

Міністерство освіти та науки України  
Вінницький національний технічний університет  
Інституту автоматики, електроніки та комп'ютерних систем управління

## **КОНСПЕКТ ЛЕКЦІЙ**

з дисципліни **“УПРАВЛІННЯ В МЕХАТРОННИХ СИСТЕМАХ”**

для магістрів інженерії денної та заочної форм навчання

спеціальності 8.050201 – Комп'ютеризовані системи управління та  
автоматика

Розробив доцент кафедри АІВТ **Папінов В.М.**

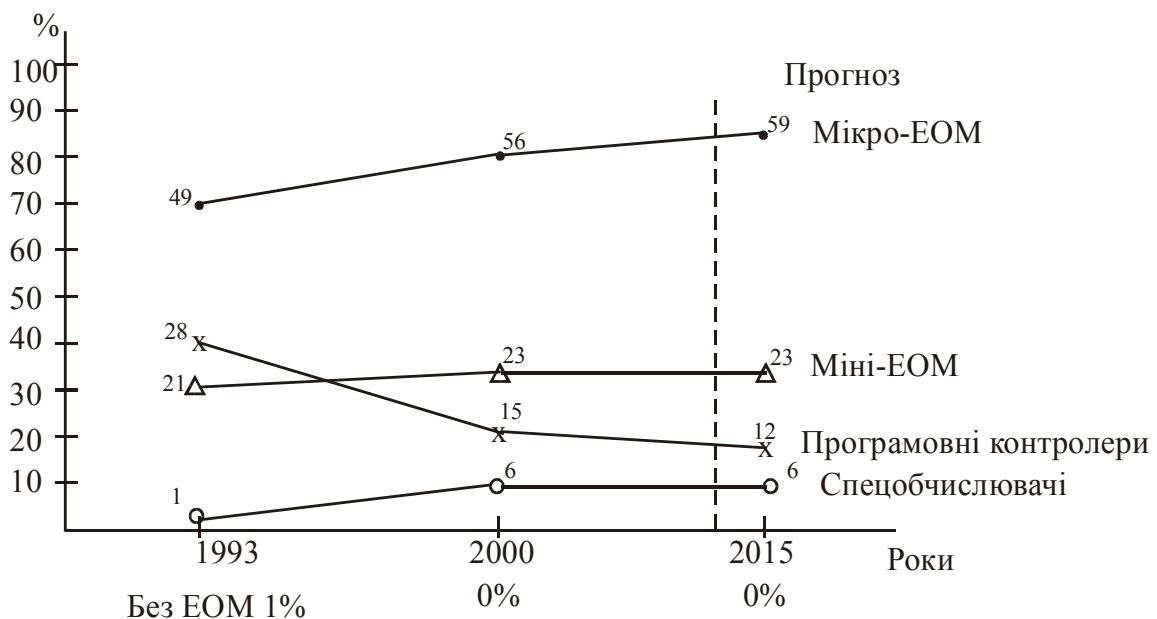
Вінниця – 2013

## Вступ

Мехатроніка - галузь науки й техніки, що займається керуванням механізмами від ЕОМ. У Японії мехатроніка - великий сектор, що має самостійне значення, а в провідних університетах країни читаються курси по цьому предмету. У США посилено розвивають цей напрямок, вважаючи, що недостатня увага до розвитку цієї області з'явилася причиною відставання США від Японії в робототехніці.

Введення мікропроцесорних систем у керування роботами різко підвищило їхню ефективність, на яку, однак, впливає спосіб інформаційного забезпечення перетворення цифрової інформації в переміщення. Спосіб перетворення аналогової інформації в цифрову й навпаки грає також істотне значення.

Об'єктивною причиною, що перешкоджає підвищенню рівня інформаційного забезпечення ЦСП (цифрових систем позиціонування) роботів, стало технічне відставання цифрових перетворювачів переміщень. Кодові датчики були складні й дорогі. В 80-ті роки створені багатофункціональні й багатокомпонентні цифрові перетворювачі переміщень.



ЦСП є стосовно ЕОМ периферійним пристроєм, що виконує перетворення інформації в механічні переміщення. Залежно від розподілу функцій між ЕОМ і ЦСП розділяють автономний і сполучений (неавтономний) варіант виконання мехатронної системи.

В автономному варіанті ЕОМ не входить у контур позиціонування й служить тільки джерелом інформації. Реалізується пряме перетворення з локальними зворотними зв'язками (ЗЗ) у його проміжних точках.

У сполученому (неавтономному) варіанті ЕОМ включається в контур позиціонування й не тільки виконує функції елемента, що задає, але й здійснює порівняння вхідної й вихідної інформації, виробляє сигнали корекції, формує алгоритми керування.

ЦСП виконує дві основні функції:

- перетворює форму інформації (цифрову в аналогову);
- перетворює електричну енергію в механічну.

По швидкодії:

Друге перетворення повільніше в порівнянні з першим. Швидкодія сучасних ЦАП - мікросекунди, швидкодія електромеханічних перетворювачів (ЕМП) - мілісекунди. Треба в основному оптимізувати друге перетворення.

Однією з найпоширеніших мехатронних систем (МС) є **автоматизований електропривод (АЕП)**.

## Модуль 1

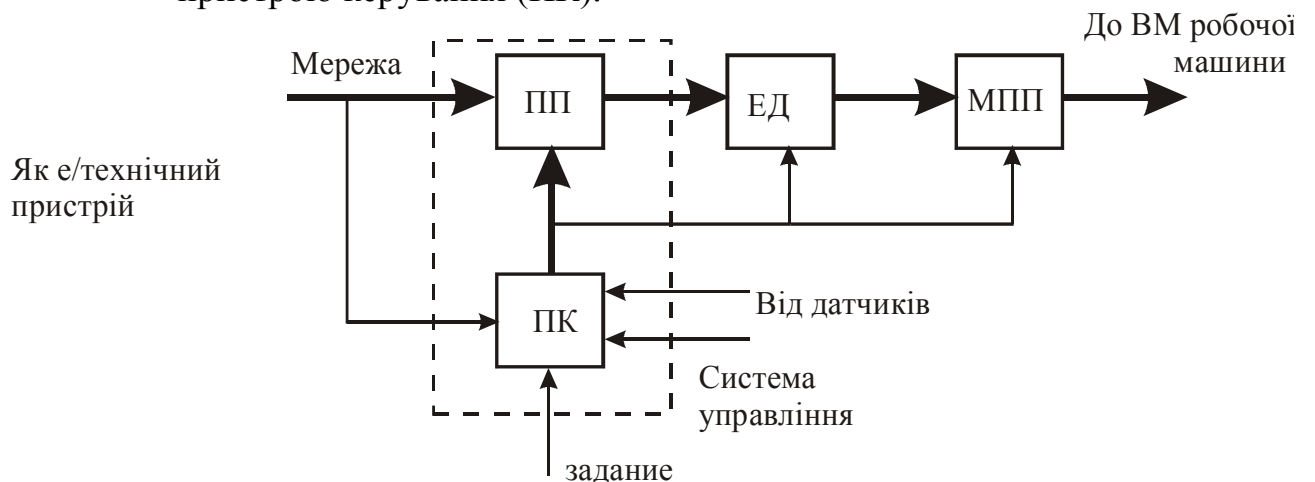
### ЗАГАЛЬНА СТРУКТУРА МЕХАТРОННОЇ СИСТЕМИ

Розглянемо її на прикладі електропривода (ЕП). Сучасний електропривод – автоматизований (АЕП), тобто в ньому є автоматичний пристрій керування ПК. Пристроєм керування може постачатися й неавтоматизований ЕП. У цьому випадку він приводиться в рух людиною (пускачі й т.п.). Але це все ж таки буде ЕП, а не АЕП.

Електропривод – електромеханічний пристрій, призначений для надавання руху робочим органам машин і інших технічних пристроїв, а також для керування їхніми технологічними процесами.

У загальному випадку ЕП складається з:

- механічного передавального пристрою МПП;
- перетворювального пристрою ПП;
- електродвигуна ЕД;
- пристрою керування (ПК).

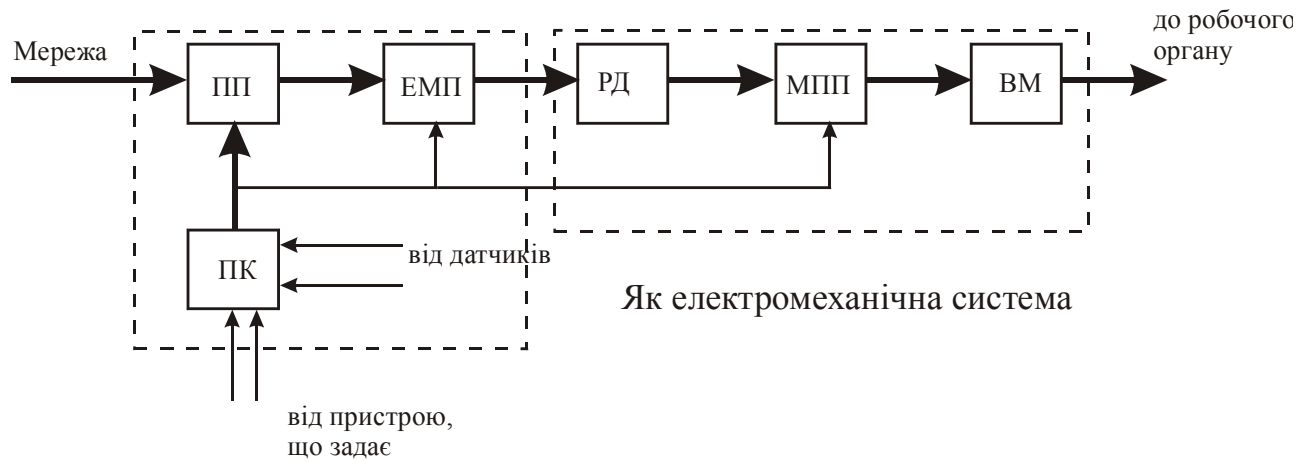


Механічний передавальний пристрій МПП виконує передачу та зміну параметрів вироблюваної ЕД механічної енергії до виконавчого механізму (ВМ) ЕП.

Перетворювальний пристрій ПП - управляє потоком електричної енергії з мережі до ЕД з метою регулювання його роботи. Це енергетична виконавча частина системи керування ЕП.

ПК - інформаційна слабкострумова частина системи керування, призначена для фіксації й обробки вхідної інформації про впливи, що задають, і стани системи й вироблення на її основі сигналів керування або ПП, або ЕД, або МПП.

У цій схемі немає навантаження. Воно тільки мається на увазі. Але, як ми бачили раніше, навантаження здійснює самий безпосередній вплив на роботу ЕП. Тому для дослідження електропривод розглядається нерозривно від навантаження у вигляді єдиної електромеханічної системи перетворення енергії (ЕМС):



Тут ЕД (електродвигун) представлений у вигляді електричної частини (ЕМП, електромеханічний перетворювач) і механічної частини (РД, ротор двигуна).

ЕМП - він саме й перетворює електричну енергію в механічну. Його можна розглядати як ідеалізований двигун, ротор якого не має інерції і обертається без тертя під дією моменту обертання  $M$ .

Потік електричної енергії з мережі ( $A_{ел.м}, U_m, I_m, f_m$ ) перетворюється в ПП ( $A_{ел.д}, U_d, I_d, f_d$ ) у форму, що підходить для даного ЕД, потім перетворюється в механічну енергію ( $A_{ем}, M, \omega$ ), що витрачається частково на обертання ротора ( $A_{о.д}, M_{о.д}, \omega$ ), потім проходить МПП, де частково губиться на тертя й на інерційність ( $A_{мех}, M_{мех}, \omega_{мех}$ ), і надходить до ВМ, звідки діє на РО ( $A_{ро}, M_{ро}, F_{ро}, V_{ро}, \omega_{ро}$ ).

Тобто процес доставки енергії до РО дуже складний, проходить великий шлях і все в автоматизованому електроприводі (АЕП) на нього впливає. Всі частини АЕП як електромеханічної системи (ЕМС) невіддільні, їх треба розглядати в сукупності.

Класифікація в нас уже майже готова, але існує сумбурно, підсвідомо. Давайте наведемо в цьому питанні порядок. Отже, класифікувати все можна по всякому. Можна брати окремо, а можна загалом. Спробуємо той і інший підхід.

### **1. З боку ЕД:**

По потужності:

- мікро-МС;
- МС малої потужності;
- МС середньої потужності;
- МС великої потужності

Ми вивчаємо першу (потужність  $\leq 0,75$  кВт). Вона використовується

- у спеціальну приладобудуванні;
- в інформаційній техніці;
- в обчислювальній техніці;
- в метрології й випробувальній техніці;
- в промислових роботах малої потужності;
- в окремих приводах верстатів з числовим програмним управлінням (ЧПУ);
- в регулювальній арматурі АСУТП.

Тобто область застосування дуже широка й різноманітна.

По типу застосовуваного ЕД

- з двигуном постійного струму (ДПС);
- з вентильним електродвигуном (ВЕД);
- з асинхронним виконавчим двигуном (АД);
- з лінійним асинхронним двигуном (ЛАД);
- з синхронним виконавчим двигуном (СД);
- з кроковим двигуном (КД);
- і т.д.

По кількості застосовуваних ЕД

- групова МС (від одного ЕД працюють кілька РО);
- індивідуальна МС (від одного ЕД працює один РО);
- взаємозалежна МС (від декількох ЕД працює один РО):
  - багатодвигунна МС (кілька ЕД зв'язані механічно);
  - МС типу електричний вал (кілька ЕД зв'язані електрично).

### **2. З боку МПП:**

По його наявності:

- редукторні МС;
- безредукторні МС (сучасна тенденція розвитку МС).

### **3. З боку ПП:**

По застосовуваних активних елементах у ПП:

- на електричних машинах (генератор, електромашинний підсилювач);
- на магнітних підсилювачах;
- на іонних елементах;
- на напівпровідникових елементах (тиристорах, симісторах, транзисторах тощо).

По характеру виконуваного перетворення:

- з керованим випрямлячем;
- з керованими інверторами напруги або струму;
- з керованим перетворювачем частоти напруги або струму;
- з керованими перетворювачами напруги;
- з керованими імпульсними перетворювачами.

#### **4. З боку ПК:**

По виду сигналів передавання інформації й керування:

- аналогові МС (безперервні);
- дискретні МС (імпульсні, цифрові, релейні);
- змішані МС (цифро-аналогові й т.д.).

По помилці регулювання:

- статичні МС ( $\Delta\omega_{ст} \neq 0$ );
- астатичні МС ( $\Delta\omega = 0$ ).

По виду рівняння процесу керування:

- лінійні МС (лінеаризовані);
- нелінійні МС.

По основних функціях (по виду рівняння) ПК:

- МС з керуванням пуском, гальмуванням, реверсом;
- МС зі стабілізацією координат;
- МС зі спостереженням за вхідними сигналами, що вводяться довільно;
- МС з керуванням по заданій програмі;
- МС з адаптацією (з вибором доцільних режимів роботи МС).

Перші три функції - головні. Дві останні МС будують на основі перших трьох. Наприклад, МС із програмним керуванням, це МС, що стежить, із пристроєм вироблення програм.

По кількості інформаційних входів:

- одноконтурні МС;
- багатоконтурні МС.

#### **5. МС у цілому**

По зв'язку з ПК:

- з розімкнутою САУ пуском, гальмуванням, реверсом на основі релейних елементів без регулювання перехідних процесів;
- з розімкнутою САУ пуском, гальмуванням, реверсом на основі релейних елементів з дискретним формуванням перехідного процесу (східчасті перемикання пускових резисторів і т.п.);

- з замкнутою САУ пуском, гальмуванням, реверсор для досягнення координатами МС оптимальних значень і обмеження окремих координат (струму, моменту, «ривка» і т.п.);
- з замкнутою САУ для стабілізації координат, в основному швидкості;
- з замкнутою САУ спостереження (в основному по положенню);
- з програмним керуванням;
- з адаптивним керуванням.

-



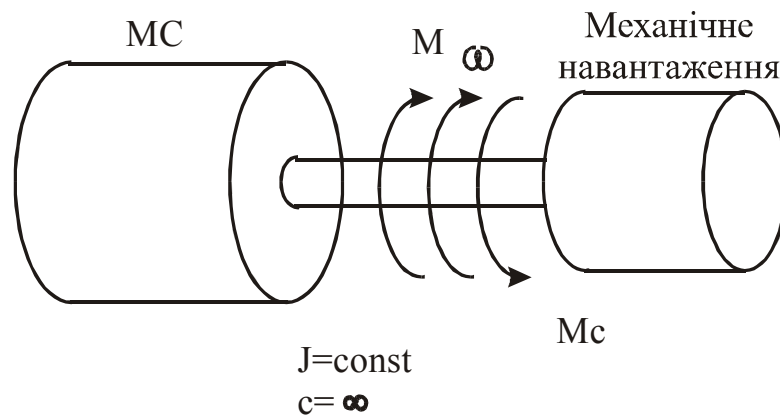
## РОБОТА МС У РІЗНИХ РЕЖИМАХ

Згідно наведеної вище класифікації МС по основних функціях можна виділити три основні режими роботи МС:

1. режим пуску, гальмування, реверса (РПГР);
2. режим регулювання й стабілізації (РРС);
3. режим стеження (РС).

Розглянемо ці режими докладніше. В основу розгляду покладемо ідеалізований ЕП, що характеризується:

1. лінійними диференціальними рівняннями;
2. жорсткою механічною передачею;
3. постійним моментом інерції рухомих частин механізму.

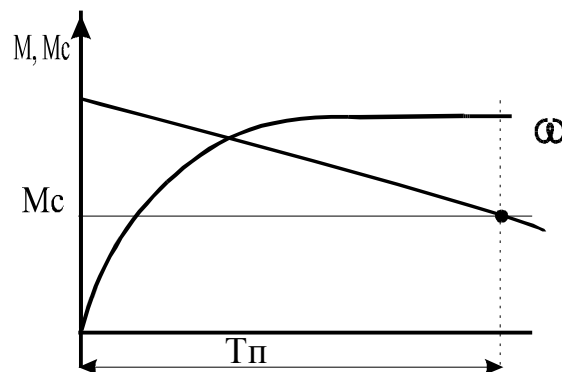


### Режим пуску, гальмування й реверсу (РПГР)

Ми вже розглядали в прикладі з ліфтом цей режим. З'ясували, що при постійному моменті опору  $M_c$ , лінійно залежному від швидкості моменті обертання  $M$  и постійному  $J$  рівняння руху ротора двигуна описується рівнянням:

$$M - M_c = j \frac{d\omega}{dt} = M_{\text{дин}}. \quad (*)$$

Звідки можна одержати рівняння перехідного процесу (ПП) при стрибкоподібному прикладенні напруги до ЕД. При пуску ПП має експонентний характер:



Час ПП залежить від електромеханічної сталої часу  $T_M$  МС. Однак при пусках, гальмуваннях і реверсах особлива увага приділяється проміжним координатам, які впливають на якість роботи РО, що приводиться в рух:

1. прискорення  $\frac{d\omega}{dt}$ , що визначає динамічні навантаження в механічній частині МС;

2.  $\frac{dM}{dt}$  – швидкість наростання моменту, що визначає величину «ривка» (механічного удару), сприйманого механічною частиною МС.

Ці параметри треба в РПГР обмежувати, тобто  $\frac{d\omega}{dt} \leq \varepsilon_{\max}$ ;  $\frac{dM}{dt} \leq \mu_{\max}$

3. Крім цього, звичайно ставиться задача забезпечення максимальної продуктивності роботи МС, що формує головний критерій керування: мінімальність часу ПП ( $t_{ПП} \rightarrow \min$ ).

4. У деяких випадках може враховуватися умова мінімуму втрат енергії за весь цикл РПГР.

а) для забезпечення максимальної швидкодії при  $\frac{d\omega}{dt} \leq \varepsilon_{\max}$  розв'язується рівняння (\*) у відношенні  $t$ . При цьому, щоб  $\frac{d\omega}{dt} = const \Rightarrow M = const$ .

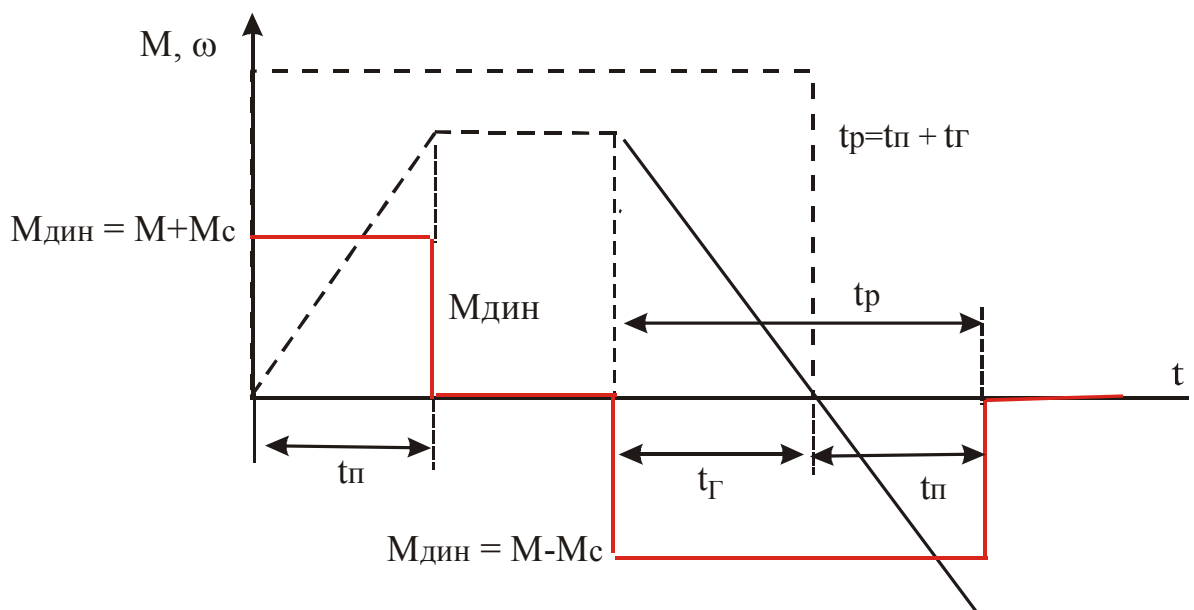
Для пуску

$$t_{\Pi} = \frac{j}{M - M_c} \int_0^{\omega_{\max}} d\omega = \frac{j \omega_{\max}}{M - M_c}.$$

Для гальмування

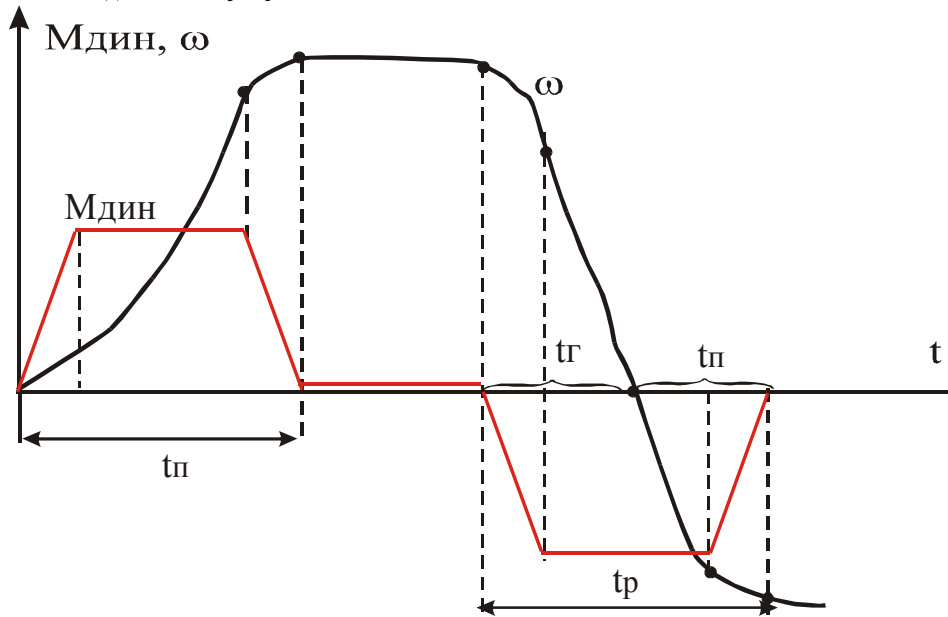
$$t_{\Gamma} = \frac{j}{M + M_c} \int_{\omega_{\max}}^0 d\omega = \frac{j \omega_{\max}}{M + M_c}.$$

Момент  $M - M_c$  і  $M + M_c$  повинні бути постійними щоб  $\frac{d\omega}{dt} \leq \varepsilon_{\max}$ :

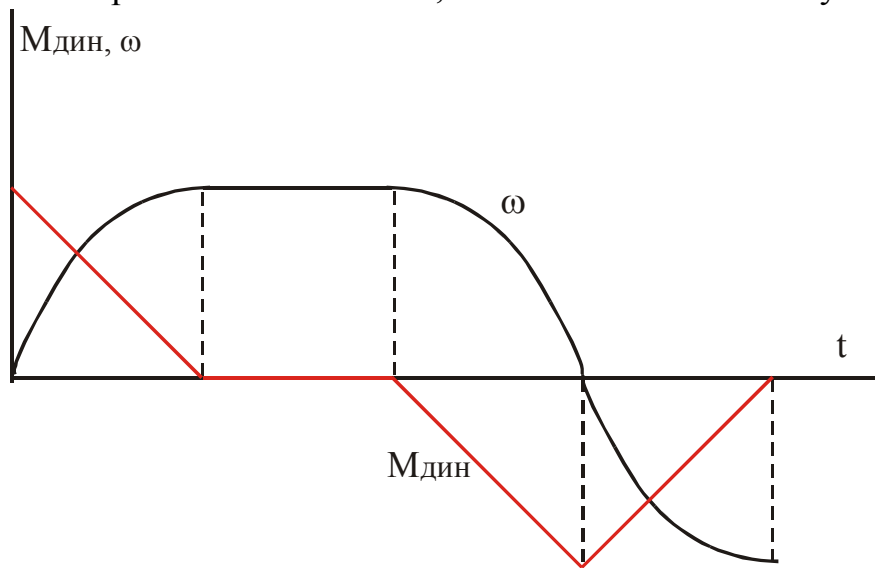


б) При забезпеченні max швидкодії й обмеження  $\frac{d\omega}{dt} \leq \varepsilon_{\max}$ ;  $\frac{dM}{dt} \leq \mu_{\max}$

поводження  $M_{\text{дин}}$  і  $\omega$  будуть мати інший вид:



в) при забезпеченні мінімуму втрат при РПГР швидкість повинна змінюватися за параболічним законом, а момент - по лінійному закону:

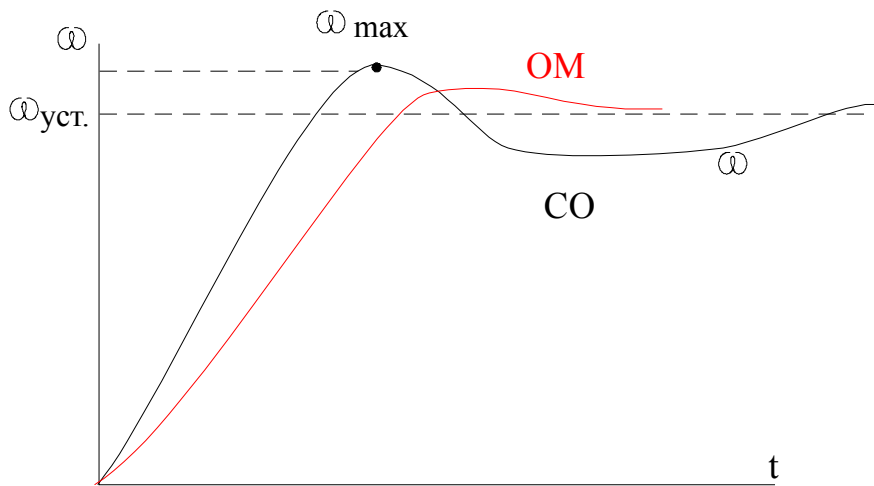


г) якщо обмежень немає, то звичайно МС працює в режимі, що забезпечується стандартним настроюванням системи керування. Є такі стандартні настройки:

- 1) настроювання на оптимум по модулю (ОМ);
- 2) настроювання на симетричний оптимум (СО).

У першому випадку швидкість може змінюватися з перерегулюванням  $\sigma = 4 - 10\%$ , а час  $t_{\text{пн}}$  буде min, де

$$\sigma = \frac{\omega_{\max} - \omega_{\text{уст}}}{\omega_{\text{уст}}} 100\% :$$



Для керування РПГР застосовують в основному керування з від'ємним зворотним зв'язком (ВЗЗ) по моменту  $M$ .

### Режим регулювання та стабілізації (РРС)

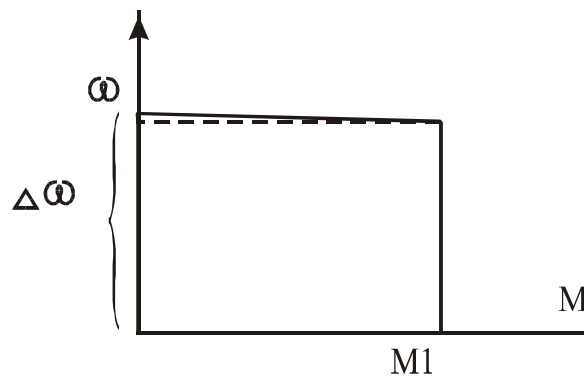
В основному в МС передбачається регулювання швидкості за заданим законом і підтримка її постійною, якщо сигнал завдання не змінюється. Іноді зустрічається й регулювання моменту з його стабілізацією (волочильні й прокатні стани, накопичувачі на магнітній стрічці і т.п.).

Основний показник цього режиму - точність регулювання, що характеризується помилкою регулювання (статичною):

$$\Delta\omega_{ст} = \omega_{зад} - \omega_{уст};$$

$$\Delta M_{ст} = M_{зад} - M_{уст}$$

Стабілізація моменту здійснюється в МС шляхом формування штучної механічної характеристики із жорсткістю, що дорівнює 0, в окремому діапазоні  $\Delta\omega$



Видно, що для діапазону  $\omega = (0 \leftrightarrow \Delta\omega)$  момент  $M=M1$ .

Статичні системи працюють при  $\Delta\omega_{ст} \neq 0$ , а астатичні при  $\Delta\omega=0$ ,  $\Delta M=0$

При регулюванні швидкості МС оцінюється наступними параметрами:

1) діапазон регулювання  $D = \frac{\omega_{max}}{\omega_{min}}$ .

Для прокатного стану  $D= 20-50$ .

Для верстатів  $D=$  від 3-4 до 10000.

Для машини по виготовленню паперу  $D=20$ .

2) напрямок регулювання:

- ввєрх від  $\omega_{НОМ}$  ;
- вниз від  $\omega_{НОМ}$  ;
- двохзонне.

3) плавність регулювання (через коефіцієнт регулювання)

$$\kappa_{рег} = \frac{\omega_i}{\omega_i - \omega_{i-1}},$$

де  $\omega_i, \omega_{i-1}$  дискретні значення швидкості, що стоять поруч.

4) точність регулювання

5) економічність регулювання через середньозважений коефіцієнт корисної дії (ККД) і середньозважений  $\cos \varphi$  :

$$\eta_{св} = \frac{\sum_{i=1}^n p_{ri} t_i}{\sum_{i=1}^n (p_{1i} + p_{2i}) t_i},$$

де  $p_{1i}, p_{2i}$  - вхідна корисна потужність і втрати на  $i$ -тій швидкості;

$$\cos \varphi_{cd} = \frac{\sum_1^n p_i t_i}{\sum_1^n \sqrt{(p_i^2 + Q_i^2)} t_i},$$

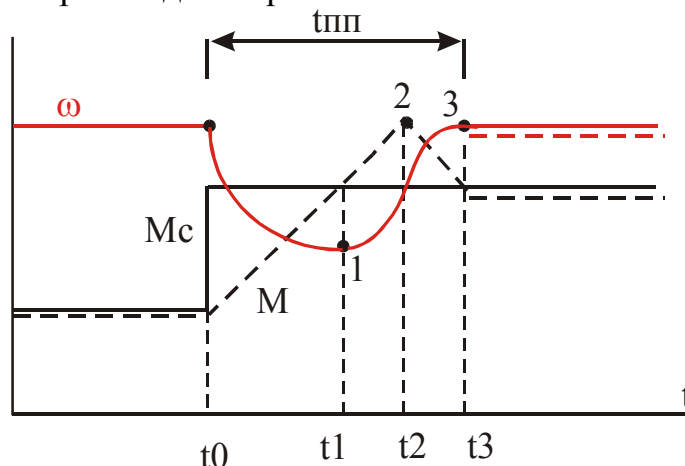
де  $p_i, Q_i$  - активне й реактивне споживання потужності на  $i$ -тій швидкості.

б) припустиме навантаження ЕД.

При роботі МС у режимі регулювання та стабілізації також спостерігаються перехідні процеси, пов'язані з:

- 1) стрибкоподібною зміною впливу, що задає;
- 2) накиданням і скиданням Мс.

Перші ми вже розглядали при РПГР. Розглянемо вплив Мс:



Накидання Мс викликає зменшення швидкості, на що система реагує підвищенням М двигуна. Швидкість відновлюється при новій рівності  $M = M_c$ .

Для статичної характеристики системи нове значення швидкості буде меншим попереднього встановленого значення (пунктир червоний).

Для реалізації керування цим режимом застосовують загальновідомі способи керування:

- по відхиленню (з ВЗЗ по швидкості);
- по збурюванню (з додатнім зворотним зв'язком по  $M_c$ );
- комбінований.

### Режим стеження (РС)

Звичайно такий режим зустрічається в МС для регулювання положення вихідного валу або РО. При цьому вплив, що задає,  $g$  може змінюватися в часі довільним чином, або встановлюватися на якийсь час постійним. І в тому і в іншому випадку заздалегідь невідомі значення, що прийматиме  $g$ . Розділяють:

- 1) системи відтворення руху ( $g=g(t)$ );
- 2) системи точного позиціонування ( $g[nT]=const$ ).

В обох випадках для підвищення точності роботи МС вводиться зворотний зв'язок по положенню (кутовому або лінійному).

### Системи відтворення руху

Основна вимога: висока точність при відтворенні руху.

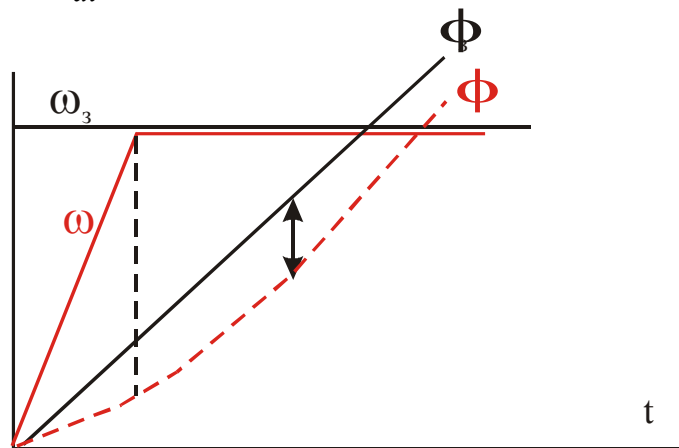
Основним збурюванням є вплив, що задає. Нехай потрібно відтворити кутове переміщення, що змінюється лінійно у часі:

$$\varphi_p = kt,$$

тобто

$$g(t) = kt = \varphi_p(t)$$

При цьому  $\omega_p = \frac{d\varphi_p}{dt} = k = const$



У результаті перехідних процесів швидкість вихідного валу МС не може досягти максимального значення миттєво. Розгін іде за законами, визначених у попередніх режимах (при обмеженні  $\frac{d\omega}{dt}$ ). Через запізнювання  $\omega = f(t)$

відбувається відставання по положенню  $\varphi = f(t)$ , що виливається в помилку системи по положенню:

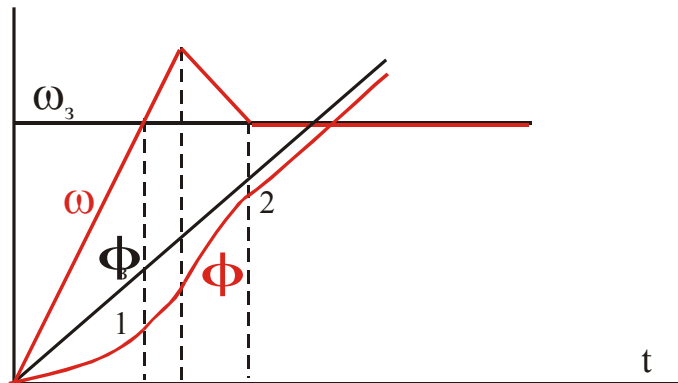
$$\delta = \varphi_3 - \varphi = \Delta\omega_3,$$

де  $D$  – добротність по швидкості,  $\Delta\omega_3$  - стрибок швидкості;

$$D = \frac{\Delta\omega_{\max}}{\delta_{\max}}; \delta_{\max} = \frac{\Delta\omega_{\max}}{D} = \frac{\omega_3 - \omega}{D},$$

тобто показує зв'язок між максимальною помилкою й максимальним стрибком швидкості на вході.

В даній МС перерегулювання по положенню неприпустимо, проте по швидкості його можна застосувати. Тому бажана діаграма розгону буде такою:

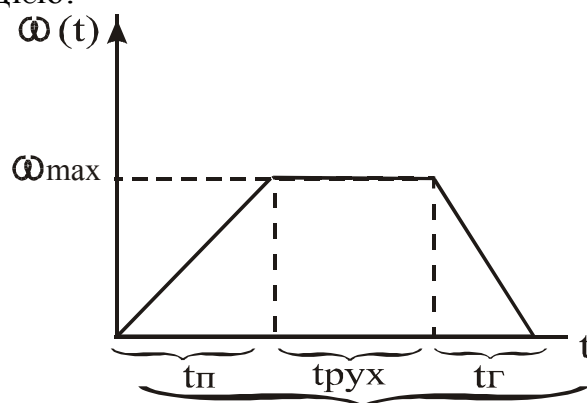


Видно, що на ділянці 1-2 за рахунок введеного перерегулювання по швидкості вихідний вал доганяє завдання й скорочує помилку до мінімуму.

У цьому випадку ми жертвуємо швидкодією (ПП швидкості йде далі), але виграємо в точності відтворення переміщень у часі.

### Системи точного позиціонування

При точному позиціонуванні ставиться задача обробки завдання із заданою точністю за мінімальний час циклу. Циклом називається проміжок часу від моменту пуску до моменту зупинки. У загальному випадку тахограма циклу при обмеженні на максимальне значення швидкості зображується трапецією:



Час пуску  $t_n$  і гальмування  $t_r$  ми вже знаходили в РПГР. Вони звичайно не рівні один одному:  $t_n > t_r$ . Однак при малому  $M_c$  справедлива приблизна рівність  $t_n \approx t_r$ .

Площа під трапецією дорівнює куту повороту валу  $\varphi = \int_0^{t_u} \omega(t) dt$ .

Знайдемо  $t_u$  при обробці завдання  $\varphi = \varphi_3$ .

$$t_u = \frac{\omega_{\max}}{\omega'} + \frac{\varphi_3}{\omega_{\max}}$$

Беремо похідну по  $\omega$ :

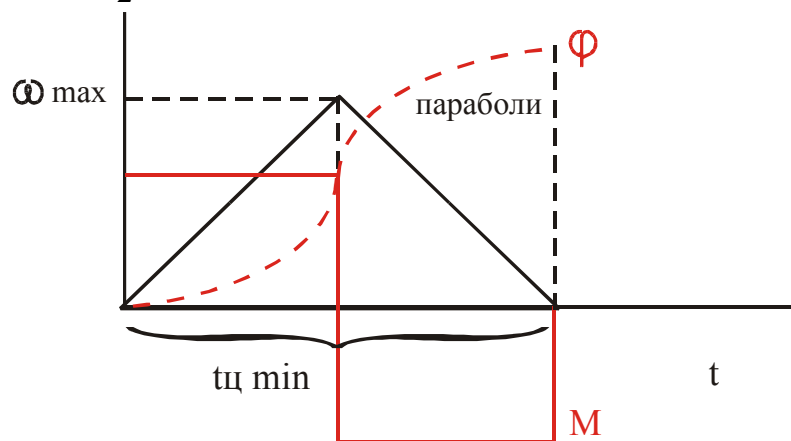
$$\begin{aligned} \omega''_{\max} &= 0; \\ \frac{dt_u}{d\omega_{\max}} &= \frac{1}{\omega'} - \frac{\varphi_3}{\omega_{\max}^2} = 0 \end{aligned}$$

Тоді умова мінімуму  $t_u : \omega_{\max} = \sqrt{\varphi_3 \omega'}$ .

Сам час виконання циклу:

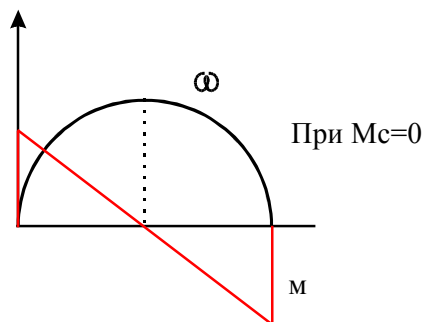
$$t_{u_{\min}} = \frac{\sqrt{\varphi_3 \omega'}}{\omega'} + \frac{\varphi_3}{\sqrt{\varphi_3 \omega'}} = \sqrt{\frac{\varphi_3}{\omega'}} + \sqrt{\frac{\varphi_3}{\omega'}} = 2\sqrt{\frac{\varphi_3}{\omega'}} = 2\sqrt{\frac{\varphi_3 \varphi_3}{\omega' \varphi_3}} = 2\frac{\varphi_3}{\omega_{\max}}$$

Видно, що  $\varphi_3 = \frac{\omega_{\max} t_{u_{\min}}}{2}$ , тобто це площа трикутної тахограми:



Якщо  $M_c$  не дозволяє формувати трикутний закон зміни для великих  $\omega_{\max}$ , то треба його робити у вигляді трапеції, але з короткою верхньою вершиною.

При мінімізації енергетичних втрат за цикл позионування, треба щоб  $\omega = f(t)$  змінювалася по параболі, а  $M$  – за лінійним законом:





Реальна МС повинна виконувати поставлену перед нею задачу із заданими якісними показниками. Ці якісні показники роботи МС у статичному й динамічному режимах забезпечуються системою керування (регуляторами). Алгоритм роботи регуляторів будується так, щоб по можливості максимально компенсувати (послабити) дію збурень на регульований параметр і на якість регулювання. Проведемо огляд і аналіз основних факторів реальної МС, що збурюють і впливають на її роботу.

### 1. Інерційність механічних, електромагнітних й теплових процесів.

З фізичної точки зору інерційність викликана поступовим характером накопичування й віддачі енергії. Розділення на механічні і електромеханічні процеси умовно, тому що йде єдиний електромеханічний процес

Теплові перехідні процеси (ТПП) ураховують окремо, тому що вони йдуть повільніше. Але в окремих випадках (малоінерційні ЕД) різкі стрибки великих струмів викликають різке підвищення температури, і тому треба враховувати ТПП.

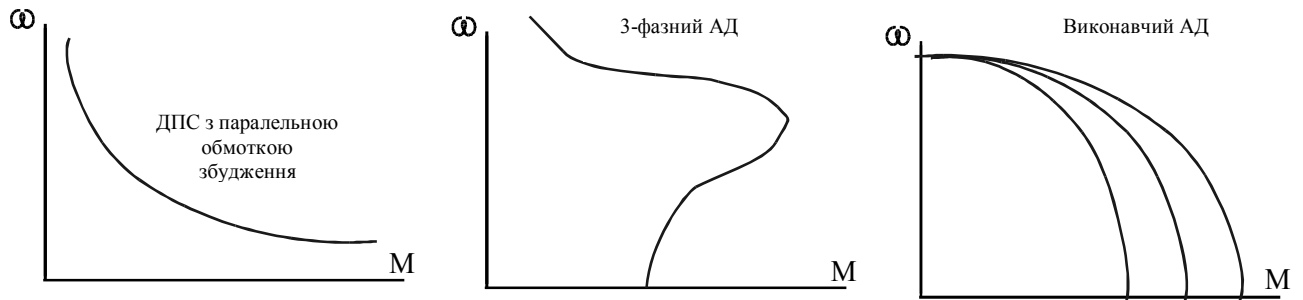
Інерційність механічних процесів оцінюється електромеханічною сталою часу  $T_m$ . Інерційність електромеханічних процесів – електромагнітною сталою часу  $T_e$ . Якщо  $T_m \gg T_e$ , то перехідний процес стає механічним, якщо ж  $T_m \approx T_e$ , то перехідний процес стає електромеханічним.

$T_e$  звичайно враховують в МС із двигунами постійного струму (ДПС). В ЕП з асинхронними двигунами (3-х фазними й 2-х фазними АД)  $T_e$  не враховується, тому перехідний процес закінчується зазвичай за 1 період коливань.

### 2. Нелінійність статичних характеристик перетворювального пристрою (ПП) й ЕД.

ПП характеризується регульовальною характеристикою. Це зв'язок вихідного сигналу, що подається на ЕД, і керуючого сигналу. Так, якщо ПП – тиристорний керований випрямляч, то  $U_{\text{вих}} = \kappa U_m \cos \alpha$ . Вигляд характеристики залежить від схеми й режиму роботи такого ПП. У режимі переривчастих струмів регульовальна характеристика ще більше спотворюється

ЕД мають в основному нелінійні механічні характеристики:

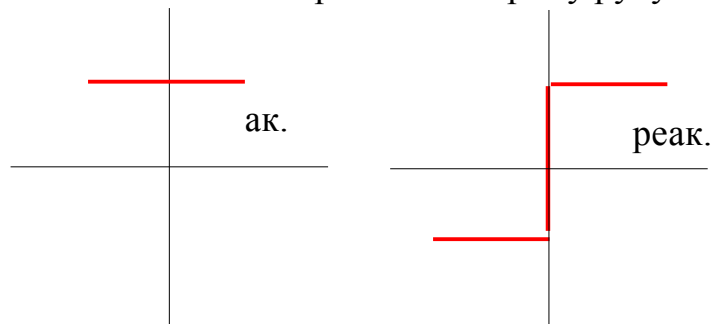


### 3. Несталість Мс механічної частини.

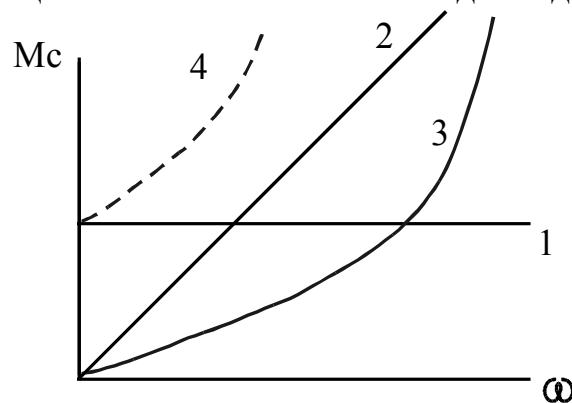
Мс поділяють на:

- реактивні (звичайно за рахунок сил тертя);
- активні (потенційні) - за рахунок сил ваги, деформацій.

Реактивні змінюють значення при зміні напрямку руху



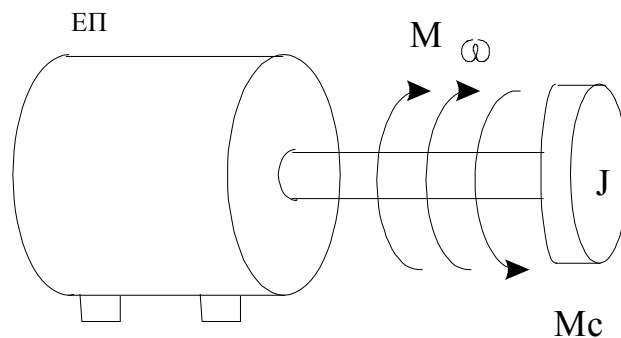
Крім цього Мс може залежати від швидкості обертання:



- 1 - сухое трение, резка металла, дерева
- 2 - момент на валу генератора
- 3 - вентиляторный момент
- 4 - смесь 1+3

### 4. Несталість моменту інерції й динамічного моменту обертових частин.

Дотепер ми користувалися простою, так називаною, одно-масовою розрахунковою схемою МС:



У реальності механічна частина МС набагато складніша. Вона включає всі зв'язані маси, що рухаються, - електродвигуна, механічного передавального пристрою, виконавчого механізму, які при цьому обертаються з різними швидкостями. Для розрахунку всі параметри механічної частини приводяться до однієї швидкості, наприклад, швидкості ротора двигуна.

Умовою приведення є закон збереження енергії.

Для обертової маси повинна дотримуватися умова збереження кінематичної енергії:

$$W_k(\omega) = W_{ki}(\omega_i);$$

$$J \frac{\omega^2}{2} = J_i \frac{\omega_i^2}{2}; \Rightarrow J = J_i \frac{\omega_i^2}{\omega^2} = \frac{J_i}{i^2}.$$

Для моменту опору повинна дотримуватися умова збереження затрачуваної потужності:

$$M_c \omega = M_{ci} \omega_i;$$

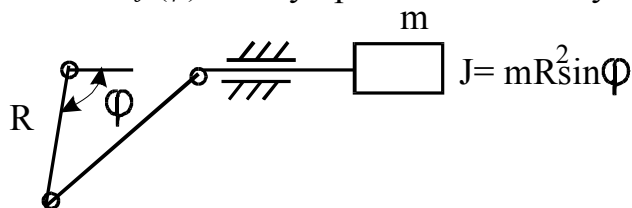
$$M_c = \frac{M_{ci} \omega_i}{\omega} = \frac{M_{ci}}{i}.$$

Для динамічних моментів і сил, які діють у перехідних режимах, - умова збереження затрачуваної потужності:

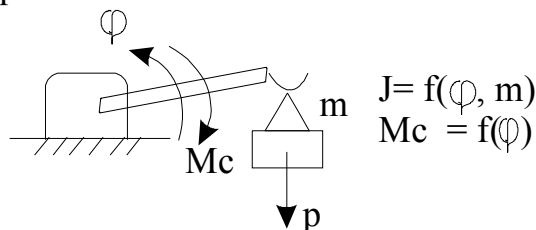
$$M_{дин} \omega = M_{динi} \omega_i$$

$$M_{дин} \omega = M_{динi} \frac{\omega_i}{\omega} = \frac{M_{динi}}{i}$$

У ряді механізмів  $J = f(\varphi)$ . Так у кривошипно-шатунному механізмі:



У промисловому роботі:



Тоді рівняння руху буде

$$M - M_c(\varphi) = j(\varphi) \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega^2}{2} \frac{dj(\varphi)}{d\varphi}$$

Тобто це вже нелінійне диференціальне рівняння.

### 5. Пружні деформації в кінематичних передачах.

Механічна частина МС в загальному випадку містить елементи кінцевої жорсткості. Жорсткість передачі характеризується коефіцієнтом жорсткості:

$$c = \frac{M}{\Delta\varphi} \text{ - при крутінні; } c = \frac{F}{\Delta L} \text{ - при розтяганні}$$

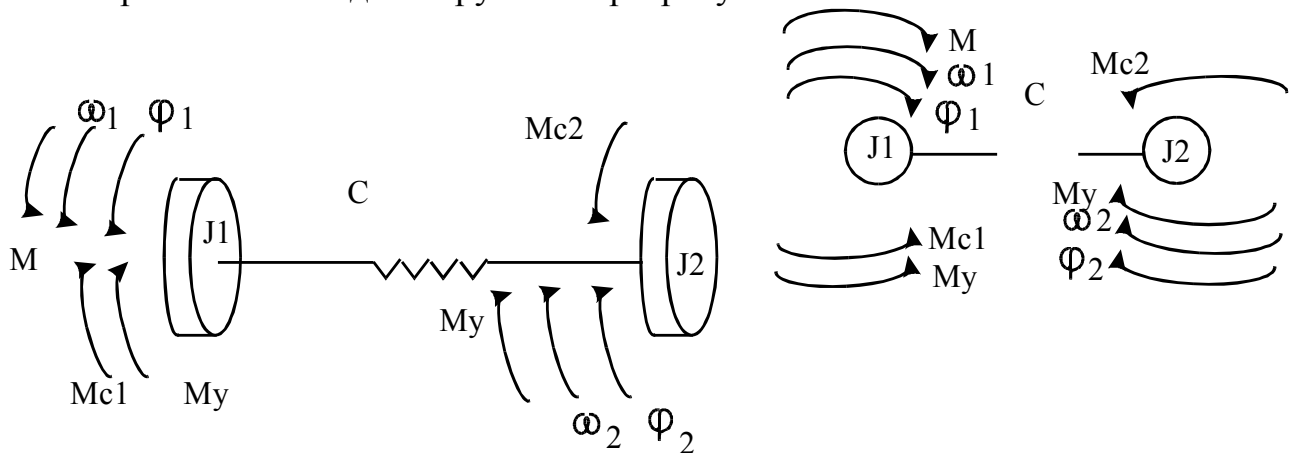
Коефіцієнти жорсткості теж приводять до валу ЕД з умови збереження потенційної енергії деформації  $W_{\text{п}} = W_{\text{п}i}$ :

$$\frac{c\Delta\varphi^2}{2} = \frac{c_i\Delta\varphi_i^2}{2}$$

$$c = \frac{c_i\Delta\varphi_i^2}{\Delta\varphi^2} = \frac{c_i}{i^2}$$

Для лінійних переміщень  $\frac{c\Delta\varphi^2}{2} = \frac{c_i\Delta L_i^2}{2}$ ,  $c = c_i\beta^2$

При наявності однієї пружності розрахункова схема стає 2-масовою:



В  $J_1$  входять маси ротора двигуна і всіх рухомих частин МС до пружності.

В  $J_2$  входить маса виконавчого механізму і всіх рухомих частин МС після пружності.

У загальному випадку  $\omega_1 \neq \omega_2$ ;  $\varphi_1 \neq \varphi_2$

Рух у такій системі складніший, в основному коливального характеру, пов'язаним з обміном енергією між  $J_1$  і  $J_2$ . Можливий механічний резонанс.

Рівняння, що описують рух, складають систему:

$$M - M_y - M_{c1} = j_1 \frac{d\omega_1}{dt} = j_1 \frac{d^2\varphi_1}{dt^2}$$

$$M_y - M_{c2} = j_2 \frac{d\omega_2}{dt} = j_2 \frac{d^2\varphi_2}{dt^2}$$

$$M_y = c(\varphi_1 - \varphi_2)$$

Тут же враховуються моменти швидкісного тертя  $M_{m_p} = f(\omega)$  й пружні моменти, викликані дисипативними силами  $M_{y_\omega} = c_\omega(\omega_1 - \omega_2)$ .

Тобто у такій системі можливі більш сильні коливання ніж у реальній системі, де є природне демпфірування.

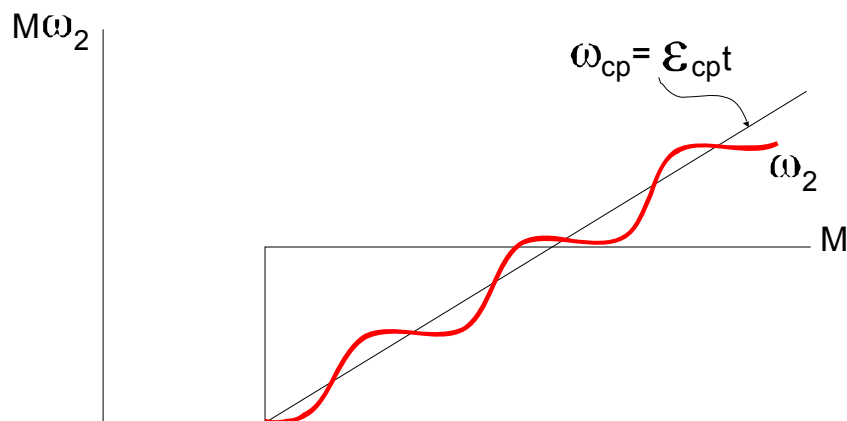
Передавальна функція механічної частини із пружністю така:

$$W_{mч}(p) = \frac{\omega_2(p)}{M(p)} = \frac{1}{(J_1 + J_2)p} \cdot \frac{1}{(1/\Omega_{12}^2)p^2 + 1}$$

де  $\Omega_{12} = \sqrt{\frac{c(J_1 + J_2)}{J_1 J_2}}$  - резонансна частота механічної системи.

Видно, що механічна частина по керуючому впливу являє собою послідовне з'єднання ланки, що інтегрує, й консервативної ланки. При  $c \rightarrow \infty$  ми переходимо до інтегруючого елемента. При  $J_1 \gg J_2$  -

$\Omega_{12} = \sqrt{\frac{c(J_1 + J_2)}{J_1 J_2}} \approx \sqrt{\frac{c}{J_2}} \uparrow$ , тобто в низькочастотній і середньочастотній областях механічна частина поводить як абсолютно жорстка.

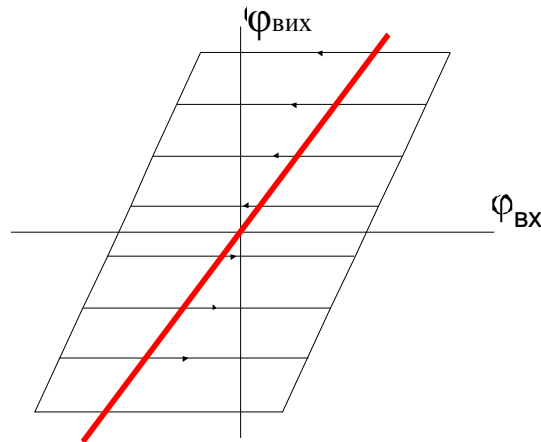


Якщо врахувати дисипативні сили типу грузлого тертя, то коливання  $\omega$  загасають. Але природне загасання невелике. Коефіцієнт демпфірування  $\lambda = 0,1 \div 0,3$ . За час загасання відбувається 10-30 коливань  $\omega_2$ .

Динамічні коливальні процеси в середньому не впливають на тривалість перехідного процесу (пуску, гальмування чи реверсу), однак у багатьох випадках погіршують умову виконання технологічних операцій, особливо по точності роботи установки. Крім того підвищують динамічні навантаження в передачах, що збільшує їхнє зношування.

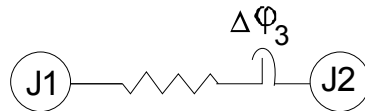
## 6. Неточності механічних передач.

Вони в основному визначаються несталістю передавального числа  $i$  за час повороту валу ЕД і наявністю зазорів (люфтів) у кінематичній схемі. Статична характеристика «вхід-вихід» вузла з люфтом має гістерезис:



1. При вибірці зазору ланцюг керування тимчасово розімкнутий.
2. Виникають динамічні навантаження при зіткненні механічних частин після вибірки зазору.
3. Неточність позиціонування якщо зворотний зв'язок йде із виходу ЕД, а не з виходу ВМ.
4. Можливі автоколивання в системі.

Розрахункова схема при наявності зазору така:



Зазор теж приводиться до валу ЕД за формулами:

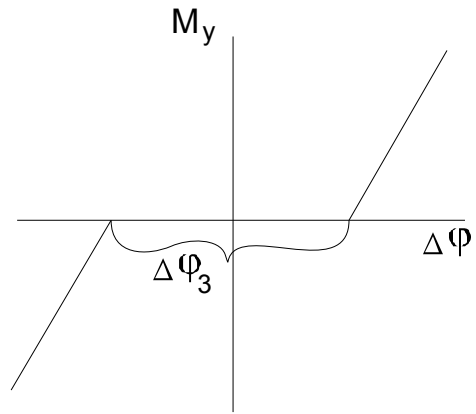
$$\Delta\varphi_3 = \Delta\varphi_i \cdot i - \text{(для кутового зазору);}$$

$$\Delta\varphi_3 = \frac{\delta}{\rho} - \text{для лінійного зазору.}$$

В рівнянні, що описує рух МС, зазор урахується в моменті пружності  $M_y$ :

$$M_y = c(\varphi_1 - \varphi_2 \mp \Delta\varphi_3 / 2) \text{ при } |\varphi_1 - \varphi_2| > \frac{\Delta\varphi_3}{2}$$

$$M_y = 0; \text{ при } |\varphi_1 - \varphi_2| < \frac{\Delta\varphi_3}{2}$$



Тобто рівняння руху з урахуванням зазору в механічній частині стає істотно нелінійними і його рішенням звичайно здійснюється чисельними методами на ЕОМ.

## Модуль 2

### Цифрова реалізація системи управління МС (як СРС)

Ступінь проникнення цифрових методів обробки інформації в МС залежить від задач, що вони виконують. На рисунку 1 наведені можливі структури МС із цифровими контурами управління.

Рисунок 1, *а* відображає структуру МС, що використовує в цифровому вигляді тільки сигнали завдання. При цьому з'являється можливість формування завдання узгодженого руху декількох координат робочого органу, істотно збільшується точність сигналів завдання. Така система може забезпечувати виконання вимог по динаміці, що висувають механізми і робочий орган системи. Крім того, виникає можливість наочної індикації впливів, що задають.

Перехід до цифрових методів зняття інформації про стан об'єкта (електромеханічної частини системи) і порівняння сигналів завдання і зворотного зв'язку (рисунки 1, *б*) дозволяє значно підвищити точність регулювання в цілому. При цьому виникає найпростіший вид регулятора – пропорційний, що працює по відхиленню. Інші функції регулювання, що забезпечують швидку і точну роботу виконавчих органів, здійснюються в аналогових регуляторах. Зняття інформації про стан об'єкта в цифровому вигляді дозволяє здійснити індикацію положення робочого органу і його відхилення від завдання. Крім того, з'являється можливість компенсації кінематичних похибок механічної частини системи.

На рисунках 1, *в* та *г* наведені структурні схеми, що цілком реалізують у цифровому вигляді всі необхідні для роботи системи функції (системи прямого цифрового управління). Цифро-аналогові перетворювачі встановлюються або безпосередньо перед виконавчим органом (рисунки 1, *в*), або замінюються самим виконавчим органом (рисунки 1, *г*). В електромеханічних МС як виконавчий орган застосовуються електродвигуни, що живляться від силових перетворювачів.



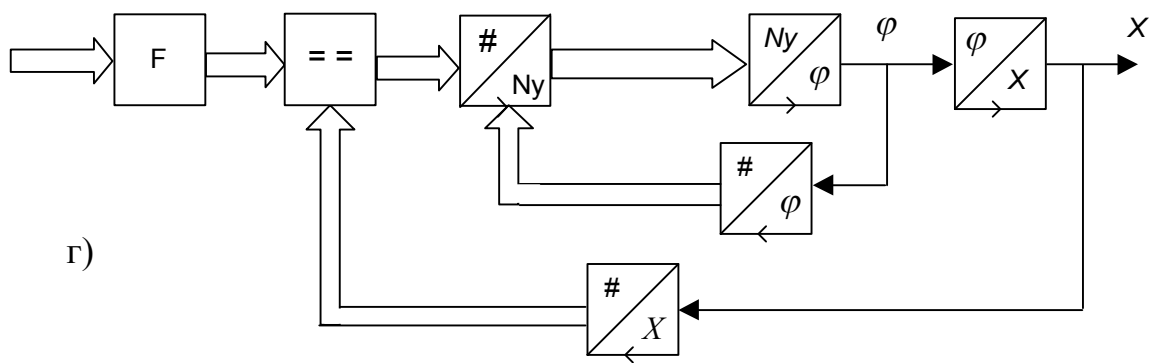
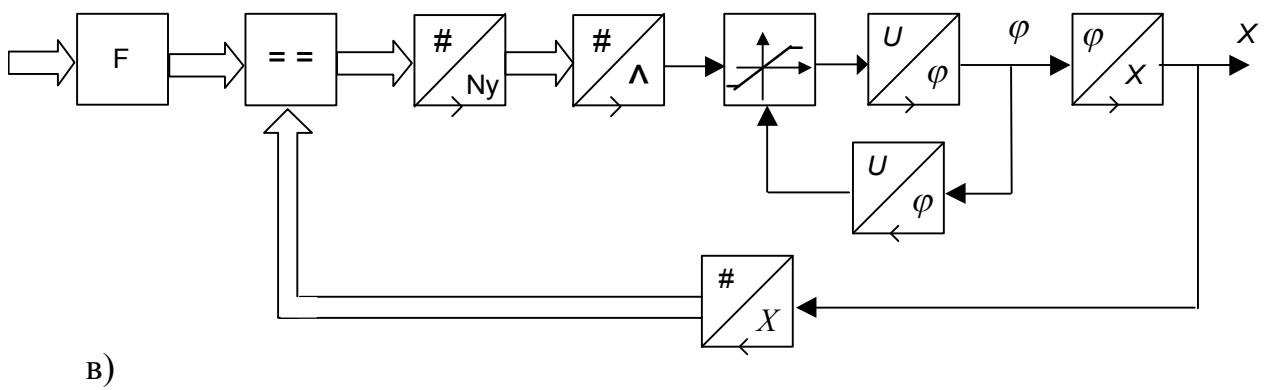
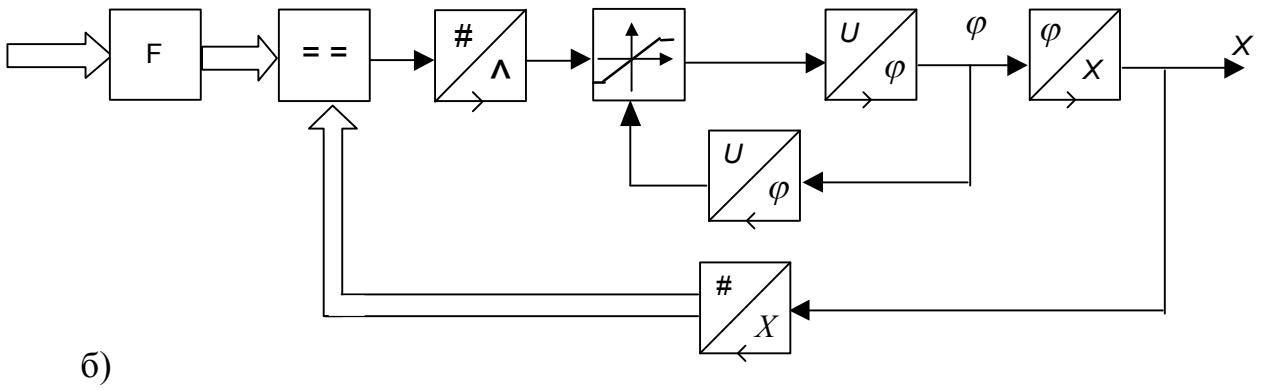
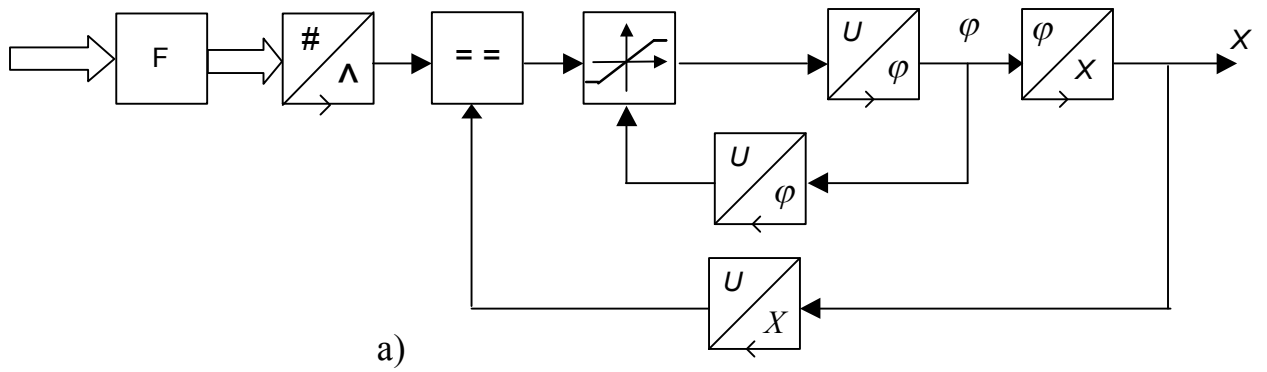


Рисунок 1 – Структурні схеми мехатронних систем з цифровим управлінням

Як правило, ці перетворювачі в сучасних МС мають дискретну дію і легко узгоджуються з цифровими керуючими пристроями.

Аналіз структурних схем МС, що приведені вище, показує, що для реалізації простих МС найбільше підходить система на рисунку 1.1, б. Вона дозволяє використовувати методи цифрової компенсації похибок механічної системи, тому що побудована на принципі збору й обробки цифрової інформації про об'єкт. Крім того, вона передбачає використання внутрішніх аналогових контурів управління швидкоплинними процесами в системі, наприклад, зміни струму електродвигуна. Така реалізація технічно більш проста, тому що аналогова техніка має більшу швидкодію, ніж цифрова.

Якщо треба реалізовувати структуру на рисунку 1, з, то для управління внутрішніми контурами необхідно використовувати дуже швидкодіючий мікропроцесор (мікроконтролер), а це дуже ускладнює систему і збільшує її вартість.

## АЛГОРИТМИ РЕАЛЬНИХ МЕХАТРОННИХ СИСТЕМ

Всі алгоритми, по яких працюють реальні цифрові електромеханічні системи, можна розділити на:

- алгоритм формування впливу, що задає;
- алгоритм керування електроприводом (ЕП);
- алгоритм керування технологічним устаткуванням;
- алгоритм реалізації експлуатаційних функцій;
- алгоритм організації й координування обчислювальних процесів у системі приводів.

Розглянемо перші два як ті, що безпосередньо відносяться до МС.

### Алгоритм формування впливу, що задає

Одним з головних особливостей даного алгоритму є урахування динамічних властивостей контуру положення й пристосування до них впливів, що задають, шляхом формування відповідних діаграм швидкості й прискорення, а також введення компенсуючих сигналів по заданій швидкості й прискоренню (попереднє викривлення завдання).

Точність формування сигналів завдання й забезпечення необхідної динаміки ЕП багато в чому визначають показники МС у цілому.

Алгоритм виконує дві основні функції:

- інтерполяцію;
- формування необхідної діаграми швидкості й прискорення.

Розглянемо конкретний приклад такого алгоритму. Нехай необхідно відтворювати рух з постійним прискоренням  $a$  по прямій траєкторії, розташованій в площині  $XOY$ .

Пряма траєкторія виходить із початку координат і йде до т. К ( $x_k, y_k$ ). Для цього необхідний 2-координатний ЕП. Візьмемо одну координату.

Пройдений робочим органом МС в процесі руху шлях буде при цьому дорівнювати:

$$S(t) = \frac{V(0) + V(t)}{2} t = \frac{V(0) + V(0) + at}{2} t$$

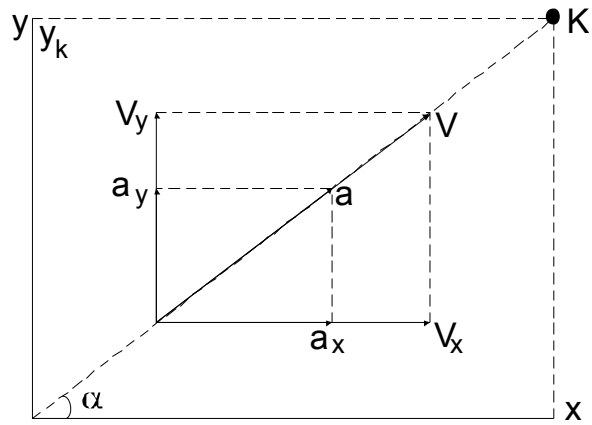
$$\text{при } V(0) = 0 \Rightarrow S(t) = \frac{at^2}{2}$$

Тому завдання по координаті  $X$  повинне змінюватися за часом за таким законом:

$$x(t) = a \cos \alpha \frac{t^2}{2}$$

$$\text{где } \cos \alpha = \frac{x_k - x_0}{\sqrt{x_k^2 + y_k^2}} = \frac{x_k}{S}$$

де  $S$  – загальна довжина шляху;



Для цифрового регулятора завдання являє собою гратчасту функцію  $x[nT]$ , одержувану з  $x(t)$  для моментів часу  $n$ .

Тоді регулятор на кожному черговому періоді  $T$  повинен розраховувати завдання для наступного періоду, тобто виконувати інтерполяцію.

Знайдемо функцію інтерполяцію для нашого випадку.

Розкладемо  $x(t)$  у ряд Тейлора. Тоді нескінченно малі збільшення  $\Delta x$  будуть:

$$\Delta x(\Delta t) = \sum_{i=1}^{\infty} \frac{d^i x}{dt^i} \cdot \frac{(\Delta t)^i}{i!}$$

Далі  $\Delta t$  варто замінити на  $T$  (період роботи мікро-ЕОМ).

Завдання для наступного  $T$  можна розрахувати як

$$x(t + T) = x(t) + \Delta x(T)$$

Підставимо замість  $x(t)$  її вираз  $x(t) = a \cos \alpha \frac{t^2}{2}$

$$x(t + T) = a \cos \alpha \frac{t^2}{2} + at \cos \alpha T + a \cos \alpha \frac{T^2}{2}$$

Перейдемо до гратчастої функції:

$$x[nT + T] = a \cos \alpha \frac{(nT)^2}{2} + a \cos \alpha T \cdot nT + a \cos \alpha \frac{T^2}{2} =$$

$$a \cos \alpha T^2 \left( \frac{n^2}{2} + n + \frac{1}{2} \right) = a \cos \alpha T^2 \frac{(n+1)^2}{2} = A(n+1)^2$$

де

$$A = \frac{1}{2} a \cos \alpha T^2 = \text{const.}$$

Тут алгоритм інтерполяції передбачає зведення номера чергового періоду дискретизації у квадрат. Щоб уникнути цього, можна одержати алгоритм інтерполяції у вигляді:

$$x[nT + T] = x[nT] + a \cos \alpha nT^2 + \frac{1}{2} a \cos \alpha T^2 = x[nT] + \frac{1}{2} a \cos \alpha T^2$$

$$(2n + 1) = x[nT] + A(2n + 1)$$

Тобто до попереднього завдання треба додати добуток постійної величини  $A$  на число  $n+n+1$ , тобто суму номера поточного й наступного періодів.

У випадку більш складної траєкторії, наприклад окружності, час циклу інтерполяції буде залежати від заданої траєкторної швидкості. Так для традиційних методів інтерполяції (методи Карибського або Гросмана) при  $V_3=2,4$  м/ хв. і кроці інтерполяції по координаті  $\Delta=10^{-6}$  м, час періоду інтерполяції повинне бути дуже коротким  $\approx 20 \div 35$  мкс .

### Алгоритми управління електроприводом (ЕП)

Ці алгоритми виконують наступні основні функції:

1) одержання й обробка інформації з датчиків положення й швидкості з компенсацією статичних похибок кінематичних ланок і динамічних похибок, викликаних дискретним представленням інформації управління.

2) реалізація законів управління, що враховують неідеальність механічної частини ЕП: пружність, зазор, сухе тертя й т.д.

Розглянемо другу функцію алгоритмів управління. Існує два методи представлення цифрових алгоритмів

- частотний в  $Z$ -області;
- простір станів.

При першому способі за основу береться бажаний аналоговий регулятор-прототип і на його основі шляхом дискретизації за рівнем і часом одержують передавальну функцію (ПФ) цифрового регулятора з мінімальними викривленнями її характеристик. Для переходу від безперервної ПФ у зображенні Лапласа до дискретної ПФ в  $Z$ -зображенні служить стандартне  $Z$ -перетворення. Найпростіші лінійні закони можна одержати іншим шляхом.

#### Реалізація лінійних законів

Нехай необхідно реалізувати ПІД-регулятор положення в цифровій формі . Його безперервна ПФ має вигляд

$$W_{\text{ндо}}(p) = W_n(p) + W_u(p) + W_y(p) + K + \frac{1}{T_u p} + T_g p .$$

При білінійному перетворенні оператор Лапласу « $p$ » замінюється на вираз  $\frac{1-Z^{-1}}{T}$ . Тоді дискретна ПФ у  $Z$ -зображенні буде

$$W_{\text{ндо}}(z) = K + \frac{T}{T_n(1-z^{-1})} + \frac{T_g}{T}(1-z^{-1}).$$

Після нескладних перетворень одержимо

$$W_{\text{ндо}}(z) = \frac{a_2 z^{-2} + a_1 z^{-1} + a_0}{1-z^{-1}} .$$

Де оператор  $z^{-1}$  означає затримку у часі на  $i$  тактів (тобто попередні значення величин)

$$a_2 = \frac{T_g}{T}; a_1 = -(K - 2 \frac{T_g}{T})$$

$$a_0 = K + \frac{T}{T_u} + \frac{T_y}{T}$$

Можна одержати дискретні ПФ і іншим способом.

Для пропорційної динамічної ланки:

$$y(t) = Kx(t);$$

$$y(n) = Kx(n);$$

$$y(z) = Kx(z).$$

Тоді

$$W_n(z) = \frac{y(z)}{x(z)} = K.$$

Для динамічної ланки, що інтегрує:

$$y(t) = \frac{1}{T_u} \int_0^t x(t) dt$$

$$y(nT) = \frac{1}{T_u} \sum_1^n x[iT]T = \frac{1}{T_u} \sum_1^{n-1} x[iT]T + \frac{x[nT]T}{T_u} = y[(n-1)T] + X[nT] \frac{T}{T_u}$$

$$y(z) = y(z)z^{-1} + x(z) \frac{T}{T_u}$$

$$W(z) = \frac{y(z)}{x(z)} = \frac{T}{T_u} \cdot \frac{1}{1-z^{-1}}$$

Для динамічної ланки, що диференціює:

$$y(t) = T_y \frac{dx(t)}{dt};$$

$$y[nT] = T_y \frac{x[nT] - x[(n-1)T]}{T};$$

$$W_y(z) = \frac{y(z)}{z(x)} = \frac{T_y}{T} (1 - z^{-1})$$

Після одержання бажаної ПФ цифрового регулятора вирішується проблема мінімальної реалізації цієї ПФ за допомогою цифрового алгоритму.

Для цього дискретну ПФ можна представити трьома способами:

- у безпосередній формі;
- у канонічній формі;
- у паралельній формі.

Перша передбачає звичайний вигляд дискретної ПФ  $W(z)$  у вигляді дробі (відношення поліному чисельника до поліному знаменника).

Друга зображує дискретну ПФ  $W(z)$  у вигляді двох послідовних ланок  $W_1(z)$  та  $W_2(z)$ , де

$$W_1(z) = (a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_m z^{-m}) - \text{чисельник } W(z),$$

$$W_2(z) = (1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_n z^{-n})^{-1} - \text{утворюється зі знаменника } W(z).$$

Третя форма представляє дискретну ПФ у вигляді паралельного з'єднання ланок із ПФ виду

$$W_j(z) = \frac{\gamma_i}{1 + \beta_\gamma z^{-1}},$$

де  $\gamma_1, \beta_\gamma$  - коефіцієнти розкладання вихідної дискретної ПФ  $W(z)$  у ряд.

Візьмемо безпосередню форму. Знайдемо структурну схему.

Якщо позначити  $n$ -число ненульових (не рівних 1) коефіцієнтів знаменника, а  $m+1$  - число ненульовий (не рівних 1) коефіцієнтів чисельника, то для реалізації безпосередньої форми цифровий алгоритм повинен:

- виконати  $n+m$  додавань;
- виконати  $n+m+1$  множень;
- виконати  $n+m+2$  пересилань даних;
- задіяти  $2n+2m+3$  комірок пам'яті;

для реалізації канонічної форми цифровий алгоритм повинен:

- виконати  $n+m$  додавань
- виконати  $n+m+1$  множень
- виконати  $n+5$  пересилань даних
- задіяти  $2n+m+4$  комірок пам'яті

для реалізації паралельної форми цифровий алгоритм повинен:

- виконати  $2n+m$  додавань
- виконати  $2n+2$  множень
- виконати  $n+5$  пересилань даних
- задіяти  $3n+5$  комірок пам'яті.

Вибираючи форму представлення дискретної ПФ можна побудувати цифровий алгоритм або із мінімальним часом роботи, або з мінімальним обсягом пам'яті, що використовується ним.

### Алгоритм компенсація нежорсткої механічної передачі

За допомогою цифрового регулятора можна компенсувати дію нежорсткості (пружності) на поведінку системи в перехідних режимах. Із цією метою в систему додатково вводиться цифровий фільтр, реалізований програмно або апаратно, що здійснює цю компенсацію. Застосовуються два методи проектування алгоритму роботи цього фільтра:  $z$  - перетворення й метод простору станів.

Перший виконується у два етапи

1. традиційними методами з теорії лінійних динамічних систем визначається бажана ПФ аналогового фільтра-прототипу. Форми стандартних ПФ приводяться в спеціальній літературі.
2. Проводиться дискретизація за часом і рівнем отриманої ПФ фільтра з мінімальним перекручуваннями її характеристик.

Візьмемо ПФ механічної частини із пружністю, що наводилася вище.

$$W(p) = \frac{\omega(p)}{M(p)} = \frac{1}{(J_1 + J_2)p} \cdot \frac{1}{\left(\frac{1}{\Omega_{12}^2}\right)p^2 + 1}$$

де  $\Omega_{12} = \sqrt{\frac{c(J_1 + J_2)}{J_1 J_2}}$  - власна частота коливань двох мас, з моментами інерції  $J_1$  та  $J_2$ .

Другий співмножник визначається нежорсткістю механічної частини. Для її компенсації бажано включити в ланцюг перетворення фільтр із ПФ виду

$$W_\phi = \frac{\frac{1}{\Omega_{12}^2} z^2 + 1}{T_\phi p}.$$

Тоді одержимо канал із загальною ПФ

$$W_k(p) = \frac{1}{(J_1 + J_2)p} \cdot \frac{1}{\left(\frac{1}{\Omega_{12}^2}\right)p^2 + 1} \cdot \frac{\left(\frac{1}{\Omega_{12}^2}\right)p^2 + 1}{T_T p} = \frac{1}{(J_1 + J_2)p} J_\phi.$$

Ця ПФ має статизм, рівний 2.

Реалізація такого цифрового фільтра здійснюється шляхом одержання його дискретної ПФ і відповідною формою її представлення. Далі вирішується проблема мінімальної реалізації.

Однак такі фільтри дуже чутливі до зміни параметрів робочих органів ( $J_2$ ). Тому використовують цифрові фільтри, що перебудовуються (адаптивні).

### Алгоритм компенсація зазору й неточності кінематичних ланок

Зазори й неточності кінематичних ланок МС спотворюють переміщення, що відтворюються, особливо у напівзамкнених системах. При цьому похибки руху відносять до систематичних, тому їх можна компенсувати. Цифрова техніка, здатна запам'ятовувати великі масиви інформації, тому дає в цьому напрямку нові можливості.

Крім систематичних виникають випадкові похибки, які викликані, наприклад, сухим тертям.

Розділити ці похибки важко, тому використовують статистичні методи.

Вибирають  $M$  крапок в області можливих переміщень робочого органу МС. Точки повинні бути нерівномірно розташованими одна до одної. У кожному точку виконується  $N$  позиціонувань при підході ліворуч і при підході праворуч. Вимірюють щораз відхилення (похибку позиціонування)  $\varepsilon_i$ . Потім розраховують для кожної точки оцінки похибки позиціонування:

$$\varepsilon_{l_o} = \frac{1}{N} \sum_1^N \varepsilon_{l_o} \quad \text{і} \quad \varepsilon_{n_j} = \frac{1}{N} \sum_1^N \varepsilon_{n_j}.$$

Величина зазору, що діє в області кожної з  $j$ -точок, визначається так:

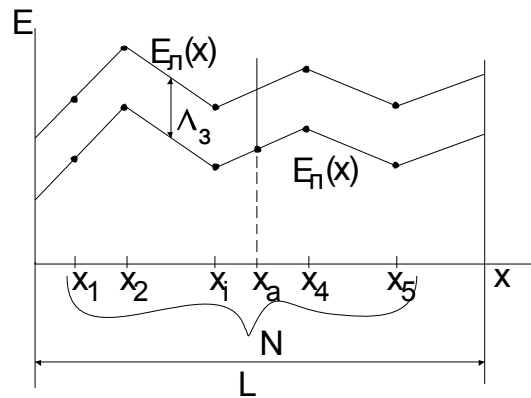
$$\Delta_{zj} = \varepsilon_{l_o} - \varepsilon_{n_j}.$$



Потім будується діаграми розподілу похибок позиціонування уздовж всього діапазону переміщень:

$$\varepsilon_n = f(x), \varepsilon_n = f(x);$$

де  $x$ - поточні значення переміщення.



Нахил кривої похибки на кожній ділянці характеристики залежить від похибки геометрії елементів механічної частини (гвинтів, зубчатих коліс, шківів, напрямних і т.д.), що діють в цій області переміщень.

Цифровий керуючий пристрій, у якому зберігається ця діаграма похибок, на її основі формує додатковий сигнал завдання для компенсації неточності механічної частини.

Наприклад, при переміщенні у т. А до завдання буде додаватися сигнал компенсації дії неточності механічної частини в області цієї точки переміщення:

$$\Delta x_A = K_A (X_A - X_i) + \Delta_{3a} \text{sign} \sigma$$

де  $K_A$ - коефіцієнт нахилу діаграми похибок на ділянці переміщення, де розміщена точка А позиціонування робочого органу МС.

$X_A$  – координата точки А;

$X_i$  – координата точки  $i$ , з якої починається ділянка діаграми з точкою А (з того її боку, з якого починає рух робочий орган МС);

$\Delta_{3a}$ - значення зазору механічної частини, що діє на цій ділянці переміщень;

$\text{sign} \sigma$  - знак швидкості.

Всі дані про  $K_i$  й  $\Delta_{3i}$  зберігаються в пам'яті керуючого пристрою. Періодичне їхнє коректування в результаті експериментальної перевірки механічної частини МС забезпечують високу точність роботи системи позиціонування тривалий час.

## ЛІТЕРАТУРА

1. Ключев В.И. Теория электропривода: Учебник для вузов.- М.: Энергоатомиздат, 1985.
2. Сабинин Ю.А. Электромашинные устройства автоматики. - Л.: Энергоатомиздат, 1988.
3. Волков Н. И., Миловзоров В. П. Электромашинные устройства автоматики: Учеб. для вузов. – М.: Высш.шк., 1986.
4. Арменский Е.В., Фалк Г.Б. Электрические микромашины. – М.: Высш.шк., 1985.
5. Герасимьяк Р.П. Динамика элементов автоматизированного электропривода.-К.: УМК ВО, 1989.
6. Батоврин А.А и др. Цифровые системы управления электроприводами. - Л.: Энергия, 1971.
7. Цифровые электромеханические системы / В.Г.Каган и др. – М.: Энергоатомиздат, 1985.
8. Домрачев В.Г., Смирнов Ю.С. Цифроаналоговые системы позиционирования (Электромеханотронные преобразователи). – М.: Энергоатомиздат, 1990.
9. Микропроцессорное управление электроприводами станков с ЧПУ/ Э.Л.Тихомиров и др.- М.: Машиностроение, 1990.
- 10.Файнштейн В.Г., Файнштейн Э.Г. Микропроцессорные системы управления тиристорными электроприводами.- М.: Энергоатомиздат, 1986.
- 11.Герман – Галкин С.Г. и др. Цифровые электроприводы с транзисторными преобразователями. – Л.: Энергоатомиздат, 1986.
- 12.Павлов В.Б. и др. Полупроводниковые преобразователи в автономном электроприводе постоянного тока. - К.: Наукова думка, 1987.