



Національний університет

Міністерство освіти і науки, молоді та спорту України

Національний університет водного господарства та природокористування

Баховець Б.О.

Автоматизований електропривод

Навчальний посібник

Європейська кредитно-трансферна система

Для студентів напрямку підготовки 6.050202
“Автоматизація та компютерно-інтегровані те-
хнології”

Рівне 2011



Національний університет
водного господарства
та природокористування

УДК 62 – 83(075.8)

ББК 31.291я 7

Б30

*Затверджено вченою радою Національного університету водного господарства та природокористування
(Протокол № 1 від 28 січня 2011 р.)*

Рецензенти:

1. **Власюк А.П.**, д-р техн. наук, професор Національного університету водного господарства та природокористування.
2. **Древецький В. В.**, д-р техн. наук, професор Національного університету водного господарства та природокористування.

Баховець Б.О.

Б30 Автоматизований електропривод. Навч. посібник. – Рівне: НУВГП, 2010. – 238 с.

Посібник складається з двох частин. У першій частині коротко викладено механіку електропривода, наведено аналіз способів регулювання швидкості двигунів постійного і змінного струмів та подано методика розрахунку їх потужності. У другій частині описано принципи побудови дискретних систем керування, наведені методи розрахунку параметрів аналогових систем автоматичного регулювання за заданими статичними і динамічними показниками, аналіз роботи систем частотного керування асинхронними і синхронними двигунами, а також описано методи побудови адаптивних, слідкуючих та цифрових систем керування електроприводами.

Для студентів, які навчаються за напрямом “Автоматизація та комп’ютерно-інтегровані технології”.

УДК 62 – 83(075.8)

ББК 31.291я 7

© Баховець Б.О., 2011

© Національний університет водного господарства та природокористування, 2011



ПЕРЕДМОВА

Метою викладання курсу “Автоматизований електропривод” є формування у студентів, які навчаються за напрямом “Автоматизація та комп’ютерно-інтегровані технології”, сучасного рівня знань, умінь і навичок в галузі аналізу і синтезу автоматизованого електропривода основних виробничих механізмів та підготовка їх до вивчення предметів “Автоматизація технологічних процесів”, “Системний аналіз складних систем управління” та “Основи проектування систем автоматизації”, в яких автоматизований електропривод є однією із ланок складної системи автоматизованого управління технологічним процесом. Використання регульованого електропривода у поєднанні з технологічною автоматикою дозволяє якісно керувати багатьма технологічними процесами і значно економити енергоресурси.

Завданням вивчення курсу є навчити студентів на підставі вимог технологічних процесів чи виробничих механізмів обґрунтовувати вибір виду електропривода й способу регулювання швидкості, розрахунок параметрів систем керування як в усталеному, так і в динамічному режимах, виходячи із заданих якісних показників роботи, а також проводити математичне моделювання його роботи з метою перевірки розрахунків.

Даний навчальний посібник відображає конспект лекцій, які читає багато років автор в Національному університеті водного господарства та природокористування.

Для перевірки засвоєння матеріалу курсу в кінці кожного розділу наведено контрольні запитання та задачі, які виносяться також на підсумковий іспит, що проводиться у формі тестів з використанням комп’ютерної програми вибірки завдань.



ЧАСТИНА 1

ОСНОВИ ЕЛЕКТРОПРИВОДА

В цій частині викладено основи електропривода, призначеного не тільки для приведення у рух робочих органів машин та механізмів, але і для керування їх рухом у відповідності до потреб технологічного процесу. В розділі 1 наведено класифікації електроприводів за різними ознаками, розглянуто питання динаміки, механічні характеристики виробничих механізмів та електродвигунів, що потрібно для визначення стійкості їх роботи. В розділах 2-5 на підставі рівнянь механічних характеристик проведено аналіз способів регулювання швидкості двигунів постійного і змінного струмів і описана їх реалізація за допомогою керованих перетворювачів енергії. В розділі 6 описано методи розрахунку потужності двигунів для тривалого, короткочасного і повторно-короткочасного режимів роботи.



Розділ 1

КЛАСИФІКАЦІЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ. МЕХАНІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ

1.1. Загальні положення

Приведення в рух робочих машин чи їх робочих органів здійснюється приводом. Найдавнішим видом приводу був ручний привод, який з часом замінили кінним, коли зусилля людини замінили тяговою силою тварин. В подальшому його замінив механічний привод вітряного двигуна, водяного колеса, парової машини, двигуна внутрішнього згорання і електричного двигуна, який зайняв панівне положення як у промисловості, так і у побуті.

Історія електропривода починається з 1838 р., коли вперше було використано двигун постійного струму для приведення в рух великого морського катера. Але такий електропривод був дорогим і



широкого застосування не знайшов. Стрімке використання електропривода почалося лише з часу створення (1891р.) фірмою Сіменс трифазного асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором – простого за конструкцією, дешевого, надійного і довговічного двигуна. Для потреб регулювання швидкості був створений асинхронний трифазний двигун з фазним ротором.

В даний час електроприводи споживають до 70% світового виробництва електроенергії. Отже, основним типом привода робочих органів машин є електричний привод або скорочено електропривод.

Сучасний електропривод не тільки приводить в рух виконавчі органи робочих машин, але здійснює і керування цим рухом. Тому його називають *автоматизованим електроприводом*.

Автоматизованим електроприводом називається електромеханічна система, яка складається з електричного двигуна, передавального механізму і керуючого пристрою. У цій системі електродвигун здійснює перетворення електричної енергії у механічну, передавальний пристрій передає механічну енергію двигуна до виконавчого органу робочої машини і може змінювати вид і швидкість руху, а також величину моменту (зусилля). Керуючий пристрій забезпечує процеси пуску, гальмування і, за необхідністю, регулювання швидкості, моменту чи інших фізичних величин (прискорення, переміщення тощо) відповідно до технологічних вимог.

1.2. Класифікація електроприводів

За способом розподілу механічної енергії розрізняють три основні типи електропривода: *груповий, індивідуальний та взаємозв'язаний*.

Груповий електропривод забезпечує рух декількох виконавчих органів робочої машини. При цьому включення (виключення) окремих виконавчих органів здійснюють за допомогою муфт зчеплення.

Індивідуальний привод приводить в рух тільки один виконавчий орган машини. Це значно спрощує кінематичну схему робочої машини і збільшує гнучкість керування.

Взаємозв'язаний електропривод складається з декількох взаємозв'язаних механічно чи електрично електродвигунів, які забезпечують необхідне співвідношення чи рівність швидкостей, чи навантажень, чи положення окремих органів однієї установки. Прикла-



дом такого електропривода є привод ланцюгового конвеєра (рис.1.1). Робочим органом у наведеній схемі є ланцюг, який при-

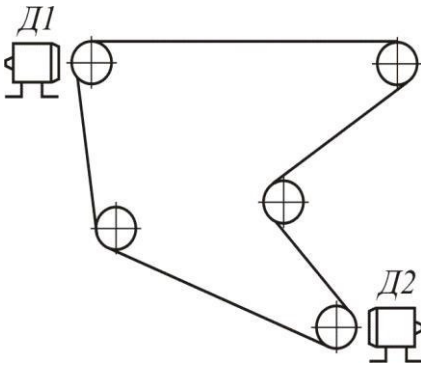


Рис.1.1.Взаємозв'язаний електропривод

водиться в рух двигунами Д1 і Д2, розташованими вздовж ланцюга. Взаємозв'язаний електропривод широко використовують в різних складних машинах і агрегатах, наприклад, в копіювальних верстатах, в бумагоробних і поліграфічних ротаційних машинах, в текстильних агрегатах, у виробництві синтетичних плівок тощо.

Різновидом взаємозв'язаного привода є *багатодвигунний* електропривод. Характерним для нього є робота декількох електродвигунів на загальний вал. Прикладом може служити гвинтовий прес, загальна шестірня якого приводиться в рух чотирма чи шістьма електродвигунами. Такий електропривод зменшує габарити преса і збільшує його швидкодію.

У тому випадку, коли взаємозв'язаний електропривод повинен підтримувати стале співвідношення швидкостей робочих органів, які не можуть мати механічного зв'язку, використовують спеціальну схему електричного зв'язку між електродвигунами, яку називають схемою *електричного вала*. Прикладом можуть бути електроприводи розвідних мостів, шлюзів тощо.

За видом передавального пристрою розрізняють такі види електропривода:

- *редукторний*, в якому обертовий рух вала двигуна через редуктор передається на робочий орган;
- *безредукторний*, в якому здійснюється передача руху від двигуна безпосередньо робочому органу або через будь-який передавальний пристрій, до складу якого не входить редуктор.

За рівнем автоматизації електроприводи поділяються на:

- *неавтоматизовані* – з ручним керуванням за жорстким алгоритмом (помпи, компресори, вентилятори тощо);
- *автоматизовані*, в задачу яких входять формування необхідних статичних і динамічних характеристик та регулювання швидко-



сті в широких межах (металообробні верстати, моталки тощо);

➤ *автоматичні*, в яких керуючий вплив на вхід автоматизованого електропривода формують технологічні давачі відповідно до вимог технологічного процесу.

Із наведених визначень слідує, що автоматизований електропривод може входити до складу автоматичного. Розглянемо це на прикладі системи керування ліфтом. Автоматизований електропривод ліфта формує плавні процеси пуску і гальмування двигуна, забезпечує необхідний для точної зупинки діапазон регулювання швидкості і жорсткість механічних характеристик (нижній рівень керування). Автоматичний електропривод здійснює, крім того, задачу автоматизації роботи ліфта: виробляє команди автоматичного вибору напрямку руху кабіни, початку руху, гальмування і зупинки, визначає поверхи для зупинок (вищий рівень керування).

За видом струму розрізняють електроприводи постійного і змінного струму.

Класифікація електроприводів за способом керування наведена на рис.1.2.

В розімкнених системах керування автоматизованим електроприводом немає зворотних зв'язків за вихідними величинами (швидкістю чи переміщенням). Вони поділяються на системи зі сталим алгоритмом керування, що забезпечують задані процеси пуску і гальмування, і системи керування за збуренням (навантаженням), коли зворотний зв'язок за збуренням сумується з вхідним сигналом.

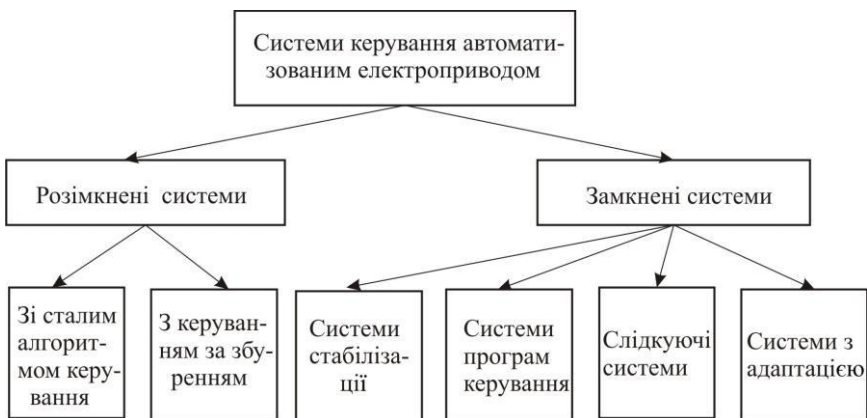


Рис.1.2. Класифікація систем керування електроприводів



В замкнених системах керування здійснюється за відхиленням результату керування від завдання і забезпечується відповідним зворотним зв'язком. Вони поділяються на:

- системи стабілізації вихідної координати двигуна або виконавчого органу;
- системи програмного керування, які забезпечують зміну вихідної координати за наперед відомим законом;
- *слідкуючі системи*, які повторюють (слідкують) рух іншого об'єкта, закон руху якого наперед невідомий;
- *системи з адаптацією*, які здійснюють самонастройку на оптимум деякого показника об'єкта керування, наприклад, мінімум витрати енергії тощо.

Додатковими ознаками класифікації можуть бути:

- *рівень керування*: верхній (технологічний) і нижній, формуючий статичні і динамічні характеристики електропривода;
- *тип алгоритму керування*: лінійний, нелінійний, аналітичний, логічний на основі класичної (дворівневої) логіки чи нечіткої фази-логіки.

Окрім наведених, існує класифікація автоматизованого електропривода і за іншими ознаками, наприклад, за типом двигуна, за видом керуваного перетворювача енергії, елементною базою тощо.

1.3. Приведення моментів і сил опору, моментів інерції і інерційних мас

Зазвичай двигун приводить в дію робочий механізм через систему передач, окремі елементи якої рухаються з різними швидкостями. Наприклад, кінематична схема привода шпинделя токарного верстата складається з двигуна *Д*, клинопасової передачі *КП*, триступінчастого редуктора *Р* і шпинделя *Ш*. Всі вони рухаються з різними швидкостями.

У багатьох робочих механізмах одні ланки здійснюють обертових рух, а інші – поступальний (ліфти, стругальні верстати, електричні преси та інші). Кожна із ланок кінематичної схеми передає певну пружність, а в їх з'єднанні є зазори. З врахуванням цих факторів розрахункова схема механічної частини привода буде представляти собою багатомасову систему з пружними зв'язками і повітряними зазорами, розрахунок динаміки якої досить складний.

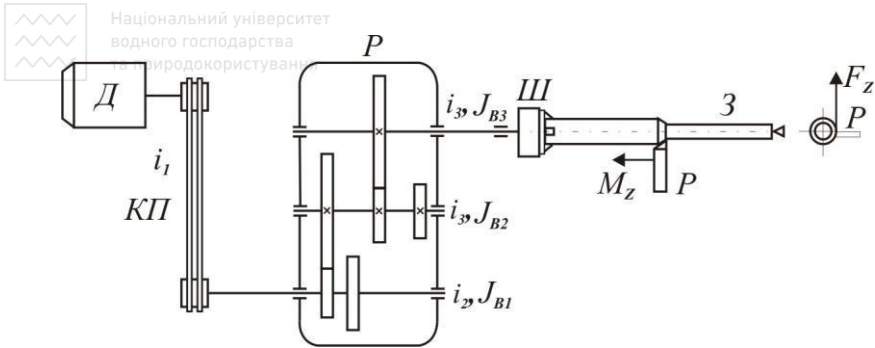


Рис.1.3. Кінематична схема привода шпинделя токарного верстата

Щоби спростити розрахунки такої кінематичної схеми приводить до еквівалентної дво- чи тримасової системи з одним чи двома еквівалентними пружними ланками і зазорами. До таких кінематичних схем відносяться високоточні слідкуючі системи, ліфти у висотних будинках тощо.

В деяких випадках при розв'язанні інженерних задач, які не вимагають високої точності, механічні ланки вважають абсолютно жорсткими і зазорами нехтують із-за їх невеликих розмірів. За цих умов рух будь-якого елемента кінематичної схеми дає повну інформацію про рух всіх інших елементів. В якості такого елемента приймають вал двигуна. У цьому випадку розрахункова схема механічної частини привода буде одномасовою системою з еквівалентним (приведеним) моментом інерції J , на яку діє електромагнітний момент двигуна M і приведений момент сил опору M_c , включаючи механічні втрати у самому двигуні.

Приведення моментів сил опору до валу двигуна здійснюють на підставі енергетичного балансу фактичної і розрахункової систем. При цьому втрати в передачах враховують введенням відповідного ККД $-\eta_n$.

Позначивши через ω кутову швидкість вала двигуна і через ω_m кутову швидкість виробничого механізму, на основі рівності потужностей маємо:

$$\dot{I}_n \omega = \dot{I}_i \omega_i \frac{1}{\eta_i},$$



звідси

$$M_c = \frac{M_m \omega_m}{\eta_n \omega} = \frac{M_m}{\eta_n i}, \quad (1.1)$$

де M_m – момент сил опору виробничого механізму, Н·м; M_c – момент сил опору, приведений до вала двигуна, Н·м; $i = \omega/\omega_m$ – передаточне число.

Якщо між двигуном і механізмом є декілька передач з передаточними числами i_1, i_2, \dots, i_n і відповідними ККД $\eta_{i1}, \eta_{i2}, \dots, \eta_{in}$, то момент сил опору, приведений до вала двигуна, визначають за формулою

$$M_{\bar{n}} = M_i \frac{1}{i_1 \cdot i_2 \cdot \dots \cdot i_n} \frac{1}{\eta_{n1} \cdot \eta_{n2} \cdot \dots \cdot \eta_{nn}} \quad (1.2)$$

Приведення сил опору проводять аналогічно приведенню моментів. Якщо швидкість поступального руху $v, м/с$, а кутова швидкість вала двигуна $\omega, рад/с$, то

$$M_c \omega = F_m \cdot v \frac{1}{\eta_n},$$

де F_m – сила опору виробничого механізму, Н. Звідси приведений до вала двигуна момент сили опору

$$M_c = F_m \frac{v}{\eta_n \omega}. \quad (1.3)$$

Якщо механічна частина електропривода складається з двох частин, які рухаються обертово і поступально, то приведений момент сил опору

$$M_c = M_m \frac{1}{\eta_{n1} i} + F_m \frac{v}{\eta_{n2} \omega}, \quad (1.4)$$

де η_{i1} і η_{i2} – відповідні ККД передач.

Приведення моментів інерції до вала двигуна базується на тому, що запас кінетичної енергії розрахункової системи повинен бути рівним запасу кінетичної енергії дійсної системи. Якщо окремі



частини кінематичної схеми мають моменти інерції $J_{\ddot{a}}, J_1, J_2, \dots, J_i$ і обертаються зі швидкостями $\omega, \omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$, то справедливою буде рівність

$$J \frac{\omega^2}{2} = J_{\ddot{a}} \frac{\omega^2}{2} + J_1 \frac{\omega_1^2}{2} + J_2 \frac{\omega_2^2}{2} + \dots + J_n \frac{\omega_n^2}{2}.$$

Звідси

$$J = J_{\ddot{a}} + J_1 \left(\frac{\omega_1}{\omega} \right)^2 + J_2 \left(\frac{\omega_2}{\omega} \right)^2 + \dots + J_n \left(\frac{\omega_n}{\omega} \right)^2, \quad (1.5)$$

де $J_{\ddot{a}}$ – момент інерції ротора двигуна і других елементів, які знаходяться на валу двигуна (муфти, шків, шестерні тощо).

Приведення мас, які рухаються поступально, також проводять на підставі рівності запасу кінетичної енергії:



$$J \frac{\omega^2}{2} = \frac{m v^2}{2}.$$

Звідки момент інерції, приведений до вала двигуна,

$$J = m r^2 / \omega^2. \quad (1.6)$$

Якщо виробничий механізм складається із ланок, які обертаються і рухаються поступально, то сумарний приведений момент інерції

$$J = J_{\ddot{a}} + J_1 \frac{1}{i_1^2} + J_2 \frac{1}{i_1^2 i_2^2} + \dots + m_1 \left(\frac{v_1}{\omega} \right)^2 + \dots \quad (1.7)$$

за умови, що ланки з'єднані послідовно.

Знання приведених сил статичного опору та моментів інерції необхідні для розрахунків потужності двигунів і статичних та динамічних характеристик автоматизованих електроприводів.

1.4. Механічні характеристики виробничих механізмів і електричних двигунів

Залежність між приведеними до вала двигуна швидкістю і мо-



ментом сил опору виробничого механізму $\omega = f(M_c)$ називається механічною характеристикою механізму.

Економічність роботи електродвигунів залежить від відповідності механічної характеристики виробничого механізму механічній характеристиці двигуна.

Різні механізми мають різні механічні характеристики, але більшість з них можна представити наступною формулою:

$$M_c = M_0 + M_{c.ном} - M_0 \left(\omega / \omega_{ном} \right)^x, \quad (1.8)$$

де M_c – момент сил опору при швидкості ω ; M_0 – момент опору тертя в рухомих частинах механізму; $M_{c.ном}$ – момент сил опору

при номінальній швидкості $\omega_{ном}$; x – показник степеня, який показує залежність моменту сил опору від швидкості.

Залежність (1.8) дозволяє визначити такі основні групи виробничих механізмів:

1. При $x = 0$

$$M_c = M_{c.н}, \quad (1.9)$$

тобто момент сил опору не залежить від швидкості (рис.1.4, пряма 1). Таку характеристику мають механізми піднімання вантажу, поршневі помпи

при сталій висоті подачі рідини, транспортери при сталій масі матеріалу, що переміщується, тощо.

2. При $x = 1$ механічна характеристика є лінійно-наростаючою (рис.4, пряма 2) і описується рівнянням

$$M_{\bar{n}} = M_0 + M_{i\bar{i}} - M_0 \frac{\omega_i}{\omega_{i\bar{i}}}. \quad (1.10)$$

Таку характеристику має генератор постійного струму незалежного збудження, який працює на сталий електричний опір.

3. При $x = 2$ $\omega = f(M_c)$ є нелінійною (рис.1.4, крива 3). Її рів-

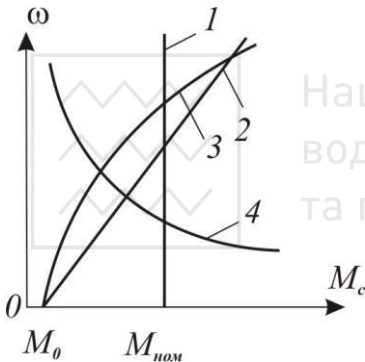


Рис. 1.4. Механічні характеристики виробних механізмів



$$M_{\tilde{n}} = M_0 + \dot{I}_{\tilde{i}\tilde{i}} - \dot{I}_0 \left(\frac{\omega}{\omega_i} \right)^2. \quad (1.11)$$

Таку характеристику мають вентилятори, відцентрові помпи, гребні гвинти та інші механізми. Її часто називають вентиляторною або параболічною характеристикою.

$$4. \text{ При } x = -1 \quad M_{\tilde{n}} = M_0 + M_{\tilde{i}\tilde{i}} - \dot{I}_0 \frac{\omega_{\tilde{i}\tilde{i}}}{\omega}. \quad (1.12)$$

Залежність (1.12) має вид гіперболи і вона характерна для моталок, момент на валу яких $M_m = FR = F \frac{v}{\omega}$, розточних, фрезерних та інших верстатів (рис.1.4, крива 4).

Для таких механізмів як мішалки, млини, дробарки та інші показник x знаходиться в межах $1 < x < 3$ в залежності від механічних властивостей матеріалу.

Механічною характеристикою електродвигуна називається залежність швидкості від обертового електромагнітного моменту $\omega = f(M)$. Всі електродвигуни, крім синхронного, мають здатність зменшувати швидкість зі збільшенням моменту навантаження. Але ступінь зміни швидкості різна і її оцінюють за величиною жорсткості механічної характеристики.

Жорсткість механічної характеристики електропривода – це відношення різниці електромагнітних моментів, які розвиває двигун, до відповідної різниці швидкостей, як показано на рис.1.5, тобто

$$\beta = M_2 - M_1 / \omega_2 - \omega_1 = \Delta M / \Delta \omega. \quad (1.13)$$

На робочій ділянці характеристики $\omega = f(M)$ жорсткість від'ємна $\beta < 0$. Якщо характеристика лінійна, то жорсткість стала $\beta = const$. При нелінійній залежності $\omega = f(M)$ жорсткість не є сталою і її визначають у кожній точці як похідну моменту від швидкості:

$$\beta = \partial M / \partial \omega. \quad (1.14)$$



Поняття жорсткості використовують і для оцінки механічних характеристик виробничих механізмів. Тоді

$$\beta_c = \Delta M_c / \Delta \omega \text{ або } \beta_c = \partial M_c / \partial \omega. \quad (1.15)$$

В залежності від жорсткості механічні характеристики поділяють на чотири основні групи:

1. *Абсолютна жорстка* механічна характеристика $\beta = \infty$ – це характеристика, коли швидкість зі зміною моменту не змінюється. Таку характеристику мають синхронні двигуни (пряма 1 на рис.1.5).

2. *Жорстка* механічна характеристика характеризується малим зменшенням швидкості при збільшенні моменту (крива 2 на рис.1.5). Таку характеристику мають двигуни постійного струму незалежного збудження та асинхронні двигуни на робочій частині характеристики (пряма 2 на рис.1.5).

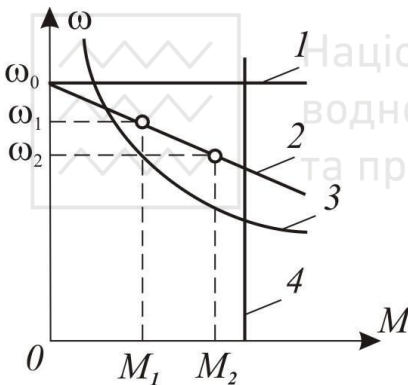


Рис.1.5. Механічні характеристики електричних двигунів

3. *Мягка* механічна характеристика характеризується тим, що зі зміною моменту значно змінюється швидкість. Таку характеристику мають двигуни постійного струму послідовного збудження (крива 3 на рис.1.5).

4. *Абсолютно м'ягка* характеристика – це така характеристика, при якій момент двигуна при зміні швидкості не змінюється $\beta = 0$. Таку механічну характеристику мають двигуни постійного струму при живленні їх від

джерела струму або при роботі в системах стабілізації моменту (пряма 4 на рис.1.5).

1.5. Усталені режими

В усталеному режимі момент, який розвиває двигун, зрівноважується моментом сил опору $M = M_c$ і механізм рухається зі сталою швидкістю. На рис.6 показано механічну характеристику

асинхронного двигуна (крива 1), механічну характеристику конвеєра (пряма 2) та дві характеристики вентиляторів (криві 3 і 4). Точки перетину цих характеристик А і Б визначають усталені режими. Але невідомо, чи робота привода у цих точках буде стійкою.

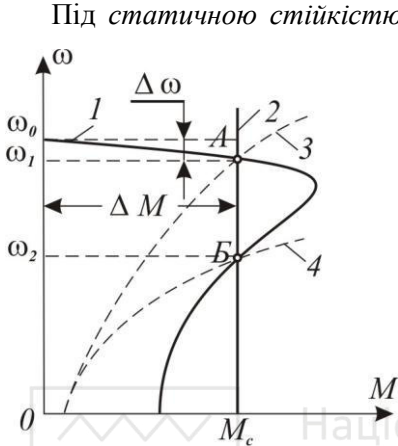


Рис.1.6. До визначення стійкості роботи привода

У точці А згідно (1.13) ΔM додатне, а $\Delta \omega$ від'ємне, (як показано на рис.1.6) і тому $\Delta M / \Delta \omega = \beta < 0$. Отже, згідно (1.17) робота привода у точці А буде стійкою. В точці Б ΔM і $\Delta \omega$ додатні, $\beta > 0$ і тому в точці Б робота привода нестійка.

Порівнюючи кути нахилу дотичних до механічних характеристик асинхронного двигуна і вентиляторів у тачках А і Б, легко доказати, що робота привода у цих точках буде стійкою.

При проектуванні електропривода механічна характеристика виробничого механізму відома. Тому для забезпечення стійкої роботи в усталеному режимі необхідно підібрати двигун з відповідною механічною характеристикою.

Контрольні запитання і задачі

1. Які елементи входять до складу автоматизованого електропривода?
2. Як поділяють електроприводи за способом розподілу меха-



нічної енергії?

3. Як поділяють електроприводи за рівнем автоматизації?
4. Як поділяють замкнені системи керування електроприводами за зміною кутової швидкості?
5. Визначити момент на валу двигуна, якщо момент на валу виробничого механізму $\dot{I}_i = 60\dot{I} \cdot \dot{i}$ і він обертається зі швидкістю $\omega_i = 15 \text{ д\ddot{a}\ddot{a}/\ddot{n}}$. ККД передачі $\eta = 0,85$. Момент холостого ходу і швидкість двигуна відповідно дорівнюють $\dot{I}_0 = 2,3\dot{I} \cdot \dot{i}$ і $\dot{i} = 800 \hat{a}/\hat{\omega}$.
6. Визначити приведені до валу двигуна момент інерції, якщо момент інерції двигуна $J_{\ddot{a}} = 0,2 \hat{e}\hat{a} \cdot \dot{i}^2$, редуктора $J_{\delta} = 0,06 \hat{e}\hat{a} \cdot \dot{i}^2$ і виробничого механізму $J_i = 0,36 \hat{e}\hat{a} \cdot \dot{i}^2$. Коефіцієнт передачі редуктора $i = 3$.
7. Визначити жорсткість механічної характеристики двигуна постійного струму незалежного збудження, якщо номінальний момент $\dot{I}_i = 15\dot{I} \cdot \dot{i}$ і номінальне падіння швидкості $\Delta\omega_i = 10 \text{ д\ddot{a}\ddot{a}/\ddot{n}}$.
8. Чому дорівнює жорсткість механічної характеристики синхронного двигуна?
9. Чи буде стійкою робота електропривода в усталеному режимі, якщо жорсткість механічної характеристики двигуна $\beta = -2,5, \dot{I} \cdot \dot{i} \cdot \ddot{n}/\text{д\ddot{a}\ddot{a}}$, а жорсткість механічної характеристики виробничого механізму $\beta_i = 1,5, \dot{I} \cdot \dot{i} \cdot \ddot{n}/\text{д\ddot{a}\ddot{a}}$.
10. На які основні групи поділяють механічні характеристики електроприводів за їх жорсткістю?



ЧАСОВІ ТА ЧАСТОТНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЕЛЕКТРОПРИВОДА

2.1. Рівняння руху електропривода

При зміні моменту сил опору чи дії інших збурень відбувається перехід від одного усталеного режиму до іншого усталеного режиму. Цей процес називається *перехідним процесом*. Перехідними є процеси пуску і гальмування електропривода. У перехідному процесі двигун долає не тільки момент опору, але і інерційний (динамічний) момент, зумовлений зміною кінетичної енергії рухомої системи.

Для виводу рівняння, яким описується перехідний процес, використовують формулу кінетичної енергії:

$$A = J \omega^2 / 2, \quad (2.1)$$

де J – приведений до вала двигуна момент інерції. Похідна $\frac{dA}{dt}$ є зміною в часі кінетичної енергії – динамічною потужністю P_j . У загальному випадку змінними в (2.1) можуть бути ω і J . Тому

$$P_j = \frac{dA}{dt} = J \omega \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega^2}{2} \frac{dJ}{dt}. \quad (2.2)$$

Динамічна потужність

$$P_j = M - M_c \omega. \quad (2.3)$$

Підставивши в (2.2) значення P_j згідно (2.3), одержимо

$$M - M_c \omega = J \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega}{2} \frac{dJ}{dt}. \quad (2.4)$$

Зазвичай, момент інерції не залежить від часу, а є функцією кута повороту. Тому підставимо в (2.4) $dt = d\alpha / \omega$ і матимемо



$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega^2}{2} \frac{dJ}{d\alpha}. \quad (2.5)$$

Рівняння (2.5) є рівнянням руху електропривода.

Приведений момент інерції виробничих механізмів, які не мають ланки перетворення обертового руху у зворотно-поступальний, є сталим ($J = const$). Тому для таких механізмів рівняння руху матиме вид:

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}. \quad (2.6)$$

Рівняння (2.6) показує, що момент M , який розвиває двигун, зрівноважується моментом опору M_c і динамічним моментом

$M_j = J \frac{d\omega}{dt}$. З (2.6) слідує, що:

- при $M > M_c$ кутове прискорення $d\omega/dt > 0$ і відбувається прискорення електропривода;
- при $M < M_c$ $d\omega/dt < 0$ і привод гальмується;
- при $M = M_c$ $d\omega/dt = 0$ і має місце усталений рух.

2.2. Час прискорення і сповільнення електропривода

Час перехідних процесів (пуск, гальмування і зміна швидкості) впливає на продуктивність виробничих механізмів. Тому необхідно вміти його вираховувати з метою його мінімізації. Для визначення часу перехідного процесу необхідно розв'язати рівняння руху привода.

Розділивши змінні в (2.6), одержимо

$$dt = J \frac{d\omega}{M - M_c}. \quad (2.7)$$

Час, необхідний для зміни швидкості привода від ω_1 до ω_2 ,

$$t_{1,2} = \int_{\omega_1}^{\omega_2} J \frac{d\omega}{M - M_c}. \quad (2.8)$$



Для обчислення інтеграла (2.8) необхідно знати залежності моментів двигуна та сил опору від швидкості, тобто треба знати рівняння механічних характеристик привода і виробничого механізму.

Із (2.8) слідує, що теоретично повний час перехідного процесу буде безконечним, бо різниця $M - M_c$ з часом прямуватиме до нуля, що відповідає усталеному режиму $M = M_c$. Тому в практичних розрахунках вважають перехідний процес закінченим, коли швидкість досягає значення, рівного $0,95\omega_2$.

При переході з вищої швидкості ω_2 на нижчу ω_1 (гальмування) момент двигуна змінює знак і рівняння руху матиме вигляд

$$-M - M_c = J \frac{d\omega}{dt} \quad \text{або} \quad M + M_c = -J \frac{d\omega}{dt}. \quad (2.9)$$

З рівняння (2.9) випливає, що час гальмування

$$t_{\bar{a}} = \int_{\omega_2}^{\omega_1} -J \frac{d\omega}{M + M_c} = \int_{\omega_1}^{\omega_2} J \frac{d\omega}{M + M_c}. \quad (2.10)$$

У випадку привода механізмів піднімання вантажу $M_c = \text{const}$ і коли система автоматичної стабілізації моменту при пуску забезпечує $M = \text{const}$, час розгону привода

$$t_p = \int_0^{\omega_c} J \frac{d\omega}{M - M_c} = \frac{J \omega_c}{M - M_c}, \quad (2.11)$$

де ω_c – швидкість двигуна, яка відповідає моменту M_c .

При гальмуванні зі швидкості ω_c час гальмування згідно (2.10)

$$t_{\bar{a}} = J \frac{\omega_c}{M + M_c}. \quad (2.12)$$

Наведені на рис. 2.1 графіки побудовані за рівняннями (2.11) і (2.12).

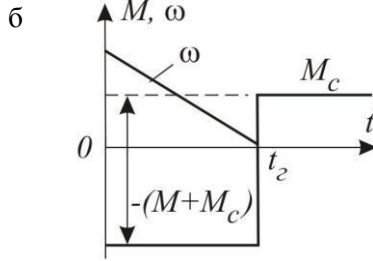
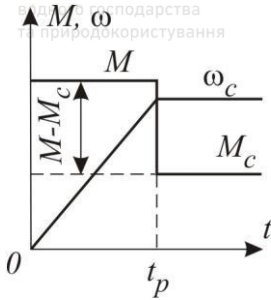


Рис.2.1. Перехідні процеси при пуску (а) і гальмуванні (б) електропривода

Коли статичний момент і момент двигуна залежать від швидкості (криві 3 на рис. 1.4 і 1 на рис. 1.6), то рівняння руху розв'язати досить складно. У такому випадку використовують наближені графічні або графоаналітичні методи.

Розглянемо метод, який зводиться до графо-аналітичного інтегрування рівняння руху, на прикладі привода вентилятора, який приводиться в рух асинхронним двигуном з короткозамкненим ротором.

На рис.2.2 показано хід побудови кривої пуску привода вентилятора і визначення часу розгону. Для цього у лівому квадраті будують характеристики $M \omega$ і $M_c \omega$.

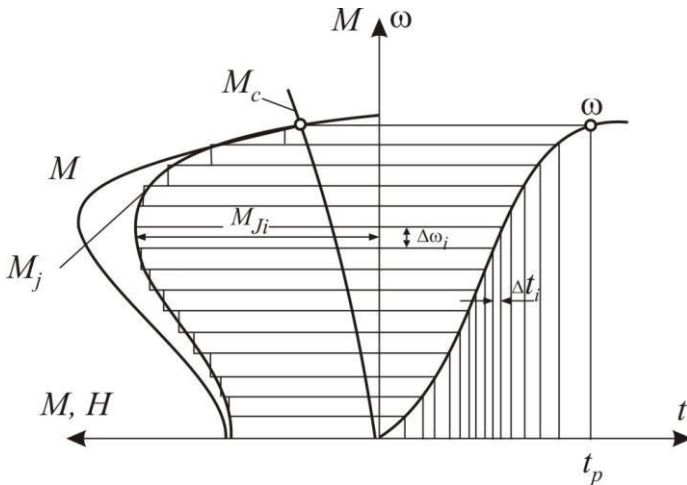


Рис.2.2. Криві до розрахунку часу перехідного процесу



Графічно знаходять їх різницю $M - M_c = M_J$ – криву динамічного моменту, яку ділять на ділянки, на кожній з яких момент можна вважати сталим. Для кожної такої ділянки наближено буде справедливою в залежність

$$\Delta t_i = J \frac{\Delta \omega_i}{M_{Ji}}, \quad (2.13)$$

за якою обчислюють час розгону на кожній ділянці. За обчисленими Δt_i і відомими $\Delta \omega_i$ будують криву розгона $\omega = f t$. По кривій розгона визначають час розгону.

Якщо $\Delta \omega$ рівне на всіх ділянках, то час розгону можна визначити за формулою

$$t_p = \sum_{i=1}^m \Delta t_i = J \Delta \omega \sum_{i=1}^m 1/M_{Ji}, \quad (2.14)$$

де m – число ділянок; M_{Ji} – динамічні моменти на ділянках, які визначають із графіка.

Окрім часу, приходиться часто визначати шлях, який виробничий механізм проходить за час процесів пуску, гальмування та реверсування. Для цього використовують залежність кута повороту

$$\text{від швидкості: } \alpha = \int_0^t \omega dt.$$

2.3. Оптимальне передаточне число

Багато виробничих механізмів працюють у повторно-коротко-часному і короткочасному режимах (поздовжньо-стругальні верстати, засувки тощо), які характеризуються частим пуском і гальмуванням. Щоб забезпечити високу продуктивність і швидкодію, час перехідних процесів повинен бути мінімальним. При цьому оптимальним буде графік швидкості, наведений на рис.2.3.

При розгоні накопичується кінетична енергія в рухомих частинах електропривода, а при гальмуванні вона або віддається в мережу живлення двигуна, або перетворюється в тепло в гальмівному пристрої. Величина кінетичної енергії пропорційна приведеному



моменту інерції, який залежить від передаточного числа. Тому ви-никає потреба в'яснити, при якому передаточному числі час пере-хідних процесів буде мінімальним для заданих моменту двигуна M , моменту опору M_c , номінальної швидкості ω_n та заданих моментах інерції двигуна J_d і механізму J_m .

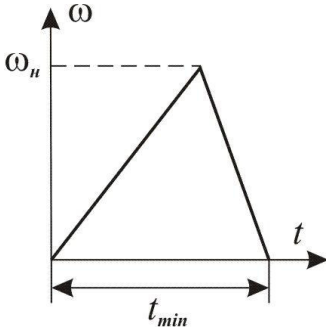


Рис.2.3. Оптимальний графік швидкості

Час розгону і гальмування описують-ся відповідно рівняннями (2.11) і (2.12) і їх можна об'єднати і представити у виді

$$t = J \frac{\omega_n}{M \mp M_m} \quad (2.15)$$

Якщо знехтувати втратами в переда-чах $\eta_n = 0$, то приведені до вала виробничого механізму момент двигуна $M^* = M \cdot i$ і момент інерції двигуна разом редуктором $J^* = kJ_d i^2$. Підставивши ці значення в (2.15), одержимо

$$t = \frac{kJ_d i^3 + J_i \omega_i}{i^3 \mp i \dot{J}_i} \quad (2.16)$$

де k – коефіцієнт, який враховує момент інерції передавального пристрою.

Рівність (2.16) показує, що час перехідних процесів залежить тільки від передаточного числа, бо всі інші величини є сталими. Оптимальне передаточне число можна знайти з умови

$$\frac{dt}{di} = \frac{2kJ_d i \omega_i \dot{J}_i - kJ_d i^2 + J_i \dot{J}_i \omega_i}{i^3 \mp i \dot{J}_i^2} = 0.$$

Після нескладних перетворень одержимо

$$i^2 \mp \frac{2M_m}{M} i - \frac{J_m}{kJ_d} = 0.$$



$$i_{opt} = \pm \frac{M_M}{M} + \sqrt{\left(\frac{M_M}{M}\right)^2 + \frac{J_M}{kJ_\delta}}. \quad (2.17)$$

Знак мінус перед квадратним коренем опущено, бо передаточне число не може бути від'ємним. В (2.17) знак „+” приймають при обчисленні i_{opt} при розгоні електропривода, а знак „-” при гальмуванні.

2.4. Часові та частотні характеристики одномасової системи

Часові характеристики одномасової системи ωt є результатом розв'язку рівняння руху електропривода. Цей розв'язок знаходять інтегруванням (2.6), представленого у виді:

$$d\omega = \frac{M - M_c}{J} dt. \quad (2.18)$$

За умови $J = const$ розв'язок (2.18) залежить від M і M_c , які є функціями швидкості або часу. У випадку $M = const$ і $M_c = const$

$$\int_{\omega_1}^{\omega} d\omega = \frac{M - M_c}{J} \int_0^t dt. \quad (2.19)$$

При пуску привода $\omega_1 = 0$ і $\omega = \frac{M - M_c}{J} t = \varepsilon_p t$, де ε_p – кутове прискорення. На рис.2.1,а показана залежність $\omega = \varepsilon_p t$, яка є прямою лінією.

У випадку гальмування зі швидкості ω_2

$$\int_{\omega_2}^{\omega} d\omega = -\frac{M + M_c}{J} \int_0^t dt \quad \text{або} \quad \omega = \omega_2 - \varepsilon_d t. \quad (2.20)$$

На рис.2.1,б наведена залежність (2.20).



У деяких випадках при пуску двигунів змінного струму можна прийняти, що момент змінюється за експоненціальним законом

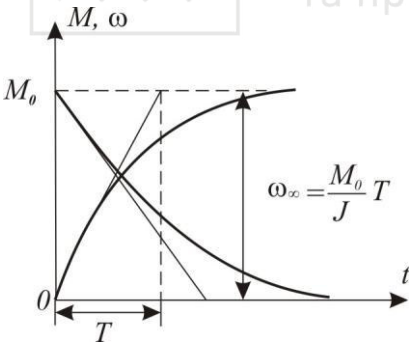
$M = M_0 e^{-\frac{t}{T}}$. При пуску без навантаження вважають $M_c = 0$. Тоді інтегруванням (2.18) матимемо:

$$\omega = \frac{1}{J} \int_0^t M dt = \frac{1}{J} \int_0^t M_0 e^{-\frac{t}{T}} dt = \frac{M_0 T}{J} \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right). \quad (2.21)$$

На рис.2.4 наведено $M t$ і ωt , із яких видно, що швидкість і момент змінюються за експоненціальними законами з однако-вими сталими часу. При цьому рух привода є прискорено-сповіль-неним і при $t = \infty$ швидкість $\omega_\infty = M_0 T / J$.

Аналіз динамічних процесів в замкнених системах автоматизо-ваного електропривода проводять методами теорії автоматичного керування, які базуються на аналізі передавальних функцій і частот-них характеристик.

Застосувавши перетворення Лампласа до рівняння (2.7) при ну-льових початкових умовах, одер-жимо



$$M p - M_c p = J d \omega p. \quad (2.22)$$

З (2.22) знаходять передавальну функцію одномасової системи за керуючим впливом, прийнявши $M_c = 0$:

$$W p = \frac{\omega p}{M p} = \frac{1}{J p}. \quad (2.23)$$

Рис.2.4. Перехідні процеси при

$$\dot{i} = \dot{i}_0 e^{-t/T} \text{ і } M_c = 0$$

Передавальну функцію за збу-ренням одержують також з (2.22), прийнявши $M = 0$:

$$W_F p = \frac{\omega p}{M_c p} = -\frac{1}{J p}. \quad (2.24)$$



Заміною в (2.23) і (2.24) p на $j\Omega$, одержують амплітудно-фазову частотну характеристику за керуючим впливом

$$W_{j\Omega} = \frac{1}{Jj\Omega} = -\frac{j}{J\Omega} \quad (2.25)$$

і за збуренням

$$W_F_{j\Omega} = -\frac{1}{Jj\Omega} = \frac{j}{J\Omega} \quad (2.26)$$

Рис.2.5. Структурна схема одно-масової системи електропривода

При розрахунках, зазвичай, використовують не амплітудно-фазову частотну характеристику, а амплітудно-частотну і фазо-частотну характеристики. Амплітудно-частотна характеристика є модулем функції (2.25) чи (2.26) і має

вигляд:

$$A_{\Omega} = A_F_{\Omega} = |W_{j\Omega}| = \frac{1}{J\Omega} \quad (2.27)$$

Фазо-частотна характеристика

$$\varphi_{\Omega} = \arctg \frac{Q_{\Omega}}{P_{\Omega}} = \arctg -\frac{1}{J\Omega \cdot 0} = -\pi/2, \quad (2.28)$$

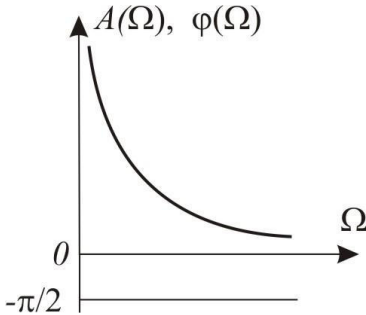


Рис.2.6. Амплітудно- і фазо-частотна харктеристики одно-масової системи

де $P_{\Omega} = 0$ – дійсна частина функції (2.25).

Характеристики A_{Ω} і φ_{Ω} показують, що зі збільшенням частоти коливань їх амплітуда зменшується за гіперболічним законом, а фаза коливань є сталою і рівною $-\pi/2$, тобто вихідні коливання ω_{Ω} відстають від вхідних коливань у часі на кут $\pi/2$.



2.5. Часові та частотні характеристики двомасової системи

Якщо між валом двигуна і робочим органом є пружна ланка, наприклад, довгий вал чи лінва з коефіцієнтом жорсткості c_{12} , то таку систему не можна привести до одномасової. На рис.2.7 J_1 – момент інерції двигуна і жорстко зв'язаних з ним мас; J_2 – момент інерції робочого органа і жорстко зв'язаних з ним мас;

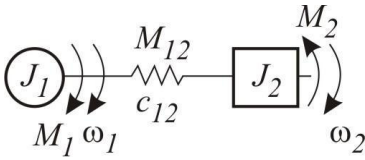


Рис.2.7. Розрахункова схема двомасової системи

M_{12} – пружний момент.

При сталих моментах інерції J_1 і J_2 кожна із мас описується рівнянням виду (2.6). Тому рівняння руху двомасової системи матимуть вид:



$$M_1 - M_{12} = J_1 \frac{d\omega_1}{dt};$$

$$M_{12} = c_{12} \varphi_1 - \varphi_2 = c_{12} \left[\int_0^t \omega_1 dt - \int_0^t \omega_2 dt \right];$$

$$M_{12} - M_2 = J_2 \frac{d\omega_2}{dt}. \quad (2.29)$$

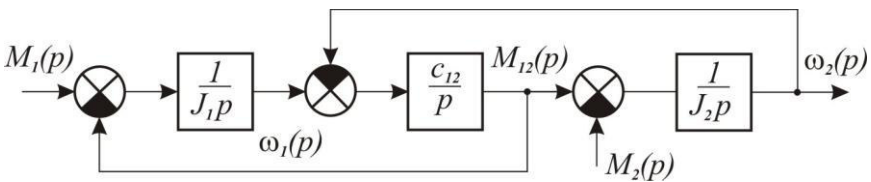


Рис.2.8. Структурна схема двомасової системи електропривода

Перетворивши систему рівнянь (2.29) за Лампласом при нульових початкових умовах, одержимо

$$M_1 p - M_{12} p = J_1 p \omega_1 p ;$$



$$M_{12} p = \frac{c_{12}}{p} [\omega_1 p - \omega_2 p];$$

$$M_{12} p - M_2 p = J_2 p \omega_2 p.$$

Цій системі рівнянь відповідає структурна схема на рис.2.8. Вона має на відміну від схеми на рис.2.4 перехрестні зворотні зв'язки.

Для випадку $M_2 = 0$ і $M_1 = const$ система рівнянь (2.29) приводиться до виду:

$$\frac{d^3 \omega_2}{dt^3} + \Omega_0^2 \frac{d\omega_2}{dt} = \frac{\Omega_0^2}{J_1 + J_2} M_1 = \varepsilon \Omega_0^2, \quad (2.30)$$

$$\text{де } \varepsilon = \frac{M_1}{J_1 + J_2} \text{ і } \Omega_0 = \sqrt{\frac{c_{12} (J_1 + J_2)}{J_1 J_2}}.$$

Диференціальному рівнянню (2.30) відповідає характеристичне рівняння $p^3 + \Omega_0^2 p = 0$, корені якого $p_1 = 0$ і $p_{2,3} = \pm j\Omega_0$. Цим кореням відповідає розв'язок

$$\omega_2(t) = \varepsilon t + A \sin \Omega_0 t + B \cos \Omega_0 t, \quad (2.31)$$

де A і B – коефіцієнти, які визначають із початкових умов.

При $t=0$ $\omega_2(0) = 0$ і $\omega_2'(0) = 0$, бо при $t=0$ пружний момент $M_{12} = J_2 \frac{d\omega_2}{dt}$ дорівнює нулю. Підставивши в /2.31/ $t=0$, одержимо $B=0$. Похідна $\omega_2'(t) = \varepsilon + A\Omega_0 \cos \Omega_0 t + B\Omega_0 \sin \Omega_0 t$. Підставивши в це рівняння $t=0$ і $\omega_2'(0) = 0$, одержимо $\varepsilon + A\Omega_0 = 0$. Звідси $A = -\varepsilon/\Omega_0$.

З врахуванням визначених коефіцієнтів /2.31/ буде таким:

$$\omega_2(t) = \varepsilon t - \frac{\varepsilon}{\Omega_0} \sin \Omega_0 t. \quad (2.32)$$

На рис.2.9. показано графік $\omega_2(t)$ і його складові згідно (2.32). З



порівняння цього графіка з графіком на рис.2.1,а слідує, що пружна

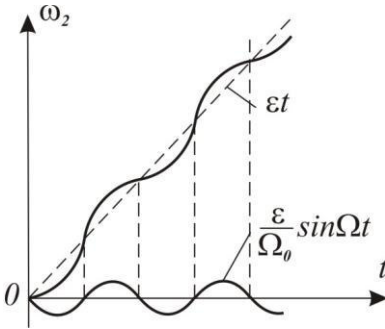


Рис.2.9. Перехідний процес у двомасовій системі

ланка зумовлює коливальну складову, яка має вид незгасаючих коливань. В реальній пружній ланці коливання є згасаючими, бо мають місце втрати енергії при деформації, що не було враховано при складанні рівнянь (2.29).

Рівнянню (2.30) відповідає передавальна функція

$$W_2 p = \frac{\omega_2 p}{M_1 p} = \frac{\Omega_0^2}{p J_1 + J_2 p^2 + \Omega_0^2} \quad (2.33)$$

Заміною в (2.33) p на $j\Omega$ одержують амплітудно-фазову частотну характеристику

$$W_2 j\Omega = - \frac{j}{J_1 + J_2 \Omega \frac{1 - \Omega^2/\Omega_0^2}{\Omega}} \quad (2.34)$$

Амплітудночастотна характеристика двомасової системи

$$A_2 \Omega_0 = \frac{1}{J_1 + J_2 \Omega \frac{1 - \Omega^2/\Omega_0^2}{\Omega}} \quad (2.35)$$

і фазочастотна характеристика

$$\varphi \Omega = \text{arctg} - \frac{1}{J_1 + J_2 \Omega \frac{1 - \Omega^2/\Omega_0^2}{\Omega} \cdot P \Omega} \quad (2.36)$$

Оскільки $P \Omega = 0$, то $\varphi \Omega = -\pi/2$ при $\Omega \leq \Omega_0$ і $\varphi \Omega = \pi/2$ при $\Omega \geq \Omega_0$.

З рис.2.10 слідує, що при $\Omega = \Omega_0$ амплітуда коливань стає рівною безмежності, що свідчить про виникнення явища резонансу.

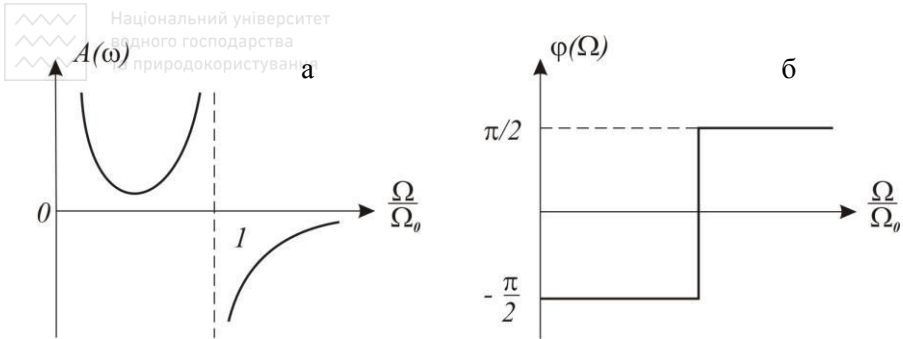


Рис.2.10. Амплітудночастотна та фазочастотна характеристики двомасової системи

Отже, Ω_0 є частотою власних коливань системи. При $\Omega = \Omega_0$ фаза коливань змінює свій знак, що також є ознакою явища резонансу.

Контрольні запитання і задачі

1. Який закон використовують для виводу рівняння руху електропривода?

2. Для яких виробничих механізмів справедливим є рівняння $M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}$?

3. Визначити час розгону електропривода до швидкості $n_c = 1500 \hat{a} / \tilde{\omega} \hat{a}$, якщо приведений момент інерції $J = 0,12 \hat{e} \tilde{a} \cdot \hat{i}^2$, момент $\hat{I} = 52 \hat{I} \cdot \hat{i}$ і момент сил опору $\hat{I}_{\tilde{n}} = 26 \hat{I} \cdot \hat{i}$.

4. Визначити час гальмування електропривода зі швидкості $\tilde{n} = 1500 \hat{a} / \tilde{\omega} \hat{a}$, якщо приведений момент інерції $J = 0,12 \hat{e} \tilde{a} \cdot \hat{i}^2$, гальмівний момент двигуна $\hat{I}_{\tilde{a}} = 39 \hat{I} \cdot \hat{i}$ і момент сил опору $\hat{I}_{\tilde{n}} = 13 \hat{I} \cdot \hat{i}$.

5. Коли використовують грифо-аналітичний метод розрахунку часу розгону електропривода?

6. Запишіть рівняння передавальної функції електропривода за



керуючим впливом, для якого $M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}$.

7. Запишіть рівняння амплітудночастотної характеристики електропривода, для якого $J = const$.

8. Складіть рівняння руху двомасової системи електропривода.

9. У випадку $M_1 = const$ і $M_2 = 0$ двомасова система описується рівнянням $\frac{d^3\omega}{dt^3} + \Omega_0^2 \frac{d\omega}{dt} = \frac{\Omega_0^2}{J_1 + J_2} M_1$. Для цього випадку складіть рівняння передавальної функції.

10. За якою формулою у двомасовій системі електропривода визначають власну частоту коливань?





РЕГУЛЮВАННЯ ШВИДКОСТІ ДВИГУНІВ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

3.1. Регулювання кутової швидкості двигунів постійного струму незалежного збудження

На схемі рис.3.1. якір двигуна D і його обмотка збудження живляться від різних джерел – перетворювачів змінного струму у постійний. Способи регулювання швидкості визначають за електро-

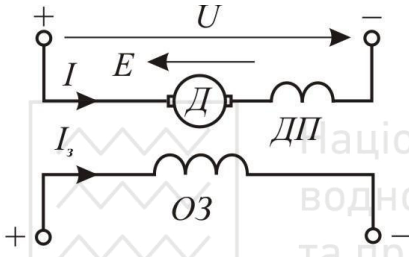


Рис.3.1. Схема включення двигуна

механічною $\omega = f I$ чи механічною $\omega = f M$ характеристиками.

Рівняння електро-механічної характеристики отримують на підставі умови рівноваги напруг в колі якоря:

$$U = E - IR_{\partial} = k\Phi\omega - IR_{\partial}, \quad (3.1)$$

де $E = k\Phi\omega$ – ЕРС, яка наводиться в обмотці якоря; R_{∂} – сумарний опір якорного кола; Φ – магнітний потік; k – коефіцієнт, який залежить від конструктивних даних двигуна.

З (3.1) знаходимо

$$\omega = \frac{U - IR_{\partial}}{k\Phi} = U - IR_{\partial} k_{\partial}, \quad (3.2)$$

де $k_{\partial} = 1/k\Phi$ – коефіцієнт передачі двигуна. Підставивши в (3.2) $I = Mk_{\partial}$, одержимо рівняння механічної характеристики

$$\omega = U - MR_{\partial}k_{\partial} k_{\partial}. \quad (3.3)$$

Якщо в (3.2) або в (3.3) підставити номінальні значення напруги і магнітного потоку або номінальне значення k_{∂} , то одержимо рівняння натуральних електро-механічної чи механічної характеристик.

Натуральна електромеханічна характеристика побудована за рівнянням

$$\omega = U_n - I R_{\partial} k_{\partial}, \quad (3.4)$$

де $k_{\partial} = \omega_n / U_n - I_n R_{\partial}$, є прямою лінією.

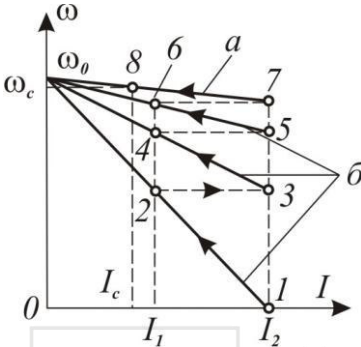


Рис.3.2. Електромеханічні характеристики: а – натуральна, б – реостатні

Аналіз способів регулювання швидкості проводять на підставі рівняння електромеханічної характеристики. З (3.2) слідує, що регулювати швидкість можна:

- додатковим опором в колі якоря;
- зміною напруги живлення якоря;
- зміною магнітного потоку (струму збудження).

Регулювання швидкості включенням додаткового опору $R_{\partial\partial}$

в коло якоря є неекономічним, бо корисна потужність за умови $M_c = const$ зменшується пропорційно швидкості $P_2 = M_c \omega = I_c \omega / k_{\partial}$. Різниця між потужністю, яку споживає двигун $P_1 = U_i^2 c$, і корисною потужністю P_2 витрачається на нагрівання додаткового опору $P_1 - P_2 = I_c^2 R_{\partial\partial}$. Тому включення додаткового опору є оправданим лише при пуску двигуна з метою обмеження пускового струму величиною $I_2 \leq I_{\partial\partial} = 2,5 I_c$.

В схемі пуску двигуна додатковий опір $R_{\partial} = R_1 + R_2 + R_3$ складається із трьох секцій. Його величину вибирають з умови обмеження пускового струму значенням $I_2 \leq I_{\partial\partial} = 2,5 I_c$ (рис.3.2).

В момент пуску (замикається ключ K , рис.3.3) $I_2 > I_c$ і двигун почне розганятися. ЕРС в обмотці почне збільшуватись, що призведе до зменшення струму. Коли він зменшиться до I_1 , замикається

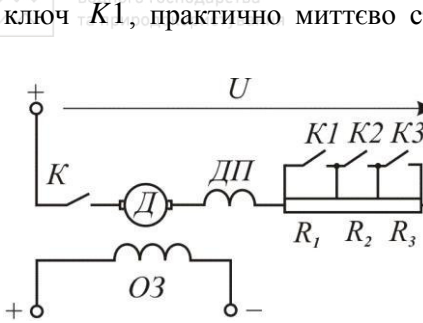


Рис.3.3. Схема пуску двигуна

ключ $K1$, практично миттєво струм збільшиться до I_2 і двигун продовжуватиме розгін по характеристиці $\omega_0 - 3$. У точці 4 ключ $K2$ замкне опір $R2$, струм знову збільшиться до I_2 і процес розгону продовжуватиметься, як показано стрілками на рис.3.2., до точки 8 натуральної характеристики. У цій точці наступить усталений режим, бо

$$M = M_c = I_c / k_{\ddot{a}}.$$

Регулювання швидкості зміною напруги живлення здійснюють вниз від номінальної, бо напруга не може перевищувати номінальну. Рівняння електромеханічних характеристик при різних напругах будуть такими:

$$\begin{aligned} \omega_1 &= U_1 - IR_{\ddot{a}} \quad k_{\ddot{a}} = \omega_{01} - \Delta\omega; \\ \omega_2 &= U_2 - IR_{\ddot{a}} \quad k_{\ddot{a}} = \omega_{02} - \Delta\omega. \end{aligned} \quad (3.5)$$

З (3.5) слідує, що спади швидкості $\Delta\omega = IR_{\ddot{a}}$ не залежать від напруги. Тому характеристики $\omega = f I$ при різних напругах будуть паралельними до натуральної характеристики (рис.3.4).

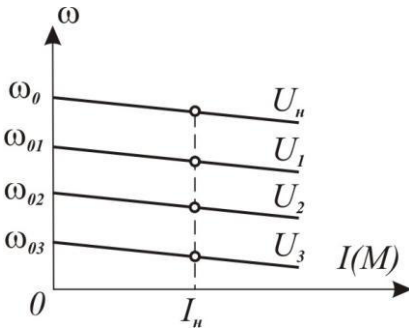


Рис.3.4. Електромеханічні характеристики при різних напругах на якорі

Для двигунів з незалежною вентиляцією (з вбудованим асинхронним приводом вентилятора) номінальний струм (момент) не залежить від напруги. Тому регулювання швидкості напругою відбувається при сталому моменті ($M = const$). При цьому споживана і корисна потужності зменшуються.

Зниження швидкості самовентильованих двигунів погіршує їх

Зниження швидкості самовентильованих двигунів погіршує їх



охлаждения. Тому величина номінального струму буде зменшуватись, що необхідно враховувати при виборі потужності двигунів.

Оскільки втрати потужності в колі якоря $\Delta P_{\text{я}} = I^2 R_{\text{д}}$ незначні, то регулювання швидкості є економічним. Але при визначенні економічності роботи електропривода необхідно врахувати і втрати потужності у джерелі живлення, в якості якого використовують керовані випрямлячі і випрямлячі з широтно-імпульсним регулюванням напруги.

Регулювання швидкості зміною магнітного потоку (струму збудження) здійснюють вгору від номінальної швидкості. Оскільки потужність, яку споживає обмотка збудження складає 1,2-2,5% потужності двигуна, то малою буде і потужність джерела її живлення, в якості якого використовують керовані випрямлячі (рис.3.5). Тому таке регулювання є простим і економічним.

Рівняння електромеханічної характеристики

$$\omega = U_n / k\Phi - IR_{\text{д}} / k\Phi = \omega'_0 - \Delta\omega' \quad (3.6)$$

показує, що при зменшенні магнітного потоку збільшуються швидкість ідеального холостого ходу ω'_0 і спад швидкості $\Delta\omega'$.

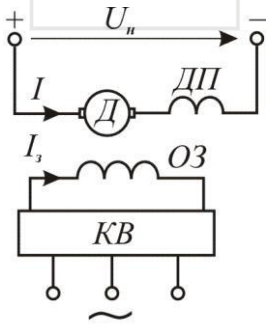


Рис.3.5. Схема живлення двигуна при регулюванні струму збудження

Побудовані за рівнянням (3.6) електромеханічні характеристики мають загальну точку при $\omega = 0$, якій відповідає струм короткого замикання $I_{\text{кз}} = U_n / R_{\text{д}}$.

Оскільки допустиме навантаження двигуна при $U = U_n$ визначає струм якоря, то потужність двигуна при зміні струму збудження буде сталою $P_2 = U_n I_n = const$ і рівною номінальній, що необхідно враховувати при виборі потужності двигуна для виробничого механізму.

Підставивши в (3.6) $k_{\text{д}} = 1/k\Phi$, одержимо рівняння механічної характеристики у виді



$$\omega = U_n / k\Phi - MR_\delta / k\Phi^2 = \omega'_0 - \Delta\omega', \quad (3.7)$$

яке показує, що швидкості ідеального холостого ходу електромеханічних і механічних характеристик однакові, а моменти короткого замикання будуть різними, бо $M_{K3} = U_n k\Phi / R_\delta = I_{K3} k\Phi$ (рис.3.6,б). При цьому точки усталених режимів роботи на регульовальних характеристиках будуть розташовуватись на гіперболічній кривій.

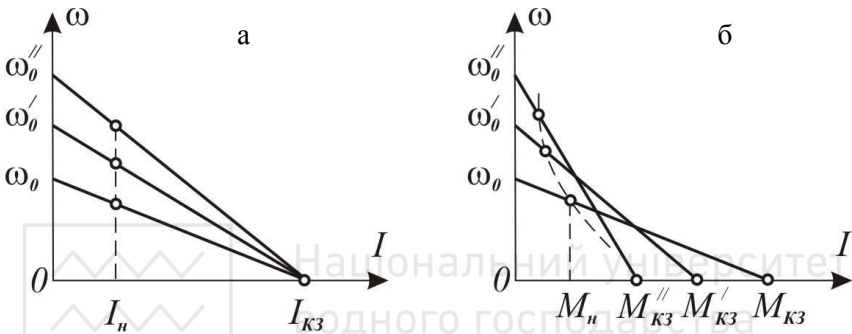


Рис.3.6. Електромеханічні (а) і механічні (б) характеристики при зміні магнітного потоку

При зменшенні струму збудження жорсткість характеристик зменшується. Щоби забезпечити необхідну жорсткість регульовальних характеристик, застосовують системи автоматичної стабілізації швидкості на базі використання керованих випрямлячів або імпульсного параметричного регулювання струму збудження, коли додатковий опір в колі обмотки збудження періодично шунтується (закорочується) електронним ключем зі змінною тривалістю (електронний ключ з широтно-імпульсним керуванням).

3.2. Регулювання швидкості двигунів послідовного збудження

Електромеханічна характеристика двигуна послідовного збудження, як і двигуна незалежного збудження, описуються рівнянням

$$\omega = U - IR_\delta / k\Phi.$$



На відміну від двигунів незалежного збудження тут магнітний потік залежить від струму якоря. Ця залежність зображена на рис.3.7,б і називається *кривою намагнічування*. Вона немає аналітичного виразу. Тому немає точного аналітичного виразу і електро-механічної характеристики.

Щоби приблизно визначити вид цієї характеристики припускають, що залежність між струмом і магнітним потоком лінійна, як показано на рис.3.7,б пунктиром, тобто рахують $\Phi = \alpha I$.

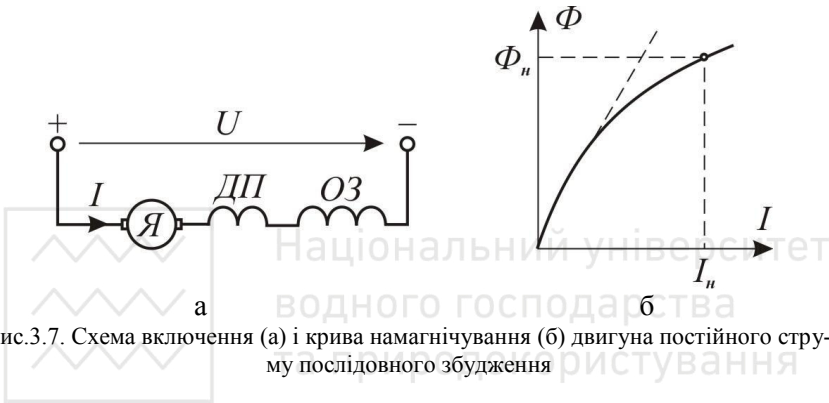


Рис.3.7. Схема включення (а) і крива намагнічування (б) двигуна постійного струму послідовного збудження

За такого допущення рівняння електромеханічних характеристик має вид

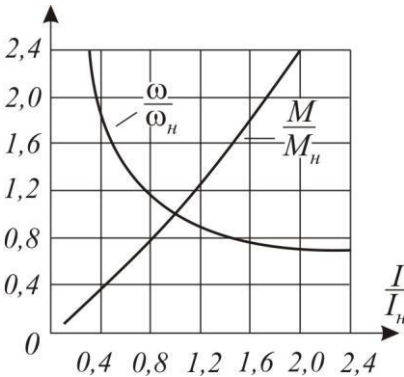


Рис. 3.8. Універсальні характеристики двигунів послідовного збудження

$$\begin{aligned} \omega &= \frac{U - IR_a}{\alpha k I} = \\ &= \frac{U}{\alpha k I} - \frac{R_a}{\alpha k}. \end{aligned} \quad (3.8)$$

Перший член в (3.8) представляє собою гіперболу, для якої вісь швидкості є асимптотою. При розрахунках цим рівнянням користуватися не можна, оскільки двигуни з ненасиченою магнітною системою не випускаються.

Для виконання розрахунків в каталогах електричних машин наводяться залежності швидкості в



моменту від струму якоря у відносних одиницях, які знімають експериментально (рис.3.8). Ці характеристики називаються *універсальними*.

Щоби за наведеною характеристикою $\omega/\omega_i = f I/I_i$ побудувати натуральну характеристику, необхідно лише відносні одиниці помножити на номінальні значення кутової швидкості ω_n і номінального струму I_n вибраного двигуна. Для побудови механічної характеристики $\omega = f M$ необхідно за характеристикою $M/M_i = \psi I/I_i$ для ряду значень моменту $\dot{I}_z = \dot{I}_z/\dot{I}_i \cdot \dot{I}_i$ визначити відповідні значення струму $I_z = I_i \cdot I_z/\dot{I}_i$ і за формулою

$$\omega_i = \frac{1}{k\Phi_i} U_n - I_i R_d = \frac{I_i}{M_i} U_n - I_i R_d \quad (3.9)$$

вираховувати відповідні значення швидкості ω_i . За цими даними будують механічну характеристику $\omega = f M$.

Регулювання швидкості двигунів з послідовним збудженням проводиться тими же способами, що і двигунів незалежного збудження. Регулювання швидкості включенням додаткового опору $R_{доd}$, як показано на рис.3.9,а, використовується лише при пуску з метою обмеження пускового струму.

Методика побудови реостатних характеристик базується на наступному:

➤ рівняння натуральної електромеханічної характеристики представляють у виді

$$\omega^i = \frac{1}{k\hat{O}} U_i - IR_a ; \quad (3.10)$$

➤ рівняння реостатної характеристики

$$\omega = \frac{1}{k\hat{O}} \left[U_i - I R_q + R_{qon} \right]; \quad (3.11)$$

➤ поділивши (3.11) на (3.10), отримують



$$\omega = \omega^i \left[\frac{U_i - I R_{\dot{a}} + R_{\dot{a}i\dot{a}}}{U_i - I R_{\dot{a}}} \right]; \quad (3.12)$$

➤ за формулою (3.12) розраховують реостатну характеристику, підставивши в неї ω^H з натуральної характеристики для ряду значень струму.

На рис.3.9,б показано побудовані за рівнянням (3.12) реостатні характеристики, які ілюструють процес пуску двигуна. Характеристика 3 розрахована для $R_{\text{доод}} = R_1 + R_2$, характеристика 2 – для $R_{\text{доод}} = R_1$, характеристика 1 є натуральною.

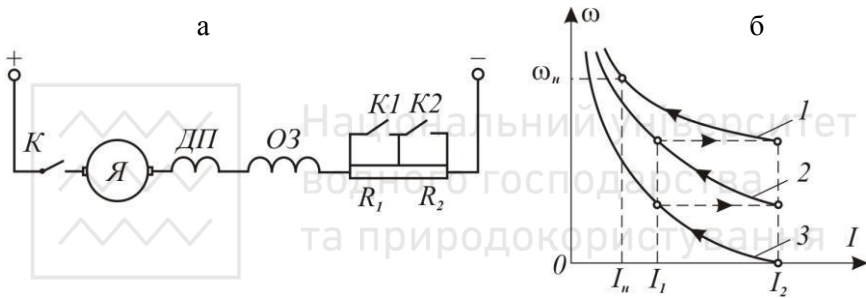


Рис.3.9. Схема включення (а) і реостатні характеристики (б)

Регулювання швидкості напругою живлення є економічним і широко використовується. Побудувати характеристику при $U < U_H$ можна за відомого натуральною характеристикою, вирахувавши швидкості за формулою

$$\omega = \omega^H \frac{U - I R_{\text{д}}}{U_H - I R_{\text{д}}}, \quad (3.13)$$

де U_H – номінальна напруга.

Із (3.13) слідує, що при збільшенні струму жорсткість штучної характеристики $\beta = \partial I / \partial \omega$ буде зменшуватися, як показано на рис.3.10,б (крива 1).

Регулювання швидкості змінного магнітного потоку здійснюють шляхом шунтування обмотки збудження змінним резистором



(рис.3.10,а). Розрахунок швидкості при шунтуванні обмотки збудження проводять за формулою

$$\omega_i = \omega_i^H \frac{\Phi_i^H}{\Phi_i}, \quad (3.14)$$

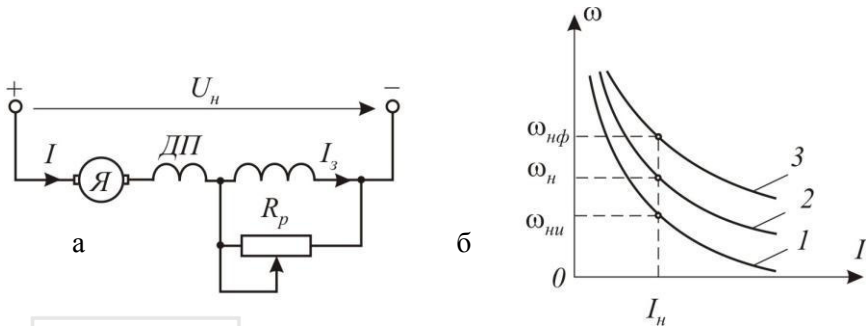


Рис.3.10. Схема регулювання швидкості (а) і регульовані характеристики (б)

яку отримано вказаним вище методом. При цьому струм збудження для всіх значень струму якоря

$$I_{zi} = I_i \frac{R_p}{R_p + R_z}, \quad (3.15)$$

де R_p – опір шунтуючого резистора, R_z – опір обмотки збудження.

Відношення магнітних потоків у (3.14) можна знайти лише на підставі кривої намагнічування, зображеної на рис.3.7,б. Наближена до дійсної електромеханічна характеристика при $R_p = R_z$ наведена на рис.3.10,а (крива 3). Жорсткість цієї характеристики відносно натуральної менша.

3.3. Гальмівні режими двигунів постійного струму

Робота багатьох виробничих механізмів зв'язана з необхідністю швидкої і точної зупинки та зміни напрямку руху (реверсування). Гальмування двигунів з незалежним збудженням можна здійснювати такими способами:



- гальмуванням з віддачею енергії в мережу (рекуперативне);
- динамічне гальмування;
- гальмування противмиканням.

Гальмування з віддачею енергії в мережу здійснюють тоді, коли швидкість двигуна більша швидкості ідеального холостого ходу (при регулюванні магнітним потоком). Тоді при швидкому збільшенні магнітного потоку до номінального значення ЕРС обмотки якоря стає більшою напруги в мережі живлення і струм змінює знак, бо

$$E - U = -IR_{\delta}. \quad (3.16)$$

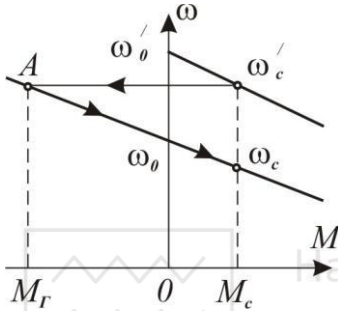


Рис.3.11. Механічні характеристики при рекуперативному гальмуванні

Момент двигуна також змінює знак і з рушійного стає гальмівним – відбувається процес гальмування. При цьому кінетична енергія, накопичена в рухомих частинах привода і робочого механізму, за вирахуванням втрат у двигуні перетворюється у електричну і віддається у мережу живлення за умови $\omega > \omega_0$.

Підставивши в (3.3) від'ємне значення моменту, одержимо рівняння механічної характеристики

$$\omega = U_{\mu}k_{\delta} + MR_{\delta}k_{\delta}^2, \quad (3.17)$$

на яку перейде працювати двигун, як показано стрілками на рис.3.11. На ділянці $A - \omega_0$ двигун працює в генераторному режимі, а на ділянці $\omega_0 - \omega_n$ – у режимі двигуна. Такий же режим гальмування виникає, коли швидко зменшити напругу живлення в регульованому електроприводі.

Гальмування з віддачею енергії в мережу двигунів послідовного збудження здійснити не можна, бо при $E > U$ одночасно змінюється напрям струму і магнітного потоку і, отже, гальмівного моменту не виникає.

Динамічне гальмування відбувається при відмиканні якоря двигуна від мережі і замиканні на гальмівний резистор. В режимі динамічного гальмування як і у рекуперативному двигуни працюю-



ють в генераторному режимі, перетворюючи кінетичну енергію системи в електричну, яка виділяється у виді тепла в опорах якорного кола. При цьому потрібно переключити обмотку збудження двигуна послідовного збудження так, щоби струм в ній не змінив свого напрямку.

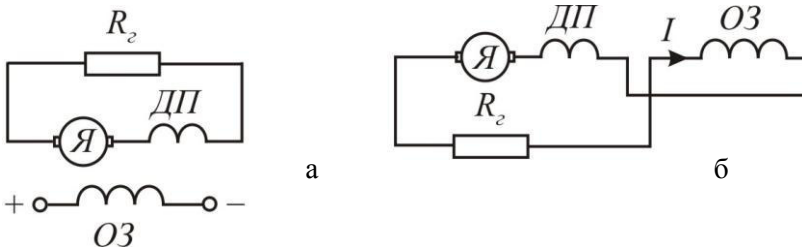


Рис.3.12. Схеми динамічного гальмування двигунів незалежного (а) і послідовного(б) збудження

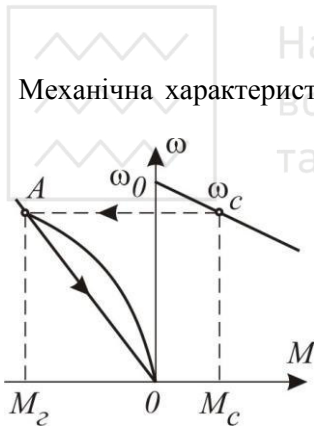


Рис.3.13. Механічні характеристики при динамічному гальмуванні

Механічна характеристика при гальмуванні двигуна з незалежним збудженням описується рівнянням

$$\omega = M_{\bar{a}} R_{\bar{a}} + R_{\bar{a}} k_{\bar{a}}^2 \quad (3.18)$$

і представляє собою пряму лінію (пряма ОА на рис.3.13.).

Величина гальмівного опору

$$R_{\bar{a}} = \frac{\omega_{\bar{n}}}{k_{\bar{a}} I_{\bar{a}i}} - R_{\bar{a}} \quad (3.19)$$

При гальмуванні двигуна послідовного збудження

$$\omega = M_{\bar{a}} R_{\bar{a}} + R_{\bar{a}} \frac{1}{k^2 \hat{O}^2} \quad (3.20)$$

В (3.20) магнітний потік залежить від струму і тому механічна характеристика має вид, наведений на рис.3.13 (крива АО).

Гальмування противмиканням часто використовують для швидкого гальмування і воно зводиться до зміни полярності напруги тільки на якорі. При цьому напруга і ЕРС обмотки якоря склада-



ються, струм змінює свій знак і виникає гальмівний момент. Обмеження струму здійснюється або засобами автоматики, або вмиканням в коло якоря додаткового опору, величина якого

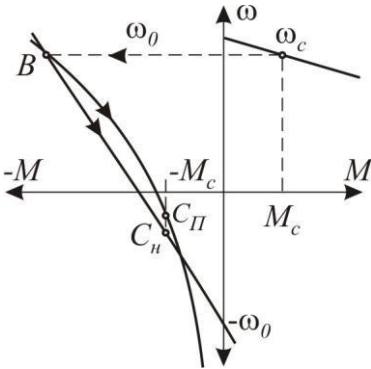


Рис.3.14. Механічні характеристики двигунів в режимі противмикання

$$R_{доп} = \frac{U + E}{I_{доп}} - R_{\partial}$$

за умови нехтування індуктивністю кола якоря.

З рис.3.14 слідує, що коли $\omega > 0$ відбувається процес гальмування за рахунок енергій мережі і кінетичної енергії. При $\omega = 0$ двигуни відмикають від мережі і гальмування закінчується.

Якщо цього не зробити, то двигун почне розганятися у протилежну сторону (реверсуватись) і в точках C_n чи C_n наступать усталені режими.

Електричне гальмування використовується переважно при частих пусках і швидких зупинках. В нереверсивних приводах перевагу віддають динамічному гальмуванню, а у реверсивних – гальмуванню противмиканням.

3.4 Часові характеристики двигунів постійного струму незалежного збудження

Двигуни постійного струму незалежного збудження використовуються, в основному, в замкнених системах керування. Для розрахунку параметрів таких систем необхідно знати часові та частотні характеристик двигуна як об'єкта керування. Тому треба знати як протікають перехідні процеси в часі і як їх можна представити на комплексній площині.

Перехідні процеси виникають при переході електропривода з одного усталеного режиму до другого. Знання цих процесів дозволяє правильно вибрати потужність двигуна, розрахувати систему керування і оцінити вплив електропривода на продуктивність і якість роботи виробничих механізмів.



В перехідному процесі одночасно і взаємозв'язано протікають перехідні механічний, електромагнітний і тепловий процеси. Час перехідних процесів незначний і вони суттєво не впливають на зміну теплового стану електропривода і ним нехтують. Тому у подальшому будуть аналізуватись лише механічний і електромагнітний перехідні процеси, які називають *електромеханічним перехідним процесом*. Він зумовлений електромагнітною інерцією обмоток двигуна і механічною інерцією рухомих частин електропривода.

При сталому магнітному потоці обмотки збудження $\hat{O}_f = \text{const}$ електромеханічний перехідний процес описується рівняннями електричної і механічної рівноваги:

$$U = iR + L \frac{di}{dt} + e = iR + L \frac{di}{dt} + \frac{\omega}{k_\partial};$$

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}; \quad (3.21)$$

$$M = k\Phi i = i/k_\partial.$$

З врахуванням, що $i = Jk_\partial \frac{d\omega}{dt} + k_\partial M_c$ і $\frac{di}{dt} = Jk_\partial \frac{d^2\omega}{dt^2} + k_\partial \frac{dM_c}{dt}$, розв'язком системи рівнянь (3.21) відносно ω буде.

$$T_M T_\partial \frac{d^2\omega}{dt^2} + T_M \frac{d\omega}{dt} + \omega = Uk_\partial - k_\partial \frac{dM_c}{dt} - M_c R_\partial k_\partial^2, \quad (3.22)$$

де $T_M = JR_\partial k_\partial^2$ – електромеханічна стала часу; $T_\partial = \frac{L}{R_\partial}$ – електромагнітна стала часу; L – індуктивність кола якоря.

Диференціальному рівнянню (3.22) відповідає характеристичне рівняння $\hat{O}_i \hat{O}_y \delta^2 + \hat{O}_i \delta + 1 = 0$, корені якого

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T_\partial} \pm \frac{1}{2T_\partial} \sqrt{1 - 4T_\partial/T_M}. \quad (3.23)$$

З (3.23) слідує, що за умов:

- $T_M > 4T_J$ корені будуть дійсними від'ємними числами;
- $T_M = 4T_J$ корені будуть рівними $p_1 = p_2 = -1/2T_J$;
- $T_M < 4T_J$ корені будуть комплексними числами.

Якщо $M_c = 0$, то розв'язок (3.22) матиме вид:

$$\omega(t) = \omega_0 + Ae^{p_1 t} + Be^{p_2 t}, \quad (3.24)$$

де A, B – сталі інтегрування, які визначають із початкових умов, $[\omega(0) = 0 \text{ і } \omega'(0) = 0]$; $\omega_0 = Uk_\partial$ – швидкість ідеального холостого ходу.

Рівняння струму якоря у перехідному процесі

$$i(t) = Jk_{\bar{a}} \frac{d\omega}{dt} = Ap_1 e^{p_1 t} + Bp_2 e^{p_2 t} - Jk_{\bar{a}}. \quad (3.25)$$

За умови $T_M > 4T_J$ корені рівняння (3.23) p_1 і p_2 будуть від'ємними числами і залежності для швидкості і струму матимуть такий вид:

$$\omega(t) = \omega_0 \left(1 + \frac{p_2}{p_1 - p_2} e^{p_1 t} - \frac{p_1}{p_1 - p_2} e^{p_2 t} \right);$$

$$i(t) = \frac{I_{кз}}{\sqrt{1 - 4T_J/T_M}} e^{p_1 t} - e^{p_2 t}, \quad (3.26)$$

де $I_{кз} = U/R_\partial$.

Криві швидкості і струму (рис.3.15,а), побудовані згідно рівнянь (3.26), показують, що кутова швидкість асимптотично наближається до ω_0 , а струм, досягнувши максимального значення

$$I_{\max} = \frac{I_{\bar{e}c}}{\partial_2 \partial_y} \left(\frac{\partial_1}{\partial_2} \right) \frac{\partial_1}{\partial_1 - \partial_2},$$

асимптотично наближається до нуля, бо $M_c = 0$.

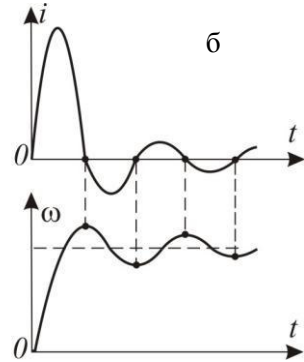
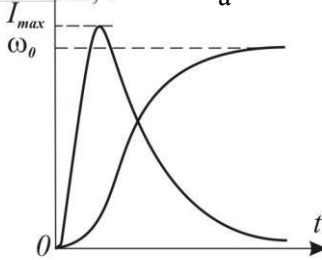


Рис.3.15. Графіки зміни швидкості і струму у перехідному процесі у випадках від'ємних (а) і комплексних (б) коренів характеристичного рівняння при стрибку напруги

У випадку $T_M < 4T_{\text{я}}$ корені будуть комплексними числами

$$\delta_{1,2} = -\alpha \pm j\beta, \text{ де } \alpha = 1/2T_{\text{я}} \text{ і } \beta = \frac{1}{2\dot{O}_y} \sqrt{4 \frac{\dot{O}_y}{\dot{O}_i} - 1}.$$

Комплексним кореням за умови $M_c = 0$ відповідають рівняння

$$\omega t = \omega_0 \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 - \dot{O}_i / 4\dot{O}_y}} \bar{a}^{-\alpha t} \sin \beta t + \varphi \right]; \quad (3.27)$$

$$i t = \frac{2^2 \dot{e}_c}{\sqrt{4\dot{O}_y / \dot{O}_i - 1}} \bar{a}^{-\alpha t} \sin \beta t, \quad (3.28)$$

де $\varphi = \arctg \sqrt{4T_{\text{я}} / T_M - 1}$.

З (3.27) і (3.28) випливає, що зміна кутової швидкості і струму мають вид затухаючих коливань (рис.3.15,б).

Перехідні процеси, зумовлені миттєвим збільшенням моменту сил опору від нуля до $M_c = I_c / k_{\partial}$, описуються також рівнянням (3.22), криві розв'язку якого наведено на рис.3.16 для випадку комплексних коренів. На рис.3.16 $\Delta\omega_c = M_c R_{\dot{a}} k_{\dot{a}}^2$.



У випадку кратних від'ємних коренів перехідний процес ω t

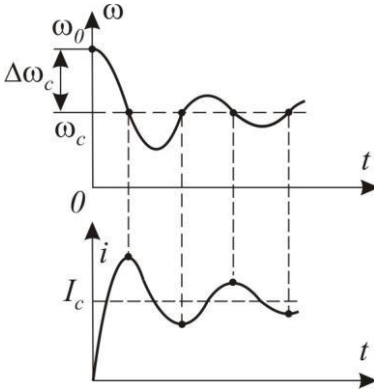


Рис.3.16. Графіки зміни швидкості і струму у перехідному процесі при стрибку моменту опору у випадку комплексних коренів

хідний процес при змінній напруги збудження.

буде граничним між аперіодичним і коливально-затухаючим процесами.

У випадку зміни магнітного потоку, зумовленого зміною напруги збудження з $U_{\zeta,i}$ до U_{ζ} і сталій напрузі живлення якорного кола, систему рівнянь (3.21) потрібно доповнити рівняннями

$$U_{\zeta,i} - U_{\zeta} = R_{\zeta} \left(\dot{\theta}_{\zeta} \frac{di_{\zeta}}{dt} + i_{\zeta} \right);$$

$$\hat{O} = f i_{\zeta} \quad \text{і} \quad k_q = \frac{1}{k\hat{O}}.$$

В результаті отримаємо нелінійне диференціальне рівняння III-го порядку, яким буде описуватись пере-

3.5. Частотні характеристики

Їх утримують підстановкою $p = j\Omega$ у вирази передавальних функцій. Передавальна функція двигуна за керуючим впливом згідно (3.22)

$$W_p = \frac{\omega p}{U p} = \frac{k_{\hat{O}}}{T_M T_{\gamma} p^2 + T_M p + 1}. \quad (3.29)$$

Передавальна функція за збуренням

$$W_F p = \frac{\omega p}{M_c p} = - \frac{R_{\hat{O}} k_{\hat{O}}^2}{T_M T_{\gamma} p^2 + T_M p + 1}. \quad (3.30)$$

Передавальній функції (3.29) відповідає амплітудно-фазова частотна характеристика



$$W_{j\Omega} = \frac{k_{\ddot{a}}}{1 - \dot{\Delta}_i \dot{\Delta}_y \Omega^2 + j \dot{\Delta}_y \Omega} = \frac{k_{\ddot{a}} \left[1 - \dot{\Delta}_i \dot{\Delta}_y \Omega^2 - j \dot{\Delta}_y \Omega \right]}{1 - \dot{\Delta}_i \dot{\Delta}_y \Omega^2 - \dot{\Delta}_y^2 \Omega^2} \quad (3.31)$$

З (3.31) знаходять амплітудночастотну

$$A_{\Omega} = \frac{k_{\ddot{a}}}{\sqrt{1 - \dot{\Delta}_i \dot{\Delta}_y \Omega^2 + \dot{\Delta}_y^2 \Omega^2}} \quad (3.32)$$

і фазочастотну

$$\varphi_{\Omega} = -\arctg \frac{\dot{\Delta}_y \Omega}{1 - \dot{\Delta}_i \dot{\Delta}_y \Omega^2} \quad (3.33)$$

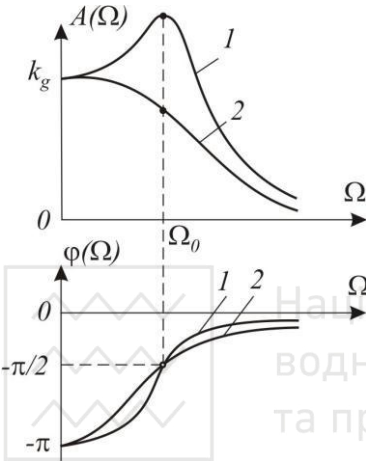


Рис.3.17. Частотні характеристики двигуна постійного струму незалежного збудження при зміні напруги

характеристики.

З (3.32) слідує, що за $\Omega = 0$

$$A_{\Omega} = k_{\partial}. \quad \text{При } \Omega = \Omega_0 = \sqrt{1/\dot{\Delta}_i \dot{\Delta}_y} \text{ характеристика } A_{\Omega}$$

досягає максимального значення у випадку згасаючого перехідного процесу (крива 1 на рис.3.17). Для аперіодичного процесу амплітуда коливань зі зростанням частоти зменшується (крива 2 на рис.3.17).

Залежність (3.33) показує, що при $\Omega = 0$ $\varphi_{\Omega} = -\pi$, а при $\Omega = \Omega_0$ $\varphi_{\Omega} = -\pi/2$. При цьому через точку $-\pi/2, \Omega_0$ проходять фазо-частотні характеристики для різних видів коренів характеристичного рівняння.

Контрольні запитання і задачі

1. Чому механічні характеристики двигуна постійного струму незалежного збудження при зміні напруги живлення будуть паралельними?



2. За якою формулою визначають коефіцієнт передачі двигуна постійного струму незалежного збудження?

3. Визначити коефіцієнт передачі двигуна постійного струму незалежного збудження, якщо $U_i = 110\text{В}$, $I_i = 21,4\text{А}$, $R_{\text{в}} = 0,22\ \Omega$ і $i_{\text{в}} = 3000\ \text{об/хв}$.

4. Яким способом треба регулювати кутову швидкість двигуна постійного струму незалежного збудження, щоби його потужність не змінювалась?

5. Які характеристики використовують для побудови натуральної механічної характеристики двигуна постійного струму послідовного збудження?

6. Як здійснюють динамічне гальмування двигуна постійного струму послідовного збудження?

7. Що відбудеться з двигуном постійного струму послідовного збудження, якщо змінити полярність напруги живлення?

8. Від чого залежить вид перехідного процесу у двигуні постійного струму незалежного збудження?

9. За якої умови в двигуні постійного струму незалежного збудження виникає згасаючий коливальний перехідний процес?

10. Від яких параметрів залежить частота власних коливань двигуна постійного струму незалежного збудження?



ПЕРЕТВОРЮВАЧІ НАПРУГИ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

4.1. Тиристорні керовані випрямлячі

Для живлення якірних кіл і кіл обмоток збудження в сучасних електроприводах постійного струму використовують керовані випрямлячі (КВ), які часто називають *тиристорними перетворювачами*. Вони перетворюють напругу змінного струму у регульовану напругу постійного струму. При цьому вони можуть працювати в режимі випрямлення і в режимі інвертування, перетворюючи напругу постійного струму у змінну.

Основними перевагами випрямлячів є високі коефіцієнти підсилення і ККД, мала потужність керування і висока швидкодія. Недоліки: пульсація напруги постійного струму, низький коефіцієнт потужності при низькій напрузі постійного струму, висока чутливість до перенапруги, викривлення в мережі живлення і значний рівень випромінювання у діапазоні радіочастот.

Керовані випрямлячі, які застосовують для живлення двигунів постійного струму, класифікують за такими ознаками:

- за кількістю фаз напруги живлення: *однофазні* й *трифазні*;
- за вихідною потужністю: *малопотужні* (до 10кВт), *середньої потужності* (від 10 до 1000 кВт) і *потужні* (понад 1000 кВт);
- за схемою вмикання вентилів і підмикання навантаження: *нульовій* й *мостові*, *симетричні* й *несиметричні*;
- за зміною полярності вихідної напруги: *нереверсивні* й *реверсивні*.

Структурна схема КВ складається з силового трансформатора TV, блока тиристорів БТ, згладжуючого дроселя ЗД і системи імпульсно-фазового керування блоком тиристорів (СІФК).

Силовий трансформатор TV призначений для узгодження напруги мережі живлення U_{\sim} і кола навантаження та для зменшення впливу випрямленого струму на мережу живлення. Крім того, він електрично відокремлює коло навантаження від мережі. Блок тиристорів забезпечує випрямлення й регулювання напруги. Згладжую-



чий дросель зменшує пульсацію випрямленого струму. Система імпульсно-фазового керування формує послідовність відкриваючих імпульсів, які змінюють кути відкриття тиристорів відповідно до напруги керування U_k , регулюючи середнє значення випрямленої напруги U_d .

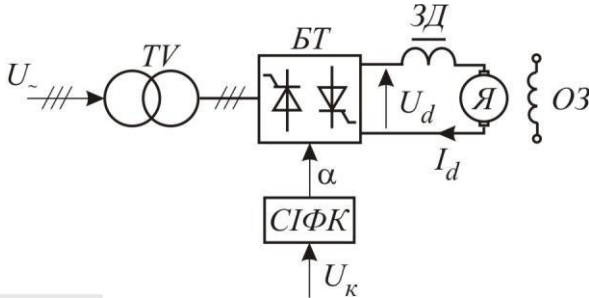


Рис.4.1. Спрощена структурна схема керованого випрямляча

Для обґрунтування вибору типу керованого перетворювача необхідно знати його основні характеристики. До них відносяться:

- середні значення випрямленої напруги U_d та струму I_d ;
- коефіцієнти корисної дії η та потужності $\cos \varphi$;
- коефіцієнт випрямної схеми $k_{cx} = U_{d0}/U_{2\phi}$ – відношення

найбільшого середнього значення випрямленої напруги до діючого значення вихідної напруги трансформатора;

- коефіцієнт збільшення розрахункової потужності трансформатора $k_T = S_T/P_d$ – відношення повної потужності трансформатора до потужності випрямленого струму;

- коефіцієнт використання вентилів за напругою $k_u = U_{\zeta, \max}/U_d$ – відношення максимальної зворотної напруги на вентилях до середнього значення випрямленої напруги;

- коефіцієнт використання вентилів за струмом $k_i = I_{\Delta\Delta}^2/I_d^2$ – відношення діючого значення струму вентиля до середнього значення випрямленого струму;



➤ коефіцієнт пульсації $k_n q = U_{\max} q / U_d$ – відношення

певної гармоніки пульсації випрямленої напруги до середнього значення випрямленої напруги;

➤ коефіцієнт спотворення $v = I_1 1 / I_1$ – відношення діючого значення струму основної гармоніки до діючого значення повного струму первинної обмотки трансформатора.

Для зручності порівняння основних випрямних схем у випадку активно-індуктивного навантаження їхні параметри наведені в табл.3.1.

Таблиця 3.1

Схема КВ	Коефіцієнти					
	$k_{cx} = \frac{U_{d0}}{U_{2\delta}}$	$k_u = \frac{U_{c\max}}{U_d}$	$k_i = \frac{I_{ВД}}{I_d}$	$k_T = \frac{S_T}{P_d}$	$k_n 1 = \frac{U_{\max} 1}{U_d}$	$v = \frac{I_1 1}{I_1}$
Однофазна мостова симетрична	0,9	1,57	0,707	1,11	0,667	0,9
Трифазна з нульовим проводом	1,17	2,10	0,58	1,35	0,25	0,827
Трифазна мостова	2,34	1,05	0,58	1,05	0,057	0,955

Серед багатьох випрямних схем для живлення двигунів постійного струму в залежності від потужності використовують:

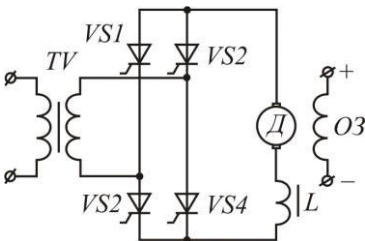


Рис.4.2. Однофазна симетрична схема КВ

➤ однофазну мостову схему (мала потужність);

➤ трифазну нульову схему (середня потужність і низька напруга);

➤ трифазну мостову схему (середня і велика потужність та висока напруга).

Однофазна мостова симетрична схема КВ має чотири керовані венти-



лі (рис.4.2). У несиметричній схемі два вентилялі некеровані (діоди).

Трансформатор TV у мостовій схемі не є обов'язковим, коли випрямлена напруга менша $200B$, бо для неї $U_d = 0,9U_{\phi}$. Перевагою симетричного КВ є можливість формувати процес зменшення струму при індуктивному навантаженні. Коли такої потреби немає, то доцільно використовувати несиметричну схему КВ, бо схема керування нею простіша.

Багатофазні схеми КВ порівняно з однофазними мають такі переваги: меншу пульсацію випрямленої напруги та струму, симетричне навантаження мережі живлення, краще використання трансформатора і вентилів.

Зокрема, трифазна нульова схема (рис.4.3,а) порівняно з однофа-

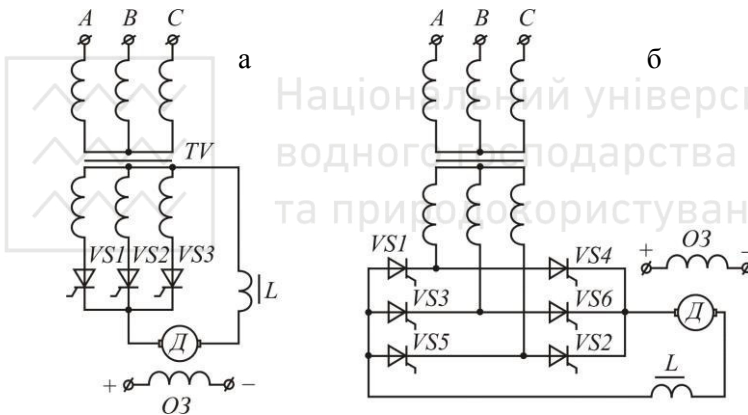


Рис.4.3. Трифазні нульова (а) і мостова схеми КВ

зною має такі переваги як вдвоє меншу амплітуду пульсацій випрямленої напруги і у 1,5 рази менше значення коефіцієнта використання вентилів за струмом. Але коефіцієнт використання вентилів за напругою у 1,33 рази більший. У цій схемі можливе формування процесу зменшення струму при індуктивному навантаженні, але намагнічуючі сили стержнів трансформатора не зрівноважують одна одну і це призводить до насичення осердя трансформатора і, як наслідок, збільшує його потужність.

Трифазна мостова схема КВ є найбільше досконалою за вико-



ристанням вентилів за напругою і струмом, бо вона є з'єднанням двох трифазних нульових схем. Пульсації випрямленої напруги мають шестикратну частоту 300Гц . Тому такі перетворювачі іноді називають умовно шестифазними.

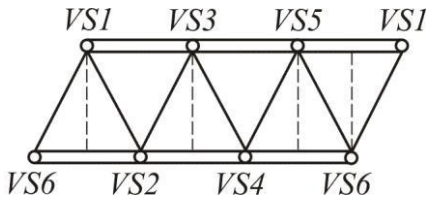


Рис.4.4. Циклограма комутації тиристорів

замінити діодами (несиметрична схема). Але при цьому зменшується частота і збільшується амплітуда пульсацій випрямленого струму.

Невелика амплітуда і висока частота пульсацій, ефективно використання трансформатора й низька зворотна напруга на тиристорах, можливість інверторного режиму і високий ККД зумовили переважне використання трифазної мостової схеми в системах автоматизованого електропривода з широким діапазоном регулювання швидкості.

Реверсивні тиристорні перетворювачі використовують за необхідністю зміни напрямку струму у споживачі. Вони складаються з двох комплектів керованих випрямлячів, які з'єднують зустрічно-паралельно або перехресно. В перехресній схемі кожен комплект живиться від окремої обмотки триобмоткового трансформатора, в зустрічно-паралельній – від однієї обмотки, що є її перевагою, бо зменшує потужність трансформатора майже на 20%.

Системи керування тиристорами поділяються на *сумісні* (одночасне керування двома групами) і *роздільні* (окреме керування групами). У зустрічно-паралельній схемі реверсивного перетворювача з роздільним керуванням керуючі імпульси подаються лише на один комплект тиристорів (на КВ1 або КВ2), що унеможливорює виникнення зрівнювальних струмів між групами в період реверсування. Таку роботу забезпечує логічний перемикальний пристрій ЛПП, який визначає момент, коли струм робочого комплекта стає

На рис.4.3,б тиристори пронумеровані у порядку подавання відкриваючих імпульсів. Послідовність їх комутації ілюструє циклограма на рис.4.4, на якій показані ділянки одночасної роботи вентилів різних груп.

Якщо немає потреби у інверторному режимі роботи КВ, то одну групу тиристорів можна



рівним нулю, блокує подачу на нього імпульсів і після паузи тривалістю до $0,01\text{с}$ дозволяє подачу керуючих імпульсів на інший комплект (рис. 4.5).

Полярність вихідної напруги перетворювача задається полярністю напруги керування U_k : сигнал $i_3 = 0$ відповідає позитивній напрузі U_k , а сигнал $i_3 = 1$ – негативній. ЛППі опрацьовує сигнал i_3 і сигнали i_1 та i_2 , які поступають від датчиків наявності струму ДНС1 і ДНС2, і формує логічні сигнали α_1 та α_2 на СІФК1 чи СІФК2.

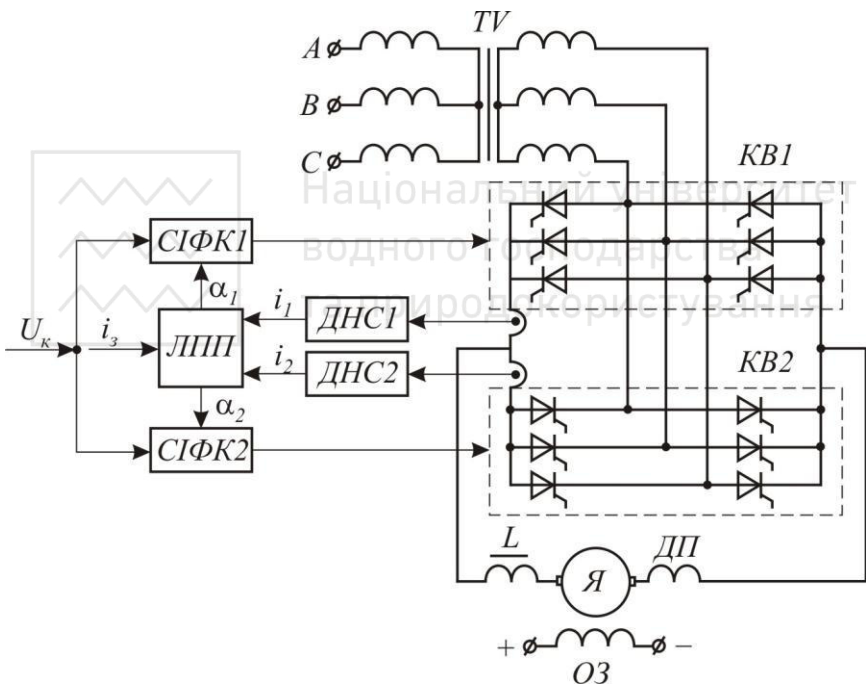


Рис.4.5. Зустрічно-паралельна схема реверсивного КВ

Роздільне керування зменшує ймовірність перекидання інвертора і збільшує ККД перетворювача завдяки відсутності зрівнювальних струмів, що дає певну економію електроенергії і зменшує потужність трансформатора. Тому реверсивна схема з роздільним керу-



ванням широко використовується. Недолік – наявність паузи до $0,01c$ при зміні полярності вихідної напруги.

4.2. Системи імпульсно-фазового керування

Регулювання вихідної напруги КВ полягає у зміщенні вмикання тиристорів відносно точки натуральної комутації, тобто за рахунок зміни кута керування α . За $\alpha = 0$ випрямлена напруга максимальна. Цей процес здійснює СІФК, яка постійну напругу керування U_K перетворює у послідовність імпульсів регульованої фази (зміщення), які подаються на керуючі електроди тиристорів.

Процес регулювання напруги розглянемо на прикладі перетворювача за трифазною нульовою схемою, який живить обмотку збудження електродвигуна (індуктивне навантаження) (рис.4.6,а). За умови $X_d \geq 3R_d$, де X_d і R_d – відповідно індуктивний і актив-

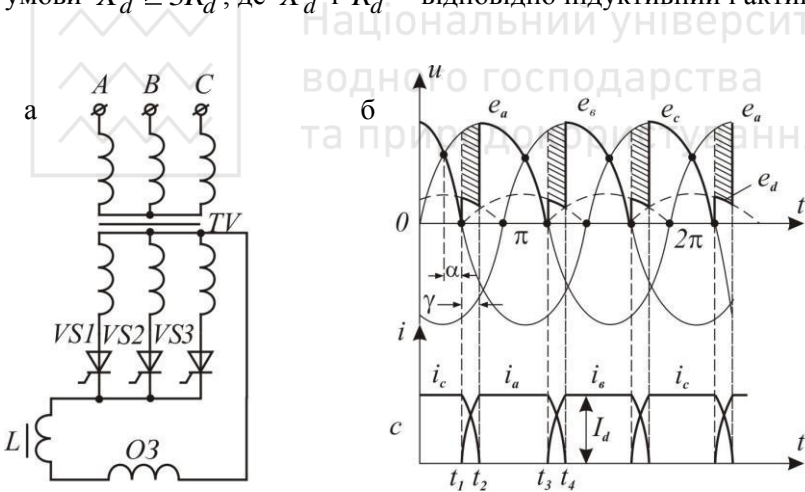


Рис.4.6. Трифазна нульова схема включення тиристорів (а) і часові діаграми випрямлених напруг і струмів (б)

ний опори кола постійного струму, випрямлений струм вважають неперервним і ідеально згладженим. Із-за індуктивності кола постійного струму перехід струму від одного тиристора до другого проходить не миттєво, а за певний проміжок часу.



На проміжку часу $0 - t_1$ відкритий тиристор $VS3$; в момент t_1 , що відповідає куту керування α , відкривається $VS1$, починається процес комутації струму. На відріжку $t_1 - t_2$ відкриті обидва тиристири. За протидії ЕРС самоіндукції, які виникають у фазних колах, струм i_c поступово спадає, а струм i_a зростає і їх сума залишається сталою і рівною випрямленому струму I_d . В кінці комутації (момент t_2) струм $i_c = 0$, а $i_a = I_d$. Проміжок часу $t_1 - t_2$ називається *кутом комутації* γ .

В період комутації випрямлена напруга $e_d = 1/2 e_c + \dot{a}_a$ і змінюється як показано на рис.4.6,б. У кінці комутації напруга стрибком досягає фазного значення (заштриховані ділянки на рис.4.6,б).

Середнє значення випрямленої напруги

$$U_d = E_{d0} \cos \alpha - I_d \left(\frac{X_T m}{2\pi} + R_T + R_v + R_p \right), \quad (4.1)$$

де $E_{d0} = \frac{m}{\pi} \sqrt{2} U \sin \frac{\pi}{m}$ – середнє значення випрямленої напруги при $\alpha = 0$; U – діюче значення фазної напруги; m – число фаз; X_T , R_T – приведені до вторинної обмотки індуктивний і активний опори трансформатора; R_v – опір відкритого тиристора; R_p – активний опір згладжуючої індуктивності.

На рис.4.6,б показані діаграми напруг і струмів, коли кут керування відповідає моменту проходження напругою через нуль $\alpha = \pi/3$. За більших кутів керування індуктивність в колі постійного струму призводить до того, що після проходження напруги через нуль відкритий раніше вентиль продовжує проводити струм за рахунок енергії, накопиченої в індуктивності.

Якщо індуктивність велика, то вентиль проводитиме струм доти, поки не буде поданий відкриваючий імпульс на наступний, і струм матиме неперервний характер. Коли енергії, накопиченої в індуктивності недостатньо, то вентиль, який проводить струм, закриється раніше, ніж відкриється наступний і як наслідок – струм стане *пере-*



ривчастим.

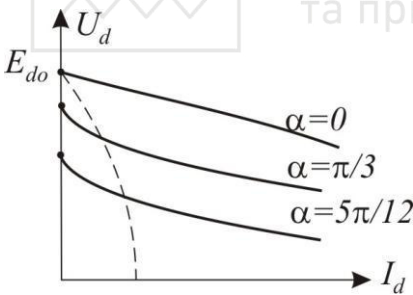
Режим роботи перетворювача, коли струм у вентилях спадає до нуля у момент відкриття наступного вентиля, називається *граничним*.

Мінімальна додаткова індуктивність, яка відповідає граничному режиму

$$L_{\dot{a}\dot{a}} = \frac{\dot{a}_\alpha E_{d0}}{i_\alpha \omega I_t} - L_{\dot{y}} + L_{\dot{\delta}} + L_p, \quad (4.2)$$

де $e_\alpha = E_\alpha / E_{d0}$ і i_α – питомі діючі значення першої гармоніки випрямленої напруги і струму; $\omega = 2\pi fm$ – кутова частота першої гармоніки; I_n – номінальний струм двигуна; L_α , $L_{\dot{\delta}}$ і L_p – відповідно індуктивності якоря двигуна, силового трансформатора і згладжувачого реактора. У формулі (4.2) слід приймати $i_\alpha = 0,02$, а e_α знаходити із залежності $e_\alpha = f \alpha$.

Режим переривчастих струмів для сталих L_d і α залежать від величини струму, бо накопичена електромагнітна енергія $W_{\dot{a}} =$



$= L_d i^2 / 2$. На рис.4.7 показано характеристики $U_d = f I_d$, побудовані за формулою (4.1). На них пунктиром відокремлена зона переривчастих струмів, яка розширюється при збільшенні кута керування α .

Рис.4.7. Зовнішні характеристики КВ

Розглянемо найбільше поширену напівпровідникову СІФК, яка побудована за *вертикальним принципом*. Цей принцип полягає у тому, що напруга керування U_k порівнюється зі змінною напругою (пилкоподібною, косинусоїдною чи трикутною) і коли ці напруги стають рівними, формується керуючий імпульс (рис. 4.8).

СІФК складається з пристрою синхронізації ПС, фільтра Φ , порогового елемента ПЕ, генератора пилкоподібною напруги ГПН, по-



рівняльного пристрою (компаратора) ПП, формувача імпульсів ФІ, підсилювача імпульсів ПІ, розподільника імпульсів РІ і ввідного пристрою ВП.

Пристрій синхронізації ПС представляє собою трансформатор, який здійснює синхронізацію напруги живлення тиристорів і напруги живлення СІФК, одночасно забезпечуючи гальванічне розділення системи керування і мережі. Напряга з ПС подається на фільтр Φ , який здійснює зсув напруги на 30° для трифазних перетворювачів і фільтрує високочастотні завади.

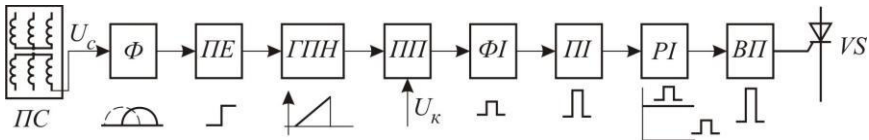


Рис.4.8. Функціональна схема СІФК з вертикальним керуванням

Пороговий елемент ПЕ перетворює синусоїдну напругу у прямокутну і періодично запускає генератор пилоподібної напруги ГПН. З виходу ГПН напруга надходить на порівняльний пристрій ПП, де порівнюється з напругою керування U_k . У момент рівності цих напруг ПП виробляє напругу, яка запускає формувач імпульсів ФІ. Останній виробляє керуючий імпульс, який після підсилення ПІ подається на розподільник імпульсів РІ.

Розподільник РІ послідовно подає керуючі імпульси на пари тиристорів відповідно до циклограми комутації, зображеної на рис.4.4. Ввідний пристрій ВП, у складі якого є імпульсний трансформатор, подає керуючі імпульси на тиристори і одночасно гальванічно розділяє кола керування.

Статичною характеристикою перетворювача, як ланки системи автоматичного керування, є залежність „вихід - вхід” $\dot{A}_d = f U_{\hat{e}}$. Якщо $U_k \ll U_{ГПН max}$, то характеристика має вид, наведений на рис.4.9,а. Зазвичай напруга керування U_k є стандартною: $+10 \dots -10V$ для реверсивних перетворювачів і $0 \dots +10V$ для нереверсивних.



Динамічні властивості тиристорного перетворювача визначає передавальна функція

$$W_n p = \frac{k_n}{T_n p + 1}, \quad (4.3)$$

де T_n – стала часу перетворювача, яку приймають рівною 0,01с ; k_n – передавальний коефіцієнт, який визначають з характеристики $E_d = f U_\kappa$ (рис.4.9,а).

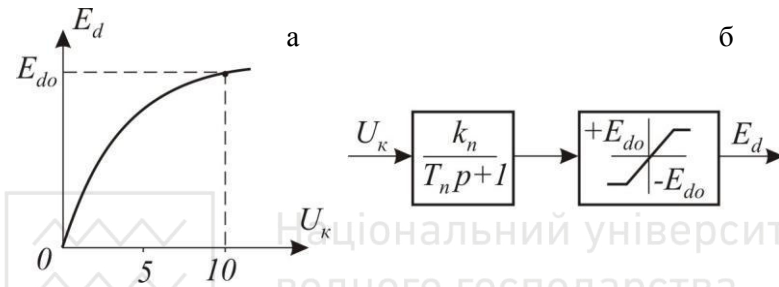


Рис.4.9. Статична характеристика ВК (а) і його математична модель (б)

Передавальна функція (4.3) не враховує нелінійності характеристики $E_d = f U_\kappa$ і обмеження випрямленої ЕРС величиною E_{do} . Оскільки нелінійність незначна, то в якості моделі ТП можна використати модель, наведену на рис.4.9,б.

Коефіцієнт корисної дії керованих перетворювачів визначається формулою

$$\eta = \frac{U_d I_d}{U_d I_d + \Delta P_\delta + \Delta P_v + \Delta P_{\text{аіа}}}, \quad (4.4)$$

де ΔP_δ , ΔP_v , $\Delta P_{\text{доод}}$ – втрати активної потужності відповідно в трансформаторі, вентилях і додаткові (в згладжуючих дроселях, від дії вищих гармонік тощо). ККД трансформаторів знаходиться в межах 0,95...0,98. Втрати в тиристорах визначає спад напруги в них, який складає 1-1,2В. З врахуванням втрат ККД перетворювачів знаходиться в межах 0,8...0,98. При цьому ККД більш високий мають потужні перетворювачі і багатофазні, зокрема, перетворювачі за



трифазною мостовою схемою.

Суттєвим недоліком КВ є те, що коефіцієнт потужності залежить від кутів керування й комутації:

$$\cos \varphi = \cos \alpha + \gamma/2 . \quad (4.5)$$

Залежність (4.5) показує, що зі збільшенням кута керування (зменшення U_d) збільшується реактивна потужність, яку споживає перетворювач. Для її зменшення слід застосовувати конденсаторні чи синхронні компенсатори, а також, за можливістю, перезбуджувати синхронні двигуни, що буде економити витрати електроенергії.

4.3. Імпульсні перетворювачі постійної напруги

Із багатьох різновидів імпульсних перетворювачів для живлення двигунів постійного струму з незалежним збудженням використовують, в основному, широтно-імпульсні перетворювачі, принцип дії яких полягає у періодичному підмиканні якорного до джерела і відмикання від нього (рис.4.10,а). Коли ключ K замкнений, то напруга U зумовлює наростання струму i в колі якоря $i = i_y$.

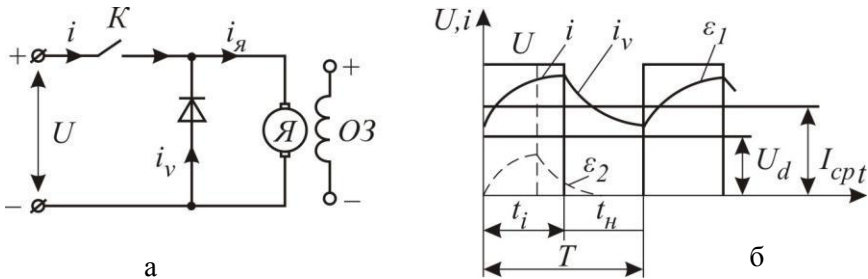


Рис.4.10. Схема імпульсного перетворювача (а) і часові діаграми (б)

Коли ключ K розімкнений, струм $i = 0$, але через діод буде протікати струм $i_v = i_y$ завдяки дії ЕРС самоіндукції $e_L = L \frac{di}{dt}$, де L – індуктивність якорного кола (обмотки якоря і обмоток додаткових



поліусів). При цьому процеси наростання і спадання струму описуються диференціальними рівняннями виду (3.21).

Середнє значення напруги

$$U_d = \frac{1}{T} \int_0^{t_i} U dt = \frac{t_i}{T} U = U \varepsilon, \quad (4.6)$$

де t_i – час імпульсу; $T = t_i + t_n = \text{const}$ – період комутації ключа; $\varepsilon = t_i/T$ – коефіцієнт регулювання (щільності); t_n – час паузи (рис.4.10,б). Зростання й спадання струму зумовлює відповідну зміну моменту двигуна і за умови $M_c = \text{const}$ кутова швидкість також буде змінюватись згідно рівняння (2.6). Середнє значення швидкості

$$\omega_{\text{ср}} = U \varepsilon - I_{\text{я}} R_{\text{я}} k_{\text{я}}. \quad (4.7)$$

З (4.7) слідує, що середню кутову швидкість можна регулювати в широких межах, змінюючи ε . При цьому жорсткість електромеханічних характеристик буде сталою за умови неперервного характеру струму якоря. Якщо у період паузи струм i_a знизиться до нуля, то у кривій струму виникнуть паузи, жорсткість характеристик різко зменшиться, бо це еквівалентно збільшення активного опору

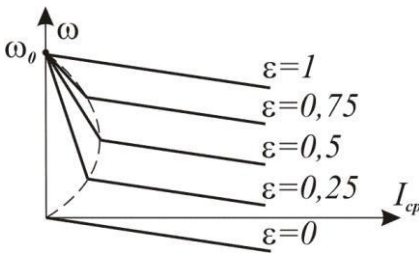


Рис.4.11. Електромеханічні характеристики

якорного кола. На рис.4.11 для ряду значень щільності ε пунктиром виділена зона переривчастих струмів. У цій зоні накопиченої за час імпульсу електромагнітної енергії недостатньо, щоби підтримувати струм на час паузи. Тому основним засобом зменшення зони переривчастих струмів є збільшення частоти комутації ключа K . Зазвичай, час-

тота комутації $f_{\text{к}} = 1/T$ не перевищує 1000 Гц і вона повинна бути тим більшою, чим менша електромагнітна стала часу якорного кола $\dot{O}_y = L/R_{\text{я}}$.



В якості ключа використовують повністю керовані вентиля, дво-операційні тиристори, транзистори, IGBT транзистори тощо.

Для збільшення жорсткості електромеханічних характеристик (розширення діапазону регулювання) використовують замкнену систему з широтно-імпульсним регулюванням, яка полягає в тому, що тривалість (ширина) імпульсу залежить від напруги керування, яка пропорційна відхиленню середньої швидкості від заданого значення.

В системах автоматичного керування імпульсний перетворювач представляють дискретною ланкою з запізненням, рівним періоду дискретності. Проте коли частота f_k перевищує 1000Гц , то такий перетворювач можна вважати безінерційною ланкою з коефіцієнтом передачі, рівним відношенню приросту вихідної напруги до приросту сигналу керування. У тому випадку, коли $f_k < 100\text{Гц}$, перетворювач слід вважати аперіодичною ланкою зі сталою часу, рівною часу дискретності T .

Крім однополярних, використовують і двополярні імпульсні перетворювачі, зібрані за мостовою схемою з роздільним керуванням.

Перевагами імпульсних перетворювачів з широтно-імпульсним керуванням є високий ККД, нечутливість до коливань температури, малі габарити та висока швидкодія. Недолік – створення радіозавод, пов'язаних з процесом комутації.

Вказані переваги зумовили широке застосування імпульсних перетворювачів в електроприводах металообробних верстатів, в бортових автономних системах, на транспорті та в інших галузях.

Контрольні запитання і задачі

1. Яка із трифазних схем має найбільший коефіцієнт випрямлення?
2. Яка із схем керованих випрямлячів має найменший коефіцієнт пульсації?
3. Яка із схем керованих випрямлячів має найбільший коефіцієнт використання вентилів за струмом?
4. Яка із схем керованих випрямлячів має найбільший коефіцієнт використання вентилів за напругою?



5. Що визначає кут комутації?

6. Чим зумовлено виникнення зони переривчастих струмів при великих кутах керування?

7. Якою ланкою представляють передавальну функцію випрямляча з імпульсно-фазовою системою керування?

8. Яка роль ЕРС самоіндукції якорного кола при широтно-імпульсному керуванні швидкістю двигуна постійного струму незалежного збудження?

9. При якій частоті комутації імпульсний перетворювач напруги можна вважати безінерційною ланкою?

10. *Визначити середнє значення напруги широтно-імпульсного перетворювача, якщо тривалість імпульсу $t_i = 0,05T$, період $T = 0,1\pi$ і напруга живлення $U = 110V$.*





РЕГУЛЮВАННЯ КУТОВОЇ ШВИДКОСТІ ДВИГУНІВ ЗМІННОГО СТРУМУ

5.1. Механічні характеристики асинхронних двигунів

Асинхронні двигуни дуже широко використовуються у промисловості завдяки таким перевагам як простота конструкції, надійність в експлуатації, дешевизна, менша вага у порівнянні з двигунами постійного струму. У діапазоні потужностей до 100кВт їх виробляють у 40-50 разів більше, ніж двигунів постійного струму.

Успіхи в галузі силових напівпровідникових приладів призвели до того, що частка регульованих асинхронних приводів постійно зростає. Так, уже у 2002 році в Європі продаж асинхронних регульованих приводів склав 68%, приводів постійного струму – 15% і механічних та гідравлічних приводів – 17%. Широке використання регульованого електропривода зумовлене тим, що електропривод виконує не тільки функцію перетворення електричної енергії у механічну, але і є засобом керування технологічним процесом, оскільки задачі реалізації необхідної якості протікання технологічних процесів у багатьох випадках покладаються на системи керування регульованими електроприводами у поєднанні з засобами технологічної автоматики.

Способи регулювання швидкості асинхронних двигунів, як і двигунів постійного струму, визначають за рівнянням механічної характеристики. Її отримують на підставі спрощеної схеми заміщення (рис.5.1).

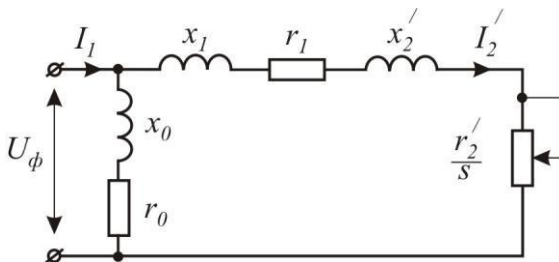


Рис.5.1. Спрощена схема заміщення асинхронного двигуна



На схемі: U_ϕ – фазна напруга мережі; I_1 – фазний струм статора; I_2' – приведений струм ротора; r_1 і x_1 – активний і реактивний опори обмотки статора; r_2' і x_2' – приведені активний і реактивний опори обмотки ротора; r_0 і x_0 – активний і реактивний опори контуру намагнічування; $s = \omega_0 - \omega / \omega_0$ – ковзання; $\omega_0 = 2\pi f / p$ – швидкість обертання магнітного кола статора; p – число пар полюсів; f – частота напруги мережі живлення.

Момент асинхронного двигуна визначають з виразу втрат потужності: втрати електромагнітної потужності дорівнюють електричним втратам в колі ротора, тобто $M \omega_0 s = 3I_2'^2 r_2'$. Звідси

$$M = \frac{3I_2'^2 r_2' p}{\omega_0 s} = \frac{3I_2'^2 r_2' p}{2\pi f s}. \quad (5.1)$$

Приведений струм згідно схеми заміщення

$$I_2' = \frac{U_\delta}{\sqrt{r_1 + r_2' / s^2 + x_1 + x_2'^2}}. \quad (5.2)$$

Підставивши значення I_2' у /5.1/, одержимо

$$M = \frac{3U_\delta^2 r_2' p}{2\pi f s \left[r_1 + r_2' / s^2 + x_1 + x_2'^2 \right]}. \quad (5.3)$$

З (5.3) витікає, що регулювати швидкість асинхронних двигунів можна зміною:

- напруги живлення U_δ ;
- числа пар полюсів p ;
- частоти напруги живлення f ;
- додатковим опором в колі обмотки ротора двигуна з фазним ротором.

Аналіз залежності (5.3) показує, що вона має два максимуми:



один – в режимі двигуна, другий – у генераторному режимі.

Прирівнявши $dM / ds = 0$, визначають параметри максимумів, які називають критичними: *критичне ковзання* s_k і *критичні моменти* $\dot{I}_{\dot{e}.\dot{a}}$ і $M_{к.з}$. За цих параметрів (5.3) зводиться до такого виду:

$$\dot{I} = \frac{2\dot{I}_{\dot{e}} \cdot 1 + \dot{a}s_{\dot{e}}}{\frac{s}{s_{\dot{e}}} + \frac{s_{\dot{e}}}{s} + 2as_{\dot{e}}}, \quad (5.4)$$

де $\dot{a} = \frac{r_1}{r_2'}$; $M_{\dot{e}} = \frac{3U_{\dot{e}}^2 \cdot \delta}{2\pi f \left[r_1 \pm \sqrt{r_1^2 + x_1 + x_2'^2} \right]}$. У цьому рівнянні

знак „+” відноситься до рушійного режиму роботи двигуна, знак „-” – до генераторного режиму роботи паралельно з мережею, з якої він споживає струм, що створює основний магнітний потік.

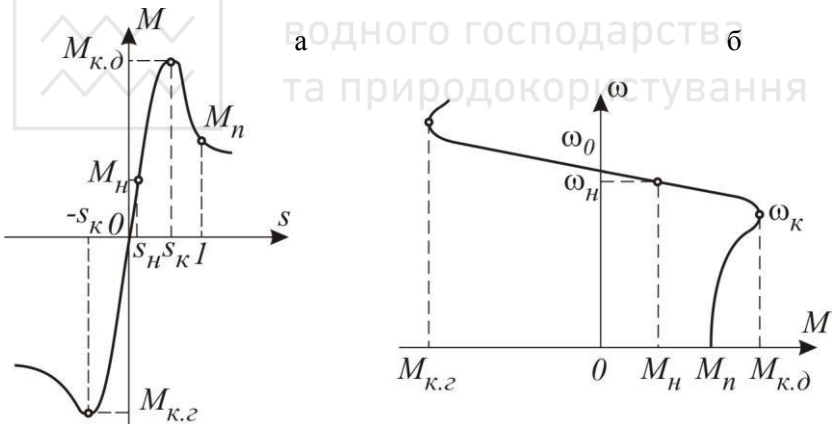


Рис.5.2. Механічні характеристики асинхронного двигуна

Залежність $M = f s$, побудована за рівнянням (5.4), має два максимуми (рис.5.2,а). Характеристика $\omega = f M$ (рис.5.2,б) перерахована за характеристикою $M = f s$ з врахуванням, що $\omega = 1 - s \omega_0$.



Характерні точки механічних характеристик:

- $s = 0$; $M = 0$, швидкість двигуна дорівнює синхронній швидкості ω_0 (швидкості обертання магнітного поля статора);
- $s = s_H$; $M = M_H$, що відповідає номінальній швидкості ω_H і номінальному моменту M_H ;
- $s = s_K$; $M = M_{K.д}$ і $M = M_{K.г}$ – максимальні моменти у рушійному та генераторному режимах і критична швидкість ω_K ;
- $s = 1$; $M = M_n$ – пусковий момент.

У випадку $s > 1$ двигун працює в режимі гальмування противми-
канням.

Якщо в (5.4) знехтувати активним опором обмотки статора $r_1 = 0$, то отримаємо рівняння механічної характеристики у виді

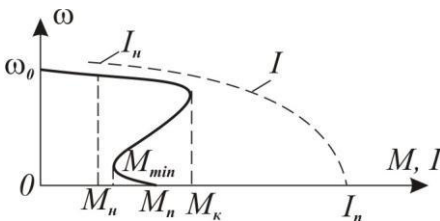
$$M = \frac{2M_{\hat{e}}}{\frac{s}{s_{\hat{e}}} + \frac{s_{\hat{e}}}{s}}, \quad (5.5)$$

яке справедливе для значень $s < s_K$. За $s > s_K$ виникає велика по-
хибка і користуватись (5.5) для побудови характеристики $\omega =$
 $= f M$ не можна. Але підстановкою в (5.5) $M_K / M_H = \lambda$ отри-
маємо просту залежність для визначення критичного ковзання:

$$s_{\hat{e}} = s_f \lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1}. \quad (5.6)$$

Цією залежністю користуються у практичних розрахунках.

Механічні характеристики, наведені на рис.5.2, характерні для
асинхронних двигунів, ротори яких мають круглі пази. Їх недолік –



малий пусковий момент. Для
збільшення пускового момен-
ту пази роблять вузькими і
високими, а також подвійно-

Рис.5.3. Механічна характеристика асинхронного двигуна з підвищен-
ням пусковим моментом



круглими.

Наближена механічна характеристика таких двигунів наведена на рис.5.3. Там же пунктиром показана залежність $\omega = f I$.

Їх особливістю є збільшений пусковий момент, менший пусковий струм, але при великому ковзанні виникає провал у механічній характеристиці $M_{min} < M_n$ із-за явища витіснення струму на поверхню товстого провідника, який знаходиться у сильному магнітному полі. Це еквівалентно збільшенню його активного опору.

Двигуни зі спеціальними пазами мають такі співвідношення: $M_{\hat{e}} / \hat{I}_i = 1,8...2,5$; $M_n / \hat{I}_i = 1...2$; $M_n / \hat{I}_{min} = 1,1...1,8$; $I_n / I_i = 2,5...7$. При цьому більшу кратність пускового струму мають більш потужні двигуни.

5.2. Регулювання швидкості асинхронних двигунів

Регулювання швидкості зміною напруги живлення обмотки статора досягається за допомогою тиристорного регулятора напруги з фазо-імпульсним керуванням семісторів. Змінюючи кут керування семісторів, можна плавно регулювати діюче значення напруги. За такого керування критичний момент зменшується пропорційно квадрату пониження напруги:

$$\hat{I}_{\hat{e},\dot{a}} = \hat{I}_{\hat{e}} U_p / U_i^2. \quad (5.7)$$

Критичне ковзання не залежить від напруги (формула 5.6) і залишається сталим. На рис.5.4. зображені характеристики для різних значень діючої напруги. З цього рисунка слідує, що діапазон регулювання незначний. Зі зниженням швидкості збільшуються втрати в обмотці ротора $\Delta P_p = M \omega_0 s$. Тому регулювання швидкості зміною напруги є неекономічним і його можна використовувати лише в короткочасному режимі роботи дви-

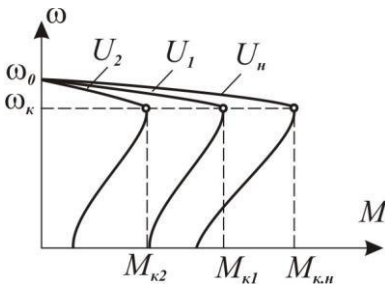


Рис.5.4. Механічні характеристики для різних напруг ($U_n > U_1 > U_2$)



Регулювання швидкості асинхронних двигунів зміною числа пар полюсів слідує із залежності

$$\omega = \omega_0 (1-s) = 2\pi f (1-s) / p. \quad (5.8)$$

Оскільки число пар полюсів може бути тільки цілим числом, то регулювання буде ступінчастим, зазвичай, у відношенні 2 : 1. Таке регулювання можливе лише двигунів з короткозамкненим ротором, де переключення числа полюсів обмотки статора призводить до автоматичної зміни числа полюсів обмотки ротора. Цього не відбувається у двигуні з фазним ротором. Тому регулювати їх швидкість таким способом не можна.

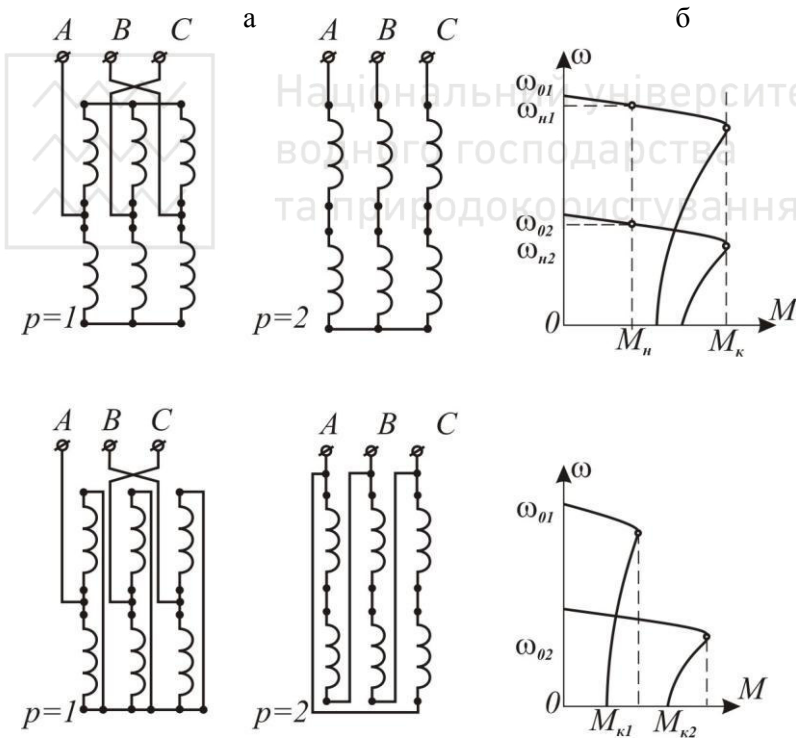


Рис.5.5. Схеми переключення обмоток статора (а) і механічні характеристики (б)



Для здійснення переключення фазні обмотки розділяють на дві напівобмотки (рис.5.5,а). Їх з'єднують так, щоб збільшити число p вдвоє і при цьому не змінився напрям обертання двигуна.

В залежності до потреб виробничих механізмів переключення виконують аби момент двигуна був сталим $M = const$, аби сталою була потужність $P = const$.

Якщо потрібно мати чотири швидкості, то у статорі розміщують дві обмотки, кожна з яких ділять на напівобмотки. У цьому випадку діапазон регулювання може складати 6 : 1 (3000 : 500 об/хв.). Регулювання переключенням числа пар полюсів є економічним і широко використовується там, де потрібне ступінчасте регулювання (металообробні верстати, вентилятори, помпи та інші виробничі механізми). Недолік – велика кількість силової комутуючої апаратури.

Регулювання швидкості зміною частоти напруги живлення слідує з формули (5.8). Але одночасно із зміною частоти необхідно змінювати й напругу, бо напруга $U_1 \approx E_1 = k\hat{O}f$. Отже, зміна частоти за умови $U_1 = const$ призведе до відповідної зміни магнітного потоку. Так, за зменшення f зростає потік Φ , насичується сталь статора і як наслідок – різко зростає струм і двигун перегрівається. Коли f збільшувати проти частоти живлення, то потік зменшується, що призводить до зменшення допустимого моменту. Тому з метою повного використання асинхронного двигуна необхідно підтримувати певне співвідношення між частотою і напругою з врахуванням залежності моменту опору виробничого механізму від швидкості.

Наближено це співвідношення знаходять, знехтувавши активним опором обмотки статора $r_1 = 0$. Тоді критичний момент $M_{\epsilon} =$

$$= \frac{3U^2 \delta}{2if \left[r_1 \pm \sqrt{r_1^2 + x_1 + x_2'} \right]^2} \text{ буде визначатись за формулою}$$

$$M_{\epsilon} = \frac{3pU^2}{2\pi f x_1 + x_2'} = \frac{3pU^2}{2\pi f \omega L_{\epsilon}} = \tilde{N} \frac{U^2}{f^2}, \quad (5.9)$$



де $x_1 + x_2 = x_{\hat{e}} = \omega L_{\hat{e}} = 2\pi f L_{\hat{e}}$ – індуктивний опір короткого замикання; $\tilde{N} = \frac{3\delta}{4\pi^2 L_{\hat{e}}}$ – стала величина.

Двигун за моментом буде використовуватись повністю, якщо для будь-якої частоти f_i

$$\lambda f_i = \frac{M_{\hat{e}}}{\dot{I}_i \omega_3} = \frac{M_{\hat{e}}}{\dot{I}_{\tilde{n}} \omega_3} = \tilde{N} \frac{U_i^2}{M_c \omega_i f_i^2} \quad (5.10)$$

буде величиною сталою.

В (5.10) $M_c \omega$ – механічна характеристика виробничого механізму; U_i – фазна напруга, яка відповідає частоті f_i .

З (5.10) слідує, що для будь-яких двох значень частот f_i і f_n за частотного регулювання повинно зберігатися співвідношення:

$$\frac{U_i^2}{f_i^2 M_c \omega_i} = \frac{U_n^2}{f_n^2 M_n \omega_n} \quad (5.11)$$

Прийнявши один із режимів за номінальний $U_n = U_H$, $f_n = f_H$ і $M_n = M_H$, матимемо

$$\frac{U_i}{U_i} = \frac{f_i}{f_i} \sqrt{\frac{\dot{I}_{\tilde{n}} \omega_3}{\dot{I}_i}} \quad (5.12)$$

Рівняння (5.12) встановлює співвідношення між частотою, напругою живлення і характером навантаження. Для основних видів навантаження залежність (5.12) матиме такий вид:

➤ для $M_c = const$. Підставивши в (5.12) $M_c = M_H$, одержимо

$$\frac{U_i}{f_i} = \frac{U_H}{f_H} = const; \quad (5.13)$$

➤ для $P_c = M_c \omega_c = const$ маємо $\frac{U_i}{U_H} = \frac{f_i}{f_H} \sqrt{\frac{P_c}{\omega_c} \cdot \frac{\omega_H}{P_H}} =$



$$= \frac{f_i}{f_i} \sqrt{\frac{f_i}{f_i}} = \sqrt{\frac{f_i}{f_i}} \text{ за умови } P_c = P_n. \text{ Звідки}$$

$$\frac{U_i}{\sqrt{f_i}} = \frac{U_n}{\sqrt{f_n}} = const; \quad (5.14)$$

➤ для вентиляторної характеристики за умови $M_0 = 0$ мати-

memo $\frac{U_i}{U_i} = \frac{f_i}{f_i} \sqrt{\frac{\dot{I}_i \hat{\omega}_i}{\dot{I}_i \hat{\omega}_i} \left(\frac{\omega_i}{\omega_i} \right)^2} = \frac{f_i}{f_i} \sqrt{\frac{f_i^2}{f_i^2}} = \frac{f_i^2}{f_i^2}$. Звідки закон регу-

лювання напруги і частоти

$$\frac{U_i}{f_i^2} = \frac{U_i}{f_i^2} = const. \quad (5.15)$$

Згідно до законів регулювання (5.13), (5.14) і (5.15) на рис.5.6 наведено механічні характеристики для частот більших і менших від номінальної.

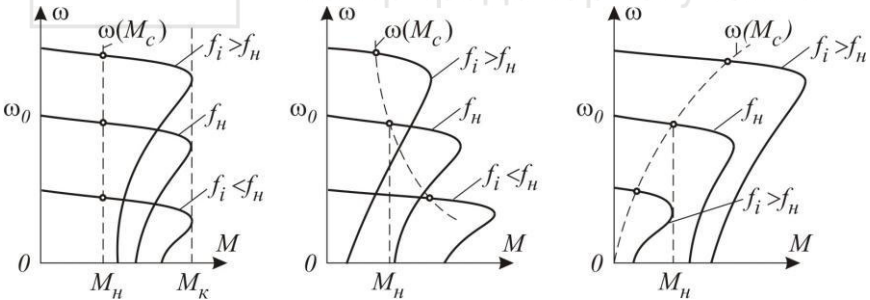


Рис.5.6. Механічні характеристики при різних законах частотного керування

5.3. Перетворювачі частоти

В сучасних електроприводах з частотним регулюванням швидкості використовуються різні перетворювачі частоти (ПЧ). За принципом дії й будовою силової частини ПЧ поділяються на дві групи: з безпосереднім зв'язком навантаження з мережею живлення та ПЧ



Перетворювач з безпосереднім зв'язком перетворює напругу $f = 50\text{Åö}$ у напругу частотою f_i . При цьому $f_s \leq 3f/4$. Силова частина ПЧ подібна до силового кола двокомплектного реверсивного тиристорного перетворювача постійного струму (рис.4.6). Змінний струм нижчої частоти створюється почерговим відкриттям тиристорних груп з частотою f_i . Форма вихідної напруги на рис.5.7 відповідає частоті $37,5\text{Åö}$.

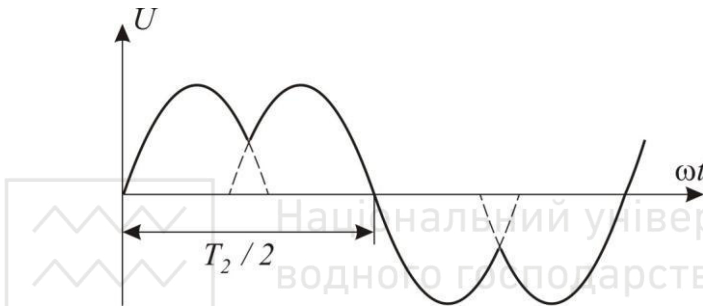


Рис.5.7. Форма вихідної напруги перетворювача частоти з безпосереднім зв'язком

Перевагами даного перетворювача є одноразове перетворення електричної енергії і, як наслідок – високий ККД (0,97...0,98), можливість регулювати вихідну напругу і рекуперативний режим роботи. Недоліки: регулювання частоти вниз від частоти мережі, велике число тиристорів (по шість на кожен фазу) і низький коефіцієнт потужності (менше 0,8).

Використовують перетворювач із безпосереднім зв'язком тоді, коли є потреба регулювати плавно швидкість безредукторного привода, для якого номінальна швидкість складає 12-15 Гц (кульові млини тощо).

Перетворювачі частоти з ланкою постійного струму поєднують керований випрямляч змінної напруги у постійну КВ та автономний інвертор АІ, що перетворює постійну напругу у трифазну регульовану частоту напругу (рис.5.8). Між випрямлячем та інвертором вмикається LC-фільтр.

В якості КВ може бути будь-який перетворювач змінного струму



у постійний, але, зазвичай, використовують трифазний мостовий

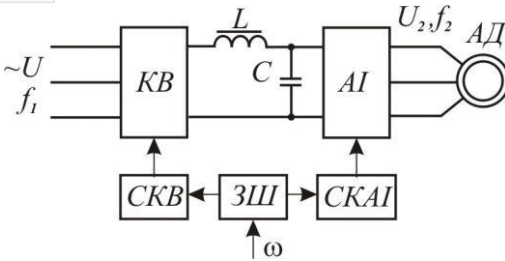


Рис.5.8. Структурна схема перетворювача частоти з ланкою постійного струму

перетворювач як найбільше економічний.

Система керування випрямлячем СКВ аналогічна системі СІФК перетворювачами постійного струму. Призначення системи керування автономним інвертором СКАІ зовсім інше: вона забезпечує необхідний алгоритм

вмикання транзисторних ключів (IGBT-транзисторів) інвертора та тривалість їх роботи, що дає змогу регулювати частоту.

Перевагою перетворювачів частоти з ланкою постійного струму є регулювання частоти як вгору, так і вниз від частоти мережі та регулювання напруги з врахуванням характеру навантаження. Недолік – подвійне перетворення електричної енергії, що знижує ККД. В перетворювачах частоти для живлення двигунів змінного струму можуть використовуватись як автономні інвертори напруги (АІН), так і автономні інвертори струму (АІС). В АІН система регулювання забезпечує в результаті широтно-імпульсної модуляції на виході інвертора фазні напруги, близькі до синусоїдних, а в АІС – фазні струми в обмотках двигуна, близькі до синусоїдних. На рис.5.9 зображена схема, яка ілюструє перетворення постійної напруги у ступінчасту трифазну. В табл.2 наведені значення напруг і алгоритми

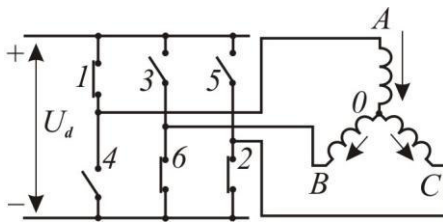


Рис.5.9. Схема перетворювача частоти з ланкою постійного струму

перемикання транзисторних ключів (замкнений стан ключа відповідає 1, розімкнений – 0). Там же стрілками показані спади напруг у початковий момент: на фазу А припадає $2/3U_d$, а на фази В і С – по $1/3U_d$, бо у цих фазах струми у два рази менші. Знаки напруг визначають напрями струмів: до точки 0 додатні, від точки 0 від'ємні. Стан ключів на рис.5.9 від-



повідає напрузі у початковий момент – замкнені ключі 1, 2, 6 (код 100011).

Згідно з кодами табл.2 на рис.5.10 показані діаграми фазних напруг, максимальні значення яких зсунуті на 120 електричних градусів.

Таблиця 2

U_ϕ	U_0/U_d	U_{60}/U_d	U_{120}/U_d	U_{180}/U_d	U_{240}/U_d	U_{300}/U_d	U_{360}/U_d
Коди							
А	+2/3	+1/3	-1/3	-2/3	-1/3	+1/3	+2/3
В	-1/3	+1/3	+2/3	+1/3	-1/3	-2/3	-1/3
С	-1/3	-2/3	-1/3	+1/3	+2/3	+1/3	-1/3
135462	100011	110001	010101	011100	001110	101010	100011

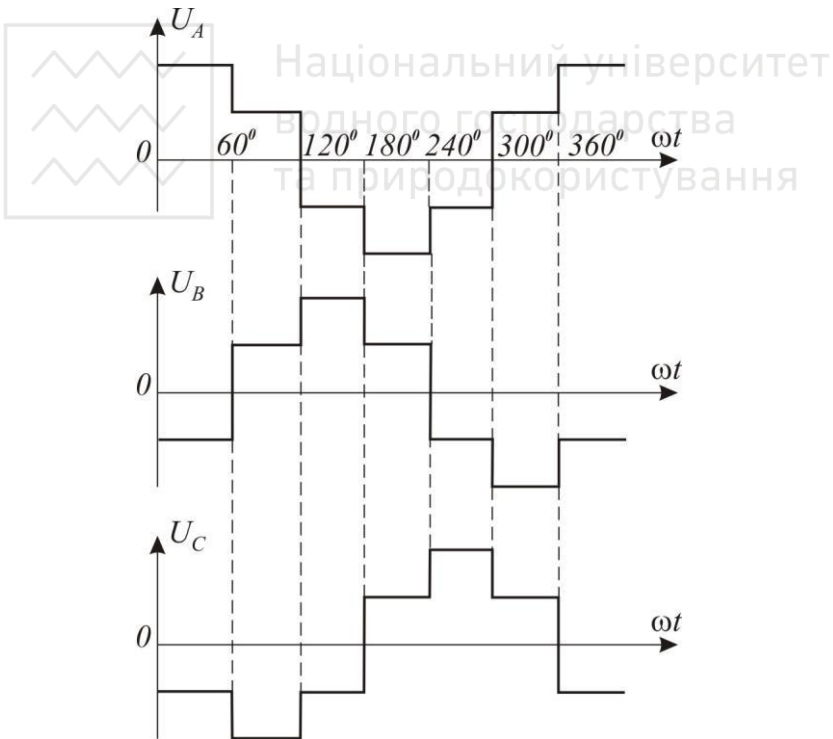


Рис.5.10. Діаграми фазних напруг на виході перетворювача частоти



Маючи на виході інвертора ступінчасту форму напруги, потрібно сформувати синусоїдну форму струму в обмотці статора. Це досягається тим, що мікропроцесор пофазно задає розрахункову форму струму, яка порівнюється з дійсним струмом, і їх різниця керує роботою широтно-імпульсного регулятора струму, що створює умовний „коридор”, в межах якого може змінюватись струм.

На рис.5.11 зображено розрахункову синусоїдну форму струму i_B^* у фазі B , „коридор” і криву дійсного струму i_B . В момент $\omega t = 60^\circ$ $U_A = 1/3U_d$ і струм починає наростати майже за експоненціальним законом. Коли він досягає точки a_1 , яка знаходиться на верхній границі „коридора”, різниця $i_B^* - i_B = \Delta i_e$ формує сигнал на вимкнення ключа 2. Напруга стане рівною нулю і струм із-за протидії ЕРС самоіндукції почне спадати. Коли струм спаде до нижньої границі „коридора” (точка a_2), тоді $i_B^* - i_B = -\Delta i_e$ і формується сигнал на включення ключа 2.

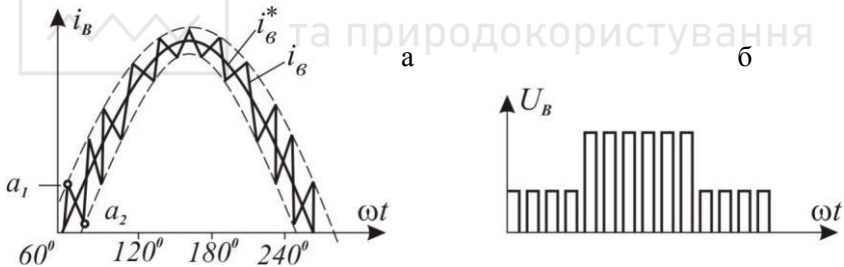


Рис.5.11. Діаграми струму (а) і напруги (б) перетворювача частоти з широтно-імпульсним керуванням

Так, шляхом включення – виключення ключа 2 буде формуватись крива струму на ділянці $60^\circ-120^\circ$. На ділянці $120^\circ-180^\circ$ комутуватися вже буде ключ 3.

За такого процесу формування струму ширина імпульсів буде різною, тобто буде відбуватися широтно-імпульсне керування роботою ключів. Зазвичай, частота комутації знаходиться в межах 5...10кГц і вона буде тим більшою, чим менша стала часу обмоток



5.4. Регулювання швидкості синхронних двигунів

На відміну від асинхронних кутова швидкість синхронних двигунів не залежить від навантаження і визначається лише швидкістю обертання магнітного поля, створеного обмоткою статора $\omega_0 = 2\pi f / \delta$. За будовою статори синхронного і асинхронного двигунів однакові. Ротори їх різняться. Ротори синхронних двигунів виготовляють з явними полюсами $p = 3 \dots 12$ і з неявними $p = 1 \dots 2$. На роторі розташовують обмотку збудження, яку через кільця живлять постійним струмом (рис.5.12,а).

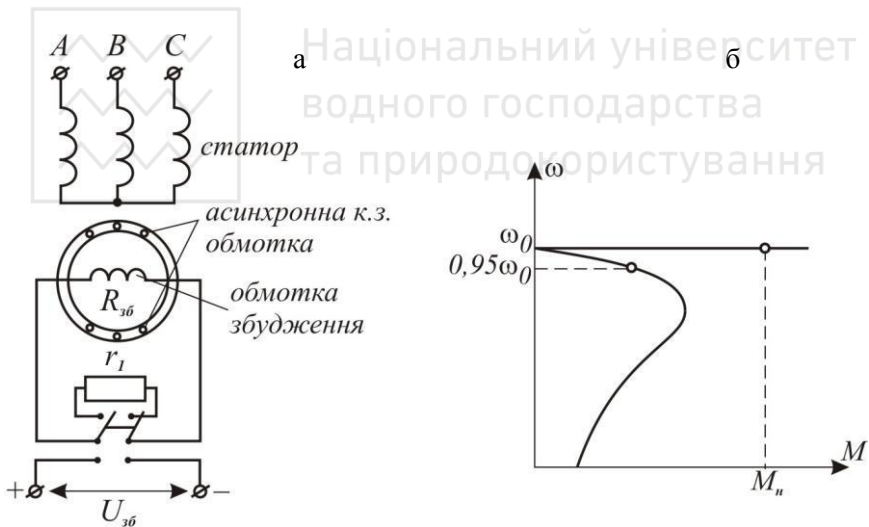


Рис.5.12. Принципова схема синхронного двигуна (а), механічна і пускова характеристики (б)

Здійснити пуск синхронного двигуна вмиканням обмотки статора в мережу неможливо, бо сталий електромагнітний момент виникає лише тоді, коли магнітний потік статора і магнітний потік рото-



ра (нерухомий відносно ротора) будуть рухатись з однаковими швидкостями (синхронно). Тому необхідно попередньо розігнати ротор до швидкості $\omega = 0,95\omega_0$ і тоді подати напругу на обмотку збудження. За рахунок інерції ротора і дії змінного електромагнітного моменту ротор досягне синхронної швидкості і в подальшому він буде рухатись зі швидкістю ω_0 , оскільки поле статора і поле ротора будуть рухатись синхронно.

Під час розгону магнітний потік статора, рухаючись зі швидкістю ω_0 , буде наводити в обмотці ротора велику ЕРС, яка може пошкодити ізоляцію і бути небезпечною для обслуговуючого персоналу. Тому на час розгону її замикають на опір r_1 , який повинен бути більшим за опір обмотки збудження не менше, ніж у десять разів.

Щоби розігнати двигун, у пази ротора з неявновираженими полюсами чи у полюсні наконечними укладають стержні, замкнені накоротко з торців як у роторі асинхронного двигуна. Це забезпечує асинхронний пуск синхронного двигуна (рис.5.4,б).

Оскільки короткозамкнена обмотка малої потужності, то момент, що створюється, значно менший від номінального моменту. Тому пуск синхронних двигунів проводять без навантаження.

Швидкість синхронного двигуна не залежить від навантаження. Щоби вивчити, які процеси виникають у двигуні зі зміною моменту сил опору, розглянемо векторну діаграму. Згідно другого закону Кірхгофа рівняння рівноваги напруг матиме вигляд:

$$\dot{U} = \dot{E} + Ir + jIx, \tag{5.16}$$

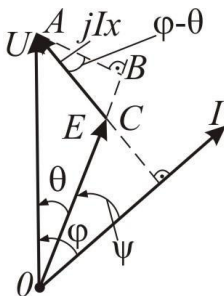
де E – ЕРС, наведена полем ротора в фазній обмотці статора; r , x – відповідно активний і індуктивний опори фази статора.

Зазвичай опір r значно менший, ніж x , тому при якісному аналізі явищ в двигуні його можна не враховувати. Тоді (5.16) матиме вигляд:

$$\dot{U} = \dot{E} + jIx. \tag{5.17}$$

Відповідно до (5.17) на рис.5.13. зображена

Рис.5.13. Спрощена векторна діаграма синхронного двигуна





векторна діаграма при сталому навантаженні і сталому струмі збудження. За умови $r = 0$ електромагнітна потужність $P_{\dot{a}} = \dot{I} \omega_0$ дорівнювати потужності, яку споживає двигун:

$$\dot{I} \omega_0 = 3UI \cos \varphi. \quad (5.18)$$

З векторної діаграми слідує, що $U \cos \varphi = E \cos \varphi - \theta$. З трикутника ABC $\cos \varphi - \theta = AB / AC = U \sin \theta / Ix$. Підставивши ці залежності в (5.18), одержимо

$$M = \frac{3IUE}{\omega_0 x I} \sin \theta = \frac{3}{\omega_0} I_{\dot{e}, \zeta} \dot{A} \sin \theta = M_{max} \sin \theta, \quad (5.19)$$

де $I_{\kappa, 3} = U/x$ – струм короткого замикання.

З (5.19) слідує, що при $I_{3\delta} = const$ момент синхронного двигуна залежить тільки від кута зсуву фаз між напругою і ЕРС, тобто від просторового кута між осями результуючого магнітного поля статора і магнітного поля ротора. Зі збільшенням моменту навантаження збільшується кут θ і при $\theta = \pi/2$ досягає максимального значення $M_{max} = 3E_0 I_{\dot{e}, \zeta} / \omega_0$ (рис.5.14).

Залежність $M = f \theta$ називається *кутовою характеристикою*.

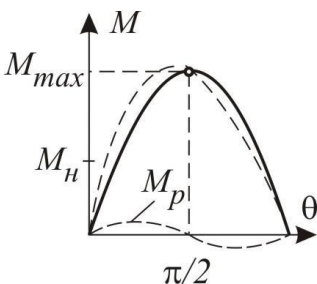


Рис.5.14. Кутлова характеристика синхронного двигуна

Якщо момент навантаження стає більшим $\dot{I}_{max} \theta > \pi/2$, то двигун виходить з синхронізму і зупиняється. Номінальному моменту двигуна відповідає $\theta_i = 25...30^\circ$. Відношення $\dot{I}_{max} / M_i = 2...2,5$ визначає *перевантажувальну здатність* двигуна.

Залежність (5.19) справедлива для синхронних двигунів з неявними полюсами. У випадку явнополюсної машини виникає ще реактивний момент $\dot{I}_\delta = \dot{I}_{\delta, max} \sin 2\theta$, показаний на рис.5.14 пунктирною лінією. Це дещо змінює синусоїдну залежність

Особливістю синхронного двигуна є те, що струм збудження можна регулювати. До чого призведе зміна струму збудження можна вивести на підставі векторної діаграми (рис.5.15,а).

При сталому моменті навантаження $M_c = const$ споживана потужність також буде сталою:

$$P = 3UI \cos \varphi = const . \quad (5.20)$$

Оскільки $U = const$, то і $I \cos \varphi = const$. Це показує, що зі змінною струму збудження I_z , будуть змінюватись I і $\cos \varphi$, але добуток $I \cos \varphi$ буде сталим.

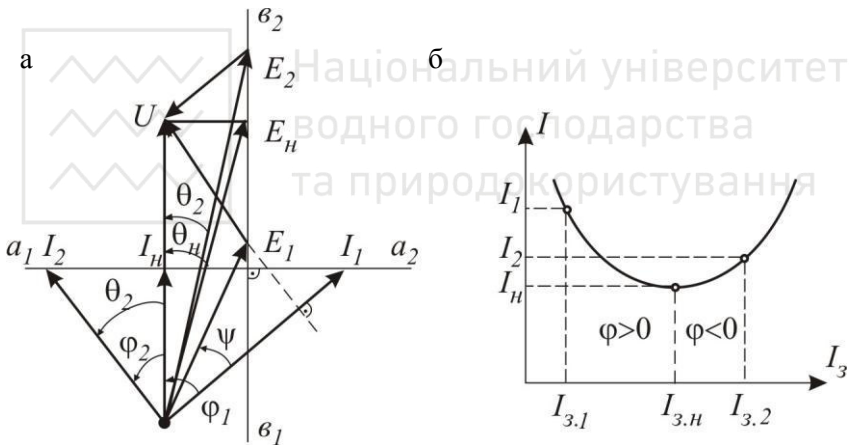


Рис.5.15. Векторні діаграми для різних струмів збудження (а) та залежність струму статора від струму збудження (в)

На рис.5.15,а побудовано векторні діаграми для трьох значень струму збудження: $I_{z.1}$, $I_{z.n}$ і $I_{z.2}$, із яких видно, що $I_1 \cos \varphi_1$ є проекцією вектора струму I_1 на вертикальну вісь, по якій відкладено вектор напруги U . Оскільки $I \cos \varphi = const$, то зі збільшен-



ням струму збудження кінець вектора струму буде переміщуватись по лінії $a_1 - a_2$. При номінальному струмі збудження кут зсуву $\varphi = 0$, струм статора буде мінімальним і мінімальною буде споживача потужність, рівна $P_i = 3UI$ (рис.5.15,б).

Збільшивши іще струм збудження, кут φ стане від'ємним і двигун, працюючи в режимі двигуна, буде виробляти реактивну потужність і віддавати її в мережу живлення. Це підтверджує положення вектора \dot{A} , який при збільшенні I_3 буде переміщуватись вгору по прямій $\hat{a}_1 - \hat{a}_2$, бо згідно (5.19) $E \sin \theta = const$, а це і є проекція вектора ЕРС на горизонтальну вісь.

Отже, змінюючи струм збудження синхронного двигуна, можна змінювати величину і фазу струмів фаз статора, що дозволяє працювати двигуну як з $\cos \varphi = 1$, так і зі струмами, які випереджають напругу, тобто споживати з мережі живлення активну потужність і віддавати в мережу реактивну потужність для потреб інших споживачів, наприклад, асинхронних двигунів.

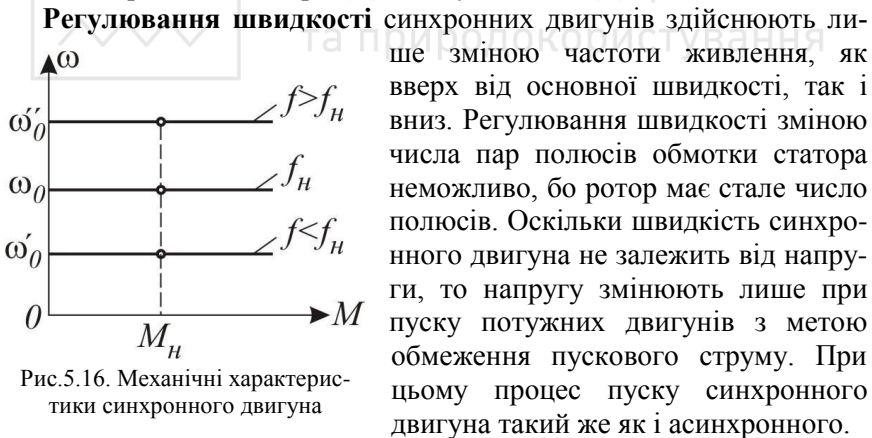


Рис.5.16. Механічні характеристики синхронного двигуна

Процеси, які протікають в синхронному двигуні при зміні частоти за умови $I_3 = const$, аналогічні відповідним процесам в асинхронному двигуні з короткозамкненим ротором. Тому при регулюванні швидкості співвідношення між частотою і напругою будуть такими ж. Регулювання швидкості частотою є двозонним; механічні характеристики абсолютно жорсткі, діапазон регулювання прак-



точно необмежений (рис.5.16).

Частотне керування, будучи фактично єдиним способом регулювання швидкості синхронних двигунів, характеризується такими ж показниками, що і частотно-керовані асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором, але дозволяє регулювати коефіцієнт потужності, що є його основною перевагою. Додатковою перевагою є можливість регулювання струмом збудження максимального момента: за $f = const$ збільшення струму збудження збільшує M_{max} і одночасно збільшується коефіцієнт потужності $\cos \varphi$. Окрім того, за живлення обмотки статора напругою прямокутної форми можна здійснювати покроковий режим роботи з електромагнітною фіксацією положення ротора.

5.5. Гальмівні режими двигунів змінного струму

Способи гальмування асинхронних і синхронних двигунів різні. Гальмування асинхронних двигунів, як і двигунів постійного струму незалежного збудження, можна здійснювати гальмування з віддачею енергії в мережу, динамічним гальмуванням і гальмуванням противмиканням.

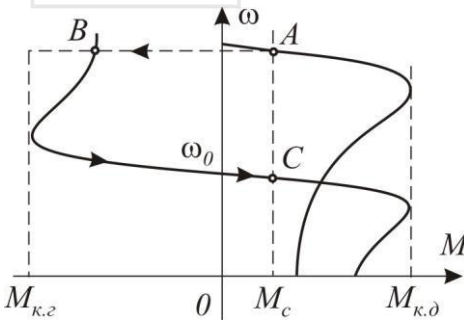


Рис.5.17. Механічні характеристики при гальмуванні з віддачею енергії

Гальмування з віддачею енергії в мережу використовують при переході з вищої швидкості на нижчу, наприклад, при зміні числа пар полюсів (рис.5.17). Коли швидкість $\omega > \omega_0$, двигун працює в режимі генератора паралельно з мережею, якій віддає електричну енергію, рівну

$$J \frac{\omega_c^2 - \omega_0^2}{2}$$

втраг. При цьому він споживає реактивну потужність для збудження. Цей процес відбувається на ділянці механічної характеристики $B - \omega_0$.

Динамічне гальмування зв'язано з живленням обмотки статора



постійним струмом. Для переходу з режиму двигуна у гальмівний режим контактором $K1$ відключають обмотку статора від мережі, а контактором $K2$ подають постійну напругу такої величини, щоби постійний струм створював намагнічуючу силу, еквіваленту намагнічуючій силі змінного струму (рис.5.18,а).

Постійний струм в обмотці статора створює нерухоме магнітне поле, основна гармоніка якого зумовлює синусоїдний закон розподілу індукції. В роторі, що обертається під дією сили інерції, індукується струм, який створює магнітне поле, нерухоме відносно статора.

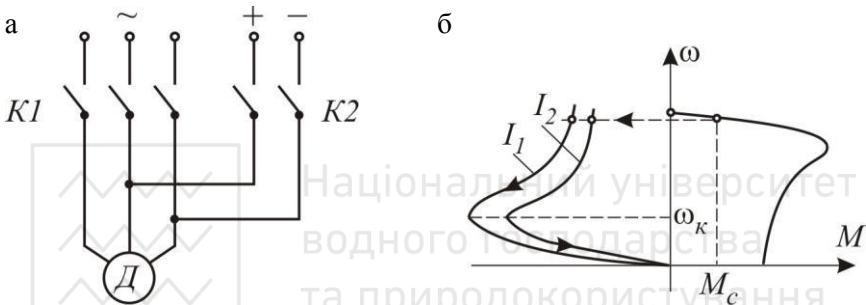


Рис.5.18. Схема включення (а) і механічні характеристики (б) асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором в режимі динамічного гальмування

Взаємодія цих магнітних полів спричиняє гальмівний момент, який залежить від величини постійного струму і швидкості обертання ротора. При цьому максимальний момент пропорційний квадрату струму статора, а критичне ковзання є сталим. На рис.5.18,б наведено характеристики для двох значень струму $I_1 > I_2$.

Гальмування противмиканням досягається шляхом переключення на ходу двох фаз обмотки статора, що призводить до зміни напрямлення обертання магнітного поля статора (перехід з точками ω_c в точку А на рис.5.19). Ротор при цьому обертається проти магнітного поля і гальмується. Коли швидкість знизиться до нуля, двигун відмикають від мережі. Якщо цього не зробити, то двигун почне розганятися у протилежну сторону – відбувається його реверс.



Гальмування противмиканням двигунів з короткозамкненим ротором супроводжується великим струмом, бо двигун споживає потужність з мережі і одночасно перетворює кінетичну енергію системи у електричну. Гальмування відбувається дуже швидко і використовується, в основному, у реверсивних електроприводах.

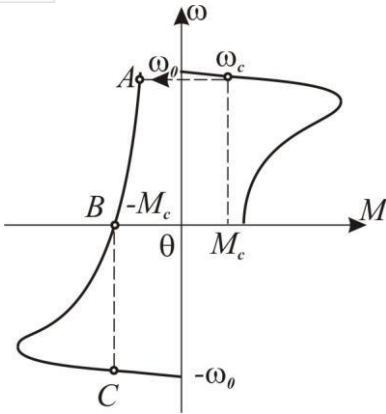


Рис.5.19. Механічні характеристики при гальмуванні противмиканням

У випадку гальмування асинхронного двигуна з фазним ротором на час гальмування в коло ротора вводиться додатковий опір з метою обмеження струму. Обмежити гальмівний струм у двигуні з коротко-замкненим ротором можна введенням в коло статора додаткового опору, бо це еквівалентно зменшенню напруги живлення.

Гальмування синхронних двигунів при сталій частоті напруги живлення здійснюють шляхом динамічного гальмування, при якому обмотку статора контактором $K1$ відмикають від мережі і замикають контактором $K2$ на резистори R (рис.5.20). Механічні характеристики при цьому подібні до механічних характеристик асинхронного двигуна в режимі динамічного гальмування (рис.5.18,б). Інтенсивність гальмування залежить від опору резисторів і струму збудження.

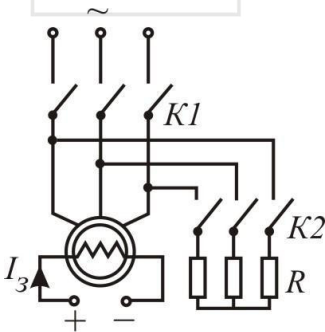


Рис.5.20. Принципова схема включення СД в режимі динамічного гальмування

В реверсивних електроприводах з частотним керуванням використовують гальмування з віддачею енергії у мережу, а у нереверсивних – динамічне гальмування.



1. З якого рівняння можна визначити способи регулювання швидкості асинхронних двигунів з короткозамкненим і фазним ротором?
2. Визначити критичне ковзання асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором, якщо $n_{\zeta} = 1440 \text{ об/хв}$, $\lambda = \dot{I}_{\text{е}} / \dot{I}_{\text{і}} = 2,2$.
3. Якщо напруга живлення асинхронного двигуна зменшиться на 10%, то як зміниться його момент?
4. Чи буде змінюватись критичне ковзання при зміні напруги живлення асинхронних двигунів?
5. Яким повинно бути відношення напруги до частоти у випадку частотного регулювання швидкості асинхронного двигуна, якщо момент навантаження $M_{\text{с}} = \text{const}$?
6. У чому відмінність автономного інвертора напруги від автономного інвертора струму в частотних перетворювачах?
7. Як здійснюється пуск синхронних двигунів?
8. Від чого залежить момент синхронного двигуна?
9. Як здійснюють регулювання коефіцієнта потужності синхронних двигунів?
10. Якими способами можна гальмувати асинхронний двигун з короткозамкненим ротором?



МЕТОДИ РОЗРАХУНКУ ПОТУЖНОСТІ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ

6.1. Втрати енергії в електроприводах

В електродвигуні, який є одним із елементів електропривода, відбувається перетворення електричної енергії у механічну. При всякому перетворенні мають місце втрати енергії, яким відповідають певні втрати потужності. Втрати потужності поділяються на постійні втрати та змінні.

У двигунах постійного струму паралельного збудження до постійних втрат належать:

➤ втрати потужності в сталі ΔP_{cm} , зумовлені, головним чином, вихровими струмами в осерді якоря і в полюсних наконечниках;

➤ втрати механічні ΔP_{mex} – це втрати на тертя у підшипниках, щіток о колектор і обертових частин о повітря;

➤ витрати потужності на збудження $P_3 = U_3 \cdot I_3$ також відносять до постійних втрат. Сумарні постійні витрати $\Delta D_{\Sigma} = \Delta D_{\dot{n}} + \Delta D_{\dot{\omega}} + \Delta D_{\dot{\varphi}}$.

Втрати в колі якоря $\Delta D_{\dot{y}} = \Delta D_{\dot{c}i} = R_{\dot{y}} \cdot \dot{y}^2$ є змінними втратами потужності, бо залежать від навантаження двигуна.

Витрати на збудження в двигунах послідовного збудження відносять до змінних втрат.

Сумарні втрати потужності у двигунах постійного струму

$$\Delta D_{\Sigma} = \Delta D_{\dot{n}} + \Delta D_{\dot{c}i} . \quad (6.1)$$

В асинхронних двигунах втрати потужності теж діляться на постійні та змінні. Постійні втрати складаються з магнітних втрат в осердях статора і ротора ΔP_{cm} , з механічних втрат ΔP_{mex} (тертя в підшипниках і ротора о повітря) і додаткових втрат $\Delta P_{\dot{\omega}}$ від впливу

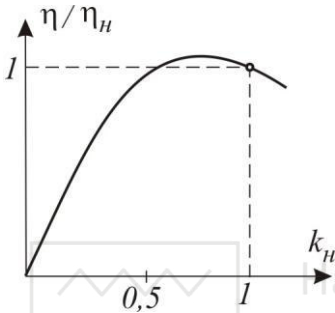


вищих гармонік, спричинених ступінчастим розподілом індукції у повітряному проміжку, які створюють гальмівний момент.

Змінні втрати складаються з електричних втрат в обмотках статора і ротора, тобто $\Delta D_{\zeta i} = 3r_1 I_1^2 + 3r_2 I_2^2$.

В синхронних двигунах змінні втрати виникають лише в обмотці статора. До постійних втрат відноситься потужність збудження. Інші складові постійних втрат такі, як і в асинхронних двигунах.

Коефіцієнт корисної дії



$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + \Delta P_{\Sigma}}, \quad (6.2)$$

Рис.6.1. Залежність ККД від коефіцієнта завантаження

де P_1 – потужність, яку споживає двигун і яка залежить від постійних і змінних втрат; P_2 – корисна потужність. Зазвичай представляють залежність ККД не від втрат, а від коефіцієнта навантаження $k_i = D_2 / D_{i \hat{i} i}$. Оскільки змінні втрати пропорційні квадрату струму, то $\eta = f(k_i)$ є нелінійною і досягає максимуму при рівності постійних і змінних втрат (рис.6.1). Двигуни проектують так, щоби η_{max} відповідав коефіцієнту навантаження $k_i = 0,7 \dots 0,8$. ККД сучасних двигунів високі і залежить від потужності. Так, номінальний ККД двигунів потужністю до 10кВт $\eta_i = 0,75 \dots 0,87$, потужністю 10 – 100кВт – $\eta_i = 0,88 \dots 0,92$ і потужністю більше 1000кВ – $\eta_i = 0,93 \dots 0,96$. Мікромашини (двигуни потужністю 600Вт і менше) мають більш низький ККД.

Означені вище втрати потужності характеризують усталений режим роботи. В перехідних процесах (пуск, гальмування, зміна швидкості) виникають додаткові втрати потужності, зумовлені зміною кінетичної енергії рухомих частин електропривода.

Втрати потужності в електроприводі складаються з втрат потужності в двигуні і в передавальному пристрої, який виконує функцію узгодження швидкостей двигуна і виробничого механізму. ККД пе-



передавального пристрою η_n є відношення вихідної потужності $P_{вих}$ до вхідної $P_{вх}$, яка є корисною потужністю двигуна:

$$\eta_i = \frac{D_{âê\delta}}{D_{â\delta}} = \frac{D_{âê\delta}}{D_2}. \quad (6.3)$$

ККД передавальних пристроїв визначає їх конструкція. Його величина залежить від навантаження. Залежності $\eta_n = f P_{вих}$ для різних передавальних пристроїв наводяться у довідниках [6, кн. 3, розд. 50].

Підставивши в (6.3) значення D_2 з (6.2), одержимо ККД електропривода:

$$\eta_{â} = \frac{D_{âê\delta}}{D_1} = \eta \cdot \eta_i. \quad (6.4)$$



6.2. Нагрівання і охолодження двигунів

Втрати енергії в двигунах зумовлюють нагрівання його окремих частин. Допустимий нагрів визначає нагрівостійкість ізоляційних матеріалів. Чим більша нагрівостійкість, тим при тих же розмірах більша потужність двигуна.

Ізоляційні матеріали, які використовують в електричних машинах, поділяють на п'ять класів. Кожному класу відповідає *допустима гранична температура*, при якій ізоляція не руйнується впродовж довгого часу (15...20 років).

Клас ізоляції	A	E	B	F	H
Гранично допустима температура, °C	105	120	130	155	180

При перевищенні вказаних температур строк служби ізоляції значно скорочується. Так, для ізоляції класу А перевищення допустимої температури на 8-10 °C скорочує строк служби вдвічі.

Граничні температури обмоток двигунів з ізоляцією різних кла-



сів досягаються при номінальному навантаженні, температурі оточуючого середовища 40°C і при висоті над рівнем моря до 1000м. При змінному в часі навантаженні і при різній його тривалості потрібно знати, як швидко нагрівається і охолоджується двигун.

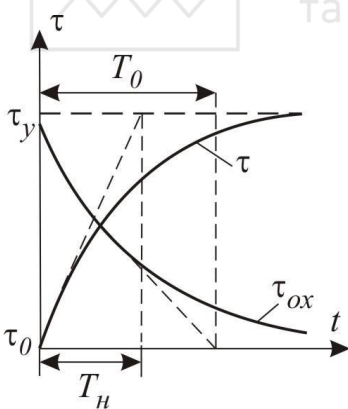
Якщо двигун умовно розглядати як однорідне тіло з тепловіддачею, пропорційною першій степені різниці температур двигуна і оточуючого середовища, то рівняння теплового балансу матиме вид

$$Qdt = A\tau dt + Cd\tau, \quad (6.5)$$

де Q – кількість теплоти, яка виділяється в двигуні за одиницю часу, Дж/с; A – тепловіддача двигуна – кількість теплоти, яку віддає двигун в оточуюче середовище при різниці температур в 1°C , Дж/с $\cdot^{\circ}\text{C}$; $\tau = \tau_t - \tau_0$ – перевищення температур двигуна над температурою оточуючого середовища, $^{\circ}\text{C}$; C – теплоємність двигуна, Дж/ $^{\circ}\text{C}$.

Розділивши члени (6.5) на $A\tau dt$, одержимо

$$T_n \frac{d\tau}{dt} + \tau = \tau_y, \quad (6.6)$$



де $T_n = C/A$ – стала часу нагрівання двигуна; $\tau_y = Q/A$.

Розв'язок (6.6) при $\tau_0 = 0$ має вид експоненти (рис.6.2):

$$\tau = \tau_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{T_n}} \right). \quad (6.7)$$

Рис.6.2. Криві нагрівання і охолодження двигуна

Після відключення самовентильованого двигуна від мережі процес охолодження описується рівнянням

Після відключення самовентильованого двигуна від мережі процес охолодження описується рівнянням



$$\tau_{i\delta} = \tau_{\delta\dot{a}} \frac{t}{T_0}, \quad (6.8)$$

де $T_0 = C/A_0$ – стала часу охолодження двигуна. Рівняння (6.8) є розв'язком (6.5) при $Q = 0$.

З рис.6.2 слідує, що стала часу самовентильованого двигуна при охолодженні значно більша за сталу часу нагрівання. Це пояснюється тим, що при зупинці двигуна погіршується його тепловіддача. Коефіцієнт погіршення тепловіддачі нерухомого якоря (ротора)

$$\beta_0 = A_0/A, \quad (6.9)$$

де A_0 , A – тепловіддача відповідно при нерухомому двигуні і номінальній швидкості.

Наближені значення коефіцієнта β_0 двигунів різного виконання такі:

закритий з незалежною вентиляцією	1,0;
закритий без примусового охолодження	0,95...0,98;
закритий самовентильований	0,45...0,55;
самовентильований захищений	0,25...0,35.

Стала часу нагрівання самовентильованих двигунів закритого виконання малої і середньої потужності трохи менше години. Приймаючи, що усталений температурний режим у двигунах настає при $0,95\tau_{\delta}$, з (6.7) знаходимо час нагрівання, який буде рівним $3\tau_{i\delta}$.

6.3. Режими роботи і навантажувальні діаграми

Різні умови роботи виробничих механізмів зумовлюють різні режими роботи електроприводів. Якщо розглядати процес нагрівання електродвигунів в різних видах навантаження, то можна виділити три основні режими роботи: *тривалий*, *короткочасний* і *повторно-короткочасний*.

Тривалим називається режим роботи зі сталим навантаженням, на протязі якого двигун нагрівається до усталеної граничної температури (рис.6.3,а).

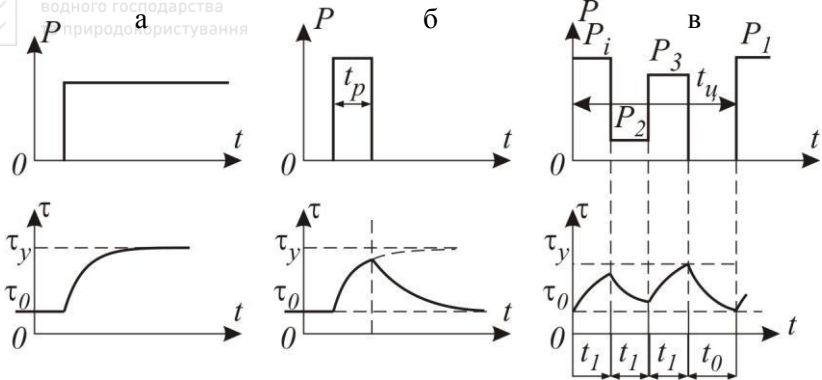


Рис.6.3. Залежності навантаження і температури двигунів

Короткочасним називається такий режим, коли періоди сталого навантаження чергуються з періодами зупинки двигуна. При цьому за період навантаження температура не перевищує граничного значення, а за період зупинки двигун охолоджується до температури оточуючого середовища (рис.6.3,б).

Повторно-короткочасним називається режим, коли періоди короткочасного сталого чи різного за величиною навантаження чергуються і циклічно повторюються. При цьому за періоди роботи і пауз температура двигуна не перевищує граничного значення.

Залежності потужності чи моменту сил опору від часу називаються *навантажувальними діаграмами виробничих механізмів*. Знання їх необхідні для розрахунків потужності електродвигунів. Для побудови навантажувальних діаграм визначають потужності, необхідні для виконання технологічних операцій, та їх тривалість.

6.4. Розрахунок потужності електродвигунів

Методика розрахунку потужності двигунів залежить від режиму роботи виробничого механізму. Але для всіх можливих режимів роботи умова одна: температура обмоток двигуна не повинна перевищувати гранично допустимого значення.

Тривалий режим. Значна частина механізмів (помпи, вентилятори, транспортери та ін.) працюють тривало з постійним наванта-

женням. У таких випадках розраховують потужність, яку споживає виробничий механізм при номінальній швидкості.

Наприклад, потужність двигуна помпи визначають за формулою

$$P_p = \frac{QH\gamma g}{\eta_{ном}\eta_n}, \quad (6.10)$$

де Q – витрата, $\text{м}^3/\text{с}$; H – розрахункова висота підняття, м ; γ – питома вага рідини, яка перекачується, $\text{кг}/\text{м}^3$; g – прискорення вільного падіння, $\text{м}/\text{с}^2$; $\eta_{ном}$ – ККД помпи; η_n – ККД передавального пристрою.

Вибір двигуна потужністю згідно (6.10) гарантує, що його температура не перевищить граничного значення. Якщо в каталозі немає двигуна на розрахункову потужність, то вибирають двигун ближчої більшої потужності, тобто номінальна потужність двигуна

$$P_n \geq P_p. \quad (6.11)$$

Якщо швидкість регулюється, то необхідно перевірити двигун на спроможність, не перегріваючись, забезпечити роботу механізму на мінімальній швидкості. Потужність, яку може розвивати самовентильований двигун на швидкості ω_{min}

$$P_{min} = P_n \beta_{min} \cdot \frac{\omega_{min}}{\omega_n}, \quad (6.12)$$

де $\beta_{min} = \beta_0 + 1 - \beta_0 \frac{\omega_{min}}{\omega_t}$ – коефіцієнт погіршення тепловіддачі.

Вибраний двигун не буде перегріватись, якщо

$$P_{min} > P_{p.min}, \quad (6.13)$$

де $P_{p.min}$ – розрахункова потужність робочого механізму на мінімальній швидкості з врахуванням відповідних ККД.

Для двигунів з незалежною вентиляцією $\beta_{min} = 1$.

Короткочасний режим. У короткочасному режимі двигун, призначений для тривалого режиму роботи, може працювати з переван-



таженням. Тоді його потужність визначають за формулою

$$P_n \geq P_{кр} / k_n, \tag{6.14}$$

де $D_{\hat{\epsilon}\delta}$ – короточасне навантаження, k_n – коефіцієнт допустимого перевантаження. Для двигунів постійного струму $k_n = 2...2,5$; для асинхронних двигунів з врахуванням можливого зниження напруги на 10% $k_n = 0,81\lambda = 0,81\dot{I}_\epsilon / \dot{I}_i$ і для синхронних двигунів $k_n = 2...2,5$.

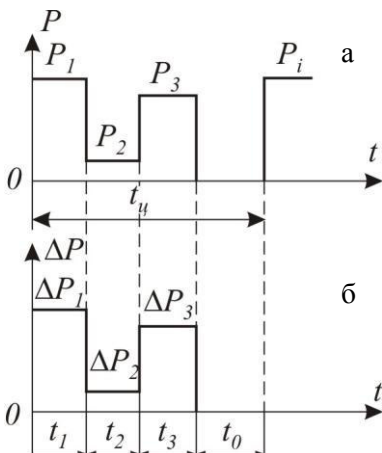
При перевантаженні змінна складова втрат потужності збільшується у k_n^2 разів проти номінальних змінних втрат. Тому необхідно перевірити чи не перевищить температура двигуна за час роботи t_p (рис.6.3,б) граничного значення τ_y . Цього не відбувається, якщо

$$P_n \geq P_{кр} / k_\tau, \tag{6.15}$$

де $k_\tau = 1 / (1 - e^{-t_p/T_i})$ – коефіцієнт термічного перевантаження.

З порівняння формул (6.14) і (6.15) слідує, що при $t_p/T_i \leq 3,5$ коефіцієнт перевантаження $k_n = 2,5$.

При невеликих значеннях t_p/T_n краще використовувати асинхронні двигуни спеціального призначення, які мають підвищену перевантажувальну здатність і великий пусковий момент. Заводи випускають такі двигуни з нормованою тривалістю роботи з 10, 30, 60 і 90 хв. Такий двигун може працювати з номінальним навантаженням на протязі вказаного часу і він не буде перегріватись. Якщо навантаження буде меншим або буде меншою



якщо навантаження буде меншим або буде меншою

Рис.6.4. Графіки потужності на валу двигуна (а) і втрати у ньому (б)



тривалістю роботи, то двигун за потужністю буде недовикористаним.

Повторно-короткочасний режим. В основу розрахунків потужності двигунів, які працюють у повторно-короткочасному режимі, покладена умова, що середні втрати за цикл роботи не повинні перевищувати номінальних втрат. Для реалізації даної умови потрібно вже знати потужність двигуна. Тому попередньо вибирають двигун на підставі навантажувальної діаграми механізму (рис.6.4,а).

Середня потужність на валу двигуна у випадку постійних тепловіддачі і кутової швидкості

$$P_{cp} = \sum_{i=1}^n P_i t_i / t_u, \quad (6.16)$$

де P_i – потужність на валу двигуна на i -му інтервалі; t_i – тривалість i -го інтервалу. У випадку самовентильованого двигуна при різних кутових швидкостях на інтервалах

$$P_{c\delta} = \sum_{i=1}^n D_s \frac{\omega_i}{\omega_n} t_i / \sum_{i=1}^n \beta_s t_i, \quad (6.17)$$

де $\beta_i = \beta_0 + 1 - \beta_0 \omega_i / \omega_n$ – коефіцієнт погіршення тепловіддачі при швидкості ω_i ; ω_n – номінальна швидкість. Для двигунів з незалежною вентиляцією $\beta_s = 1$.

Розрахункова потужність двигуна

$$P_p = k_c P_{cp}, \quad (6.18)$$

де $k_c = 1, 1, 2$ – коефіцієнт запасу, який враховує динамічні втрати. На підставі одержаної P_p за каталогом підбирають відповідний двигун.

Маючи залежність ККД від коефіцієнта навантаження (рис.6.1), розраховують втрати потужності на кожному інтервалі $\Delta P_i = P_i$

$1 - \eta_s / \eta_s$ і будують графік $\Delta P = f t$ (рис.6.4,б).

Середні втрати за цикл роботи



$$\Delta P_{\bar{n}\bar{\delta}} = \sum_{i=1}^m \Delta P_i t_i / t_{\bar{\delta}} \quad (6.19)$$

порівнюють з номінальними втратами в двигуні $\Delta P_i = \mathcal{E}_i (1 - \eta_i) / \eta_i$. Якщо $\Delta P_n \geq \Delta P_{cp}$, то попередньо вибраний двигун не буде перегріватись. При значному відхиленню ΔP_n від ΔP_{cp} треба вибрати двигун іншої потужності.

У випадку роботи самовентильованого двигуна з різними швидкостями середні втрати потужності за цикл роботи

$$\Delta \mathcal{E}_{\bar{n}\bar{\delta}} = \sum_{i=1}^{\delta} \Delta \mathcal{E}_i \frac{\omega_i t_i}{\omega_3} / \sum_{i=1}^m \beta_i t_i \quad (6.20)$$

і ці втрати порівнюють з номінальними. За умови $\Delta P_i \geq \Delta \mathcal{E}_{\bar{n}\bar{\delta}}$ двигун також не буде перегріватись.

У випадку коли залежність ККД від навантаження $\eta = f P$ невідома, а є можливість побудувати графік струму $i = f t$ (рис.6.5), то попередньо вибраний двигун перевіряють на нагрівання *методом еквівалентного струму*. Еквівалентний струм – це сталий струм, який зумовлює у двигуні такі ж втрати потужності, що і фактичний струм.

Стосовно двигуна постійного струму паралельного збудження середня потужність втрат від еквівалентного струму дорівнює:

$$\Delta P_{\bar{n}\bar{\delta}} = \Delta \mathcal{E}_n + 2_{\bar{a}\bar{e}}^2 R, \quad (6.21)$$

де ΔP_c – потужність постійних втрат; $I_{\bar{a}\bar{e}}^2 R$ – змінні втрати, які залежать від навантаження.

Середні втрати потужності за цикл роботи двигуна

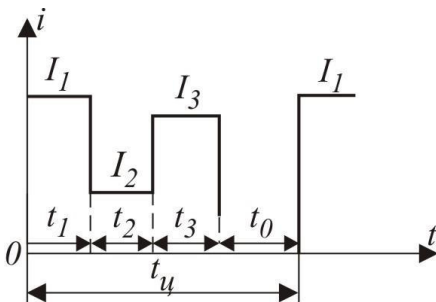


Рис.6.5. Графік струму двигуна при змінному навантаженні



$$\Delta P_{\text{н\ddot{o}}} = \frac{\Delta D_1 t_1 + \Delta P_2 t_2 + \dots + \Delta P_n t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n} \quad (6.22)$$

Замінивши в (6.22) втрати на кожній ділянці на $\Delta P_i = \Delta P_c + I_i^2 R$ і прирівнявши їх середнім еквівалентним втратам згідно (6.21), одержимо:

$$\begin{aligned} \Delta P_c + I_{\text{\ddot{a}e}}^2 R &= \frac{\Delta P_c + I_1^2 R t_1 + \Delta P_c + I_2^2 R t_2 + \dots + \Delta P_c + I_n^2 R t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n} = \\ &= \frac{\Delta P_c t_1 + t_2 + \dots + t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n} + \frac{R I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + \dots + I_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}. \end{aligned}$$

Звідси еквівалентний струм

$$I_{\text{a\ddot{e}}}^2 = \sqrt{\frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + \dots + I_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^m I_i^2 t_i}{t_{\ddot{o}}}} \quad (6.23)$$

За довільного графіка струму

$$I_{\text{a\ddot{e}}}^2 = \sqrt{\frac{1}{t_{\ddot{o}}} \int_0^{t_{\ddot{o}}} I^2 dt} \quad (6.24)$$

У випадку використання самовентильованого двигуна, який працює з різними кутовими швидкостями на окремих ділянках в (6.23) і

(6.24) замість t_{y} потрібно підставляти $\sum_{i=1}^m \beta_i t_i$.

Обчисливши еквівалентний струм, порівнюють його з номінальним струмом: коли $I_n \geq I_{\text{екв}}$, то двигун не буде перегріватись.

Коли простіше побудувати графік моменту $M = f t$ і коли момент пропорційний струму, то підставивши у (6.23) $I = M/k$, одержимо формулу для визначення еквівалентного моменту:



$$\dot{I}_{\dot{a}\dot{e}} = \sqrt{\frac{1}{t_{\dot{o}}} \sum_{i=1}^m M_i^2 t_i} . \quad (6.25)$$

Якщо на окремих ділянках тепловіддача змінюється, то у (6.25) замість t_u слід підставити $\sum_{i=1}^m \beta_i t_i$. За умови $M_{ек} \leq M_n$ двигун не буде перегріватись.

Коли є можливість побудувати навантажувальну діаграму приведеної до вала двигуна потужності $P = f t$, то вираховують еквівалентну потужність

$$D_{\dot{a}\dot{e}} = \sqrt{\frac{1}{t_{\dot{o}}} \sum_{i=1}^m P_i^2 t_i} . \quad (6.26)$$

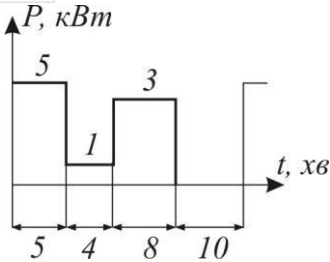
Формула (6.26) справедлива за умови пропорційності струму потужності і моменту при номінальній кутовій швидкості $\omega_i = const$. Тоді у цьому випадку двигун не буде перегріватись, якщо $P_{ек} \leq P_n$.

Контрольні запитання і задачі

1. На які складові поділяють втрати потужності в електродвигунах?
2. З яких втрат складаються втрати потужності і електроприводах?
3. Що визначає потужність електродвигунів?
4. Що визначає гранично-допустиму температуру нагрівання електродвигунів?
5. Які режими роботи характерні для електроприводів?
6. *Визначити потужність самовентильованого двигуна, який працює у повторно-короткочасному режимі згідно наведеної навантажувальної діаграми. Коефіцієнт погіршення охолодження $\beta_0 = 0,3$.*



7. Визначити потужність двигуна, якщо момент статичного



опору, приведений до вала двигуна, $M_c = 20H \cdot i$ при швидкості $i_{\bar{n}} = 1500 \hat{a} / \hat{o} \hat{a}$.

8. Яка умова закладена в методиці розрахунку потужності двигуна, який працює в короточасному режимі?

9. Яка умова вибору потужності двигуна за методом еквівалентного струму?

10. За якої умови можна використовувати розрахунок потужності двигуна методом еквівалентного моменту?





ЧАСТИНА 2

СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ

В цій частині розглянуто системи керування електроприводів. Зокрема, в розділах 7 і 8 описано дискретні системи керування, побудовані на контактній та безконтактній елементній базі, в розділах 8-14 проведено аналіз основних замкнених систем керування двигунами постійного і змінного струму, подається синтез регуляторів за заданими статичними і динамічними показниками і означена доцільність використання систем скалярного і векторного керування асинхронними і синхронними двигунами.

В розділі 15 викладено теорію аналогового слідкуючого електропривода і дається аналіз точності їх роботи при різних зворотних зв'язках та різних задаючих впливах. В розділі 16 описано узагальнену структуру цифрових систем керування і методику синтезу параметрів цифрового ПД-регулятора швидкості.

Розділ 7

РЕЛЕЙНО-КОНТАКТОРНІ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ

7.1. Загальні положення

Релейно-контакторні системи керування (РКСК) представляють собою логічні системи керування, які побудовані на релейно-контакторній елементній базі і які здійснюють автоматизацію роботи двигунів. РКСК забезпечує автоматизацію таких операцій:

- вибір напрямку обертання;
- пуск і гальмування двигуна;
- створення часових пауз при русі;



формує необхідну якість руху (нижній рівень керування). Функціонально розділені частини $P1$ і $P2$ конструктивно можуть бути як відокремленими, так і об'єднані у виді одного керуючого пристрою, наприклад, однієї панелі керування.

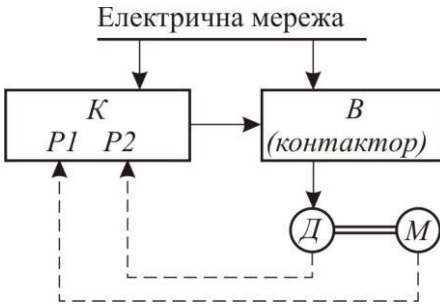


Рис.7.1. Структурна схема РКСК

В різних установках РКСК виконує різні технологічні задачі – переміщення вантажів, води, повітря, повороти засувки тощо. Але виконання різних технологічних операцій зводиться до виконання певних типових функцій.

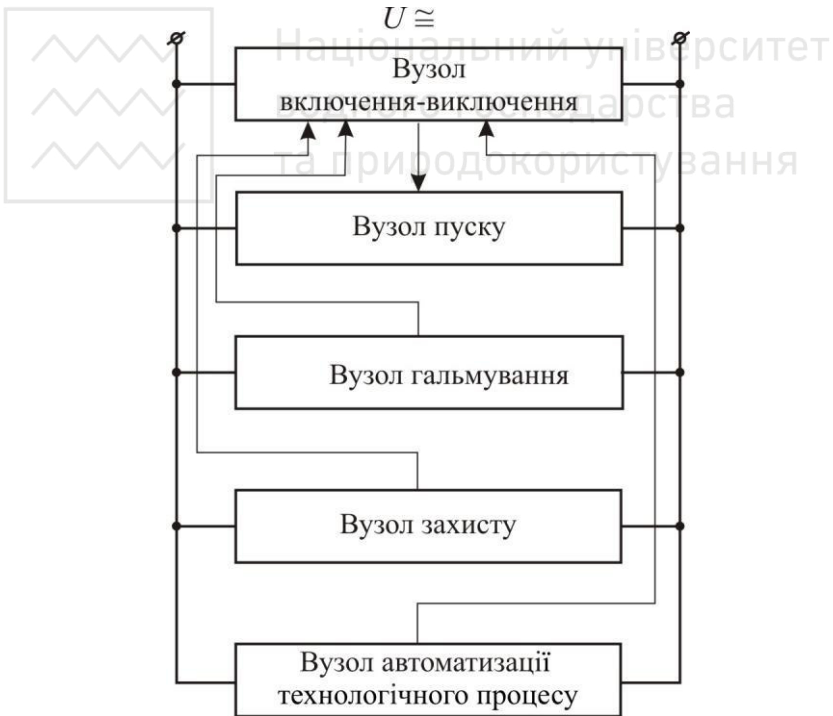


Рис.7.2. Загальна функціональна схема РКСК



У виконанні кожної такої функції приймає участь не вся РКСК, а тільки її частина – *типовий вузол*. Отже, функціональну схему РКСК можна представити у виді набору вузлів, які забезпечують заданий технологічний процес (рис.7.2).

Крім вказаних на рис.7.2 вузлів до складу РКСК можуть входити і додаткові вузли згідно з технологічним процесом, наприклад, вузол вибору швидкості, вузол формування циклу роботи механізму тощо.

7.3. Принципові схеми РКСК

Повну інформацію про систему керування дає принципова схема, на якій наводяться всі елементи системи керування, зображені згідно зі стандартом, а також електричні з'єднання (рис.7.3).

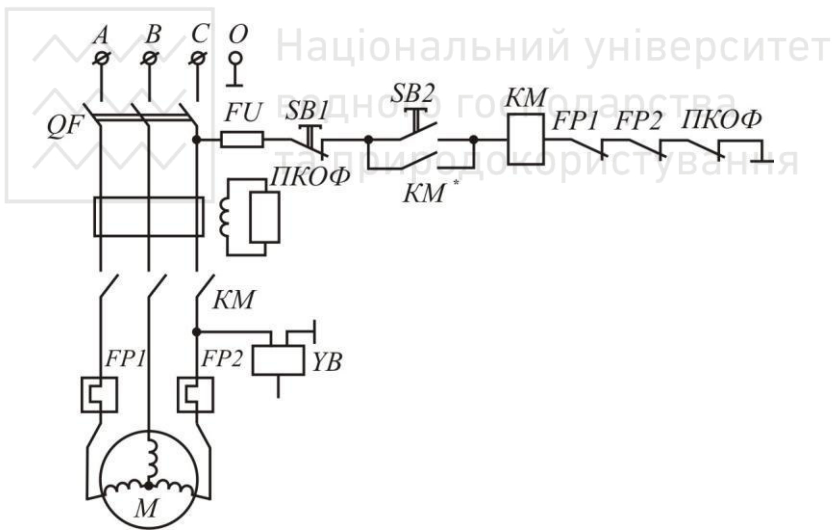


Рис.7.3. Принципова схема РКСК асинхронним двигуном

Ця схема забезпечує пуск двигуна і його роботу в тривалому режимі. Вона містить магнітний пускач *КМ* з двома вмонтованими тепловими реле *FP1* і *FP2*. Схема забезпечує прямий пуск двигуна, захист від коротких замикань (вимикач *QF* і запобіжник *FU*),



чити найменшу кількість апаратури.

Позначивши логічні вхідні незалежні змінні через x , внутрішні змінні через q і вихідні змінні через y , формула пуску асинхронного двигуна матиме вид:

$$\bar{\delta}_{\hat{e}i} = x_{SB2} + q_{\hat{e}i} \cdot \bar{\delta}_{FP1} \cdot \bar{x}_{FP2} \cdot \bar{\delta}_{i \hat{e}i} \cdot \bar{\delta}_{SB1} \quad (7.1)$$

В (7.1) функція y_{KM} є результатом операцій логічного множення (операція I) і складання (операція ABO). Риска над змінною означає логічне заперечення (операція NI).

Графічний спосіб опису роботи РКСК базується на складанні циклограми, яка представляє собою графічне зображення послідовності станів РКСК на цикловому інтервалі часу її функціонування. Циклограми використовують лише для опису циклічної роботи робочих органів, наприклад, пуск, рух зі сталою швидкістю, гальмування, зупинка і пауза.

Контрольні запитання

1. Виконання яких операцій забезпечують релейно-контакторні системи керування?
2. Перерахуйте основні характеристики релейно-контакторної апаратури.
3. З яких частин складається релейно-контакторна система керування?
4. З яких типових вузлів складаються релейно-контакторні системи керування?
5. Які існують методи опису роботи релейно-контакторних систем керування?
6. У чому суть символічного методу опису роботи релейно-контакторних систем керування?
7. У чому суть аналітичного методу опису роботи релейно-контакторних систем керування?
8. У чому суть графічного способу опису роботи релейно-контакторних систем керування?
9. Які переваги релейно-контакторних систем керування?
10. Які недоліки релейно-контакторних систем керування?



ДИСКРЕТНІ ЛОГІЧНІ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ РУХОМ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ

8.1 Загальна характеристика ДЛСК

Дискретні логічні системи керування (ДЛСК) забезпечують автоматизацію руху робочих органів установки в технологічних режимах. Це означає, що ДЛСК виробляє і подає команди на виконання у певній послідовності операцій вибору напрямлення і швидкості руху, пуску, гальмування, створення паузи, поновлення руху, а також захистного відключення електропривода й зупинки робочих органів в аварійних режимах.

Установка може мати декілька робочих органів (РО), кожен з яких приводиться в рух своїм індивідуальним двигуном. Необхідний технологічний режим таких установок здійснюється узгодженою роботою двигунів, яка забезпечується ДЛСК. До таких установок відноситься ліфт, який має в якості робочих органів кабінку, двері кабінки і двері ліфта, багато координатний маніпулятор, помповий агрегат з системою заливки води тощо.

В технологічних режимах переміщення РО кінцеві у просторі і циклічні в часі. Для багатьох можливих циклів переміщення РО є

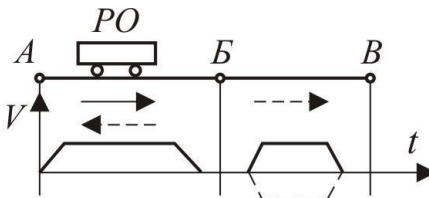


Рис.8.1. Діаграма технологічного циклу

характерною типова діаграма руху, зображена на рис.8.1. Цей цикл передбачає переміщення з вихідної позиції (А) в другу (Б) з можливим рухом до наступної позиції (В) або повернення на позицію А. Рух РО чергується з часовими паузами, необхідними за технологічними умовами робо-

боти електропривода.

8.2. Методи синтезу ДЛСК

Вихідними даними для синтезу ДЛСК є заданий технологічний



цикл руху РО, на підставі якого складається послідовність всіх операцій, необхідних для виконання циклу. До таких операцій відносяться завантаження РО, пуск двигуна у потрібному напрямі з заданою швидкістю, гальмування і зупинка, пауза для розвантажування тощо. Кожна операція забезпечується частиною ДЛСК – *вузлом*. Такі вузли можна вважати «цеглинами» побудови системи керування. Виконаний на основі вузлів синтез ДЛСК називається *методом типових вузлів*.

Ідея даного синтезу базується на виконанні двох процедур:

декомпозиції – виділення зі складу створюваної ДЛСК функціональних вузлів, які відповідають технологічним операціям, і **композиції** – об'єднання вузлів в єдину систему керування. Ці процедури виконують поетапно:

- етап 1 – виділення окремих операцій ДЛСК і складання послідовності їх виконання;
- етап 2 – вибір і складання вузлів ДЛСК для визначених операцій;
- етап 3 – виконання електричних з'єднань вузлів і складання принципової схеми ДЛСК;
- етап 4 – перевірка складної схеми ДЛСК детальним аналізом її роботи.

Виконання етапу 1 зв'язано зі складанням алгоритму роботи ДЛСК у тій чи іншій формі. Виконання етапів 2 і 3 вимагає від розробника певних творчих зусиль, винахідливості і навичок у даній галузі. Інколи буває достатньо використати метод проб і перевірок. Але є розроблені методи формалізації процедури синтезу з використанням математичного опису ДЛСК, що значно полегшує і прискорює їх будову.

8.3. Математичний опис ДЛСК

Загальною функціональною моделлю ДЛСК є *кінцевий автомат* (КА) – багатополюсних з m входами і n виходами (рис.8.2,а).

На вході від давачів і командних апаратів (кнопок, кінцевих вимикачів тощо) поступають дискретні сигнали – логічні дворівневі змінні x_1, x_2, \dots, x_m . На виході виділяються дискретні керуючі дії – логічні змінні o_1, o_2, \dots, o_n (включення реле, контакторів тощо). У



перетворенні вхідних змінних у вихідні приймають участь деякі внутрішні зміни $q_1, q_2 \dots q_l$ (блок-контакти контакторів, проміжні реле, таймери тощо). Отже, вихідні змінні y_1, y_2, \dots, y_n є функціями вхідних і внутрішніх змінних КА.

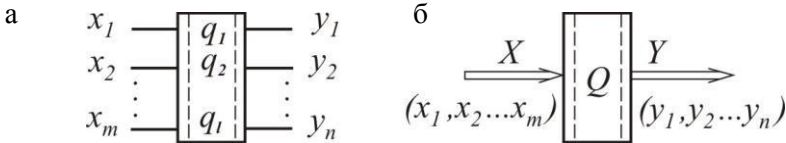


Рис.8.2. Кінцевий автомат (а) і векторне представлення його змінних (б)

Слово «кінцевий» у назві КА означає, що число можливих значень для m вхідних, l – внутрішніх і n вихідних змінних кінцеві і рівні відповідно $M = 2^m$, $L = 2^l$ і $N = 2^n$. Стан КА на кожному стійкому такті характеризується певними наборами значень змінних на вході, всередині і на виході. Набори можливих комбінацій змінних можна розглядати як векторні змінні на вході і виході КА (рис.8.2,б).

Часовими інтервалами КА є такти. На стійкому такті КА може знаходитись скільки завгодно довго. Перехід з одного стану в другий відбувається на нестійкому короткочасному такті (включення чи виключення контактора). В залежності від способу переходу КА відноситься до *асинхронного* чи *синхронного* типів. В асинхронному КА зміна тактів зумовлена зміною рівня змінних. В синхронних КА зміна стану відбувається за тієї ж причини, але в момент дії синхронізуючих імпульсів, які створюються генератором сталої частоти.

В залежності від способу формування логічних функцій КА поділяються на *однотактні* і *багатотактні* (КА з пам'яттю). В однотактних КА функції q і y формуються на одному стійкому такті за значеннями вхідних змінних x на даному такті. У багатотактних КА функцій q і y на i -му такті формуються від значень вхідних змінних x на даному такті і від значень q на попередньому $i-1$ такті, тобто q і y не є однозначними функціями x , а залежать від попереднього стану КА.



Описати роботу КА можна графічно або аналітично. Розглянемо ці описи на прикладі КА з двома входами x_1 і x_2 $m=2$, двома виходами y_1 і y_2 та однією внутрішньою змінною q (рис.8.3). В даному автоматі (RS – тригер) вихідні змінні визначаються внутрішньою змінною стану: $y_1 = q$; $y_2 = \bar{q}$.

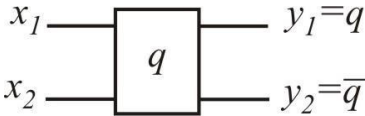


Рис.8.3. Чотириполюсний кінцевий автомат

В табл.8.1 наведені можливі комбінації вхідних величин: $X_1 = 00$; $X_2 = 10$; $X_3 = 01$ і $X_4 = 11$, та значення внутрішньої змінної Q , яка може мати тільки два стани: $Q_1 = 0$ і

$Q_2 = 1$. Табл.8.1 називається *таблицею переходів і виходів*.

З чотирьох комбінацій (станів) вхідних логічних змінних в даному КА використовуються три, бо комбінація $X_4 = 11$ невизначена.

Таблиця 8.1

$X[n]$ \ $Q[n-1]$	$X_1=00$	$X_2=10$	$X_3=01$	$X_4=11$
$Q_1=0$	0	1	0	-
$Q_2=1$	1	1	0	-

Графічний опис роботи КА представляють у виді графа, який має стільки вершин, скільки є різних станів вихідних логічних змінних. Направлені дуги з надписами комбінацій вхідних змінних показують як відбувається зміна станів.

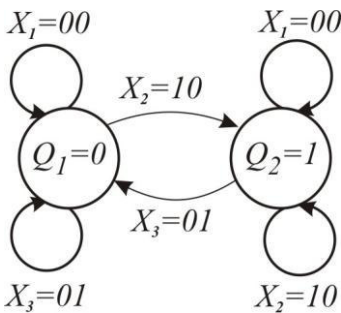


Рис.8.4. Граф чотириполюсного кінцевого автомата

Для чотириполюсника (рис.8.3) маємо дві вершини ($Q_1 = 0$ і $Q_2 = 1$) і шість умов зміни станів (рис.8.4). Дуги між вершинами показують при яких комбінаціях вхідних змінних відбувається зміна станів вершин, а дуги, які замикаються на вершинах, показують зміну стану вершин. Так, при $X_2 = 10$



змінюються стани вершин Q_1 і Q_2 і вершина Q_2 переходить із стану $Q_2 = 1$ у стан $Q_2 = 0$.

Аналітичний опис КА представляють у виді структурних формул, які складаються за певними правилами у диз'юнктивній нормальній формі (ДНФ) або у кон'юнктивній нормальній формі (КНФ). Для даного КА ДНФ представляє собою суму всіх станів змінної y_1 і має такий вид:

$$y_1 = q \cdot n = x_1 \bar{x}_2 q \cdot n - 1 + \bar{x}_1 \bar{x}_2 q \cdot n - 1 + x_1 \bar{x}_2 q \cdot n - 1 . \quad (8.1)$$

Формула (8.1) складна для реалізації. Тому її мінімізують, використовуючи певні правила алгебри логіки. В результаті мінімізації отримують формулу

$$y_1 = \bar{q} + \bar{x}_2 q \cdot n - 1 . \quad (8.2)$$

За аналітичним виразом КА складають схему кінцевого автомата. Реалізувати (8.2) можна одним реле P з двома контактами (вихідні змінні $y_1 = q$ і $y_2 = \bar{q}$) і блок-контактом P^* (внутрішня змінна q) та двома кнопками SBO і SBI (вхідні змінні x_1 і x_2) (рис.8.5,а).

Безконтактний варіант КА можна побудувати і на простих логічних елементах І, АБО і НІ (рис.8.5,б).

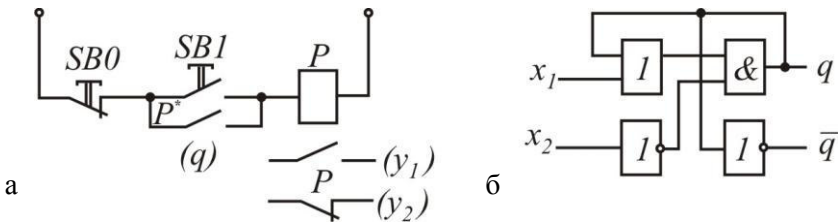


Рис.8.5. Схеми реалізації КА (тригера) на реле (а) і на логічних елементах (б)

Даний кінцевий автомат є простим елементом пом'яті і у безконтактному виконанні представляє собою RS – тригер зі вхідними змінними $x_1 = x_s$ і $x_2 = x_R$.



8.4. Способи реалізації ДЛСК

Системи керування на релейних чи простих логічних елементах вимагають великої кількості елементів, що ускладнює їх монтаж, збільшує габарити і зменшує надійність. Тому у даний час перевагу віддають побудові ДЛСК на базі мікросхем, зокрема, *програмованих логічних матриць* (ПЛМ), *апаратних контролерів* (АК) і *програмованих логічних контролерів* (ПЛК).

Програмована логічна матриця представляє собою мікросхему, основою якої є мікросхема PLM, яка виконує операції І, АБО, НІ. За допомогою цих операцій реалізують будь-яку логічну функцію. Зв'язок логічних змінних ПЛМ з фізичними вхідними впливами здійснюється через вузол вводу (набір кнопок, шляхових перемикачів тощо), а зв'язок з силовою частиною системи керування (електроприводом) – через вузол виводу (контактори, твердотільні реле, симистори тощо).

Перевага ПЛМ – висока швидкодія із-за паралельного принципу роботи і простота реалізації. Недолік – необхідність зміни ПЛМ при зміні алгоритму роботи. Тому їх використовують у випадку сталого циклічного технологічного процесу.

Автоматизацію роботи електропривода в складних технологічних циклах здійснюють на базі **апаратних контролерів**, які складаються з трьох мікросхем: мультиплексора, дешифратора і лічильника. Програма роботи АК задається відповідним з'єднанням його складових, кожна з яких представляє собою окрему мікросхему. При зміні алгоритму керування необхідно змінювати електричні з'єднання входів і виходів АК, тобто програмування здійснюється апаратним шляхом, що відображено в його назві. Тому АК використовують при автоматизації роботи електропривода в циклічних технологічних процесах, які рідко змінюються.

Найбільш універсальним засобом реалізації ДЛСК є **програмований логічний контролер** (ПЛК), який дозволяє змінювати алгоритм керування програмними засобами. Робота ПЛК базується на послідовному принципі формування алгоритму. Тому швидкодія його менша, ніж у апаратного контролера.

Вихідними даними для вибору ПЛК є:

- число вхідних змінних $x_i - m$;



➤ число внутрішніх змінних $q_i - l$;

➤ число вихідних змінних $y_i - r$.

Мовою програмування є структурні формули алгебри логіки, подібні формули (8.2).

У складі ПЛК можна виділити такі блоки (рис.8.6):

➤ пристрої вводу (ПВ1) і виводу (ПВ2) вхідних і вихідних логічних змінних;

➤ логічний пристрій (ЛП), який виконує операції І, АБО, ПО-ВОТОНЕННЯ;

➤ запам'ятовуючий пристрій (ЗП), який запам'ятовує внутрішні змінні q_i у процесі формування вихідних функцій;

➤ пристрій затримки часу – таймер (Т) для створення пауз в циклах;

➤ програмний запам'ятовуючий пристрій (ПЗП) для зберігання команд, які формують алгоритми керування;

➤ керуючий пристрій (КП), який забезпечує узгоджену послідовність роботи всіх складових частин ПЛК.

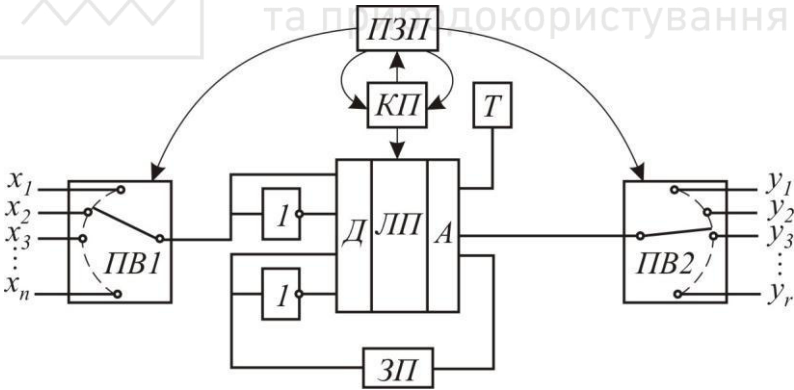


Рис.8.6. Блочна схема програмованого логічного контролера

Дискретна логічна система керування, побудована на основі ПЛК, є варіантом програмної реалізації кінцевого автомата. Вона проста за виконанням, легко програмується і дозволяє автоматизувати роботу електропривода у складних технологічних циклах, алго-



ритми роботи яких необхідно часто змінювати.

Контрольні запитання і задачі

1. Виконання яких операцій забезпечує ДЛСК?
2. Що є вихідними даними для синтезу ДЛСК?
3. У чому суть синтезу ДЛСК методом типових вузлів?
4. Що представляє собою загальна функціональна модель ДЛСК?
5. Кінцевий автомат має 3 вихідні, 2 внутрішні і 2 вихідні змінні. Скільки можливих наборів матимуть ці змінні?
6. Як поділяють кінцеві автомати в залежності від способу формування логічних функцій?
7. Як можна описати роботу кінцевого автомата?
8. Яка із відомих ДЛСК має найбільш високу швидкість?
9. Який із відомих способів реалізації ДЛСК є найбільш універсальним?
10. У яких випадках доцільно реалізувати ДЛСК на базі програмованого контролера?



СИСТЕМА КЕРУВАННЯ ШВИДКІСТЮ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ З СУМУЮЧИМ ПІДСИЛЮВАЧЕМ

9.1. Загальні положення

Регулювання кутової швидкості двигуна постійного струму незалежного збудження в широкому діапазоні забезпечується системою регулювання зі зворотним зв'язком за швидкістю (рис.9.1).

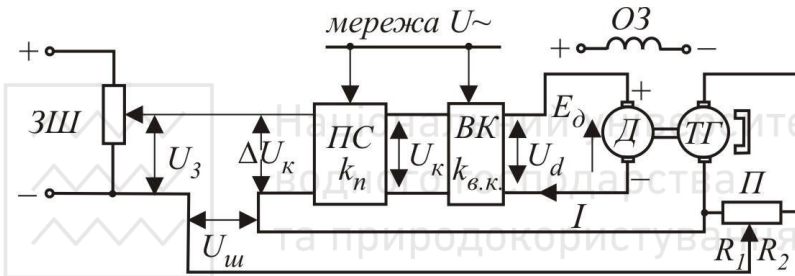


Рис.9.1. Функціональна схема системи регулювання швидкості електропривода

Вона складається з задавача швидкості ЗШ, підсилювача сумуючого ПС, на вхід якого надається різниця задаючої напруги U_3 і напруги зворотного зв'язку $U_{ш}$, перетворювача змінної напруги у регульовану постійну, в якості якого використовується випрямляч керований ВК або імпульсний перетворювач, двигуна Д і тахогенератора ТГ, за допомогою якого здійснюється зворотний зв'язок.

Діапазон регулювання залежить від жорсткості механічної характеристики: чим жорсткість більша, тим більший діапазон регулювання. Модуль жорсткості механічної характеристики розімкненої системи електропривода $\beta_p = M_n / \Delta\omega_{p.n}$ невеликий (рис.9.2, пряма 1).

В замкненій системі керування модуль жорсткості $\beta_{\zeta} =$



$\dot{I}_i / \Delta \omega_{\zeta, i}$ можна змінювати в залежності від потреб технологічного процесу: точності і діапазону регулювання (рис.9.2, пряма 2).

Це зумовлене тим, що при зміні швидкості двигуна із-за будь-яких причин (зміна навантаження, температурні впливи тощо) відповідно змінюється керуючий вплив $\Delta U_{\kappa} = U_{\zeta} - U_{ш}$ (рис.9.1), який направлений на компенсацію цього впливу, тобто діє принцип „регулювання за відхиленням”.

Вихідними даними для розрахунку параметрів системи автоматичного регулювання в усталеному режимі є діапазон $\dot{A} = \omega_0 / \omega_{0min}$ і точність регулювання $\delta = \Delta \omega_{\zeta, i} / \omega_{0min}$, а також параметри силової частини електропривода: коефіцієнт передачі керованого випрямляча $k_{\hat{a}\hat{e}}$ і параметри двигуна U_n, I_n, k_{δ} і R_{δ} .

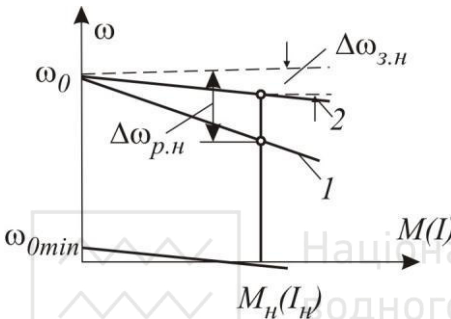


Рис.9.2. Механічні характеристики розімкненої і замкненої систем

Завданням розрахунків є визначення таких значень коефіцієнта підсилення підсилювача k_n і коефіцієнта зворотного зв'язку за швидкістю $k_{ш} = U_{ш} / \omega$, які б забезпечили задані значення \dot{A} і δ . Для цього потрібно знати рівняння механічної або електромеханічної характеристики електропривода у замкненій системі регулювання, яке знаходять, розв'язавши наступну систему рівнянь:

$$\begin{aligned} \Delta U_{\kappa} &= U_{\zeta} - U_{ш} = U_{\zeta} - k_{ш} \omega; \\ U_{\kappa} &= k_n \Delta U_{\kappa}; \\ E_d &= k_{\hat{a}\hat{e}} U_{\hat{e}}; \\ E_d &= E_{\delta} + R_{\delta} + R_{ек} \quad I = E_{\delta} + RI; \\ \omega &= k_{\delta} E_{\delta}, \quad M = I / k_{\delta}, \end{aligned} \tag{9.1}$$

де $k_{\phi} = \frac{U_{\phi}}{\omega} = k_{\delta} \bar{a} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ – коефіцієнт зворотного зв'язку за шви-



дкістю; $k_{\delta, \dot{a}} = \dot{A}_{i, \delta, \dot{a}} / \omega_{i, \delta, \dot{a}}$ – коефіцієнт передачі тахогенератора; E_d – випрямлена ЕРС; $R_{ек}$ – еквівалентний опір керованого перетворювача. Розв’язком (9.1) є рівняння електромеханічної характеристики

$$\omega = \frac{U_{\xi} k_n k_{\hat{a}, \hat{e}} k_{\ddot{a}}}{1 + k_{\delta, \phi}} - 2 \frac{R k_{\ddot{a}}}{1 + k_{\delta, \phi}} = \omega_0 - \Delta \omega_{\zeta}, \quad (9.2)$$

де $k_{\delta, \phi} = k_n \cdot k_{\hat{a}, \hat{e}} k_{\ddot{a}} k_{\phi}$ – коефіцієнт передачі розімкненої системи; $R = R_{ек} + R_{\delta}$ – сумарний опір кола якоря; $R_{ек}$ – еквівалентний опір керованого випрямляча, розрахунок якого наведений у розділі 4.2.

Підставивши в (9.2) $I = k_{\delta} M$, одержимо механічну характеристику.

Порядок розрахунку коефіцієнтів k_n і $k_{ш}$ такий:

➤ за заданими D і δ визначають спад швидкості в замкненій системі керування при номінальному навантаженні

$$\Delta \omega_{\zeta, i} = \delta \omega_{0 \min} = \delta \omega_0 / \ddot{A}; \quad (9.3)$$

➤ обчислюють спад швидкості в розімкненій системі при $I = I_n$

$$\Delta \omega_{p, n} = R k_{\delta} I_n; \quad (9.4)$$

➤ із відношення $\frac{\Delta \omega_{\delta, i}}{\Delta \omega_{\zeta, i}} = 2 R k_{\ddot{a}} \cdot \frac{k_{\delta, \phi} + 1}{2 R k_{\ddot{a}}} = k_{\delta, \phi} + 1$ визначають

$k_{p, ш}$:

$$k_{p, ш} = \frac{\omega_{p, n}}{\Delta \omega_{\delta, n}} - 1; \quad (9.5)$$

➤ обчислюють коефіцієнт зворотного зв’язку за формулою

$$k_{ш} = \frac{U_{\delta, o}}{\omega_o} \frac{k_{p, ш}}{1 + k_{p, ш}}, \quad (9.6)$$



яка слідує з того, що при $I = 0$ $\omega_0 = U_{\zeta.o} k_n k_{\dot{a},\dot{e}} k_{\ddot{a}} / (1 + k_{\delta,\phi} =$

$U_{3.o} k_{p,ш} / (1 + k_{p,ш} \cdot k_{ш})$. Зазвичай приймають задаючу напругу стандартного: $U_{3.o} = 10B$;

➤ за характеристикою на рис.4.9,а визначають коефіцієнт передачі керованого випрямляча $k_{\dot{a},\dot{e}}$;

➤ коефіцієнт підсилення підсилювача

$$k_n = k_{\delta,\phi} / k_{\dot{a},\dot{e}} k_{\ddot{a}} k_{\phi} . \quad (9.7)$$

Визначені за наведеними формулами $k_{ш}$ і k_n забезпечать задані технологічними умовами діапазон і точність регулювання.

Для перевірки розрахунків слід побудувати електромеханічні характеристики при $U_3 = U_{3.o} = 10B$ і $U_{3\min} = \frac{U_{3.o}}{D}$ (рис.9.2) і по них визначити D і δ .

У випадку невеликого діапазону регулювання $D < 20$ замість оберненого зв'язку за швидкістю використовують зворотний зв'язок за ЕРС двигуна, яку вимірюють тахометричним мостом. Для отримання розрахункових формул потрібно лише замінити коефіцієнт $k_{ш}$ коефіцієнтом $k_E / k_{\ddot{a}}$, де k_E – коефіцієнт зворотного зв'язку за ЕРС. В 4 наведені також розрахункові формули для системи з від'ємним зворотним зв'язком за напругою і додатним зв'язком за струмом.

9.2. Формування динамічних характеристик

Будь-яка система автоматичного керування, крім заданої точності регулювання в усталених режимах, повинна забезпечити такі якісні показники як час регулювання, перегулювання й число коливань. Їх можна визначити за відомою перехідною характеристикою, яка представляє собою реакцію системи на стрибкоподібну зміну задаючого сигналу чи збурення (ударне навантаження).

Система автоматичного регулювання швидкості електропривода

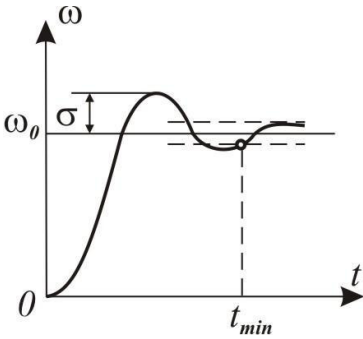


Рис.9.3. Технічно-оптимальний
перехідний процес

перехідний процес, який характеризується мінімально можливим часом регулювання t_{min} при перегулюванні $\sigma \leq 0,08$ і числі коливань за час t_{min} менше двох (рис.9.3). Сформулювати такий перехідний процес можна за допомогою корегувальних ланок, які можна визначити на підставі аналізу диференціального рівняння, яким описується динамічний процес в системі.

Система рівнянь (9.1) описує установлений режим. Щоби скласти систему рівнянь, які описують динамічні процеси, необхідно рівняння (9.1) доповнити членами, що визначають кількісно зміну енергії в ланках. З врахуванням цього динаміка системи, наведеної на рис.9.1, буде описуватись наступною системою рівнянь:

$$\begin{aligned} \Delta u_{\hat{e}} &= U_{\zeta} - k_{\phi} \omega; \\ u_k &= k_n \Delta u_{\hat{e}}; \\ k_n u_k &= e_d + T_{\hat{a}\hat{e}} \frac{de_d}{dt}; \\ e_d &= e_{\partial} + iR + L \frac{di}{dt} = e_{\partial} + R \left(i + T_{\hat{y}} \frac{di}{dt} \right); \\ e_{\partial} &= k_{\partial} \omega; \\ M &= i/k_{\partial}; \quad M_c = i_c/k_{\partial}; \\ M - M_c &= J \frac{d\omega}{dt}, \end{aligned} \quad (9.8)$$

де $\hat{O}_{\hat{a}\hat{e}} = 0,01\tilde{n}$ – стала часу керованого перетворювача, яка враховує інерційність системи імпульсно-фазового керування; $\hat{O}_{\hat{y}} = L_{\hat{a}} + L_{\hat{a}\hat{e}} + L_p / R$ – стала часу якорного кола; $L_{\hat{a}\hat{e}} = \tilde{o}_{\partial} / 2\pi f$



– індуктивність трансформатора, приведена до вторинної обмотки;
 L_p – індуктивність згладжуючого реактора; J – приведений до валу двигуна момент інерції привода.

Після відповідних перетворень (9.8) отримаємо диференціальне рівняння третього порядку

$$a_3 \frac{d^3 \omega}{dt^3} + a_2 \frac{d^2 \omega}{dt^2} + a_1 \frac{d\omega}{dt} + a_0 \omega = U_{\zeta} k_n k_{\dot{a}\dot{e}} k_{\ddot{a}} - \left(b_2 \frac{d^2 M_c}{dt^2} + b_1 \frac{dM_c}{dt} + Rk_{\ddot{a}}^2 \dot{I}_{\bar{n}} \right), \quad (9.9)$$

де $\dot{a}_3 = \dot{O}_{\dot{a}\dot{e}} \dot{O}_{\dot{y}} \dot{O}_i$; $\dot{a}_2 = \dot{O}_i \dot{O}_{\dot{a}\dot{e}} + \dot{O}_{\dot{y}}$; $\dot{a}_1 = \dot{O}_{\dot{a}\dot{e}} + \dot{O}_i$; $\dot{a} = 1 + k_n k_{\dot{a}\dot{e}} k_{\ddot{a}} k_{\phi}$; $b_2 = Rk_{\ddot{a}}^2 \dot{O}_{\dot{a}\dot{e}} \dot{O}_{\dot{y}}$; $b_1 = Rk_{\ddot{a}}^2 \dot{O}_{\dot{a}\dot{e}} + \dot{O}_{\dot{y}}$; $\dot{O}_i = JRk_{\ddot{a}}^2$ – електромеханічна стала часу привода.

Розв'язок (9.9) при $M_c = 0$ є кривою перехідного процесу, зумовленого зміною задаючої напруги. Якщо напругу U_3 стрибком змінити від нуля до $U_3 = 10B$, то розв'язком (9.9) буде ωt – крива зміни швидкості при пуску електропривода до швидкості ω_0 . Розв'язок (9.9) при $U_3 = const$ і зміні моменту навантаження M_c представлятиме зміну швидкості, зумовлену зміною навантаження. Але ці процеси, зазвичай, не будуть технічно-оптимальними. Щоби переконатись у цьому, потрібно знайти розв'язок ωt , побудувати криву ωt і порівняти її з технічно-оптимальною кривою (рис.9.3).

Це дуже копітка робота. Тому розроблені методи, які дозволяють за відомими коефіцієнтами лівої частини рівняння (9.9) визначити час перехідного процесу і перегулювання.

Найбільше простим із відомих методів є використання діаграми Вишнеградського, з якої слідує, що технічно-оптимальний процес в системі автоматичного регулювання, яка описується диференціальним рівнянням III-го порядку, буде тоді, коли коефіцієнти нормованою характеристикою рівняння



$$p^3 + A_2 p^2 + A_1 p + 1 = 0 \quad (9.10)$$

будуть такими: $A_2 = 2,05$ і $A_1 = 2,39$ [7, табл.10.5].

Коефіцієнти A_2 і A_1 зв'язані з коефіцієнтами рівняння (9.9) формулами:

$$A_2 = a_2 / \sqrt[3]{a_3 a_0^2} \quad \text{і} \quad A_1 = a_1 / \sqrt[3]{a_3 a_0^2}. \quad (9.11)$$

Тому необхідно за відомими коефіцієнтами a_3 , a_2 , a_1 і a_0 рівняння (9.9) визначити коефіцієнти A_2 і A_1 і порівняти їх з наведеними. Якщо обчислені за формулами (9.11) коефіцієнти будуть відрізнятися від оптимальних значень, то необхідно доповнити систему керування корегувальними ланками. Змінити коефіцієнти рівняння (9.9) при першій і другій похідних можна введенням від'ємних зворотних зв'язків за відповідними похідними з коефіцієнтами пропорційності k'_{uu} і k'_c (рис.9.4).

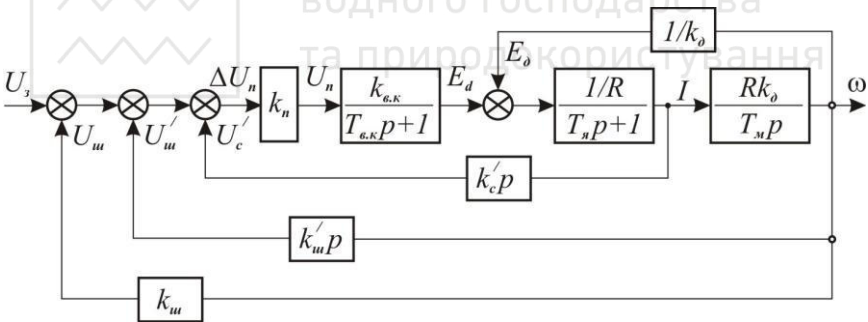


Рис.9.4. Структурна схема системи регулювання швидкості електропривода з корегувальними ланками

При подачі на вхід сумуючого підсилювача додатково напруг зворотних зв'язків за похідними

$$\Delta U_K = U_3 - U_{uu} - U'_{uu} - U'_c. \quad (9.12)$$

Тому, замінивши в (9.8) перше рівняння рівнянням (9.12), одержимо нову систему рівнянь, спростивши яку матимемо рівняння,



аналогічне (9.9), але з такими коефіцієнтами:

$$\begin{aligned} \dot{a}_3 &= \dot{O}_{\dot{a}\dot{e}} \dot{O}_{\dot{y}} \dot{O}_i ; \dot{a}_2^* = \dot{O}_i \dot{O}_{\dot{a}\dot{e}} + \dot{O}_{\dot{y}} + \dot{O}_i k_n k_{\dot{a}\dot{e}} k'_n / R ; \\ \dot{a}_1^* &= \dot{O}_{\dot{a}\dot{e}} + \dot{O}_i + k_n k_{\dot{a}\dot{e}} k'_a k'_\phi ; \dot{a}_0 = 1 + k_n k_{\dot{a}\dot{e}} k'_a k'_\phi ; \\ b_2 &= R k'_a \dot{O}_{\dot{a}\dot{e}} \dot{O}_{\dot{y}} ; b_1^* = R k'_a \dot{O}_{\dot{a}\dot{e}} + \dot{O}_{\dot{y}} + k_n k_{\dot{a}\dot{e}} k'_a k'_\phi . \end{aligned} \quad (9.13)$$

З (9.13) слідує, що введення зворотних зв'язків за похідними призвело лише до зміни коефіцієнтів a_1 , a_2 і b_1 рівняння (9.9).

Коефіцієнти k'_{iu} і k' тепер можна визначити з рівнянь:

$$\begin{aligned} \dot{a}_1^* &= \dot{A}_1 \sqrt[3]{\dot{a}_3 \dot{a}_0^2} = 2,39 \sqrt[3]{\dot{O}_{\dot{a}\dot{e}} \dot{O}_{\dot{y}} \dot{O}_i \left(1 + k_n k_{\dot{a}\dot{e}} k'_a k'_\phi \right)^2} = \\ &= \dot{O}_{\dot{a}\dot{e}} + \dot{O}_i + k_n k_{\dot{a}\dot{e}} k'_a k'_\phi ; \\ \dot{a}_2^* &= \dot{A}_2 \sqrt[3]{\dot{a}_3^2 \dot{a}_0} = 2,05 \sqrt[3]{\dot{O}_{\dot{a}\dot{e}} \dot{O}_{\dot{y}} \dot{O}_i \left(1 + k_n k_{\dot{a}\dot{e}} k'_a k'_\phi \right)^2} = \\ &= \dot{O}_i \dot{O}_{\dot{a}\dot{e}} + \dot{O}_{\dot{y}} + \dot{O}_i k_n k_{\dot{a}\dot{e}} k'_n . \end{aligned} \quad (9.14)$$

Зворотні зв'язки за похідними з визначеними коефіцієнтами k'_{iu} і k' забезпечать технічно-оптимальний перехідний процес в системі, структурна схема якої наведена на рис.9.4.

Перевірку розрахунків слід провести моделюванням, використавши спеціалізований пакет MATLAB Simulink або програму SIAM. Але реалізувати ідеальні диференціальні ланки з передавальною функцією $W_\partial p = kp$ в моделі не можна. Тому їх замінюють реальними диференціальними ланками з передавальними функціями

$$W_\partial^* p = \frac{k_i p}{T_\partial p + 1}, \text{ прийнявши } T_\partial = 0,1 T_{\min}, \text{ де } T_{\min} - \text{найменша}$$

стала часу в контурі регулювання.

9.3. Обмеження моменту електропривода

Робота багатьох виробничих механізмів зв'язана з обмеженням



динамічного моменту, який визначає прискорення. Прискорення самого електродвигуна також обмежене. Тому систему автоматичного регулювання швидкості необхідно доповнити системою обмеження моменту. Стосовно двигуна постійного струму незалежного збудження систему обмеження моменту замінюють системою обмеження струму як більш просту в реалізації, бо момент двигуна пропорційний струму $M = I/k_{\partial}$.

Обмеження струму досягається затриманим від'ємним зворотним зв'язком за струмом, який називають «відсічкою» за струмом (рис.9.5). До контуру обмеження струму входять опір додаткових полюсів $R_{\partial.n}$, спад наруги на якому пропорційний струму якоря, давач струму ДС і опорна напруга U_{on} , яка направлена проти вихідної напруги давача.

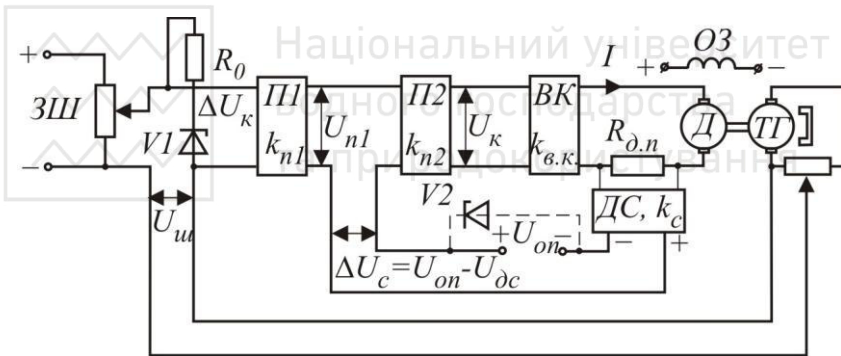


Рис.9.5. Функціональна схема системи автоматичного регулювання швидкості з обмеженням струму якоря

Опорна напруга може створюватись окремим джерелом або стабілітроном $V2$ з напругою стабілізації $U_{cm} = U_{on}$.

При струмі якоря $I < I_{відс}$ зворотний зв'язок за струмом не діє, бо $U_{on} > U_{\partial.c}$ (рис.9.6). Коли струм досягне значення $I_{відс}$, то $U_{on} = U_{\partial.c}$ і вступає в дію від'ємний зворотний зв'язок за струмом. Напруга на вході підсилювача П2 $\Delta U_2 = U_{n1} - \Delta U_c$ з подальшим



збільшенням струму зменшується, що призводить до зниження швидкості від $\omega = \omega_1$ до $\omega = 0$ (ділянка $A-B-I_{\tilde{n}\delta}^*$ на рис.9.6).

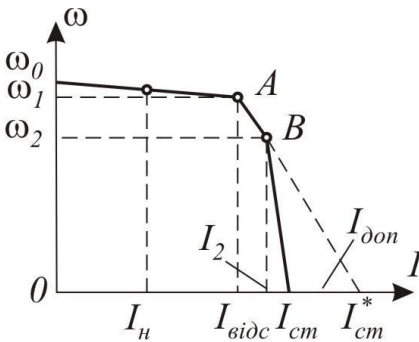


Рис.9.6. Електромеханічна характеристика в системі з обмеженням струму

стабілітрона V1, які забезпечать бажану електромеханічну характеристику.

На ділянці $\omega_0 - A$ залежність $\omega = f I$ описується рівнянням (9.2). Підставивши в (9.2) $I = I_{\tilde{e}i\delta c}$, обчислюють швидкість ω_1 , при якій вступає в дію відсічка. При $I > I_{\tilde{e}i\delta c}$ вступає в дію контур обмеження струму. Щоби знайти рівняння $\omega = f I$ на ділянці $A-B-I_{\tilde{e}m}^*$, потрібно в системі рівняння (9.1) рівняння $U_n = k_n \Delta U_{\tilde{e}}$ замінити двома рівняннями:

$$\begin{aligned} U_{n1} &= \Delta U_{\kappa} k_{n1}; \\ U_{\kappa} &= [U_{n1} - I k_c - U_{on}] k_{n2}, \end{aligned} \quad (9.15)$$

де $U_{on} = I_{\tilde{e}i\delta c} k_c$. Розв'язок системи (9.1) з врахуванням (9.15) дає рівняння електромеханічної характеристики при $I > I_{\tilde{e}i\delta c}$ у виді

$$\omega = \frac{U_{\tilde{e}i\delta c} k_n k_{\hat{a}\hat{e}} k_{\hat{a}} + U_{on} k_{n2} k_{\hat{a}\hat{e}} k_{\hat{a}}}{1 + k_{\delta\phi}} - I k_{\hat{a}} \frac{R + k_{n2} k_{\hat{a}\hat{e}} k_c}{1 + k_{\delta\phi}}. \quad (9.16)$$



В (9.16) два невідомі: k_{n2} і k_c , але відомий $k_n = k_{n1} \cdot k_{n2}$. Тому для обчислення k_c , необхідно задатись співвідношенням між k_{n1} і k_{n2} . Для зменшення k_c слід прийняти $k_{n2} = 2k_{n1}$. Тоді $k_{n2} = \sqrt{2k_n}$ і $k_{n1} = k_n/k_{n2}$. За цією умови (9.16) буде таким:

$$\omega \cdot 1 + k_{\partial\phi} = U_{\zeta \hat{i}} k_n k_{\hat{a}\hat{e}} k_{\hat{a}} + 2 \hat{a}^3 \hat{a} \hat{n} k_c k_{n2} k_{\hat{a}\hat{e}} k_{\hat{a}} - I k_{\hat{a}} R + \sqrt{2k_n} k_{\hat{a}\hat{e}} k_c. \quad (9.17)$$

Рівняння (9.17) описує зміну швидкості на ділянці $A - I_{cm}^*$. Тому, підставивши в нього $\omega = 0$ і $I = I_{cm}^*$, отримаємо рівняння для обчислення коефіцієнта k_c :

$$k_c = \frac{U_{\zeta \hat{i}} k_{n1}}{2 \hat{n} \hat{o} - 2 \hat{a}^3 \hat{a} \hat{n}} - 2 \hat{n} \hat{o} \frac{R}{k_{n2} k_{\hat{a}\hat{e}} (2 \hat{n} \hat{o} - 2 \hat{a}^3 \hat{a} \hat{n})}. \quad (9.18)$$

Для зменшення k_c слід прийняти $I_{cm}^* = 2 \dots 3 I_{\partial on}$, де $2 \hat{a} \hat{i} \hat{i} = 2,5^2 I_i$ – допустимий струм двигуна за умови комутації.

Підставивши в (9.16) значення $I = I_2 = 1,05 I_{\partial ic}$, обчислюють швидкість ω_2 , при якій вступає у дію обмеження напруги на вході підсилювача ПІ (відсічка за швидкістю).

Напругу обмеження (напругу стабілізації стабілітрона V1) визначають з рівняння

$$U_{V1} = U_{3.0} - \omega_2 k_{uu}. \quad (9.19)$$

Величина струму I_2 визначає швидкість ω_2 . Тому потрібно переконатись, чи забезпечить відсічка за швидкістю стопорний струм $I_{cm} \leq I_{\partial on}$. Це можна перевірити за рівнянням електромеханічної характеристики для $I > I_2$.

На ділянці $B - I_{\hat{n} \hat{o}}$ зворотній зв'язок за швидкістю не буде діяти, бо напруга на виході першого підсилювача $U_{n1} = U_{V1} k_{n1} =$



$\omega = const$. Тому на цій ділянці рівняння $\omega = f I$ матиме вид

$$\omega = U_{V1} k_{i1} + {}^2 \dot{a} \ddot{a} \ddot{a} \ddot{a} k_c \quad k_{n2} k_{\dot{a} \dot{e}} k_{\ddot{a}} - {}^2 k_{\ddot{a}} R + k_{n2} k_{\dot{a} \dot{e}} k_c \quad . \quad (9.20)$$

Підставивши в (9.20) $\omega = 0$, отримаємо вираз для обчислення струму I_{cm} :

$${}^2 \ddot{n} \dot{\delta} = \frac{U_{V1} k_{i1} + {}^2 \dot{a} \ddot{a} \ddot{a} \ddot{a} k_c \quad k_{n2} k_{\dot{a} \dot{e}}}{R + k_{n2} k_{\dot{a} \dot{e}} k_{\ddot{n}}} \quad . \quad (9.21)$$

Якщо $I_{cm} \leq I_{don}$, напруга відсічки за швидкістю розрахована вірно. Якщо $I_{cm} > I_{don}$, то згідно з (9.21) потрібно зменшити U_{V1} , збільшивши ω_2 за рахунок зменшення I_2 .

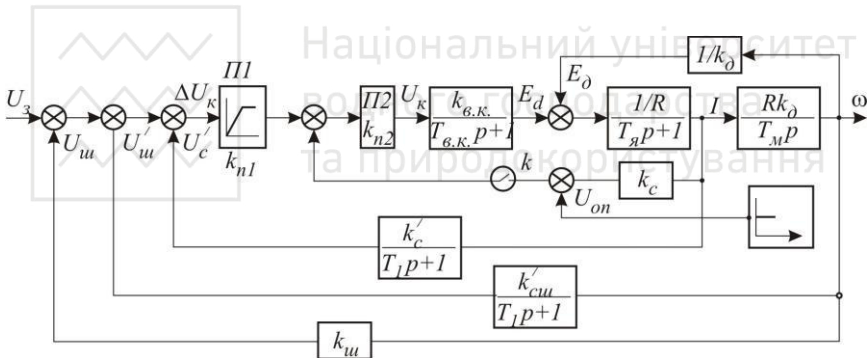


Рис.9.7. Структурна схема системи регулювання швидкості з контуром обмеження струму

Після цього обчислення I_{cm} повторити. Можна піти і зворотним шляхом: прийнявши ${}^2 \ddot{n} \dot{\delta} = {}^2 \dot{a} \ddot{a} \ddot{a} \ddot{a}$, з (9.21) визначають U_{V1} , з (9.19) – ω_2 і з (9.16) струм I_2 , який забезпечить $I = I_{cm}$. Можна забезпечити $I = I_{cm}$, змінивши відповідно співвідношення між коефіцієнтами підсилення k_{n1} і k_{n2} .

Результати розрахунків перевіряють моделюванням за структур-



вою схемою рис.9.7. На схемі контур обмеження струму складається з давача струму з коефіцієнтом передачі k_c , порівняльної ланки, опорної напруги U_{on} і електронного ключа k , який спрацьовує при $U_{on} = I_{відс} k_c$.

Контрольні запитання і задачі

1. Визначити спад кутової швидкості у замкненій системі регулювання при номінальному навантаженні, якщо $\delta = 0,05$, $\ddot{A} = 25$ і $\ddot{i}_i = 1440 \hat{a} / \hat{\omega} \hat{a}$.

2. Визначити коефіцієнт передачі розімкненої системи автоматичного регулювання кутової швидкості, якщо $\Delta\omega_{c,i} = 0,2 \hat{\delta} \hat{\omega} \hat{\omega} / \hat{n}$; $\ddot{i}_i = 23 \hat{A}$; $R = 0,39 \hat{I}$ і $k_{\hat{a}} = 0,85 \hat{\delta} \hat{\omega} \hat{\omega} / \hat{A} \cdot \hat{n}$.

3. Визначити коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю $k_{ш}$, якщо $U_c = 10 \hat{A}$; $\ddot{i}_0 = 1500 \hat{a} / \hat{\omega} \hat{a}$ і $k_{\hat{\omega}} = 20$.

4. Якими параметрами характеризується технічно-оптимальний перехідний процес?

5. Якими засобами забезпечується технічно-оптимальний процес в системі з сумуючим підсилювачем?

6. З якою метою в системах автоматичного регулювання використовують зворотні зв'язки за похідними?

7. Як впливають зворотні зв'язки за похідними на усталену похибку?

8. Яким способом досягається обмеження струму в системах автоматичного регулювання швидкості?

9. Яким шляхом перевіряють розрахунки параметрів систем автоматичного регулювання швидкості?

10. Чому при моделюванні диференціальну ланку замінюють послідовним з'єднанням диференціальної і інерційної ланок?



СИСТЕМА КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ З ПІДПОРЯДКОВАНИМ РЕГУЛЮВАННЯМ

10.1. Структурна схема системи підпорядкованого регулювання

Недоліком системи керування електроприводом з сумуючим підсилювачем є складність формування перехідних процесів, бо керуючий вплив на систему залежить від багатьох зворотних зв'язків. Це ускладнює їх реалізацію та налагодження роботи системи. Щоби мати можливість окремо розрахувати і налагоджувати зміни струму і швидкості, використовують систему підпорядкованого регулювання.

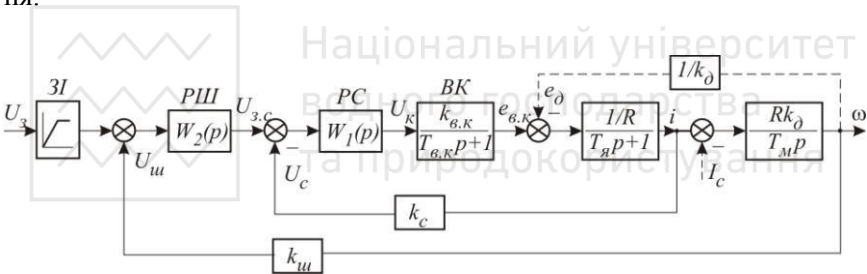


Рис.10.1. Структурна схема системи з підпорядкованим регулюванням струму і швидкості

Система керування електроприводом з підпорядкованим регулюванням має два контури регулювання: внутрішній – контур регулювання струму якоря, і зовнішній – контур регулювання швидкості.

До складу внутрішнього контуру входять регулятор струму РС, керований випрямляч ВК, якорне коло двигуна і від'ємний зв'язок за струмом з коефіцієнтом передачі k_c . На вході цього контуру (вхід РС) порівнюється напруга виходу регулятора швидкості РШ $U_{3,c}$ з напругою зворотного зв'язку за струмом U_c . Їх різниця $\Delta U_c = U_{3,c} - U_c$ визначає величину струму в контурі і забезпечує його стабілізацію.



Зовнішній контур складається з регулятора швидкості РШ, контуру регулювання струму, двигуна і зворотного зв'язку за швидкістю з коефіцієнтом передачі $k_{ш}$. Вхідним сигналом для контуру швидкості може бути безпосередньо задаючий сигнал U_3 або сигнал з задавача інтенсивності ЗІ. Різниця сигналів $U_3 - U_\phi = \Delta U_e$ є керуючим впливом і забезпечує стабілізацію швидкості шляхом регулювання струму якоря, який пропорційний моменту навантаження.

Така побудова системи керування дозволяє окремо формувати перехідні і усталені процеси в контурах, що значно спрощує розрахунки і налагодження системи.

З теорії автоматичного керування відомо [6], що в системі, яка описується диференціальним рівнянням другого порядку, перехідний процес буде технічно-оптимальним, якщо передавальна функція розімкненої системи буде мати такий вид:

$$W_{p1}^* p = \frac{1}{2T_\mu p T_\mu p + 1}, \quad (10.1)$$

де T_μ – найменша стала часу контуру. Передавальної функції (10.1) відповідає час регулювання $t_p = 4,6T_\mu$ і перерегулювання $\sigma = 0,043$.

Щоби у контурі струму перехідний процес був технічно-оптимальним, передавальна функція розімкненого контуру $W_{p1} p$ повинна бути рівною бажаній передавальній функції $W_{p1}^* p$, тобто

$$W_{p1}^* p = W_{p1} p. \quad (10.2)$$

З рис.10.1 слідує, що на струм якоря впливає ЕРС двигуна e_δ . Але цей вплив незначний, бо стала часу якорного кола T_γ значно менша електромеханічної сталої часу двигуна T_M . Тому з метою спрощення розрахунків впливом ЕРС нехтують. Тоді передавальна функція розімкненого контуру струму



$$W_{p1} p = W_1 p \frac{k_{\dot{a}\dot{e}} k_c}{R T_{\dot{a}\dot{e}} p + 1 \dot{O}_y \delta + 1} . \quad (10.3)$$

Підставивши в (10.2) рівняння передавальних функцій, отримаємо

$$\frac{1}{2\dot{O}_\mu \delta \dot{O}_\mu \delta + 1} = W_1 p \frac{k_{\dot{a}\dot{e}} k_c}{R T_{\dot{a}\dot{e}} p + 1 \dot{O}_y \delta + 1} . \quad (10.4)$$

Оскільки $\dot{O}_{\dot{a}\dot{e}} < \dot{O}_y$, то приймаємо $\dot{O}_\mu = \dot{O}_{\dot{a}\dot{e}}$. За цієї умови передавальна функція регулятора дорівнюватиме

$$W_1 p = \frac{R \dot{O}_y \delta + 1}{2\dot{O}_{\dot{a}\dot{e}} k_{\dot{a}\dot{e}} k_c p} = k_1 \frac{\dot{O}_y p + 1}{\dot{O}_y \delta} , \quad (10.5)$$

де $k_1 = RT_y / 2\dot{O}_{\dot{a}\dot{e}} k_{\dot{a}\dot{e}} k_c$ – пропорційна складова ПІ – регулятора струму.

З теорії автоматичного керування також відомо [6], що перехідний процес у другому контурі (контурі швидкості) буде технічно-оптимальним, якщо передавальна функція розімкненого контуру матиме такий вид:

$$W_{p2}^* p = \frac{1}{4T_\mu p + 2T_\mu p + 1} . \quad (10.6)$$

Вираз (10.6) отримано з (10.1) заміною T_μ на $2T_\mu$.

З умови

$$W_{p2}^* p = W_{p2} p , \quad (10.7)$$

де $W_{p2} p$ – передавальна функція розімкненого контуру швидкості, визначають передавальну функцію регулятора швидкості.

Розімкнений контур швидкості складатиметься з регулятора швидкості РШ, контуру струму, інтегрувальної ланки (двигуна) і зворотного зв'язку за швидкістю з коефіцієнтом передачі $k_{ш}$.

Дійсну передавальну функцію контуру струму із-за того, що $\dot{\Delta}_{\dot{a}, \dot{e}} < \dot{\Delta}_{\dot{y}}$, апроксимують інерційною ланкою з передавальною функцією

$$W_{\dot{a}} p = \frac{1}{k_c 2T_{\dot{a}, \dot{e}} p + 1}. \quad (10.8)$$

З врахуванням (10.8) передавальна функція розімкненого контуру швидкості

$$W_{p2} p = W_2 p \frac{Rk_{\dot{a}} k_{\phi}}{k_c 2T_{\dot{a}, \dot{e}} p + 1 T_i \delta}. \quad (10.9)$$

З рівності $W_{p2}^* p = W_{p2} p$ і $\dot{\Delta}_{\mu} = \dot{\Delta}_{\dot{a}, \dot{e}}$ визначають передавальну функцію регулятора швидкості:

$$W_2 p = \frac{T_i k_c}{4Rk_{\dot{a}} k_{\phi} \dot{\Delta}_{\dot{a}, \dot{e}}} = k_2, \quad (10.10)$$

де k_2 – коефіцієнт передачі П – регулятора швидкості.

Тип і коефіцієнт передачі регулятора швидкості k_2 визначено з умови техніко-оптимального перехідного процесу. Але невідомо, якою при цьому буде точність регулювання, яка визначається лише технологічними вимогами до системи керування.

Точність регулювання в системі підпорядкованого регулювання з П-регулятором швидкості повинна бути $\delta^* = \Delta\omega_{\zeta, \dot{t}}^* / \omega_{0min}$ (формула 9.3). Звідси спад швидкості при номінальному навантаженні

$$\Delta\omega_{\zeta, \dot{t}}^* = \delta^* \omega_{0min} = \delta^* \omega_0 / \ddot{A}. \quad (10.11)$$

Дійсний номінальний спад швидкості в системі з П-регулятором, як наведено в 3

$$\Delta\omega_{\zeta, \dot{t}} = \frac{4\dot{\Delta}_{\dot{a}, \dot{e}}}{\dot{\Delta}_i} Rk_{\dot{a}}^2 \dot{t} = \frac{4\dot{\Delta}_{\dot{a}, \dot{e}}}{\dot{\Delta}_i} \Delta\omega_{\delta, \dot{t}}. \quad (10.12)$$

З (10.12) слідує, що спад швидкості залежить тільки від сталих



часу $\dot{O}_{\dot{a}\dot{e}}$ і T_M (рис.10.2).

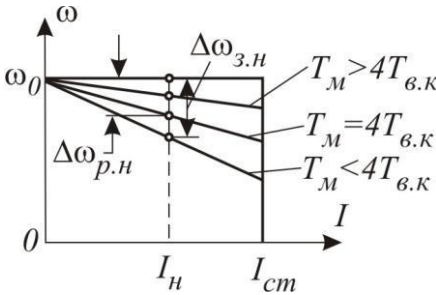


Рис.10.2. Електромеханічні характеристики в системі підпорядкованого регулювання з П- і ПІ регуляторами швидкості

ну передавальну функцію розімкненого контуру приймають у виді

$$W_2^* p = \frac{8\dot{O}_{\dot{a}\dot{e}} + 1}{32\dot{O}_{\dot{a}\dot{e}}^2 \delta^2 - 2\dot{O}_{\dot{a}\dot{e}} \delta + 1} \quad (10.13)$$

З рівності виразів (10.13) і (10.9) знаходять передавальну функцію регулятора швидкості

$$W_2 \delta = \frac{k_c \dot{O}_i}{32Rk_{\dot{a}}k_{\phi}} \frac{8\dot{O}_{\dot{a}\dot{e}} \delta + 1}{\dot{O}_{\dot{a}\dot{e}} \delta} = k_2 \frac{8T_{\dot{a}\dot{e}} p + 1}{8T_{\dot{a}\dot{e}} p}, \quad (10.14)$$

де $k_2 = k_c \dot{O}_i / 4Rk_{\dot{a}}k_{\phi} \dot{O}_{\dot{a}\dot{e}}$ – пропорційна складова ПІ-регулятора, яка є рівною коефіцієнту передачі П-регулятора.

При такому ПІ-регуляторі перерегулювання складе 0,43, а час регулювання $t_p = 6,2\dot{O}_{\dot{a}\dot{e}}$. Зменшити перерегулювання до 0,062, що відповідає технічно-оптимальному процесу, можна введенням на вхід регулятора інерційної ланки (фільтра) з передавальною функцією

безпечити необхідну точність і діапазон регулювання. У випадку $\Delta\omega_{з.н} > \Delta\omega_{з.н}^*$ точність регулювання буде меншою від необхідної δ^* і необхідно замість П-регулятора швидкості вибрати ПІ-регулятор. Тоді система стане астатичною і $\Delta\omega_{\zeta.i} = 0$ (горизонтальна пряма на рис.10.2).

Для визначення параметрів ПІ-регулятора швидкості бажа-



$$W_{\dot{\delta}} \delta = \frac{1}{8\dot{\delta}_{\dot{a}\dot{e}} \delta + 1} \quad (10.15)$$

Фільтр сповільнить перехідний процес, але час регулювання збільшиться до $t_p = 13,6\dot{\delta}_{\dot{a}\dot{e}}$. За стрибкоподібного вхідного сигналу швидкість двигуна досягне усталеного значення за $t_p = 13,6\dot{\delta}_{\dot{a}\dot{e}}$. Але струм перевищить допустиме значення. Тому необхідно передбачити обмеження струму в перехідних процесах.

10.2. Технічна реалізація системи з підпорядкованим регулюванням

Регулятори струму і швидкості в системі з підпорядкованим регулюванням реалізують на базі операційних підсилювачів (рис.10.3).

Параметри силової частини електропривода (керованого випрямляча, двигуна і тахогенератора) будемо вважати відомими, бо вони розглядувались раніше. Тому необхідно на підставі передавальних функцій регуляторів розрахувати опори і ємності згідно рис.10.3.

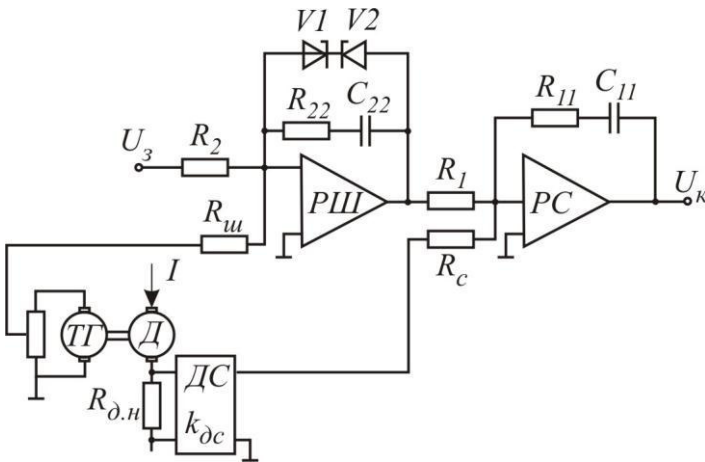


Рис.10.3. Схеми регуляторів швидкості і струму



Згідно (10.6) для регулятора струму маємо:

$$\dot{O}_y = R_{11} C_{11} \text{ і } k_1 = \frac{R_{11}}{R_1} = \frac{R \dot{O}_y}{2 \dot{O}_{\hat{a}\hat{e}} k_{\hat{a}\hat{e}} k_c}. \quad (10.16)$$

Коефіцієнт зворотного зв'язку за струмом визначають із умови роботи привода у стопорному режимі (рис.10.2), для якого

$$U_{\tilde{n}.max} - k_c I_{\tilde{n}\dot{o}} = 0 \text{ або } k_c = \frac{U_{c.max}}{I_{cm}}, \quad (10.17)$$

де $U_{c.max} = 10B$ – максимальна напруга на вході регулятора струму. Коефіцієнт $k_c = U_c / I = IR_{\dot{o}n} / I = R_{\dot{o}n}$. Якщо k_c згідно (10.17) більше $R_{\dot{o}n}$, то необхідно використати давач струму з коефіцієнтом передачі $k_{\dot{o}c} = k_c / R_{\dot{o}n}$.

За відомого k_c в (10.16) три невідомих: R_{11} , R_1 і C_{11} . Тому, зазвичай, приймають $C_{11} = 1 \cdot 10^{-6} \hat{O}$. Тоді

$$R_{11} = \frac{\dot{O}_y}{\tilde{N}_{11}} \text{ і } R_1 = \frac{R_{11}}{k_1} = R_{11} \frac{2T_{\hat{a}\hat{e}} k_{\hat{a}\hat{e}} k_c}{RT_{\dot{y}}}.$$

Опір резистора в колі зворотного зв'язку за струмом визначають з рівняння

$$U_{c.max} \frac{R_{11}}{R_1} - I_{cm} k_c \frac{R_{11}}{R_c} = 0 \text{ або } R_c = R_1.$$

У випадку П-регулятора швидкості $C_{11} = 0$ і згідно (10.10)

$$\frac{R_{22}}{R_2} = k_2 = \frac{\dot{O}_i k_c}{4Rk_{\phi} k_{\hat{a}\hat{e}} T_{\hat{a}\hat{e}}}. \quad (10.18)$$

В (10.18) два невідомі. Тому приймають, наприклад, $R_2 = 100k\hat{l} \hat{i}$. Тоді опір резистора в колі зворотного зв'язку за швидкістю визначають із рівняння



$$\frac{R_{22}}{R_2} U_{\zeta, \max} - \frac{R_{22}}{R_\phi} k_\phi \omega_0 = 0. \quad (10.19)$$

Оскільки $k_\phi \omega_0 = U_{\zeta, \max}$, то $R_\phi = R_2$.

У випадку III-регулятор швидкості згідно (10.14)

$$8T_{\hat{a}\hat{e}} = R_{22}C_{22} \text{ і } k_2 = \frac{R_{22}}{R_2} = \frac{k_c \hat{O}_i}{4Rk_{\hat{a}}k_\phi \hat{O}_{\hat{a}\hat{e}}}. \quad (10.20)$$

Прийнявши $\tilde{N}_{22} = 1 \cdot 10^{-6} \hat{O}$, $R_{22} = 8T_{\hat{a}\hat{e}} / C_{22}$. Тоді $R_2 = \frac{R_{22}}{k_2}$ і

згідно (10.19) $R_\phi = R_2$.

10.3. Обмеження струму в системі підпорядкованого регулювання

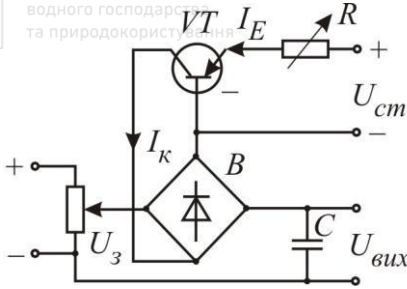
Якщо на вхід III-регулятора подати стрибкоподібний сигнал $U_{z, \max} = const$, то швидкість досягне усталеного значення $\omega_{\hat{a}\hat{e}} = 0,95\omega_0$ за час $t_p = 13,6T_{\hat{a}\hat{e}}$ з перерегулюванням $\sigma = 0,062$, Але струм перевищить допустиме значення $I_{\text{дон}}$. Тому необхідно передбачити обмеження струму в перехідних процесах, що досягається обмеженням напруги на виході регулятора швидкості стабілітронами V1 і V2 (рис.10.3).

Величину напруги стабілізації U_{cm} визначають з рівняння

$$U_{c\hat{d}} - 2\tilde{n}\hat{d}k_c = 0, \quad (10.21)$$

де $I_{cm} \leq I_{\text{дон}}$ – стопорний струм (рис.10.2).

Окрім обмеження струму якоря в динамічних процесах шляхом обмеження напруги на виході регулятора швидкості, часто використовують задавач інтенсивності (рис.10.1), за допомогою якого сигнал задання швидкості змінюється не стрибком, а лінійно в часі до необхідного значення.



б

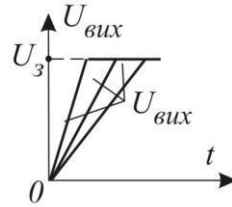
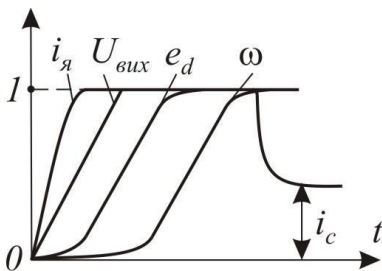


Рис.10.4. Принципова схема задавача інтенсивності (а)
і його часові характеристики (б)

Задавач інтенсивності (ЗІ) складається з випрямляча В, транзистора VT і конденсатора С (рис.10.4,а). Задаюча напруга U_3 , через випрямляч В подається в коло колектора VT, який увімкнено за схемою зі спільною базою. Емітерне коло живиться від джерела стабілізованої напруги U_{cm} . У цій схемі включення транзистора струм колектора I_k практично не залежить від напруги на колекторі. Тому при вмиканні напруги U_3 процес зарядки конденсатора С відбувається сталим струмом. Це призводить до того, що напруга на конденсаторі, яка є вихідною напругою ЗІ, практично змінюється в часі лінійно від нуля до $U_{вих} = U_3$. При зміні полярності U_3 струм I_k завдяки випрямлячу В не змінює свого напрямку, але струм зарядки конденсатора при цьому змінює свій напрямок. Тому полярність вихідної напруги ЗІ завжди співпадає зі полярністю задаючої.

Змінюючи струм емітатора I_c резистором R , можна змінювати інтенсивність наростання вихідної напруги (рис.10.4,б) і тим самим задавати необхідне прискорення електроприводу в процесах пуску і гальмування.



З кривих, наведених на рис.10,5

Рис.10.5. Графіки перехідних процесів в системі з задавачем інтенсивності у відносних одиницях



у відносних одиницях, видно, що при лінійній зміні напруги на виході ЗІ ЕРС керованого випрямляча e_d і швидкість двигуна ω змінюються за законами, близькими до лінійних. При цьому струм якоря i_a спочатку швидко наростає до заданого значення, після залишається сталим і при швидкості, близькій до усталеної, спадає до $i_c = M_c / M_n$, де M_c – момент навантаження.

Коли при усталеному русі електропривода різко зміниться момент сил опору (ударне навантаження), то струм якоря може перевищити допустиме значення. Тому при використанні задавача інтенсивності обов'язковим є обмеження напруги на виході регулятора швидкості.

Для перевірки правильності розрахунків проводять моделювання роботи системи в динамічних режимах методом, який описаний в розділі 9.3, з врахуванням способів обмеження струму. Окрім того, для отримання результатів, близьких до реальних, слід моделювати керований випрямляч як ланку з обмеженням ЕРС номінальним значенням.

Контрольні запитання

1. Яка умова вибору регулятора струму в системі підпорядкованого регулювання швидкості двигуна?
2. З якої умови визначають передавальну функцію регулятора струму в системі підпорядкованого регулювання?
3. Яка умова вибору регулятора швидкості в системі підпорядкованого регулювання?
4. За якої умови система підпорядкованого регулювання з П-регулятором швидкості може забезпечити задану точність регулювання в усталеному режимі?
5. На базі яких пристроїв реалізують регулятори струму і швидкості в системах підпорядкованого регулювання?
6. З якої умови визначають коефіцієнт зворотного зв'язку за струмом?
7. З якої умови визначають коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю?



Національний університет

8. Як здійснюється обмеження струму в системі підпорядкованого регулювання?

9. З якою метою використовують задавач інтенсивності в системі підпорядкованого регулювання?

10. Чи буде обмежуватись струм при різкій зміні навантаження в системі автоматичного регулювання з задавачем інтенсивності?



Національний університет
водного господарства
та природокористування



СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ШВИДКІСТЮ АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА

11.1. Регулювання швидкості напругою живлення

Плавне регулювання швидкості асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором здійснюють зміною напруги живлення або частоти.

Для регулювання напруги використовують тиристорні регулятори напруги (ТРН) з системою імпульсно-фазового керування. Зміна напруги на статорі зумовлює зміну електромагнітного моменту і, як наслідок, кутової швидкості двигуна. В розімкненій системі керування можливість такого керування обмежена малим діапазоном регулювання, бо критичне ковзання s_k при зменшенні напруги залишається сталим (рис.5.4), а електромагнітний момент зменшується пропорційно $U_{1\delta} / U_{\delta}^2$, де $U_{1\delta}$ – діюче значення першої гармоніки фазної напруги U_{ϕ} .

Розширити діапазон регулювання швидкості можна в замкненій системі керування, використавши, наприклад, зворотні зв'язки за швидкістю, напругою чи струмом.

Основним недоліком такого способу регулювання є те, що регульована напруга і струм є несинусоїдні. Середнє значення електромагнітного моменту залежить від перших гармонік напруги і струму. Вищі гармоніки струму створюють пульсуючі моменти і спричиняють додаткове нагрівання двигуна. Крім того, при зменшенні напруги і сталому навантаженні збільшується ковзання, що зумовлює додаткові втрати в колі ротора, котрі чисельно рівні

$$\Delta P_{\delta} = I^2 \omega_0 s. \quad (11.1)$$

Це призводить до зменшення ККД привода і зростання температури нагрівання двигуна. Щоб запобігти надмірному нагріванню, потрібно обмежити час роботи на низьких швидкостях або вибирати двигун з надлишковою номінальною потужністю.



Низькі техніко-економічні показники регулювання швидкості напругою живлення є основною причиною того, що цей спосіб регулювання нині використовується рідко і тільки для регулювання швидкості у невеликому діапазоні (до $s \leq s_{\epsilon}$) виробничих механізмів з вентиляторною характеристикою.

Можливість регулювання напруги за допомогою ТРН успішно використовується у пристроях плавного пуску асинхронних двигунів.

11.2. Плавний пуск асинхронних двигунів зміною напруги живлення

При прямому пуску асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором середньої та великої потужності виникає проблема обмеження пускового струму, який більший за номінальний у 6...8 разів. Пусковий струм зумовлює значний спад напруги у мережі живлення, що може перевищити допустиме значення. Крім того, при прямому пуску виникають різкі коливання електромагнітного моменту, що спричиняє великі динамічні зусилля в кінематиці виробничого механізму.

Частково цю проблему вирішували обмеженням пускового струму шляхом включення в коло статора на час пуску додаткових активних чи реактивних опорів, зміною напруги автотрансформатором тощо. При цьому вдається обмежити пусковий струм, але не можна забезпечити необхідну плавність пуску.

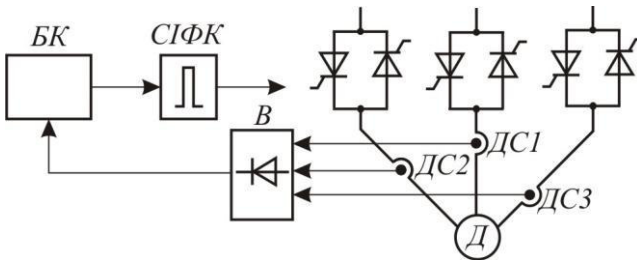


Рис.11.1. Структурна схема пристрою плавного пуску

Використовуючи тиристорний регулятор напруги, можна плавно



змінювати напругу під час пуску, що призведе до плавної зміни та обмеження пускового струму та моменту. Плавне зростання напруги одержують за допомогою задавача інтенсивності на вході СІФК, а обмеження струму – контуром регулювання струму (рис.11.1).

Блок керування БК містить мікропроцесор, який керує пристроєм плавного пуску. Для обмеження пускового струму на необхідному рівні використовується затриманий зворотний зв'язок за допомогою давачів струму ДС1, ДС2, ДС3 та випрямляча В.

Для забезпечення плавних пуску і гальмування мікропроцесор реалізує функцію задавача інтенсивності, який задає необхідну швидкість наростання (при пуску) і спадання (при гальмуванні) напруги на обмотці статора. При цьому мікропроцесор контролює струм i , при досягненні ним встановленої величини, вмикає контур обмеження струмом, який підтримує його сталим.

Для механізмів з великим початковим моментом в пристрої плавного пуску передбачена функція бустера, яка полягає у тому, що на короткий час, який складає кілька періодів кривої напруги, на обмотку статора подається повна напруга живлення, яка спричиняє відповідне збільшення струму і механізм зрушується з місця. Потім напруга зменшується і процес пуску продовжується з темпом, який задається задавачем інтенсивності.

Криві напруги u , струму i та швидкості ω при пуску двигуна без бустера і бустером у блоці керування зображені на рис.11.2,а і рис.11.2б.

Пристрої плавного пуску мають діалогову панель з екраном, яка дозволяє налагоджувати пристрій під конкретний виробничий механізм і проводити моніторинг стану пристрою та двигуна.

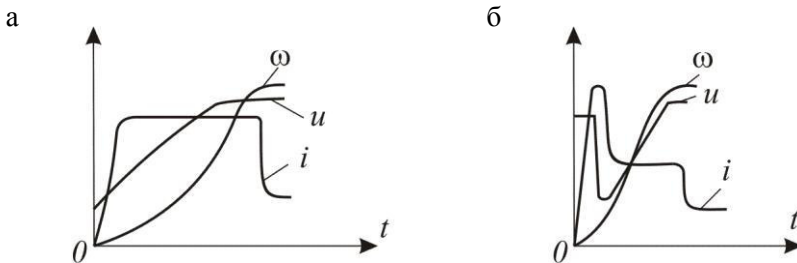


Рис.11.2. Криві напруги u , струму i і швидкості ω при пуску асинхронного двигуна з пристроями плавного пуску



Основним недоліком наведених пристроїв є неможливість сформувати лінійний закон зростання швидкості. Цей недолік усунений у пристрої фірми Schneider-Electrik Altistart 46, в якому використовується замкнена система автоматичного регулювання моменту (рис.11.3).

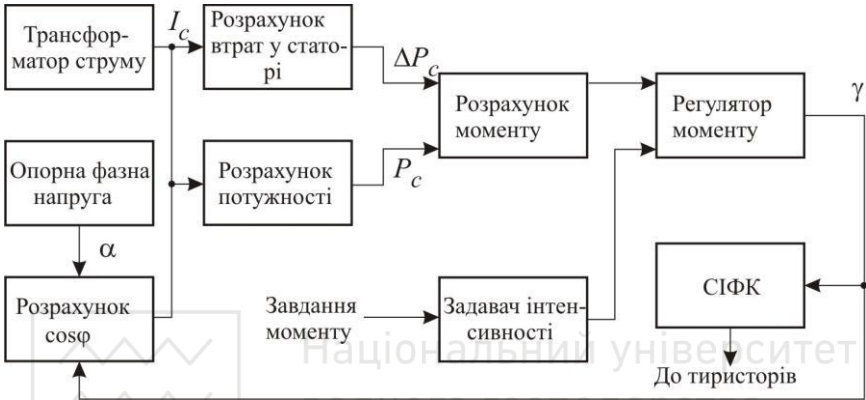


Рис.11.3. Функціональна схема розрахунку моменту двигуна мікропроцесором

Наведена система керування діє під час пуску і гальмування, формуючи у часі відповідний закон зміни моменту двигуна. Біжуче значення моменту визначає мікропроцесор розрахунковим шляхом на основі балансу потужностей. Вихідними даними для розрахунків

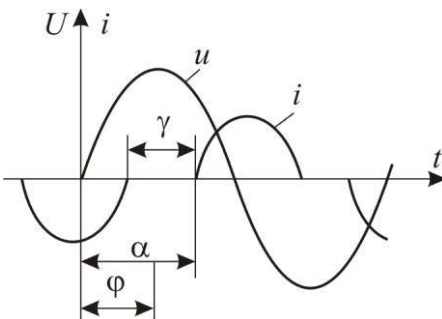


Рис.11.4. Криві напруги і струму при плавному пуску двигуна

є номінальна потужність двигуна P_n , синхронна швидкість ω_0 , напруга живлення U , струм статора I_c , кут керування α і кут γ , який показує зміщення в часі переходу струму статора через нульові значення (рис.11.4). Кути керування α і γ можна надійно визначити вимірювальними пристроями, що дозволяють розраховувати кут



$$\varphi = \alpha - \gamma/2. \quad (11.2)$$

Обчисливши $\cos \varphi$, мікропроцесор послідовного розрахує такі параметри:

- активну потужність двигуна

$$P = 3U_{\delta}^2 \delta \cos \varphi; \quad (11.3)$$

- електромагнітну потужність

$$P_{ei} = P - 3I_c^2 R_c; \quad (11.4)$$

- електромагнітний момент

$$M_{\dot{a}i} = \dot{D}_{\dot{a}i} / \omega_0; \quad (11.5)$$

- момент холостого ходу через номінальні значення електромагнітного $\dot{I}_{i,\dot{a}i}$ та номінального \dot{I}_i моментів:

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_{i,\dot{a}i} - \dot{I}_i = \dot{D}_{i,\dot{a}i} / \omega_0 - \dot{D}_i / \omega_i; \quad (11.6)$$

- момент на валу

$$\dot{I}_{\dot{a}} = \dot{I}_{\dot{a}i} - \dot{I}_0. \quad (11.7)$$

Обчисливши таким способом біжуче значення моменту, його використовують в якості сигналу зворотного зв'язку за моментом, який поступає на вхід регулятора моменту. На інший вхід подається сигнал завдання (рис.11.3).

Наведена система автоматичного регулювання моменту під час пуску і гальмування формує такий закон зміни моменту, щоб при відомій залежності моменту опору $\omega = f M_c$ забезпечити лінійний закон зміни швидкості.

Пристрій Altistart 46 має діалогову панель для введення розрахункових даних про двигун та характер навантаження і дозволяє моніторити параметри процесу пуску і гальмування.



11.3. Система скалярного керування частотно-регульованого асинхронного електропривода

Принцип скалярного керування асинхронних двигунів ґрунтується на зміні частоти і біжучих значень модулів напруги, магнітного потоку і струмів. При цьому керування швидкістю двигуна може забезпечуватись одночасним регулюванням частоти f_1 і напруги U , або частоти f_1 і струму статора I_1 . Перший спосіб керування називається **частотним керуванням**, другий – **частотно-струмовим**.

Частотне керування широко використовується в даний час, бо для нього є характерним простота вимірювання змінних і можливість створення простих розімкнених систем керування. Недолік – труднощі регулювання швидкості і моменту в динамічних режимах, що зв'язано зі швидкоплинністю і складністю електромагнітних процесів, що протікають у двигуні.

Частотно-струмове керування характеризується малим критичним ковзанням і сталими критичним моментом та сталим струмом статора при зміні його частоти. В розімкнених системах керування такий спосіб керування не використовується, оскільки при збільшенні навантаження різко зменшується магнітний потік і для забезпечення необхідної перевантажувальної спроможності за моментом потрібно збільшувати напругу і струм понад номінальні значення, що робити недоцільно.

Розімкнені системи керування. При невисокій точності і діапазоні регулювання до 10 за умови сталого навантаження $M_c = const$ і діапазоні до 25 при вентиляторному навантаженні використовуються розімкнені системи. В таких системах частота f_1 і напруга живлення формуються прямопропорційно напрузі керування U_k в перетворювачі частоти (ПЧ) на базі автономного інвертора напруги (рис.11.5). Для компенсації спаду напруги на внутрішніх опорах ПЧ і можливого підвищення напруги в мережі живлення використовуються внутрішні контури стабілізації вихідної напруги. Крім того, для забезпечення сталої перевантажувальної здатності двигуна $\lambda = M_k/M_n = const$ передбачена компенсація спаду на-



пруги на активному опорі обмотки статора за рахунок функціонального перетворювача ФП з нелінійною характеристикою (рис.11.5).

Для більшості серійних перетворювачів нелінійна залежність між заданою напругою U_f і напругою на виході ФП U_u встановлюється вибором двох базових точок: U_0 при $U_f = 0$ і U_{u1} при U_{f1} . Першу точку вибирають з умови обмеження струму статора у стопорному режимі на рівні $0,7...0,8 I_{l\hat{i}\hat{i}}$, що відповідає напрузі на виході перетворювача $U_1 = 0,7...0,8 \sqrt{I_{l\hat{i}\hat{i}} R_1}$, де R_1 – активний опір обмотки статора.

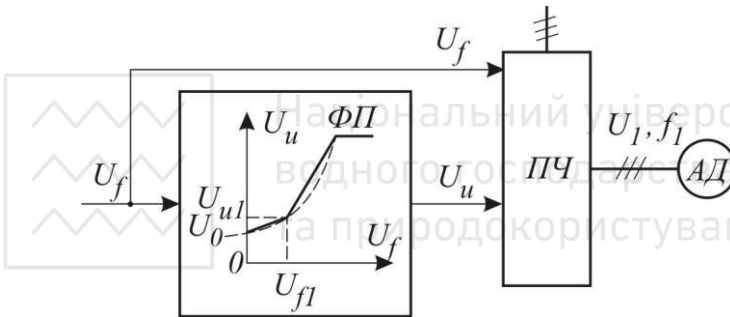


Рис.11.5. Функціональна схема розімкненої системи ПЧ-АД

Друга точка вибирається з умови мінімального значення частоти, при якій іще справедливе співвідношення $U_1/f_1 = U_{l\hat{i}\hat{i}}/f_{l\hat{i}\hat{i}}$. При діапазоні регулювання швидкості $8...10$ ця частота складає $0,3...0,4 f_{l\hat{i}\hat{i}}$.

При вентиляторному навантаженні для забезпечення закону керування $U/f_1^2 = const$ характеристика ФП має мати вид параболи (пунктирна лінія на рис.11.5).

Для обмеження струму і моменту при пуску двигуна використовується задавач інтенсивності, що забезпечує зміну задаючої напруги U_f за лінійним законом.

Розімкнена система частотного керування проста за будовою,



але не обмежує момент, струм і вихідну напругу при перевантаженні і зниженні напруги в мережі живлення, що є її недоліком.

Замкнені системи частотного керування. Формування необхідних за технологічними умовами статичних і динамічних характеристик асинхронного частотно-регульованого електропривода можливо лише в замкнених системах регулювання його координат. Узагальнена функціональна схема такої системи (рис.11.6) складається з АД, керуваного перетворювача частоти ПЧ, регуляторів Р і давачів змінних електропривода Д (U_1 , I_1 , f_1 та інших).

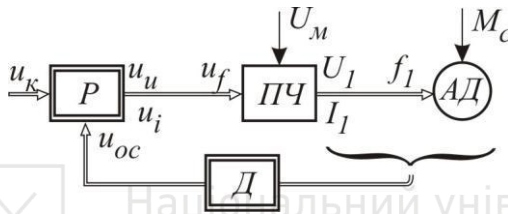


Рис.11.6. Функціональна схема замкненої системи ПЧ-АД зі скалярним керуванням

Керуючими впливами u_k на вході регулятора можуть бути сигналами задання любых координат електропривода – швидкості, кута повороту ротора, струму статора, магнітного потоку тощо. Збурюючими впливами можуть бути момент сил опору M_c чи коливання напруги мережі U_m . Вхідними сигналами давачів можуть бути змінні двигуна, які доступні безпосередньому вимірюванню (частота, напруга і струм статора, магнітний потік), так і визначені розрахунковим шляхом (ЕРС, потокозчеплення статора і ротора тощо). Вихідні сигнали регуляторів, які залежать від керуючих впливів u_c , сигналів зворотних зв'язків u_{i_c} і прийнятих алгоритмів керування, є сигналами керування частотою u_f , вихідною напругою u_u і струмом u_i перетворювача частоти.

Із багатьох систем автоматичного регулювання швидкості найбільш простою є система з додатним зв'язком за струмом, але діапазон регулювання її обмежений і не перевищує 10. Для збільшення



діапазону регулювання вказану систему доповнюють зворотним зв'язком за швидкістю. Тоді при збільшенні навантаження збільшується сигнал розузгодження, що призводить до збільшення частоти та напруги і за умови застосування ПІ-регулятора швидкості механічна характеристика стає абсолютно жорсткою (лінія 1 на рис.11.7,а). При цьому напруга і частота пропорційно зростають, як показано на рис.11.7,б.

При досягненні максимального моменту M_{max} обмежується напруга на виході регулятора швидкості і вступає в дію відсічка за струмом, що призводить до зниження напруги і частоти відповідно до значень U_{1min} (лінія 2 на рис.11.7,а).

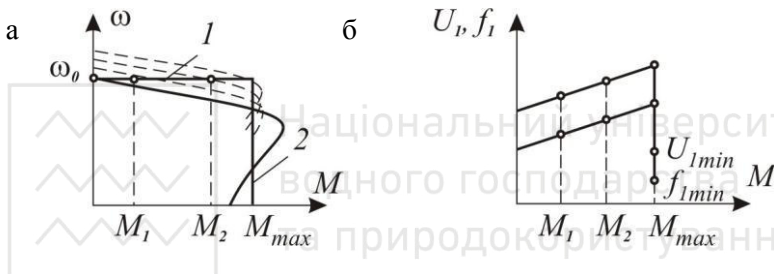


Рис.11.7. Механічні характеристики (а) і залежності вихідних напруги і частоти частотного перетворювача

Системи частотного регулювання є нелінійними. При роботі АД на ділянці характеристики з ковзанням $s < s_{\delta\delta}$ нелінійну систему можна лінеаризувати і вона матиме вид, представлений на рис.11.8. На схемі прийняті такі позначення:

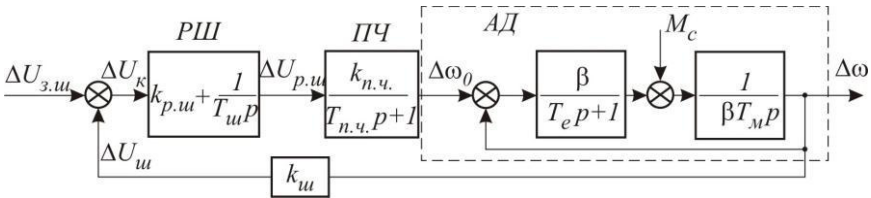


Рис.11.8. Структурна схема системи ПЧ-АД зі зворотним зв'язком за швидкістю



$\beta = 2I_e / \omega_{0i\dot{i}} \cdot s_e$ – модуль жорсткості лінеарезованої механічної характеристики; $T_m = J / \beta$ – електромеханічна стала часу; $T_e = 1 / \omega_{0i\dot{i}} s_e$ – еквівалентна електромагнітна стала часу кіл статора і ротора; $k_{i,\dot{\div}} = \Delta\omega_0 / \Delta U_\phi = f_1 / U_{\phi,i\dot{i}}$ в зоні частот $f_1 \leq f_{1i\dot{i}} = 50 \text{ \AA} \ddot{o}$; $\dot{O}_{i,\dot{\div}}$ – стала часу кола керування ПЧ, яка при високих частотах модуляції вихідної напруги промислових ПЧ (2...50кГц) не перевищує 0,001с.

Коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю $k_\phi = \Delta U_\phi / \Delta\omega$. При номінальному задаючому сигналі керування $\omega_{\phi,i\dot{i}}$ $k_\phi = U_{\phi,i\dot{i}} / \omega_{i\dot{i}}$.

Передавальна функція асинхронного двигуна

$$W_{\dot{a},\ddot{a}} \delta = \frac{\Delta\omega \delta}{\Delta\omega_0 \delta} = \frac{1}{\dot{O}_a \dot{O}_i \delta^2 + \dot{O}_i \delta + 1} \quad (11.8)$$

За умови $\dot{O}_i \geq 4\dot{O}_a$ (11.8) можна представити у виді:

$$W_{\dot{a},\ddot{a}} \delta = \frac{1}{\dot{O}_{01} \delta + 1} \frac{1}{\dot{O}_{02} \delta + 1}, \quad (11.9)$$

де $\frac{1}{\dot{O}_{01}} = \frac{1}{2\dot{O}_a} (1 + \sqrt{1 - 4\dot{O}_a / \dot{O}_i})$ і $\frac{1}{\dot{O}_{02}} = \frac{1}{2\dot{O}_a} (1 - \sqrt{1 - 4\dot{O}_a / \dot{O}_i})$.

Якщо вважати $\frac{1}{\dot{O}_{02}}$ і $\frac{1}{\dot{O}_{i,\dot{\div}}}$ малими некомпенсованими сталими часу, то технічно-оптимальний перехідний процес в системі буде за таких параметрів регулятора швидкості: $k_{\delta,\phi} = \dot{O}_{01} / \dot{O}_\phi$ і $\dot{O}_{\delta,\phi} = 2k_\phi k_{i,\dot{\div}} \dot{O}_{02} + \dot{O}_{i,\dot{\div}}$.

Система частотно-струмового керування. При частотно-струмовому керуванні АД живиться від перетворювача частоти, який працює в режимі джерела струму (ПЧС). До складу ПЧС входять керований випрямляч КВ з контуром стабілізації струму (джерело



струму) і автономний інвертор струму. Така система є розімкненою і має невеликий діапазон регулювання. Тому її доповнюють зворотним зв'язком за швидкістю. Тоді така система забезпечує незалежність електромагнітного моменту АД від частоти і при заданому струмі статора та абсолютному ковзанні, рівному критичному, має більший момент, ніж при живленні АД від джерела напруги.

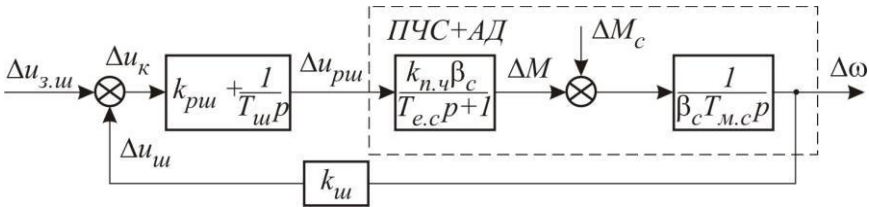


Рис.11.9. Структурна схема системи ПЧ-АД з частотно-струмовим керуванням

На структурній схемі: $k_{i \cdot \dot{\cdot}}$ – коефіцієнт передачі частотного перетворювача; $\beta_{\bar{n}} = 2\dot{I}_{\bar{n}} / \omega_{0i\bar{n}} s_{\bar{n}}$ – коефіцієнт жорсткості механічної характеристики; $M_{к.с}$ і $s_{\bar{n}}$ – відповідно критичний момент і критичне ковзання при живленні АД від джерела струму; $s_{\bar{n}} = R'_2 / x_{\mu i} + \dot{\sigma}'_{2i}$, де $x_{\mu n}$, $\dot{\sigma}'_{2i}$ і R'_2 – відповідно індуктивний опір кола намагнічування, індуктивний і активний опори обмотки ротора, приведені до кола статора при $\omega_{0i\bar{n}}$; $\dot{\sigma}'_{\bar{n}} = 1 / \omega_{0.\dot{\sigma}.i\bar{n}} \cdot s_{\bar{n}}$ – еквівалентна електромагнітна стала часу; $T_{м.с} = J / \beta_c$ – електро-механічна стала часу.

Технічно-оптимальний перехідний процес в системі згідно рис.11.9 буде при таких параметрах ПЧ-регулятора швидкості: $k_{\dot{\sigma}} = \dot{\sigma}'_{\bar{n}} / 2\dot{\sigma}'_{\mu} k_i k_{\phi}$ і $\dot{\sigma}'_{\phi} = 4\dot{\sigma}'_{\mu} / k_{\dot{\sigma}\bar{n}}$, де T_{μ} – найменша стала часу двигуна 3.

Механічні характеристики в системі ПЧ-АД з частотно-струмовим керуванням є абсолютно жорсткими і подібні до характеристик електропривода постійного струму у двоконтурній системі підпорядкованого регулювання струму і швидкості з ПЧ-регуляторами.



11.4. Системи векторного керування частотно-регульованого електропривода

Суть векторного керування полягає у прямому керуванні миттєвим значенням електромагнітного моменту. Це дає можливість створювати системи частотно-регульованого електропривода з високим динамічним показниками, які не гірші, ніж в системах керування двигуном постійного струму незалежного збудження.

Електромагнітний момент двигуна постійного струму $M = k\Phi I$. Магнітний потік і струм є незалежним, бо живляться від окремих джерел. При $\Phi = const$ момент M залежить тільки від струму, що дає можливість створювати системи з високими регульованими динамічними показниками за рахунок відповідного регулювання струму.

В асинхронному двигуні струм статора має складову, яка створює магнітний потік (струм намагнічування). При скалярному керуванні електромагнітний момент є функцією напруги, що прикладається до статора (при живленні від джерела напруги), або струму (при живленні від джерела струму). Керування магнітним потоком і моментом на відміну в двигуна постійного струму не є роздільним, що не дає змоги отримати високі динамічні показники.

Електромагнітний потік АД може формуватися за рахунок впливів на абсолютні значення векторів потокозчеплення статора $\bar{\psi}_1$, основного потокозчеплення $\bar{\psi}_\mu$, потокозчеплення ротора $\bar{\psi}_2$, стру-

мів статора \bar{I}_1 і ротора \bar{I}_2' , а також фазових кутів зсуву між ними. Від того, які вектори вибрані в якості регульованих, залежить принцип побудови і технічна реалізація системи керування електроприводом.

Інформація про біжучі значення і просторове положення векторів змінних АД може бути отримана як прямим вимірюванням за допомогою відповідних давачів, так і посередньо на основі математичної моделі АД. Системи з прямим керуванням потребують встановлення спеціальних давачів вимірювання магнітних потоків, що ускладнює конструкцію двигуна. Тому перевагу віддають керуванню за математичною моделлю, яку технічно просто реалізувати на базі мікропроцесора.



При векторному керуванні АД може житись як від автономного інвертора напруги, так і від автономного інвертора струму. Варіант частотно-струмового керування найбільше використовується, оскільки при регулюванні струму незалежно від частоти забезпечується регулювання і моменту. Це не тільки спрощує схему керування, але і дозволяє обмежити нагрівання двигуна.

У загальному випадку системи векторного керування асинхронним електроприводом повинна забезпечити регулювання і стабілізацію моменту та швидкості двигуна.

Спосіб керування двигуном залежить від вибору формули обчислення моменту. Так при визначенні моменту за формулою

$$\bar{M} = \frac{3}{2} p \left[\bar{\Psi}_\mu \times \bar{I}_1 \right] \quad (11.10)$$

в якості регульованих будуть вибрані вектори $\bar{\Psi}_\mu$ і \bar{I}_1 . Тоді одержимо систему векторного керування з орієнтацією за основним потокозчепленням. Для реалізації даної системи необхідно вимірювати вектор потокозчеплення $\bar{\Psi}_\mu$ за допомогою давача Хола, що ускладнює конструкцію двигуна.

Якщо визначення моменту проводити за формулою

$$\bar{M} = \frac{3}{2} p \frac{L_{12}}{L_2'} \left[\bar{\Psi}_2 \times \bar{I}_1 \right], \quad (11.11)$$

то регульованими будуть вектор потокозчеплення ротора $\bar{\Psi}_2$ та вектор струму статора \bar{I}_1 і тоді матимемо систему векторного керування з орієнтацією за вектором потокозчеплення ротора. Особливістю даної системи керування є те, що визначити вектор $\bar{\Psi}_2$ можна лише розрахунковим шляхом на основі моделі АД. Таку систему вперше реалізувала фірма Siemens.

У цій системі АД живиться від перетворювача частоти на основі автономного інвертора напруги. Система керування має два зовнішні контури керування: модуля потокозчеплення $|\Psi_2|$ і кутової швидкості ω , і два внутрішні контури: контури регулювання складових



струму статора I_{1x} і I_{1y} в осях x і y в ортогональній системі координат, яка рухається з синхронною швидкістю $\omega_{0\dot{\alpha}\dot{\delta}}$.

Сигнал задання потокозчеплення ротора $|\overline{\Psi}_2|$ розраховується спеціальними мікропроцесором на підставі математичної моделі АД і введених в нього реальних параметрів двигуна: активного і реактивного опорів обмоток статора і ротора, числа пар полюсів, номінальних значень потужності, швидкості, напруг, струмів статора, частоти живлення і ККД. Для вимірювання біжучих значень швидкості, потокозчепленням ротора і фазних струмів використовуються датчики швидкості, потокозчеплення і струмів.

Влаштування датчика магнітного потоку ускладнює конструкцію двигуна. Тому в сучасних і найбільше досконалих системах частотного регулювання асинхронного електропривода використовують інформацію про вектори потокозчеплення статора чи ротора отримують розрахунковим шляхом на підставі математичної моделі двигуна.

11.5. Пряме керування моментом асинхронного двигуна

Подальшим розвитком векторного керування є пряме керування моментом двигуна (Direct Torque Control-ДТС). Принцип такого керування був опублікований у 1985 р. і через 10 років фірмою АВВ він був реалізований.

Мета прямого керування моментом є забезпечення швидкої реакції електромагнітного моменту АД на керуючі впливи. На відміну від векторного керування, коли зміна моменту досягається шляхом зміни струму статора, який є керованою змінною, в системі прямого керування моментом керованою величиною є потокозчеплення статора. Його зміна досягається зміною положення вектора напруги шляхом відповідного перемикання ключів інвертора.

При прямому керуванні електромагнітний момент розраховують за формулою

$$\dot{T} = \frac{3}{2} \delta \frac{L_m}{L_1 L_2 - L_m^2} |\overline{\Psi}_1| \times |\overline{\Psi}_2| \sin \theta, \quad (11.12)$$



де L_m , L_1 і L_2 – відповідно індуктивності намагнічуючого контуру, обмоток статора і ротора; θ – кут між векторами потокозчеплення статора і ротора (рис.11.10).

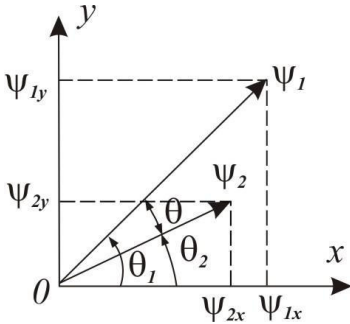


Рис.11.10. Просторові вектори потокозчеплення статора і ротора

Оскільки електромеханічна стала часу ротора АД досить велика, то можна вважати, що на кожному кроці розрахунку модуль потокозчеплення ротора $|\bar{\Psi}_2|$ залишається сталим.

Якщо модуль потокозчеплення статора $|\bar{\Psi}_1|$ впливом на вектор напруги \bar{U}_1 підтримувати також сталим, то електромагнітний момент двигуна залежатиме згідно (11.12) тільки від кута θ . Зміна кута θ досягається зміною положення вектора напруги на статорі за рахунок відповідної зміни станів ключів інвертора.

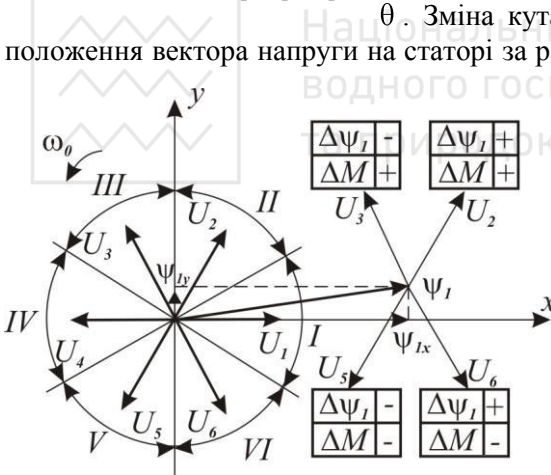


Рис.11.11. Вплив перемикання ключів інвертора на потокозчепленням і момент двигуна

В інверторі напруги вектор напруги \bar{U}_1 при перемиканні ключів за „законом 180° ” повертається у нерухомій системі координат $x-y$ на 60 електричних градусів і може займати одне із шести фіксованих положень в одному із шести секторів I-VI (рис.11.11).

Зв'язок вектора напруги $\bar{U}_{1\delta-\delta}$ і вектора потокозчеплення $\bar{\Psi}_{1\delta-\delta}$ в системі координат $x-y$ (рис.11.11) визначається рівнянням рівноваги напруг

$$\bar{U}_{1x-y} = R_1 \bar{I}_{1x-y} + \frac{d}{dt} \bar{\Psi}_{1x-y}.$$



Якщо знехтувати опором обмотки статора, то

$$\bar{U}_{1x-y} = \frac{d}{dt} \bar{\Psi}_{1x-y}. \quad (11.13)$$

Тоді проекції вектора напруги $U_{1x} = d\psi_{1x}/dt$ і $U_{1y} = d\psi_{1y}/dt$ будуть визначати швидкості зміни проекцій вектора потокозчеплення в залежності від прикладеної напруги. Замінивши похідні малими кінцевими величинами, одержимо згідно (11.13) $\Delta \bar{\Psi}_{1x-y} = \bar{U}_{1x-y} \Delta t$, або у приростах $\Delta \psi_{1x} = U_{1x} \Delta t$ і $\Delta \psi_{1y} = U_{1y} \Delta t$. Повні значення проекцій вектора потокозчеплення будуть такими:

$$\psi_{1x} = \psi_{1x\hat{t}\hat{t}} + U_{1x} \Delta t; \quad \psi_{1y} = \psi_{1y\hat{t}\hat{t}} + U_{1y} \Delta t, \quad (11.14)$$

де $\psi_{1x\hat{t}\hat{t}}$ і $\psi_{1y\hat{t}\hat{t}}$ – проекції вектора потокозчеплення статора, яке було до зміни вектора \bar{U}_{1x-y} ; Δt – відрізок часу, на протязі якого діяв прикладений вектор напруги.

Отже, змінюючи положення вектора напруги (його складові U_{1x} і U_{1y}), можна повертати вектор $\bar{\Psi}_1$ і змінювати кут θ , впливаючи цим на зміну моменту двигуна.

На рис.11.11 показані нерухома система координат $x - y$ і розташовані на ній просторові вектори напруги $\bar{U}_1 - \bar{U}_6$ на виході інвертора, від якого живиться обмотка статора двигуна, а також миттєве положення вектора потокозчеплення статора $\bar{\Psi}_1$, який в даний момент часу знаходиться у секторі I .

Щоби забезпечити пряме керування моментом переключення векторів напруги (переключення ключів інвертора), потрібно проводити тоді, коли момент двигуна чи потокозчеплення відхиляються від заданих значень на величину, рівну прийнятій похибці.

З (11.12) слідує, що при сталих значеннях модулів $|\bar{\Psi}_1|$ і $|\bar{\Psi}_2|$ електромагнітний момент двигуна збільшується, коли збільшується кут θ . Кут θ збільшується, коли вектор напруги повертається про-



ти годинникової стрілки (переходить з сектора I у сектор II чи III), і зменшується, коли він повертається за стрілкою годинника (проти напрямку руху магнітного поля статора – сектори VI і V).

Для ілюстрації алгоритму перемикання векторів напруги на рис.11.11 початки векторів напруги \bar{U}_2 , \bar{U}_3 , \bar{U}_5 і \bar{U}_6 перенесені на кінець вектора $\bar{\psi}_1$. Кожний вектор показує на табличку, в якій вказані знаки приростів потокозчеплення статора і моменту двигуна, які виникають при підключенні вказаних векторів. Знак „+” означає, що величина збільшується, а знак „-” – що зменшується. Наприклад, якщо в даний момент часу модуль $|\bar{\psi}_1|$ і електромагнітний момент менші проти необхідних (знаки „+”), то необхідно перейти на вектор \bar{U}_2 , то призведе до їх збільшення.

Якщо модуль вектора $|\bar{\psi}_1|$ великий (знак „-”), а електромагнітний момент малий (знак „+”), то потрібно переключитись на вектор \bar{U}_3 . Це призведе до зменшення потокозчеплення (у рівнянні (11.13) U_{1x} стане від’ємним) і збільшення моменту за рахунок збільшення кута θ . Коли модуль $|\bar{\psi}_1|$ і момент великі, то необхідно переключитись на вектор \bar{U}_5 , що спричинить їх зменшення. Коли треба збільшити $|\bar{\psi}_1|$ і зменшити момент двигуна, то переходять на вектор \bar{U}_6 .

На відміну від векторного керування швидкістю АД в системі прямого керування моментом немає широтно-імпульсної модуляції зі сталою частотою, а перемикання ключів здійснюється у залежності відхилення дійсних значень модуля вектора потокозчеплення статора і моменту двигуна від заданих значень. Структурна схема, яка реалізує такий спосіб керування, наведена на рис.11.12 До її складу входять компаратори потоку і моменту з гістерезисними характеристиками, таблиці оптимальних перемикань ключів, автономний інвертор напруги частотного перетворювача, давачі напруги і струмів та математична модель двигуна.

На входи компараторів подаються відхилення фактичних зна-



чень модуля $|\bar{\psi}_1|$ і моменту двигуна M від заданих значень $|\bar{\psi}_{1\zeta}|$ і M_3 . Вихідна змінна компаратора потокозчеплення U_ψ може приймати два значення: 1 і 0. Якщо $|\bar{\psi}_1| < |\bar{\psi}_{1\zeta}|$ на величину $\Delta\psi_1$ (допустиму похибку), то його потрібно збільшити і це відповідає $U_\psi = 1$. Якщо $|\bar{\psi}_1| > |\bar{\psi}_{1\zeta}|$ на $\Delta\psi_1$, то його потрібно зменшити і це відповідає $U_\psi = 0$.

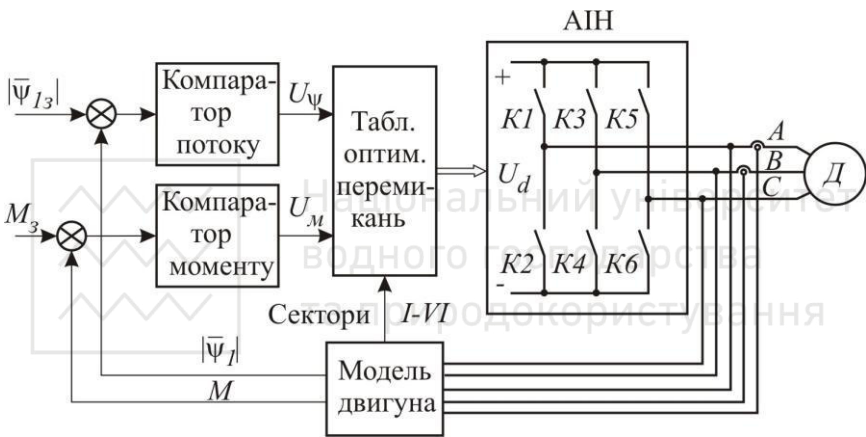


Рис.11.12. Структурна схема прямого керування моментом

Вихідний сигнал компаратора U_M може приймати три значення: 1, 0 і -1. Сигналу $U_i = 1$ відповідає стан, коли треба збільшити момент двигуна; при сигналі $U_i = -1$ момент треба зменшити. Стан $U_M = 0$ означає, що момент знаходиться в допустимих межах (в зоні нечутливості компаратора).

У відповідності з наведеними алгоритмами формується таблиця переключень інвертора. В залежності від значень U_ψ і U_M для кожного сектора, в якому у даний момент часу знаходиться вектор потокозчеплення, вказується вектор напруги, а отже і набір ключів ін-



вертора. При цьому номер сектора визначається на підставі моделі двигуна.

Отже, для прямого керування моментом потрібно знати на кожному такті керування миттєві значення потокозчеплення статора і моменту двигуна. Для цього модель здійснює опитування миттєвих значень фазних напруг і струмів з високою частотою (порядка 40кГц) і розраховує протягом певного часу квантування дійсні значення потокозчеплення статора, електромагнітного моменту й швидкості обертання двигуна, знання якої необхідне для керування частотою ПЧ. Необхідні обчислення здійснює швидкодіючий сигнальний мікропроцесор на підставі вимірюваних значень напруг та струмів і введених попередньо у модель ідентифікованих параметрів двигуна.

Основною перевагою прямого керування моментом є висока швидкодія, яка знаходиться в межах $6 \dots 10\text{мс}$.

Контрольні запитання і задачі

1. Якими засобами можна забезпечити плавний пуск асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором?

2. У якому випадку систему плавного пуску асинхронних двигунів доповнюють функцію бустера?

3. Коли доцільно використовувати розімкнені системи частотного керування асинхронними двигунами за умови $\dot{I}_{\tilde{n}} = const$?

4. У чому суть скалярної системи частотного керування асинхронними двигунами?

5. Визначити модуль жорсткості лінеаризованої частини механічної характеристики асинхронного двигуна, якщо $\dot{I}_{\tilde{i}} = 25\dot{I}_{\tilde{i}} \cdot \dot{i}$; $\lambda = \dot{I}_{\tilde{e}} / \dot{I}_{\tilde{i}} = 2,0$, $s_{\tilde{e}} = 0,12$ і $\ddot{i}_{\tilde{i}} = 1440\hat{a} / \hat{\omega}\hat{a}$.

6. Якою ланкою представляють частотний перетворювач в системі частотного керування з автономним інвертором струму?

7. У чому суть векторного керування частотно-регульованого електропривода?

8. У чому суть прямого керування моментом асинхронного двигуна?

9. Яку функцію виконує мікропроцесорна математична модель



Національний університет
водного господарства
та природокористування

двигуна в системі прямого керування моментом?

10. Якими ланками можна представити передавальну функцію асинхронного двигуна при частотному регулюванні швидкості?



Національний університет
водного господарства
та природокористування



ЕНЕРГОЗБЕРІГАЮЧИЙ АСИНХРОННИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД

12.1. Загальні положення

Найбільшими споживачами електричної енергії у світі (до 70%) є електроприводи. Серед електроприводів чільне місце займає асинхронний електропривод із-за простоти конструкції, надійності в роботі й дешевизні двигуна. Отже, особливо актуальним є енергозбереження при використанні асинхронного електропривода. Воно стало одним із пріоритетних напрямів технічної політики у всіх країнах світу, бо витрати на економію 1 кВт потужності у 4-5 разів менші, ніж 1 кВт потужності нових електростанцій. Тому зменшення витрат електроенергії є найбільш дешевим способом забезпечення країни електроенергією і як наслідок – зменшення енергетичної складової у собівартості продукції і послуг.

Перетворення електричної енергії у механічну, що здійснює електропривод, зв'язано з втратами. Споживана приводом електроенергія витрачається на виконання корисної роботи, яка визначається технологічним процесом, і на втрати. Тому економія електроенергії може йти лише за рахунок втрат, які можна зменшити шляхом:

- зменшення втрат в усталених режимах;
- зменшення втрат в динамічних режимах;
- зменшення енергоспоживання за рахунок економічного регулювання швидкості двигуна відповідно до потреб технологічного процесу.

12.2. Втрати електроенергії в усталених режимах

Оцінку енергетичної ефективності електропривода проводять на основі аналізу узагальнених енергетичних показників, якими є міра економічності перетворення електричної енергії у механічну – ККД, і коефіцієнт потужності, який є мірою економічності споживання електричної енергії із мережі живлення.

ККД нерегульованого електропривода є добутком ККД двигуна і



передавального пристрою (формула 6.4). Тому енергозбереження може досягатися за рахунок підвищення ККД двигуна і передавального пристрою.

ККД асинхронного двигуна залежить від коефіцієнта навантаження k_f і досягає максимального значення при рівності постійних і змінних втрат (рис.12.1). Двигуни проектують так, щоби номінальний ККД η_i був менше максимального на 1–2%, бо фактичне навантаження дещо менше номінального.

Проведений енергоаудит на ряді промислових підприємств показав, що коефіцієнт навантаження знаходиться у межах 0.4...0.6, що призводить до зменшення ККД на 2...6%, і $\cos \varphi$ на 20...30%, [9]. Такі, на перший погляд, незначні втрати складають 1...1,5% всієї виробленої електроенергії в країні. Значне подорожчення електроенергії в 1970-1980 роках в США і в країнах Західної Європи спричинило перехід на виробництво енергоефективних двигунів, в яких за рахунок збільшення кількості активних ма-

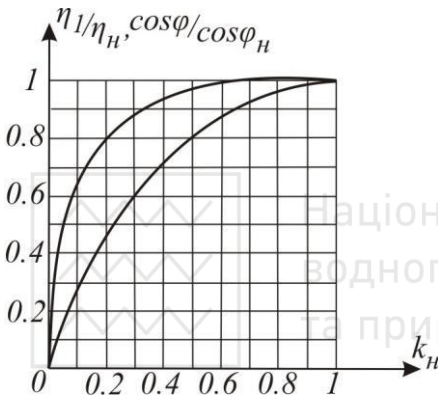


Рис. 12.1. Енергетичні характеристики асинхронного двигуна

теріалів (міді і сталі) підвищили ККД на 2...5%. В Україні електроенергія відносно дешева і це не сприяє використанню енергоефективних двигунів.

В даний час нереально ставити завдання заміни всіх двигунів з надлишковою потужністю, але при модернізації виробництва доцільно забезпечити встановлену потужність відповідно до потреби технологічного процесу. Економічні розрахунки показують, що при k_f менше 0,5 двигун потрібно замінити.

ККД передавальних пристроїв залежать від їх конструкції, точності виготовлення та коефіцієнта навантаження за моментом $k_{n,i} = M_c / M_{c.i\hat{i}\hat{i}}$. Нижче наведені ККД деяких передач при номінальному навантаженні.



Циліндрична передача:

	$\eta_{i.i.i}$
зі шліфованими прямими зубцями	0,99
з необробленими прямими зубцями	0,96
Черв'ячна передача	0,6...0,8
Пасова передача	0,94...0,98
Фрикційна передача	0,7...0,8
Ланцюгова передача	0,98

Величина ККД передачі залежить від навантаження. Ці залежності наводяться у довідниках [6, рис. 50.50]. Так при $k_{n.i} = 0.6$ ККД зубчастої передачі знижується на 4-5%, що з одночасним зниженням ККД двигуна призводить до значних втрат потужності електропривода.

Передавальні пристрої характеризуються коефіцієнтами передачі $\eta_{i.i.i} = \omega_{\hat{a}} / \omega_i$. Чим він більший, тим менший ККД. Так, циліндричний одноступінчастий горизонтальний редуктор з $\hat{z} = 2...6.3$ має $\eta_{i.i.i} = 0,98$, а такий же двоступінчастий з $\hat{z} = 8...40$ вже має $\eta_{i.i.i} = 0,97$.

Оскільки коефіцієнт передачі електропривода залежить від синхронної швидкості асинхронного двигуна, то, вибираючи двигун необхідної потужності, потрібно забезпечувати мінімальне передаточне число $\hat{z}_{min} = \frac{\omega_{\hat{a}.min}}{\omega_i}$. Цього можна досягти, оскільки асинхронні двигуни однієї потужності виготовляють з синхронними швидкостями $500...3000 \hat{a} / \hat{\omega}$.

Розглянемо такий приклад. Нехай для забезпечення технологічного процесу потрібен асинхронний двигун $\hat{D}_i = 30 \hat{e} \hat{A} \hat{\omega}$. Номінальна швидкість робочого механізму $\hat{v}_i = 200 \hat{a} / \hat{\omega}$. Можна вибрати двигун з $\hat{v}_0 = 3000 \hat{a} / \hat{\omega}$. Тоді $\hat{z}_1 = 3000 / 200 = 15$. За цієї умови потрібен двоступінчастий редуктор, який матиме $\eta_{i.i.i} = 0,97$. Втрата потужності у номінальному режимі складе $\square \hat{D}_i =$



$$= D_i \left(\frac{1}{\eta_{i, \dot{a}}} - 1 \right) = 0,928 \text{ кВт. Якщо вибрати двигун з } \ddot{i}_0 = 1000 \hat{a} / \tilde{\alpha} \hat{a}, \text{ то } i^3 = 1000 / 200 = 5, \text{ і потрібен буде одноступінчастий редуктор, ККД якого } \eta_{i, \dot{a}} = 0,98. \text{ У цьому випадку втрата потужності } \Delta P_2 = 30 \left(\frac{1}{0,98} - 1 \right) = 0,612 \hat{A} \hat{\Delta} \hat{\Delta}.$$

Отже, за умови $\ddot{i}_0 = 1000 \hat{a} / \tilde{\alpha} \hat{a}$ маємо економію потужності $\Delta D_{\hat{a}} = \Delta D_1 - \Delta D_2 = 0,316 \hat{A} \hat{\Delta} \hat{\Delta}$, що за 8 годин роботи виробничого механізму збереже електроенергії $\hat{A}_{\hat{a}} = 0,316 \cdot 8 = 2,528 \hat{A} \hat{\Delta} \hat{\Delta}$ год. В таких розрахунках потрібно враховувати ККД двигунів різної синхронної швидкості. У даному випадку ККД двигунів $D_i = 30 \hat{A} \hat{\Delta} \hat{\Delta}$ з $\ddot{i}_0 = 3000 \hat{a} / \tilde{\alpha} \hat{a}$ і з $\ddot{i}_0 = 1000 \hat{a} / \tilde{\alpha} \hat{a}$ однакові і рівні 0,905.

Наведений аналіз слід доповнити економічними розрахунками, бо зі зменшенням \ddot{i}_0 збільшуються габарити двигуна, і, як наслідок, його вартість. Одночасно зменшується вартість передавального пристрою. Двигуни з меншою синхронною швидкістю мають більший момент інерції. Так, двигун потужністю $D_i = 30 \hat{A} \hat{\Delta} \hat{\Delta}$ і $\ddot{i}_0 = 1000 \hat{a} / \tilde{\alpha} \hat{a}$ має момент інерції $I_{\hat{a}} = 45,3 \cdot 10^{-2} k\hat{a} \cdot \hat{i}^2$, що в 5,3 рази більше, ніж у двигуна з $\ddot{i}_0 = 3000 \hat{a} / \tilde{\alpha} \hat{a}$. Цю обставину необхідно враховувати при виборі двигуна для робочих механізмів з частими реверсами, наприклад, для привода стола поздовжньо-стругального верстату.

Робота деяких механізмів передбачає технологічні паузи, тривалість яких невизначена. У таких випадках з метою економії електроенергії слід обмежити тривалість роботи привода в режимі холостого ходу, використавши наступний алгоритм: якщо споживана електроенергія в режимі холостого ходу стане рівною витратам електроенергії на пуск, то двигун потрібно відключити від мережі живлення, тобто коли буде досягнута умова

$$\int_0^{t_c} 3U_i I_0 \cos \varphi_0 dt = A_n, \quad (12.1)$$



де I_0 і $\cos \varphi_0$ – відповідно струм і коефіцієнт потужності в режимі холостого ходу привода. Реалізувати умову (12.1) може реле часу, яке буде налаштоване на час спрацювання

$$t_c = A_n / 3U_i I_0 \cos \varphi_0, \quad (12.2)$$

оскільки I_0 і $\cos \varphi_0$ в режимі холостого ходу привода є сталими.

При живленні трифазних асинхронних двигунів від частотних перетворювачів при обчисленні ККД і $\cos \varphi$ необхідно враховувати спотворення струму. Тому коефіцієнт потужності треба визначати за формулою:

$$\cos \varphi_i = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + T^2}}, \quad (12.3)$$

де S і P – відповідно повна і активна потужності, які споживаються з мережі змінного струму; Q – реактивна потужність – потужність зсуву трифазного навантаження, зумовлене зсувом за фазою основної гармоніки струму навантаження відносно синусоїдної напруги мережі, T – потужність спотворення, обумовлена наявністю у складі несинусоїдного періодичного струму, окрім основної, вищих гармонік. З врахуванням (12.3) потужності S і P в установленому режимі при симетричному навантаженні, яким є асинхронний двигун, потрібно обчислювати за формулами:

$$S = 3U_i I_{11}; \quad P = 3U_i I_{11} \cos \varphi_{11}. \quad (12.4)$$

Тоді

$$\cos \varphi_i = \frac{P}{S} = \frac{I_{11}}{I_{11}} \cos \varphi_{11} = k_i \cos \varphi_{11}$$

$$\eta_i = \frac{P_{i \text{ ex}}}{P} = \frac{M_c \omega}{3U_i I_{11} \cos \varphi_{11}}, \quad (12.5)$$

де U_i – номінальна діюча фазна напруга; I_{11} – діюче значення фазного струму статора; I_{11} – діюче значення першої гармоніки фаз-



ного струму статора; φ_{11} – фазний зсув першої гармоніки статорного струму відносно фазної напруги мережі живлення; $k_i = I_1 / I_{11}$ – коефіцієнт спотворення.

ККД електропривода за системою перетворювач частоти – АД (ПЧ-АД)

$$\eta_{e.n} = \eta_{i\div} \cdot \eta_{\dot{a}} \cdot \eta_i. \quad (12.6)$$

ККД перетворювача частоти

$$\eta_{i\div} = \frac{P_1}{P_1 + \Delta P_{i\div}} = 1 - \frac{\Delta E_{i\div}}{E_1 + \Delta E_{i\div}}, \quad (12.7)$$

де P_1 – активна потужність, яку споживає АД від ПЧ; $\Delta E_{i\div}$ – втрата потужності в ПЧ, яка залежить від його схеми. Так, в перетворювачі частоти з АІН при живленні його від некерованого випрямляча мають місце такі втрати:

- втрати у вентилях некерованого випрямляча і в силових ключах АІН;
- втрати в реакторах, конденсаторах та в інших елементах систем керування і захисту.

Основною складовою втрат є електричні втрати у вентилях випрямляча, ключах інвертора, у входних реакторах і у L-С фільтрі на вході інвертора. Точне визначення цих втрат є досить складним. Тому користуються експериментальними даними, які вказуються в технічних паспортах перетворювачів частоти для номінального режиму роботи. При швидкостях АД, менших номінальної, втрати зменшуються, але не пропорційно зміні швидкості [9].

12.3. Оптимізація енергоспоживання в перехідних процесах

В якості показника економічності електропривода в перехідних процесах використовують величину енергії втрат за час перехідного процесу. Енергія, яка витрачається за час перехідного процесу, має дві складові: корисну, яка йде на виконання певної механічної робо-



ти, і енергію втрат.

Корисна складова визначається добутком моменту двигуна на його швидкість. При цьому в режимі розгону енергія із мережі витрачається на виконання механічної роботи та на збільшення кінетичної енергії рухомих частин електропривода, а в режимах гальмування кінетична енергія рухомих частин повертається у мережу (рекуперативне гальмування) за вирахуванням втрат, або перетворюється у тепло (динамічне гальмування і гальмування противмиканням). На величину корисної енергії, яка визначається технологічним процесом, в пускових режимах вплинути не можна.

Втрати енергії визначають через втрати потужності, які поділяються на постійні та змінні (див. п.6.1). При регулюванні швидкості АД постійні втрати не є сталими, а залежать від швидкості двигуна, амплітуди та частоти напруги живлення і інших факторів. Але ці втрати змінюються у незначних межах і складають незначну частину загальних втрат. Тому ними нехтують.

Найбільшу складову мають змінні втрати потужності, які складаються з втрат в обмотках статора і ротора (втрати у міді):

$$\Delta P_i = \Delta P_{i1} + \Delta P_{i2} = 3I_1^2 R_1 + 3I_2^2 R_2, \quad (12.8)$$

де I_1 і I_2 – відповідно струми в обмотках статора і ротора; R_1 і R_2 – активні опори цих обмоток.

Представивши АД Г-подібною схемою заміщення, втрати у міді будуть рівними

$$\Delta P_i = 3I_2'^2 R_1 + 3I_2'^2 R_2' = 3I_2'^2 R_2' \left(1 + \frac{R_1}{R_2'} \right) = \Delta P_{i2} \left(1 + \frac{R_1}{R_2'} \right). \quad (12.9)$$

Тоді змінні втрати енергії за час перехідного процесу t_{mn}

$$\Delta W_i = \int_0^{t_{n,n}} \Delta P_i \cdot t \cdot dt. \quad (12.10)$$

Використати (12.10) для визначення шляхів зменшення втрат складно, бо згідно (12.9) треба знати закони зміни в часі I_2' , R_1 і



R_2 . Більш простіше використати те, що втрати потужності в обмотці ротора дорівнюють втратам електромагнітної потужності, тобто

$$\Delta P_{2i} = M \omega_0 s. \quad (12.11)$$

Звідки втрати енергії в обмотці ротора за час перехідного процесу

$$\Delta W_{2i} = \int_0^{t_{n,n}} \omega_0 M t s dt. \quad (12.12)$$

Залежність (12.12) також складна для обчислень. Її можна спростити, використавши рівняння руху електропривода (2.6). З (2.6) визначимо

$$dt = \frac{J d\omega}{M t - M_c t} = - \frac{J \omega_0}{M t - M_c t} ds, \quad (12.13)$$

бо $s = \omega_0 - \omega / \omega_0$. Підставивши значення dt у (12.12) і замінивши межі інтегрування, одержимо

$$\begin{aligned} \Delta W_{2i} &= \int_{s_{i\hat{i}\div}^{s_{\hat{e}\hat{z}\hat{f}}}} M t \omega_0 s \left[- \frac{J \omega_0}{M t - M_c t} \right] ds = \\ &= -J \omega_0^2 \int_{s_{i\hat{i}\div}^{s_{\hat{e}\hat{z}\hat{f}}}} \frac{M t s ds}{M t - M_c t}. \end{aligned} \quad (12.14)$$

Рівняння (12.14) використовують, зазвичай, для визначення втрат енергії при роботі електропривода без навантаження $M_c = 0$. У цьому випадку

$$\Delta W_{2i} = -J \omega_0^2 \int_{s_{i\hat{i}\div}^{s_{\hat{e}\hat{z}\hat{f}}} s ds = J \omega_0^2 \frac{s_{i\hat{i}\div}^2 - s_{\hat{e}\hat{z}\hat{f}}^2}{2}. \quad (12.15)$$

За рівнянням (12.15) визначають втрати енергії в роторі АД при пуску, гальмуванні і реверсі за умови $M_c = 0$.



При пуску $s_{i\dot{\tau}} = 1$ і $s_{e\dot{\tau}} = 0$, тому

$$\Delta W_{2i} = J \frac{\omega_0^2}{2}. \quad (12.16)$$

З (12.16) слідує, що втрати енергії у роторі чисельно рівні запасу кінетичної енергії в рухомих частинах електропривода, бо J є приведеним моментом інерції.

В режимі динамічного гальмування $s_{i\dot{\tau}} = 0$, $s_{e\dot{\tau}} = 1$ і $\Delta W_{2i} = J\omega_0^2/2$. При цьому вся кінетична енергія електропривода перетворюється у тепло, яке виділяється в обмотці ротора.

При гальмуванні противмиканням $s_{i\dot{\tau}} = 2$, $s_{e\dot{\tau}} = 1$ і втрата енергії $\Delta W_{2i} = 3J\omega_0^2/2$, тобто у три рази більша, ніж при пуску.

При реверсі $s_{i\dot{\tau}} = 2$, $s_{e\dot{\tau}} = 0$ і $\Delta W_{2i} = 4J\omega_0^2/2$, що у чотири рази більша, ніж при динамічному гальмуванні чи пуску.

Отже, втрата енергії в роторі за час перехідного процесу за умови $M_c = 0$ не залежить від часу і від моменту двигуна, а визначається лише початковим $s_{i\dot{\tau}}$ і кінцевим $s_{e\dot{\tau}}$ значеннями ковзання і моментом інерції електропривода.

Для визначення сумарних втрат енергії в обмотках АД необхідно знати втрати в обмотці статора, які згідно (12.9) дорівнюють $\Delta W_{1i} = \Delta W_{2i} R_1 / R_2'$. В двигунах з короткозамкненим ротором загального призначення (з круглими пазами) $R_1 \approx R_2'$ і втрати енергії в обмотках статора і ротора приблизно рівні. Використовуючи АД зі спеціальною конструкцією ротора (з глибоким пазом, з подвійною «кліткою білки» та інші), які мають $R_2' > R_1$, можна значно зменшити втрати енергії в обмотці статора.

Сумарні втрати енергії в обмотках

$$\Delta W_i = \Delta W_{2i} \left(1 + \frac{R_1}{R_2'} \right) = \frac{J\omega_0^2}{2} \left(1 + \frac{R_1}{R_2'} \right) (s_{i\dot{\tau}}^2 - s_{e\dot{\tau}}^2). \quad (12.17)$$

Повна втрата енергії в перехідних процесах



$$\Delta W_{\Sigma} = \Delta W_i + \Delta P_c t_{n,n}, \quad (12.18)$$

де ΔP_c – сталі втрати потужності в АД; $t_{n,n}$ – час перехідного процесу.

Втрати енергії в перехідних процесах при $M_c \neq 0$ визначають за (12.14). Для цього потрібно знати залежності M і M_c , що досить складно. Тому для оцінки втрат енергії приймають, що момент двигуна і статичний момент не змінюються і дорівнюють середнім значенням M_{cp} і $M_{c,cp}$. Тоді згідно (12.14)

$$\Delta W_{2i} = \frac{J \omega_0^2}{2} \frac{s_{i1}^2 - s_{e3i}^2}{M_{cp} - M_{c,cp}}. \quad (12.19)$$

З (12.19) слідує, що втрати енергії при зменшенні $M_{cp} - M_{c,cp}$ збільшуються. Тому, якщо допустимо за технологією, доцільно проводити пуск без навантаження і його підключати, наприклад, з допомогою електромагнітної муфти.

З аналізу (12.15) і (12.17) витікає, що основними способами зменшення втрат енергії в перехідних процесах є:

- зменшення моменту інерції електропривода J ;
- регулювання під час перехідного процесу швидкості ідеального холостого ходу ω_0 .

Ці способи особливо ефективні для електроприладів з частими пусками та гальмуваннями (ліфти, мостові крани, маніпулятори, виконавчі механізми тощо).

Зменшити момент інерції можна за рахунок:

- використання малоінерційних двигунів;
- оптимального передаточного числа редуктора (формула (2.17)) чи оптимальних масогабаритних показників передавального пристрою;
- заміною одного двигуна двома і більшою кількістю зі збереженням сумарної потужності. Сумарний момент інерції, наприклад, двох двигунів половинної потужності значно менший моменту інерції одного двигуна повної потужності.

Регулювання швидкості ω_0 можна здійснювати шляхом зміни



числа пар полюсів багатшвидкісних АД або зміною частоти живлення в системах ПЧ-АД.

Для прикладу розглянемо процеси пуску при $M_c = 0$ двошвидкісного АД зі швидкостями $\omega_{01} = 0.5\omega_0$ і ω_0 . При розгоні зі швидкості $\omega = 0$ $s_{i\dot{1}} = 1$ до ω_{01} $s_{e\dot{2}} = 0,5$ $\Delta W_{2i_1} = J \cdot 0.5\omega_0^2 / 2 = J\omega_0^2 / 8$. При розгоні зі швидкості ω_{01} до швидкості ω_0 $s_{e\dot{2}} = 0$ за рахунок перемикавання обмотки статора $\Delta W_{2i_2} = J \cdot 0.5^2 - 0 / 2 = J\omega_0^2 / 8$. Сумарні втрати в обмотці ротора $\Delta W_{2i} = \Delta W_{2i_1} + \Delta W_{2i_2} = J\omega_0^2 / 4$, що у два рази менше, ніж при прямому пуску.

У загальному випадку, якщо швидкість ідеального холостого ходу у перехідному процесі має n ступенів, то втрати енергії в роторі $\Delta W_{2i} = J\omega_0^2 / 2n$. Змінюючи за лінійним законом задаючий сигнал, пропорційний швидкості ω_0 за рахунок відповідної зміни частоти живлення АД (рис. 12.2), можна зменшити втрати енергії в обмотці ротора у 5-10 разів в залежності від типу і потужності двигуна. При повторно-короткочасному режимі роботи (пуск-гальмування) найменшим втратам відповідає параболічний закон зміни швидкості 8.

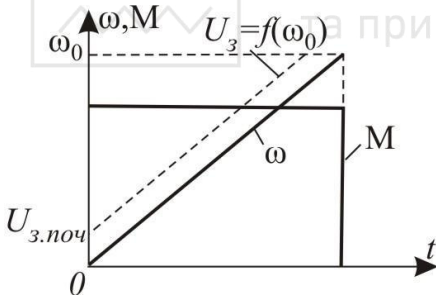


Рис. 12.2. Перехідні процеси при частотному пуску АД за умови $\dot{I}_{\dot{n}} = 0$

12.4. Економічна ефективність частотно-регульованого електропривода

Одним із ефективних напрямів енергозбереження є регулювання технологічних параметрів за допомогою електропривода. До таких

параметрів відноситься тиск у водопровідних мережах і в системах вентиляції, швидкість переміщення матеріалів транспортерами тощо. Робота таких систем характеризується нерівномірністю споживання води, теплової енергії, повітря на протязі доби в залежності від природних умов та пори року. За таких умов електропривод повинен забезпечити таке регулювання, яке забезпечувало би мінімальне електроспоживання або підвищувало би економічність технологічного процесу. Розглянемо способи реалізації деяких таких технологій.

Електроприводи відцентрових pomp. Зазвичай, помпи мають нерегульований електропривод. Регулювання подачі здійснюють засувкою на напірному трубопроводі. Можна регулювати витрату і зміною кутової швидкості помпи.

Для порівняння цих способів регулювання на рис.12.3 наведено у відносних одиницях: 1 – характеристика помпи при номінальній швидкості $\omega_{i\hat{i}}$, яка побудована за рівнянням

$$\dot{I} = \dot{I}_{0i} \left(\frac{\omega}{\omega_{i\hat{i}}} \right)^2 - \tilde{N}Q^2, \quad (12.18)$$

де \dot{I}_{0i} – напір помпи при витраті $Q = 0$ і $\omega = \omega_{i\hat{i}}$; C – конструктивний коефіцієнт помпи; 2 – характеристика магістралі, яка побудована за рівнянням

$$\dot{I} = \dot{I}_{\tilde{n}} + RQ^2, \quad (12.19)$$

де $\dot{I}_{\tilde{n}}$ – статичний напір при закритій засувці; R – коефіцієнт опору магістралі. Точка перетину цих характеристик визначає робочу точку помпи. Точка А на рис.12.3 відповідає номінальному режиму роботи.

У номінальному режимі помпа споживає потужність, яка згідно (6.4) пропорційна площі прямокутника ADOE. Щоби зменшити витрату, наприклад, до $0,6 Q_{i\hat{i}}$, задвижку прикривають, що призводить до збільшення коефіцієнта опору магістралі R і згідно (12.19) зміниться характеристика магістралі. Робочою точкою стане точка В і споживана помпою потужність буде пропорційна площі прямокутника ВКОF, яка майже не відрізняється від площі пря-

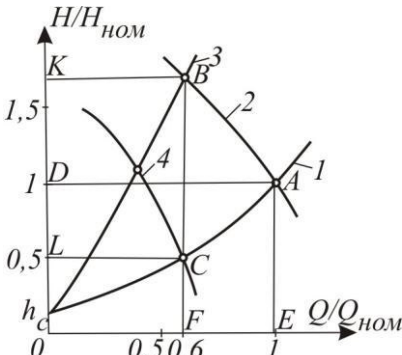


рис.12.3. Характеристики помпи і магістралі

Таку ж витрату можна забезпечити зміною швидкості обертання помпи (крива 4 на рис.12.3) і робочою точкою стане точка С, бо характеристика магістралі не зміниться. При цьому помпа споживатиме потужність пропорційну площі прямокутника CLOF, яка майже у два рази менша площі прямокутника ВКОF.

З рис.12.3 видно, що зі збільшенням статичного напору h_c ефективність частотного керування

зменшується. В [9] наведені формули для визначення активної потужності, яку споживає асинхронний двигун при дросельному і частотному регулюванні витрати помпи.

Електропривод відцентрових вентиляторів. За використанням в промисловості вентилятори займають друге місце після помп. Вони працюють на мережу без протиску, внаслідок чого момент статичного опору на валу двигуна пропорційний квадрату швидкості (формула 1.11), а споживана потужність без врахування втрат на тертя у підшипниках пропорційна – кубу швидкості $P = M_c \omega \equiv \omega^3$.

Регулювати витрату вентиляторів можна:

- поворотом лопаток направляючого апарата;
- шибером (дроселюванням) на напірній магістралі;
- швидкістю обертання.

При змінні кута повороту лопаток змінюється переріз вхідного каналу і відповідно змінюється характеристика вентилятора, при цьому ККД вентилятора суттєво знижується. Системи автоматичного регулювання витрати зміною положення лопаток використовують дуже рідко із-за складності конструкцій і низької надійності.

Регулювання витрати вентилятора дроселюванням аналогічне регулюванню витрати дроселюванням помпи. Залежності споживаної потужності від витрати при дроселюванні і змінні швидкості будуть такими ж, як і для помпи (рис.12.3). Отже, споживана потужність при частотному регулюванні асинхронного двигуна вентилятора



значно нижча, ніж при регулюванні шибером при всіх значеннях витрати, менших від номінальної.

Електроприводи транспортерів. Рух стрічки транспортера передається, зазвичай, від АД через редуктор і приводний барабан. Потужність, яку споживає двигун,

$$P_1 = F_a + F_c \quad V / \eta_a \eta_n = Q + F_c V \quad \eta_a \eta_n, \quad (12.20)$$

де F_a і F_c – відповідно зусилля, необхідні для переміщення вантажу і стрічки; V – швидкість стрічки, $Q = F_a V$ – продуктивність транспортера, η_a і η_n – ККД двигуна і передачі.

З (12.20) слідує, що при зниженні продуктивності ефективність роботи транспортера зменшується, бо збільшується доля потужності, яка витрачається на переміщення стрічки. Тому, доцільно при зміні Q змінювати швидкість стрічки так, щоби зусилля F_a було сталим. При такому регулюванні при зменшенні Q одночасно буде зменшуватися і потужність, яка витрачається на переміщення стрічки.

Наявний досвід показує, що за плавного регулювання лінійної швидкості стрічки за допомогою частотно-регульованого електроприводу електроспоживання знижується на 20...38% у порівнянні з нерегульованим електроприводом.

Особливістю частотно-регульованого електропривода pomp, вентиляторів, транспортерів та інших механізмів з тривалим режимом роботи є необхідність використання АД з незалежною вентиляцією, щоби при понижених швидкостях не змінювались умови охолодження, а відтак і момент двигуна.

Електропривод ліфтів. В даний час в якості електропривода пасажирських та вантажних ліфтів використовують двошвидкісні АД, в основному, зі швидкостями 1000/250 об/хв. для забезпечення точної зупинки. Щоби дещо зменшити динамічні навантаження на елементи ліфта як при пуску, так і при переході на понижену швидкість перед зупинкою, на ведучому валу розташовують маховик, що збільшує момент інерції привода.

Заміна, наприклад, двошвидкісного двигуна потужністю 3 кВт частотно-регульованим потужністю 2,2 кВт і номінальною швидкіс-



ттю 1000 об/хв : дає зменшення моменту інерції з $1,159 \text{ ед} \cdot \text{с}^2$ до $0,176 \text{ ед} \cdot \text{с}^2$ за рахунок зменшення моменту інерції двигуна з $0,156 \text{ ед} \cdot \text{с}^2$ до $0,013 \text{ ед} \cdot \text{с}^2$ і відмови від маховика. Це дає зменшення енергоспоживання на $0,757 \text{ кВт}$ на годину за рахунок збільшення циклового ККД з $0,46$ до $0,79$.

Використання частотно-регульованого АД, крім того, дозволяє підвищити показники комфортності (рівномірне прискорення і гальмування) за рахунок керування перехідними процесами. Це також зменшує динамічні навантаження на елементи ліфта, що продовжує їх строк служби.

Контрольні запитання і задачі

1. Які є шляхи економії електроенергії при використанні асинхронного електропривода?
2. Від чого залежить ККД асинхронних двигунів?
3. Які складові визначають ККД частотно-регульованого асинхронного електропривода?
4. За якої умови доцільно використовувати засоби обмеження холостого ходу асинхронного двигуна?
5. *Визначити змінну складову втрати енергії при змінній швидкості від $\omega_1 = 157 \text{ рад/с}$ до $\omega_0 = 314 \text{ рад/с}$, якщо приведений момент інерції $J = 0,2 \text{ ед} \cdot \text{с}^2$, $R_1 / R_2' = 1,2$ і $M_c = 0$.*
6. Яка точка визначає усталений режим роботи помпи?
7. Чи зміниться споживана електроприводом помпи потужність, якщо витрату помпи зменшити дроселюванням у два рази?
8. Який спосіб регулювання витрати потужних вентиляторів є найбільше економічним?
9. Яким є найбільш економічний спосіб регулювання продуктивності стрічкових транспортерів?
10. Якщо приведений момент інерції привода зменшити у два рази, то чи зміниться втрата енергії за час пуску двигуна за умови $M_c = 0$?



ЧАСТОТНЕ КЕРУВАННЯ СИНХРОННИМИ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ

13.1. Стратегії керування

Нині сфера використання регульованого синхронного електропривода постійно розширюється із-за можливості регулювання $\cos \varphi$ і швидкодіючих систем керування. Синхронні двигуни (СД) великої потужності з електромагнітним збудженням використовують для привода вентиляторів, pomp, компресорів, валків прокатних станів, папероробних машин та інших механізмів, а СД з постійними магнітами потужністю до десяти кіловат – для привода робочих органів металообробних верстатів з числовим програмним керуванням, роботів, маніпуляторів та інших механізмів, де потрібен широкий діапазон регулювання швидкості і високі динамічні показники.

Для живлення СД використовують ті самі перетворювачі частоти, що й для асинхронних двигунів. Але стратегії керування дещо інші, бо СД має незалежний від струму в обмотці статора струм збудження.

Коли магнітні поля статора і ротора обертаються з однаковою швидкістю і мають просторовий кут зсуву ψ , то електромагнітний момент

$$M = \hat{O}_{\tilde{n}\delta} \hat{O}_{\delta} \sin \psi. \quad (13.1)$$

З (13.1) витікають такі стратегії керування моментом двигуна:

- регулювання магнітного потоку ротора \hat{O}_{δ} (струму збудження);
- регулювання струму статора $I_{\tilde{n}\delta}$, підтримуючи кут $\psi = \varphi + \theta$ Perezбудженого двигуна на певному рівні;
- при $\hat{O}_{\delta} = const$ регулювати струм $I_{\tilde{n}\delta}$ так, щоб $\cos \varphi = 1$.

При сталому або плавномзмінному навантаженні, а також при плавному регулюванні швидкості, зазвичай, використовують ті самі



методи керування (скалярне чи векторне), що й асинхронними двигунами. Окрім того, використовують також ті самі закони регулювання напруга-частота. У цих випадках синхронний двигун як і асинхронний живиться від інвертора з незалежним заданням частоти. При цьому можуть використовуватись як автономні інвертори напруги, так і струму.

За швидкої (близької до ударної) зміни навантаження чи швидкої зміни задання швидкості може порушитись синхронне обертання магнітних полів статора і ротора. В результаті момент

$$M = \hat{O}_{\tilde{n}\delta} \hat{O}_{\delta} \sin[\omega_0 - \omega t + \psi] \quad (13.2)$$

стане пульсуючим і його середнє значення буде дорівнювати нулю. Під дією моменту сил опору двигун буде гальмуватись і зупиниться – відбудеться “перекидання” двигуна. Цього можна запобігти, якщо незалежне керування інвертором замінити керуванням інвертором у залежності від швидкості обертання ротора за допомогою давача положення ротора (ДПР). Синхронний двигун з такою системою керування називається **вентильним двигуном (ВД)**.

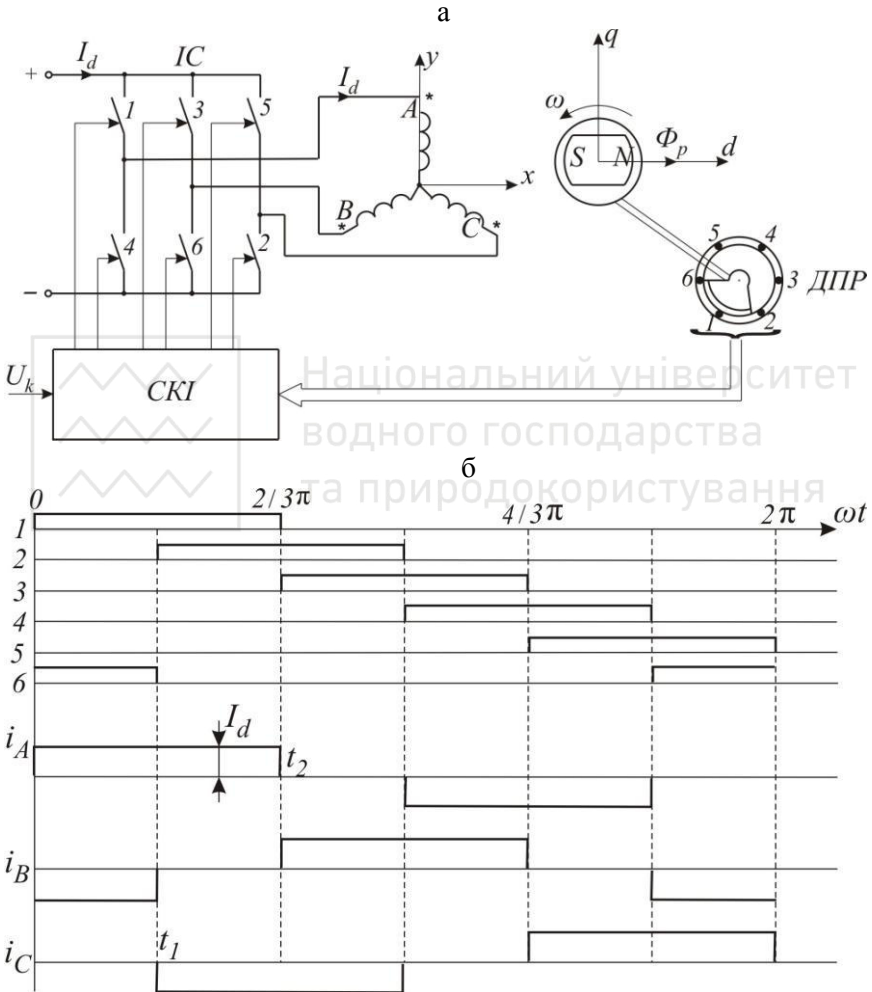
Синхронні двигуни зі збудженням від постійних магнітів, як правило, керуються за схемою вентильного двигуна. Це дозволяє регулювати швидкість практично в необмеженому діапазоні, включаючи покроковий режим, без загрози “перекидання”, а також забезпечити високу стійкість і швидкодію. У порівнянні з двигунами постійного струму ВД мають кращі динамічні, габаритні й вартісні показники.

13.2. Вентильний двигун

Вентильні двигуни є різної конструкції. Найбільше поширеною є конструкція на базі трифазного синхронного двигуна зі збудженням від постійних магнітів в (рис.13.1.). У цьому двигуні обмотка статора живиться від регульованого джерела постійного струму через трифазний мостовий комутатор, який складається із шести керованих транзисторних ключів К1-К6. Ключі пронумеровані у порядку їх комутації з кутовим інтервалом 60 електричних градусів. Для наведеної на рис.13.1 конструкції електричні градуси співпадають з геометричними.



Керування ключами інвертора струму (ІС) здійснює давач положення ротора (ДПР), ротор якого має вид сегмента, жорстко зв'язаного з ротором двигуна (рис.13.1,а). На нерухомій частині давача розташовано шість чутливих елементів, які пронумеровані цифрами 1-6 як і ключі інвертора.





Коли сегмент перекриває чутливий елемент, він активізується і через систему керування інвертором (СКИ) переводить ключ комутатора у замкнений стан, в якому ключ буде знаходитись доти, доки чутливий елемент перекривається сегментом. За такого алгоритму влюбий момент часу замкненими будуть один ключ із групи 1-3-5 і один із групи 4-6-2 і струм буде протікати через дві фазні обмотки статора, зміщені у просторі на кут $\theta_{i\hat{t}} = 2\pi/3$. На такий же кут будуть зміщені і магнітні потоки фаз.

При $\omega t = 0$ ДПР займає положення, яке відповідає замкненим ключам 1 і 6. Тоді вектор магнітного потоку ротора \hat{O}_δ буде направленим по осі d системи координат $d-q$, яка рухається разом з ротором (рис. 13.1,а). На рис.13.2 показано струми в обмотках статора і положення векторів магнітних потоків для трьох моментів часу, які пояснюють процес обертаних ротора.

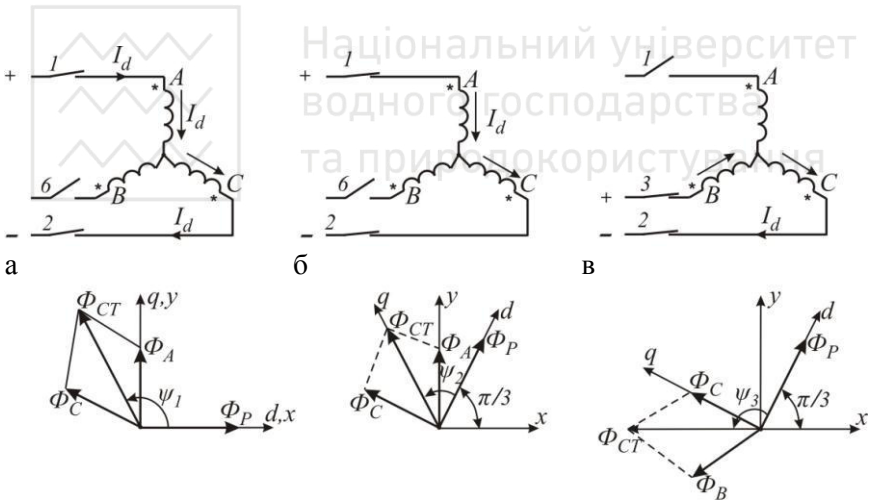


Рис.13.2. Положення векторів магнітних потоків: а – $\psi_1 = 2\pi/3$;

$$б - \psi_2 = \pi/3 \text{ і в} - \psi_3 = 2\pi/3$$

Нехай ротор обертається проти годинникової стрілки. Тоді в момент часу t_1 розмикається ключ 6 та замикається ключ 2 і струм I_d буде протікати від початку до кінця фази \hat{A} і від кінця до початку



фази С. Цим напрямом струмів відповідають положення векторів магнітних потоків \vec{O}_a , \vec{O}_b і результуючого потоку статора $\vec{O}_{\tilde{n}\tilde{o}}$, як показано на рис.13.2,а. У цей же момент ротор знаходиться в положенні, зображеному на рис.13.1,а, і його магнітний потік \vec{O}_δ співпадає з віссю d . За такого розташування векторів магнітних потоків двигун розвиває електромагнітний момент

$$M = \vec{O}_{\tilde{n}\tilde{o}} \vec{O}_\delta \sin\psi_1, \quad (13.3)$$

де ψ_1 – кут між векторами $\vec{O}_{\tilde{n}\tilde{o}}$ і \vec{O}_δ , рівний $2\pi/3$.

Під дією цього електромагнітного моменту ротор повертається проти годинникової стрілки і кут ψ зменшується. Коли він зменшиться до $\pi/2$, момент згідно (13.3) досягне максимального значення і в подальшому буде зменшуватись. Коли кут ψ стане рівним $\pi/3$, момент двигуна зменшиться до значення, яке він мав при $t = t_1$, а вектор \vec{O}_δ повернеться у просторі разом з ротором двигуна на кут $\pi/3$ і займе положення, показане на рис. 13.2,б. Якщо стан ключів комутатора не змінити, то ротор буде рухатись далі доти, доки кут ψ не стане рівним нулю. При $\psi = 0$ згідно (13.2) $M = 0$ і ротор зупиниться.

Щоби цього не сталося, при $\psi = \pi/3$ ДПР через СКІ зумовлює розмикання ключа 1 і замикання ключа 3. В результаті струм протікатиме по фазах В і С, вектор $\vec{O}_{\tilde{n}\tilde{o}}$ при нехтуванні перехідним процесом стрибком повернеться на кут $\pi/3$ (рис.13.2,в), кут ψ стане рівним $\psi_3 = 2\pi/3$ і ротор буде далі обертатися. Описаний цикл повторюється. Напрямок руху задається знаком керуючого впливу U_k , який подається на СКІ.

За такого керування момент двигуна на кожному такті буде змінюватися за синусоїдним законом від початкового значення $M_{i\hat{i}\div} = \hat{O}_{\tilde{n}\tilde{o}} \hat{O}_\delta \sin 60^\circ$, досягаючи максимального значення $\hat{i}_{max} = \hat{O}_{\tilde{n}\tilde{o}} \hat{O}_\delta$ при $\psi = 90^\circ$ і до кінцевого $M_{e\hat{x}} =$



$= \hat{O}_{\dot{n}\dot{o}} \hat{O}_{\delta} \sin 60^{\circ} = M_{i\dot{i}} \dot{\div}$. При такій змінні моменту зміна швидко-

сті буде тим менша, чим більший момент інерції привода, що є основним недоліком такого способу керування. Цей недолік можна усунути, якщо за допомогою відповідної модуляції забезпечити синусоїдну форму струму в обмотках статора. Але і при цьому зміна навантаження буде впливати на швидкість двигуна. Тому таку систему доповнюють контуром регулювання швидкості.

13.3. Система автоматичного керування моменту СД зміною магнітного потоку ротора

В якості електропривода потужних вентиляторів, pomp, ексгудерів та інших механізмів у діапазоні 1:10 використовують вентиляні двигуни з електромагнітним збудженням. Оскільки момент навантаження таких механізмів змінюється, зазвичай, плавно, то стратегія керування може бути такою: регулюють магнітний потік ротора при номінальному струмі статора і заданому куті θ , що забезпечує давач положення ротора.

На рис. 13.3 наведено функціональну схему, яка реалізує вказану стратегію курування. Вона складається з трьох контурів: контуру регулювання струму збудження, який визначає магнітний потік ротора; контуру стабілізації струму статора і контуру регулювання швидкості 2 .

Регулювання магнітного потоку ротора здійснюється відповідним регулюванням струму збудження з врахуванням насичення. За умови $\hat{O}_{\dot{n}\dot{o}} = \hat{O}_{\dot{n}\dot{o}.i\dot{i}\dot{i}}$ необхідно адаптувати магнітний потік ротора до зміни навантаження двигуна, тобто до струму статора. Цю адаптацію забезпечує функціональний перетворювач ФП, вихідний сигнал якого є задаючим для контуру регулювання струму збудження за умови, що при $z_1 = 0$ $\hat{O}_{\delta} = \hat{O}_{\dot{n}\dot{o}.i\dot{i}\dot{i}}$. До контуру регулювання струму збудження, крім ФП як задаючого елемента, входять регулятор струму РСЗ, СІФКЗ керованим випрямлячем напруги КВЗ, обмотка збудження ОЗ і давач струму ДСЗ. Цей контур призначений стабілізувати струм збудження на рівні, який задається ФП.

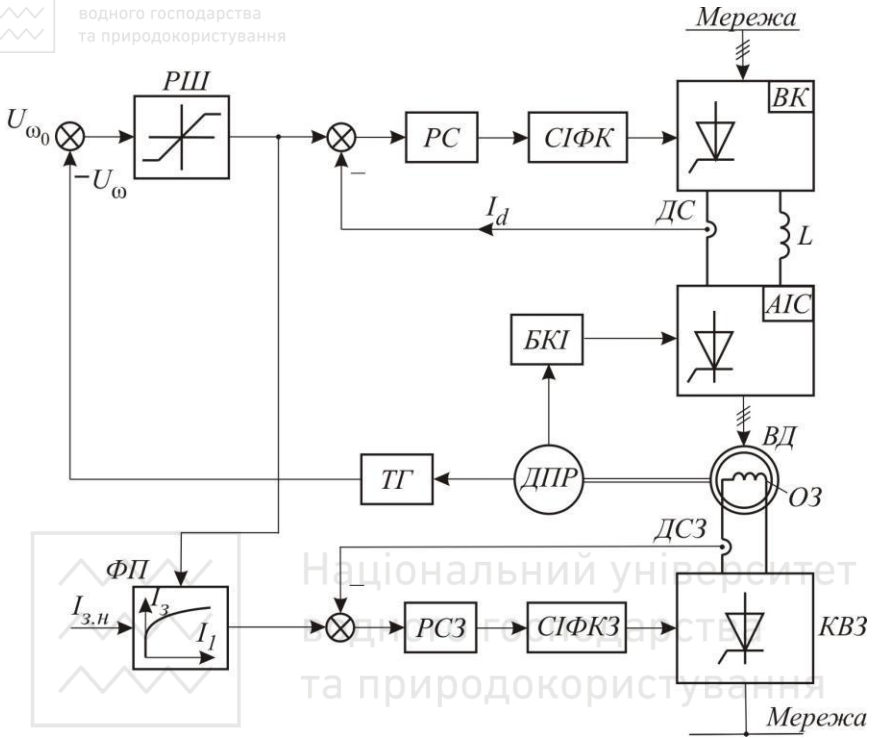


Рис13.3. Функціональна схема автоматичного керування вентильним двигуном

Стабілізація струму статора, величина якого задається регулятором швидкості РШ, забезпечується контуром регулюванням I_d , який пропорційний струму першої гармоніки струму в обмотках статора I_1 . Між струмами I_d і I_1 є пропорційна залежність.

Задаючим сигналом у контурі регулювання швидкості є сигнал U_{ω_0} , пропорційний швидкості СД. Функцію тахогенератора у цьому контурі виконує перерахункова схема, яка кількість імпульсів ДПР за одиницю часу перетворює у напругу, пропорційну швидкості.

Керування ключами інвертора здійснює блок керування інвертором БКІ, на вхід якого поступають сигнали від ДПР. Ці сигнали синхронізовані й сфазовані так, щоб підтримувати сталим кут $\psi_{i\hat{t}}$.



13.4. Стратегії керування СД зі збудженням від постійних магнітів

Магнітний потік ротора СД з постійними магнітами є сталим $\hat{O}_\delta = const$. Особливістю двигуна з явновираженими полюсами є те, що магнітні опори повітряного проміжку по поздовжній d і поперечній q осях (рис.13.1,а) є різними, що зумовлює різні індуктивні опори $x_d = \omega L_d$ і $x_q = \omega L_q$ і два електромагнітні моменти: синхронізуючий і реактивний (рис.5.14). Тому результуючий електромагнітний момент за умови нехтування опором обмотки статора $R_1 = 0$

$$M = \frac{3pU_1 E_1}{x_d \omega} \sin \theta + \frac{3pU_1^2}{2\omega} \left(\frac{1}{x_d} - \frac{1}{x_q} \right) \sin 2\theta, \quad (13.4)$$

де перший член в (13.4) визначає синхронізуючий момент, а другий – реактивний.

Якщо СД живити від інвертора струму, то (13.4) з врахуванням, що $E/\omega = \hat{O}_\delta$ і $x = \omega L$, можна представити у виді:

$$M = 3p\hat{O}_\delta I_1 \cos \psi + \frac{3p}{2} (L_d - L_q) I_1^2 \sin 2\psi, \quad (13.5)$$

де $\psi = \theta + \varphi$ для перезбудженого двигуна $\hat{O}_\delta > \hat{O}_{\delta,i}$.

Із (13.5) витікають дві стратегії керування.

1. Керування за умови $\cos \varphi = 1$. Це відповідає $\psi = \theta$, що ілюструє векторна діаграма на рис.13.4.

Із векторної діаграми видно, що магнітний потік статора

$$\hat{O}_{\tilde{n}\delta} = \sqrt{\hat{O}_\delta^2 - L_1 I_1^2}. \quad (13.6)$$

Із (13.6) слідує, що зі збільшенням струму статора зменшується магнітний потік $\hat{O}_{\tilde{n}\delta}$. Це призводить до того, що зі збільшенням струму I_1 момент двигуна за умови $\hat{O}_\delta = const$ спочатку зростає,



досягає максимального значення M_{max} і потім знижується. Тому

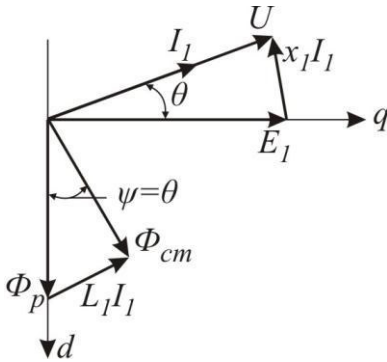


Рис.13.4. Векторна діаграма при $\varphi = 0$

цю стратегію слід використовувати при струмах статора, які менші від $I_{кр}$, за якого $M = M_{max}$.

Таке керування економічно доцільне, бо за $\varphi = 0$ СД споживає тільки активну потужність $P = 3U_1I_1$ і струм статора мінімальний (рис.5.15,б).

2. Керування за умови $\psi = 0$.

При цій стратегії струм статора співпадає за фазою з ЕРС статора, як показано на векторній діаграмі (рис.13.5).

З векторної діаграми видно, що

$$U_1 = \sqrt{E_1^2 + x_1 I_1^2}. \quad (13.7)$$

Оскільки $U_1 = \omega \hat{O}_{\tilde{n}\delta}$ і $\dot{A}_1 = \omega \hat{O}_{\delta}$, то вираз (13.7) зводиться до виду

$$\hat{O}_{\tilde{n}\delta} = \sqrt{\hat{O}_{\delta}^2 + L_1 I_1^2}. \quad (13.8)$$

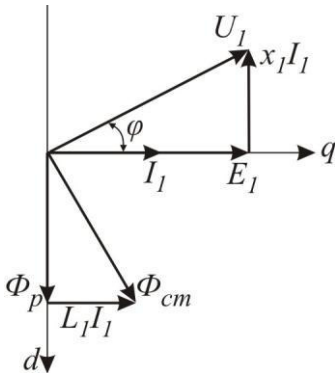


Рис.13.5. Векторна діаграма при $\psi = 0$

З (13.8) слідує, що зі збільшенням струму статора його магнітний потік буде збільшуватись, що зумовить збільшення електромагнітного моменту. Його величина буде визначатись виразом (13.4) і буде максимальною, бо $\psi = 0$. Тому ця стратегія керування широко використовується в приводах верстатів та роботів, бо дозволяє регулювати швидкість в широкому діапазоні з високими динамічними показниками.



Контрольні запитання

1. Які можливі стратегії керування синхронним двигуном?
2. За якої умови СД випадає із синхронізму?
3. Що представляє собою вентильний двигун на базі трифазного СД?
4. Яка роль давача положення ротора в системі керування вентильним двигуном?
5. З яких контурів складається система керування вентильним двигуном за стратегії $\hat{O}_\delta = var$?
6. Які стратегії керування використовують при керуванні СД зі збудженням від постійним магнітів?
7. Чому в СД з явно вираженими полюсами виникає реактивний електромагнітний момент?
8. Як змінюється електромагнітний момент СД при керуванні за умови $\varphi = 0$?
9. Як змінюється електромагнітний момент СД при керуванні за умови $\psi = 0$?
10. За якої умови керування СД з постійними магнітами споживана потужність буде мінімальною?



АДАПТИВНІ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ

14.1. Загальні положення

Розглянуті системи керування електроприводами базувалися на відомих параметрах всіх складових систем за умови, що вони не змінюються в часі. В дійсності окремі параметри змінюються в часі, що призводить до зміни таких показників якості як точність, швидкодія і перерегулювання. Особливо чутливими до зміни параметрів є системи підпорядкованого регулювання, які побудовані на компенсації великих сталих часу за рахунок використання ПІ-регуляторів. Для збереження якісних показників роботи електроприводів при змінні параметрів його елементів необхідно відповідним чином змінювати параметри настройки регуляторів або вводити додаткові впливи на регулятори без зміни їх параметрів чи те і друге одночасно. Системи, побудовані за таким алгоритмом, називається **адаптивними**, тобто здатними виробляти додаткові впливи, адекватні зміні параметрів – постійно пристосовуватись до нових станів системи [10].

Змінними параметрами електропривода можуть бути:

- момент інерції із-за зміни маси вантажу піднімально-транспортних механізмів;
- індуктивності обмоток із-за насичення магнітної системи;
- коефіцієнти підсилення керованих перетворювачів із-за зміни напруги живлення;
- активний опір силових кіл, зумовлений нагріванням;
- зміна параметрів електронних схем із-за старіння їх елементів тощо.

На показники якості електропривода, окрім зміни параметрів, впливають недоступні вимірюванню зміни моменту сил опору та інші непередбачені збурення.

Сучасні системи адаптивного керування поділяються на два види: пошукові і безпошукові. Перші здійснюють пошук оптимальних якісних показників за відомим критерієм якості шляхом періодичного введення в систему спеціальних збурень, реакція системи на



які дозволяє визначити напрям пошуку. В результаті система здійснює пошук оптимального режиму і забезпечує його досягнення. В безошукових системах додаткові, компенсуючі зміну параметрів впливи, формуються на підставі аналізу відхилення показників якості від заданих з метою їх усунення.

В системах керування електроприводами використовуються безошукові адаптивні системи (БАС), які поділяються на два види:

- БАС з еталонною моделлю у виді динамічної ланки з бажаною передавальною функцією;
- БАС зі спостережим пристроєм, який виконує функцію ідентифікації об'єкта керування або його частини і престаляє собою відповідну математичну модель.

14.2. Безошукі адаптивні системи керування з еталонною моделлю

БАС з еталонною моделлю використовується в основному тоді, коли необхідно забезпечити бажані статичні і динамічні показники роботи системи при зміні її параметрів шляхом зміни параметрів регулятора (коефіцієнта підсилення, сталих часу чи формування додаткових впливів).

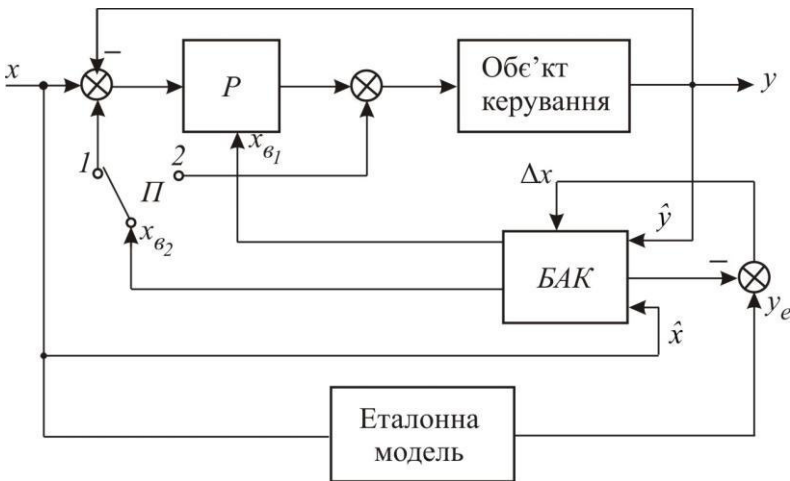


Рис. 14.1. Безошукі адаптивні системи керування з еталонною моделлю



Зміну параметрів регулятора чи додаткові впливи здійснює блок адаптивного керування БАК, на вхід якого подаються вимірювані значення вхідної \hat{d} і вихідної \hat{y} величини.

У складі БАК може бути пристрій, котрий оцінює недоступні вимірюванню змінні, наприклад, активний опір обмотки якоря чи ротора, і формує вихідний вплив \tilde{d}_{a_2} , величина і знак якого залежать від відхилення вихідної змінної y від вихідної змінної еталонної моделі y_e в установленому режимі.

Вихідний адаптивний вплив x_{a_1} спричиняє зміну параметрів регулятора P , а вплив \tilde{d}_{a_2} – може подаватись на вхід чи на вихід регулятора в залежності від положення перемикача Π (рис.14.1). Порівняння вихідних змінних з об'єкта керування і еталонної моделі відбувається безперервно і безперервно БАК формує відповідні впливи на регулятор, який протидіє відхиленню y від y_e на величину, більшу зони нечутливості БАК. В результаті вихідна змінна об'єкта не буде виходити за межі «коридора», показаного на рис. 14.2 пунктирними лініями, і може відхилитись від вихідної змінної еталонної моделі (крива 1 на рис. 14.2). Для зменшення ширини «коридора» слід формувати і ще вплив, пропорційний похідній dy/dt .

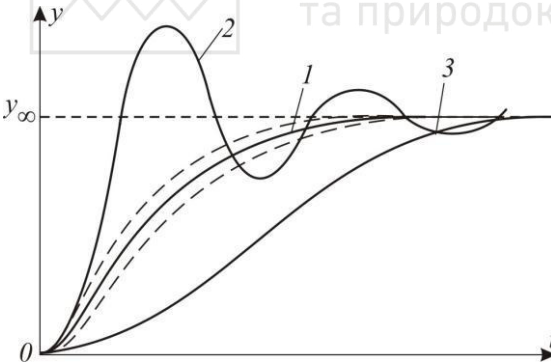


Рис. 14.2. Динамічні процеси в системі з адаптацією (1) і без неї (2,3)

Якби не було БАК, то при зміні параметрів об'єкта керування перехідні процеси могли бути з перерегулюванням (крива 2) чи без нього, але з великим часом регулювання (крива 3).

В якості еталонної моделі можна вибрати ланку другого порядку, яка буде описуватись диференціальним рівнянням



$$\ddot{y}_e + 2\eta\omega_0\dot{y}_e + \omega_0^2 y_e = 0, \quad (14.1)$$

де η – коефіцієнт затування; ω_0 – власна частота коливань, 11 .

При початкових умовах $y(0) = 0$ і $\dot{y}(0) = 0$ розв'язки (14.1) у

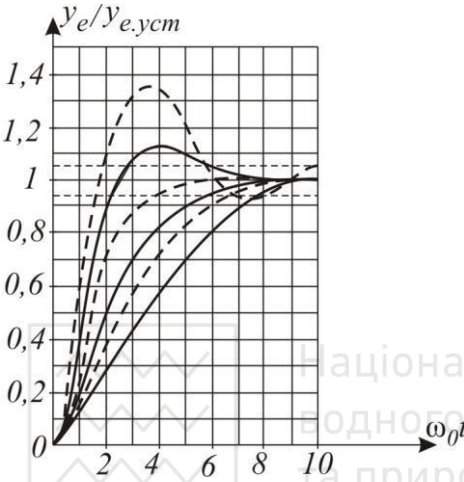


Рис. 14.3. Графічне представлення розв'язків рівняння (14.1)

відносних одиницях представлено сімейством кривих (рис. 14.3). Графічне представлення вихідної величини еталонної моделі $y_e t$ наглядно показує, до якої кривої необхідно наближати перехідний процес в адаптивній системі керування, і спрощує визначення коефіцієнтів рівняння (14.1) за вибраними η і $\omega_0 t_0$. При цьому

$$y_e \cdot \delta_{\text{пер}} = y_{\text{уст}} \frac{k}{1+k},$$

де k – коефіцієнт підсилення розімкненої системи з одиничним зворотним зв'язком. Вибравши еталонний перехідний процес, необхідно перевірити чи зможе його реалізувати двигун, момент якого завжди обмежений величиною M_{qon} за умови, що $y_e t = y t$. Очевидно, що максимальне значення розрахункового моменту $M_{p,max}$, визначеного за кривою $y_e t$, повинно задовільняти умову

$$M_{p,max} \leq M_{qon}. \quad (14.2)$$

Вираз (14.2) називається **1-ю умовою реалізації закону** $y_e t = y t$. Величину $M_{p,max}$ можна визначити, підставивши в рівняння руху електропривода $M = J\ddot{y}_e t + M_c$ значення $\dot{y}_e t$ у точці



$\ddot{y}_e t = 0$. Розв'язок (14.1) залежить від коренів характеристичного рівняння $p_{1,2} = \omega_0 - \eta \pm \sqrt{\eta^2 - 1}$, які можуть бути комплексно-спряженими $\eta < 1$, кратними $\eta = 1$ і дійсними $\eta > 1$.

У випадку комплексних коренів

$$y_e t = y_{e.0} \delta \ddot{\omega} e^{-\eta \omega_0 t} \left(\cos \omega_0 \beta t + \frac{\eta}{\beta} \sin \omega_0 \beta t \right) \quad (14.3)$$

і першу умову реалізації функції $y_e t$ отримаємо у виді

$$M_{qon} \geq J y_{e.0} \delta \ddot{\omega} \frac{\omega_0}{\beta} e^{-\frac{\eta}{\beta} \arctg \frac{\beta}{\eta}} \cdot \sin \arctg \frac{\beta}{\eta} + M_c, \quad (14.4)$$

де J – максимальний момент інерції електропривода; $\beta = \sqrt{1 - \eta^2}$.

У випадку дійсних коренів (аперіодичний перехідний процес)

$$y_e t = \frac{y_{e.0} \delta \ddot{\omega}}{2\gamma} \left[\eta + \gamma e^{-\eta - \gamma \omega_0 t} - \eta - \gamma e^{-\eta + \gamma \omega_0 t} \right] \quad (14.5)$$

і умова (14.2) матиме вид:

$$M_{qon} \geq \frac{J y_{e.0} \delta \ddot{\omega}}{2\gamma} \omega_0 \left[e^{-\frac{\eta - \gamma}{2\gamma} \ln \frac{\eta + \gamma}{\eta - \gamma}} - e^{-\frac{\eta + \gamma}{2\gamma} \ln \frac{\eta + \gamma}{\eta - \gamma}} \right], \quad (14.6)$$

де $\gamma = \sqrt{\eta^2 - 1}$.

Коли $\eta = 1$, то

$$y_e t = y_{e.0} \delta \ddot{\omega} (1 + \omega_0 t) e^{-\omega_0 t} \quad (14.7)$$

і

$$M_{qon} \geq 0,37 J y_{e.0} \delta \ddot{\omega} \omega_0. \quad (14.8)$$

Електропривод таких виробничих механізмів як швидкісні ліфти, важкі верстати та інші повинен забезпечити не тільки обмеження



моменту (прискорення), але і зміну прискорення – ривка, величиною φ_{qon} . Тому величина $\varphi_{p.max}$ для вибраної $y_e t$ не повинна перевищувати φ_{qon} . Умова

$$\varphi_{qon} \geq \varphi_{p.max} \quad (14.9)$$

називається **2-ю умовою реалізації** $y_e t = y t$.

Для наведених на рис.14.3 кривих умови /14.9/ будуть такими:

➤ для $\eta < 1$

$$\varphi_{qon} \geq y_e \cdot \delta \cdot \omega_0^2 \cdot \dot{a}^{-\arctg \mu} \left(\cos \arctg \mu - \frac{\eta}{\beta} \sin \arctg \mu \right), \quad (14.10)$$

де $\mu = \frac{2\beta\eta}{\eta^2 - \beta^2}$;

➤ для $\eta > 1$

$$\varphi_{qon} \geq \frac{y_e \cdot \delta \cdot \omega_0^2}{2\gamma} \left[\eta + \gamma \cdot \dot{a}^{-\frac{\eta+\gamma}{2\gamma} \ln \left(\frac{\eta+\gamma}{\eta-\gamma} \right)^2} - \eta - \gamma \cdot e^{-\frac{\eta-\gamma}{2\gamma} \ln \left(\frac{\eta+\gamma}{\eta-\gamma} \right)^2} \right]; \quad (14.11)$$

➤ для $\eta = 1$

$$\varphi_{qon} \geq 0,135 y_e \cdot \delta \cdot \omega_0^2 \quad (14.12)$$

Отримані формули для визначення допустимого моменту і ривка дозволяють не тільки перевірити умови реалізації адаптивного керування, але і визначити ω_0 , тобто час регулювання, який буде задовольняти вказаним умовам.

14.3. Безпошукова адаптивна система керування зі спостережним пристроєм

Адаптивна система керування з еталонною моделлю є досить складною системою. Більш простою є система, у якій функцію еталонної моделі виконує адаптивний спостережний пристрій (АСП),



який виконує функцію ідентифікації параметрів об'єкта керування і вираховує недоступні для вимірювання параметри.

На відміну від еталонної моделі на вхід АСП поступають доступні вимірювані фізичні змінні системи u і y та зворотний зв'язок за різницею між вихідною змінною y і її оцінкою \hat{y} . За цими даними АСП формує вплив k_p , який відповідно змінює параметри регулятора P (параметрична адаптація), а також створює необхідні для роботи модального регулятора MP параметри $k_{i p}$ (сигнальна адаптація).

Така адаптація забезпечує шляхом автоматичної самонастройки АСП необхідний оптимальний процес руху об'єкта при зміні його параметрів. При цьому MP здійснює паралельну корекцію роботи регулятора P .

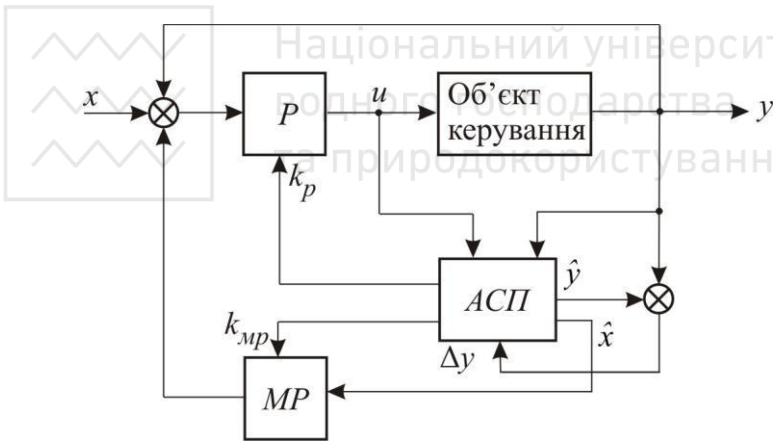


Рис. 14.4. Система керування з адаптивним спостережним пристроєм

Особливістю модального регулятора є те, що на його вхід потрібно подавати за допомогою давачів всі змінні стану об'єкта керування. Кількість змінних стану об'єкта дорівнює порядку диференціального рівняння, яким описується об'єкт. Відповідним підбором коефіцієнтів зворотних зв'язків за цими змінними можна отримати бажані динамічні і статичні характеристики системи керування. Якщо деякі змінні стану недоступні безпосередньому вимірюванню,



то тоді використовують АСП, який розрахунковим шляхом визначає ці змінні і забезпечує роботу модального регулятора.

Отже, АСП дозволяє досить точно визначити змінні параметри і змінні стану об'єкта керування і на їх основі виробляти аналітичним шляхом алгоритм оптимального адаптивного керування. Але для об'єктів, які описуються нелінійними рівняннями високого порядку, створити аналітичним шляхом необхідний алгоритм керування за допомогою АСП досить складно. У таких випадках адаптивний алгоритм керування, близький до оптимального, можна побудувати на основі нечіткої логіки (фаззі-логіки).

14.4. Фаззі-керування електроприводами

В розділі 8 розглянуті дискретні логічні системи керування електроприводами, які побудовані за класичною логікою, що оперує з фізичними величинами двох рівнів (високий-низький, одиниця-нуль) і дозволяє успішно реалізувати нескладні алгоритми керування. Для підвищення точності і плавності керування багатьма складними, особливо нелінійними об'єктами, необхідно знати не лише два крайні рівні керованих величин, але і проміжні, а також закони переходу від одного рівня до іншого. Наприклад, на запитання, чи рухається автомобіль, можна відповісти однозначно «так» чи «ні». Але на запитання, як рухається автомобіль (дуже повільно, повільно, швидко, дуже швидко) дворівнева логіка не дає відповіді. Для опису таких задач використовують фаззі-логіку, розроблену американським професором електротехніки Л. Заде.

Математичною основою фаззі-логіки є фаззі-множина (ФМ), яка характеризується двома показниками: **фактом належності** до даної множини, як у класичній логіці - $A \ x_1, x_2, \dots, x_n$, і **ступенем належності** до неї $A \ [x_1, \mu_1 \ x_1], [x_2, \mu_2 \ x_2], \dots, [x_n, \mu_n \ x_n]$. Стосовно систем керування елементами x_1, x_2, \dots, x_n ФМ є певний діапазон значень фізичної змінної, наприклад, переміщення, швидкості, струму, температури тощо. Лінгвістичне представлення фізичної змінної називається **логічною змінною** в фаззі-логіці. Властивістю, яка об'єднує значення фізичної змінної в ФМ, є певна якісна оцінка у лінгвістичній формі логічної змінної, наприклад, від'ємно мала



(NS), нульова (Z), позитивно середня (PM), позитивно велика (PB) та ін. Ці якісні оцінки називаються **термами**. Ступінь належності значень фізичної змінної x до даного терму називається **функцією належності** (ФН) і позначається μ_x .

Фізична величина x на заданому інтервалі її зміни від x_{min} до x_{max} поділяється на ФМ (терми) A_1, A_2, \dots, A_n з функціями належності $\mu_{1x}, \mu_{2x}, \dots, \mu_{nx}$. Кількість термів та вид ФН визначає досвідчений оператор, користуючись відповідною процедурою прийняття рішень.

Для кращого розуміння фаззи-керування розглянемо методику побудови й функціонування на прикладі системи регулювання температури у приміщенні (рис.14.5). Об'єктом керування ОК є приміщення, температура в якому регулюється електрокалорифером ЕК, що живиться від регульованого джерела напруги РДН, який керується фаззи-регулятором ФР.

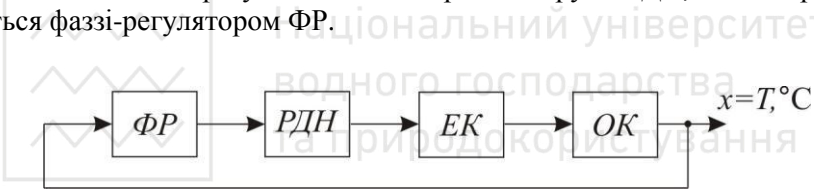


Рис.14.5. Структурна схема системи фаззи-керування

Нехай експерт приймає рішення, що температура у приміщенні може змінюватись від $T_{min} = 5^\circ C$ до $T_{max} = 35^\circ C$, яку представляє трьома термами: позитивно низька (PS) для $x = T = 5 \dots 20^\circ C$; позитивно середня (PM) для $x = T = 15 \dots 30^\circ C$ і позитивно висока (PB) для $x = T > 25^\circ C$ у виді трапецій з функціями належності μ_{1x} , μ_{2x} і μ_{3x} та з центрами $c_1 = 12,5^\circ C$, $c_2 = 22,5^\circ C$ і $c_3 = 32,5^\circ C$ (рис.14.6,а). При цьому експерт-медик рахував, що температура $T = 20 \dots 25^\circ C$ найбільше комфортна для людини і вона прийнята за середню, $T = 10 \dots 15^\circ C$ є беззаперечно низька, коли

потрібно значно посилити подачу тепла кондиціонером, а $T > 30^\circ\text{C}$ – беззаперечно висока і потрібно перевести кондиціонер в режим охолодження:

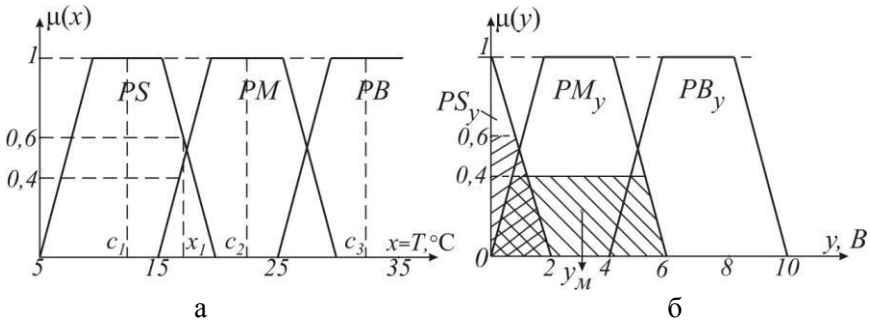


Рис.14.6. Приклади фаззі-множин і функцій приналежності

Суть фаззі-логіки в її нечіткості, яка визначається ділянками перекриття термів. Форма термів, їх кількість і перекриття можуть бути різними, але умова перекриття така: де для одного терма $\mu_i x = 1$, для сусідніх $1 > \mu_{i\pm 1} x \geq 0$.

Чим складніша форма терма й чим їх більше, тим складніша процедура визначення керуючого впливу і тим вища точність керування, але зменшується швидкодія, бо збільшується час логічних перетворень.

В зоні перекриття вхідна змінна $x = x_j$ (рис.14.6, а) відноситься до двох термів зі ступенями належності 0,6 і 0,4 і тому виникає проблема, як цю двозначність перетворити у чіткий вихідний сигнал. Цю проблему вирішує фаззі-регулятор на основі принципів суміщення нечітких множин (термів). Процес перетворення інформації у ФР складається з трьох етапів: фаззіфікації Ff , логічного висновку Inf і дефаззіфікації Dff (рис. 14.7).

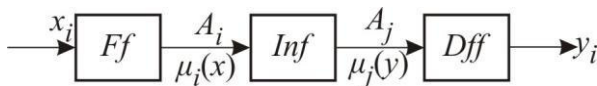


Рис. 14.7. Структурна схема фаззі-регулятора



Фаззифікація – це процедура визначення належності вхідного сигналу x_i до відповідного терма A_i чи до суміжних з функцією належності μ_i x , яка реалізується блоком Ff .

Логічний висновок Inf – це визначення (активізація) за вибраними (активізованими) термами A_i термів A_j вихідної лінгвістичної змінної й присвоєння їм згідно прийятих процедур фаззі-логіки ФН μ_j y . Для цього експерт встановлює необхідні межі керуючого впливу $y_{min} - y_{max}$ та терми, кількість яких повинна бути не менша кількості термів A_i .

Стосовно регулювання температури у приміщенні нехай експерт визначає, що $y_{min} = 0$ і $y_{max} = 10B$, і цей інтервал представляє трьома термами (рис. 14.6,б) за такою фаззі-логікою: якщо температура у приміщенні низька (терм PS), то йому відповідає вихідний терм PB_y – нагрівати приміщення треба сильно. Аналогічно встановлюється зв'язок між іншими термами, що у термінах фаззі-логіки має вид:

якщо PM , то PM_y ;
якщо PB , то PS_y .

Коли вхідна змінна відноситься до двох термів зі ступенем належності 0,6 і 0,4 (див. рис.14.6,а), то для логічних зв'язків типу «І» активізовані вихідні терми PS_y і PM_y зрізаються на рівнях 0,6 і 0,4, як показано на рис. 14.6,б. Результатом логічного висновку для $x_1 = T_1 = 17,5^\circ C$ буде заштрихована фігура, яка складається зі зрізаних трикутника і трапеції. Вона являє собою нечітку множину (об'єднаний терм), яку потрібно перетворити в однозначний вихідний сигнал за допомогою процедури дефаззифікації.

Дефаззифікація – це процедура розрахунку за нечіткою множиною – логічним висновком – чіткого сигналу фаззі-регулятора. Є різні методи дефаззифікації. Один з них – це обчислення проєкції на вісь у центра маси фігури–логічного висновку – за формулою

$$y_i = \frac{\int y \mu_p y dy}{\int \mu_p y dy}, \quad (14.12)$$



де μ_p у — ломана лінія, що обмежує зрізані площі активізованих термів. Обчислена за (14.12) вихідна змінна y_i і є керуючим впливом для вхідної змінної \tilde{d}_1 .

Аналіз впливу форми термів, їх кількості і ширини зони перекриття показує, що трикутна форма термів з перекриттям $\mu x_{i\pm 1} = 0$ формує вихідну характеристику ФР подібну до характеристик аналогових регуляторів з обмеженням, а звуження зони перекриття призводить до підвищення коефіцієнта підсилення. Трапецієвидні терми спричиняють східчасту форму вихідної характеристики $y = f x$. Використання нерівнобоких термів дозволяє сформуванню будь-яку нелінійну залежність $y = f x$.

Фаззі-регулятори часто мають не одну вхідну змінну, а декілька. У цьому випадку процедура підбору термів не змінюється, але збільшується обсяг логічних перетворень і число правил, за якими вони здійснюються. Досвід показує, що достатньо вхідні змінні представляти п'ятьма термами кожен, а вихідну — сьома. При цьому найменший обсяг обчислень буде у випадку рівнобедрених трикутних термів.

Слід відмітити, що фаззі-керування:

- не потребує знання точної моделі об'єкта, оскільки воно реалізує наближену стратегію керування, моделюючи процес мислення людини;
- дозволяє створювати широке коло лінійних і нелінійних алгоритмів керування;
- забезпечує високу надійність завдяки дискретному характеру роботи ФР;
- просте в реалізації на базі мікропроцесора.

У зв'язку з наведеним фаззі-керування є дуже перспективним напрямом побудови досконалих систем керування рядом електроприводів, використовуючи для цього пакети програм Fuzzy Logic Toolbox програмного пакету Matlab.



14.5. Фаззі-керування гальмуванням візка мостового крана

При русі візка мостового крана вантаж, підвішений як маятник, відхиляється в сторону протилежну напрямку руху і при зупинці здійснює затухаючі коливання відносно вертикальної осі.

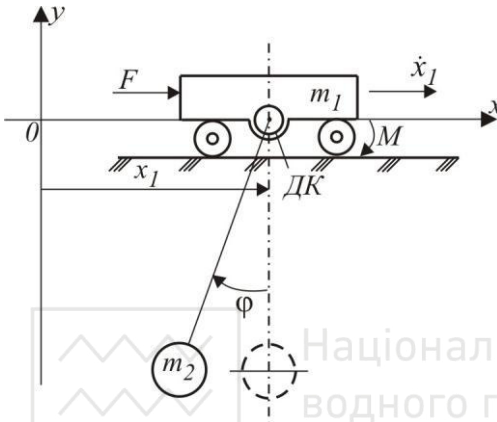


Рис. 14.8. Рух візка з маятниковою підвіскою вантажу

Чим більша швидкість візка масою m_1 тим більший буде кут відхилення φ вантажу масою m_2 і тим триваліше буде розкачуватись вантаж, що знижує продуктивність мостового крана (рис.14.8). Тому метою керування рухом візка буде його зупинка у будь-якому положенні без розкачування вантажу.

Зазвичай, досвідчений кранівник, знаючи місце зупинки і спостерігаючи за положенням вантажу, за допомогою командоконтролера так змінює швидкість і момент електродвигуна, щоби зупинити візок без розкачування вантажу. Фаззі-регулятор повинен замінити оператора. Для цього на візку додатково встановлюють датчик кута відхилення маятникової підвіски від вертикалі ДК.

Візок з підвішеним вантажем як об'єкт керування є складною двомасовою системою, яка описується рівнянням Лагранжа другого роду для координат мас m_1 і m_2 [3]. При нехтуванні силами тертя матимемо:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial T}{\partial \dot{x}_1} \right) - \frac{\partial T}{\partial x_1} = F; \quad \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial T}{\partial \dot{\varphi}} \right) - \frac{\partial T}{\partial \varphi} = m_2 g l \sin \varphi; \quad (14.13)$$

$$T = \frac{1}{2} \left[m_1 \dot{x}_1^2 + m_2 \dot{x}_1^2 - l \dot{\varphi} \cos \varphi + m_2 l^2 \dot{\varphi}^2 \sin^2 \varphi \right],$$



де T – кінетична енергія системи; \dot{x}_1 – швидкість маси m_1 ; $\dot{\varphi}$ – кутова швидкість маси m_2 ; l – довжина маятникової підвіски; g – прискорення вільного падіння; $F = M\eta_p/\rho$ – сила, яка діє на візок; ρ – радіус приведення передачі, η_p – ККД передачі.

Після диференціювання (14.13) отримуємо такі рівняння:

$$\begin{aligned} m_1 + m_2 \ddot{x}_1 - m_2 l \ddot{\varphi} \cos \varphi + m_2 l \dot{\varphi}^2 \sin \varphi &= F; \\ m_2 l^2 \ddot{\varphi} - m_2 \ddot{x}_1 l \cos \varphi &= m_2 g l \sin \varphi. \end{aligned} \quad (14.14)$$

Розв'язавши (14.14) відносно кута φ за умови $m_2 \sin^2 \varphi \ll m_1$, одержимо

$$\ddot{\varphi} + \frac{m_2}{m_1} \dot{\varphi}^2 \sin \varphi \cos \varphi + \frac{m_1 + m_2}{m_1} \frac{g}{l} \sin \varphi = F \frac{\cos \varphi}{m_1 l}. \quad (14.15)$$

Якщо електродвигун живити від керованого джерела моменту, наприклад, від частотного перетворювача з прямим керуванням моменту, то сила F буде пропорційною вихідній напрузі регулятора.

Виконати синтез регулятора аналітичним шляхом об'єктом, який описується рівнянням (14.15), практично неможливо. Керувати таким об'єктом можна за допомогою ФР за лінгвістичним алгоритмом у виді двох умов:

➤ якщо маса m_2 відхиляється від вертикалі з деякою швидкістю, то до маси m_1 потрібно прикласти силу F , яка буде її рухати приблизно з тією ж швидкістю і у тому ж напрямі;

➤ якщо маса m_2 відхилена на деякий кут і її швидкість близька до нуля, то до маси m_1 потрібно прикласти силу F у тому ж напрямі, яка надасть масі m_1 прискорення, приблизно рівне прискоренню маси m_2 .

Згідно з наведеними алгоритмами потрібно скласти таблицю правил для ФР з двома вхідними змінними: кутом відхилення маси m_2 від вертикалі φ і кутовою швидкістю $\omega = d\varphi/dt$. Оскільки φ і ω можуть мати додатні й від'ємні значення, то їх представимо по



п'ять термів кожну (NB, NM, Z, PM, PB), а вихідну змінну F – се- ми термами (NB, NM, NS, Z, PS, PM, PB). Таблицю правил скла- дають так:

➤ згідно першої умови заповнюють стовпець таблиці для $\varphi = = Z$, користуючись правилами фаззі-логіки: якщо $\varphi \in Z$ і $\omega \in Z$, то $F \in Z$; якщо $\varphi = Z$ і $\omega \in NM$, то $F \in NS$ і т. д.;

➤ згідно другої умови заповнюють рядок для $\omega = 0$: якщо $\omega \in Z$ і $\varphi \in PM$, то $F \in PS$ і т. д. Останні клітинки таблиці для $\varphi \neq Z$ і $\omega \neq Z$ заповнюють за результатами об'єднання відповід- них термів:

$$NM_p + PB_\omega = Z; NB_\varphi + PB_\omega = NS \text{ і т. д.}$$

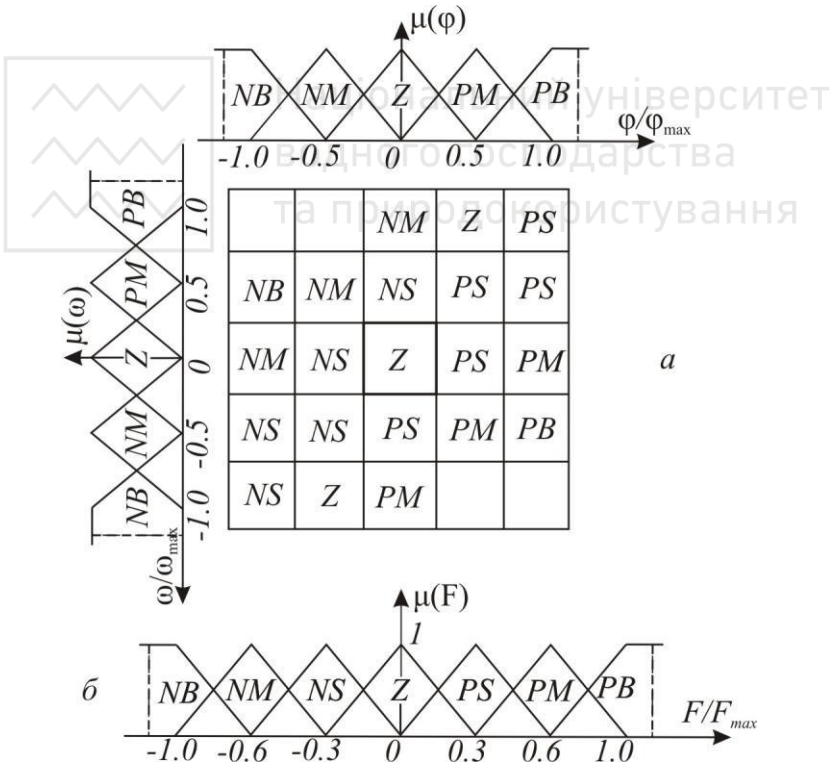


Рис. 14.9. Таблиця правил фаззі-регулятора (а) і функції належності вихідної змінної (б)

Для тих поєднань термів, які не виникають, відповідні клітинки таблиці залишаються незаповненими (рис.14.9,а)

Наведену таблицю доповнюють функціями належності вхідних змінних у відносних одиницях. Для цього експерт повинен визначити можливий діапазон зміни φ . Нехай $\varphi_{max} = 60^\circ$, тоді $\varphi = -60^\circ \dots 60^\circ = -1.05 \dots 1.05 \text{ рад}$. Для $\varphi_{max} = 60^\circ$ і $l = 6$ $\omega_{max} = \sqrt{\frac{2q}{l} (1 - \cos \varphi_{max})} = 1,27 \text{ рад/с}$, а $\omega = -1,27 \dots 1,27 \text{ рад/с}$.

Фаззі-множини і функції належності вихідної змінної наведені на рис.14.9,б. Максимальну силу, що діє на візок, визначаємо за потужністю двигуна:

$$F_{max} = \frac{P_t}{\omega_t} \cdot \frac{\eta \delta^3}{R} = 3800 \text{ Н}, \quad (14.16)$$

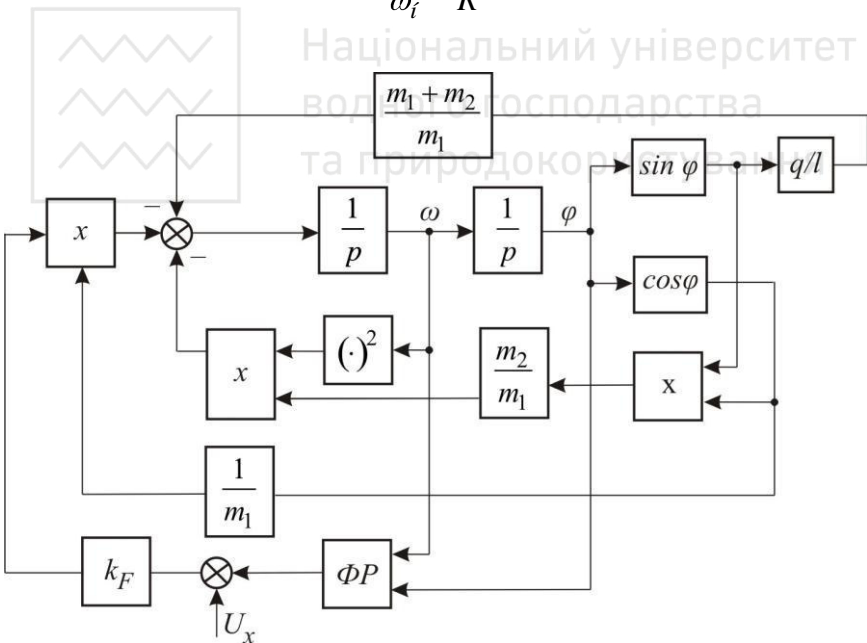


Рис. 14.10. Структурна схема моделювання системи фаззі-керування

де $P_t = 2,3 \text{ кВт}$ – потужність двигуна; $\omega_t = 99,4 \text{ рад/с}$ – номіна-



льна швидкість двигуна; $\eta_{\delta} = 0,97$ – ККД редуктора; $i = 34$ – коефіцієнт передачі редуктора; $R = 0.2i$ – радіус коліс візка. Можливий діапазон сили $F = -3800 \dots 3800 \text{ Н}$.

На підставі наведених на рис. 14,9 таблиці і функцій належності

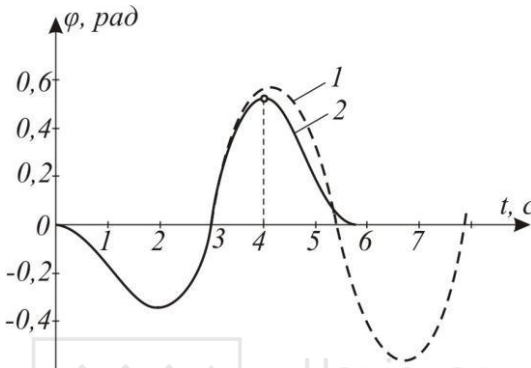


Рис.14.11. Графіки зміни кута φ при моделюванні без регулятора (1) і з ним (2)

та природокористування

Без ФР маса m_2 здійснювала незатухаючі коливання відносно вертикальної осі (крива 1). При включеному ФР в момент часу $t = 4 \text{ с}$ $U_{\dot{\alpha}\delta}$ зменшили до нуля і вантаж m_2 зупинився за час, дещо більший чверті періода незатухаючих коливань (крива 2 на рис. 14.11).

Реалізувати даний ФР можна за допомогою програмованого логічного контролера, який може виконувати процедури фаззифікації, логічного висновку і дефаззифікації, написані, наприклад, мовою C++.

Контрольні запитання

1. Які параметри автоматизованого електропривода можуть змінюватись?
2. На які види поділяють безпошукові адаптивні системи керування?



3. Якою ланкою можна представити еталонну модель?
4. Які є умови реалізації керування за еталонною моделлю?
5. У чому відмінність фаззі-керування від керування за класичною логікою?
6. Чим характеризуються фаззі-множини?
7. Що представляють собою терми?
8. На підставі чого визначають кількість термів?
9. З яких елементів складається фаззі-регулятор?
10. Як проводять перевірку систем керування з фаззі-регуляторами?





СЛІДКУЮЧИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД

15.1. Загальна характеристика

Слідкуючий електропривод призначений для переміщення робочого органу (РО) у відповідності з задаючим сигналом, який може змінюватись за довільним законом. Задаючим сигналом може бути рухомий об'єкт – об'єкт стеження, наприклад, літак, за яким слідкує радар; одна половина розвідного мосту; командний пристрій з ручним керуванням тощо. Отже, слідкуючий електропривод забезпечує слідкування (стеження) РО за наперед не визначеним задаючим сигналом. При цьому слідкування повинне відбуватися з необхідною точністю як у часі, так і у просторі. У загальному випадку РО повинен рухатись по траєкторії, яку формує задаючий пристрій.

Якщо робочий орган потрібно рухати по просторовій траєкторії, то для його переміщення потрібні три слідувачі електроприводи, забезпечуючи рух по трьох координатах. Якщо додатково потрібно ще і повертати РО навколо своїх вісей, то це можуть забезпечити п'ять приводів. До таких багато координатних механізмів відносяться роботи та маніпулятори, які представляють собою складні взаємозв'язані електромеханічні системи.

Основним показником роботи слідувачого електропривода є **точність слідкування**, тобто різниця між траєкторією, яку формує задаючий пристрій, і траєкторією робочого органу. Цей показник називають іще **розузгодженням** чи **похибкою**. При обертовому русі – це різниця між задаючим кутом θ_c , який формує задаючий пристрій, і кутом повороту вала РО θ :

$$\delta = \theta_c - \theta = \Delta\theta. \quad (15.1)$$

Різновидом слідувачого електропривода є позиційний електропривод, який забезпечує переміщення РО з одного положення в інше з необхідною точністю. При цьому траєкторія руху наперед відома, але часовий графік переміщення може бути довільним або визначитись технологічним процесом (переміщення кабіни ліфта, візка мостового крана тощо). Режим відпрацювання електроприводом



заданого переміщення називається **позиціонуванням**.

Структурною ознакою слідкуючого і позиційного електроприводів є від'ємний зворотний зв'язок за переміщенням (рис.15.1). Їх функціональна схема складається з двох частин: системи керування

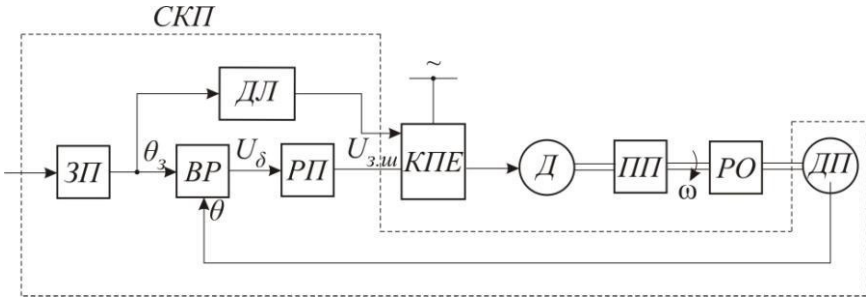


Рис. 15.1. Функціональна схема слідкуючого електропривода

переміщенням СКП і системи регулювання швидкості, до складу якої входять керований перетворювач енергії КПЕ, двигун Д, передавальний пристрій ПП і робочий орган РО. Елементи КПЕ і Д представляють собою регульований електропривод постійного чи змінного струму, в якому вихідною координатою є швидкість РО ω , а вхідною – сигнал задання швидкості $U_{\zeta,\phi}$, який створює СКП.

Система керування переміщенням складається з задаючого пристрою ЗП, вимірювача розузгодження ВР з вихідною напругою $U_\delta = k_\delta \Delta\theta$, регулятора переміщення РП і давачка положення ДП. Для зменшення динамічних похибок можуть використовуватись диференціальні ланки ДЛ, які будуть формувати на КПЕ впливи, пропорційні похідним $d\theta_\zeta / dt$ і $d^2\theta_\zeta / dt^2$. Зворотний зв'язок за переміщенням і диференціальні ланки створюють комбіновану систему керування: систему керування за відхиленням і збуренням, яка забезпечує високу швидкодію і малу похибку.

В залежності від способу задання переміщення РО розрізняють три режими керування:

➤ керування за розузгодженням, коли переміщення об'єкта стеження наперед невідомо і керування ведеться за різницею задаючого сигналу і сигналу зворотного зв'язку (формула 15.1);



ручний, коли завдання на переміщення РО здійснюється поворотом вручну вісі задаючого пристрою;

➤ програмний, коли закон переміщення відомий і формується у виді сигналів θ_ζ , $k_1 d\theta_\zeta / dt$ і $k_2 d^2\theta_\zeta / dt^2$.

Перші два режими характерні для слідкуючого електропривода, а третій – для позиційного.

За способом формування керуючого впливу слідкуючі електроприводи поділяються на дискретні (релейні) і неперервні.

Дискретний слідкуючий електропривод характеризується тим, що напруга на виконавчий двигун подається тоді, коли кут розузгодження досягає заданого значення $\Delta\theta_\zeta$. При подальшому збільшенні $\Delta\theta$ кутова швидкість двигуна і прискорення не змінюються, бо вони визначаються параметрами самого електропривода. При $\Delta\theta \leq \Delta\theta_\zeta$ двигун зупиняється. За такого керування система керування проста, але точність не висока. Тому її використовують тоді, коли не потрібна висока точність та швидкодія.

15.2. Безперервні системи керування слідкуючим електроприводом

В безперервних системах керування в якості задаючого пристрою і давача положення використовують сельсини. Вони мають по дві обмотки: однофазну обмотку збудження ОЗ, яка розташована на статорі, і трифазну, розташовану на роторі.

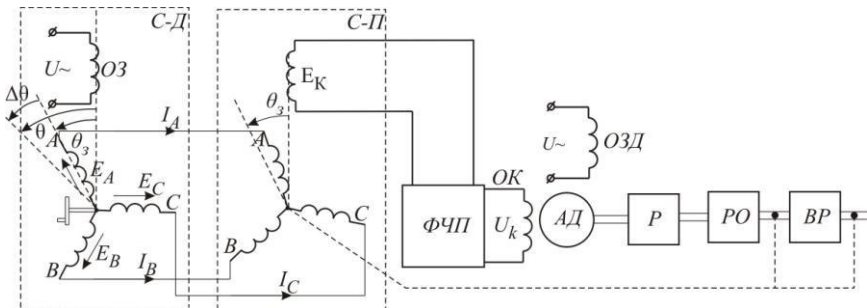


Рис. 15.2. Принципова схема слідкуючого електропривода.



Два сельсини з електричним з'єднанням роторних обмоток дозволяють вимірювати кут розузгодження і їх називають сельсин-давач (С-Д) і сельсин-приймач (С-П) (рис.15.2). Принцип вимірювання кута розузгодження полягає у наступному.

При живленні обмотки збудження С-Д синусоїдним струмом виникає пульсуючий магнітний потік, який індукуює в фазних обмотках ротора ЕРС, величина яких залежить від кута між віссю обмотки збудження і віссю відповідної фази:

$$\begin{aligned} \dot{A}_A &= \dot{A}_m \cos \theta_\zeta; \\ \dot{A}_{\hat{A}} &= \dot{A}_m \cos \theta_\zeta - 120^\circ; \\ \dot{A}_{\tilde{N}} &= \dot{A}_m \cos \theta_\zeta + 120^\circ, \end{aligned} \quad (15.2)$$

де \dot{A}_m – діюче значення ЕРС, індукване в фазній обмотці ротора, коли її вісь співпадає з віссю обмотки збудження.

Під дією цих ЕРС в трифазному колі роторів виникають струми $^2\dot{A}$, $^2\hat{A}$ і $^2\tilde{N}$, які, протікаючи в обмотках ротора С-П, створюють результуюче магнітне поле. Напрямок поля відносно фазних обмоток С-П буде таким же, як і в С-Д, тобто вісь пульсуючого поля С-П складе кут θ_ζ з віссю обмотки збудження С-П. Магнітний потік

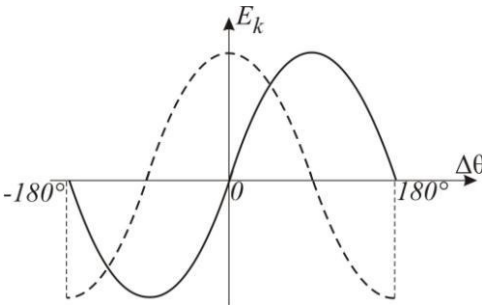


Рис. 15.3. Залежності $E_k = f \Delta\theta$ для $\Delta\theta_0 = 0$ і $\Delta\theta_0 = -\pi/2$

цього поля буде наводити в обмотці збудження електро-рушійну силу

$$E_k = E_o \cos \theta_\zeta, \quad (15.3)$$

де \dot{A}_r – ЕРС обмотки збудження С-П, коли вісі обмоток збудження сельсинів співпадають у просторі.

При повороті ротора С-Д на кут θ на цей же кут повернеться і вісь магнітного потоку і індуквана ЕРС в

обмотці збудження стане рівною



$$\dot{A}_k = \dot{A}_i \cos \theta - \theta_\zeta = E_o \cos \Delta\theta, \quad (15.4)$$

де $\Delta\theta$ – кут розузгодження між положеннями роторів сельсинів давача і приймача.

На рис.15.3 пунктирною лінією показана залежність (15.4), з якої видно, що крутизна характеристики при малих значеннях $\Delta\theta$ незначна, що ускладнює її використання для керування. Тому за узгоджене положення сельсинів приймають таке, коли їх вісі взаємно-перпендикулярні, що досягається поворотом ротора сельсина приймача на кут $\Delta\theta = \pi/2$. За такого положення $E_k = f \Delta\theta$ роторів сельсинів

$$E_k = E_o \cos \Delta\theta - \pi/2 = E_o \sin \Delta\theta \quad (15.5)$$

і крутизна характеристики $E_k = f \Delta\theta$ максимальна (суцільна крива на рис.15.3).

Якщо ротор С-Д повернути у протилежному напрямі, то ЕРС E_k , яку називають керуючою, зміниться за фазою на 180° . Отже, при повороті ротора сельсина-давача ЕРС обмотки збудження сельсина-приймача змінюється за величиною, а напрям повороту визначає фазу.

За такого методу вимірювання кута розузгодження принцип роботи слідуючого електропривода з безперервним керуванням полягає у наступному.

В узгодженому положенні сельсинів ЕРС обмотки збудження $E_k = 0$. При повороті ротора С-Д на деякий кут θ_ζ виникає ЕРС E_k , яка при кутах розузгодження $\Delta\theta = 2...3^\circ$ пропорційна θ_ζ $\dot{A}_k = k\Delta\theta$. Посилена фазочутливим підсилювачем ФЧП вона подається на обмотку керування ОК двофазного асинхронного двигуна (рис.15.2), швидкість якого визначає амплітуда вихідної напруги U_k , а напрям обертання – фаза. При увімкненій обмотці збудження ОЗД асинхронний двигун через регулятор Р приводить в рух робочий орган РО, який безпосередньо або через вимірювальний редуктор ВР повертає ротор сельсина-приймача, зменшуючи кут роз-



узгодження.

Якщо ротор С-Д повертати безперервно, то безперервно буде рухатись РО і кут розузгодження $\Delta\theta$ буде сталим за умови, що швидкість ротора $\omega_p = const$. Якщо ротор С-Д повернути на кут θ_ζ , то на такий же кут повернеться і вихідний вал ВР – відбудеться режим позиціонування.

При змінні швидкості обертання ротора С-Д буде змінюватись і кут $\Delta\theta$, який визначатиме величину похибки слідкування.

15.3. Динамічні показники слідкуючого електропривода

Динамічні показники систем керування, зазвичай, визначають на підставі передавальних функцій. Для цього необхідно скласти рівняння руху системи за рівняннями її елементів.

Для слідкуючого електропривода, принципова схема якого зображена на рис. 15.2, запишемо рівняння елементів, вважаючи, що їх статичні характеристики лінійні.

Рівняння сельсинів:

рівняння розузгодження сельсинів давача і приймача

$$\Delta\theta = \delta = \theta_\zeta - \theta; \quad (15.6)$$

рівняння сельсина-приймача

$$\dot{a}_k = k_\delta \delta, \quad (15.7)$$

де $k_\delta = \frac{\Delta \dot{a}_k}{\Delta \delta}$ – крутизна характеристики $\dot{A}_k = f \Delta\theta$ при $\Delta\theta = 2...3^\circ$.

Рівняння фазочутливого підсилювача

$$u_k = k_n e_k, \quad (15.8)$$

де k_n – коефіцієнт підсилення підсилювача.

Рівняння двофазного асинхронного двигуна

$$T_{\dot{a}p} p + 1 \quad T_i \delta + 1 \quad \delta \theta_{\dot{a}} = k_{\dot{a}} u_k, \quad (15.9)$$



де T_e – еквівалентна електромагнітна стала часу кіл статора і ротора, яку можна наближено визначити за формулою $T_e = 1/\omega_0 s_k$;

$T_i = J/\beta$ – електромеханічна стала часу; $\beta = \frac{2M_e}{\omega_0 s_k}$ – коефіцієнт

жорсткості лінеарезованої частини механічної характеристики; $k_{\dot{a}}$ – коефіцієнт передачі двигуна.

Рівняння редуктора

$$\theta = \theta_{\dot{a}}/3. \quad (15.10)$$

На підставі рівнянь (15.6) – (15.10) складають структурну схему слідкуючого електропривода (рис.15.4).

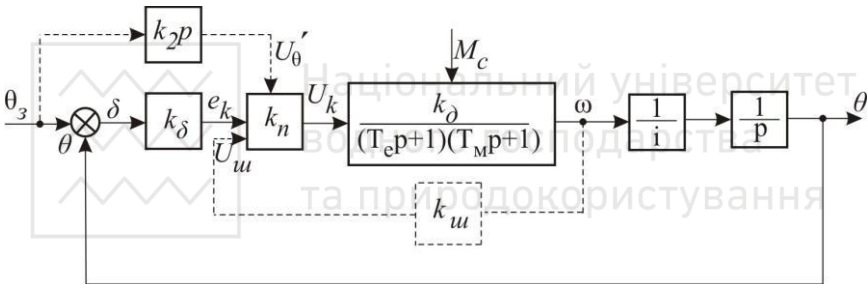


Рис. 15.4. Структурна схема слідкуючого електропривода

На структурній схемі додатково показані диференціальна ланка з передавальною функцією $W_{\dot{a}} p = k_2 p$, зворотний зв'язок за швидкістю з коефіцієнтом зворотного зв'язку k_{ϕ} і момент статичного опору $\dot{I}_{\dot{n}}$.

Розв'язавши систему з рівнянь (15.6) – (15.10), отримаємо рівняння розімкненої системи

$$T_e p + 1 \quad T_i \quad \delta + 1 \quad \delta \theta = k \delta, \quad (15.11)$$

де $k = k_{\delta} k_n k_{\dot{a}}/i$, c^{-1} – коефіцієнт підсилення розімкненої системи.

Рівнянню (15.11) відповідає передавальна функція розімкненої



$$W_p = \frac{\theta}{\delta} \frac{p}{p} = \frac{k}{T_e p + 1} \frac{1}{T_i \delta + 1} \frac{1}{p}. \quad (15.12)$$

Якщо ротор С-Д обертати зі сталою швидкістю $\Omega = const$ $\theta_c = \Omega t$, то і ротор С-П буде обертатись з такою ж швидкістю. Підставивши в (15.11) $\theta = \Omega/p$, що відповідає $\Omega = d\theta/dt$, і $p = 0$, одержимо рівняння руху слідкуючого електропривода в усталеному режимі:

$$\Omega = k\delta_y. \quad (15.13)$$

Величина $\Omega/\delta_o = k = \ddot{A}_1$ називається добротністю. Вона дозволяє визначити усталену похибку $\delta_o = \Omega/\ddot{A}_1$ в режимі усталеного руху з $\Omega = const$. Отже, при заданій Ω усталена похибка буде тим більша, чим менша добротність.

Перехідний процес в замкненій системі описує рівняння замкненої системи, яке отримуємо, підставивши в (15.11) $\delta = \theta_c - \theta$:

$$\left[T_e p + 1 \quad T_i \delta + 1 \quad \delta + k \right] \theta = k\theta_c. \quad (15.14)$$

Рівняння (15.14) дозволяє визначити, за якого співвідношення T_e , T_i і k система буде стійкою. За критерієм Рауса система буде стійкою, якщо коефіцієнти характеристичного рівняння $T_a T_i \delta^3 + T_a + T_i \delta^2 + \delta + \ddot{A}_1 = 0$ будуть додатними числами і

$$T_a + T_i - T_a T_i \ddot{A}_1 > 0. \quad (15.15)$$

З (15.15) отримуємо умову стійкості:

$$\frac{T_a + T_i}{T_a T_i} > \ddot{A}_1, \quad (15.16)$$

з якої слідує, що добротність повинна бути меншою за критичну



$\ddot{A}_k = T_a + T_i / T_a T_i$, за якої система знаходиться на межі стійкості.

Зазвичай, величина добротності повинна бути меншою за критичну, щоби забезпечити запаси стійкості за амплітудою 3-4 і за фазою 30–40°.

При проектуванні слідкуючого електропривода за вимогами технологічного процесу визначають допустиму усталену похибку $\delta_{y,max}$ при Ω_{max} . Тоді розрахункова добротність

$$\ddot{A}_\delta = \Omega_{max} / \delta_{y,max} . \quad (15.17)$$

Розглянемо такий приклад. Нехай $T_e = 0,02c$, $T_i = 0,1\tilde{n}$. Тоді $\ddot{A}_k = 0,02 + 0,1 / 0,02 \cdot 0,1 = 60c^{-1}$. Прийнемо $\ddot{A} = 40\tilde{n}^{-1}$.

Усталена похибка при $\Omega = 10 \delta \ddot{a} / \tilde{n}$ $\delta_\delta = \Omega / \ddot{A} = 10 / 40 = 0,25 \delta \ddot{a} / \tilde{n} = 14,3^\circ$. Якщо отримана похибка δ_δ більша $\delta_{y,max}$, то необхідно збільшити добротність за рахунок або збільшення коефіцієнта підсилення підсилювача, або передбачити додаткові впливи від елементів, показаних на рис.15.4 пунктирними лініями.

Розглянемо, як впливає на добротність від'ємний зворотний зв'язок за швидкістю двигуна з коефіцієнтом k_ϕ . Цей зворотний зв'язок змінить лише рівняння (15.8), яке тепер матиме вид

$$U_k = k_n e_k - k_\phi \omega = k_n e_k - k_\phi \delta \theta_{\ddot{a}} . \quad (15.18)$$

З врахуванням (15.18) рівняння руху розімкненої системи буде таким:

$$\left[T_e p + 1 \quad T_i \delta + 1 \quad + 1 + k\gamma \right] \delta \theta = k\delta , \quad (15.19)$$

де $\gamma = k_\phi / k_\delta$ – інтенсивність керування за швидкості двигуна.

Підставивши в (15.19) $\delta = 0$ і $\theta = \frac{\Omega}{\delta}$, отримаємо рівняння руху в усталеному режимі

$$1 + k\gamma \Omega = k\delta_y . \quad (15.20)$$



Добротність системи зі зворотним зв'язком за швидкістю

$$\ddot{A}_2 = \frac{\Omega}{\delta_{\phi}} = \frac{k}{1+k\gamma}. \quad (15.21)$$

З (15.21) випливає, що від'ємний зворотний зв'язок за швидкістю вихідного вала зменшує добротність системи у порівнянні з системою без зворотного зв'язку, для якої вона дорівнює k .

Для визначення впливу зворотного зв'язку на стійкість знайдемо рівняння рух замкненої системи, підставивши в (15.19) $\delta = \theta_{\zeta} - \theta$. В результаті отримаємо рівняння

$$\left[T_e p + 1 \quad T_i \delta + 1 \quad p + 1 + k\gamma \quad p + k \right] \theta = k \theta_{\zeta}, \quad (15.22)$$

характеристичне рівняння якого

$$T_{\dot{a}} T_i \delta^3 + T_{\dot{a}} + T_i \delta^2 + 1 + k\gamma \quad p + k = 0. \quad (15.23)$$

Оскільки в (15.23) всі коефіцієнти додатні, то умова стійкості за критерієм Рауса матиме вид:

$$T_{\dot{a}} + T_i \quad 1 + k\gamma \quad -T_{\dot{a}} T_i \quad k > 0$$

або

$$\frac{1}{T_e} + \frac{1}{T_i} - \frac{k}{1+k\gamma} > 0. \quad (15.24)$$

Нерівність (15.24) показує, що введення в систему додатково зворотного зв'язку за швидкістю двигуна покращує стійкість, оскільки $\ddot{A}_2 = k / (1+k\gamma)$ менше добротності $\ddot{A}_1 = k$. Величину коефіцієнта γ вибирають з умови запасу стійкості за фазою $\Delta\varphi = 30^\circ - 40^\circ$ і за амплітудою, рівною 3-4. Крім того, цей зв'язок зменшує вплив можливих змін сталих часу T_e , T_i і коефіцієнта k_n на стійкість, але одночасно зростає усталена похибка $\delta_y = \Omega / \ddot{A}_2$.

Окрім від'ємних зворотних зв'язків в слідкуючому електропри-



воді використовують і додатні зв'язки, зокрема за похідною від похибки. За такого додаткового зв'язку з коефіцієнтом пропорційності k_1 напруга на виході підсилювача.

$$u_k = k_n e_k + k_1 p \delta . \quad (15.25)$$

З врахуванням (15.25) рівняння руху розімкненої системи матиме вид:

$$T_e p + 1 \quad T_i \delta + 1 \quad \theta = k \quad 1 + \beta_1 p \quad \delta , \quad (15.26)$$

де $\beta_1 = k_1 / k_\delta$ – інтенсивність керування за похідною похибки.

В усталеному режимі з $\Omega = p\theta$ рівняння (15.26) матиме вид

$$\Omega = k \delta_y . \quad (15.27)$$

і добротність системи $\ddot{A}_3 = k$, тобто буде рівною добротності системи без додаткових зв'язків $\ddot{A}_3 = \ddot{A}_1$.

Підставивши в (15.26) $\delta = \theta_c - \theta$, отримаємо рівняння замкненої системи:

$$T_a^2 T_i \delta^3 + T_a + T_i \quad \delta^2 + 1 + \beta_1 k \quad p + k = k \quad 1 + \beta_1 p \quad \theta_c . \quad (15.28)$$

Рівнянню (15.28) відповідає характеристичне рівняння

$$T_a^2 T_i \delta^3 + T_a + T_i \quad \delta^2 + 1 + \beta_1 k \quad p + k = 0 \quad (15.29)$$

і згідно критерію Рауса умова стійкості матиме вид:

$$T_a + T_i \quad 1 + \beta_1 k \quad - T_a^2 T_i \quad k > 0$$

або

$$\frac{1}{T_e} + \frac{1}{T_i} > \frac{k}{1 + \beta_1 k} = \frac{\ddot{A}_3}{1 + \beta_1 \ddot{A}_3} , \quad (15.30)$$

оскільки всі коефіцієнти в (15.29) додатні.



З (15.30) слідує, що введення зв'язку за похідною від похибки покращує стійкість системи і не змінює усталеної похибки у порівнянні з системою без такого зв'язку.

Відомо, що для підвищення швидкодії використовують комбіновані системи керування – системи керування за відхиленням і за збуренням. Основним збуренням в слідкуючому електроприводі є задаючий сигнал. Тому розглянемо систему керування за відхиленням і похідною за задаючим сигналом (рис.15.4). Для такої системи напруга керування

$$U_k = k_n k_\delta \delta + k_2 p \theta_\zeta = k_n [k_\delta \theta_\zeta - \theta + k_2 p \theta_\zeta], \quad (15.31)$$

де k_2 – коефіцієнт пропорційності.

Розв'язавши систему рівнянь (15.6) – (15.11) з заміною (15.8) на (15.31), отримаємо рівняння замкненої комбінованої системи:

$$\left[T_e T_i p^3 + T_e + T_i p^2 + p + k \right] \theta = k + k \beta_2 p \theta_\zeta, \quad (15.32)$$

де $\beta_2 = k_2 / k_\delta$ – інтенсивність керування за похідною від задаючого сигналу.

Для визначення усталеної похибки необхідно знати передавальну функцію системи за похибкою $W_\delta p = 1 - \hat{O} \delta$, де $\hat{O} \delta$ передавальна функція замкненої системи.

Передавальна функція замкненої системи згідно (15.32)

$$\hat{O} \delta = \frac{\theta \delta}{\theta_\zeta \delta} = \frac{k + \beta_2 p}{T_e T_i p^3 + T_e + T_i p^2 + p + k}. \quad (15.33)$$

$$\begin{aligned} \text{Звідси } W_\delta p &= \frac{\delta p}{\theta_\zeta \delta} = 1 - \hat{O} \delta = \\ &= \frac{T_e T_i p^3 + T_e + T_i p^2 + 1 - \beta_2 k p}{T_e T_i p^3 + T_e + T_i p^2 + p + k}. \end{aligned} \quad (15.34)$$

Передавальній функції $W_\delta p$ відповідає характеристичне рів-



няння $T_e T_i p^3 + T_e + T_i p^2 + p + k = 0$, яке не відрізняється від характеристичного рівняння системи з керуванням за відхиленням (похибкою). Отже, введення додаткового сигналу за похідною кута повороту вхідного вала не змінює стійкість комбінованої системи у порівнянні з системою керування тільки за похибкою, але вона впливає на величину усталеної похибки.

Щоби визначити цей вплив, необхідно передавальну функцію $W_\delta p$ розкласти у степеневий ряд. Тоді

$$\theta p = C_0 \theta_\zeta \delta + \tilde{N}_1 \dot{\theta}_\zeta \delta + \frac{1}{2!} \tilde{N}_3 \ddot{\theta}_\zeta \delta + \dots + \frac{1}{n!} C_n \theta_\zeta^n \delta, \quad (15.35)$$

де $C_0, \tilde{N}_1, \tilde{N}_3, \dots, C_n$ – коефіцієнти похибок, які обчислюють за формулою

$$C_k = \left[\frac{d^k}{dp^k} W_\delta p \right]_{p=0} \cdot k=0,1,2,\dots,n. \quad (15.36)$$

Застосувавши до ряду (15.35) обернене перетворення Лапласа, одержимо новий ряд у виді:

$$\delta_y t = C_0 \theta_\zeta t + C_1 \frac{d\theta_\zeta}{dt} + C_2 \frac{d^2\theta_\zeta}{dt^2} + \dots + C_n \frac{d^n\theta_\zeta}{dt^n}. \quad (15.37)$$

Кількість членів ряду (15.37), які використовують при розрахунках, залежить від виду задаючого сигналу. Так, для $\theta_\zeta = \Omega t$, досить визначити за формулою (15.36) коефіцієнти C_0 і \tilde{N}_1 , а для $\theta_\zeta = at^2/2$ – коефіцієнти C_0, \tilde{N}_1 і \tilde{N}_2 , бо старші похідні будуть дорівнювати нулю.

Згідно (15.36) коефіцієнти похибок C_0, \tilde{N}_1 і \tilde{N}_2 функції (15.34) будуть такими:

$$C_0 = 0;$$



$$C_1 = \frac{1}{k} (1 - \beta_2 k) ;$$

$$C_2 = \frac{2}{k} \left[T_e + T_i - \frac{1}{k} (1 - \beta_2 k) \right]. \quad (15.38)$$

Отже, якщо $\theta_\zeta = \Omega t$, то усталена похибка

$$\delta_y = \frac{1}{k} (1 - \beta_2 k) \frac{d}{dt} \Omega t = \frac{\Omega}{k} (1 - \beta_2 k). \quad (15.39)$$

З (15.39) слідує, що похідна за задаючим сигналом зменшує усталену похибку на $\beta_2 \Omega$ у порівнянні з системою керування за похибкою. За умови $\beta_2 = 1/k$ усталена похибка $\delta_y = 0$ і система стає інваріантною по відношенню до зміни задаючого сигналу.

Якщо $\theta_\zeta = at^2/2$, де a – прискорення, то $\frac{d\theta_\zeta}{dt} = at$, $\frac{d^2\theta_\zeta}{dt^2} = a$ і усталена похибка

$$\delta_y = \frac{a}{k} (1 - \beta_2 k) t + \frac{2a}{k} \left[T_e + T_i - \frac{1}{k} (1 - \beta_2 k) \right]. \quad (15.40)$$

Рівняння (15.40) показує, що при рівноприскореному русі задаючого валу усталена похибка буде наростати з часом і тільки за умови $\beta_2 = 1/k$ вона буде сталою і рівною $\delta_y = 2a (T_e + T_i) / k$.

Отже, додаткові впливи від зворотного зв'язку за швидкістю, за похідною від похибки, чи задаючого сигналу дозволяють змінювати величину усталеної похибки. Одночасно змінюється передавальна функція замкненої системи і, як наслідок, – якісні показники перехідного процесу. Зміну останніх можна дослідити або за амплітудно-фазовими частотними характеристиками, визначаючи запас стійкості за амплітудою і фазою, або за розв'язком рівняння руху замкненої системи для різних законів зміни θ_ζ . Найбільш просто дослідити впливи додаткових зв'язків шляхом комп'ютерного моделювання.

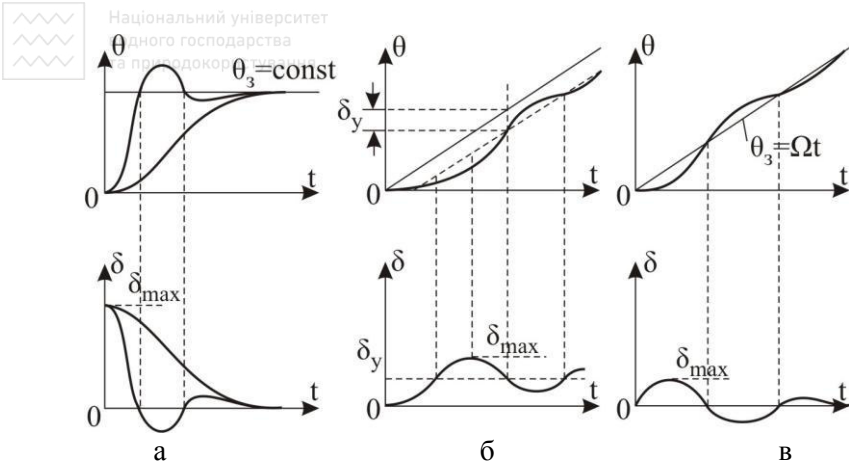


Рис. 15.5. Графіки $\theta = f t$ і δt у випадках $\theta_c = const$ (а) і $\theta_c = \Omega t$ (б, в)

В режимі відпрацювання стрибка задаючого сигналу (позиційне керування) похибка змінюється від максимального значення до нуля і може мати коливально-затихаючий чи монотонний характер у залежності від виду коренів характеристичного рівняння системи (рис.15.5,а). Коли задаючий сигнал $\theta_c = \Omega t$, то похибка спочатку зростає до максимального значення δ_{max} , а потім наближається до усталеного значення δ_y (рис.15.5,б) і тільки в системі з комбінованим керуванням усталена похибка з часом стає рівною нулю (рис.15.5,в).

Контрольні запитання і задачі

1. Що є структурною ознакою слідкуючого електропривода?
2. Що є характерним для дискретного слідкуючого електропривода?
3. Яке магнітне поле створює обмотка збудження сельсина-давача?
4. Від чого залежить величина ЕРС, що наводиться в однофазній обмотці сельсина-приймача?



5. Якою буде усталена похибка в системі керування за похибкою, якщо добротність $\ddot{A} = 50\tilde{n}^{-1}$ і $\theta_{\zeta} = 2t$?

6. Як впливає від'ємний зворотний зв'язок за швидкістю двигуна на добротність слідкуючого електропривода?

7. Якою повинна бути добротність системи керування за похибкою і її похідною, якщо усталена похибка $\delta_y = 10^\circ$ і $\theta_{\zeta} = 10t$ $\delta\dot{a}\ddot{a}$?

8. Як впливає додатковий вплив за похідною від похибки на стійкість роботи слідкуючого електропривода?

9. В якій системі керування усталена похибка $\delta_y = 0$ за умови $\theta_{\zeta} = \Omega t$?

10. У чому відмінність слідкуючого електропривода від позиційного електропривода?





ЦИФРОВІ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ

16.1. Структура електропривода з цифровою системою керування

Цифрові системи керування (ЦСК) за структурою аналогічні безперервним (аналоговим) системам. Різниця лише у тому, що аналогові елементи замінені цифровими. На рис. 16.1 наведено схему ЦСК електроприводом з вихідною координатою $\delta_{\text{дв}}^{\text{д}}$, в якості якої може бути швидкість чи кут повороту. Вона складається з цифрового задаючого пристрою (ЦЗП), цифрового суматора (ЦС) і цифрового регулятора (ЦР). Заглавними буквами позначені багаторозрядні цифрові сигнали.

Силова частина електропривода – керований перетворювач

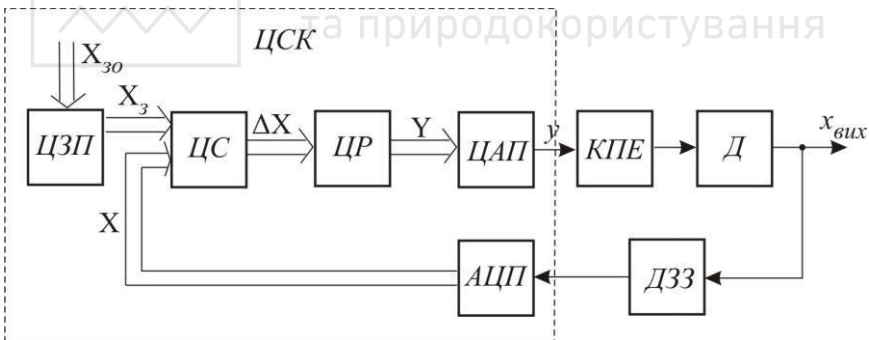


Рис. 16.1. Функціональна схема електропривода з ЦСК

енергії (КПЕ) і двигун (Д), є аналоговою. Для узгодження роботи ЦСК з аналоговою частиною використовуються цифро-аналоговий (ЦАП) і аналого-цифровий (АЦП) перетворювачі. Давач зворотного зв'язку (ДЗЗ) може бути як аналоговий, так і дискретним зі сталим числом імпульсів на один оберт.

До недавнього часу всі функціональні складові ЦСК реалізува-



лись апаратно, тобто кожна складова представляла собою окремих блок, виконаний з мікросхем малого і середнього ступеня інтеграції. Недоліком такого виконання ЦСК є те, що зміна алгоритма керування вимагала заміни відповідних блоків. Тому в даний час всі функціоналі складові, включаючи ЦАП і АЦП, реалізуються програмно на базі програмованого логічного контролера (ПЛК). За такої реалізації зміна алгоритму керування зводиться лише до зміни програми роботи ПЛК. При цьому всі функції ЦСК – формування задаючого сигналу \tilde{O}_ζ , порівняння з сигналом зворотного зв'язку \tilde{O} , обчислення $\Delta\tilde{O} = \tilde{O}_\zeta - \tilde{O}$ і визначення алгоритму керування Y – після попереднього задання початкових умов $X_{\zeta,i}$ виконуються розрахунково за програмним циклом ПЛК, який займає інтервал часу \dot{O}_δ . В цей цикловий період входять час зчитування показів датчиків, розрахунок алгоритму і реалізація сигналу керування.

Керування перетворювачами енергії (керовані випрямлячі, широтно-імпульсні та частотні перетворювачі) є дискретним з часовим інтервалом дискретності \dot{O}_i . Їх робота повинна бути синхронізована з роботою ЦСК. Якщо величини \dot{O}_δ і \dot{O}_i кратні і між передніми фронтами початкових імпульсів немає часового зсуву $\Delta\tau$, то замість двох періодів дискретності приймають один з періодом

$$\dot{O} = \max T_p, T_i \quad . \quad (16.1)$$

В процесі роботи ЦСК навіть за умови збереження синхронізму синфазність квантування із-за дії випадкових впливів може порушуватись, зумовлюючи додаткове чисте запізнення $\Delta\tau_0$, яке буде змінюватись в межах

$$0 < \Delta\tau \leq \min T_p, T_n \quad . \quad (16.2)$$

Якщо $T_p = T_i$, що має місце при використанні ПЛК, максимальне запізнення $\Delta\tau_{0max} = T$. Оскільки визначити величину $\Delta\tau_0$ досить складно, то при аналізі і синтезі ЦСК електроприводом з врахуванням електромагнітних і електромеханічної сталі часу анало-



16.2. Розрахункові моделі АЦП і ЦАП

Окрім чистого запізнення для ЦСК є характерним перетворення цифрових змінних з кінцевим числом розрядів у аналогові і навпаки – аналогових змінних у цифрові, за допомогою ЦАП і АЦП. Це перетворення є дискретним за рівнем і може суттєво впливати на статичні і динамічні характеристики електропривода. Тому необхідно вміти оцінювати вплив від дискретності. Розглянемо цей вплив на прикладі АЦП.

В АЦП квантованість за рівнем виражається в багатоступінчатості характеристики “вхід – вихід” – $y = f x$ (рис. 16.2,а).

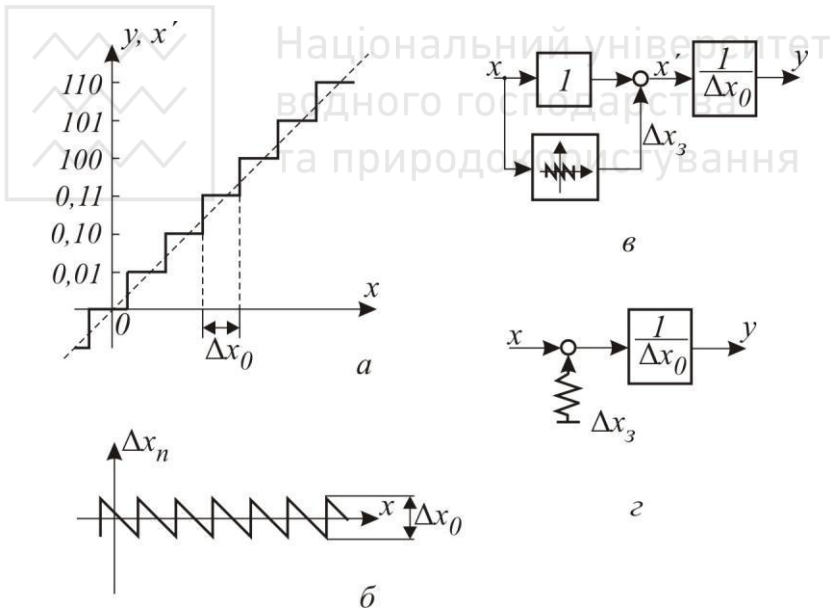


Рис. 16.2. Характеристики $y = f x$ (а), завади $\Delta x_n = \varphi x$ (б), повна (в) і спрощена (г) розрахункові моделі АЦП



За такої характеристики передаточний коефіцієнт АЦП, як відношення одиниці вихідної величини (1) до одиниці вхідної величини

$$\Delta x_0$$

$$k_{\lambda \ddot{O}i} = \frac{1}{\Delta \tilde{\sigma}_0}, \quad (16.3)$$

визначає усереднену вихідну змінну (пунктирна лінія на рис. 16.2,а)

$$y_{\tilde{n}\delta} = k_{\lambda \ddot{O}i} \Delta \tilde{\sigma}_0. \quad (16.4)$$

Замінивши вихідну змінну δ' у масштабі вхідної змінної $\tilde{\sigma}$, одержимо різницю

$$\delta' - \tilde{\sigma} = \Delta \tilde{\sigma}_\zeta, \quad (16.5)$$

яка визначає заваду від квантування за рівнем у виді періодичної функції від $\tilde{\sigma}$ з амплітудою $0,5\Delta\tilde{\sigma}_0$ (рис. 16.2,б). З врахуванням (16.5) розрахункова модель АЦП матиме вигляд, представлений рис.16.2,в.

Середній квадрат похибки від квантування буде дорівнювати дисперсії похибки

$$\Delta \tilde{\sigma}^2 = \frac{1}{\Delta \tilde{\sigma}_0} \int_{-0,5\Delta\tilde{\sigma}_0}^{0,5\Delta\tilde{\sigma}_0} -\tilde{\sigma}^2 dx = \frac{\Delta x_0^2}{12}. \quad (16.6)$$

За інтегральної оцінки впливу завади квантування розрахункова модель спрощується (рис. 16.2,г) і АЦП можна представити лінійною ланкою, на вході якої будуть діяти корисний сигнал $\tilde{\sigma}$ і завада Δx_ζ типу “білого шуму” з рівномірними значеннями в межах $-0,5\Delta\tilde{\sigma}_0 \dots 0,5\Delta\tilde{\sigma}_0$, кореляційною функцією

$$R_\zeta \tau = \Delta \tilde{\sigma}_\zeta^2 \delta \tau, \quad (16.7)$$

де $\delta \tau$ – дельта-функція, та спектральною густиною, рівною дисперсії завади



$$S_{\zeta} \omega = \Delta \bar{x}_{\zeta}^2 = \Delta x_0^2 / 12. \quad (16.8)$$

За такого представлення АЦП вплив завади від квантування сигналу можна врахувати інтегральною оцінкою похибки регулювання вихідної змінної електропривода

$$\Delta \bar{\sigma}_{\hat{a}\hat{e}\hat{\sigma}}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} |W_{\zeta} j\omega|^2 S_{\zeta} \omega d\omega = \frac{\Delta \bar{\sigma}_0^2}{12\pi} \int_0^{\infty} |W_{\zeta} j\omega|^2 d\omega, \quad (16.9)$$

де $|W_{\zeta} j\omega|$ – модуль передавальної функції системи регулювання по каналу завади квантування, рівний $|x/\Delta x_{\zeta}|$.

Якщо прийняти АЦП як лінійну ланку згідно (16.4), то вплив квантування не буде враховуватись у перетворенні аналогового сигналу у цифровий.

Все викладене стосовно АЦП стосується і ЦАП з тою різницею, що вхідним сигналом ЦАП буде безрозмірна цифрова змінна $\hat{\sigma}$, а вихідною – розмірна квантована за рівнем змінна $\hat{\sigma}$ і

$$\hat{\sigma}_{\hat{n}.\hat{\sigma}} = k_{\hat{O}\hat{A}\hat{I}} \hat{\sigma}, \quad (16.10)$$

де $k_{\hat{O}\hat{A}\hat{I}} = \Delta \bar{\sigma}_0$ – передавальний коефіцієнт, а $\Delta \bar{\sigma}_0$ – дискретна одиниця вихідної змінної ЦАП.

Якщо задана похибка регулювання вихідної змінної електропривода $\Delta \bar{\sigma}_{\hat{a}\hat{e}\hat{\sigma}}$, то вибір розрахункової моделі можна обґрунтувати за величиною похибки $\Delta \bar{\sigma}$ вихідної змінної $\hat{\sigma}_{\hat{a}\hat{e}\hat{\sigma}}$, зумовленою дією завади $\Delta \bar{\sigma}_{\zeta}$, а саме:

якщо $\Delta \bar{\sigma} = k \Delta x_0 < 0,1 \Delta x_{\hat{a}\hat{e}\hat{\sigma}}$, то квантування не враховується;

якщо $\Delta \bar{\sigma} = k \Delta x_0 \geq \Delta x_{\hat{a}\hat{e}\hat{\sigma}}$, то квантування враховується повністю (розрахункова модель на рис. 16.2,в);

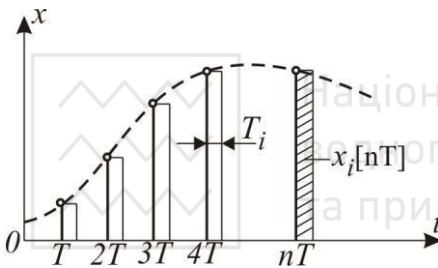
якщо $0,1 \Delta x_{\hat{a}\hat{e}\hat{\sigma}} \leq \Delta \bar{\sigma} = k \Delta x_0 < \Delta x_{\hat{a}\hat{e}\hat{\sigma}}$, то квантування враховується інтегрально (розрахункова модель на рис. 16.2,г).



В цих умовах згідно (16.9) $k = \sqrt{\frac{1}{12\pi} \int_0^{\infty} |W_{\zeta}(j\omega)|^2 d\omega}$.

16.3. Дискретні передавальні функції і структурні схеми

Математичною основою опису динаміки електропривода з ЦСК без врахування квантування за рівнем є теорія імпульсних систем, оскільки неперервний сигнал $\tilde{o} t$ перетворюється у квантований за часом імпульсний сигнал $x_i nT$ з амплітудно-імпульсною модуляцією з $T_i = const$. При цьому амплітуда імпульсу дорівнює



миттєвому значенню $x t$ на початку періоду дискретності T (рис. 16.3).

За $T_i \rightarrow 0$ послідовність імпульсних сигналів перетворюється у так звану решітчасту функцію $x nT = x n$, ці-

Рис. 16.3. Неперервний і квантований за часом сигнали

лічисельний аргумент якої визначається номером такта n часової дискретності. Розрахун-

ки імпульсних систем, як і систем аналогових, проводять з використанням перетворення Лапласа, але у формі дискретного z -перетворення:

$$F z = \sum_{n=0}^{\infty} f n z^{-n}, \quad (16.11)$$

де $f n$ – решітчаста функція – оригінал; $F Z$ – зображення решітчастої функції; $z = e^{pT}$.

Пристрій, який формує послідовність імпульсів в залежності від вхідного сигналу, називається імпульсним елементом. Миттєвий імпульс представляють дельта-функцією:



$$\begin{aligned} \delta t &= \infty \text{ при } t = 0; \\ \delta t &= 0 \text{ при } t \neq 0, \end{aligned} \quad (16.12)$$

зображення якої $f p = p$. Згідно (16.12) імпульсний елемент описується рівняннями

$$\begin{aligned} \delta t - nT &= \infty \text{ при } t = nT; \\ \delta t - nT &= 0 \text{ при } t \neq nT. \end{aligned} \quad (16.13)$$

Зображення його вихідного сигналу

$$X_{\delta p} = \int_0^{\infty} x t \delta t - nT e^{-pnT} dt = x n. \quad (16.14)$$

За умови $n = const$ імпульсний елемент представляють ланкою перетворення неперервного сигналу $x t$ у послідовність імпульсів $x n$ і екстраполятора (рис.16.4), вихідна величина якого

$$x_e = 1 t - 1 t - T. \quad (16.15)$$

Зображенням (16.15) є функція

$$X_e p = \frac{1}{p} - \frac{e^{-pT}}{p} = \frac{1 - e^{-pT}}{p},$$

оскільки зображенням за Лапласом одиничної функції $1 t$ є $\frac{1}{p}$.

За вхідного сигналу $x n$ передавальна функція екстраполятора

$$W_e p = \frac{X_e p}{x n} = \frac{1 - e^{-pT}}{p} = \frac{z - 1}{zp}. \quad (16.16)$$

Екстраполятор разом з неперервною ланкою називають **приведеною ланкою**, передавальна функція якої



$$W_n p = W_e p \cdot W_i \delta = \frac{z-1}{z} \frac{W_i \delta}{\delta}, \quad (16.17)$$

де $W_i \delta$ – передавальна функція неперервної ланки.

Остання ланка на рис. 16.4 здійснює перетворення вихідного сигналу у t неперервної ланки у решітчасту функцію у n .

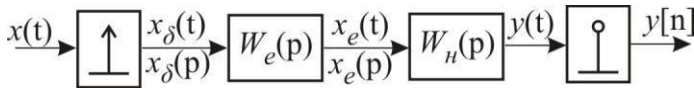


Рис. 16.4. Структурна схема імпульсного елемента і неперервної ланки

Застосувавши Z -перетворення до (16.17), отримаємо дискретну передавальну функцію приведеної ланки:

$$W_n Z = Z \left\{ \frac{z-1}{z} \cdot \frac{W_i p}{p} \right\} = \frac{z-1}{z} Z \left\{ \frac{W_i p}{p} \right\}. \quad (16.18)$$

Оскільки $\frac{1}{\delta}$ є зображення функції $1 t$, то $W_i p / p$ є зображенням

перехідної функції $h t$ неперервної ланки, тобто це реакція неперервної ланки на одиничний імпульс. Отже, можна записати, що $Z W_i p / \delta = Z h_i n$ і дискретна передавальна функція

$$W_i z = \frac{z-1}{z} Z h_i n, \quad (16.19)$$

де $h_i n$ – перехідна решітчаста функція неперервної ланки.

На підставі структурної схеми на рис. 16.4 складають структурну схему замкнутого контуру цифрової системи керування електроприводом (рис. 16.5). Неперервною ланкою у цій схемі є об'єкт керування з передавальною функцією $W_0 p$, вихідною змінною якою може бути струм, момент, кутова швидкість чи переміщення.

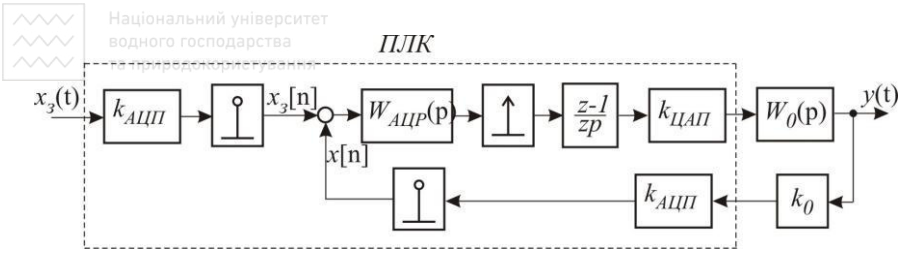


Рис. 16.5. Структурна схема цифрового контуру регулювання

Для даної структурної схеми дискретна передавальна функція приведеної ланки

$$W_n z = k_{\text{АЦП}} k_{\text{ЦАП}} k_0 \frac{z-1}{z^p} Z h_0 n . \quad (16.20)$$

Дискретна передавальна функція розімкненого контуру

$$W_p z = W_{\delta\delta} z W_n z , \quad (16.21)$$

де $W_{\delta\delta} z$ – дискретна передавальна функція цифрового регулятора.

Щоби визначити динамічні показники наведеної системи регулювання, необхідно розрахувати перехідну функцію замкненого контуру $\delta i = h n$ для вхідного сигналу $x_c n = h n$, за якою визначають перерегулювання і час регулювання. Дійсний перехідний процес δt розраховують за передавальною функцією замкненої системи

$$W z = \frac{W_p z}{1 + W_p z} , \quad (16.22)$$

використавши формули розкладання функції $W z$, або методом різницевого рівнянь.



16.4. Синтез цифрового регулятора і його реалізація

Зазвичай, при синтезі цифрового регулятора, як і аналоговою, є відомою приведена цифрова передавальна функція $W_n z$. За цієї умови задаються динамічними показниками у виді бажаної неперервної перехідної функції замкненого контуру $h_\delta t$. Цю функцію для вибраного періоду квантування T переводять у решітчасту $h_a n$. Бажана дискретна передавальна функція контуру згідно (16.19)

$$W_a Z = \frac{z-1}{z} Z h_a n \quad (16.23)$$

Бажана дискретна передавальна функція розімкненого контуру

$$W_{p.a} Z = \frac{W_a Z}{1 - W_a Z} \quad (16.24)$$

Тоді згідно (16.21) дискретна передавальна функція цифрового регулятора з врахуванням (16.20)

$$W_{\delta\delta} z = \frac{W_{p.a} Z}{W_n Z} = \frac{Z h_a n}{1 - \frac{z-1}{z} Z h_a n Z h_0 n k_{\delta\delta} k_{\delta\delta} k_0} \quad (16.25)$$

Рівняння (16.25) визначає тип і параметри цифрового регулятора. Якщо обчислення передавальної функції за (16.25) складне, то за умови, що період квантування T

$$t_{\delta\delta} / 15 < T < t_{\delta\delta} / 5, \quad (16.26)$$

де $t_{\delta\delta}$ – час досягнення вихідним сигналом рівня 95% від усталеного значення при подачі на вхід силової частини електропривода ступінчастого сигналу, цифровий регулятор можна представити різницеvim рівнянням, яке є прототипом диференціального рівняння.



Найбільш досконалим є ПІД-регулятор, алгоритм дії якого описується рівняння

$$y(t) = k_p \left[\delta(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \delta(t) dt + T_{\ddot{a}} \frac{d}{dt} \delta(t) \right], \quad (16.27)$$

де k_p – коефіцієнт підсилення регулятора T_i і $T_{\ddot{a}}$ – відповідно сталі інтегрування і диференціювання. Щоби перетворити диференціальне рівняння (16.27) у різницеве, потрібно похідну замінити різницею першого порядку, а інтеграл – сумою. Обчислення дискретної суми складне в реалізації, тому його можна уникнути, про диференціювавши (16.27).

В результаті одержимо

$$\frac{dy(t)}{dt} = k_{\delta} \left[\frac{d\delta(t)}{dt} + \frac{1}{T_i} \delta(t) + \frac{1}{T_{\ddot{a}}} \frac{d^2\delta(t)}{dt^2} \right]. \quad (16.28)$$

Аналогом диференціала I-го порядку неперервної функції є перша обернена різниця

$$\nabla f(k) = f(k) - f(k-1)$$

і II-го порядку обернена різниця

$$\begin{aligned} \nabla^2 f(k) &= f(k) - f(k-1) - [f(k-1) - f(k-2)] = \\ &= f(k) - 2f(k-1) + f(k-2). \end{aligned}$$

Підставивши різницеві обернені різниці в (16.28), отримаємо

$$\begin{aligned} \frac{y(k) - y(k-1)}{T} &= k_p \left[\frac{\delta(k) - \delta(k-1)}{T} + \frac{1}{T_i} \delta(k) + \right. \\ &\quad \left. + T_{\ddot{a}} \frac{\delta(k) - 2\delta(k-1) + \delta(k-2)}{T^2} \right] \end{aligned}$$

або

$$y(k) = y(k-1) + k_p [d_0 \delta(k) - d_1 \delta(k-1) + d_2 \delta(k-2)], \quad (16.29)$$



де $d_0 = 1 + T/T_i + T\ddot{a}/T$; $d_1 = 1 + 2T\ddot{a}/T$; $d_2 = T\ddot{a}/T$.

Розрахунок величини керуючої дії на кожному такті у k потрібно проводити у відповідності з (16.29), тобто до попереднього значення керуючої дії у $k-1$ треба додати величину приросту, обчислену на інтервалі квантування:

$$y^k = y^{k-1} + k_p \Delta y^k, \quad (16.30)$$

де $\Delta y^k = d_0 \delta^k - d_1 \delta^{k-1} + d_2 \delta^{k-2}$. За алгоритма (16.30) обчислюється тільки поточний приріст керуючої дії і тому цей алгоритм називають **швидкісним**.

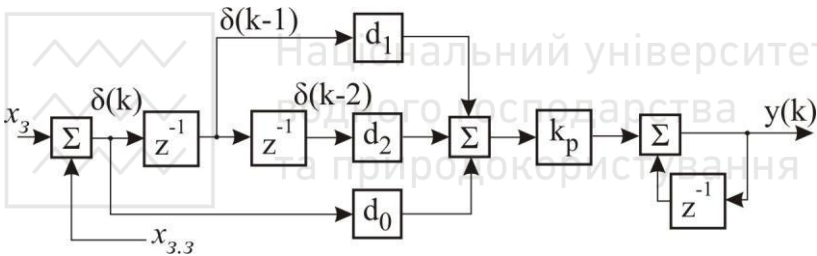


Рис. 16.6. Структурна схема швидкісного ПІД-регулятора

На структурній схемі через z^{-1} позначена ланка затримки сигналу на один період квантування. Наведена схема спрощує написання програми реалізації цифрового регулятора на базі ПЛК. Для зберігання керуючої дії у k можна використати регістр-накопичувач, а для зберігання трьох послідовних вибірок змінних δ^k , δ^{k-1} і δ^{k-2} – три послідовні комірки пам'яті даних. Оскільки регулятор повинен бути перенастроюваним, то для збереження коефіцієнтів d_0 , d_1 , d_2 і k_p можна використати чотири послідовні комірки оперативної пам'яті.

Отже, згідно (16.30) синтез цифрового регулятора зводиться до



визначення коефіцієнтів d_0, d_1 і d_2 , величина яких залежить від періоду квантування T , і коефіцієнта підсилення регулятора k_p .

Встановлено, що величина T впливає на похибку регулювання: чим менша T , тим більше дискретний закон регулювання наближається до неперервного, який описується рівнянням (16.27). Але зменшення періоду квантування вимагає зменшення часу обчислення керуючої дії на кожному такті і призводить до збільшення впливу завад. Тому необхідно шукати компромісне рішення.

Американські вчені Зіглер і Нікольс рекомендують приймати $T = 0,1T_{kp}$, де T_{kp} – період критичних коливань об'єкта керування. За такого вибору T рекомендують такі співвідношення:

$$\frac{T}{T_i} = 0,2 \text{ і } \frac{T_{\ddot{a}}}{T} = 1,25. \quad (16.31)$$

Тоді залишається визначити лише коефіцієнт підсилення регулятора k_p , який знаходять за монограмами, $k_0 k_p = f T/T_0$, де k_0 і T_0 – відповідно коефіцієнт передачі і стала часу об'єкта керування 10.

Цифрові системи керування мають такі переваги у порівнянні з аналоговими як простота задання програми і зміни алгоритма, висока надійність і завадостійкість, малі габарити і висока ступінь інтеграції. Це сприяє їх широкому застосуванню в електроприводах багатьох виробничих механізмів.

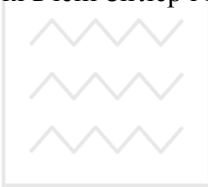
Контрольні запитання і задачі

1. Яка відмінність цифрових систем керування від аналогових?
2. Якщо час дискретизації цифрового регулятора $T_{\ddot{a}\delta} = 0,006\tilde{n}$, а неперервної частини електропривода $\dot{O}_f = 0,01\tilde{n}$, то чому дорівнюватиме період квантування?
3. Чому буде дорівнювати коефіцієнт передачі АЦП, якщо кван-



тованість за рівнем $\Delta\tilde{\alpha}_0 = 1$?

4. За якої умови можна не враховувати похибку квантування за рівнем?
5. Чи відрізняється методика синтезу цифрового регулятора від методики синтезу аналогового регулятора?
6. У чому суть методики синтезу цифрового регулятора за бажаною перехідною характеристикою контуру регулювання?
7. Якщо тривалість перехідного процесу в неперервній частині електроприводу, зумовленою стрибком керуючого сигналу, $t_{n.n} = 1,5с$, то яким рекомендується вибрати період квантування?
8. У чому суть числового диференціювання?
9. Що потрібно зробити для переведення диференціального рівняння ПІД-регулятора у різницеве?
10. Як рекомендують визначати період дискретизації американські вчені Зіглер і Нікольс?





СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. М.Г. Чиликин, А.С. Сандлер. Общий курс электропривода. М.: Энергоиздат., 1981, – 450с.
2. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи./ За ред. М.Г. Поповича і О.Ю. Лозинського. – Київ: “Либідь”, 2005, – 780с.
3. В.М. Терехов, О.И. Осипов. Системы управления электроприводов. – Москва: “Академия”, 2006, – 300с.
4. Б.О. Баховец. Автоматизований електропривод. – Рівне: Вид. НУВГП., 2008, 96с.
5. Г.Г. Соколовський. Электроприводы переменного тока с частотным управлением. – Москва: “Академия”, 2006, 266с.
6. Электротехнический справочник./ под ред. В.Е. Герасимова, т.3, кн.2. – М.:Атомиздат, 1988, – 658с.
7. Красовский А.А., Поспелов Г.С. Основы автоматики и технической кибернетики. – М: Машгиз, 1962, 652с.
8. Баховец Б.А. Об одном методе построения оптимальных систем автоматического управления электроприводами. “Известия высших учебных заведений”, с. Электромеханика, 1964, № 10.
9. И.Я. Браславский и др. Энергосберегающий асинхронный электропривод. – Москва: “Академия”, 2004, 250с.
10. Борцов Ю.А., Поляхов Н.Д., Путов В.В. Электромеханические системы с адаптивным модальным управлением. – Ленинград: Энергоатомиздат, Ленингр. отд., 1984, 216с.
11. Баховец Б.А. Синтез корректирующих устройств в линейных САУ по заданой кривой переходного процесса./ Межвуз. сб. тр., вип.4. “Автоматизация производственных процессов”. – Новосибирск, 1965, 3-11с.



ПЕРЕДМОВА..... 3

Частина 1. ОСНОВИ ЕЛЕКТРОПРИВОДА..... 4

Розділ 1. Класифікація електроприводів. Механічні характеристики

- 1.1. Загальні положення..... 4
- 1.2. Класифікація електроприводів..... 5
- 1.3. Приведення моментів і сил опору, моментів інерції і інерційних мас..... 8
- 1.4. Механічні характеристики виробничих механізмів і електричних двигунів..... 11
- 1.5. Усталені режими..... 14

Розділ 2. Часові та частотні характеристики електропривода

- 2.1. Рівняння руху електропривода..... 17
- 2.2. Час прискорення і сповільнення електропривода..... 18
- 2.3. Оптимальне передаточне число..... 21
- 2.4. Часові та частотні характеристики одномасової системи..... 23
- 2.5. Часові та частотні характеристики двомасової системи..... 26

Розділ 3. Регулювання швидкості двигунів постійного струму

- 3.1. Регулювання кутової швидкості двигунів постійного струму незалежного збудження..... 31
- 3.2. Дослідження характеристик трифазного асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором..... 35
- 3.3. Регулювання швидкості двигунів послідовного збудження..... 39
- 3.4. Часові та частотні характеристики двигунів постійного струму незалежного збудження..... 42
- 3.5. Частотні характеристики..... 46



Розділ 4. Перетворювачі напруги електроприводів постійного струму

4.1. Тиристорні керовані випрямлячі.....	49
4.2. Системи імпульсно-фазового керування.....	55
4.3. Імпульсні перетворювачі постійної напруги.....	60

Розділ 5. Регулювання кутової швидкості двигунів змінного струму

5.1. Механічні характеристики асинхронних двигунів.....	64
5.2. Регулювання швидкості асинхронних двигунів.....	68
5.3. Перетворювачі частоти.....	72
5.4. Регулювання швидкості синхронних двигунів.....	77
5.5. Гальмівні режими двигунів змінного струму.....	82

Розділ 6. Методи розрахунку потужності електроприводів

6.1. Втрати енергії в електроприводах.....	86
6.2. Нагрівання і охолодження двигунів.....	88
6.3. Режими роботи і навантажувальні діаграми.....	90
6.4. Розрахунок потужності електродвигунів.....	91

Частина 2. СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ..... 93

Розділ 7. Релейно-контакторні системи керування електроприводами

7.1. Загальні положення.....	99
7.2. Структура релейно-контакторних систем керування.....	100
7.3. Принципові схеми РКСК.....	102

Розділ 8. Дискретні логічні системи керування рухом електроприводів

8.1. Загальна характеристика ДЛСК.....	105
8.2. Методи синтезу ДЛСК.....	105
8.3. Математичний опис ДЛСК.....	106
8.4. Способи реалізації ДЛСК.....	110



Розділ 9. Система керування швидкістю електроприводів постійного струму з сумуючим підсилювачем

9.1. Загальні положення.....	113
9.2. Формування динамічних характеристик.....	116
9.3. Обмеження моменту електропривода.....	120

Розділ 10. Система керування електроприводом з підпорядкованим регулюванням

10.1. Структурна схема системи підпорядкованого регулювання.....	126
10.2. Технічна реалізація системи з підпорядкованим регулюванням.....	131
10.3. Обмеження струму в системі підпорядкованого регулювання.....	133

Розділ 11. Системи керування швидкістю асин- хронного електропривода

11.1. Регулювання швидкості напругою живлення.....	137
11.2. Плавний пуск асинхронних двигунів зміною на- пруги живлення.....	138
11.3. Система скалярного керування частотно-регульо- ваного асинхронного електропривода.....	142
11.4. Системи векторного керування частотно-регульо- ваного електропривода.....	148
11.5. Пряме керування моментом асинхронного двигуна.....	150

Розділ 12. Енергозберігаючий асинхронний електропривод

12.1. Загальні положення.....	157
12.2. Втрати електроенергії в усталених режимах.....	157
12.3. Оптимізація енергоспоживання в перехідних процесах.....	162
12.4. Економічна ефективність частотно-регульова- ного електропривода.....	167



Розділ 13. Частотне керування синхронними електроприводами

13.1. Стратегії керування.....	172
13.2. Вентильний двигун.....	173
13.3. Система автоматичного керування моменту СД змінюю магнітного потоку ротора.....	177
13.4. Стратегії керування СД зі збудженням від постій- них магнітів.....	179

Розділ 14. Адаптивні системи керування електроприводами

14.1. Загальні положення.....	182
14.2. Безпошукова адаптивна система керування з ета- лонною моделлю.....	183
14.3. Безпошукова адаптивна система керування зі спостережним пристроєм.....	187
14.4. Фаззи-керування електроприводами.....	189
14.5. Фаззи-керування гальмуванням візка мостового крана.....	194

Розділ 15. Слідкуючий електропривод

15.1. Загальна характеристика.....	200
15.2. Безперервні системи керування слідкуючим електроприводом.....	202
15.3. Динамічні показники слідкуючого електропривода.....	205

Розділ 16. Цифрові системи керування електроприводом

16.1. Структура електропривода з цифровою системою керування.....	216
16.2. Розрахункові моделі АЦП і ЦАП.....	218
16.3. Дискретні передавальні функції і структурні схеми.....	221
16.4. Синтез цифрового регулятора і його реалізація.....	225

Список літератури.....	230
Предметний покажчик.....	235



Предметний покажчик

А

- Автомат кінцевий 106
- Алгоритм керування
 - лінійний 8
 - на основі дворівневої логіки 8
 - на основі фаззи-логіки 190
 - нелінійний 8
- Аналого-цифровий перетворювач 216
- Апаратний контролер 110

Б

- Блочна схема ПЛК 111
- Бустер 139

В

- Відсічка
 - за струмом 121
 - за швидкістю 123
- Вишнеградського діаграма 118
- Втрати потужності
 - в сталі 86
 - змінні 86
 - механічні 86
 - на збудження 86

Г

- Гальмування
 - динамічне 40, 82
 - проти вмикання 41, 83
 - рекуперативне 40, 82
- Генератор
 - імпульсний 55
 - пілкоподібної напруги 58
- Граф 108

Д

- Двигун
 - асинхронний 64
 - вентильний 173
 - з незалежною вентиляцією 33
 - незалежного збудження 31
 - послідовного збудження 35

- самовентильований 90
- синхронний 77
- Дефазфікація 192
- Добротність 207

Е

- Електропривод
 - автоматизований 5, 6
 - автоматичний 7
 - багатодвигунний 6
 - взаємозв'язаний 5
 - відцентрових вентиляторів 169
 - відцентрових pomp 168
 - груповий 5, 6
 - індивідуальний 5
 - неавтоматизований 6
 - редукторний 6

Ж

- Жорсткість характеристики 13

З

- Задавач інтенсивності 134, 140

І

- Імпульсний елемент 221
- Інвертор
 - напруги 74, 151
 - струму 74

К

- Кінцевий автомат 106
 - асинхронний 107
 - багатотактний 107
 - однотоктний 107
 - синхронний 107
- Ковзання
 - критичне 66
 - номінальне 67
- Коефіцієнт
 - зворотного зв'язку 113,114
 - передачі 62



Кут щільності 61

- керування 55
- комутації 56

Л

Ланка

- аперіодична 62
- безінерційна 62
- диференціальна 120
- з запізненням 62
- корегувальна 119
- логічна змінна 189
- порівняльна 125
- приведена 222

Ліфт 170

М

Момент

- еквівалентний 96
- електромагнітний 9
- інерції приведенний 9
- критичний 66
- пусковий 67
- сил опору 9

О

Обернена різниця 226

Оптимальний графік 22

Оптимізація енергоспоживання 162

П

Передавальний пристрій 5

Передаточне число 10, 21

Перетворювач напруги

- імпульсний 60
- реверсивний 53
- тиристорний 49

Перетворювачі частоти 73

Підсилувач

- імпульсний 58
- операційний 131

Програмована логічна матриця 110

Програмований логічний контролер 110

Процес технічно-оптимальний 117

Р

Рауса критерій 207

Регулювання швидкості

- зміною частоти 70
- зміною числа полюсів 69
- магнітним потоком 34
- напругою живлення 33, 68
- опором в колі якоря 32

Регулятор

- пропорційний 123
- пропорційно-інтегральний 128
- струму 128
- цифровий 216
- швидкості 129

Режим роботи

- короткочасний 92
- повторно-короткочасний 94
- тривалий 90

Рівень керування

- верхній 8
- нижній 8

Рівняння руху електропривода 17

Розузгодження 200

С

Сельсини 203

Система

- безпошукова адаптивна 183
- векторного керування 148
- двомасова 26
- дискретно-логічна 105
- з адаптацією 7, 182
- замкнена 7
- з підпорядкованим регулюванням 126
- з спостережним пристроєм 188
- з сумуючим підсилювачем 113
- імпульсно-фазового керування 50
- одномасова 23
- програмного керування 7
- прямого керування момен-



- релейно-контакторна 99
- розімкнена 7
- скалярного керування 142
- слідкуюча 7
- стабілізації 7
- фаззи-керування 189
- частотно-струмового керування 146

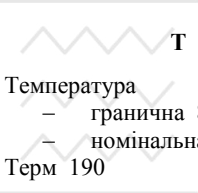
Сталі часу

- електромагнітна 43
- електромеханічна 43
- нагрівання 89
- охолодження 90

Струм еквівалентний 95

Схема випрямлення

- однофазна мостова 51
- трифазна мостова 52
- трифазна нульова 52



Температура

- гранична 88
- номінальна

Терм 190

У

Умова реалізації

- друга 185
- перша 185

Ф

Фаззи-логіка 189

Фаззи-множина 189

Фаззифікація 192

Функції

- бажана 127
- належності 189
- одинична 222
- передавальна 110
- решітчаста 221

Х

Характеристика

- вентиляторна 13
- динамічна 116
- електромеханічна 31
- жорстка 14
- кугова 79
- механічна 12, 31
- м'яка 14
- часова 23
- частотна 23

Ц

Цифро-аналоговий перетворювач 217

Цифровий

- задаючий пристрій 216
- суматор 216

Ч

Час

- прискорення електропривода 18
- сповільнення електропривода 18

Я

Якісний показник

- діапазон регулювання 114
- перерегулювання 117
- точність регулювання 114
- точність слідкування 200
- час регулювання 117
- число коливань 117



Національний університет
водного господарства
та природокористування

Навчальне видання

Баховець Борис Опанасович

АВТОМАТИЗОВАНИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД

Навчальний посібник



Комп'ютерна верстка

Друкується в авторській редакції

Т.В. Кацуба

Національний університет
водного господарства
та природокористування



РЕЦЕНЗІЯ

на навчальний посібник Баховця Б.О. “Автоматизований електропривод”

Представлений на рецензію навчальний посібник призначений для студентів, які навчаються за напрямом “Автоматизація та комп’ютерно-інтегровані технології” складається з двох частин. В першій частині коротко висвітлені питання, що стосуються класичних основ електропривода: дана їх класифікація, викладена механіка електропривода, способи регулювання швидкості двигунів постійного і змінного струмів із використанням сучасних систем перетворення змінного струму у постійний і змінного струму у змінний регульованої частоти.

В другій частині описані принципи побудови дискретних систем керування, наведені методи розрахунку параметрів систем автоматичного регулювання швидкості двигунів постійного струму за заданими статичними та динамічними показниками. Аналіз роботи сучасних систем частотного керування асинхронними і синхронними двигунами, включаючи вентильний електропривод, викладений у посібнику на належному науково-методичному рівні, який дозволить студентам розуміти суть фізичних процесів і їх математичний опис. Позитивним є висвітлення питань енергозбереження, зв’язаних з використанням регульованого асинхронного електропривода.

Вдало викладені в посібнику питання побудови адаптивних, слідкуючих та цифрових систем керування електроприводами.

Обсяг посібника і методика висвітлення адаптована до потреб підготовки фахівців з автоматизованого управління технологічними процесами, в яких автоматизований електропривод часто є однією із ланок складної системи автоматичного управління, що дозволяє якісно керувати окремими об’єктами і економити енергоресурси.

Вцілому навчальний посібник написаний на належному науково-методичному рівні, відображає сучасні стан та перспективи використання регульованого електропривода і рекомендується до викладання.

Д-р техн. наук проф.
(НУ “Львівська політехніка”)

Лозинський А.О.