачі, наприклад, система генератор-двигун (Г-Д).

Основний принцип регулювання швидкості обертання двигуна постійного струму (ДПС) ω залежить від напруги якоря U_a та струму збудження за формулою [12,13]:

$$\omega \approx \frac{U_a - I_a R_a}{k\Phi}$$

де I_a, R_a — струм і опір якоря.

Для регулювання швидкості нижче номінальної використовується метод зміни напруги якоря U_a при постійному номінальному потоці збудження Φ . Саме це забезпечує тиристорний випрямляч. Регулювання напруги КТВ відбувається шляхом зміни кута керування (α) (або кута відсічки) [14,15]:

(α)- це кут, який відраховується від моменту природного відкриття відповідного тиристора (коли напруга на ньому стає позитивною) до моменту подачі керуючого імпульсу на його затвор.

При $(\alpha) = 0$, тиристор працює як звичайний діод, забезпечуючи максимальне середнє значення випрямленої напруги.

При $(\alpha) > 0$, керуючий імпульс подається із затримкою, тиристор відкривається пізніше, і навантаження (якір двигуна) отримує лише частину позитивної півхвилі змінного струму.

Чим більший кут (α) , тим менша тривалість провідності тиристора і, відповідно, менше середнє значення випрямленої напруги U_a , що подається на якір.

Зменшення U_a призводить до зниження швидкості двигуна.

У статичному (усталеному) режимі:

Фактична швидкість ω майже дорівнює заданій ω^* .

Помилка швидкості ε_ω близька до нуля.

Регулятори формують сталий сигнал керування, який підтримує постійне значення кута (α) , а отже, постійну середню напругу U_a на якорі, необхідну для підтримки сталої швидкості при поточному моменті навантаження.

Проаналізуємо роботу статичних систем регулювання швидкості (ЕРС) електродвигунів за умов керуючого впливу.

Згідно з конфігурацією статичної системи (рис. 1.2, б, соціальні лінії), передавальну функцію замкненої системи можна отримати з такого рівняння [17]:

$$[U_{BX}(p) - K_c e_{\text{двз}}(p)] \times F_{pc}(p) F_T(p) \times \frac{1}{T_M p} = e_{\text{двз}}(p); \quad (2.1)$$

Де $F_T(p)$ – передавальна функція замкненого контуру струму;

$$F_T(p) = \frac{\frac{1}{K_T}}{[mT_1 p(T_1 p + 1) + 1]} = \frac{1}{N_2(p)}. \quad (2.2)$$

$$N_2(p) = mT_1 p(T_1 p + 1) + 1. \quad (2.3)$$

$N_2(p)$ – знаменник передавальної функції технічно-оптимальної системи 2-го порядку.

Тоді:

$$v_3(p) = \frac{e_{\partial 63}}{U_{\text{ex}}}(p) = \frac{1/K_c}{m^2 T_1 p [m T_1 p (T_1 p + 1) + 1] + 1} \quad (2.4)$$

Або:

$$v_3(p) = \frac{e_{\partial 63}}{U_{\text{ex}}}(p) = \frac{1/K_c}{N_3 p}, \quad (2.5)$$

де: $N_3(p) = m^2 T_1 p [m T_1 p (T_1 p + 1) + 1] + 1$ – знаменник передавальної функції технічно-оптимальної системи 3-го порядку.

Запишемо (2.5) у відносних одиницях, ввівши нормований параметр $q = m^2 T_1 p$, тоді:

$$v_3(q) = \frac{v_{\text{ex}}(q)}{N_3(q)},$$

Де:

$$v_3(q) = \frac{e_{\partial 6}}{e_{\partial 6m}}(q) = \frac{\omega_{\partial 6}}{\omega_{\partial 6m}}(q); v_{\text{ex}}(q) = \frac{U_{\text{ex}}}{K_c e_{\partial 6m}}(q) = \frac{U_{\text{ex}}}{K_c \omega_{\partial 6m}}(q);$$

$N_3(q) = \frac{1}{m^3} q^3 + \frac{1}{m} q^2 + q + 1$ – знаменник передавальної функції технічно-оптимальної системи 3-го порядку у відносних одиницях.

Тоді передавальна функція:

$$\frac{v_3(q)}{U_{\text{ex}}(q)} = \frac{1/K_c}{\frac{1}{m^3} q^3 + \frac{1}{m} q^2 + q + 1}, \quad (2.6)$$

яка для $m=2$ приймає вигляд:

$$\frac{v_3(q)}{U_{\text{ex}}(q)} = \frac{1/K_c}{\frac{q^3}{8} + \frac{q^2}{2} + q + 1}. \quad (2.7)$$

Цій передавальній функції відповідає перехідна функція:

$$e_{\partial 63}(\tau) = \frac{U_{\text{ex}}}{K_c} v_3(\tau) = \frac{U_{\text{ex}}}{K_c} F_3(\tau), \quad (2.8)$$

де:

$$F_3(\tau) = 1 - e^{-2\tau} - \frac{2}{\sqrt{3}} \sin \sqrt{3}\tau, \quad (2.9)$$

$$\tau = \frac{t}{4T_1}$$

Динамічна складова перехідної функції струму якоря може бути отримана згідно з виразом:

$$i_{\text{дин3}}(\tau) = \frac{T_M}{m^2 T_1} i_K F_3'(\tau). \quad (2.10)$$

Для $m=2$:

$$i_{\text{дин3}}(\tau) = \frac{T_M}{4T_1} i_K F_3'(\tau), \quad (2.11)$$

де:

$$F_3'(\tau) = 2 \left[e^{-2\tau} - \frac{1}{\sqrt{3}} e^{-\tau} (\sqrt{3} \cos \sqrt{3}\tau - \sin \sqrt{3}\tau) \right], \quad (2.12)$$

$$i_{\text{дин3}} = \frac{I_{\text{я}}}{I_{\text{ян}}} = \frac{M}{M_H} - \text{відносна величина струму (моменту) двигуна};$$

$$i_K = \frac{I_{\text{як}}}{I_{\text{ян}}} = \frac{M_K}{M_H} - \text{відносна величина струму (моменту) короткого}$$

замикання двигуна;

$I_{\text{я}}, I_{\text{як}}$ – абсолютна величина струму та струму короткого замикання двигуна;

M, M_K - абсолютна величина моменту та моменту короткого замикання двигуна.

Відповідно до рівнянь (2.9) та (2.12), на рис. 2.1 представлено графіки F_3 та F_3' , які в заданому масштабі відображають динаміку зміни ЕРС та струму якоря при одиничному керуючому впливі.

З аналізу цих кривих випливає, що величина перерегулювання ЕРС дорівнює 8,1%, а максимальне значення струму якоря істотно перевищує номінальний

струм. Зокрема, при $T_M=4T_1$; $\kappa=16$; $I_{ан}=10A$ пікове значення струму досягає 130A, що є критично неприпустимим.

На рис. 2.1 з метою порівняльного аналізу відображені перехідні функції $F_2(\tau)$ та $F_2'(\tau)$ для технічно-оптимальної системи другого порядку, які були розраховані відповідно до рівнянь (2.9) та (2.12).

$$F_2(\tau) = 1 - e^{-\tau} (\cos \tau + \sin \tau)$$

$$F_2'(\tau) = 2e^{-\tau} \sin \tau$$

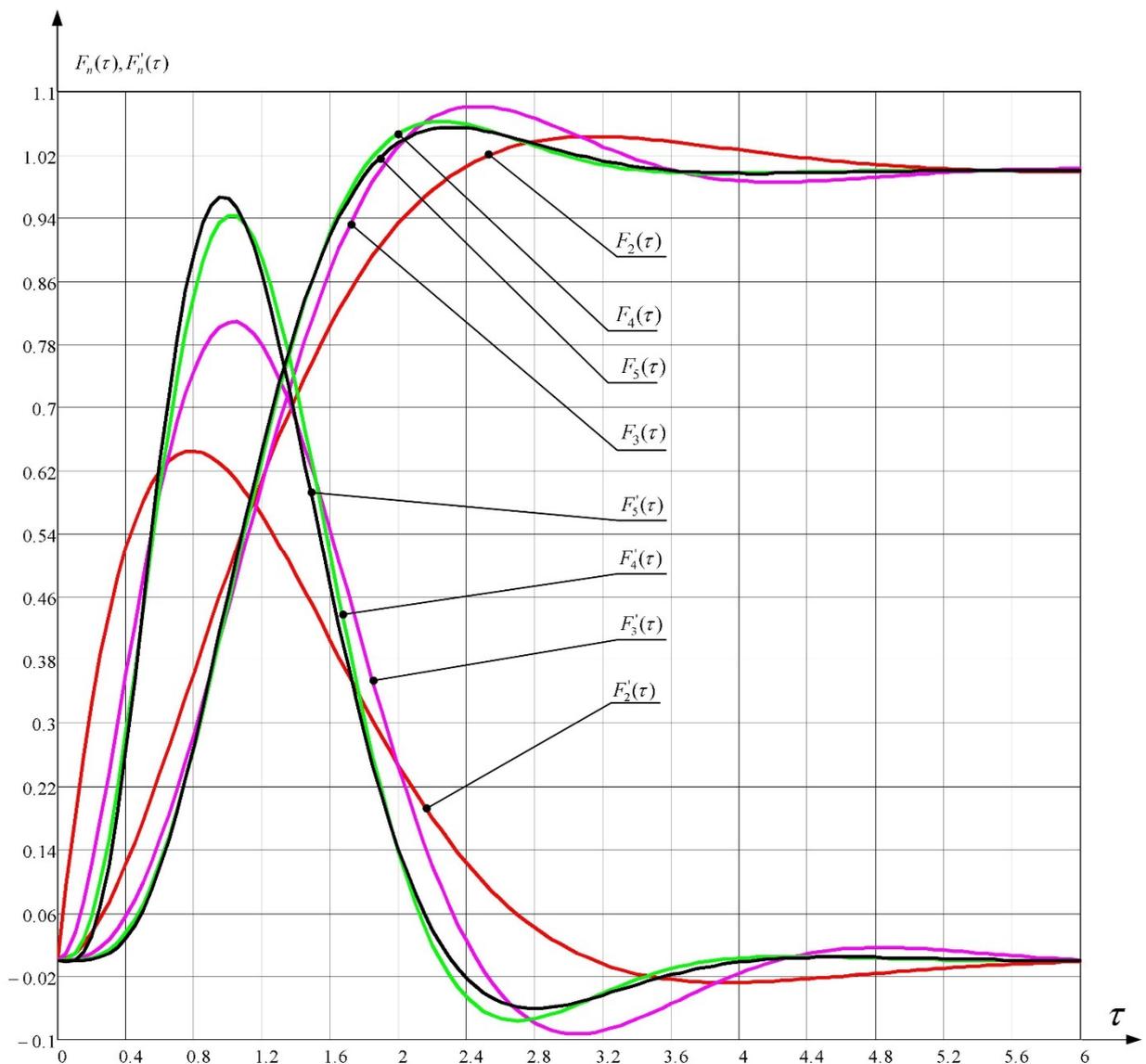


Рис. 2.1. - Характеристика зміни ЕРС та струму якоря двигуна при одиничному керуючому сигналі.

2.1.2. Статична система Г-Д.

Система «генератор – двигун» (Г-Д) використовується для керування швидкістю обертання електродвигунів постійного струму. У такій системі генератор постійного струму живить двигун постійного струму, а регулювання параметрів генератора дає можливість плавно змінювати напругу на якорі двигуна, а отже — його швидкість.

У статичній системі керування функції керування здійснюються без механічного руху або інерційних елементів, тобто процес керування базується на електронних (статичних) пристроях — напівпровідникових елементах, тиристорах, транзисторах, підсилювачах тощо.

У класичній системі Г-Д генератор приводиться в обертання двигуном змінного струму, який працює на постійній швидкості. Швидкість обертання двигуна постійного струму, що живиться від генератора, визначається напругою на його якорі [5,6]:

$$n \approx \frac{U - I_a R_a}{C_e \Phi}$$

де

U — напруга, що подається з генератора на двигун,

I_a — струм якоря,

R_a — опір якоря,

Φ — магнітний потік,

C_e — електромеханічна стала двигуна.

Таким чином, зміна напруги генератора безпосередньо впливає на швидкість обертання двигуна. Типова статична система керування в складі Г-Д містить такі основні елементи:

Генератор постійного струму (Г) – джерело керованої напруги.

Двигун постійного струму (Д) – виконавчий механізм, який приводить робочий орган у рух.

Збудник (збуджувальна обмотка генератора) – формує магнітний потік генератора, змінюючи його ЕРС.

Система керування збудженням – реалізована на статичних елементах (тиристорні випрямлячі, транзисторні регулятори).

Датчики швидкості та струму – забезпечують зворотні зв'язки для стабілізації параметрів.

Регулятори (електронні підсилювачі, тиристорні ключі) – формують сигнали керування для підтримання заданих режимів.

4. Принцип регулювання

Регулювання швидкості двигуна відбувається зміною струму збудження генератора. Коли потрібно збільшити швидкість обертання двигуна:

- регулятор збільшує струм збудження генератора;
- зростає напруга на виході генератора;
- збільшується напруга на якорі двигуна;
- двигун обертається швидше.

У статичній системі ці процеси здійснюються автоматично через електронну схему керування, яка отримує сигнали від датчиків і формує відповідні керуючі впливи.

5. Переваги статичної системи керування

Висока швидкодія (відсутність інерційних елементів).

Плавне та безступеневе регулювання швидкості.

Можливість реалізації автоматичного реверсу.

Стабільність параметрів незалежно від навантаження.

Компактність та менші втрати енергії порівняно з електромеханічними регуляторами.

При зміні навантаження на валу двигуна відбувається зміна його швидкості. Датчик швидкості подає сигнал зворотного зв'язку до регулятора, який, порівнюючи його із заданим значенням, формує сигнал керування на тиристорний перетворювач збудження генератора.

Зміна струму збудження компенсує відхилення швидкості, і система знову повертається до заданого режиму.

Відповідно до структурної схеми статичної системи (рис. 1.3, б, суцільні лінії), передавальна функція, що встановлює зв'язок між виходом системи $e_{\delta 4}(p)$ та входом $U_{ex}(p)$, може бути отримана (або виведена) шляхом наступних математичних перетворень [15]:

$$[U_{ex}(p) - K_C e_{\delta 4}(p)] F_{pc}(p) \times F_T(p) \frac{1}{T_M P} = e_{\delta 4}(p), \quad (2.13)$$

Де:

$$F_T(p) = \frac{1/K_T}{m^2 T_1 p [m T_1 p (m T_1 p + 1) + 1] + 1} = \frac{1/K_T}{N_3(p)} - \text{передавальна функція}$$

замкнутого контуру струму.

Тоді:

$$v_4(p) = \frac{e_{\delta 4}(p)}{U_{ex}} = \frac{1/K_T}{m^3 T_1 p \{m^2 T_1 p [m T_1 p (T_1 p + 1) + 1] + 1\} + 1} \quad (2.14)$$

або:

$$\frac{e_{\delta 4}(p)}{U_{ex}(p)} = \frac{1/K_C}{N_4(p)}, \quad (2.15)$$

де: $N_4(p) = m^3 T_1 p \{m^2 T_1 p [m T_1 p (T_1 p + 1) + 1] + 1\} + 1$ – знаменник

передавальної функції технічно-оптимізованої системи 4-го порядку.

Шляхом введення нормованого параметра $q = m^3 T_1 p$, що дозволяє здійснити перехід до відносних одиниць, рівняння (2.15) може бути трансформоване у наступне співвідношення:

$$v_4(q) = \frac{v_{ex}(q)}{N_4(q)}, \quad (2.16)$$

$$\text{де: } v_4(q) = \frac{e_{\delta 4}}{e_{\delta 4,н.}} = \frac{\omega_{\delta 4}}{\omega_{\delta 4,н.}}; \quad v_{ex}(q) = \frac{U_{ex}}{K_C e_{\delta 4,н.}}$$

$$N_4(q) = \frac{q^4}{m^6} + \frac{q^3}{m^3} + \frac{q^2}{m} + q + 1 - \text{знаменник передавальної функції технічно-}$$

оптимізованої системи 4-го порядку у відносних одиницях.

Тоді передавальна функція (2.15) у відносних одиницях:

$$\frac{v_4(q)}{U_{\text{ex}}(q)} = \frac{1/K_c}{\frac{1}{m^6}q^4 + \frac{1}{m^3}q^3 + \frac{1}{m}q^2 + q + 1}, \quad (2.17)$$

яка при $m=2$ приймає вигляд:

$$\frac{v_4(q)}{U_{\text{ex}}(q)} = \frac{1/K_c}{\frac{1}{64}q^4 + \frac{1}{8}q^3 + \frac{1}{2}q^2 + q + 1}. \quad (2.18)$$

Даній передавальній функції відповідає перехідна функція

де:

$$e_{\text{об4}}(\tau) = \frac{U_{\text{ex}}}{K_c} v_4(\tau) = \frac{U_{\text{ex}}}{K_c} F_4(\tau). \quad (2.19)$$

$$\text{При } \tau = \frac{t}{8T_1}.$$

Динамічний струм якоря визначається з формули

$$i_{\text{дин4}}(\tau) = \frac{T_M}{m^3 T_1} i_K F_4'(\tau)$$

Для відношення еквівалентних постійних часу $m=2$ динамічний струм змінюється згідно рівняння

$$i_{\text{дин4}}(\tau) = \frac{T_M}{8T_1} i_K F_4'(\tau),$$

де:

$$F_4'(\tau) = 4e^{-2\tau} (\sin 2\tau - 2\tau \cos 2\tau) \quad (2.20)$$

Відповідно до рівнянь (2.19) та (2.20), на рис. 2.1 побудовано графіки $F_4(\tau)$ та $F_4'(\tau)$. Вони у заданому масштабі демонструють характер зміни ЕРС та струму якоря в статичній системі Г-Д. Виявлено, що перехідні процеси за

своїми основними показниками схожі на процеси в системі КТВ-Д, а саме: перерегулювання ЕРС становить менше 6%, але максимальна величина струму суттєво перевищує номінальне значення.

Зокрема, за умови $T_m=8$; $i_k=16$, $I_a=10$ А максимум струму досягає критичного значення 150А.

2.2. Моделювання астатичних систем регулювання швидкості

2.2.1. Астатична система КТВ-Д

Проаналізуємо функціонування астатичних систем регулювання швидкості (ЕРС) електродвигунів:

- Конфігурація астатичної системи КТВ-Д зображена на рис. 1.2, б (контур, позначений пунктирними лініями).
- Функція передачі, що пов'язує ЕРС двигуна (як вихідну величину) із вхідним сигналом $U_{вх}$, може бути виведена з такого виразу [17, 20]:

$$\left\{ \left[U_{вх}(p) - K_e e_{\text{дв4}}(p) F_{pc1}(p) \right] - K_c e_{\text{дв4}}(p) \right\} F_{pc}(p) F_T(p) \frac{1}{T_M p} = e_{\text{дв4}}(p). \quad (2.21)$$

Шляхом виконання необхідних алгебраїчних перетворень отримуємо передавальну функцію (2.15). Трансформація в відносні одиниці з нормованим параметром $q = m^3 T_1 p$ приводить до результатів, які повністю узгоджуються з результатами, отриманими раніше для статичної системи Г-Д.

2.2.2. Астатична система Г-Д.

Структурна схема астатичної системи Г-Д зображена на рис. 1. 3, б (з урахуванням додаткових елементів, позначених пунктирними лініями).

Передавальна функція, що встановлює зв'язок між виходом та входом системи, може бути отримана (або виведена) з наступного виразу [17,20]:

$$\left\{ \left[U_{\text{ex}}(p) - K_e e_{\text{оє5}}(p) \right] \frac{1}{m^4 T_1 p} - K_c e_{\text{оє5}}(p) \right\} F_{\text{pc}}(p) F_T(p) \frac{1}{T_m p} = e_{\text{оє5}}(p). \quad (2.22)$$

Враховуючи, що в даному випадку:

$$F_T(p) = \frac{1/K_T}{m^3 T_1 p \left\{ m^2 T_1 p \left[m T_1 p (T_1 p + 1) + 1 \right] + 1 \right\} + 1}$$

Враховуючи передавальну функцію замкненого контуру струму, передавальна функція системи виводиться (або отримується) після низки перетворень у такому вигляді:

$$v_5(p) = \frac{e_{\text{оє5}}(p)}{U_{\text{ex}}(p)} = \frac{1/K_c}{m^4 T_1 p \left\{ m^3 T_1 p \left\{ m^2 T_1 p \left[m T_1 p (T_1 p + 1) + 1 \right] + 1 \right\} + 1 \right\} + 1} \quad (2.23)$$

або:

$$\frac{e_{\text{оє5}}(p)}{U_{\text{ex}}(p)} = \frac{1/K_c}{N_5(p)}, \quad (2.24)$$

Де: $N_5(p) = m^4 T_1 p \left\{ m^3 T_1 p \left\{ m^2 T_1 p \left[m T_1 p (T_1 p + 1) + 1 \right] + 1 \right\} + 1 \right\} + 1$ – знаменник передавальної функції оптимізованої системи п'ятого порядку.

Запишемо (2.24) у відносних одиницях, ввівши нормований параметр $q = m^4 T_1 p$.

Тоді:

$$v_5(q) = \frac{v_{\text{ex}}(q)}{N_5(q)}, \quad (2.25)$$

$$\text{де } v_5(q) = \frac{e_{\text{об5}}}{e_{\text{об.н.}}} = \frac{\omega_{\text{об}}}{\omega_{\text{об.н.}}} ; v_{\text{ex}}(q) = \frac{U_{\text{ex}}}{K_c e_{\text{об.н.}}} ;$$

$$N_5(q) = \frac{1}{m^{10}} q^5 + \frac{1}{m^6} q^4 + \frac{1}{m^3} q^3 + \frac{1}{m} q^2 + q + 1 - \text{знаменник передавальної функції}$$

технічно оптимізованої системи п'ятого порядку у відносних одиницях.

Тоді:

$$\frac{v_5(q)}{U_{\text{ex}}(q)} = \frac{1/K_c}{\frac{1}{m^{10}} q^5 + \frac{1}{m^6} q^4 + \frac{1}{m^3} q^3 + \frac{1}{m} q^2 + q + 1} \quad (2.26)$$

Ця передавальна функція для $m=2$ буде мати вигляд:

$$\frac{v_5(q)}{U_{\text{ex}}(q)} = \frac{1/K_c}{\frac{1}{2^{10}} q^5 + \frac{1}{2^6} q^4 + \frac{1}{2^3} q^3 + \frac{1}{2} q^2 + q + 1}. \quad (2.27)$$

Їй відповідає перехідна функція:

$$e_{\text{об5}}(\tau) = \frac{U_{\text{ex}}}{K_c} v_5(\tau) = \frac{U_{\text{ex}}}{K_c} F_5(\tau) ,$$

де:

$$F_5(\tau) = 1 - e^{-4\tau} + e^{-1,51\tau} (0,147 \cos 1,76\tau - 2,362 \sin 1,76\tau) + e^{-4,49\tau} (-0,147 \cos 5,22\tau - 0,054 \sin 5,22\tau); \quad (2.28)$$

$$\tau = \frac{t}{16T_1}.$$

Динамічна складова струму змінюється згідно рівнянню

$$i_{\text{дин5}}(\tau) = \frac{T_M}{16T_1} i_K F_5'(\tau)$$

де:

$$F_5'(\tau) = 4e^{-4\tau} - e^{-1,51\tau} (4,379 \cos 1,76\tau - 3,308 \sin 1,76\tau) + e^{-4,49\tau} (0,379 \cos 5,22\tau + \sin 5,22\tau). \quad (2.29)$$

Криві, що відповідають залежностям (2.28) та (2.29), побудовані на рис. 2.1. Порівняльний аналіз демонструє технічно-оптимальну динаміку ЕРС (з перерегулюванням 5,4%). Водночас, зафіксовано надмірне максимальне значення струму. Зокрема, при $T_M=16T_1$, $\iota_k=16$, $I_{ян}=10A$ максимум динамічного струму 5-го порядку становить:

$\iota_{дин5макс} = 0,95\iota_k I_{ян} = 0,95 \times 16 \times 10 = 154A$ Така величина струму є недопустимою для системи.

Підсумовуючи динамічні характеристики досліджених систем підпорядкованого регулювання у відповідь на одиничну керуючу дію, передавальні функції системи n -го порядку доцільно представити у наступній узагальненій формі:

для е.р.с. (швидкості) двигуна

$$v_n(q) = \frac{v_{ex}(q)}{N_n(q)}$$

для струму якоря

$$\iota_{дин.n}(p) = T_M p v_n(p)$$

При цьому перехідні функції ЕРС $e_{дв.n}(\tau)$ повністю відповідають параметрам технічно-оптимальних перехідних процесів. Натомість, перехідні функції струму $\iota_{дин.n}(\tau)$ не задовольняють цим вимогам через надмірно велику величину його максимального значення.

Практичний інтерес у роботі систем автоматичного керування становить аналіз перехідних процесів не лише при дії одиничного керуючого, але й при дії одиничного збурюючого сигналу.

Тому розглянемо вплив моменту навантаження на функціонування систем підпорядкованого регулювання ЕРС (швидкості) електродвигунів. Оскільки момент статичного опору прикладається в іншій точці структурної схеми, ніж керуючий сигнал, поведінка системи при дії з боку навантаження не буде аналогічною її поведінці з боку керуючої дії.

2.3. Статичні системи регулювання швидкості ДПС з вхідним сигналом збурення

На рис. 2.2 представлена структурна схема статичних систем керування електроприводом з вхідним сигналом збурення $I_c R_o(p)$ та вихідним сигналом $I_c R_o(p)$. Передавальна функція, що встановлює зв'язок між вихідною величиною та вхідним збурюючим впливом, може бути отримана з аналізу структурної схеми (рис. 2.2, а) наступним чином [18,20]:

$$(I_c R_o - i_{ян} R_o) \frac{1}{T_M p} K_c F_{pc}(p) F_{Tn}(p) = i_{ян} R_o, \quad (2.30)$$

де $F_{Tn}(p)$ – передаточна функція контуру струму.

Для систем КТВ-Д

$$F_{Tn}(p) = F_3(p) = \frac{1/K_T}{N_2(p)}$$

Для систем Г-Д

$$F_{Tn}(p) = F_4(p) = \frac{1/K_T}{N_3(p)}$$

Тоді із (2.30) після відповідних перетворень одержимо:

$$\frac{i_{ян} R_o}{I_c R_o} = \frac{1}{N_n(p)}$$

Так для системи КТВ-Д:

$$\frac{i_{я3} R_o}{I_c R_o} = \frac{1}{N_3(p)}$$

Для систем Г-Д:

$$\frac{i_{я4} R_o}{I_c R_o} = \frac{1}{N_4(p)}$$

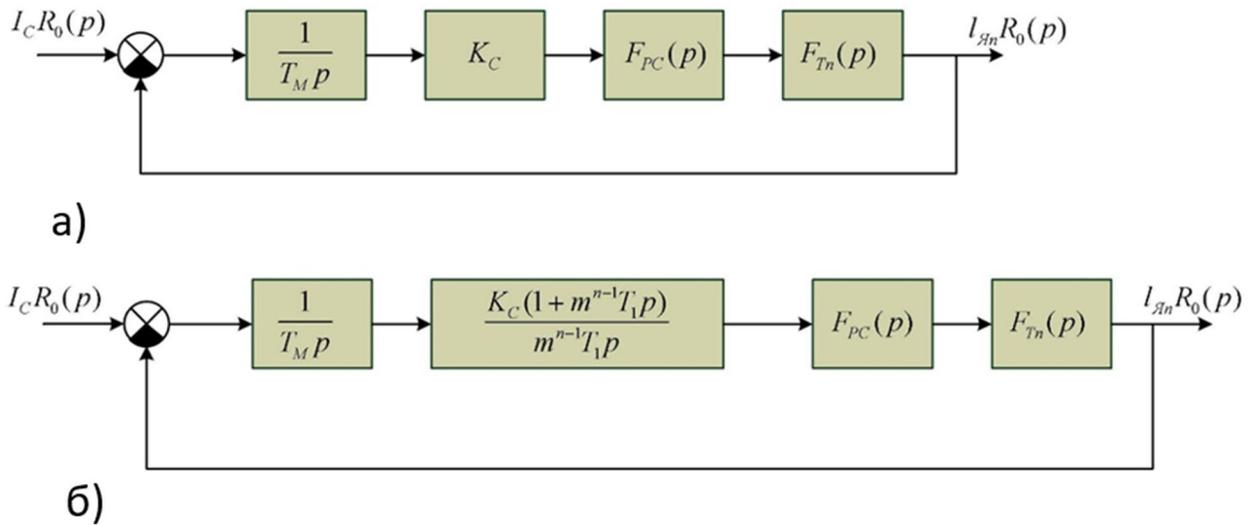


Рис. 2.2. - Структурні схеми статичної (а) та астатичної (б) системи керування ДПС при входньому сигналі збудження $I_c R_0(p)$ [17].

Передавальну функцію приросту ЕРС визначаємо за допомогою наступного виразу:

$$I_c R_o(p) = \iota_{яn} R_o(p) + T_M P \Delta e_{об.n}(p). \quad (2.31)$$

Звідки:

$$\frac{\Delta e_{об.n}(p)}{I_c R_o(p)} = \frac{1}{T_M p} \left[1 - \frac{\iota_{яn} R_o(p)}{I_c R_o(p)} \right] = \frac{1}{T_M p} \left[1 - \frac{1}{N_n(p)} \right]$$

Тоді для системи КТВ-Д:

$$\frac{\Delta e_{об.3}(p)}{I_c R_o(p)} = \frac{1}{T_M p} \left[\frac{N_3(p) - 1}{N_3(p)} \right]$$

Для системи Г-Д:

$$\frac{\Delta e_{об.4}(p)}{I_c R_o(p)} = \frac{1}{T_M p} \left[\frac{N_4(p) - 1}{N_4 p} \right]$$

Використання методу операційного обчислення дає змогу отримати ідентичні результати. У випадку раптового (ударного) прикладання навантаження, приріст ЕРС (швидкості) визначається виразом:

$$\frac{\Delta e_{об.n}(p)}{I_c R_o(p)} = -\frac{m^{n-1} T_1}{T_M} \frac{N_{n-1}(p)}{N_n(p)}. \quad (2.32)$$

Підставши в одержану функцію значення:

$$N_{n-1}(p) = \frac{N_n(p) - 1}{m^{n-1}T_1 p}$$

Тоді отримаємо:

$$\frac{\Delta e_{\text{об.н}}(p)}{I_c R_o} = -\frac{1}{T_M} \frac{N_n(p) - 1}{p^2 N_n(p)}. \quad (2.33)$$

Використовуючи принцип суперпозиції та здійснюючи обернене перетворення до простору оригіналів, ми можемо або отримати залежність:

$$\frac{\Delta e_{\text{об.н}}(\tau)}{I_c R_o} = -\frac{m^{n-1}T_1}{T_M} \left[1 - \int \Delta F_n(\tau) dt \right], \quad (2.34)$$

де $\Delta F_n(\tau)$ – вільна складова перехідної функції $F_n(\tau)$.

Для системи КТВ-Д при $m=2$:

$$\Delta F_3(\tau) = -e^{-2\tau} - \frac{2}{\sqrt{3}} e^{-\tau} \sin \sqrt{3}\tau$$

Для системи Г-Д при $m=2$:

$$\Delta F_4(\tau) = -e^{-2\tau} \left[(2\tau - 1) \cos 2\tau - 2(1 + \tau) \sin 2\tau \right]$$

Тоді:

$$\int \Delta F_3(\tau) d\tau = \frac{1}{2} e^{-2\tau} + \frac{1}{2\sqrt{3}} e^{-\tau} \left(\sin \sqrt{3}\tau + \sqrt{3} \cos \sqrt{3}\tau \right), \quad (2.35)$$

$$\int \Delta F_4(\tau) d\tau = \frac{1}{2} e^{-2\tau} \left[2 \cos 2\tau + (1 + 2\tau) \sin 2\tau \right]. \quad (2.36)$$

Перехідна функція зміни швидкості (е.р.с.) для системи КТВ-Д має вигляд:

$$\frac{\Delta e_{\text{об.3}}(\tau)}{I_c R_o} = -\frac{4T_1}{T_M} F_a(\tau) \quad (2.37)$$

Де:

$$-F_a(\tau) = -\left\{ 1 - \frac{1}{2} e^{-2\tau} - \frac{1}{2\sqrt{3}} e^{-\tau} \left(\sin \sqrt{3}\tau + \sqrt{3} \cos \sqrt{3}\tau \right) \right\}. \quad (2.38)$$

Перехідна функція зміни швидкості (е.р.с.) для системи Г-Д визначається:

$$\frac{\Delta e_{\text{об.4}}}{I_c R_o}(\tau) = -\frac{8T_1}{T_M} F_o(\tau), \quad (2.39)$$

Де:

$$-F_o(\tau) = -\left\{ 1 - \frac{1}{2} e^{-2\tau} [2 \cos 2\tau + (1 + 2\tau) \sin 2\tau] \right\}. \quad (2.40)$$

Перехідна функція струму якоря:

$$\frac{i_{яn} R_o}{I_c R_o}(\tau) = F_n(\tau)$$

Тоді перехідна функція струму якоря для системи КТВ-Д:

$$\frac{i_{я3} R_o}{I_c R_o}(\tau) = F_3(\tau)$$

Перехідна функція зміни струму якоря для системи Г-Д:

$$\frac{i_{я4} R_o}{I_c R_o}(\tau) = F_4(\tau)$$

На рис. 2.3 зображено криві $-F_a(\tau)$ та $-F_o(\tau)$, побудовані за рівняннями (2.38) і (2.39) відповідно, а також криві $F_3(\tau)$ та $F_4(\tau)$, отримані за рівняннями (2.9) і (2.19).

Ці графічні залежності у заданому масштабі ілюструють динаміку зміни ЕРС $F_a(\tau)$, $F_o(\tau)$ та струму якоря $F_3(\tau)$, $F_4(\tau)$ у відповідних системах.

Аналіз перехідних режимів при прикладанні навантаження в статичних системах керування електроприводами показує, що струм та зміна ЕРС (швидкості) двигуна відповідають технічно-оптимальним системам, при цьому перерегулювання не перевищує 8,1%.

Проте, з рівнянь (2.37) та (2.38) випливає, що прикладання навантаження в статичних системах характеризується встановленою (статичною) похибкою по збурюючій дії, величина якої визначається із співвідношення:

$$\delta v_{3\delta} = \frac{m^{n-1} T_1}{T_M} \cdot \frac{I_c}{I_{як}}$$

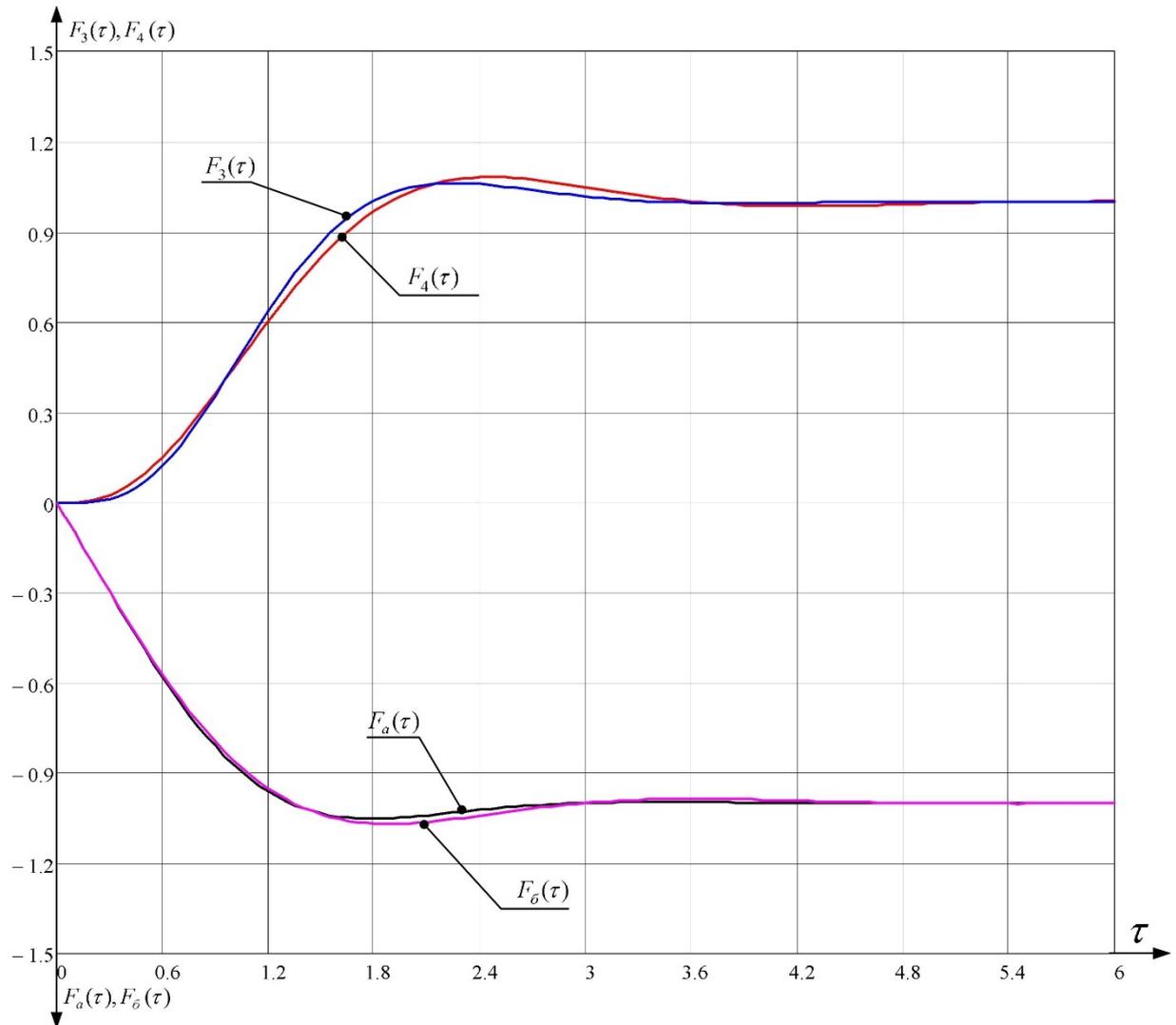


Рис. 2.3- Характеристика перехідних процесів внаслідок збурюючого впливу у статичних системах керування електроприводами.

У випадку скидання моменту навантаження, динаміка відновлення ЕРС (швидкості) визначається наступним диференціальним рівнянням:

$$\frac{\Delta e_{\text{дв.н.о}}(\tau)}{I_c R_o} = -\frac{m^{n-1} T_1}{T_M} \int \Delta F_n(\tau) d\tau$$

де $\Delta e_{\text{дв.н.о}}$ – зміна е.р.с. (швидкості) при скиданні навантаження.

Тоді для статичної системи КТВ-Д одержимо:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta e_{\text{об.3,0}}}{I_c R_o}(\tau) &= -\frac{4T_1}{T_M} [F_a(\tau) - 1] = \\ &= -\frac{4T_1}{T_M} \left[\frac{1}{2} e^{-2\tau} + \frac{1}{2\sqrt{3}} e^{-\tau} (\sin \sqrt{3}\tau + \sqrt{3} \cos \sqrt{3}\tau) \right] \end{aligned} \quad (2.41)$$

Для статичної системи Г-Д:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta e_{\text{об.4,0}}}{I_c R_o}(\tau) &= -\frac{8T_1}{T_M} [F_\sigma(\tau) - 1] = \\ &= -\frac{8T_1}{T_M} \left\{ \frac{1}{2} e^{-2\tau} [2 \cos 2\tau + (1 + 2\tau) \sin 2\tau] \right\}. \end{aligned} \quad (2.42)$$

Динаміка струму якоря у перехідному процесі, викликаному скиданням навантаження, описується наступним рівнянням:

$$\frac{i_{я0} R_o}{I_c R_o}(\tau) = F_n(\tau) - 1$$

де $i_{я0,-}$ – величина струму якоря при скидауні навантаження.

Тоді для статичної системи КТВ-Д

$$\frac{i_{я3,0} R_o}{I_c R_o}(\tau) = F_1(\tau) - 1 = e^{-2\tau} + \frac{2}{\sqrt{3}} e^{-\tau} \sin \sqrt{3}\tau, \quad (2.43)$$

Для статичної системи Г-Д:

$$\frac{i_{я4,0} R_o}{I_c R_o}(\tau) = F_4(\tau) - 1 = e^{-2\tau} [(2 + 2\tau) \sin 2\tau - (2\tau - 1) \cos 2\tau]. \quad (2.44)$$

2.4. Астатичні системи регулювання швидкості ДПС з вхідним сигналом збурення

Аналіз перехідних процесів в астатичних системах під час збурюючої дії вимагав трансформації їхніх структурних схем (рис. 1.2, б та рис. 1.3, б) до еквівалентної форми (рис. 2.2, б). Важливо відзначити, що передавальна функція $F_{Tn}(p)$ залишається ідентичною її значенню у статичних системах (рис. 2.2, а).

Із структурної схеми (рис. 2.2,б) запишемо

$$(I_c R_0 - i_{яn} R_0) \cdot \frac{1}{T_M p} \cdot \frac{K_c (1 + m^{n-1} T_1 p)}{m^{n-1} T_1 p} \cdot \frac{K_T T_M}{K_c m^{n-1} T_1} \cdot \frac{1}{K_T N_n(p)} = i_{яn} R_0$$

Звідси, шляхом виконання необхідних перетворень, перейдемо до (або виведемо) наступного співвідношення:

$$\frac{i_{яn} R_0}{I_c R_0}(p) = \frac{1 + m^{n-1} T_1 p}{N_n(p)} \quad (2.45)$$

Для астатичної системи КТВ-Д (m=2):

$$\frac{i_{я4} R_0}{I_c R_0}(p) = \frac{1 + 8T_1 p}{N_4(p)}$$

Для астатичної системи Г-Д (m=2):

$$\frac{i_{я5} R_0}{I_c R_0}(p) = \frac{1 + 16T_1 p}{N_5(p)}$$

З урахуванням виразу (2.31), передавальна функція зміни ЕРС (швидкості) двигуна виводиться (або може бути записана) у вигляді:

$$\frac{\Delta e_{\text{дв.н}}}{I_c R_0}(p) = -\frac{1}{T_M p} \left[1 - \frac{i_{яn} R_0}{I_c R_0}(p) \right]. \quad (2.46)$$

Або:

$$\frac{\Delta e_{\text{дв.н}}}{I_c R_0}(p) = -\frac{1}{T_M p} \left[1 - \frac{1 + m^{n-1} T_1 p}{N_n(p)} \right] = -\frac{m^{n-1} T_1}{T_M} \cdot \frac{m^{n-2} T_1 p \cdot N_{n-2}(p)}{N_n(p)}$$

Для астатичної системи КТВ-Д (m=2)

$$\frac{\Delta e_{\text{дв.4}}}{I_c R_0}(p) = -\frac{8T_1}{T_M} \cdot 4T_1 p \frac{N_2(p)}{N_4(p)}$$

Для астатичної системи Г-Д (m=2):

$$\frac{\Delta e_{\text{дв.5}}}{I_c R_0}(p) = -\frac{16T_1}{T_M} \cdot 8T_1 p \frac{N_3(p)}{N_5(p)}$$

Для розрахунку перехідних процесів введемо нормований параметр

$$q = m^{n-1} T_1 p.$$

Тоді передавальні функції (2.45) та (2.46) приймуть відповідно наступний вигляд:

$$\frac{i_{яn}R_0}{I_cR_0}(q) = \frac{1+q}{N_n(q)}$$

$$\frac{\Delta e_{об.n}}{I_cR_0}(q) = -\frac{m^{n-1}T_1}{T_M} \cdot \frac{q}{2} \cdot \frac{N_{n-2}(q)}{N_n(q)}$$

При $m=2$ будемо мати:

Для системи КТВ-Д

$$\frac{i_{я4}R_0}{I_cR_0}(q) = \frac{1+q}{\frac{1}{64}q^4 + \frac{1}{8}q^3 + \frac{1}{2}q^2 + q + 1}$$

$$\frac{\Delta e_{об.4}}{I_cR_0}(q) = -\frac{8T_1}{T_M} \cdot \frac{q}{2} \cdot \frac{1 + \frac{q}{4} + \frac{q^2}{32}}{\frac{1}{64}q^4 + \frac{1}{8}q^3 + \frac{1}{2}q^2 + q + 1}$$

Отриманим передавальним функціям відповідні перехідні функції:

$$\frac{i_{я4}R_0}{I_cR_0}(\tau) = F_6(\tau) = 1 + e^{-2\tau} [(2 - 2\tau)\sin 2\tau - (6\tau + 1)\cos 2\tau], \quad (2.47)$$

$$\frac{\Delta e_{об.4}}{I_cR_0}(\tau) = -\frac{8T_1}{T_M} F_2(\tau),$$

Де:

$$-F_2(\tau) = -e^{-2\tau} [(1,5 + \tau)\sin 2\tau - 2\tau \cos 2\tau], \quad (2.48)$$

$$\tau = t/8T_1.$$

Для системи Г-Д

$$\frac{i_{я5}R_0}{I_cR_0}(q) = \frac{1+q}{\frac{1}{1024}q^5 + \frac{1}{64}q^4 + \frac{1}{8}q^3 + \frac{1}{2}q^2 + q + 1};$$

$$\frac{\Delta e_{об.5}}{I_cR_0}(q) = -\frac{16T_1}{T_M} \cdot \frac{q}{2} \cdot \frac{1 + \frac{q}{4} + \frac{q^2}{32} + \frac{q^3}{512}}{\frac{1}{1024}q^5 + \frac{1}{64}q^4 + \frac{1}{8}q^3 + \frac{1}{2}q^2 + q + 1}.$$

Отриманим передавальним функціям відповідні перехідні функції

$$\frac{i_{я5}R_o}{I_cR_o}(\tau) = F_\delta(\tau),$$

де:

$$F_\delta(\tau) = 1 + 3e^{-4\tau} + e^{-1,5\tau} (1,111\sin 1,76\tau - 4,231\cos 1,76\tau) + e^{-4,49\tau} (0,946\sin 5,22\tau + 0,231\cos 5,22\tau); \quad (2.49)$$

$$\frac{\Delta e_{\delta 0,5}}{I_cR_o}(\tau) = -\frac{16T_1}{T_M}F_e(\tau),$$

Де:

$$F_e(\tau) = -\left[\begin{array}{l} 0,75e^{-4\tau} + e^{-1,51\tau} (1,62\sin 1,76\tau - 0,855\cos 1,76\tau) + \\ + e^{-4,49\tau} (0,105\cos 5,22 + 0,0695\sin 5,22\tau) \end{array} \right] \quad (2.50)$$

$$\tau = \frac{t}{16T_1}.$$

На рис. 2.4 представлено криві $F_\delta(\tau)$, $F_e(\tau)$, $-F_\delta(\tau)$ та $-F_e(\tau)$ побудовані відповідно за рівняннями (2.47), (2.48), (2.49) і (2.50).

Аналіз кривих (2.45)– (2.50), які ілюструють характер зміни струму якоря та ЕРС (швидкості) двигуна при прикладанні навантаження в астатичних системах КТВ–Д та Г–Д, свідчить про наступне: час відновлення ЕРС (швидкості) становить приблизно $\tau=3\dots 3,5$, тоді як криві струму демонструють значне перерегулювання у межах (48-52)%.

Перехідний процес побудови ЕРС (швидкості) при скиданні навантаження може бути описаний рівнянням:

$$\frac{\Delta e_{\delta 0,n}}{I_cR_o}(\tau) = -\frac{\Delta e_{\delta,n}}{I_cR_o}(\tau)$$

Тоді для астатичної системи КТВ-Д:

$$\frac{\Delta e_{\delta 0,04}}{I_cR_o}(\tau) = \frac{8T_1}{T_M}F_e(\tau)$$

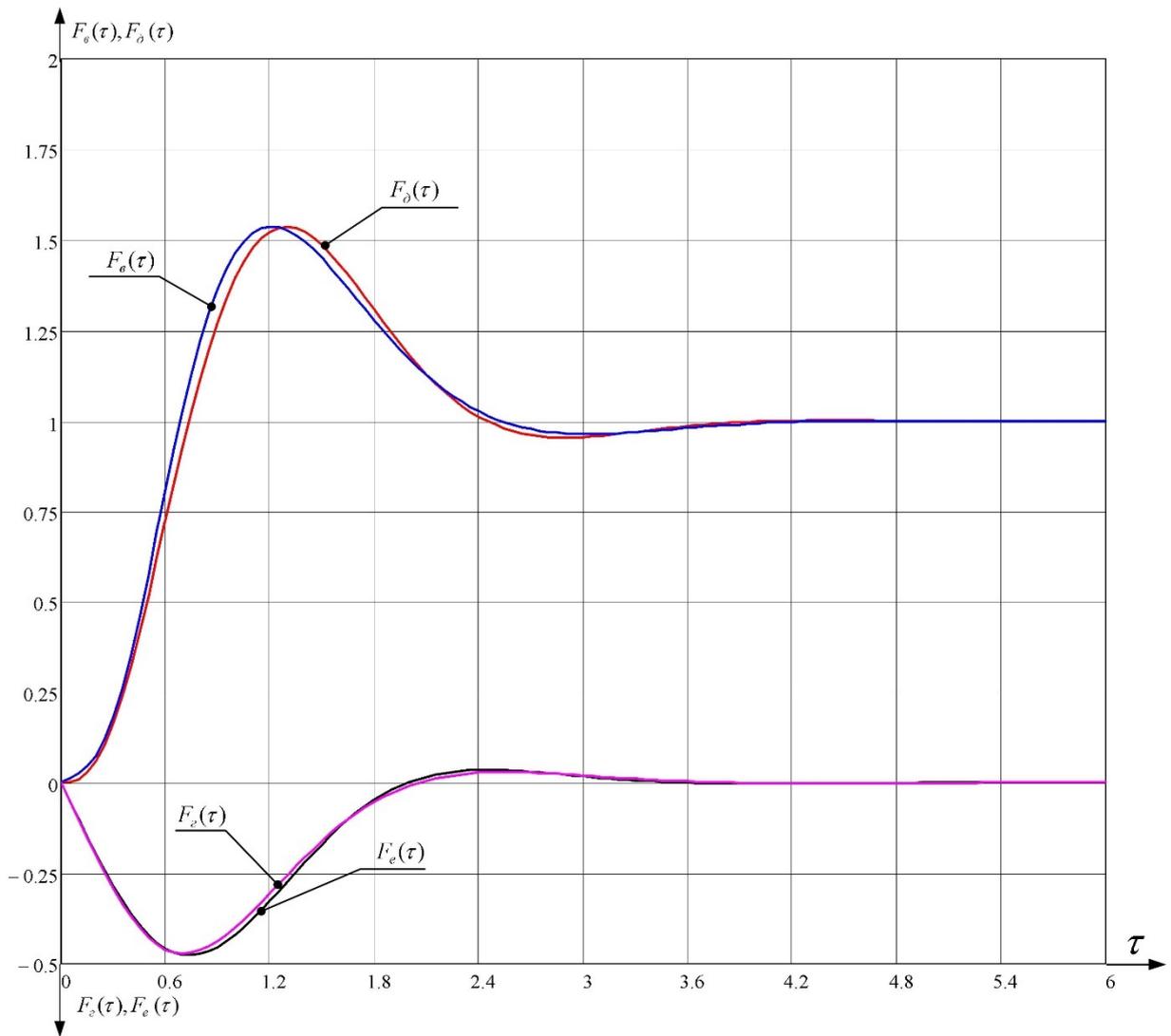


Рис. 2.4 - Характеристика перехідних процесів внаслідок збурюючого впливу в астатичних системах керування електроприводами.

Для астатичної системи Г-Д:

$$\frac{\Delta e_{об.05}}{I_c R_o}(\tau) = \frac{16T_1}{T_M} F_2(\tau)$$

Зміна струму якоря при скиданні навантаження відбудеться згідно рівняння:

$$\frac{i_{я0n} R_o}{I_c R_o}(\tau) = 1 - \frac{i_{я0n} R_o}{I_c R_o}(\tau)$$

Тоді для астатичної системи КТВ-Д:

$$\frac{i_{я04} R_o}{I_c R_o}(\tau) = 1 - F_e(\tau)$$

Для астатичної системи Г-Д

$$\frac{i_{я05}R_o}{I_cR_o}(\tau) = 1 - F_o(\tau)$$

Крім того, розроблений вище математичний апарат надає можливість оцінити величину похибок, що виникають при спрощеному дослідженні систем високих порядків за допомогою диференціальних рівнянь нижчого порядку. Ця оцінка здійснюється шляхом зіставлення функцій, які описують реальну систему, з відповідними функціями систем другого порядку [3, 4].

Висновки до розділу 2

Дослідження залежності максимальних значень якірного струму двигуна під навантаженням в астатичних системах підпорядкованого регулювання КТВ–Д (а) та Г–Д (б) свідчить, що навіть при співвідношенні еквівалентних постійних часу $m=4$ перевищення максимального значення струму досягає приблизно 20%.

Таким чином, при моделюванні астатичної системи Г-Д за допомогою диференціальних рівнянь другого порядку замість вихідних рівнянь п'ятого порядку, похибка в оцінці перерегулювання швидкості та струму якоря (як у режимі керування, так і при збуренні) сягає значення порядку десятків відсотків. Найбільша похибка фіксується при визначенні максимального темпу зростання струму якоря, де вона досягає 30% за мінімального значення $m=2$.

Відомо, що функції $F_n(\tau)$, $F_n'(\tau)$ є ключовими складовими функцій напруг як перетворювача в системі КТВ–Д, так і збуджувача генератора в системі Г–Д. Спрощений аналіз динаміки, що ігнорує ці функції, призводить до критичної похибки, яка за певних співвідношень параметрів електроприводу може сягати 100%.

При аналогічних умовах значні похибки також мають місце при дослідженні перехідних процесів у зрівнювальному контурі реверсивних систем КТВ–Д з узгодженим керуванням тиристорними групами.

Аналіз можливості дослідження динаміки складних систем за допомогою диференціальних рівнянь третього порядку свідчить про збереження проблеми: навіть у цьому випадку похибка у визначенні темпу зростання струму якоря двигуна досягає значних величин. Зокрема, у режимі прикладання навантаження в астатичній системі Г–Д, за умови $m=2$, похибка становить 30%.

З аналогічними проблемами дослідники стикаються під час вирішення завдань удосконалення форми якірного струму, зокрема, коли інтегральний датчик інтенсивності замінюється на задатчики типу ІП або ІПД.

РОЗДІЛ 3. ДОСЛІДЖЕННЯ ТЕХНІЧНО ОПТИМАЛЬНИХ ЗА ШВИДКОДІЄЮ СИСТЕМ РЕГУЛЮВАННЯ

3.1. Вибір критерію оптимальності за швидкодією

В даному розділі проведено розрахунок запасу напруги перетворювача, який живить ДПС, у статичній та астатичній системах підпорядкованого регулювання. Розрахунок проведений для різних видів збурень.

Одним із головних завдань при проектуванні систем керування електроприводом постійного струму є забезпечення максимально можливої швидкодії без погіршення якості перехідних процесів та стійкості системи. Для цього використовують різні критерії оптимальності, які дозволяють кількісно оцінити ефективність роботи системи керування з точки зору часу реакції, динамічних коливань та енергетичних витрат [8,20].

Швидкодія системи керування характеризується тривалістю перехідного процесу, тобто часом, за який регульована величина (наприклад, швидкість обертання двигуна) досягає заданого значення з допустимою похибкою.

На практиці в системах керування двигунами постійного струму найчастіше використовуються модульний та симетричний оптимуми, оскільки вони забезпечують компроміс між швидкодією, стабільністю та енергоспоживанням.

Для спеціальних задач (наприклад, у робототехнічних приводах або у верстатах з ЧПК) може використовуватись мінімальний час перехідного процесу, коли головною метою є максимальна динамічна точність.

Критерії оптимальності за швидкодією дозволяють формалізувати задачу вибору параметрів регуляторів у системі керування двигуном постійного струму. Вибір конкретного критерію залежить від вимог до точності, динаміки, стабільності та енергетичної ефективності системи.

Оптимальні за швидкодією системи забезпечують ефективне використання потужності двигуна, високу продуктивність та надійну роботу електропривода у змінних режимах навантаження.

Результати розрахунків, засновані на аналітичному методі, дозволяють глибше розібратися в характері залежностей миттєвих і максимальних значень кривих, що описують напругу перетворювача, від постійних часу систем, визначити їх екстремальні значення і вказати шляхи зниження запасу напруги. Наведені приклади показують суттєву залежність величини запасу напруги перетворювача від форми збурюючого впливу.

I. Статична система регулювання.

а.) одиничний збурюючий вплив

- скласти передавальну функцію напруги перетворювача;
- розрахувати перехідну функцію напруги перетворювача;
- побудувати криві перехідних процесів напруги перетворювача при різних величинах постійних часу системи електроприводу і проаналізувати залежність запасу напруги перетворювача від них.

б.) лінійно наростаючий з обмеженням збурюючий вплив.

- скласти передавальну функцію напруги перетворювача;
- розрахувати перехідну функцію напруги перетворювача;
- побудувати криві перехідних процесів напруги перетворювача при різних величинах постійних часу системи електроприводу і проаналізувати залежність запасу напруги перетворювача від них.

II. Астатична система регулювання.

а.) одиничний збурюючий вплив

- скласти передавальну функцію напруги перетворювача;
- розрахувати перехідну функцію напруги перетворювача;
- побудувати криві перехідних процесів напруги перетворювача при різних величинах постійних часу системи електроприводу і проаналізувати залежність запасу напруги перетворювача від них.

б.) лінійно наростаючий з обмеженням збурюючий вплив.

- скласти передавальну функцію напруги перетворювача;
- розрахувати перехідну функцію напруги перетворювача;

- побудувати криві перехідних процесів напруги перетворювача при різних величинах постійних часу системи електроприводу і проаналізувати залежність запасу напруги перетворювача від них.

3.2. Система регулювання з пропорційним регулятором швидкості

Системи автоматичного регулювання швидкості двигуна постійного струму (ДПС) застосовуються для підтримання сталої швидкості обертання вала або зміни її за заданим законом незалежно від зовнішніх збурень (зміни навантаження, напруги живлення тощо).

Одним із найпростіших і найпоширеніших типів регуляторів у таких системах є пропорційний регулятор (П-регулятор) [22].

Для підвищення точності та швидкодії системи з пропорційним регулятором зазвичай:

- збільшують коефіцієнт підсилення K_{pK} (до межі стійкості);
- вводять додаткові коригувальні ланки (наприклад, ПІ-регулятор);
- додають внутрішній контур струму — КТВорюючи двоконтурну систему, що забезпечує швидке реагування двигуна на зміни навантаження.

Система регулювання швидкості двигуна постійного струму з пропорційним (П) регулятором є найпростішим варіантом автоматичного електроприводу. Вона забезпечує задовільну якість регулювання в умовах стабільного навантаження, однак не здатна повністю усунути статичну похибку та характеризується обмеженою швидкодією.

Такі системи переважно використовуються у допоміжних або малопотужних приводах, де високі вимоги до точності регулювання відсутні.

Достатній динамічний запас напруги перетворювача є однією з ключових умов досягнення заданої швидкодії в системі підпорядкованого регулювання швидкості. для двоконтурної системи (рис. 3.1), налаштованої згідно з критерієм оптимуму. Приймається припущення про компенсацію впливу ЕРС двигуна на динаміку контуру струму [20,21].

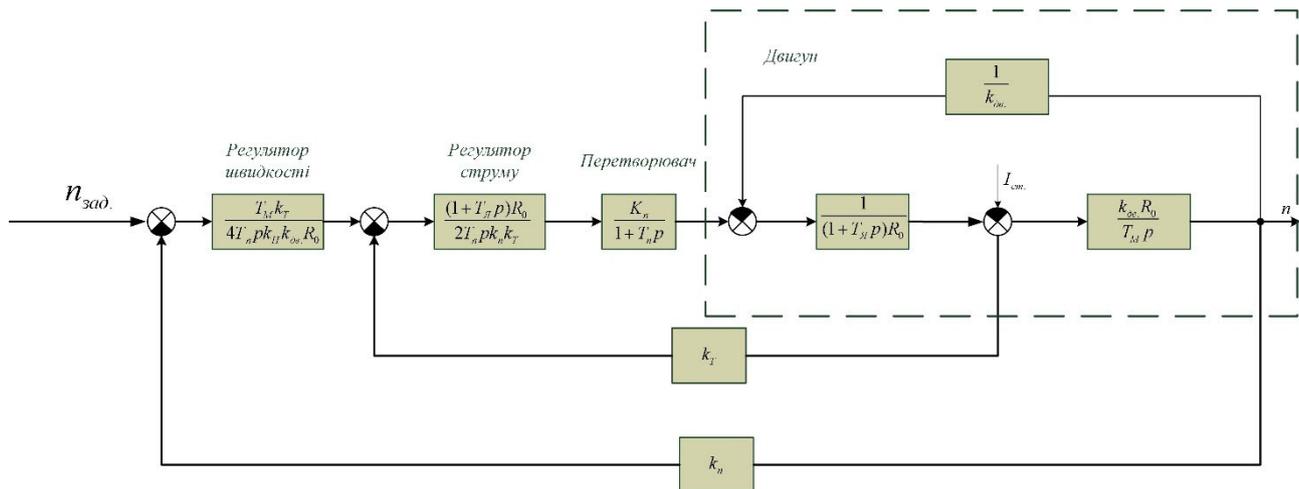


Рис. 3.1 – Структурна схема статичної системи підпорядкованого регулювання ДПС.

T_M , T_γ , T_Π – постійні часу відповідно електромеханічна, електромагнітна якорного кола та мала некомпенсована струмового контуру;

R_o – опір якорного колу;

K_Π , K_T , K_Π – коефіцієнти відповідно зворотних зв'язків по швидкості, по струму якоря, підсилення перетворювача;

$$K_{ov} = \frac{1}{C_e} \Phi; \quad C_e \text{ – коефіцієнт машини;}$$

Φ – магнітний потік збудження.

Дослідження ґрунтується на таких спрощуючих припущеннях:

- Струм якорного кола вважається безперервним, а зовнішня характеристика перетворювача ідеалізована (без зламів при малих струмах).
- Вплив потоку реакції якоря виключено з розгляду.
- Фільтри в ланцюгах зворотного зв'язку по струму та швидкості двигуна ігноруються.

Подальше дослідження зосереджено на дослідженні динамічної поведінки приросту напруги перетворювача при дії збурюючих сигналів у вигляді одиничної ступінчастої функції або лінійно-змінного сигналу з насиченням.

3.2.1. Одиничний збурюючий вплив

У системах автоматичного регулювання швидкості двигуна постійного струму (ДПС) збуреннями називають зовнішні дії, які впливають на об'єкт керування, змінюючи його вихідну величину — швидкість обертання.

Найтипівішим збуренням для електропривода є зміна моменту навантаження на валу двигуна. Таке збурення призводить до відхилення фактичної швидкості від заданого значення. При дії **одиничного збурення** $M_H(t)=1$ (ступінчасте збільшення навантажувального моменту) система намагається компенсувати падіння швидкості, створюючи відповідну зміну напруги на якорі двигуна.

Для замкненої системи з П-регулятором у сталому режимі характерною є наявність статичної похибки по збуренню. Це означає, що після дії збурення швидкість обертання встановлюється на новому значенні, зберігаючи деяку некомпенсовану різницю відносно початкового заданого значення.

За умови повільної або малої зміни моменту навантаження система забезпечує прийнятну точність. Натомість, істотні або різкі збурення призводять до помітного зниження (просадки) швидкості.

Для забезпечення необхідного рівня стійкості та ліквідації статичної похибки доцільно перейти до ПІ-регулятора, який гарантує повну компенсацію цієї похибки.

Функція передачі, що описує співвідношення між струмом якоря I та статичним струмом I_c , має вигляд [21,22]:

$$\frac{iR_o}{I_c R_o}(q) = \frac{1}{\frac{1}{8} \cdot q^3 + \frac{1}{2} \cdot q^2 + q + 1} = \frac{1}{N_3(q)}, \quad (3.1)$$

де $q = 4T_n p$ - нормований параметр;

Перехідна функція для якорного струму, отримана на основі відповідної передавальної функції (3.1), може бути представлена наступним виразом [9]:

$$\frac{iR_o}{I_c R_o}(\tau) = 1 - e^{-2\tau} - \frac{2}{\sqrt{3}} e^{-\tau} \sin \sqrt{3}\tau, \quad (3.2)$$

де $\tau = t/4T_{II}$ відносний час, t – абсолютний час.

Приріст напруги перетворювача ΔU_{II} можна знайти за наступною залежністю:

$$\frac{\Delta U_{np}}{I_c R_o}(q) = \frac{\Delta U_{я}}{I_c R_o}(q) - \frac{\Delta e_{дв}}{I_c R_o}(q), \quad (3.3)$$

де $\Delta U_{я}$, $\Delta e_{дв}$ – відповідно приріст якірної напруги та ерс двигуна.

Здійснюємо перетворення передавальної функції (3.3) до наступного вигляду:

$$\frac{\Delta U_{np}}{I_c R_o}(q) = \frac{1}{N_3(q)} + \frac{T_{я}}{4T_n} \cdot \frac{q}{N_3(q)} - \frac{4T_n}{T_m} \cdot \frac{N_2(q)}{N_3(q)}, \quad (3.4)$$

$$\text{де: } \frac{1}{N_3(q)} = \frac{iR_o}{I_c R_o}(q); \quad \frac{1}{N_2(q)} = \frac{1}{\frac{1}{8}q^2 + \frac{1}{2}q + 1}$$

Враховуючи, що передавальній функції $q/N_3(q)$ відповідає передавальна функція [5]:

$$2 \left\{ e^{-2\tau} + e^{-\tau} \left[\frac{1}{\sqrt{3}} \sin \sqrt{3}\tau - \cos \sqrt{3}\tau \right] \right\}, \quad (3.5)$$

а передавальній функції $N_2(q)/N_3(q)$ відповідає перехідна функція [19]:

$$1 - \frac{1}{2}e^{-2\tau} - \frac{1}{2}e^{-\tau} \left[\cos \sqrt{3}\tau + \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \sqrt{3}\tau \right]. \quad (3.6)$$

Для спрощення аналізу, перехідну функцію приросту напруги перетворювача доцільно трансформувати на таку форму:

$$\frac{\Delta U_{np}}{I_c R_o}(\tau) = 1 - A + \left(2B + \frac{1}{2}A - 1\right)e^{-2\tau} + \left[\left(\frac{1}{2}A - 2B\right)\cos\sqrt{3}\tau + \frac{1}{\sqrt{3}}\left(2B + \frac{1}{2}A - 2\right)\sin\sqrt{3}\tau\right]e^{-\tau}, \quad (3.7)$$

де $A = \frac{4T_{II}}{T_m}$; $B = \frac{T_{Я}}{4T_{II}}$.

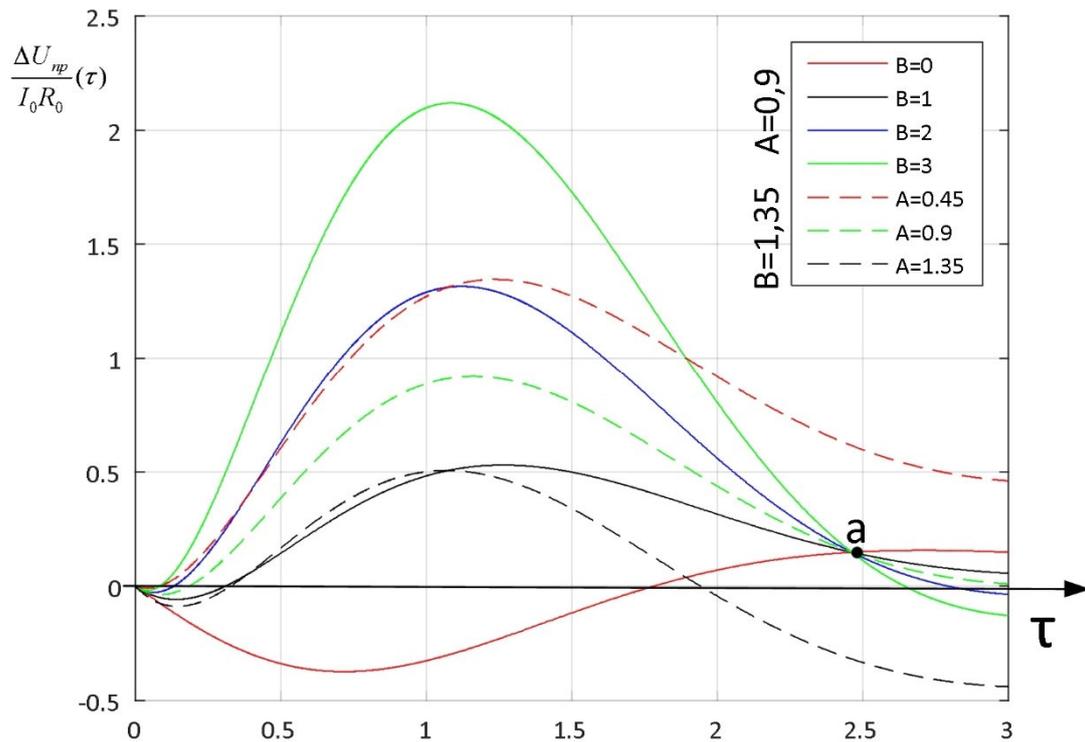


Рис. 3.2 - Характеристики миттєвих значень функції $\frac{\Delta U_{np}}{I_c R_o}(\tau)$ в статичній системі регулювання швидкості двигуна при різних величинах коефіцієнтів А і В.

На рис. 3.2 зображено криві миттєвих значень (суцільні лінії), отримані з рівняння (3.7) для фіксованого $A=0,9$ та діапазону $B=0...3$.

Дослідження даних кривих демонструє:

- існування негативної ділянки приросту напруги перетворювача (у діапазоні $B=0...2$);

- вказує на ступінь впливу позитивного зворотного зв'язку по ЕРС двигуна за визначеної швидкодії струмового контуру.

Поступове зменшення впливу зворотного зв'язку призводить до зникнення негативної ділянки приросту напруги перетворювача (для $B > 3$, $A = 0,9$). Точка "а"

перетину кривих миттєвих значень $\frac{\Delta U_{np}}{I_c R_o}(\tau)$ слугує показником часу (τ_m),

протягом якого струм якоря досягає свого пікового значення ($\tau_m = 2,42$)

залежить лише від швидкодії системи керування.

У даній точці миттєве значення не залежить від електромагнітної постійної часу T_γ і приблизно визначає статизм (жорсткість) системи.

На цьому ж рисунку наведено сімейство кривих (пунктирні лінії), побудованих за рівнянням (3.7) для $B = 1,5$ та варіацій $A = 0,45; 0,9; 1,35$. Відсутність перетину цих кривих свідчить про те, що час максимуму динамічного падіння швидкості змінюється як функція параметра A при незмінному значенні B .

З метою знаходження максимального значення (динамічного запасу) напруги перетворювача, виконуємо диференціювання рівняння (3.7) і прирівнюємо отриманий вираз до нуля:

$$\begin{aligned} \left(\frac{\Delta U_{np}}{I_c R_o} \right)'(\tau) &= 2 \left(1 - 2B - \frac{1}{2}A \right) e^{-2\tau} + \\ &+ \left[(4B - 2) \cos \sqrt{3}\tau - \frac{1}{\sqrt{3}}(8B + 11A - 2) \sin \sqrt{3}\tau \right] e^{-\tau} = 0, \end{aligned} \quad (3.8)$$

Максимальне значення функції (3.7) було визначено в критичний момент часу $\tau = \tau_{\max}$, який знайдено шляхом розв'язання рівняння (3.8). Шляхом підстановки τ_{\max} назад у рівняння (3.7) отримано пікове значення. Результати обчислень представлені на рис. 3.3.

Аналіз кривих на рис. 3.3 показує, що динамічний запас напруги перетворювача лінійно зростає при $B > 1$ і фіксованому $A = \text{const}$. Натомість, у зоні

$B < 0,8$ спостерігається нелінійна залежність динамічного запасу напруги перетворювача від параметрів.

На основі цих кривих отримано рівняння апроксимації функції $\frac{\Delta U_{Пр.макс}}{I_c R_o} = f(A, B)$ для діапазонів $2 < B < 5$ та $0 < A < 4,95$, яке має наступний вигляд:

$$\frac{\Delta U_{Пр.макс}}{I_c R_o} = 0,5 - 0,89A + 0,81B. \quad (3.9)$$

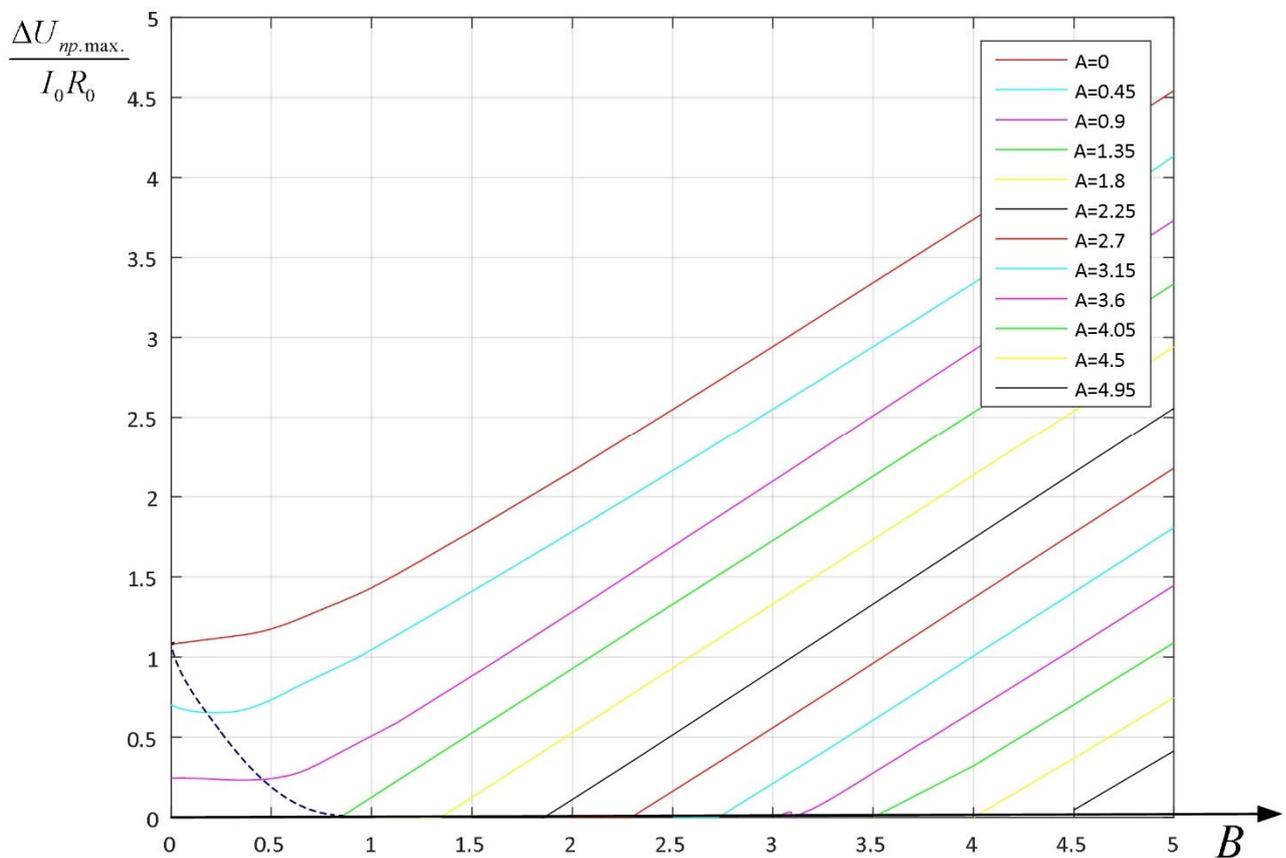


Рис.3.3 - Криві максимальних значень функції $\frac{\Delta U_{Пр.макс}}{I_c R_o}$ залежності

динамічного запасу від коефіцієнтів A та B у статичній системі регулювання швидкості двигуна при дії одиничного збурення.

Діапазон коефіцієнта A визначає межі позитивних значень функції $\frac{\Delta U_{Pr.макс}}{I_c R_o} = f(A, B)$. Це ілюструється прикладом, коли при $B=5$ для всіх значень

A у межах $0 < A < 4,95$ необхідний динамічний запас напруги перетворювача.

3.2.2. Збурюючий вплив у вигляді лінійного сигналу з обмеженням

Системи автоматичного регулювання швидкості двигуна постійного струму призначені для стабілізації або зміни швидкості обертання вала двигуна відповідно до заданого сигналу. У цьому випадку розглядається лінійне збурення – зміна моменту навантаження, що збільшується у часі пропорційно до лінійного закону, але має обмеження за амплітудою (реальна система не допускає нескінченного зростання навантаження). У момент насичення регулятор втрачає лінійність, і система перестає повністю компенсувати збурення. Результатом є **значне падіння швидкості**, яке зберігається доти, поки збурення не стабілізується або не зменшиться [21,23].

Характер зміни швидкості при такому збуренні на початку регулювання майже не змінюється (регулятор встигає компенсувати мале збурення). При зростанні навантаження виникає лінійне зниження швидкості.

Якщо Kp малий — система реагує повільно, і похибка значна;

якщо Kp занадто великий — можливі коливання.

Інформація про швидкість наростання статичного навантаження дозволяє зменшити динамічний запас напруги перетворювача порівняно з режимом одиночного прикладання навантаження.

Нехай навантаження змінюється лінійно до досягнення насичення за час τ_i (рис. 3.4). Тоді динаміка струму якоря на цьому інтервалі визначається шляхом інтегрування перехідної функції струму якоря (3.3), що відповідає одиничному збурюючому впливу.

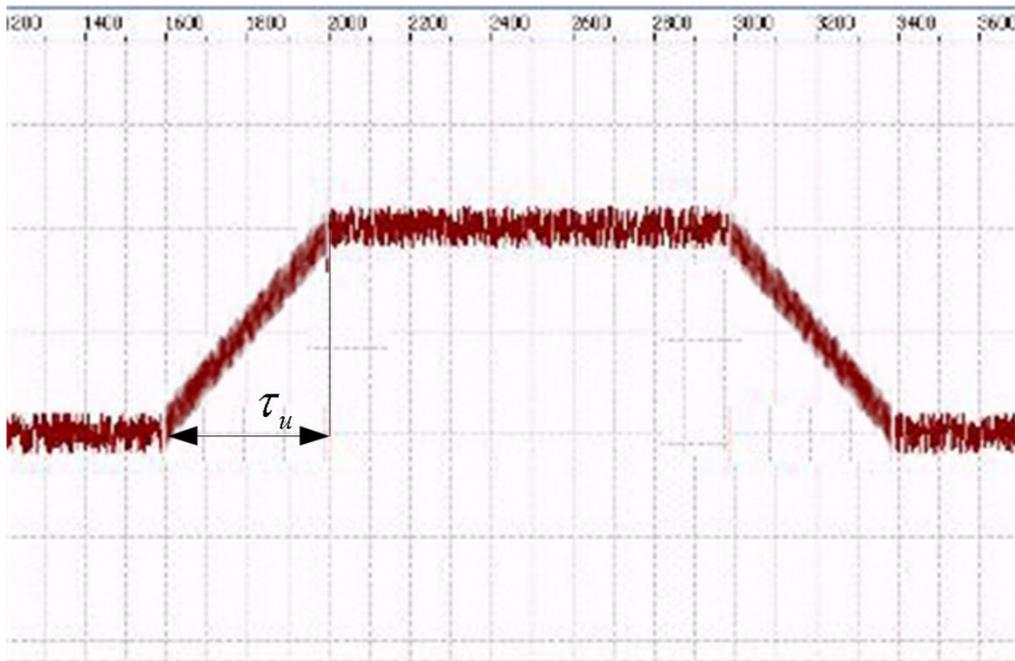


Рис. 3.4 - Характеристика статичного моменту системи при навантаженні

На інтервалі часу $\tau \leq \tau_i$, перехідна функція струму якоря може бути представлена наступним виразом:

$$\frac{tR_o}{I_c R_o}(\tau) = \frac{1}{\tau_u} \left[\tau - 1 + \frac{1}{2} e^{-2\tau} + \frac{1}{2} e^{-\tau} \left(\cos \sqrt{3}\tau + \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \sqrt{3}\tau \right) \right], \quad (3.10)$$

де:

$$\tau_u = \frac{t_u}{4T_{II}} - \text{відносний час зростання навантаження};$$

t_u – абсолютний час зростання навантаження.

Аналогічно попереднім викладкам, перехідна функція приросту напруги перетворювача на ділянці часу $\tau \leq \tau_i$ отримується у такому вигляді:

$$\frac{\Delta U_{np1}}{I_c R_o}(\tau) = \frac{1}{\tau_u} \left\{ \left(B + \frac{1}{2} A - 1 \right) + \tau(1 - A) + \left(\frac{1}{2} - B - \frac{1}{4} A \right) e^{-2\tau} + \right. \\ \left. + \left[\left(\frac{1}{2} - \frac{1}{4} A \right) \cos \sqrt{3}\tau + \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\frac{1}{2} - 2B - \frac{1}{4} A \right) \sin \sqrt{3}\tau \right] e^{-\tau} \right\}. \quad (3.11)$$

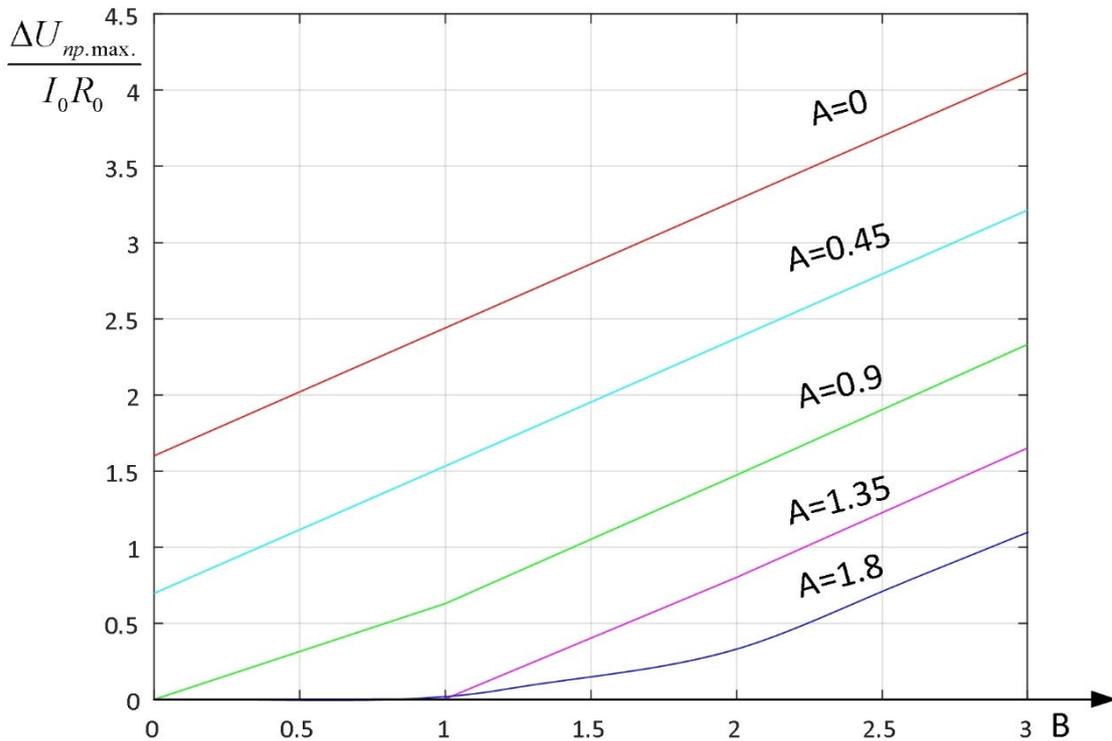


Рис. 3.5 - Характеристики максимальних значень функції $\frac{\Delta U_{Пр.макс}}{I_c R_o}$ в статичній системі регулювання швидкості двигуна при лінійно зростаючому збуренні $\tau_i = 25/4$ та різних значеннях коефіцієнтів A і B .

Перехідна функція для приросту напруги перетворювача після відсічки на часовій ділянці $\tau \geq \tau_i$ має вигляд:

$$\frac{\Delta U_{np.2}}{I_c R_o}(\tau) = 1 - A + F(\tau) - F(\tau - \tau_u); \quad (3.12)$$

$$\text{де } F(\tau) = \frac{1}{\tau_u} \left\{ -\frac{1}{2} \left(-1 + 2B + \frac{1}{2}A \right) e^{-2\tau} + \left[\left(\frac{1}{2} - \frac{7}{4}A \right) \cos \sqrt{3}\tau + \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\frac{1}{2} - 2B + \frac{1}{4}A \right) \sin \sqrt{3}\tau \right] e^{-\tau} \right\};$$

$F(\tau - \tau_i)$ - аналогічна функції $F(\tau)$, але зсунута по часу на τ_i .

Для визначення динамічного запасу напруги перетворювача $\frac{\Delta U_{Пр.макс}}{I_c R_o}$ продиференціюємо (3.11) і (3.12), а результат прирівняємо нулю.

На відрізку часу $\tau \leq \tau_i$ рівняння має вигляд:

$$\frac{\Delta U'_{np1}}{I_c R_o}(\tau) = \frac{1}{\tau_u} \left\{ \begin{aligned} &1 - A - \left(1 - 2B - \frac{1}{2}A\right) e^{-2\tau} + \\ &\left[\left(-2B + \frac{1}{2}A\right) \cos \sqrt{3}\tau + \right. \\ &\left. + \frac{1}{\sqrt{3}} \left(-2 + 2B + \frac{3}{2}A\right) \sin \sqrt{3}\tau \right] e^{-\tau} \end{aligned} \right\} = 0; \quad (3.13)$$

На відрізку часу $\tau \geq \tau_i$:

$$\frac{\Delta U'_{np2}}{I_c R_o}(\tau) = F'(\tau) - F'(\tau - \tau_u) = 0; \quad (3.14)$$

$$\text{де } F'(\tau) = \frac{1}{\tau_u} \left\{ \begin{aligned} &\left(1 - 2B - \frac{1}{2}A\right) e^{-2\tau} + \left[\left(-2 + \frac{1}{2}A\right) \cos \sqrt{3}\tau + \right. \\ &\left. + \frac{1}{\sqrt{3}} \left(-2 + 2B - \frac{3}{2}A\right) \sin \sqrt{3}\tau \right] e^{-\tau} \end{aligned} \right\};$$

$F'(\tau - \tau_i)$ - аналогічна функції $F'(\tau)$, але зсунута по часу на τ_i .

Максимальні значення функцій (3.11) та (3.12) були визначені методом чисельного розрахунку. Для цього використовувалися моменти часу $\tau = \tau_{макс}$, отримані з рівнянь (3.13) та (3.13), які послідовно підставлялися у відповідні рівняння (3.11) та (3.12).

Аналіз розрахункових даних свідчить про те, що функція $\frac{\Delta U_{Пр.макс}}{I_c R_o} = f(A, B)$ демонструє лінійну залежність (пряма лінія) при $\tau_i = \text{const}$ і при $B > 2$. На базі отриманих результатів було сформульовано рівняння апроксимації функції, які представлені в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1- Рівняння апроксимації функції

№, n/n	Значення τ_i	Зона значень A	Рівняння $\frac{\Delta U_{Пр.макс}}{I_c R_o} = f(A, B)$
1	5/4	$0 < A < 6,60$	$0,60 - 1,11A + 0,67B$
2	10/4	$0 < A < 6,31$	$0,68 - 0,80A + 0,424B$
3	15/4	$0 < A < 3,80$	$0,82 - 0,89A + 0,258B$
4	20/4	$0 < A < 2,85$	$0,86 - 0,98A + 0,196B$
5	25/4	$0 < A < 2,50$	$0,88 - 0,98A + 0,158B$

Динамічний запас напруги перетворювача визначаємо шляхом використання кривих (рис. 3.5) та табличних даних (табл. 1). Фіксуючи значення τ_i , стає можливим ідентифікувати діапазони параметрів A та B, при яких забезпечується необхідний динамічний запас.

Приміром, для $\tau_i = 5/4$, $B=4$:

$$\frac{\Delta U_{Пр.макс}}{I_c R_o} = 0,6 - 1,11A + 0,67 \times 5 = 0,6 - 1,11A + 3,95 = -1,11A + 3,55 = 0.$$

Це означає, що для всіх значень A в межах $0 < A < 3,2$ потреба у динамічному запасі напруги перетворювача зберігається.

Порівняння з випадком одиничного (ступінчастого) збурення (3.9) демонструє значне звуження області визначення динамічного запасу напруги перетворювача. Це безпосередньо призводить до зменшення перерегулювання по струму якоря, що дає змогу ефективніше використовувати перевантажувальну здатність двигуна при лінійно-змінному з обмеженням сигналі збурення.

3.3. Система регулювання з пропорційно-інтегральним регулятором швидкості

Системи регулювання швидкості двигунів постійного струму (ДПС) широко застосовуються в електроприводах, де необхідно забезпечити стабільну швидкість обертання незалежно від зміни навантаження або напруги живлення.

Для покращення якості регулювання — зокрема, усунення статичної похибки та підвищення точності — у системах використовують пропорційно-інтегральні (ПІ) регулятори [24,25].

Такі регулятори поєднують властивості:

пропорційної дії — забезпечує швидке реагування системи на зміну швидкості;

інтегральної дії — усуває сталу похибку та компенсує постійні збурення.

Коли швидкість двигуна відхиляється від заданої, на вході регулятора виникає похибка $e(t)$.

Пропорційна частина $K_p e(t)$ забезпечує миттєву реакцію, збільшуючи або зменшуючи напругу на якорі.

Інтегральна частина $K_i \int e(t) dt$ накопичує похибку у часі, створюючи додатковий вплив доти, доки швидкість повністю не відновиться до заданого значення.

Таким чином, навіть при сталому збуренні (наприклад, постійному моменті навантаження) інтегральна дія компенсує відхилення швидкості до нуля. Системи з ПІ-регуляторами широко використовуються у:

електроприводах постійного струму середньої та високої потужності;

механізмах з постійними або повільно змінними навантаженнями (конвеєри, лебідки, підйомні механізми);

двоконтурних системах (з внутрішнім регулятором струму та зовнішнім ПІ-регулятором швидкості).

Система регулювання швидкості двигуна постійного струму з пропорційно-інтегральним регулятором забезпечує високу точність, повне усунення статичної

похибки та добру компенсацію збурень. Інтегральна складова дозволяє відновлювати швидкість після змін навантаження, а пропорційна — підтримує динамічну стабільність системи. При правильному виборі параметрів регулятора така система є оптимальним рішенням для більшості сучасних електроприводів.

Розглянемо методику розрахунку динамічного запасу напруги перетворювача для двоконтурної системи регулювання (рис. 3.6) із симетричним налаштуванням регулятора швидкості при прикладанні збурюючого впливу, що має форму або одиничного стрибка, або лінійно-зростаючим з обмеженням [21, 24, 26].

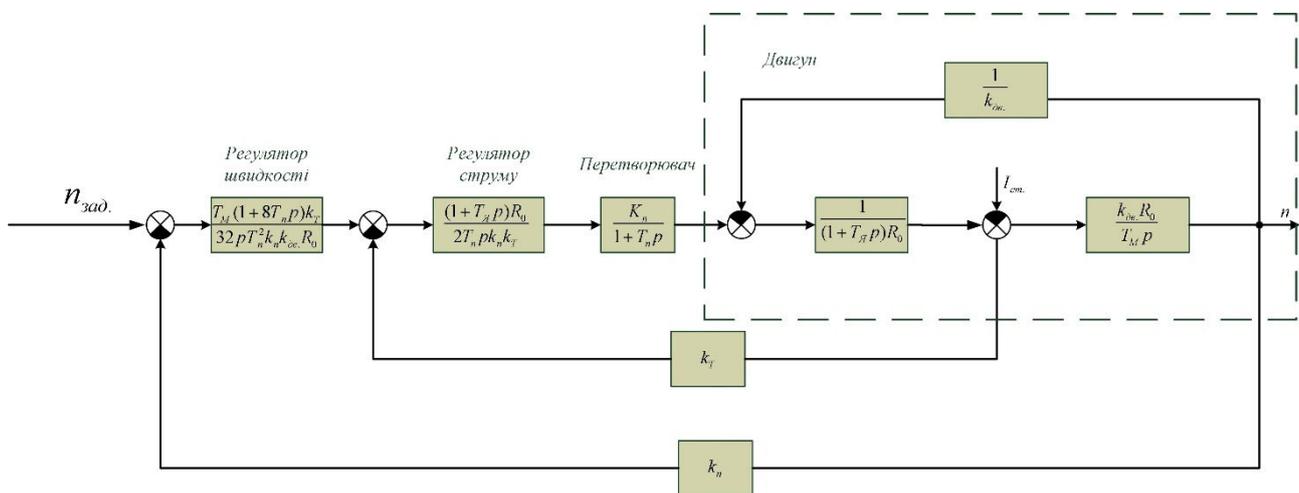


Рис. 3.6 – Структурна схема астатичної системи підпорядкованого регулювання ДПС.

3.3.1. Одиничний збурюючий вплив

При одиничному збурюючому впливі у момент прикладання збурення збільшується навантажувальний момент на валу. Швидкість двигуна зменшується (виникає помилка $e(t)$).

Відгук пропорційної складової $K_{pe}(t)$ одразу реагує на помилку. Збільшує напругу на якір двигуна, створюючи додатковий електромагнітний момент, який компенсує частину збурення. Це зменшує швидкість падіння, але похибка не зникає повністю [27].

Дія інтегральної складової $K_i \int e(t) dt$ інтегратор накопичує помилку з часом, поступово збільшує вихідний сигнал регулятора, доки швидкість двигуна не повернеться до заданої. В усталеному режимі інтегратор забезпечує нульову статичну помилку, тобто швидкість повністю відновлюється.

Після короткочасного перехідного процесу швидкість двигуна повертається до номінального значення.

Статична похибка = 0 — головна перевага ІІІ-регулятора над пропорційним.

ІІІ-регулятор у системі регулювання швидкості двигуна постійного струму при одиничному збурюючому впливі:

1. Забезпечує повне усунення статичної помилки;
2. Підвищує точність регулювання;
3. Може дещо зменшити швидкодію через інтегральну складову, але робить систему більш стійкою до навантажувальних збурень.

Відповідно до використовуваної моделі, передавальна функція, яка описує співвідношення між струмом якоря i та статичним струмом I_c , має вигляд [26]:

$$\frac{iR_o}{I_c R_o}(q) = \frac{q+1}{\frac{q^4}{64} + \frac{q^3}{8} + \frac{q^2}{2}q+1}, \quad (3.15)$$

де: $q = 8T_n p$ - нормований параметр;

Перехідна функція для якінного струму, отримана на основі відповідної передавальної функції (3.15), може бути представлена наступним виразом [21]:

$$\frac{iR_o}{I_c R_o}(\tau) = 1 - e^{-2\tau} [(1+6\tau)\cos 2\tau + 2(\tau-1)\sin 2\tau], \quad (3.16)$$

де: $\tau = \frac{t}{8T_n}$ - відносний час, t - абсолютний час.

Для розрахунку приросту напруги перетворювача ΔU_{np} застосовується (або використовується) наступне співвідношення:

$$\frac{\Delta U_{np}}{I_c R_o}(q) = \frac{\Delta U_{я}}{I_c R_o}(q) - \frac{\Delta e_{\delta\delta}}{I_c R_o}(q), \quad (3.17)$$

де: $\Delta U_{я}$, $\Delta e_{\delta\delta}$ – відповідно приріст якірної напруги та е.р.с. двигуна.

Після перетворення якої отримаємо функцію:

$$\frac{\Delta U_{np}}{I_c R_o}(q) = \frac{q+1}{N_4(q)} + \frac{T_{я}}{8T_n} \cdot \frac{q(q+1)}{N_4(q)} - \frac{4T_n}{T_m} q \cdot \frac{N_2(q)}{N_4(q)}, \quad (3.18)$$

де:

$$\frac{q+1}{N_4(q)} = \frac{iR_o}{I_c R_o}(q); \quad \frac{1}{N_2(q)} = \frac{1}{\frac{q^2}{32} + \frac{q}{4} + 1}.$$

Так як передавальній функції $\frac{q(q+1)}{N_4(q)}$ відповідає перехідна функція:

$$e^{-2\tau} [4\tau \cos 2\tau + 2(4\tau - 1) \sin 2\tau],$$

а передавальній функції $\frac{qN_2(q)}{N_4(q)}$ відповідає перехідна функція

$$\frac{1}{2} \left[-2\tau \cos 2\tau + \left(\frac{3}{2} + \tau \right) \sin 2\tau \right] e^{-2\tau},$$

то перехідну функцію приросту напруги перетворювача можна записати в наступному вигляді:

$$\frac{\Delta U_{np}}{I_c R_o}(\tau) = 1 + e^{-2\tau} \left\{ \begin{aligned} &[-1 + 2\tau(-3 + 4B_1 + A_1)] \cos 2\tau + \\ &+ [(2 - 4B_1 - 1,5A_1) + 2\tau(-1 + 8B_1 - 0,5A_1)] \sin 2\tau \end{aligned} \right\}. \quad (3.19)$$

$$\text{де: } A_1 = \frac{8T_{II}}{T_m}; \quad B_1 = \frac{T_{я}}{8T_{II}}.$$

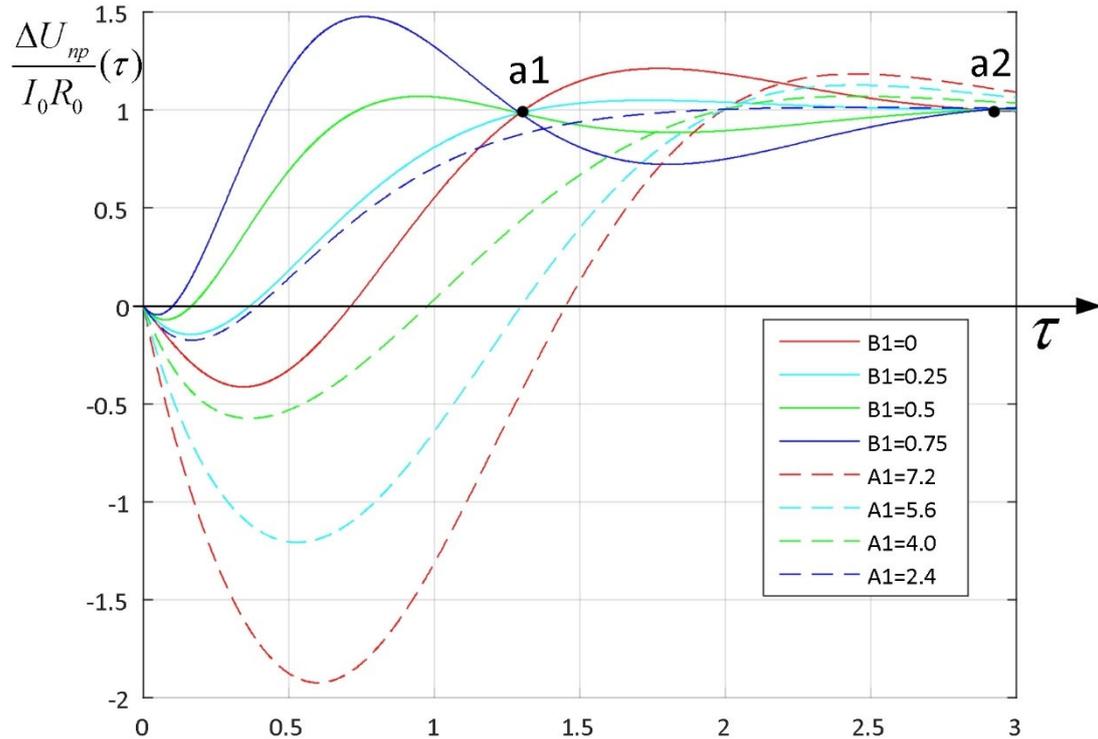


Рис. 3.7 Характеристика миттєвих значень функції $\frac{\Delta U_{пр}}{I_c R_o}(\tau)$ в астатичній системі підпорядкованого регулювання швидкості двигуна при різних величинах коефіцієнтів A_1 і B_1 та одиничному збуренні.

На рис. 3.7 представлені криві миттєвих значень функції $\frac{\Delta U_{пр}}{I_c R_o}(\tau)$ (суцільні лінії), побудовані за рівнянням (3.19) для фіксованого $A_1=2,0$; та діапазону $B_1=0\dots0,75$.

Аналіз цих кривих показує: наявність негативної ділянки приросту напруги перетворювача ($B_1=0\dots0,5$) характеризує ступінь впливу позитивного зворотного зв'язку по ЕРС двигуна за заданої швидкодії струмового контуру.

Поступове зменшення впливу ЕРС призводить до мінімізації значень негативної ділянки приросту напруги перетворювача за умови $B_1>0,75$ та фіксованого $A_1=2,0$.

Точка "a1" перетину кривих миттєвих значень $\frac{\Delta U_{Пр}}{I_c R_o}(\tau)$ слугує показником часу досягнення максимального струму якоря, який визначається лише швидкодією системи керування.

Слід зазначити, що в точці "a1" при заданому В приріст напруги досягає мінімального значення. Крім того, максимум приросту напруги збігається в часі (по фазі) з максимальним значенням струму якоря.

Сімейство кривих $\frac{\Delta U_{Пр}}{I_c R_o}(\tau)$ (пунктирні лінії), отриманих з рівняння (3.19), виконано для умов $B_1=0,3125$ і $A_1=2,4\dots 7,2$.

Точка "a2" перетину кривих миттєвих значень $\frac{\Delta U_{Пр}}{I_c R_o}(\tau)$ є показником часу протягом якого досягається максимальне динамічне падіння швидкості двигуна. У даній точці приріст напруги перетворювача є незалежним від електромеханічної постійної часу приводу.

Дослідження кривих рис. 3.7 свідчить, що функція (3.18) досягає мінімуму для певних значень B_1 при заданому A_1 (наприклад, при $B_1 \geq 0,5$)

З метою знаходження максимального значення функції (3.19) (динамічного запасу напруги перетворювача виконуємо диференціювання цієї функції та прирівнюємо результат до нуля. Таким чином отримуємо:

$$\frac{\Delta U'_{Пр}}{I_c R_o}(\tau) = \left\{ \begin{array}{l} \left[-A_1 + 4\tau(2 + 4B_1 - 1,5A_1) \right] \cos 2\tau + \\ + 2 \left[\begin{array}{l} (-2 + 12B_1 + A_1) - \\ -2\tau(-4 + 12B_1 + 0,5A_1) \end{array} \right] \sin 2\tau \end{array} \right\} e^{-2\tau} = 0. \quad (3.20)$$

Максимальне значення функції (3.19) було визначено згідно з методологією [20]. Для цього використовувався критичний момент часу $\tau = \tau_{\max}$ отриманий з рівняння (3.20), який підставлявся в рівняння (3.19).

На рис. 3.8 представлені результати розрахунків, які дозволяють ідентифікувати дві характерні зони функціонування:

1. Для малих B_1 спостерігається немонотонна залежність — зі зниженням A_1 величина $\frac{\Delta U_{Пр.макс}}{I_c R_o}$ спершу падає, а потім зростає.
2. Для відносно великих B_1 величина $\frac{\Delta U_{Пр.макс}}{I_c R_o}$ демонструє монотонне зростання зі зменшенням A_1 .

На межі областей розташовані точки мінімального запасу напруги перетворювача. Для оптимальної системи з заданою швидкодією мінімізацію динамічного запасу можна досягти двома шляхами: зміною конструкції двигуна або зміною схеми перетворювача. Кінцева задача — знайти постійні часу якоря та електромеханічну, що забезпечують цей мінімум.

Шляхом обробки даних (рис. 3.8) сформульовано рівняння апроксимації функції $\frac{U_{Пр.макс}}{I_c R_o} = f(A, B)$ у лінійній зоні (представлено в таблиці 3.2).

Таблиця 3.2 - Рівняння апроксимації функції $\frac{U_{Пр.макс}}{I_c R_o} = f(A, B)$ у лінійній зоні

Зона значень A_1	Зона значень B_1	Аналітичний вираз $\frac{U_{Пр.макс}}{I_c R_o} = f(A, B)$
$0 < A_1 < 6,0$	$0,75 < B_1 < 1,25$	$0,95 + 1,96B - 0,475A$

Аналіз кривих на (рис. 3.8) дозволяє ідентифікувати область, що відповідає мінімальному динамічному запасу напруги перетворювача.

Зокрема, для діапазону $0 < A_1 < 4,8$, зона $0,33 < B_1 < 0,65$ відображає співвідношення A_1 і B_1 , необхідне для досягнення мінімального динамічного запасу $\frac{\Delta U_{Пр.макс}}{I_c R_o} \approx 1$.

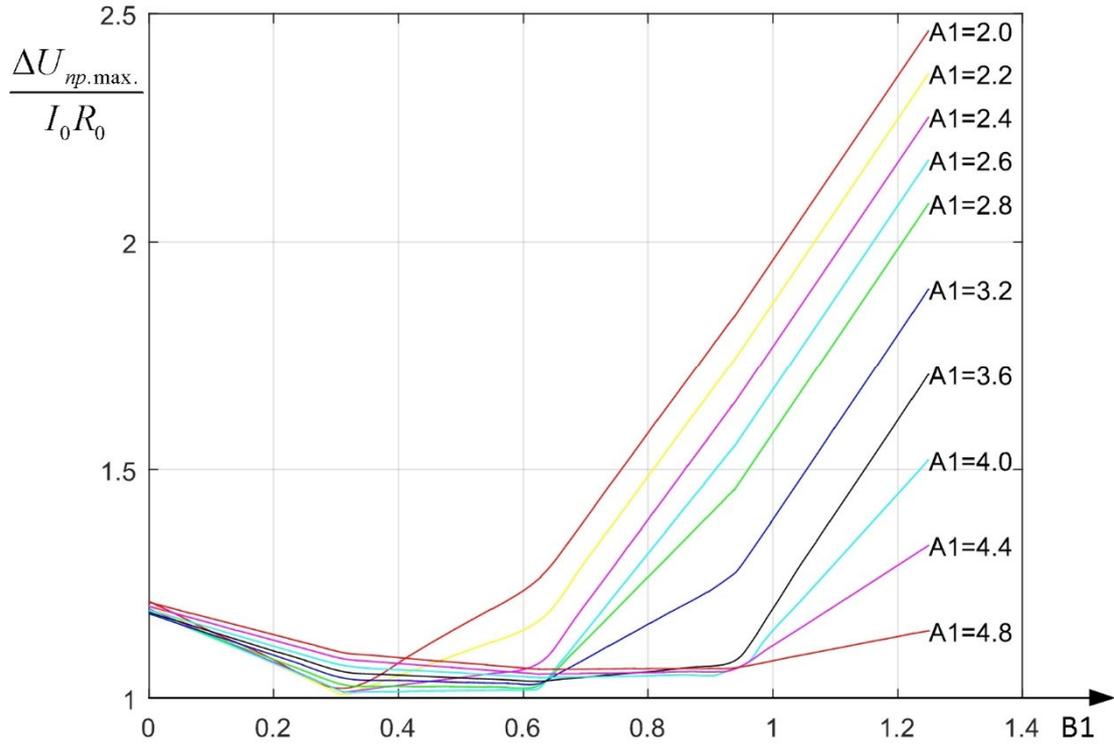


Рис. 3.8 - Характеристика максимальних значень функції $\frac{\Delta U_{Пр.макс}}{I_c R_o}$ в астатичній системі регулювання швидкості двигуна при різних величинах коефіцієнтів A_1 і B_1 та одичному збуренні.

3.3.2. Збурюючий вплив у вигляді лінійного сигналу з обмеженням.

У системі автоматичного регулювання швидкості двигуна постійного струму застосовується пропорційно-інтегральний (ПІ) регулятор, який забезпечує стабільність і високу точність підтримання швидкості обертання вала двигуна при дії різних збурювань.

Під збуренням у вигляді лінійного сигналу з обмеженням розуміють зміну моменту навантаження, що зростає або зменшується за лінійним законом до певного максимального (або мінімального) значення, після чого залишається сталим. Таке збурення моделює поступове збільшення навантаження на вал двигуна, наприклад, при запуску механізму або зміні робочих умов.

Під дією збурення швидкість обертання двигуна починає зменшуватись. Це призводить до появи від'ємного сигналу похибки, який надходить на вхід ПІ-регулятора [27,28].

- Пропорційна складова (П) миттєво реагує на зміну похибки, формуючи керуючий сигнал, пропорційний її величині. Вона забезпечує швидке реагування системи та зменшує амплітуду коливань швидкості.
- Інтегральна складова (І) накопичує суму похибок у часі, усуваючи сталу складову похибки, яка виникає через дію зовнішніх моментів навантаження. Саме завдяки інтегруванню система з ПІ-регулятором має нульову статичну похибку навіть при постійному або лінійному збуренні з обмеженням.

На початку дії лінійного збурення швидкість починає змінюватися, а ПІ-регулятор нарощує керуючу напругу на якорі двигуна. Це призводить до збільшення електромагнітного моменту, який компенсує зміну моменту навантаження. У момент досягнення обмеження збурювального сигналу (тобто коли навантаження стабілізується), вихідна напруга регулятора також стабілізується на новому рівні, що забезпечує відновлення номінальної швидкості обертання.

Таким чином, система з ПІ-регулятором:

- забезпечує повну компенсацію сталих та лінійно зростаючих збурень;

- має мінімальну статичну похибку;
- характеризується задовільною швидкістю та покращеними перехідними процесами порівняно з системою з одним лише пропорційним регулятором.

Як було зазначено вище, врахування такого виду збурення дозволяє зменшити необхідний динамічний запас напруги. Проаналізуємо цей процес при застосуванні до астатичної системи регулювання..

За умови лінійного наростання навантаження до насичення протягом часу τ_i , динаміка якірного струму на відповідній ділянці визначається шляхом інтегрування перехідної функції струму якоря при одиничному збуренні. Ця функція для $\tau < \tau_i$ записується в такої вигляді:

$$\frac{tR_o}{I_c R_o}(\tau) = \frac{1}{\tau_u} \left\{ \tau - e^{-2\tau} \left[\left(\frac{3}{2} + \tau \right) \sin 2\tau - 2 \cos 2\tau \right] \right\}, \quad (3.21)$$

Застосовуючи аналогічний підхід до виведення, перехідна функція приросту напруги перетворювача для інтервалу $\tau \leq \tau_i$ може бути представлена наступним виразом:

$$\frac{\Delta U_{np1}}{I_c R_o}(\tau) = \frac{1}{\tau_u} \left\{ \left(B_1 - \frac{A_1}{2} \right) + \tau + \left\{ \left[\left(\frac{5}{8} A_1 + 2B_1 - \frac{3}{2} \right) - \tau \left(-\frac{3}{4} A_1 + B_1 + 1 \right) \right] \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \sin 2\tau + \left[\left(-B_1 + \frac{A_1}{2} \right) + \tau \left(-\frac{A_1}{4} - 6B_1 + 2 \right) \right] \cos 2\tau \right\} e^{-2\tau} \right\}. \quad (3.22)$$

На інтервалі часу $\tau \geq \tau_i$, після припинення лінійного зростання збурення, перехідна функція приросту напруги перетворювача може бути представлена наступним виразом:

$$\frac{\Delta U_{np.2}}{I_c R_o}(\tau) = 1 + F(\tau) - F(\tau - \tau_u); \quad (3.23)$$

де:

$$F(\tau) = \frac{1}{\tau_u} \left\{ \left[\left(\frac{5}{8} A_1 + 2B_1 - \frac{3}{2} \right) - \tau \left(-\frac{3}{4} A_1 + B_1 + 1 \right) \right] \times \right. \\ \left. \times \sin 2\tau + \left[\left(-B_1 + \frac{A_1}{2} \right) + \tau \left(-\frac{A_1}{4} - 6B_1 + 2 \right) \right] \cos 2\tau \right\} e^{-2\tau};$$

де $F(\tau - \tau_i)$ аналогічна функції $F(\tau)$, але зсунута по часу на τ_i .

З метою знаходження максимального значення (динамічного запасу) функції $\frac{\Delta U_{Пр.макс}}{I_c R_o}$ напруги перетворювача, виконуємо диференціювання рівнянь (3.22) та

(3.23) і прирівнюємо отримані вирази до нуля. Для інтервалу $\tau \geq \tau_i$ це дає:

$$\frac{\Delta U'_{np1}}{I_c R_o}(\tau) = \frac{1}{\tau_u} \left\{ 1 + \left\{ \left[\left(-\frac{3}{2} A_1 - 3B_1 + 2 \right) + \tau (-A_1 + 14B_1 - 2) \right] \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \sin 2\tau + [-1 + 2\tau (A_1 + 5B_1 - 3)] \cos 2\tau \right\} e^{-2\tau} \right\} = 0 \quad (3.24)$$

На відрізок часу $\tau \geq \tau_i$:

$$\frac{\Delta U'_{np.2}}{I_c R_o}(\tau) = F'(\tau) - F'(\tau - \tau_u) = 0, \quad (3.25)$$

де:

$$F'(\tau) = \frac{1}{\tau_u} \left\{ \left[\left(-\frac{3}{2} A_1 - 3B_1 + 2 \right) + \tau (-A_1 + 14B_1 - 2) \right] \times \right. \\ \left. \times \sin 2\tau + [-1 + 2\tau (A_1 + 5B_1 - 3)] \cos 2\tau \right\} e^{-2\tau};$$

де $F'(\tau - \tau_i)$ - аналогічна функції $F'(\tau)$, але зсунута по часу на τ_i .

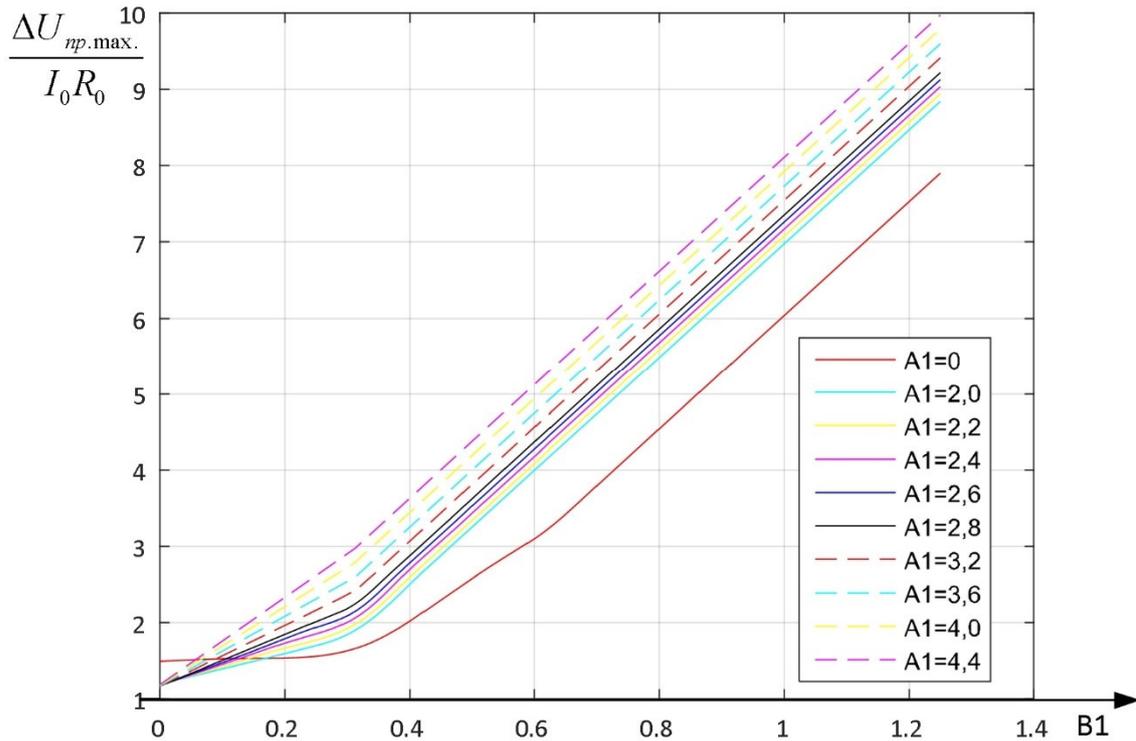


Рис. 3.9- Криві максимальних значень функції $\frac{\Delta U_{Пр.макс}}{I_c R_o}$ в астатичній системі регулювання швидкості двигуна при різних величинах коефіцієнтів A_1 і B_1 та $\tau_i = 0,625$ при лінійному обмежені сигналу збудження.

Визначення максимальних значень функцій (3.21) та (3.22) включала використання критичних моментів часу $\tau_{макс}$, знайдених з рівнянь (3.24) та (3.25), і їх послідовну підстановку у формули (3.21) та (3.22).

Чисельне дослідження було виконано для діапазону $\tau_i = 0,625; 1,25; 1,875; 2,5; 3,125$. Отримані результати показують, що зі збільшенням τ_i величина $\frac{\Delta U_{Пр.макс}}{I_c R_o}$ має тенденцію до спадання.

Зіставлення з випадком одиничного збурення показує, що врахування характеру збурюючого впливу дозволяє мінімізувати динамічний запас напруги перетворювача. Наслідком цього є зниження перерегулювання струму якоря, що

забезпечує кращу реалізацію переважувального потенціалу двигуна при реальному (не ступінчастому) сигналі збурення.

На рис. 3.9 представлені апроксимовані криві максимальних значень функції $f(A_1, B_1) = \frac{\Delta U_{Пр.макс}}{I_o R_o}$ при $\tau=0,625$. Конкретні значення цих максимумів наведено в таблиці 3.3.

За аналогією з випадком одиничного збурення, криві на рис. 3.9 розділені штрих-пунктирною лінією на дві характерні області. Критичні точки мінімального запасу напруги перетворювача розташовані на межі цих областей.

Для кожного значення τ_i може бути ідентифікована область зміни параметра B_1 , де величина функції $\frac{\Delta U_{Пр.макс}}{I_c R_o} \approx 1$ не залежить від B_1 , тобто графічно ця залежність представлена прямою, паралельною осі B_1

Так при $\tau_i = 0,625$; $B_1 = 0,325$ необхідний запас напруги є більшим за одиницю для всіх A_1 , за винятком $A_1 = 2,4$, де досягається його мінімальне значення. Отже, задаючись τ_i , стає можливим визначити співвідношення A_1 і B_1 , які забезпечують необхідний динамічний запас напруги перетворювача.

Таблиця 3.3- апроксимовані криві максимальних значень функції

$$f(A_1, B_1) = \frac{\Delta U_{Пр.макс}}{I_o R_o} \text{ при } \tau=0,625$$

Значення τ_i	Зона значень A_1	Зона значень B_1	Аналітичний вираз $\frac{\Delta U_{Пр.макс}}{I_c R_o} = f(A_1, B_1)$
0,625	$0 < A_1 < 4,4$	$0,81 < B_1 < 1,25$	$0,85 + 1,825B_1 - 0,325A_1$
1,250	$0 < A_1 < 3,2$	$0,81 < B_1 < 1,25$	$0,95 + 1,185B_1 - 0,375A_1$
1,875	$0 < A_1 < 2,4$	$0,81 < B_1 < 1,25$	$1,05 + 1,415B_1 - 0,275A_1$
2,5	$0 < A_1 < 2,0$	$0,625 < B_1 < 1,25$	$1,08 + 1,15B_1 - 0,175A_1$
3,125	$0 < A_1 < 2,0$	$0,56 < B_1 < 1,25$	$1,06 + 1,09B_1 - 0,175A_1$

Висновки до розділу 3

В даному розділі проведено дослідження технічно оптимальних за швидкістю статичних та астатичних систем регулювання

1. На основі розрахунків побудовані криві максимальних значень функції $\frac{\Delta U_{Пр.макс}}{I_c R_o}$ при різних значеннях коефіцієнтів А і В в статичній системі регулювання швидкості двигуна та лінійно зростаючому збуренні при $\tau_i = 25/4$, які були визначені методом чисельного розрахунку в моменти часу $\tau = \tau_{макс}$.

Аналіз розрахункових даних свідчить про те, що функція $\frac{\Delta U_{Пр.макс}}{I_c R_o} = f(A, B)$ демонструє лінійну залежність (пряма лінія) при $\tau_i = \text{const}$ і при $B > 2$. На базі отриманих результатів було сформульовано рівняння апроксимації функції, які представлені в таблиці 3.1.

Динамічний запас напруги перетворювача визначено шляхом використання кривих (рис. 3.5) та табличних даних (табл. 3.1). Фіксуючи значення τ_i , стає можливим ідентифікувати діапазони параметрів А та В, при яких забезпечується необхідний динамічний запас.

Так при $\tau_i = 5/4$, $B = 4$, для всіх значень А в межах $0 < A < 3,2$ потреба у динамічному запасі напруги перетворювача зберігається.

Це безпосередньо призводить до зменшення перерегулювання по струму якоря, що дає змогу ефективніше використовувати перевантажувальну здатність двигуна при лінійно-змінному з обмеженням сигналі збурення.

2. При дослідженні астатичної системи побудовані графіки кривих максимальних значень функції $\frac{\Delta U_{Пр.макс}}{I_c R_o}$ в астатичній системі регулювання швидкості двигуна при різних величинах коефіцієнтів A_1 і B_1 та $\tau_i = 0,625$ при лінійному обмеженні сигналі збудження при критичних моментах часу $\tau_{макс}$.

Чисельне дослідження було виконано для діапазону $\tau_i = 0,625; 1,25; 1,875; 2,5; 3,125$. Отримані результати показують, що зі збільшенням τ_i величина $\frac{\Delta U_{Пр.макс}}{I_c R_o}$ має тенденцію до спадання.

Зіставлення з випадком одиничного збурення показує, що врахування характеру збурюючого впливу дозволяє мінімізувати динамічний запас напруги перетворювача. Наслідком цього є зниження перерегулювання струму якоря, що забезпечує кращу реалізацію перевантажувального потенціалу двигуна при реальному (не ступінчастому) сигналі збурення.

На графіках представлені апроксимовані криві максимальних значень функції $f(A_1, B_1) = \frac{\Delta U_{Пр.макс}}{I_o R_o}$ при $\tau = 0,625$. Конкретні значення цих максимумів наведено в таблиці 3.

Для кожного значення τ_i може бути ідентифікована область зміни параметра B_1 , де величина функції $\frac{\Delta U_{Пр.макс}}{I_c R_o} \approx 1$ не залежить від B_1 , тобто графічно ця залежність представлена прямою, паралельною осі B_1

Так при $\tau_i = 0,625; B_1 = 0,325$ необхідний запас напруги є більшим за одиницю для всіх A_1 , за винятком $A_1 = 2,4$, де досягається його мінімальне значення. Отже, задаючись τ_i , стає можливим визначити співвідношення A_1 і B_1 , які забезпечують необхідний динамічний запас напруги перетворювача.

ВИСНОВКИ

В даній роботі проведено дослідження технічно оптимальних за швидкодією систем регулювання швидкості обертання двигуна постійного струму та визначення параметрів регулятора, що забезпечують мінімальний час перехідного процесу при збереженні стійкості системи.

Проведенно аналітичні розрахунки, що забезпечують можливість всебічного динамічного аналізу системи на основі диференціальних рівнянь, ступінь яких корелює зі ступенем диференціальних рівнянь, що характеризують дану систему.

В розділі 2 проведено дослідження залежності максимальних значень якійного струму двигуна під навантаженням в астатичних системах підпорядкованого регулювання КТВ–Д (а) та Г–Д (б) свідчить, що навіть при співвідношенні еквівалентних постійних часу $m=4$ перевищення максимального значення струму досягає приблизно 20%.

Таким чином, при моделюванні астатичної системи Г–Д за допомогою диференціальних рівнянь другого порядку замість вихідних рівнянь п'ятого порядку, похибка в оцінці перерегулювання швидкості та струму якоря (як у режимі керування, так і при збуренні) сягає значення порядку десятків відсотків. Найбільша похибка фіксується при визначенні максимального темпу зростання струму якоря, де вона досягає 30% за мінімального значення $m=2$.

Відомо, що функції $F_n(\tau)$, $F_n'(\tau)$ є ключовими складовими функцій напруг як перетворювача в системі КТВ–Д, так і збуджувача генератора в системі Г–Д. Спрощений аналіз динаміки, що ігнорує ці функції, призводить до критичної похибки, яка за певних співвідношень параметрів електроприводу може сягати 100%.

Аналіз можливості дослідження динаміки складних систем за допомогою диференціальних рівнянь третього порядку свідчить про збереження проблеми: навіть у цьому випадку похибка у визначенні темпу зростання струму якоря

двигуна досягає значних величин. Зокрема, у режимі прикладання навантаження в астатичній системі Г–Д, за умови $m=2$, похибка становить 30%.

В розділі 3 проведено дослідження технічно оптимальних за швидкістю статичних та астатичних систем регулювання:

1. На основі розрахунків побудовані криві максимальних значень функції $\frac{\Delta U_{\text{Пр.макс}}}{I_c R_o}$ при різних значеннях коефіцієнтів А і В в статичній системі регулювання швидкості двигуна та лінійно зростаючому збуренні при $\tau_i=25/4$, які були визначені методом чисельного розрахунку в моменти часу $\tau=\tau_{\text{макс}}$.

Аналіз розрахункових даних свідчить про те, що функція $\frac{\Delta U_{\text{Пр.макс}}}{I_c R_o} = f(A, B)$ демонструє лінійну залежність (пряма лінія) при $\tau_i = \text{const}$ і при $B > 2$. На базі отриманих результатів було сформульовано рівняння апроксимації функції, які представлені в таблиці 3.1.

Визначено динамічний запас напруги перетворювача шляхом використання кривих (рис. 3.5) та табличних даних (табл. 3.1). Фіксуючи значення τ_i , стає можливим ідентифікувати діапазони параметрів А та В, при яких забезпечується необхідний динамічний запас. Досліджено, що при $\tau_i = 5/4$, $B=4$, для всіх значень А в межах $0 < A < 3,2$ потреба у динамічному запасі напруги перетворювача зберігається.

Це безпосередньо призводить до зменшення перерегулювання по струму якоря, що дає змогу ефективніше використовувати перевантажувальну здатність двигуна при лінійно-змінному з обмеженням сигналі збурення.

2. При дослідженні астатичної системи побудовані графіки кривих максимальних значень функції $\frac{\Delta U_{\text{Пр.макс}}}{I_c R_o}$ в астатичній системі регулювання швидкості двигуна при різних величинах коефіцієнтів A_1 і B_1 та $\tau_i = 0,625$ при лінійному обмеженні сигналі збудження при критичних моментах часу $\tau_{\text{макс}}$.

Чисельне дослідження було виконано для діапазону $\tau_i = 0,625; 1,25; 1,875; 2,5; 3,125$. Отримані результати показують, що зі збільшенням τ_i величина $\frac{\Delta U_{Пр.макс}}{I_c R_o}$ має тенденцію до спадання.

Зіставлення з випадком одиничного збурення показує, що врахування характеру збурюючого впливу дозволяє мінімізувати динамічний запас напруги перетворювача, що забезпечує кращу реалізацію перевантажувального потенціалу двигуна при реальному (не ступінчастому) сигналі збурення.

На графіках представлені апроксимовані криві максимальних значень функції $f(A_1, B_1) = \frac{\Delta U_{Пр.макс}}{I_o R_o}$ при $\tau = 0,625$. Конкретні значення цих максимумів наведено в таблиці 3.3.

Для кожного значення τ_i може бути ідентифікована область зміни параметра B_1 , де величина функції $\frac{\Delta U_{Пр.макс}}{I_c R_o} \approx 1$ не залежить від B_1 , тобто графічно ця залежність представлена прямою, паралельною осі B_1 .

Так при $\tau_i = 0,625; B_1 = 0,325$ необхідний запас напруги є більшим за одиницю для всіх A_1 , за винятком $A_1 = 2,4$, де досягається його мінімальне значення. Отже, задаючись τ_i , стає можливим визначити співвідношення A_1 і B_1 , які забезпечують необхідний динамічний запас напруги перетворювача.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Панкратов А.І. Системи керування електроприводами. Видання 2: Навч. посібник з дисципліни «Системи керування електроприводами» / – Краматорськ: ДДМА, 2018. – 225 с. Режим доступу: http://www.dgma.donetsk.ua/docs/kafedry/avp/metod/ОТЕП%20Навчальний%20пос_бник.pdf
2. Воскобойник, В.Е. Основи електроприводу виробничих машин та комплексів [текст]: навч. посіб. / В.Е. Воскобойник, В.А. Бородай, Р.О. Боровик, О.Ю. Нестерова – Д.: Національний ТУ «Дніпровська політехніка», 2021. – 254 с. Режим доступу: <https://elprivod.nmu.org.ua/files/automaticED/Посібник%20основи%20електропривода%2029.01.2021.pdf>
3. В.І. Теряєв. Автоматизований електропривод ч. 2 [Електронний ресурс]: навчальний посібник для студентів освітньої програми «Електромеханічні системи автоматизації, електропривод та електромобільність» спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» /– Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2022. – 204 с. Режим доступу: <https://ela.kpi.ua/server/api/core/bitstreams/73e51e44-c55f-4e5f-b00a-a0ad60d200a8/content>
4. Теорія електроприводу транспортних засобів: підручник / [А.В. Гнатов, Щ.В. Аргун, І.С. Трунова]. – Х.: ХНАДУ, 2016 – 292 с.
5. Моделювання електроприводів : Навч . посібник / Л . Д . Костинюк , В . І . Мороз , Я . С . Паранчук . - Львів : Видавництво Національного Університету « Львівська політехніка », 2004.- 404 с.
6. А. А. Видмиш, Л. В. Ярошенко. Основи електропривода. Теорія та практика. Частина 1. / Навчальний посібник. – Вінниця: ВНАУ, 2020. – 387 с.
7. Хьюз А., Друрі Б. Електродвигуни та приводи: основи, типи та застосування. – Ньюнес, 2019. – 483 с.
8. Дудник О. В., Євсіна Н. О. Визначення тривалості оптимального за витратами енергії перехідного процесу //Інформаційні технології: наука, техніка, технологія, освіта, здоров'я: тези доп. – 2023. – С. 17-20. Режим доступу: <https://repository.kpi.kharkov.ua/server/api/core/bitstreams/624c055f-5521-4d7f-9848-b6e392880d75/content>

9. Задорожня І. М., Задорожній М. О. Синтез параметрів двомасових електроприводів на основі ефекту резонансної електромеханічної взаємодії //Вестник Херсонського національного технічного університету. – 2023. – №. 1 (84). – С. 18-24.

Режим доступу: <https://cyberleninka.ru/article/n/sintez-parametriv-dvomasovih-elektroprivodiv-na-osnovi-efektu-rezonansnoyi-elektromehanichnoyi-vzaemodiyi>

10. Nerubatskyi V. et al. Synthesis of a regulator recuperation mode a DC electric drive by creating a process of finite duration //2021 IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON). – IEEE, 2021. – С. 272-277.

Режим доступу: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/9575792/>

11. Михайлова Л. М., Дубік В. М., Горбовий О. В. Визначення динамічного запасу напруги перетворювача при додатку навантаження в системах підлеглого регулювання електроприводами постійного струму //Сучасний рух науки: тези доп. XI міжнародної науково-практичної інтернет-конференції, 8-9 жовтня 2020 р.–Дніпро, 2020.–Т. 2.–426 с. – 2020. – С. 33.

Режим доступу: <http://files.znu.edu.ua/files/Bibliobooks/Inshi75/0055553.pdf#page=33>

12. Попович М.Г., Лозинський О.Ю., Клепиков В.Б. та ін. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводами. Навч. посіб. за напрямом «Електромеханіка» / М.Г. Попович, О.Ю. Лозинський, В.Б. Клепиков та ін. – К.: Либідь, 2005. – 680 с. Ч1.

13. Попович М.Г., Лозинський О.Ю., Клепиков В.Б. та ін. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи. Навч. посіб. за напрямом «Електромеханіка» / М.Г. Попович, О.Ю. Лозинський, В.Б. Клепиков та ін. – К.: Либідь, 2005. – 680 с. Ч2.

14. Дерещ О. Л., Садовой О. В., Дерещ Г. О. Двухзонное регулирование скорости асинхронных электроприводов в условиях стабилизации ускорения //Збірник наукових праць Дніпровського державного технічного університету (технічні науки). – 2023. – Т. 2. – №. 43. – С. 76-83. Режим доступу: <http://sj.dstu.dp.ua/article/view/293966>

15. Дерещ О. Л., Садовой О. В., Дерещ Г. О. Алгоритм синтеза квазиоптимальных за скоростью системы третьего порядка с апериодическим возмущением //Збірник наукових праць Дніпровського державного технічного університету (технічні науки). – 2021. – Т. 1. – №. 38. – С. 48-56. Режим доступу: <http://sj.dstu.dp.ua/article/view/239559>

16. Загірняк М. В. і др. Енергоефективні електромеханічні системи широкого технологічного призначення //Київ: Наш Формат. – 2018. – С. 254. Режим доступу: https://library.kpi.kharkov.ua/files/new_postupleniya/enelci.pdf
17. Дубік В., Камишлов В., Горбовий О. Астатичні підпорядковані системи автоматичного керування швидкістю електроприводів постійного струму керованими тиристорними випрямлячами // Сучасні проблеми землеробської механіки. – 2017 рік. Режим доступу: <http://188.190.43.194:7980/jspui/bitstream/123456789/2211/1/SPZM-2017-85-86.pdf>
18. Zinovkin V., Antonov M., Krysan I. Simulation of Static Stability of Synchronous Electric Drive at Hardly Variable Load //Proceedings of the International Conference on Modern Electrical and Energy Systems, MEES 2019. – 2019. – С. 86-89.
Режим доступу: <https://elibrary.ru/item.asp?id=43213246>
19. Плешков П. Г., Савеленко І. В., Некрасов А. В. Математичні моделі синхронних двигунів на постійних магнітах для синтезу системи автоматичного керування високоефективними електроприводами //Вісник Кременчуцького національного університету імені Михайла Остроградського. – 2015. – №. 2. – С. 26-34. Режим доступу: http://www.irbis-nbuv.gov.ua/cgi-bin/irbis_nbuv/cgiirbis_64.exe?C21COM=2&I21DBN=UJRN&P21DBN=UJRN&IMAGE_FILE_DOWNLOAD=1&Image_file_name=PDF/Vkdpu_2015_2_6.pdf
20. Михайлова Л. М. і др. ДОСЛІДЖЕННЯ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ В СИСТЕМАХ ПІДПОРЯДКОВАНОГО РЕГУЛЮВАННЯ ШВИДКОСТІ (ЕРС) ДВИГУНА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ ІЗ ЗАДАТЧИКАМИ ІНТЕНСИВНОСТІ //Подільський вісник. – 2019. – Т. 1. – №. 30. – С. 89-103. Режим доступу: <http://188.190.33.55:7980/jspui/handle/123456789/6822>
21. Dubik V. et al. Analysis and calculation of the dynamic voltage reserve of the converter when working under load in systems of subject regulation by electric drives of direct current //Przegląd Elektrotechniczny. – 2024. – Т. 100.
Режим доступу: https://yadda.icm.edu.pl/baztech/element/bwmeta_1.element.baztech-0a9f080f-8b30-475d-a9a4-c2ba5e22a40f
22. Firago B. I., Aleksandrovsky S. V. The Study of Transient Processes of the Frequency-Regulated Synchronous Electric Drive //ENERGETIKA. Proceedings of CIS higher education institutions and power engineering associations. – 2016. – Т. 59. – №. 6. – С. 507-518.

Режим доступ: https://energy.bntu.by/jour/article/view/1036?locale=en_US

23. Kharlamov V., Shkodun P., Ognevsky A. Effect of transient processes on the switching stability of dc machines //MATEC Web of Conferences. – EDP Sciences, 2018. – Т. 239. – С. 01036.
24. В Камишлов, О Горбовий, В Дубік . Підпорядковані системи автоматичного керування швидкістю електроприводів постійного струму керувані тиристорними випрямлячами //Вісник Львівського національного аграрного університету. Агроінженерні дослідження. – 2016. – №. 20. – С. 219-226. Режим доступу: http://www.irbis-nbu.gov.ua/cgi-bin/irbis_nbu/cgiirbis_64.exe?C21COM=2&I21DBN=UJRN&P21DBN=UJRN&IMAGE_FILE_DOWNLOAD=1&Image_file_name=PDF/Vlnau_agr_2016_20_32.pdf.
25. Видмиш А., Штуць А. Поліпшення характеристик перетворювача електроприводу в перехідних режимах //Вісник Львівського національного аграрного університету (агроінженерні дослідження). 2019. № 23. С. 61-66. – 2019 рік. Режим доступ: <http://socrates.vsau.edu.ua/repository/getfile.php/30490.pdf>
26. Сенько В. І. і др. ПЕРЕХІДНІ ПРОЦЕСИ В ЕЛЕКТРИЧНИХ КОЛАХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПЕРЕВОРЮВАЧІВ З ДЕВ'ЯТИЗОННИМ РЕГУЛЮВАННЯМ НАПРУГИ НА ЕЛЕКТРОТЕХНОЛОГІЧНОМУ НАВАНТАЖЕННІ //Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України. – 2019. – №. 53. – С. 75-79. Режим доступ: https://www.ied.org.ua/2019_53/12.pdf
27. Щербак Я. В., Івакіна К. ОСОБЛИВОСТІ ДИНАМІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ РЕГУЛЮВАННЯ ІЗ ОДНОСТОРОННЬОЮ ТА ДВОСТОРОННЬОЮ ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНИМИ МОДУЛЯЦІЯМИ // Техн. Електродинаміка / Технічна електродинаміка . – 2023. – №. 2.
28. Дубік В., Камишлов В., Горбовий О. Дослідження двозонних систем підпорядкованого регулювання ерс двигуна постійного струму //Аграрна наука та освіта в умовах Євроінтеграції. – 2018 рік. Режим доступ: <http://188.190.43.194:7980/jspui/bitstream/123456789/2084/1/ANOUE-18-2-122-123.pdf>