

Зміст

Розділ 1. Електропривод, його структурна схема та елементи.	6
1.1 Загальні відомості. Електропривод та його елементи.....	6
1.2 Різновиди електроприводів, їх характеристики та режими роботи.....	7
1.3 Механічні характеристики виробничих механізмів. Жорсткість.	9
Розділ 2. Механічні характеристики і енергетичні режими роботи двигунів постійного струму (ДПС).	12
2.1 ДПС незалежного збудження (НЗ).....	12
2.1.1 Загальні відомості.	12
2.1.2 Електромеханічна характеристика $\omega(I_a)$	13
2.1.3 Механічна характеристика $\omega(M)$	14
2.1.4 Побудова механічних характеристик ДПС НЗ.....	15
2.1.5 Процес пуску та пускова діаграма.	17
2.1.5 Кількість ступенів пускового резистора.....	19
2.1.7 Механічна характеристика у гальмових режимах	21
2.2 ДПС послідовного збудження (ПЗ)	25
2.2.1 Загальні відомості	25
2.2.2 Електромеханічна та механічна характеристики ДПС ПЗ	26
2.2.3 Побудова штучних (реостатних) характеристик.....	28
2.2.4 Розрахунок опорів пускових резисторів.....	30
2.2.5 Динамічне гальмування.....	33
2.2.6 Гальмування пртивовмиканням.	34
2.3 ДПС змішаного збудження (ЗЗ).....	36
Розділ 3. Регулювання координат електроприводів та його структури.	37
3.1 Загальні положення.....	37
3.2 Регулювання швидкості.....	38
3.3 Регулювання струму і моменту.	40
3.4 Регулювання положення.	41
3.5 Структура електропривода та його режими роботи при регулюванні координат.....	42
Розділ 4. Регулювання координат ЕП з двигуном постійного струму.	46
4.1 Регулювання кутової швидкості ДПС змінного магнітного потоку.	46
4.1.1 Загальні відомості.	46

4.1.2 Ослаблення магнітного потоку у ДПС НЗ.	46
4.1.3 Ослаблення магнітного потоку у ДПС ПЗ.	49
4.2 Регулювання кутової швидкості ДПС шунтуванням якоря.	52
4.2.1 Загальні відомості.	52
4.2.2 Регулювання ДПС НЗ.	53
4.2.3 Регулювання ДПС ПЗ.	58
4.3 Регулювання кутової швидкості ДПС зміною напруги живлення.	60
4.3.1 Загальні відомості	60
4.3.2 Система Г-Д.	62
4.3.2.1. Динамічне гальмування.....	64
4.3.2.2. Гальмування протидією.....	64
4.3.2.3. Регулювання можливо, якщо $E_d > E_g$, або $\omega_0 < \omega$	64
4.3.2.3. Діапазон регулювання. Статизм.	65
4.3.3. Система ТП-Д.	67
4.3.4 Система широтно-імпульсного регулювання (ШИР).	71
4.3.5 Регулювання швидкості ДПС ПЗ.	73
4.3.6 Регулювання швидкості ДПС НЗ імпульсною зміною параметрів.	73
4.3.6.1. Регулювання додатковими резисторами у колі якоря.	73
4.3.6.2 Регулювання додатковим резистором у колі обмотки збудження.	76
4.4 Регулювання координат в системі джерело струму – двигун (ДС-Д).	76
4.5 Загальні положення по автоматичному регулюванню координат.	78
Розділ 5. Регулювання координат ЕП з двигунами змінного струму.	79
5.1 Схеми вмикання, заміщення, характеристики та режими роботи асинхронних двигунів (АД).	79
5.2 Характеристики АД.	81
5.2.1 Електромеханічна характеристика.....	81
5.2.2 Механічна характеристика.....	82
5.2 Регулювання АД за допомогою резисторів.	85
5.2.1 Резистор у колі статора ($R_{1д}$).	85
5.2.1.1 Розрахунки резисторів $R_{1д}$	87
5.2.2 Резистор у колі ротора ($R_{2д}$).	88
5.2.2.1 Розрахунки резисторів $R_{2д}$	90
5.3 Регулювання АД зміною напруги живлення	92
5.4 Регулювання АД зміною кількості пар полюсів.	94
5.5 Частотне регулювання АД.	96

5.6	Регулювання АД в каскадних схемах вмикання.	99
5.6.1	Загальні відомості.....	99
5.6.2	Електромеханічний машинно-вентильний каскад.	100
5.6.3	Електричний машинно-вентильний каскад.....	101
5.6.4	Робота і характеристики електромеханічного і електричного каскадів.	101
5.6.5	Асинхронно-вентильний каскад.....	102
5.7	Гальмування електроприводів з АД.....	103
5.7.1	Гальмування противовмиканням.	103
5.7.2	Рекуперативне гальмування.....	104
5.7.3	Динамічне гальмування.....	105
5.7.4	Гальмування при самозбудженні.	106
5.8	Регулювання і гальмування електроприводів з синхронними двигунами.....	107
Розділ 6.	Взаємозв'язані електроприводи.....	108
6.1	Загальні відомості.	108
6.2	ЕП з механічним з'єднанням валів.....	110
6.2.1	Випадок, коли $\omega_{01}=\omega_{02}$ і $ \beta_1 = \beta_2 $	110
6.2.2	Випадок, коли $\omega_{01}=\omega_{02}$ і $ \beta_1 \neq \beta_2 $	111
6.2.3	Випадок, коли $\omega_{01} \neq \omega_{02}$ і $I_{z1} \neq I_{z2}$	111
6.2.4	Випадок з АД.....	113
6.3	ЕП з електричним валом.	115
6.3.1	Загальні відомості.	115
6.3.2	Електричний вал з синхронними зрівнювальними машинами.	115
6.3.3	Електричний вал з синхронними зрівнювальними машинами.	116
6.3.4	Електричний вал з основними робочими машинами.....	117
6.3.5	Електричний вал з асинхронним перетворювачем частоти.	118
Розділ 7.	Перехідні процеси електроприводів.....	120
7.1	Загальні відомості.	120
7.2	Пуск ДПС НЗ до основної кутової швидкості ω_c при ударному прикладанні навантаження.	120
7.2.1	Пуск в одну ступінь при $L_{\text{я}}=0$	121
7.2.2	Багатоступеневий пуск при $L_{\text{я}} = 0$	124
7.2.3	Пуск з урахуванням індуктивності кола якоря $L_{\text{я}}$	125
7.3	Пуск ДПС НЗ до кутової швидкості більшої за основну.....	130
7.4	Динамічне гальмування ДПС НЗ.....	133

7.5 Гальмування протитовмиканням і реверсування ДПС НЗ	136
7.6 Гальмування ДПС НЗ від швидкості (ослабленого збудження) до основної.....	138
7.7 Перехідні режими в ЕП з ДПС НЗ	139
7.8 Перехідні процеси в ЕП з АД	140
7.8.1 Загальні відомості	140
7.8.2 Пуск АД з фазним ротором.....	140
7.8.3 Гальмування протитовмиканням і реверсування АД	143
7.8.4 Динамічне гальмування АД.....	145
7.8.5 Рекуперативне гальмування АД.....	146
Розділ 8. Формування перехідних процесів електроприводів.....	146
8.1 Загальні відомості	146
8.2 Лінійне наростання керуючих дій (система ТП-Д)	147
8.2.1 Пуск ЕП вхолосту ($M_c = 0$).....	148
8.2.2 Інші приклади пуску	150
8.3 Експоненційна залежність наростання керуючих дій (система Г-Д)	150
8.3.1 Загальні відомості. Форсування процесу збудження генератора	150
8.3.2 Пуск ЕП в системі Г-Д.....	154
8.3.3 Гальмування і реверсування ЕП в системі Г-Д.....	156
Розділ 9. Енергетика електропривода	158
9.1 Енергетичні показники роботи	158
9.2 Втрати потужності і енергії при сталому режимі роботи ЕП.....	160
9.3 Втрати потужності і енергії в перехідних режимах роботи ЕП.....	161
9.3.1 Втрати при $M_c = 0$	162
9.3.1.1 Пуск двигуна	162
9.3.1.2 Динамічне гальмування	163
9.3.1.3 Гальмування протитовмиканням	163
9.3.1.4 Реверсуваня ЕП	163
9.3.1.5 Витрати у АД.....	163
9.3.1.6 Пуск ДПС	164
9.3.2 Способи зменшення витрат у перехідних режимах	165
9.3.2.1 Змешення моменту інерції J	165
9.3.2.2 Регулювання швидкості ω_0	165
9.3.3 Витрати при навантаженні, тобто при $M_c \neq 0$	167

9.4 Втрати енергії в перехідних процесах в системі керуючий перетворювач – двигун (КП – Д).....	169
9.4.1 Система статичний перетворювач – двигун (СКП – Д).....	169
9.4.2 Система генератор-двигун (Г-Д).....	171
9.5 ККД і $\cos\varphi$ ЕП	172
9.5.1 ККД системи ЕП	172
9.5.2 Коефіцієнт потужності системи ЕП.....	173
Розділ 10. Вибір електродвигунів.....	174
10.1 Загальні відомості.	174
10.2 Нагрівання на охолодження електродвигунів.....	175
10.3 Номінальні режими роботи електродвигунів.....	178
10.4. Побудова діаграм навантаження.	181
10.5 Вибір двигуна за потужністю при режими S1.....	183
10.5.1 Метод еквівалентних втрат потужності.....	183
10.5.2. Метод еквівалентного струму.....	186
10.5.3. Метод еквівалентного моменту.....	188
10.5.4. Метод еквівалентної потужності.....	188
10.5.5. Розрахунок потужності за методом середніх витрат.	189
10.5.6. Попередній вибір двигуна за потужністю.....	189
10.5.7. Висновки з методу еквівалентних величин.....	190
10.6 Розрахунок потужності и вибір двигуна для режиму S2.	190
10.7 Розрахунок потужності і вибір двигуна для режиму S3.	194
10.8. Визначення допустимої частоти вмикань АД.....	198
10.9 Вибір двигуна за потужністю для регульованого ЕП.	200
Література	203

Розділ 1. Електропривод, його структурна схема та елементи.

1.1 Загальні відомості. Електропривод та його елементи.

Існує декілька приводів, тобто пристроїв, призначених для перетворення різних видів енергії (теплової, енергії стиснутого повітря, гідравлічної...) на механічну енергію, яка потім використовується для приведення в рух виконавчих органів машини, а також пристроїв для керування цим рухом.

Згідно ГОСТ 50369-92 :

Електропривод - це електромеханічна система, котра складається із взаємодіючих електричних, електромеханічних і механічних перетворювачів, керуючих та інформаційних пристроїв і пристроїв, які поєднані з електричними, механічними, керуючими та інформаційними системами, призначених для приведення у рух виконавчих органів робочої машини і керування цим рухом з метою виконання технічного процесу.

Структурна схема автоматизованого електроприводу має такий вигляд:

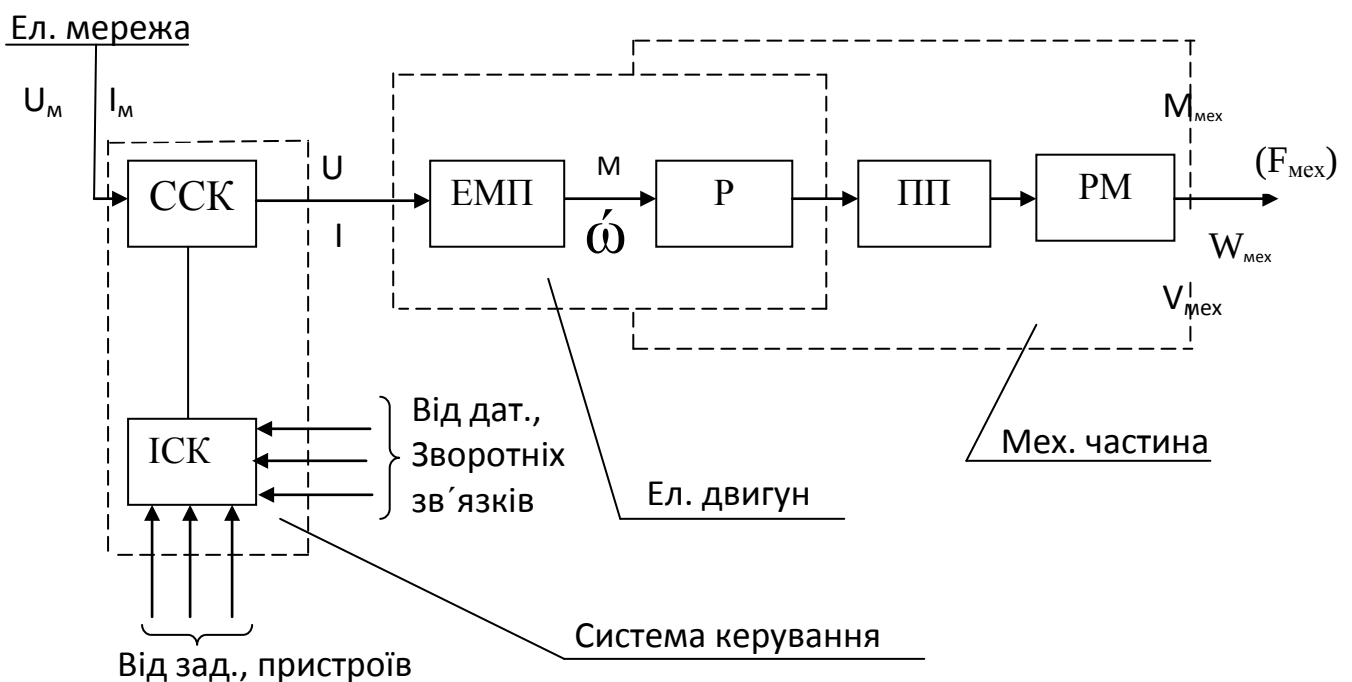


Рис. 1.1

На **рис. 1.1** джерелом енергії є електрична мережа, енергія подається до системи керування, яка складається із силової та інформаційної систем. Перетворена електроенергія подається у електромеханічний перетворювач

(електродвигун), у складі якого може бути редуктор (редуктор також може бути безпосередньо у механічній частині двигуна). Механічна частина включає передавальний пристрій і, нарешті, робочу машину, що має або поступальний, або обертальний рух і виконує технологічний процес. Як бачимо у цій системі існує багаторазове перетворення енергії, а електродвигун є основою цієї системи.

Нагадаємо, що робота електродвигуна базується на 3-х законах електромеханіки:

1-й закон – електромеханічне перетворення енергії неможливе з ККД, який дорівнює 100% (тобто без витрат енергії).

2-й закон – усі електромеханічні перетворювачі (електричні машини) енергозворотні, тобто вони можуть і двигунами, і генераторами.

3-й закон – електромеханічне перетворення енергії виконується полями, що є взаємонерухомими.

Усі ці три закони будуть використовуватись далі.

На ряду із електродвигуном, електропривод має ще ряд пристроїв.

Перетворювальний пристрій - забезпечує перетворення роду струму напруги частоти тощо.

Передавальний пристрій - забезпечує передачу механічної енергії від двигуна до виконавчого органу робочої машини.

Керуючий пристрій – використовується для керування усіма елементами електроприводу, забезпечує необхідні режими роботи машини.

1.2 Різновиди електроприводів, їх характеристики та режими роботи.

Розрізняють головний електропривод, що забезпечує основний рух виконавчого органу робочої машини та допоміжний, що забезпечує виконання додаткових операцій. Наприклад на електрорухомому складі головний привод – це тягові двигуни, які приводять у рух сам рухомий склад, а допоміжний привод приводить у дію вентилятори охолодження,

компресори гальмівної системи, насоси системи охолодження трансформаторів та ін.

За родом електричної енергії електроприводи можуть бути із двигунами змінного, чи постійного струму.

Електропривод може бути багатодвигунним та однодвигунним, з обертальним або поступальним рухом(лінійні двигуни) реверсивним і неревверсивним.

У системах електроприводів використовують 4 види силових перетворювачів: випрямлячі, інвертори, перетворювачі частоти і напруги та імпульсні перетворювачі напруги постійного струму.

Таким чином, теорія електропривода вивчає закономірності, що зв'язані з процесом перетворення енергії, визначенням характеру механізму механічного руху та його керуванням.

Властивості електропривода визначаються наступними характеристиками: механічною (залежність між кутовою швидкістю ω та моментом M), експлуатаційною (це механічна характеристика з двома різними ділянками), електромеханічна (це залежність кривої швидкості від струму), вентиляційна (це механічна характеристика, де момент пропорційний квадрату кутової швидкості, тобто $M \sim \omega^2$).

Електроприводи можуть працювати у стійкому або перехідному режимах, які описуються рівнянням $M - M_c = M_{дин}$, де:

- M – електромагнітний момент двигуна,
- M_c – статичний момент опору,
- $M_{дин.} = J \cdot \frac{d\omega}{dt}$ – динамічний момент, де J – момент інерції.

Координатне перетворення характеристики електроприводу – це регулювання швидкості, прискорення та переміщення. Регулювання координат – це цілеспрямований вплив, який дозволяє регулювати швидкість ω , момент M , прискорення $\frac{d\omega}{dt}$ і переміщення виконавчих органів.

1.3 Механічні характеристики виробничих механізмів. Жорсткість.

Механічна характеристика може бути описана рівнянням:

$$M_c = M_o + (M_{c.ном} - M_o) \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_{ном}}\right)^x, \quad (1.1)$$

де:

- M_o - момент холостого ходу.
- $M_{c.ном}$ і $\omega_{ном}$ - момент опору та швидкість у номінальному режимі.

Згідно рівнянню (1.1) характеристики механізмів можуть бути:

- 1) Незалежні від швидкості, коли $x = 0$.
- 2) Лінійно зростаючі, коли $x = 1$, а $M_o = 0$.
- 3) Нелінійно зростаючі, коли $x = 2$, (вентиляторні).
- 4) Нелінійно спадаючі, коли $x = -1$, тут може бути незмінна потужність $P = \text{const}$.

Усі ці характеристики зображені на рис.1.2

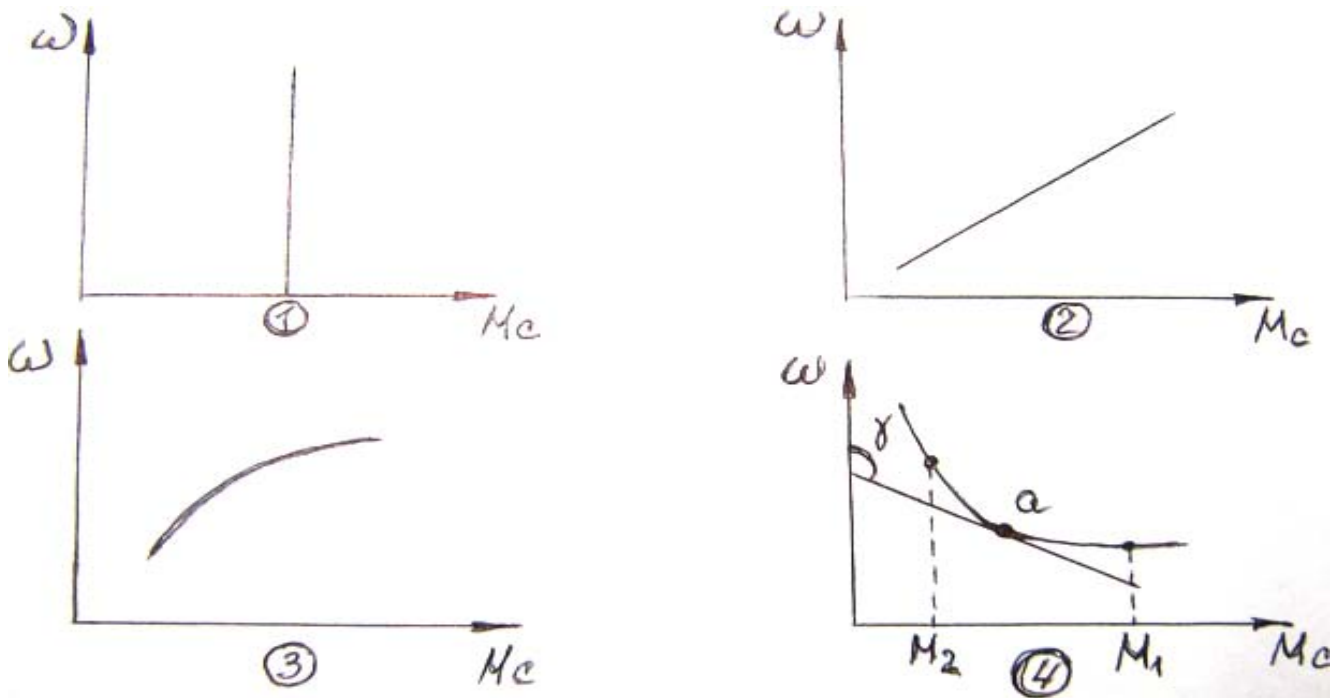


Рис. 1.2

Як відомо, механічна характеристика двигуна повинна спадати.

Розглянемо останню - четверту – характеристику на рис. 1.2 до якої проведемо під кутом γ до осі ординат дотичну у будь – якій довільно взятій точці **a**. Позначимо дві точки із координатами (ω_1 , M1) і (ω_2 , M2).

Величина $\beta = \frac{M_2 - M_1}{\omega_2 - \omega_1} = \frac{\Delta M}{\Delta \omega} < 0$ зветься жорсткістю характеристики. Взагалі

$\beta = \frac{dM}{d\omega} \neq const$, але якщо характеристики лінійні $\beta = const$. Розглянемо жорсткість

характеристики двигуна β та механізму β_c . Очевидно, що: $\beta \sim \tan \gamma$.

Як відомо, **система є стійкою**, якщо $M_{дин.} = J \frac{d\omega}{dt}$ і перепад швидкостей $\Delta \omega$ мають різні знаки, тобто $\frac{M_{дин.}}{\Delta \omega} < 0$.

На рис.1.3 наведена ілюстрація нестійкого (а) та стійкого (б) положення кульки:

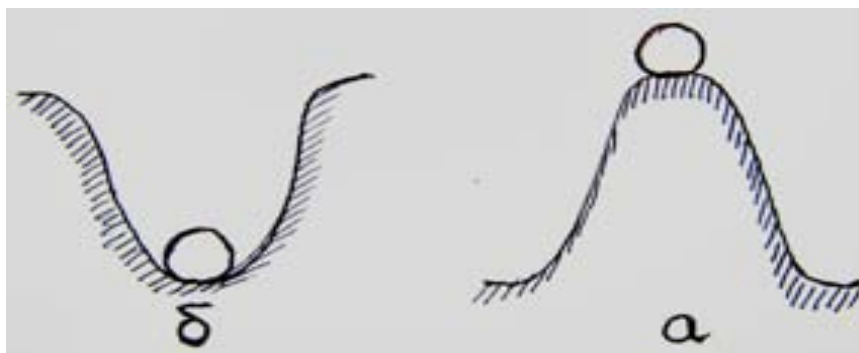


Рис. 1.3

Якщо на рис. 1.4 наведені механічні характеристики двигуна - $\omega(M)$ - і механізму - $\omega(M_c)$, то у точці **A**: $M = M_c$ і $M_{дин} = 0$. Хай кутова швидкість зросте від ω_A до ω_1 ,

тоді $M_c > M$, динамічний момент $M_{дин} = J \frac{d\omega}{dt} = M - M_c < 0$, тобто $\frac{d\omega}{dt} < 0$ і

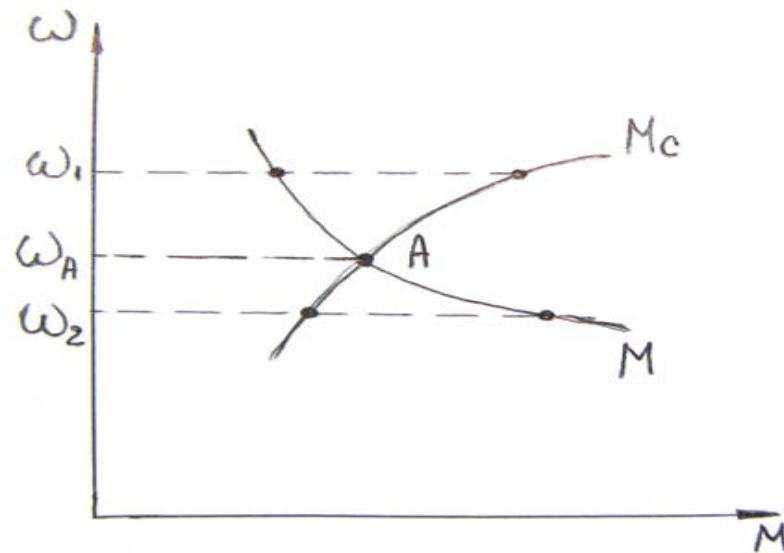


Рис. 1.4

швидкість системи почне зменшуватись поки у точці A не установиться рівновага.

Хай кутова швидкість зменшиться від ω_A до ω_2 , тоді $M_c < M$ динамічний момент буде більший за 0 і швидкість почне зростати до ω_A .

Оскільки біля точки рівноваги A характеристики на рис.1.4 можливо прийняти лінійними, то $\Delta M = \beta \cdot \Delta \omega$ і $\Delta M_c = \beta_c \cdot \Delta \omega$.

Але $M_{дин} = \Delta M - \Delta M_c = \Delta \omega (\beta - \beta_c)$, або $(\beta - \beta_c) < 0$ і

$$\beta < \beta_c \quad (1.2)$$

Рівняння (1.2) ілюструє умови стійкості роботи системи електроприводу. Розрізняють такі види характеристик на рис.1.5:

1 – абсолютно жорстка; 2 – жорстка; 3 – м'яка; 4 – абсолютно м'яка;

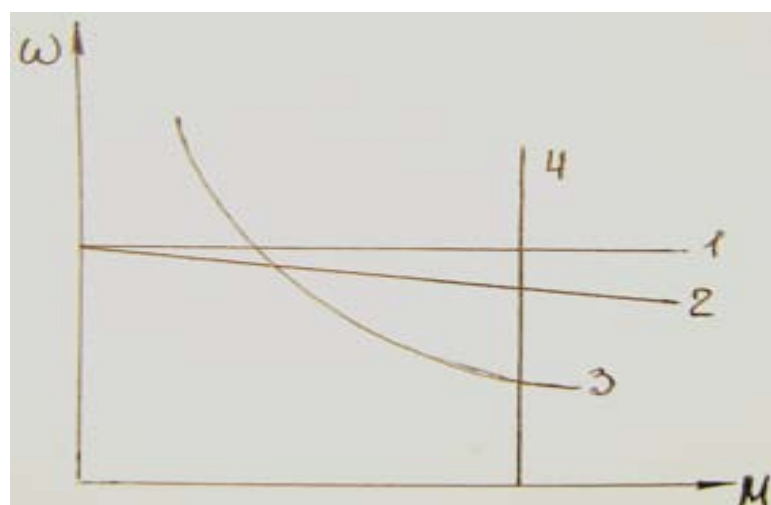


Рис. 1.5

Якщо умови за (1.2) виконуються, то за будь-яким відхиленням від умов $M = M_C$, електродвигун автоматично встановить рівновагу. У інших двигунів у цьому випадку слід вплинути на джерело енергії. У електродвигуна цей регулятор є ЕРС. Наприклад ми маємо конвеєр, у якого при холостому ході швидкість ω_1 та момент M_1 (див., рис. 1.6). Якщо на конвеєр подати вантаж, отримаємо момент $M_2 > M_1$ та швидкість $\omega_2 < \omega_1$. Але, як відомо $U = E + I_a \cdot R_a = \text{const}$, тому, якщо швидкість зменшилась, то зменшиться і $E = c_m \cdot \omega \cdot \Phi$, а струм I_a - зросте. У той же час зросте момент двигуна $M = c_m \cdot I_a \cdot \Phi$.

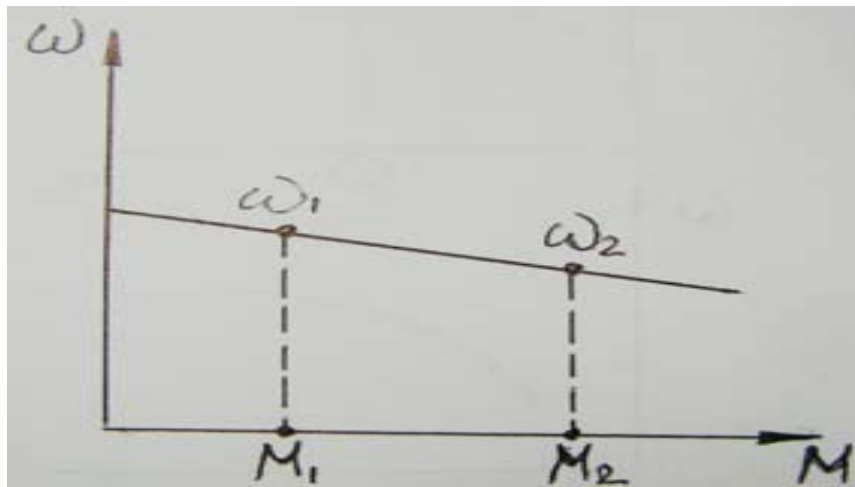


Рис 1.6

Викладене характеризує статичну стійкість електроприводу.

Розділ 2. Механічні характеристики і енергетичні режими роботи двигунів постійного струму (ДПС).

2.1 ДПС незалежного збудження (НЗ).

2.1.1 Загальні відомості.

Впровадимо символи на рис. 2.1, які будемо використовувати далі на схемах ДПС НЗ:

- $R_a = r_a + r_{дп.} + r_{к0.}$ – опір якірного кола включає: опір обмотки якоря, додаткових полюсів і компенсаційної обмотки;
- $R_a = R_a + R_p$, де R_p – опір резистора у колі якоря.
- r_z - опір обмотки збудження.
- r_p - опір резистору у колі обмотки збудження.

- $L_{я}$ і L_3 - індуктивності обмоток якоря та збудження.

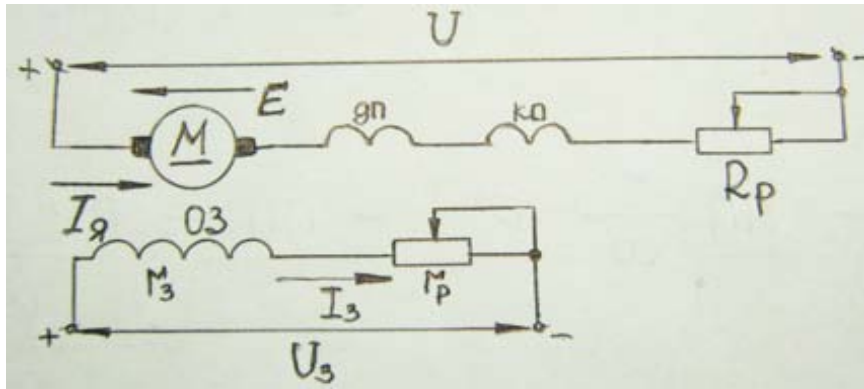


Рис 2.1

Як відомо, напруга - $U = E + I_a R_a$, ЕРС $E = c_m \cdot \omega \cdot \Phi$, електромагнітний момент $M = c_m \cdot I_a \cdot \Phi$. Важливо пам'ятати, що взаємний напрям E та I_a визначає режим роботи електромеханічного перетворювача: якщо вони направлені назустріч один одному, тоді це двигун, якщо вони мають однаковий напрямок – це генератор.

При розгляді характеристик знехтуємо розмагнічувальною дією реакції якоря, тобто магнітний потік завжди залишається постійним $\Phi = \text{const}$. Також вважаємо, що електромагнітний момент M та момент на валу M_2 дорівнюють один одному, хоча, як відомо $M - M_0 = M_2$, тобто приймаємо момент холостого ходу $M_0 \approx 0$.

2.1.2 Електромеханічна характеристика $\omega(I_a)$

Відомо, що рівняння цієї характеристики:

$$\omega = \frac{U - I_a \cdot R}{c_m \cdot \Phi} = \frac{U}{c_m \cdot \Phi} - \frac{I_a \cdot R}{c_m \cdot \Phi} = \omega_0 - \Delta\omega_i; \quad (2.1)$$

У рівнянні (2.1) ω_0 - ідеальна кутова швидкість холостого ходу, коли $I_a=0$, а $\Delta\omega_i$ - перепад швидкостей, який залежить від значення опору R . Характеристика $\omega(I_a)$ є пряма лінія, жорсткість якої залежить від значення R . Якщо $R_p=0$,

характеристика природна і має достатньо велику жорсткість, яка залежить від значення **Rя**.

2.1.3 Механічна характеристика $\omega(M)$

Рівняння цієї характеристики може бути одержане, якщо в (2.1) замість **Iя** підставити його значення $I_{я} = \frac{M}{c_m \cdot \Phi}$, тоді:

$$\omega = \frac{U}{c_m \cdot \Phi} - \frac{M \cdot R}{(c_m \cdot \Phi)^2} = \omega_0 - \Delta\omega_i \quad (2.2)$$

В (2.2) ω_0 - теж саме, що і в (2.1), а $\Delta\omega$ - статичний перепад швидкостей.

Дійсно, із зростанням навантаження швидкість зменшується, зменшується ЕРС, отже зростає струм **Iя** та момент **М**.

Можливо також вважати, що $c_m \cdot \Phi = C = const$ і $M = \mathcal{C} \cdot I$. Тоді обидві характеристики будуть відрізнятися лише масштабом на осі абсцис. Вони наведені на рис.2.2.

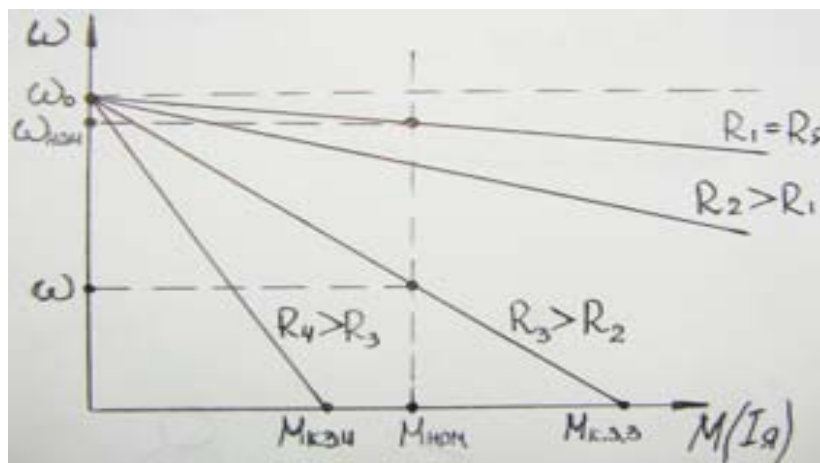


Рис. 2.2

Характеристика, коли **R1 = Rя** природна, а решта (**R = Rя + Rp**) – штучні. Момент, коли $\omega = 0$ зветься моментом короткого замикання

$$M_{\kappa 3} = c_{\text{м}} \cdot \Phi \cdot I_{\text{я.}\kappa 3} = c_{\text{м}} \cdot \Phi \cdot \frac{U}{R} \quad (2.3)$$

Перепад швидкостей у відносних одиницях :

$$\Delta \omega^* = \frac{\Delta \omega}{\omega_0} = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} = 1 - \frac{\omega}{\omega_0} \quad (2.4)$$

Із (2.3) виходить, що $c_{\text{м}} \cdot \Phi = \frac{M_{\kappa 3} \cdot R}{U}$. Підставимо цей вираз у (2.2) і одержимо:

$$\omega = \omega_0 - \frac{M \cdot R \cdot U}{c_{\text{м}} \cdot \Phi \cdot M_{\kappa 3} \cdot R} = \omega_0 \left(1 - \frac{M}{M_{\kappa 3}}\right) \quad (2.5)$$

Перетворив (2.5), одержимо, що будь-яке значення моменту:

$$M = M_{\kappa 3} \left(1 - \frac{\omega}{\omega_0}\right) \quad (2.6)$$

$$\text{Із (2.6) отримаємо величину жорсткості: } \beta = \frac{dM}{d\omega} = -\frac{M_{\kappa 3}}{\omega_0} \quad (2.7)$$

$$\text{З обрахуванням (2.5) } \beta = -\frac{(c_{\text{м}} \cdot \Phi)^2}{R} \quad (2.8)$$

Жорсткість β буде тим більша, чим більше $M_{\kappa 3}$ або менше R .

З урахуванням (2.4), (2.5), (2.8), одержимо:

$$\omega = \omega_0 - \frac{M}{|\beta|} \quad (2.9)$$

2.1.4 Побудова механічних характеристик ДПС НЗ.

Побудова природної характеристики можлива по двом крапкам із координатами $(M_{\text{ном}}; \omega_{\text{ном}})$ і $(M = 0; \omega_0)$.

У каталогах наведені номінальні значення напруги, потужності, швидкості та струму двигуна. Отже, як відомо, момент $M_{ном} = \frac{P_{ном}}{\omega_{ном}}$, а величина $c_M \Phi_{ном} = \frac{M_{ном}}{I_{я.ном}}$

. Тоді з (2.1):

$$\omega_0 = \frac{U_{ном}}{C_M \cdot \Phi_{ном}} = \frac{U_{ном} \cdot \omega_{ном}}{U_{ном} - I_{я.ном} \cdot R_{я}} \quad (2.10)$$

Якщо з каталогу відомо значення $R_{я}$, то можливо знайти значення ω_0 ,

або навпаки, із (2.10) можливо визначити величину $R_{я}$.

Іноді, якщо відомий ККД у номінальному режимі $\eta_{ном}$, приймають:

$$I_{я.ном}^2 \cdot R_{я} \approx 0.5(P_1 - P_2) = 0.5 \cdot (U_{ном} \cdot I_{я.ном} - I_{я.ном} \cdot U_{ном} \cdot \eta)$$

$$R_{я} \approx 0.5 \cdot (1 - \eta_{ном}) \cdot \frac{U_{ном}}{I_{я.ном}} \quad (2.11)$$

За допомогою (2.11) з використанням (2.10) іноді можливо визначити значення номінального ККД.

Можливо також використовувати крапку із координатами $(M_{кз}; \omega = 0)$,

причому момент $M_{кз}$ є різним для різних значень R .

Використавши вирази (2.3) – (2.6), а також виходячи із подібності трикутників на рис.2.2 одержимо: $\omega = \omega_0 \cdot (1 - \frac{I_{я.}}{I_{я.кз}}) = \omega_0 \cdot (1 - \frac{I_{я.} \cdot R}{U})$

$$\omega^* = \frac{\omega}{\omega_0} = 1 - \frac{I_{я.} \cdot R}{U} \quad (2.12)$$

Введемо поняття номінального значення опору $R_{ном} = \frac{U_{ном}}{I_{я.ном}}$, тобто це такий опір, коли за номінальною напругою протікає номінальний струм. Опір у

відносних одиницях буде $R^* = \frac{R}{R_{ном}}$. З урахуванням цих величин, вираз (2.12) буде мати вигляд:

$$\omega^* = 1 - \frac{I \cdot R \cdot I_{ном}}{I_{ном} \cdot I_{ном} \cdot R_{ном}} = 1 - R I^*, \text{ де} \quad (2.13)$$

$$R I^* = \Delta \omega^*$$

Оскільки магнітний потік $\Phi = \Phi_{ном} = const$, то

$$\omega^* = 1 - M^* \cdot R^* \quad (2.14)$$

Отже, при рівних значеннях жорсткості відносні характеристики різних двигунів збігаються.

З урахуванням (2.7), одержимо $\beta = \frac{\Delta M}{\Delta \omega}$, а $\omega^* = M^* R I^* = R^* I^*$. Таким чином, при номінальних значеннях $I^* = 1$ і $M^* = 1$,

$$R^* = \Delta \omega^* \quad (2.15)$$

Вираз (2.15) є дуже важливим, він дозволяє побудувати пускову діаграму та сімейство штучних характеристик.

2.1.5 Процес пуску та пускова діаграма.

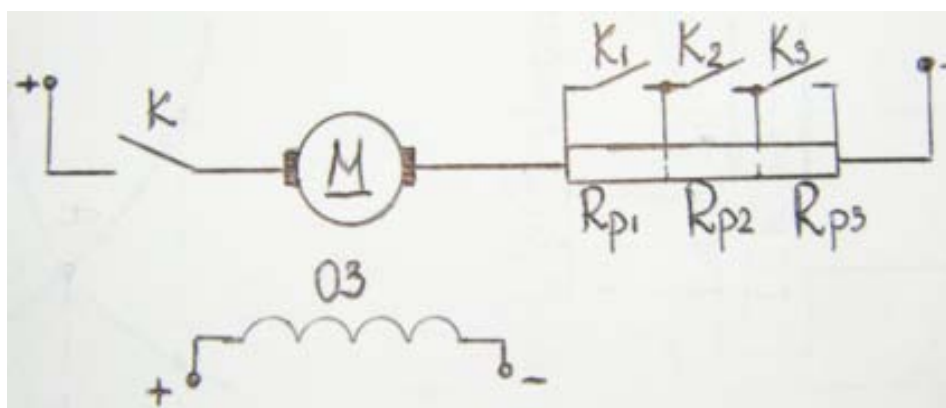


Рис.2.3

Пуск двигуна виконується за схемою на рис.2.3. Замикають контактор **К** і у коло якоря буде увімкнено резистор, опір якого $R_p = R_{p1} + R_{p2} + R_{p3}$.

Коли двигун починає обертатися, поступово замикають контактори **К1**, відключаючи частину резистора з опором **Rp1**, потім **К2** із резистором **Rp2**, **К3** із **Rp3**. Коли усі контактори замкнені, двигун виходить на природну характеристику, яку можливо побудувати, прийнявши $\omega_0^* = 1$ і $R^* = \Delta\omega^*$ при $M^*=1$. Координати двох крапок будують:

$$(\omega_0^* = 1; M^*=0) \text{ та } (\omega_{ном}^* = 1 - \Delta\omega_{ном}^*; M^* = 1)$$

Слід також відзначити, що опір резистора **Rp** приймають таким, щоб початковий пусковий момент $M^*1=2.2...2.5$, а момент переключення, коли замикаються контактори **К1 - К2 - К3**, $M^*2=1.1 ... 1.15$.

Побудова пускової діаграми та усіх характеристик наведено на рис.2.4.

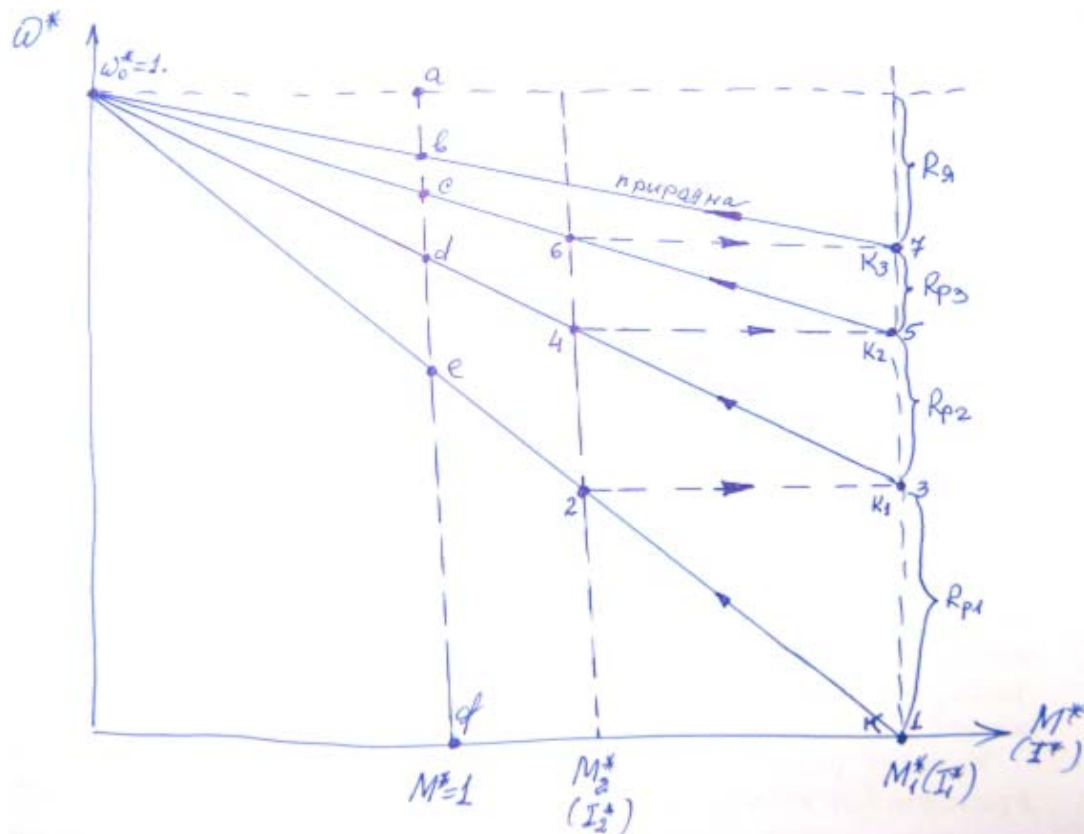


Рис 2.4

Згідно виразу (2.15), якщо $M^* = 1$, то відрізок **af** дорівнює $R^*_{н\tau m}=1$, а інший – відповідно – відносним опорам ступенів якірного кола, причому **ab** = $R^*_{я}$, **de** = R^*_{p1} , **cd** = R^*_{p2} , **bc** = R^*_{p3} .

Якщо треба одержати омічне значення резистора, то будь-яке i -те значення:

$$R_{i(OM)} = R_i^* \cdot R_{ном}.$$

2.1.5 Кількість ступенів пускового резистора.

Пусковий резистор має кількість ступенів **m** причому повний опір :

$$R_1 = \frac{U}{I_1} \quad (2.16)$$

де $R_1 = R_{я} + \sum R_{p1}$, а $\sum R_{p1} = R_{p1} + R_{p2} + \dots + R_{pi} + R_{pt}$.

У процесі пуску поступово виконують перемикання при струмі **I2**. Коли вимикають **Rp1**, у резисторі залишається опір $\sum R_{p2} = R_{p2} + R_{p3} + \dots + R_{pi} + R_{pt}$.

Таким чином, буде: $R_2 = R_{я} + \sum R_{p2}$, $R_3 = R_{я} + \sum R_{p3}$ $R_i = R_{я} + \sum R_{pi}$.

Згідно виразам (2.2) і (2.15), прирівняємо перепади швидкостей $\Delta\omega_1 = \Delta\omega_2$

при першому перемиканні (крапка 2) на сусідніх характеристиках у крапках **2** і **3**

відповідно: $\Delta\omega_1 = \frac{M_2 R_1}{(c_m \cdot \Phi)^2}$, $\Delta\omega_2 = \frac{M_1 R_2}{(c_m \cdot \Phi)^2}$.

Отже, повний опір кола на другій ступені $R_2 = R_1 \cdot \frac{M_2}{M_1}$, а опір першої ступені

пускового резистора : $R_{p1} = R_1 - R_2 = R_1(1 - \frac{M_2}{M_1})$.

Для другого перемикавання (крапка 4 на рис. 2.4), поки вимикають **R_{p2}** , буде :

$$R_3 = R_2 \cdot \frac{M_2}{M_1} = R_1 \cdot \left(\frac{M_2}{M_1}\right)^2 \text{ і } R_{p2} = R_2 - R_3 = R_1 \cdot \frac{M_2}{M_1} \cdot \left(1 - \frac{M_2}{M_1}\right).$$

А для будь якого **i**-того перемикавання $R_{(i+1)} = R_1 \cdot \left(\frac{M_2}{M_1}\right)^i$.

Резистор на **i**-тій ступені має опір $R_{pi} = R_1 \cdot \left(\frac{M_2}{M_1}\right)^{i-1} \cdot \left(1 - \frac{M_2}{M_1}\right)$.

Для останнього перемикавання $R_{(m+1)} = R_y = R_1 \cdot \left(\frac{M_2}{M_1}\right)^m$, тобто

$$M_2 = M_1 \cdot \sqrt[m]{\frac{R_y}{R_1}} \quad (2.17)$$

Якщо перетворити (2.17), то можливо отримати наступний вираз :

$$\lg \frac{M_2}{M_1} = \frac{1}{m} \lg \frac{R_y}{R_1}$$

Таким чином, можливо визначити кількість ступенів пускового резистора :

$$m = \frac{\lg \frac{R_y}{R_1}}{\lg \frac{M_2}{M_1}} \quad (2.18)$$

Вираз (2.18) можливо використовувати, якщо задати значення **M1** та **M2** .

Одержане значення **m** за (2.18) слід округлити до найближчого цілого числа.

Інколи замість моментів бувають задані значення струмів **I1** і **I2**, тоді з урахуванням (2.16) виразу (2.18) надається вигляд :

$$m = \frac{\lg \frac{I_1 \cdot R_y}{U}}{\lg \frac{I_2}{I_1}} \quad (2.19)$$

Вираз (2.19) спільно з рис.2.4 дозволяють визначити значення опору резистора **R_p** графоаналітичним способом, який є зрозумілим, якщо на рис 2.4 використати метод пропорційних відрізків.

2.1.7 Механічна характеристика у гальмових режимах.

Електричне гальмування припускає перехід двигуна у генераторний режим, поки момент **M** та швидкість ω мають різні напрями, ЕРС **E** та струм **I**, як це визначено вище, однакові.

Граничним режимом між режимом двигуна та генератора є режим холостого ходу та короткого замикання, у яких одна із двох змінних дорівнює нулю. Так у режимі холостого ходу **I = 0**, **M = 0**, а у режимі короткого замикання **E = 0**, $\omega = 0$.

Як відомо гальмових режимів три:

- рекуперативне гальмування,
- динамічне (резисторне) гальмування,
- гальмування противоувімкненням.

При переході у будь-який гальмівний режим змінюється або напрям струму якоря, або магнітного потоку. Як правило, змінюють напрям струму якоря, а магнітний потік, щоб не перемагнічувати машину, залишають одного напрямку. При цьому виникає гальмовий момент **M_г** протилежний обертаючому моменту **M**, тобто **M_г = - M**.

Розглянемо роботу електромеханічного перетворювача за допомогою механічних характеристик на рис. 2.5, з використанням рівняння (2.2).

Три характеристики на рис.2.5 відповідають напрузі на двигуні (**+U**), напрузі (**-U**), яка є дзеркальним відображенням першої, і характеристики, коли **U=0** - вона проходить через початок координат. Усі три характеристики побудовані згідно рівняння (2.2).

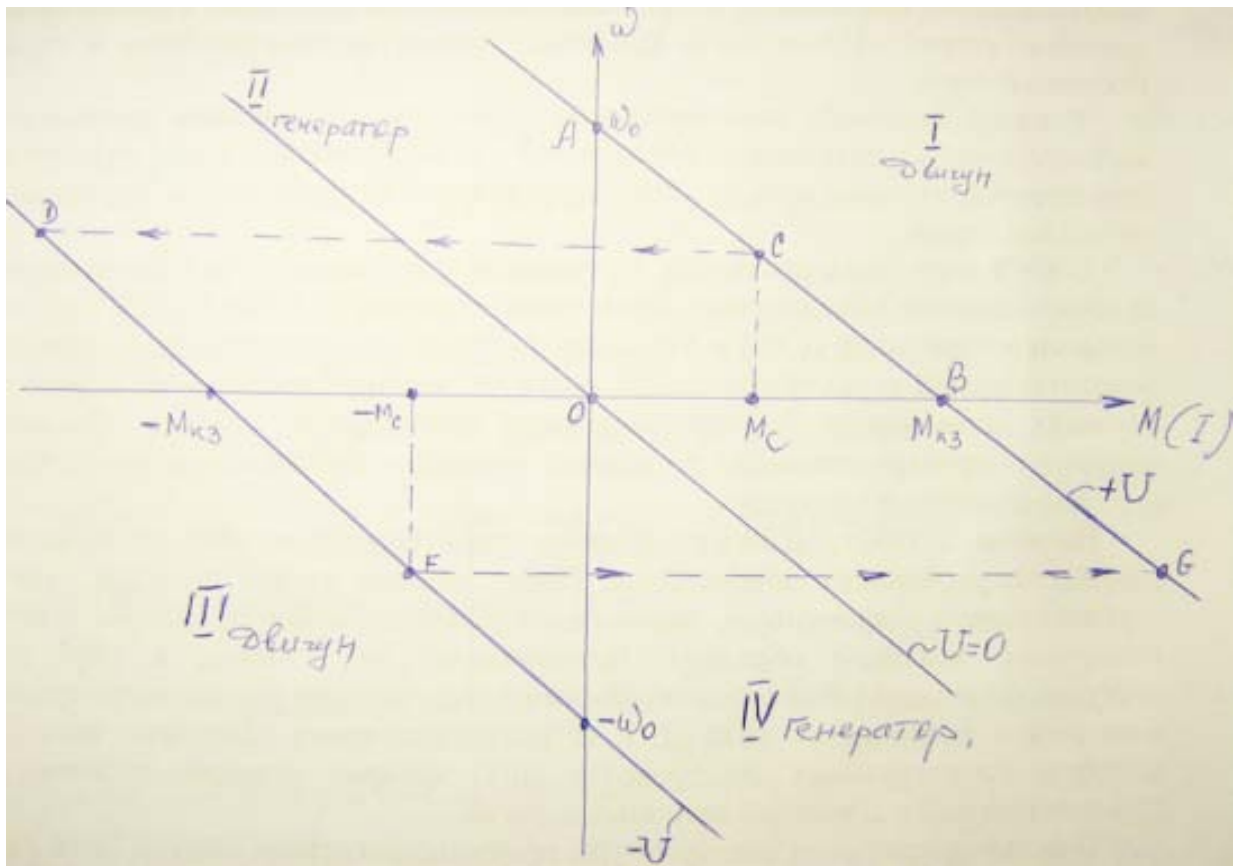


Рис. 2.5

Режим холостого ходу визначається першою А, коли $M = 0$, а $\omega = \omega_0$.

Режим короткого замикання, крапка В, коли ($E = 0$), $\omega = 0$, а струм

$$I_{кз} = \frac{U}{R} \quad \text{і момент} \quad M_{кз} = c_m \cdot \Phi \cdot I_{я.кз} = c_m \cdot \Phi \cdot \frac{U}{R}.$$

Між режимами А і В $0 < \omega < \omega_0$, $|E| < |U|$, а $I_{я} = \frac{U - E}{R}$.

Як відомо, все це відповідає режиму двигуна, тобто 1 квадрант на рис. 2.5 – це режим двигуна. Очевидно, що 3 квадрант є також режим двигуна, у якому напруга змінена на протилежну і, як наслідок цього швидкість та момент мають також протилежні знаки.

Рекуперативне гальмування, як відомо із курсу “Електричні машини” існує, коли $\omega > \omega_0$ і $|E| > |U|$. Тоді струм $I_{я}$ змінює свій знак і разом із ним – момент $M = -c_m \cdot I_{я} \cdot \Phi = M_{Г}$.

Отже рівняння (2.2) одержує вид:

$$\omega = \frac{U}{c_m \cdot \Phi} + \frac{M_\Gamma \cdot R}{(c_m \cdot \Phi)^2}. \quad (2.20)$$

Жорсткість характеристики, як і раніше, визначається величиною $\frac{R}{(c_m \cdot \Phi)^2}$, тобто, якщо вона залишиться тою самою, то характеристика рекуперативного гальмування (генераторний режим паралельно з мережею), є продовження у 2-й квадрант характеристики двигуна. Якщо опір R зростає (жорсткість спадає), рекуперація буде супроводжуватись більшою швидкістю ω . Таким чином, квадрант 2 на рис. 2.5 є режим генератора. Слід додати, що все сказане за рекуперативне гальмування і характеристики у квадранті 2, також справедливо і для квадранту 4, якщо двигун перед цим знаходився у квадранті 3.

Динамічне гальмування – при цьому якір двигуна вимикають з мережі, тобто $U = 0$, і замикають на струмообмежувальний резистор $R_{рег}$. За допомогою цього регулювального резистора $R_{рег}$ можливо змінити опір якірного кола.

У режимі динамічного гальмування характеристика проходить через початок координат, струм - $I_\Gamma = \frac{-E}{R}$, швидкість за (2.2) $\omega = \frac{R \cdot M_\Gamma}{(c_m \cdot \Phi)^2}$, а гальмівний момент

$$M_\Gamma = \frac{(c_m \cdot \Phi)^2 \cdot \omega}{R}.$$

Оскільки жорсткість $\beta = -\frac{(c_m \cdot \Phi)^2}{R}$, то вона зменшується із зростанням опору

$R_{рег}$. Енергія у двигун поступає зі сторони валу.

Гальмування противовмиканням – це режим генератора послідовно з мережею. Він може бути здійснений двома способами. Слід нагадати, що існують два **види моментів опору: реактивний момент**, що змінює свій знак разом зі зміною знаку швидкості і **активний момент**, що не змінює свій знак зі зміною знаку швидкості.

Приклад останнього – це момент статичного опору, котрий створюється гравітаційними силами, коли крановий двигун піднімає або опускає вантаж.

1-й спосіб. Хай крановий двигун піднімає вантаж, а у той же час на гак додають вантаж. Швидкість двигуна буде зменшуватись і зменшуватись, потім двигун зупиниться, тобто $\omega=0$, а потім ротор двигуна почне розкручуватись у протилежну сторону, тобто стане $\omega<0$.

У цьому разі ЕРС $E = -c_m \cdot \omega \cdot \Phi$, а струм $I_a = \frac{U + E}{R}$, тобто для його обмеження слід використовувати струмообмежувальний додатковий резистор.

У такому режимі двигун увімкнутий на піднімання вантажу, але вантаж створив такий великий активний момент опору, що ротор двигуна обертається у протилежну сторону. Тепер $M > M_{кз}$ на рис.2.5 і двигун перейшов у 4-тий квадрант (у режим генератора). Енергія у двигун подається з двох сторін: як у генератора, механічна, зі сторони валу і як у двигуна, електрична, зі сторони мережі.

Це є перший спосіб гальмування противовмиканням, хоча ніяких перемикачів оператор у схемі не робив, але ротор двигуна обертається у протилежну сторону по відношенню до його вмикання у електромережу. Так інколи спускають вантаж .

2-й спосіб – це зміна полярності живлення якоря, коли він обертається, тобто поки $\omega>0$. Але замість напруги U якоря двигуна подано $(-U)$, тоді струм $I_a = \frac{-U - E}{R} = -\frac{U + E}{R}$, тобто потрібен додатковий резистор для обмеження кидка струму.

Якщо двигун працював у точці **С** на рис. 2.5, то після таких дій він переходить у точку **Д** характеристики, що відповідає напрузі $(-U)$, у другому квадранті. Швидкість почне знижуватись і якщо у точці **Е**, коли $E=0$, $\omega=0$, машину не відключити від мережі, вона знову перейде у режим двигуна у 3-ому квадранті до рівноваги моментів у точці **Ф**. Тут знову можливо зробити перемикач напруги, з 3-го квадранту перейти у 4-тий на крапку **Г** і знову через точку **В** опинитись у 1-ому квадранті на крапці **С** .

При таких перемиканнях на ділянках характеристик **DE** 2-му і **GB** у 4-му квадрантах енергія двигуну подається, як зі сторони валу, так і зі сторони мережі.

Слід відмітити, що при кожному перемиканні використовують струмом обмежуючий резистор, через це жорсткість характеристик зменшується. Цього не показано на рис. 2.5.

2.2 ДПС послідовного збудження (ПЗ) .

2.2.1 Загальні відомості .

Схема ДПС ПЗ та його елементи показані на рис. 2.6 :

$$R_{\text{я}} = r_{\text{я}} + r_{\text{з}} + r_{\text{дп}} + r_{\text{ко}}, \quad R = R_{\text{я}} + R_{\text{р}}$$

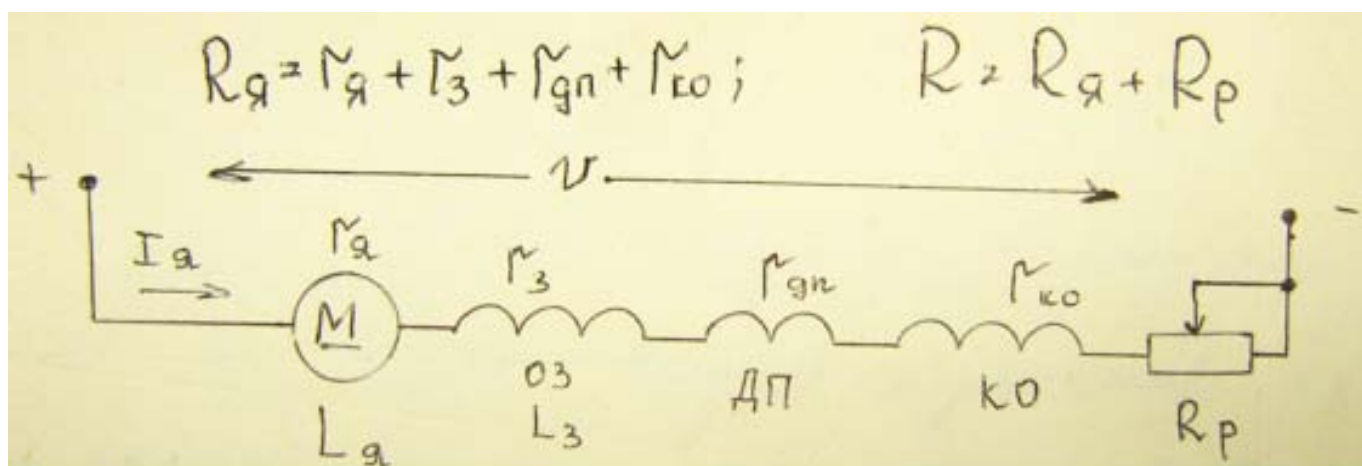


Рис 2.6

Як відомо з курсу “Електричних машин”, у цього двигуна струм збудження **I_я** = **I_з**, тому магнітна характеристика є залежність магнітного потоку від струму якоря **I_я**.

Вона має вигляд :

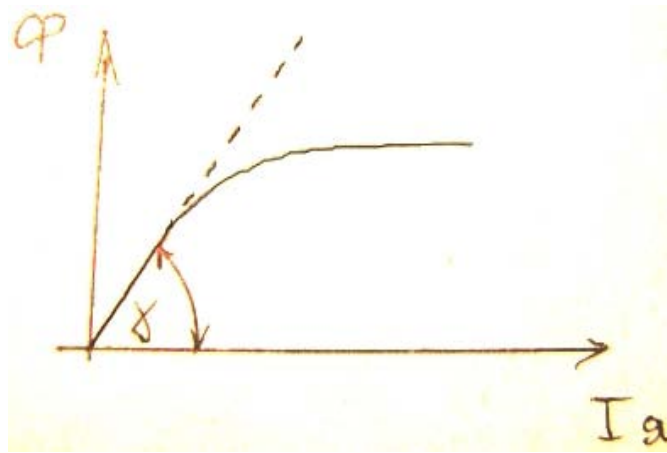


Рис. 2.7

Тому немає аналітичного виразу залежності $\Phi(I_a)$. Але, як відомо пряма ділянка характеристики, яка проведена під кутом γ до осі ординат,

продовжується приблизно до струму $I \approx 0.8 I_{ном}$. Таким чином, можливо у першому наближенні вважати, що:

$$\Phi = \operatorname{tg} \gamma \cdot I_{я} \quad (2.21)$$

тоді $M = c_m' \cdot I_{я}^2$, а

$$I_{я} = \sqrt{\frac{M}{c_m'}} \quad (2.22)$$

2.2.2 Електромеханічна та механічна характеристики ДПС ПЗ

Якщо у рівняння електромеханічної характеристики (2.1) підставити магнітний потік з (2.21), одержимо рівняння електромеханічної характеристики ДПС ПЗ:

$$\omega = \frac{U}{c_m \cdot \operatorname{tg} \gamma \cdot I_{я}} - \frac{I_{я} \cdot R}{c_m \cdot \operatorname{tg} \gamma \cdot I_{я}} = \frac{U}{c_m' \cdot I_{я}} - \frac{R}{c_m'} \quad (2.23)$$

- c_m' - нова постійна величина.

Відомо ,що рівняння (2.23) – це рівняння гіперболи. Бачимо, що коли $I_a \rightarrow 0$, то $\omega \rightarrow \infty$, тобто вісь швидкості на рис.2.8 є асимптота характеристики. Можливо вважати, що це явище виникає при $I_a \leq 0.15 I_{a.ном}$.

Коли $I_a \rightarrow \infty$, то $\omega \rightarrow (-\frac{R}{c_m'})$, тобто це пряма паралельна вісі абсцис із ординатою

$$\omega_a = -\frac{R}{c_m'}.$$

Характеристика перетинає вісь абсцис у точці, яка визначає струм короткого замикання $I_{кз}$.

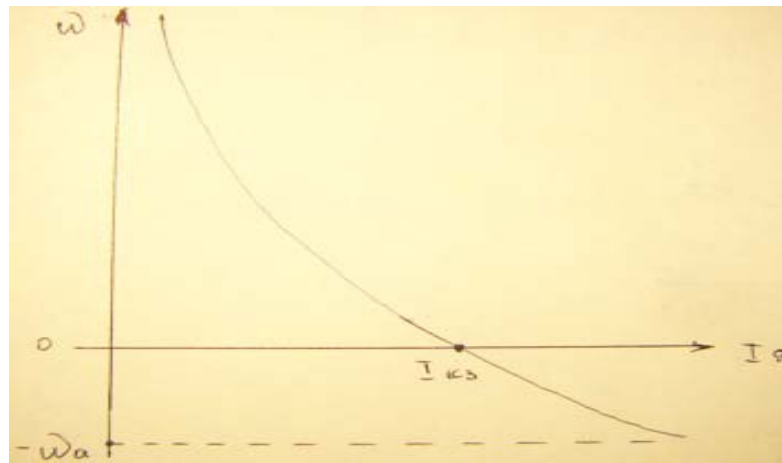


Рис. 2.8

Рівняння механічної характеристики можливо отримати, якщо у (2.3) підставити (2.22) :

$$\omega = \frac{U}{\sqrt{M \cdot c_m}} - \frac{R}{c_m'} \quad (2.24)$$

Відомо, що це крива гіперболічного вигляду, у якої $\omega \rightarrow \infty$, якщо $M \rightarrow 0$ а коли $M \rightarrow \infty$, то $\omega \rightarrow (-\frac{R}{c_m'}) = \omega_a$, як це показано на рис. 2.9, де відзначений момент короткого замикання $M_{кз}$.

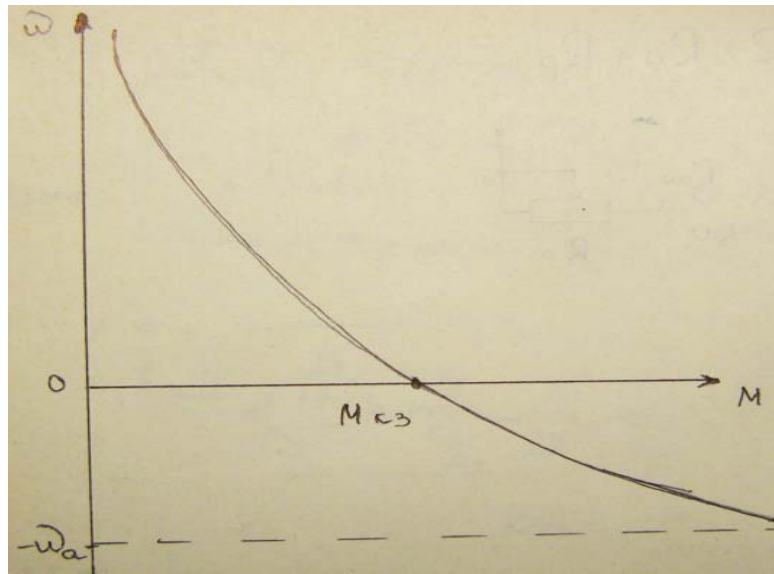


Рис 2.9

Аналіз обох характеристик показує, що ДПС ПЗ не має режиму холостого ходу і рекуперативного гальмування (генераторного режиму), оскільки поки $I \rightarrow 0$ і $M \rightarrow 0$, також і $\Phi \rightarrow 0$ згідно (2.21) і (2.22). Але оскільки при цьому $\omega \rightarrow \infty$, то ЕРС $E \rightarrow U$ тобто завжди $E < U$.

Все, що сказано вище дає лише загальне зображення характеристик, оскільки вони побудовані за виразом (2.21). Але це неможливо враховувати у розрахунках, оскільки магнітна система електричної машини завжди насичена. Тому конкретні характеристики можливо побудувати з використанням так званих “універсальних” характеристик у відносних одиницях $\omega^*(I^*)$, $M^*(I^*)$.

2.2.3 Побудова штучних (реостатних) характеристик.

Для цього необхідна природна електромеханічна характеристика та її рівняння (2.23), яке можливо записати таким чином

$$\omega_{\Pi} = \frac{U}{c_m \cdot \Phi} \cdot \left(1 - \frac{R_y \cdot I_y}{U}\right), \text{ а} \quad (2.25)$$

рівняння реостатної характеристики:

$$\omega_p = \frac{U}{c_m \cdot \Phi} \cdot \left(1 - \frac{R \cdot I_y}{U}\right). \quad (2.26)$$

Поділивши (2.26) на (2.25) одержимо:
$$\frac{\omega_p}{\omega_{\Pi}} = \frac{U - I_{я} \cdot R}{U - I_{я} \cdot R_{я}} \quad (2.27)$$

Нагадаємо, що у відносних одиницях $\omega^* = \frac{\omega}{\omega_{ном}}$, $R^* = \frac{R}{R_{ном}}$, $I^* = \frac{I}{I_{ном}}$, тоді (2.27) у

відносних одиницях буде:
$$\omega_p^* = \omega_{\Pi}^* \cdot \frac{1 - I_{я}^* \cdot R^*}{1 - I_{я}^* \cdot R_{я}^*}. \quad (2.28) \text{ Побудова характеристик}$$

за рівнянням (2.28) показана на рис. 2.10, вона не потребує додаткових пояснень.

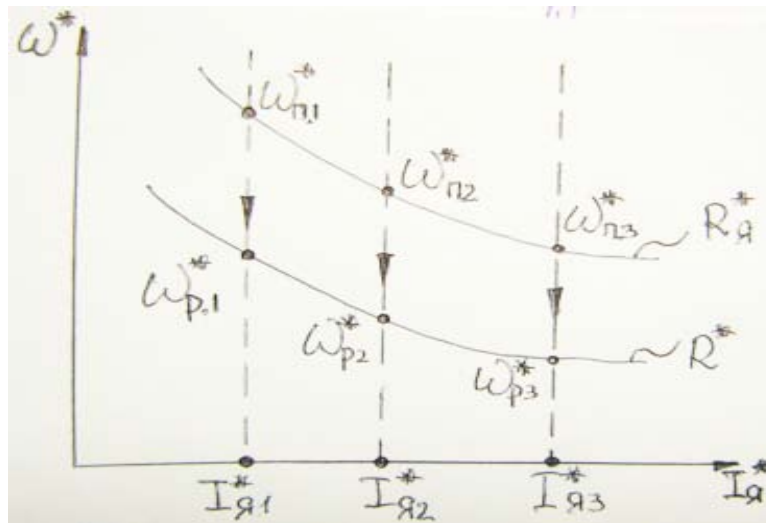


Рис. 2.10

По графіку на рис. 2.10 за допомогою “універсальних” характеристик у таблиці 2.1 можливо побудувати механічну характеристику у відносних одиницях $\omega^*(M^*)$.

Данні таблиці 2.1 можливо використовувати для побудови характеристик ДПС ПЗ потужністю 10 кВт і більше.

Табл. 2.1

$I_{я}^*$	0,3	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,6	2	2,4	2,8
ω^*	2,4	1,6	1,3	1,2	1	0,9	0,8	0,7	0,65	0,6
M^*	0,1	0,3	0,55	0,78	1	1,3	1,8	2,4	2,9	3,6

За допомогою табл.2.1 можливо визначити $c_M \cdot \Phi = \frac{M^*}{I_y^*}$. Додамо, що зі зростанням опору $R_p = R - R_y$ кутова швидкість ω при одному тому самому моменті зменшується, також зменшується і жорсткість $\beta = \left| \frac{dM}{d\omega} \right|$. Сімейство механічних характеристик з різними значеннями опору R_p показано на рис. 2.11, де $R^*1 > R^*p$, а $R^*3 > R^*2 > R^*1$.

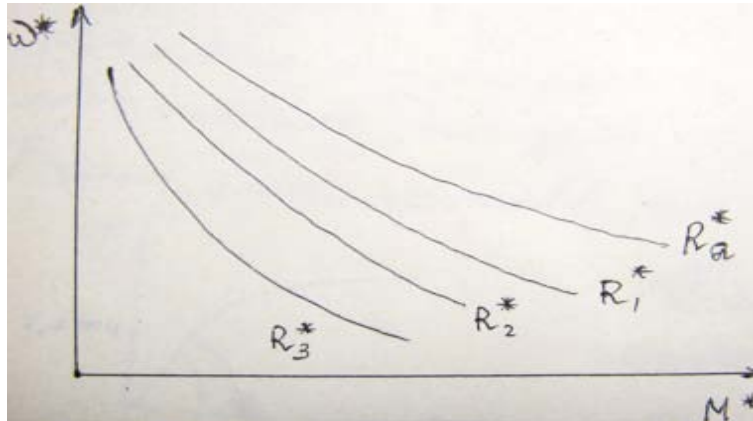


Рис. 2.11

2.2.4 Розрахунок опорів пускових резисторів.

Цей розрахунок виконується графоаналітичним методом. Хай необхідно здійснити пуск ДПС ПЗ із використанням трьох реостатних позицій. Нагадаємо, що згідно рис. 2.6 $R = R_y + R_p$, тоді $R_1 = \frac{U}{I_1}$ і $R_2 = \frac{U}{I_2}$. Пускова діаграма наведена на рис.

2.12

$$\omega = \frac{U - I_{\text{я}}}{c_{\text{м}} \cdot \Phi} = \frac{U}{c_{\text{м}} \cdot \Phi} - \frac{I_{\text{я}} \cdot R}{c_{\text{м}} \cdot \Phi} = C_1 - C_2 \cdot R, \text{ де } C_1 \text{ і } C_2 \text{ є постійні, якщо струм є постійною}$$

величиною. Вертикальні лінії **ab**, **cd**, **ef** і **gk** відповідають переміщенню робочої крапки двигуна по одній з реостатних характеристик. А горизонтальні лінії **bc**, **de** і **fg** відповідають перемиканню ступенів резистора.

Вертикаль $\omega_1 \rightarrow \omega_2 \rightarrow \omega_3$ на лінії струму **I2** проводять таким чином, щоб між відрізками **ag** і **mk** розмістилась ціла кількість ступенів пускового резистора. Якщо цього не відбулося, слід змінити значення струму **I2** в ту чи іншу сторону.

Пуск починають з крапки **a** і нарешті переходять до крапки **g**. Очевидно, якщо відрізок **Oa** пропорційний опору $R_1 = R_{\text{я}} + R_{\text{p}}$, то $bc \sim R_{\text{p}1}$,

$de \sim R_{\text{p}2}$ і $fg \sim R_{\text{p}3}$. Початок пуску – це швидкість $\omega = 0$, а струм – **I1**. При розгоні струм зменшується до значення **I2**, але опір залишається незмінним. Так із крапки **a** ми перейшли у крапку **b**, у якій вимикають опір **Rp1**, струм знову стає рівним **I1**, а повний опір якірного кола пропорційним відрізку **cc1**.

Швидкість зростає до значення ω_2 при струмі **I2**. Тут вимикають опір **Rp2**, а струм знову стає рівним **I1** і так далі до виходу на природню характеристику.

Середній пусковий струм $I_{\text{п.ср.}} = \frac{I_1 + I_2}{2}$, а відхилення пускового струму від середнього значення $\Delta I_{\text{п}} = I_1 - I_{\text{п.ср.}} = I_{\text{п.ср.}} - I_2 = \frac{I_1 - I_2}{2}$.

Коефіцієнт нерівномірності пуску $K_i = \frac{\Delta I_{\text{п}}}{I_{\text{п.ср.}}}$, тоді $I_{\text{п.ср.}} = \frac{I_1}{(1 + K_i)}$, тобто струм

Iп.ср буде тим більше, чим менше буде величина **Ki**, яка може бути задана для різних типів електроприводів. Очевидно, чим більше ступенів пускового резистора, тим менше буде величина **Ki**.

2.2.5 Динамічне гальмування.

Воно може бути із само-, або із незалежним збудженням. Перше повинно бути таким, щоб не розмагнічувати машину, тобто струм збудження повинен зберігати свій напрямок. Знак швидкості ω також зберігається.

Перемикання ДПС ПЗ із двигунного режиму у режим динамічного гальмування показано на рис. 2.13, де "а" - це режим двигуна, а "б" - режим гальмування.

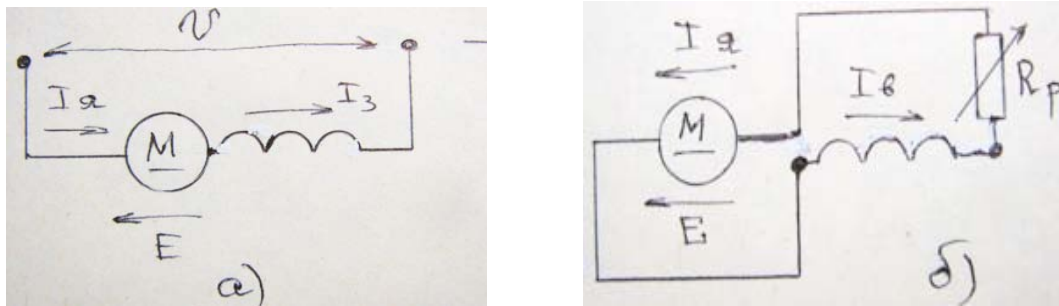


Рис. 2.13

Коли $U=0$, то $I_a = -\frac{E}{R}$, тобто струм змінює знак і момент стає гальмовим.

Характеристики динамічного гальмування показані на рис.2.14.

Вони розташовані у другому квадранті, є криволінійними, бо існує нелінійна залежність між струмом та магнітним потоком. Все це можливо пояснити за допомогою таких виразів:

$$E = c_m \cdot \omega \cdot \Phi, \quad I_a = -\frac{c_m \cdot \omega \cdot \Phi}{R}, \quad M = -(c_m \cdot \Phi)^2 \cdot \frac{\omega}{R}.$$

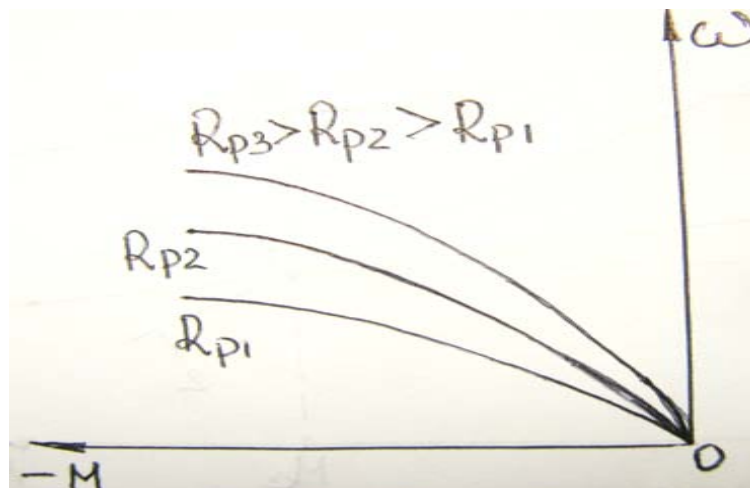


Рис. 2.14

Очевидно, самозбудження можливо лише за визначеною швидкістю ω . Це можливо побачити за допомогою рис. 2.15 (Аналог самозбудженню генератора постійного струму з курсу “Електричні машини”).

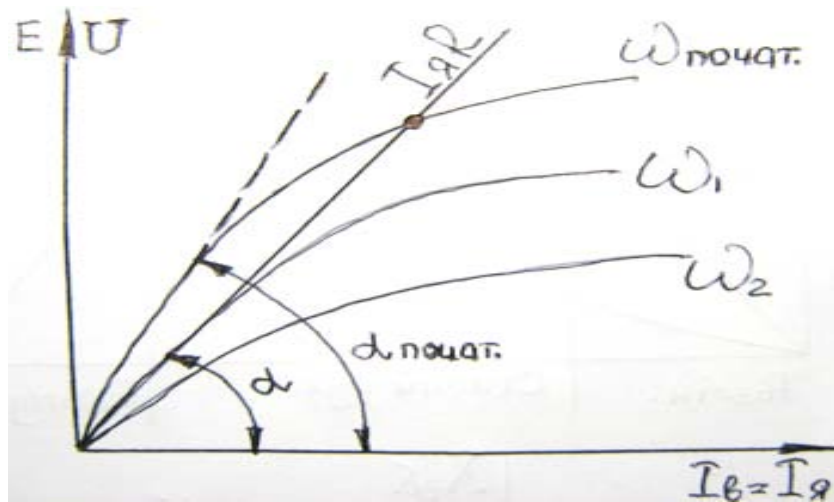


Рис. 2.15

Як відомо $\tan \alpha \sim R$ і тому самозбудження можливо лише, коли кут α менше за кут $\alpha_{\text{поч.}}$. Бачимо, що критичне значення опору $R_{\text{кр}} = \frac{E}{I_a}$, воно зменшується зі зменшенням швидкості ω . Якщо $\omega < \omega_1$ на рис.2.15 самозбудження припиняється.

Якщо необхідно уникнути великих значень гальмових моментів, тобто великих ударів у механізмах привода у початковий час гальмування, слід використовувати незалежне збудження.

2.2.6 Гальмування пртивовмиканням.

Цей режим, як зазначено раніше, може бути здійснений двома способами:

- $M_c > M_{kz}$ при активному моменті навантаження;
- коли змінюють полярність живлення якоря;

В обох випадках використовують струмообмежувальні резистори .

Розглянемо ці процеси за допомогою графіків на рис. 2.16.

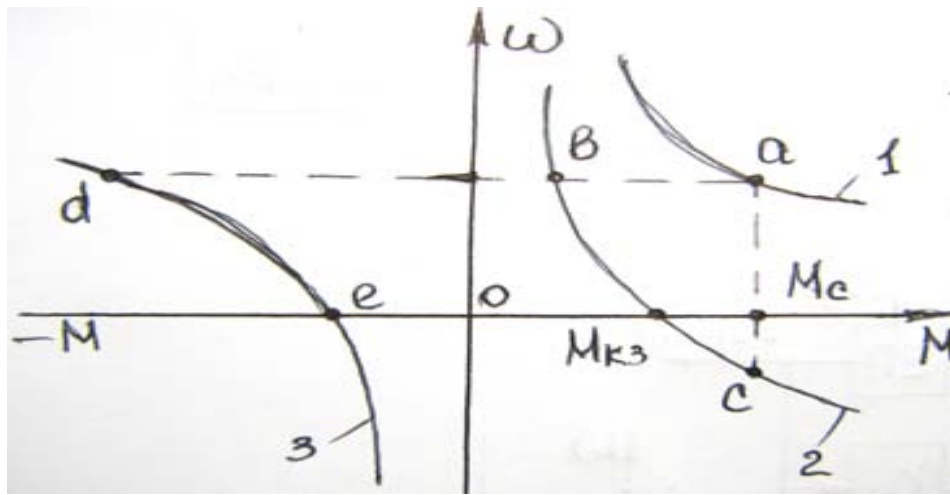


Рис. 2.16

Хай двигун працює на природній характеристиці **1** у крапці **a**. Впровадимо у коло якоря резистор **R_p**, одержимо характеристику **2** і з крапки **a** перейдемо до крапки **b**, у якої **M < M_c**. Двигун почне зупинятись.

Коли буде момент **M_{кз}**, **ω=0**, а двигун по характеристиці **2** під впливом активного моменту навантаження почне обертатись в іншу сторону (знак **ω** змінився), у крапці **c** настане рівновага електромагнітного та активного навантажувального моментів. Приклад цього: робота вантажопіднімальних механізмів.

В іншому способі перемикають полярність живлення якоря, а напрямок струму збудження залишається незмінним: буде одержана характеристика **3**, на яку в крапку **d** з крапки **a** перейде двигун. Він почне гальмуватись і у крапці **e** зупиниться (**ω = 0**), його відключають від мережі.

Слід відзначити, якщо при такому перемиканні не використовувати струмообмежувальний резистор **R_p**, характеристика **3** була б віддзеркаленням характеристики **1**. Але з урахуванням **R_p** жорсткість характеристики **3** значно менша за характеристику **1**.

2.3 ДПС змішаного збудження (ЗЗ).

Схема двигуна показана на рис. 2.17 :

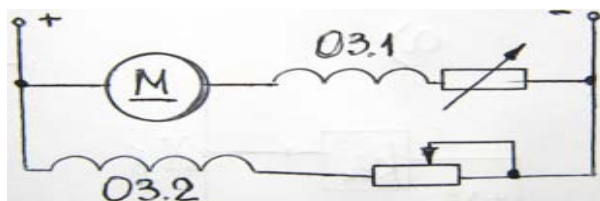


Рис. 2.17

Характеристики, як і у ДПС ПЗ не мають аналітичного виразу, тому використовують універсальні характеристики. Однак двигун має швидкість холостого ходу $\omega_0 = \frac{U}{c_m \cdot \Phi_2}$, де Φ_2 - магнітний потік обмотки збудження O32. Звичайно МРС обох обмоток збудження рівні, тобто $\Phi_{031} = \Phi_{032}$.

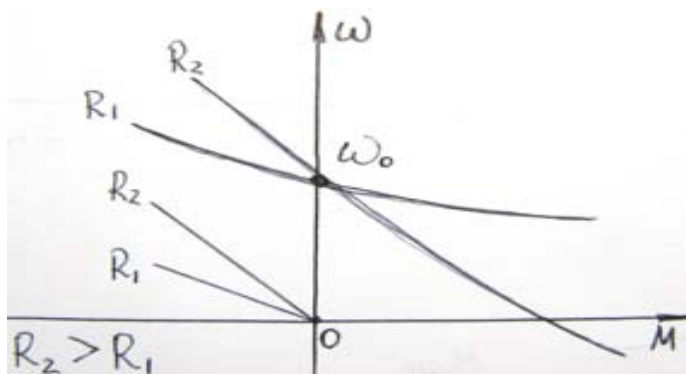


Рис 2.18

Характеристики ДПС ЗЗ показані на рис. 2.18. Розрахунок резисторних характеристик виконується так, як у ДПС ПЗ. ДПС ЗЗ допускає усі три види електричного гальмування.

При рекуперації, щоб не розмагнічувати машину при досягненні швидкості ω_0 , шунтують обмотку O31, тому у другому квадранті характеристики прямолінійні.

При гальмуванні притивовмиканням характеристики будуть нелінійні, оскільки разом із моментом (струмом) змінюється МРС Φ_{031} .

Розділ 3. Регулювання координат електроприводів та його структури.

3.1 Загальні положення.

Функція керування – одна із основних функцій електропривода. Треба не тільки привести до руху промисловий механізм, але й керувати цим рухом. У теорії електропривода механічні, електричні і магнітні змінні, котрі характеризують роботу двигуна - швидкість, прискорення, момент струм, магнітний потік тощо - звать координатами. Дійсно, ці змінні часто бувають назвами вісей координат графіків характеристик електродвигунів.

Тому можливо сказати, що керування рухом виконавчого органу електричним способом виконується способом регулювання координат (тобто змінних) електродвигуна.

Регулювання координат електродвигуна повинно здійснюватися для керування як рухом, що є сталим, так і рухом у перехідному процесі.

Розглянемо, наприклад, діаграму руху ліфту між двома сусідніми зупинками на рис. 3.1 – це зміна швидкості за часом.

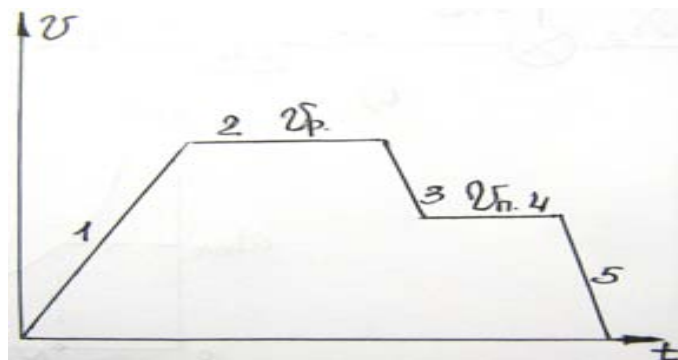


Рис. 3.1

Графік має 5 ділянок. На 1-й ділянці відбувається розбіг до робочої швидкості руху V_p , із якою ліфт рухається на ділянці 2. Потім на ділянці 3 виконується гальмування, щоб короткочасно рухатись на ділянці 4 із пониженою швидкістю $V_{п}$. Нарешті на ділянці 5 відбувається повне гальмування та зупинка.

Щоб сформувати саме такий графік руху треба виконувати цілеспрямований вплив на двигун.

Додамо також, що електропривод часто повинен забезпечити регулювання одночасно декілька координат, наприклад: швидкості прискорення і положення виконавчого органу.

3.2 Регулювання швидкості.

Таке регулювання можливо здійснювати двома способами: параметричним і в замкнутих системах.

Параметричне регулювання (керування) – це зміна координати електропривода за рухом будь-якого параметра електричного кола двигуна або напруги живлення, коли у це коло вмикають резистори, конденсатори індуктивності тощо.

У замкнутих системах електропривода вплив на двигун звичайно здійснюється зміною напруги живлення, або його частоти, або і амплітуди напруги і частоти разом. Для такого регулювання (керування) потрібні силові перетворювачі постійного або змінного струмів.

Подивимось на рис 3.2, на якому характеристика **1** – природна (основна). Електропривод працює у крапці **A** із координатами $\omega_{ном}$ і M_c . Тепер нам необхідно перевести електропривод у крапку **B** із тим самим моментом M_c , але із швидкістю $\omega_{шт}$. Це можливо виконати вельми просто увімкнути у коло якоря резистор **R_p**. При цьому буде одержана штучна характеристика **2**. Опір резистора **R_p** можливо просто розрахувати таким чином, щоб характеристика **2** пройшла через крапку **B**.

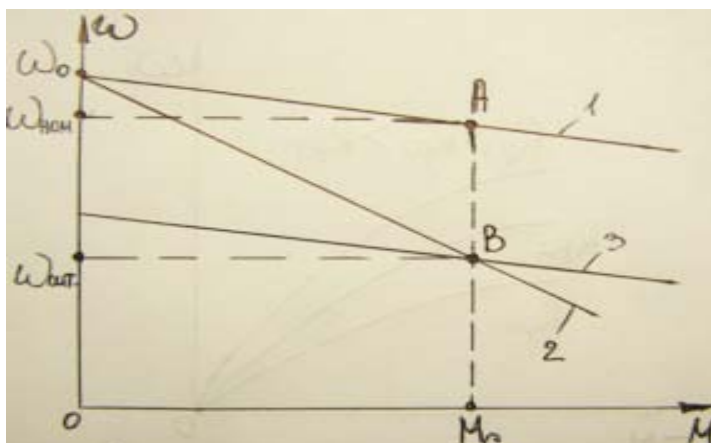


Рис. 3.2

Другий спосіб – за допомогою перетворювача знизити напругу живлення і отримати характеристику **3**, яка теж, як і характеристика **2** пройде через точку **B**.

Перевагою параметричного регулювання є простота, але його недолік – низька точність. В той же час у склад замкнутої системи регулювання входить дорогий перетворювач, регулювальні пристрої, елементи зворотних зв'язків. Але за допомогою замкнутої системи можливо забезпечити високу точність роботи електропривода.

Регулювання швидкості можливо характеризувати за допомогою шести основних показників .

1) Діапазон регулювання D визначається відношенням максимальної та мінімальної швидкостей $D = \frac{\omega_{\max}}{\omega_{\min}}$ при заданих межах зміни навантаження на валу двигуна.

Для різних робочих машин необхідно мати різні діапазони регулювання, може бути $D = 3 \dots 4, 20 \dots 50, 50 \dots 100$ і більше.

2) Напрямок регулювання швидкості відносно природної характеристики. Штучні характеристики можуть бути вище або нижче основної . У такому разі кажуть, що регулювання є двохзонним.

3) Плавність регулювання швидкості визначається кількістю одержаних штучних характеристик в даному діапазоні регулювання. Вона оцінюється коефіцієнтом, котрий є відношенням швидкостей на двох сусідніх характеристиках, тобто $K_{nl} = \frac{\omega_i}{\omega_{i-1}}$, ω_i і ω_{i-1} швидкості на i -й та $(i-1)$ -й штучних характеристиках.

Регулювання буде зовсім плавним, якщо $K_{nl} \rightarrow 1$, а кількість швидкостей $Z \rightarrow \infty$.

Найменша плавність регулювання у двохшвидкосних асинхронних двигунів, у них $K_{nl} = 2$. Висока плавність у ДПС НЗ, у яких виконують двохзонне регулювання: ослабленням магнітного потоку для одержання швидкостей вище основної і зменшенням напруги живлення для одержання швидкостей нижче основної.

4) Стабільність швидкості характеризується зміною швидкості двигуна за зміною моменту навантаження, тобто за жорсткістю характеристики $\beta = -\frac{dM}{d\omega}$.

Відхилення кутової швидкості $\Delta\omega$ за зміною значення M_c будуть тим більше, чим менша величина β . Наприклад, на рис. 3.2 характеристики 2 і 3 забезпечили

роботу в заданій точці **В**. Але жорсткість характеристики 3 більша за 2, тому зміна швидкості $\Delta\omega$ на характеристиці 2 буде більшою, що може обмежити діапазон регулювання швидкості.

5) Допустиме навантаження двигуна відповідає тому моменту навантаження при якому нагрів двигуна не буде перевищувати допустиме значення для даного класу ізоляції, що використовується у двигуні.

При роботі на природній характеристиці таким навантаженням є номінальний момент, за яким двигун споживає номінальний струм. При роботі на штучних характеристиках струм теж повинен бути номінальним, і, як слід буде нагрів буде нормативним. Оскільки нагрів є залежним від умов охолодження, то допустиме навантаження повинно враховувати цю обставину.

6) Економічність регулювання швидкості визначається втратами на будову та експлуатацію електроприводу. Суттєве значення мають втрати енергії та загальний ККД у процесі регулювання, які є різними за різних способів регулювання. Також суттєвим економічним показником є коефіцієнт потужності $\cos\varphi$, який може розрізнятися на різних кутових швидкостях із різним часом продовж усього часу регулювання.

3.3 Регулювання струму і моменту.

Регулювання моменту двигуна і, як слід, його струму, має забезпечити задані статичні режими та їх стійкість, дає змогу сформувати необхідні за технологічними умовами зміни кутової швидкості і кутового положення валу електродвигуна. Це можливо добре проілюструвати за допомогою рис.3.1, на якому вказані ділянки розгону та гальмування де прискорення повинно знаходитись на заданому рівні.

Оскільки рівняння динаміки електропривода має вигляд $M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}$, то регулювання величини $\frac{d\omega}{dt}$ можливо реалізувати відповідною зміною моменту **М**.

Крім цього, існує безліч різних виконавчих машин, у яких треба обмежувати величину **М** за технологічними умовами. Наприклад це машини, у яких забезпечується регулювання натягу у обробляемому матеріалі.

Обмеження струму та моменту можливо за допомогою резисторів, які вмикають у коло роторів електродвигунів. У цього параметричного способу регулювання буде тим менший розмах струму та моменту, чим більше ступенів регулювання. Значно точнішого регулювання струму та моменту можливо досягти у замкнених системах “перетворювач – двигун” із зворотнім зв’язком за струмом двигуна. Прикладом цього є характеристика на рис. 3.3, котра забезпечує регулювання (обмеження) струму у діапазоні зміни швидкості від $\omega = 0$ до $\omega = \omega_1$.

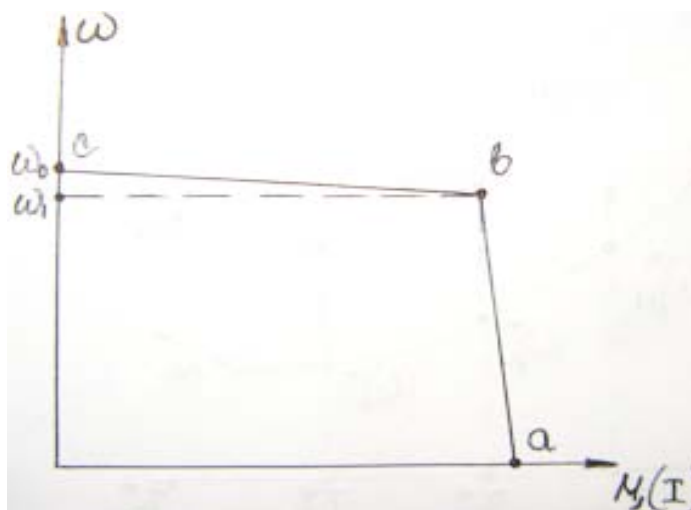


Рис. 3.3

На ділянці **ab** замкнена система забезпечує граничну точність умови $M \approx const$.

Цю характеристику звуть екскаваторною, бо його механізми часто працюють на упор.

В останні роки з’явилась система “джерело струму – двигун”, котра дозволяє виконувати умови $I = const$ і, як слід, за умовами $\Phi = const$ буде $M = c_m I \Phi = const$. За цю систему ми поговоримо пізніше.

3.4 Регулювання положення.

Переміщення виконавчого органу з однієї точки простору у іншу є позиціонування. Для цього регулювання існують шляхові або кінцеві вимикачі – все дуже просто, але не дуже точно.

Якщо потрібна висока точність регулювання положення (позиціонування) виконавчого органу, слід використовувати електропривод із зворотнім зв’язком по положенню. Формують графіку руху $\varphi(t)$, де φ - кут повороту валу двигуна, а також

графіки зміни моменту і швидкості за часом, тобто $M(t)$ і $\omega(t)$. Розглянемо це на прикладі ідеалізованого графіка руху при відпрацюванні одиничного переміщення (кроку) виконавчого органу на рис. 3.4.

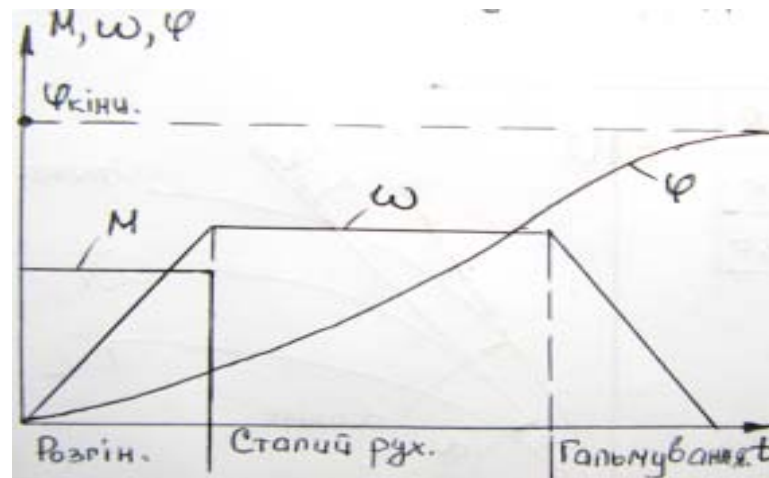


Рис. 3.4

Графік має три ділянки. На цьому графіку у кінцевій крапці, коли $\varphi = \varphi_{\text{кінц}}$ швидкість руху і момент дорівнюють нулю, що відповідає стану спокою виконавчого органу. Відзначимо, що при невеликих переміщеннях ділянка сталого руху може взагалі бути відсутньою.

3.5 Структура електропривода та його режими роботи при регулюванні координат.

На рис. 3.5 показана класифікація електропривода по його структурі.



Рис. 3.5

Як видно, в залежності від кількості виконуваних функцій, кількості регульованих координат та ступеня автоматизації технологічних процесів реалізація електроприводів може бути різноманітною.

Всі електроприводи можливо поділити на дві групи – неавтоматизовані і автоматизовані. У перші всі операції по регулюванню ГЕП виконує людина (оператор) за допомогою ручних способів керування. В автоматизованій системі людина (оператор) лише дає команду на початок або кінці роботи, а повний технологічний цикл забезпечується системою керування без втручання людини. Розглянемо тепер принципи будування розімкнутих і замкнутих ЕП схеми яких подані на рис. 3.6.

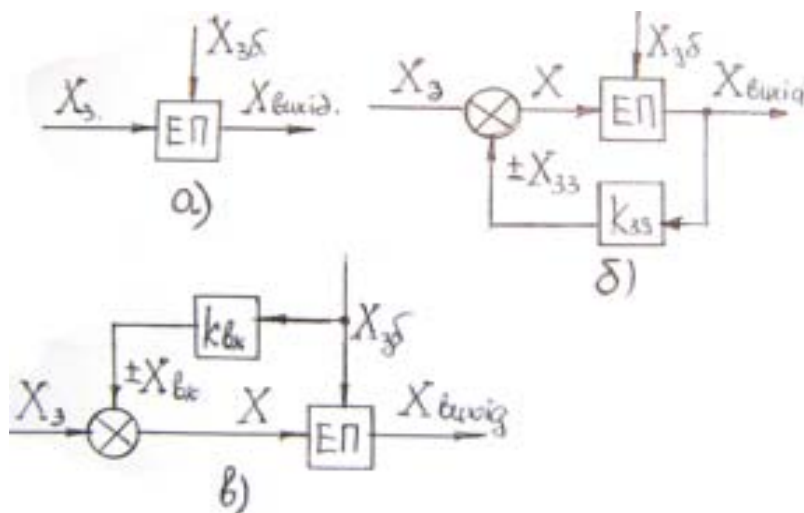


Рис. 3.6

На рис. 3.6, а - розімкнута система, у якої X_3 – сигнал, який задається (керуючий вплив), він визначає рівень вихідної координати $X_{\text{вих}}$. У цієї системи зміна зовнішніх збурень $X_{3\delta}$ приводить до зміни $X_{\text{вих}}$. Наприклад, коливання напруги живлення або значення моменту навантаження приводить до коливання координати швидкості. Інакше кажучи, розімкнута система не забезпечує стабільність вихідних параметрів $X_{\text{вих}}$. За зміною зовнішніх збурень $X_{3\delta}$.

В замкнутих системах вплив збурення $X_{3\delta}$ на вихідну координату $X_{\text{вих}}$ частково або повністю усувається. Виконати це можливо за допомогою системи із зворотнім зв'язком на рис. 3.6, б. Ця система працює по принципу відхилення, у неї на вхід ЕП подається сигнал зворотного зв'язку X_{33} , який є пропорційним вихідній величині $X_{\text{вих}}$. Сигнал X_{33} зрівнюється із сигналом X_3 і результуючий сигнал X (сигнал відхилення) буде тепер вхідним керуючим сигналом.

Якщо через дію сигналу збурення $X_{3\delta}$ вихідна величина $X_{\text{вих}}$ зміниться, то відповідно зміниться і сигнал відхилення X , що приведе до зміни режиму ЕП і встановлення колишнього значення $X_{\text{вих}}$.

Система на рис. 3.6, в реалізує принцип компенсування збурюючої дії

Хзб . Для цього вхідний сигнал **Хвх**, який пропорційний **Хзб**, подається у систему разом із сигналом **Хз**, тому результуючий сигнал **Х** буде таким, щоб забезпечити таке керування ЕП, при якому виконується компенсація збурень.

Існує і комбінована система , що об'єднує схеми рис. 3.6 , **б** і **в** .

Але більшість систем – це системи із зворотнім зв'язком на які звернемо особливу увагу.

Зворотні зв'язки можуть бути різними:

1) Позитивним, якщо сигнал **Хзз** має напрямок згідно із сигналом **Хз** (знак “+” на рис. 3.6 , **б**) або негативним , якщо сигнал **Хзз** має напрямок на зустріч сигналу **Хз** (знак “-” рис. 3.6, **б**).

2) Жорсткими, якщо сигнал **Хзз** діє завжди - і в усталених, і у перехідних режимах; Сигнал гнучкого зворотного зв'язку виробляється у перехідних режимах системи і використовується для формування тільки для динамічних характеристик ЕП.

3) Лінійними , якщо сигнал **Хзз** математично може бути описаний лінійними рівняннями. Інші зв'язки є нелінійними.

В електроприводі для регулювання його вихідних координат – швидкості, прискорення, положення – звичайно використовують зворотні зв'язки по швидкості, положенню, струму і напруги. Для використання зворотних зв'язків по моменту необхідні дорогі та складні датчики моменту, тому їх застосовують дуже рідко.

Багато технологічних процесів потребують участі декількох виконавчих органів. У цьому разі потрібна складна система керування, Часто-густо з використанням роботів та маніпуляторів.

Одночасно слід зазначити, що ЕП може бути у двох режимах – усталеному та перехідному.

Ознакою усталеного режиму є рівність нулю усіх похідних механічних координат – вони не змінюються за часом. Наприклад робота ЕП, коли

$\omega = \text{const}$, є усталеним режимом.

Перехідний (або динамічний) режим – пуск, реверс, гальмування, скидання та накидання навантаження, регулювання швидкості та інше – має місце, коли хоча б одна з похідних механічних координат відмінна від нуля. Рішення рівнянь цього

режиму дозволяє одержати залежність зміни координат ЕП за часом. У перехідних режимах або нагромаджується, або розсіюється енергія – механічна, електрична та теплова. Остання - дуже повільно. Механічна і електрична складають загальний електромеханічний процес. Але їх можливо розділити – електромагнітні це для обмоток.

Графіком перехідного процесу є експонента, отже існують електромагнітні і механічні постійні часу, відповідно **T_e** та **T_m** . Можливо вважати, що величини **T_e** і **T_m** визначають інерційність електричної та механічної частини ЕП. Якщо **$T_e \ll T_m$** , то процес є механічним, якщо **T_e** і **T_m** є співставними то – процес електромеханічний.

Для побудови графіків зміни координат ЕП за часом слід знати :

- 1) від перехідного процесу (пуск, гальмування, реверс та ін.)
- 2) початкові та кінцеві значення координат ЕП.
- 3) параметри ЕП, тобто коефіцієнт підсилення (передачі) елементів та їх постійні часу.

Все це буде розглядатись у цьому курсі нижче.

Розділ 4. Регулювання координат ЕП з двигуном постійного струму.

4.1 Регулювання кутової швидкості ДПС змінного магнітного потоку.

4.1.1 Загальні відомості.

Таке регулювання звичайно проводять зменшенням потоку. Підсилювання потоку звичайно не виконується, тому що це призводить до значного нагріву обмотки збудження, а також зважаючи на значне насичення магнітного кола машини.

Ослаблення магнітного потоку має, як відомо з курсу “Електричні машини”, ряд обмежень. Це, у першу чергу, зростання міжламельної напруги, обмеження колової швидкості колектора та якоря, зростання реактивної ЕРС, котра пропорційна частоті обертання якоря.

Але регулювання змінного магнітного потоку надзвичайно економічно, тому що потужність збудження дуже мала.

4.1.2 Ослаблення магнітного потоку у ДПС НЗ.

Таке регулювання можливо:

- за допомогою резистора у колі збудження
- живлення обмотки збудження від окремого перетворювача напруги.

Згідно виразу (2.1), чим глибше ослаблення збудження, тим вище кутова швидкість холостого ходу ω . В той же час, якщо $\omega=0$, то $I_{\text{я}} = \frac{U}{R_{\text{я}}} = I_{\text{кз}}$, тому електромеханічні характеристики мають вигляд, як показано на рис. 4.1, де $\omega_{0\text{п}}$ - кутова швидкість холостого ходу природної характеристики, тобто із повним збудженням.

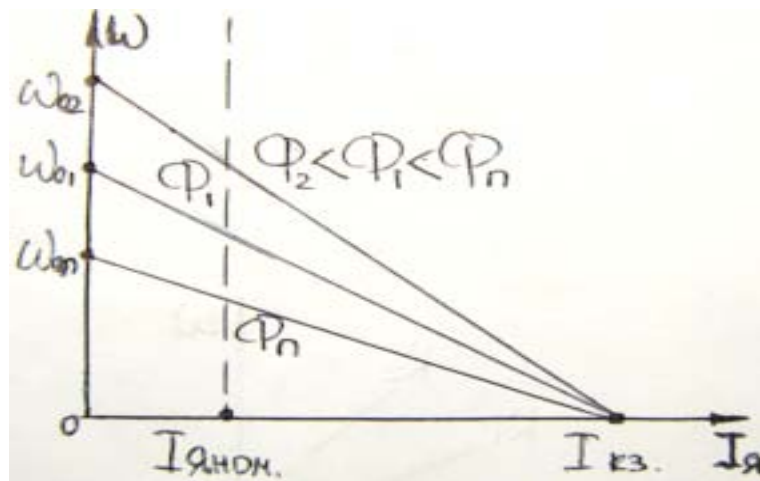


Рис 4.1

Жорсткість характеристики $\beta = \frac{(c_m \Phi)^2}{R_{\text{я}}}$ зменшується разом із зменшенням магнітного потоку.

Механічна характеристика на рис 4.2 можливо побудувати згідно виразам (2.2) і (2.3), із яких виходить, що характеристики не пересікаються в одній крапці на вісі абсцис ($M_{\text{кз}}$ зменшується із зменшенням магнітного потоку), а швидкості холостого ходу залишається незмінними.

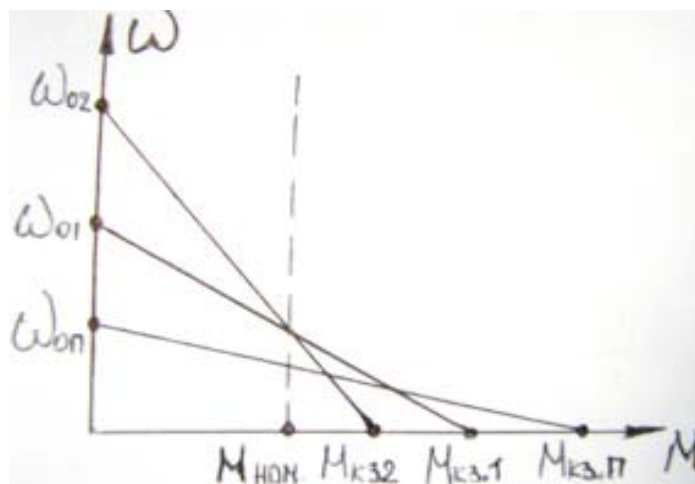


Рис 4.2

На рис. 4.2 – $M_{\text{кз.п}}$ – момент короткого замикання при повному збудженні, тобто на природній характеристиці. Як слідує з (2.3) $\frac{M_{\text{кз.1}}}{M_{\text{кз.2}}} = \frac{c_m \Phi I_{\text{я.кз}}}{c_m \Phi I_{\text{я.кз}}} = \frac{\Phi_1}{\Phi_2}$.

Якщо при регулюванні зберігати значення струму номінальним ($I_{\text{я}} = I_{\text{я.ном}}$), то допустимий момент буде $M_{\text{доп.}} = c_m \Phi I_{\text{я.ном}}$.

Як відомо з (2.1)

$$c_m \Phi = \frac{U - I_{я.ном} R_{я}}{\omega} \quad (4.1)$$

Помножимо обидві частини (4.1) на **Ія.ном**, тоді одержимо:

$$M_{дон.} = \frac{U - I_{я.ном} R_{я}}{\omega} \quad (4.2)$$

У рівнянні (4.2) чисельник є постійна величина - електрична потужність **Рем**, тобто $M_{дон.} \cdot \omega = const$, а регулювання швидкості йде з постійною потужністю. На рис.4.3 залежність $\omega(M_{дон})$ є гіпербола. Зі зменшенням магнітного потоку зменшується і жорсткість характеристики (рис. 4.1 і 4.2), що обмежує діапазон регулювання, що звичайно не перевищує 1: 8.

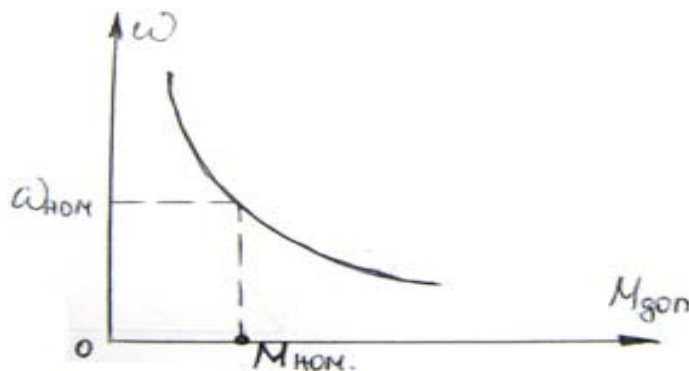


Рис. 4.3

При ослабленні збудження (зменшенні потоку **Φ**) кутова швидкість буде зростати за умови, що $M \sim \frac{1}{\omega}$. Якщо момент **Mc = const**, то величина **ω** буде зростати лише до визначеної величини **смΦ** за виразом (4.1), а потім швидкість **ω** буде зменшуватись, оскільки при **Mc=const** повинен зростати струм **Ія**, а також **ІяRя**, що веде до зменшення чисельника виразу (2.1).

Починаючи з деякого значення потоку **Φ** у процесі його зменшення зростання значення **ω0** іде повільніше, чим зменшується швидкість, яка обумовлена спадом напруги **ІяRя**. Дійсно, з виразу (2.2) бачимо, якщо $c_m \Phi = \frac{MR_{я}}{U}$ - швидкість **ω=0**.

Рівняння (2.2) можливо перетворити таким чином:

$$\omega = \frac{U c_m \Phi - M R_{я}}{(c_m \Phi)^2} \quad (4.3)$$

За допомогою (4.3) одержимо значення максимальної швидкості $\omega_{\max}$. Для цього прирівнюємо нулю похідну $\frac{d\omega}{d\Phi}$.

$$\frac{d\omega}{d\Phi} = \frac{U c_m (c_m \Phi_{\omega_{\max}})^2 - 2 c_m^2 \Phi_{\omega_{\max}} M R_y}{(c_m \Phi)^4} = 0, \text{ де}$$

$\Phi_{\omega_{\max}}$ - значення ослабленого магнітного потоку при максимальній швидкості. Щоб похідна дорівнювала нулю досить прирівняти нулю чисельник дробу, тоді

$$\Phi_{\omega_{\max}} = \frac{2 M R_y}{c_m U} \quad (4.4)$$

Підставимо (4.4) в (4.3) і одержимо такий результат :

$$\omega_{\max} = \frac{U^2}{4 M R_y} \quad (4.5)$$

Залежність $\omega(\Phi)$ за $M=\text{const}$ показано на рис.4.4 , де $M_1 > M_2 > M_3$.

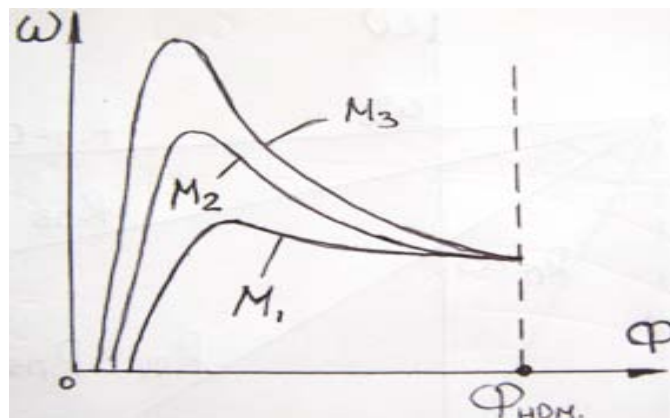


Рис. 4.4

Слід також відзначити, що згідно рівнянню (2.1), маємо $\frac{\Delta \omega_{\text{ном}}}{\omega_0} = \frac{I_{\text{я.ном}} R_y}{U}$, тобто незалежно від струму збудження відносний перепад швидкостей для будь-яких характеристик є постійним і кутова швидкість – стабільна.

4.1.3 Ослаблення магнітного потоку у ДПС ПЗ.

Обмотка збудження у цього двигуна увімкнута послідовно з якорем, тому ослаблюють магнітний потік шунтуванням обмотки ступінчатим резистором. Ступінь

ослаблення збудження у такому випадку $\beta_{03} = \frac{I_3}{I_{я}}$, де I_3 – струм збудження. Схема такого регулювання – на рис. 4.5.

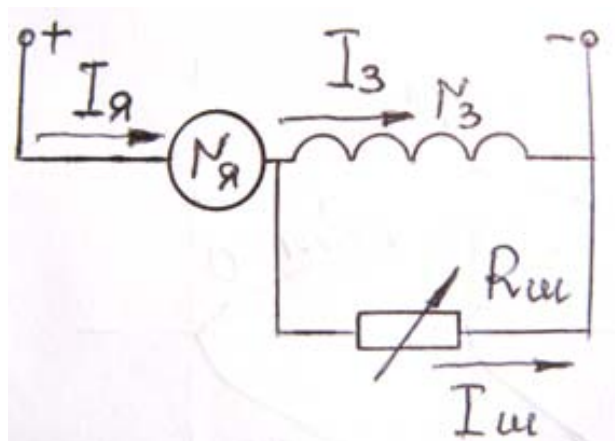


Рис. 4.5

Процес переходу із повного на ослаблене збудження відомий з курсу “Електричні машини”.

Електромеханічні характеристики при повному та ослабленому збудженні дані на рис. 4.6.

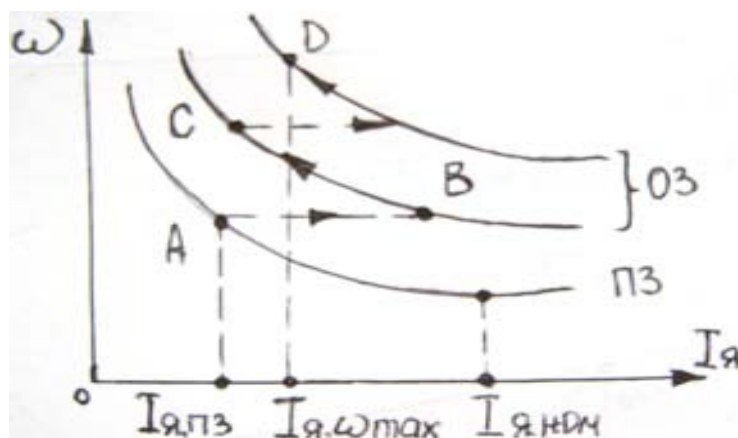


Рис.4.6

Також показано перехід із точки А(головне збудження) у точку В, потім у С і D. Межею ослаблення магнітного потоку у точці D є велике значення міжфазної напруги (приблизно 36...38 В). Якщо точка D відповідає максимальній швидкості ω_{max} , то відношення струмів $\frac{I_{я.\omega_{max}}}{I_{я.ном}} = k_v$ є коефіцієнт використання потужності

двигуна. Завжди $K_b < 1$. Згідно рис. 4.6 та закону Кірхгофа $I_{\text{я}} = I_3 + I_{\text{ш}}$,

$$I_3 \cdot r_3 = I_{\text{ш}} \cdot R_{\text{ш}} \text{ і } U = E_{\text{оз}} + I_{\text{я}} \cdot R_{\text{я}} + I_{\text{ш}} \cdot R_{\text{ш}}.$$

Отже $U = \Phi_{\text{м}} \cdot \omega_{\text{оз}} \cdot R_{\text{оз}} + I_{\text{я}} R_{\text{я}} + I_{\text{ш}} \cdot R_{\text{ш}}$, а $I_3 = I_{\text{я}} \cdot \frac{R_{\text{ш}}}{r_3 + R_{\text{ш}}}$, тобто

$$\frac{R_{\text{ш}}}{r_3 + R_{\text{ш}}} = \beta_{\text{оз}}.$$

Перетворивши усі ці рівняння одержимо вираз для швидкості у режимі ослабленого збудження

$$\omega_{\text{оз}} = \frac{U - I_{\text{я}}(r_{\text{я}} + r_3 \cdot \beta_{\text{оз}})}{c_{\text{м}} \Phi_{\text{оз}}}. \quad (4.6)$$

Для рішення (4.6) треба знати залежність $\Phi_{\text{оз}}(I_3)$ і, як слід, $\Phi_{\text{оз}}(I_{\text{я}})$. Ці залежно, як правило, ніколи невідомі. Електромеханічні характеристики у режимі ослабленого збудження (ОЗ) можливо побудувати, використовуючи приблизний метод, звичайно для цього повинні бути відомі характеристики у режимі повного збудження (ПЗ).

Дійсно для режимів (ПЗ) і (ОЗ), використовуючи рівняння (2.1), можна записати

$$\omega_{\text{пз}} = \frac{U - I_{\text{я.пз}} \cdot R_{\text{я.пз}}}{c_{\text{м}} \Phi_{\text{пз}}} \text{ і } \omega_{\text{оз}} = \frac{U - I_{\text{я.оз}} \cdot R_{\text{я.оз}}}{c_{\text{м}} \Phi_{\text{оз}}},$$

а також

$$R_{\text{я.пз}} = r_{\text{я}} + r_{\text{дп}} + r_{\text{ко}} + r_3 \text{ і } R_{\text{я.оз}} = r_{\text{я}} + r_{\text{дп}} + r_{\text{ко}} + \beta_{\text{оз}} \cdot r_3.$$

Додамо, що при $\beta_{\text{оз}} = 1 - I_3 = I_{\text{я}} \text{ і } R_{\text{ш}} = \infty$,

а при $\beta_{\text{оз}} = 0 - I_3 = 0 \text{ і } R_{\text{ш}} = 0$.

Обмотка збудження ДПС ПЗ – це обмотка дуже малого опору, тому практично $R_{\text{я.пз}} \approx R_{\text{я.оз}}$. Значить, якщо знехтувати різницею у розмагнічувальній дії реакції якоря для обох розглянутих режимів, можна визнати, що при $\Phi_{\text{оз}} = \Phi_{\text{пз}}$ однакові й швидкості $\omega_{\text{оз}} = \omega_{\text{пз}}$. Але рівності потоків при рівності струмів $I_{\text{я.пз}} = I_{\text{я.оз}}$

повинна відповідати рівність МРС $F_{\text{оз}} = F_{\text{пз}}$, отже, у таких умовах $I_{\text{я.оз}} \approx \frac{I_{\text{я.пз}}}{\beta_{\text{оз}}}.$

Процес побудови електромеханічної характеристики $\omega_{03}(I_{\text{я}})$ зрозумілий із рис. 4.7, а. У цих же умовах відповідно до виразу $M = c_M \cdot I_{\text{я}} \cdot \Phi$ момент в режимі ОЗ становить $M_{03} = c_M \cdot I_{\text{я.03}} \cdot \Phi_{03} = c_M \cdot \frac{I_{\text{я.пз}}}{\beta_{03}} \cdot \Phi_{03} = \frac{n_{\text{пз}}}{\beta_{03}}$ (оскільки при струмах $I_{\text{я.пз}}$ і $I_{\text{я.03}} = \frac{I_{\text{я.пз}}}{\beta_{03}}$, $\Phi_{03} = \Phi_{\text{пз}}$).

Побудова характеристик **Моз(Ія)** показана на рис. 4.7, б. Знаючи обидві характеристики, неважко побудувати механічну характеристику $\omega(M)$.

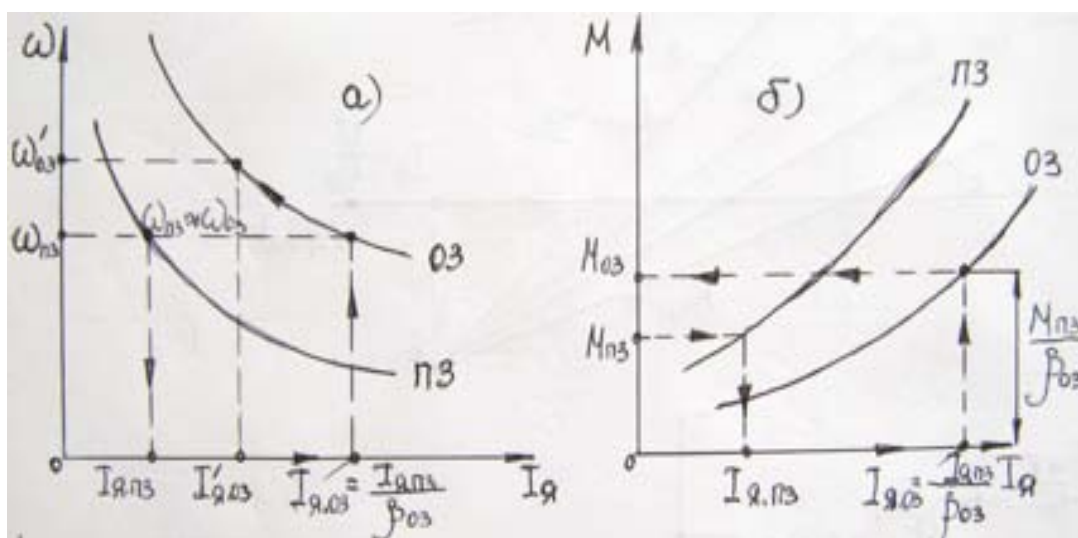


Рис. 4.7

4.2 Регулювання кутової швидкості ДПС шунтуванням якоря.

4.2.1 Загальні відомості.

Межею такого регулювання є зменшення кутової швидкості двигуна із одночасним отриманням відносно жорсткої механічної характеристики.

Найбільше5 розповсюдження ці системи набули у приводах ліфтів та підйомних механізмів. Існує багата кількість різних схем, але найбільше розповсюдження набули схеми з використанням двох резисторів: один шунтує якір, а інший вмикається послідовно у коло якоря.

4.2.2 Регулювання ДПС НЗ.

Схема такого регулювання наведена на рис. 4.8 :

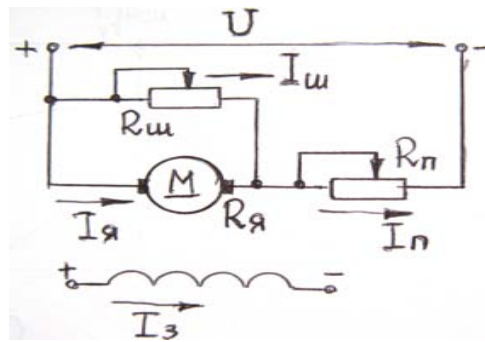


Рис. 4.8

Резистори **Rш** і **Rп** утворюють розподільник напруги, на роботу якого значною мірою впливає навантаження двигуна. Це пояснюється тим, що струм **Iп**, який надходить з мережі, а отже, і спад напруги на послідовному резисторі **Rп** залежить від струму якоря **Iя**.

Згідно законів Кірхгофа можна одержати такі співвідношення:

$$\left. \begin{aligned} U &= E + R_{\text{я}} \cdot I_{\text{я}} + R_{\text{п}} \cdot I_{\text{п}} \\ E &= \frac{U - R_{\text{я}} \cdot I_{\text{я}} - R_{\text{п}} \cdot I_{\text{п}}}{R_{\text{ш}}} \\ I_{\text{п}} &= I_{\text{я}} + I_{\text{ш}} \\ I_{\text{ш}} &= \frac{E + R_{\text{я}} \cdot I_{\text{я}}}{R_{\text{ш}}} \end{aligned} \right\} \quad (4.7)$$

Перетворивши вираз для напруги за допомогою інших рівнянь (4.7) і потім помноживши усі члени на **Rш**, одержимо таке рівняння балансу напруги для схеми

рис. 4.8 : $U \cdot R_{\text{ш}} = E \cdot R_{\text{ш}} + R_{\text{я}} \cdot I_{\text{я}} \cdot R_{\text{ш}} + R_{\text{п}} \cdot I_{\text{п}} \cdot R_{\text{ш}}$, або,

$$U \cdot R_{\text{ш}} = E \cdot (R_{\text{ш}} + R_{\text{п}}) + R_{\text{я}} \cdot (I_{\text{ш}} + I_{\text{п}}) \cdot R_{\text{ш}}, \text{ або}$$

$$U \cdot R_{\text{ш}} = E \cdot (R_{\text{ш}} + R_{\text{п}}) + R_{\text{я}} \cdot (I_{\text{ш}} + I_{\text{п}}) \cdot \left(\frac{R_{\text{ш}} \cdot R_{\text{п}}}{R_{\text{ш}} + R_{\text{п}}} \right).$$

Вирішивши це рівняння відносно величини **E**, одержимо

$$E = U \cdot \frac{R_{\text{ш}}}{R_{\text{ш}} + R_{\text{п}}} - R_{\text{я}} \cdot \left(I_{\text{ш}} + \frac{R_{\text{ш}} \cdot R_{\text{п}}}{R_{\text{ш}} + R_{\text{п}}} \right) \quad (4.8)$$

З (4.8) бачимо, що коефіцієнт ділення напруги U розподільником ($R_{ш} - R_{п}$) за ідеальним холостим ходом є величина :

$$A = \frac{R_{ш}}{R_{ш} + R_{п}} < 1. \quad (4.9)$$

Враховуючи, що $\omega_{03} = \frac{E}{c_M \Phi}$, $\omega_0 = \frac{U}{c_M \Phi}$ і $I_{я} = \frac{M}{c_M \Phi}$, за допомогою (4.8) і (4.9), одержимо рівняння електромеханічної і механічної характеристики електропривода відповідно:

$$\omega = \frac{A\omega_0 A - R_{я}(R_{я} + \dots n)}{c_M \Phi} \quad (4.10)$$

$$\omega = A\omega_0 - \frac{R_{я}A + R \dots A^2}{c_M \Phi^2} = \omega_0 - \frac{M}{|\beta|} \quad (4.11)$$

З рівнянь (4.10) і (4.11) видно, що обидві характеристики двигуна мають вигляд прямих ліній. Швидкість ідеального холостого ходу ($M = 0$) знижується у $\frac{1}{A}$ разів порівняно з аналогічною швидкістю за природною характеристикою, або якщо використовувати резисторне гальмування.

Зниження швидкості ідеального холостого ходу пояснюється тим, що під час шунтування якоря напруга на двигуні менша, ніж напруга джерела живлення на величину спаду напруги на послідовному резисторі $R_{п}$.

Жорсткість характеристики знижена через те, що $R_{я} < R_{я} + \dots$. Найбільша жорсткість у природної характеристики 1 на рис. 4.9, а найменша – у характеристики 2 при наявності резистора $R_{п}$ і відсутності $R_{ш}$, тому що $(R_{я} + A) < (R_{я} + R_{п})$. При наявності обох резисторів $R_{п}$ і $R_{ш}$ буде характеристика 3, де $\omega_0' = A\omega_0$.

Жорсткість $\beta = \frac{\Delta M}{\Delta \omega}$, тому для точки з координатами $(\omega_c' \text{ і } M_c')$ жорсткості характеристик 2 і 3 будуть відноситися :

$$\frac{|\beta_2|}{|\beta_3|} = \frac{\omega_0' - \omega_c'}{\omega_0 - \omega_c'} = \frac{A\omega_0 - \omega_c'}{\omega_0 - \omega_c'} , \text{ де } A < 1.$$

Якщо $R_n \neq i$ і $R_{ш} \neq \infty$, $|\beta_2| < |\beta_3|$, але жорстка характеристика забезпечує більш стабільне регулювання швидкості за якимись відхиленнями моменту M_c .

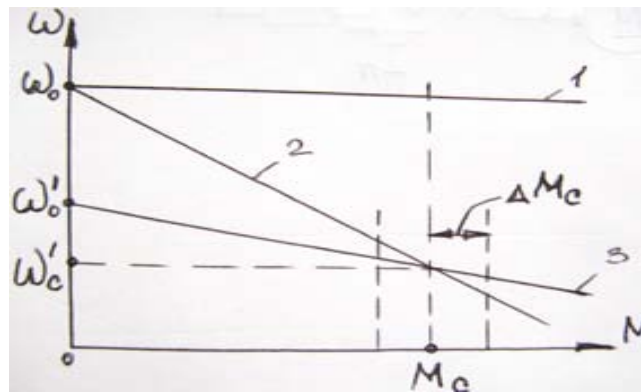


Рис. 4.9

Регулювання швидкості можливо здійснювати зміною R_n при сталому $R_{ш}$ або зміною $R_{ш}$ при сталому R_n , або одночасно обох резисторів. За такою зміною опорів змінюється величина A і, як наслідок жорсткості характеристик, тому вони будуть перетинатись у одній крапці. Розглянемо ці варіанти.

Варіант регулювання $R_n = \text{var}$ і $R_{ш} = \text{const}$.

У цьому разі при граничному значенні R_{n1} одержимо природню характеристику 1 на рис. 4.10, а при R_{n2} коло якоря замкнено на резистор $R_{ш}$, $U=0$ – одержимо характеристику 2 режиму динамічного гальмування. Ці характеристики перетинаються у крапці a , яка розташована у другому квадранті і для якої швидкість $\omega_0 < \omega_a$.

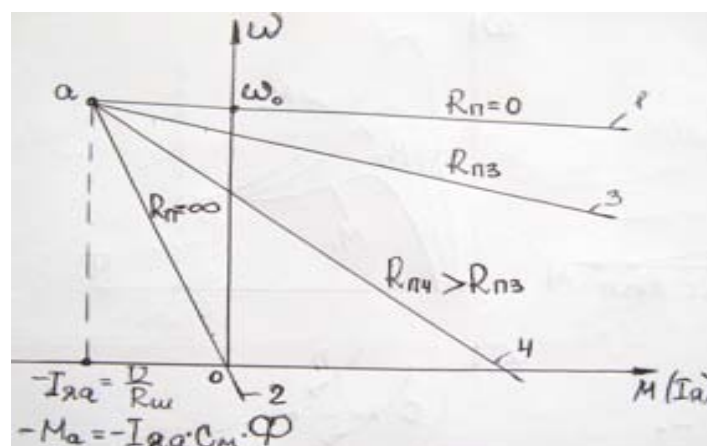


Рис. 4.10

Визначимо координати крапки a за допомогою формул (4.9) і (4.10).

При $R_{n1} = 0$, $A_1 = 1$, $A_1 R_{n1} = 0$;

При $R_{n2} = \infty$, $A_2 = 0$, $A_2 R_{n2} = \frac{R_{ш} \cdot \infty}{R_{ш} + \infty} = R_{ш}$.

$$\omega_{a(1)} = A_1 \omega_0 - I_{я.а} \frac{R_я + 0}{c_m \Phi} = \omega_0 - I_{я.а} \frac{R_я}{c_m \Phi} = \frac{U}{c_m \Phi} - I_{я.а} \frac{R_я}{c_m \Phi};$$

$$\omega_{a(2)} = A_2 \omega_0 - I_{я.а} \frac{R_я + R_{ш}}{c_m \Phi} = -I_{я.а} \frac{R_я + R_{ш}}{c_m \Phi}.$$

Прирівняємо праві частини останніх трьох формул, тоді :

$$\frac{U}{c_m \Phi} = I_{я.а} \frac{R_я - R_я - R_{ш}}{c_m \Phi} \text{ і остаточно } I_{я.а} = -\frac{U}{R_{ш}}, \text{ а } M_a = -\frac{U c_m \Phi}{R_{ш}}.$$

З урахуванням цього значення струму, швидкість:

$$\omega_{a(2)} = \frac{U}{c_m \Phi} \cdot \frac{R_я + R_{ш}}{R_{ш}} = \omega_0 \left(1 + \frac{R_я}{R_{ш}}\right) > \omega_0.$$

Таким чином, координати точки **a** інваріантні по відношенню до величини **Rп=var**, тобто за будь-яким її значенням характеристики перетинаються у цій точці.

При іншому значенні **Rш=const** одержимо інше сімейство характеристик, але нова точка перетину буде розташована у другому квадранті на продовженні характеристики **1** рис. 4.10.

Варіант регулювання Rп=const і Rш =var.

Як і раніше, за зміною параметра “А” буде змінюватись жорсткість, тобто характеристики знову перетнуться у точці **b**, яка розташована у четвертому квадранті на рис 4.11.

Характеристика **1** – це природна для двигуна .

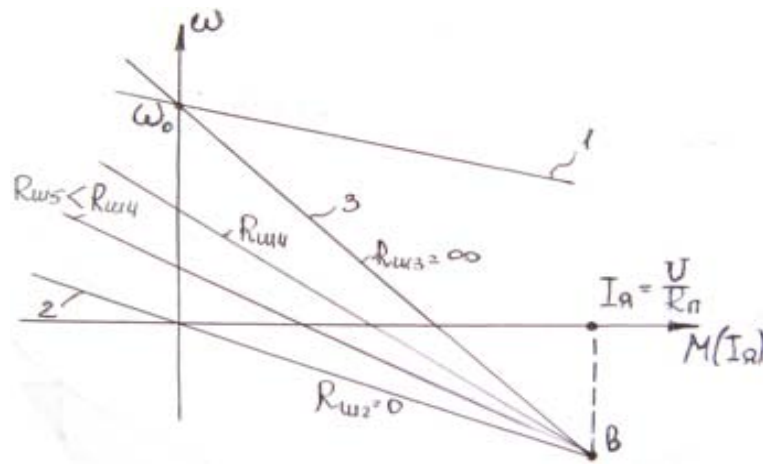


Рис. 4.11

При граничному значенні $R_{ш2} = 0$ одержимо характеристику 2 динамічного гальмування без резистора у колі якоря, яка є паралельною до характеристики 1. При $R_{ш3} = \infty$ - кола шунтування немає, буде звичайна резисторна характеристика 3, жорсткість якого визначить значення R_n , а пересічення їх буде у крапці **b**. Визначимо її координати за допомогою формул (4.9) і (4.10).

$$\text{При } R_{ш2} = 0, A_2 = 0, R_n \cdot A_2 = 0;$$

$$\text{При } R_{ш3} = \infty, A_3 = 1, R_n \cdot A_3 = R_n.$$

$$\omega_{в(2)} = -I_{я.в} \frac{R_я}{c_M \Phi}; \quad \omega_{в(3)} = \omega_0 - I_{я.в} \frac{R_я + R_n}{c_M \Phi}.$$

Прирівняємо праві частини останніх двох виразів, тобто:

$$\frac{U}{c_M \Phi} = I_{я.в} \frac{R_я + R_n - R_я}{c_M \Phi} \text{ і остаточно } I_{я.в} = \frac{U}{R_n}, \text{ а } M_a = \frac{U c_M \Phi}{R_n}.$$

$$\text{З урахуванням цього значення струму, швидкість } \omega_{в(2)} = -\frac{U}{R_я} \frac{R_я}{\Phi} = -\omega_0 \frac{R_я}{R_n},$$

тобто координати точки **b** інваріантні по відношенню до величини $R_{ш}$. Решта штучних характеристик розташовані між характеристиками 2 і 3. Між характеристиками 1 і 3 розташована “мертва зона”, у якій регулювання швидкості немає.

Аналіз графіків на рис.4.10 і 4.11 дозволяє визначити напрямок зміни резисторів $R_{ш}$ і R_n з метою одержання потрібних штучних характеристик. Діапазон регулювання

D≈5...6. Для зменшення “мертвої зони” на рис.4.11 слід зменшувати значення опору **Rп**. Схему на рис. 4.8 часто використовують для попереднього зниження швидкості з точною зупинкою потім. Економічність цього способу регулювання невисока у зв’язку із значними витратами потужності в колі якоря. Тому його використовують в електроприводах разом з двигунами малої потужності під час короткочасної роботи на знижених швидкостях.

4.2.3 Регулювання ДПС ПЗ.

Схема такого регулювання наведена на рис. 4.12.

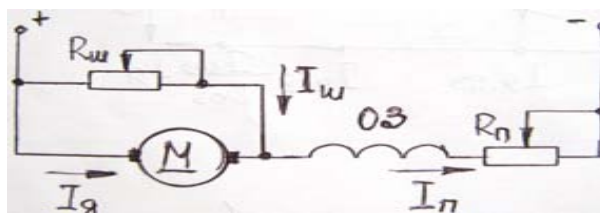


Рис. 4.12

Можуть бути і інші схеми регулювання. Наприклад, тільки з резистором **Rш**, що підвищує магнітний потік і швидкість зменшується. Ця схема розглядається у курсі «Електричні машини».

Для схеми на рис. 4.12 **Iп=Iш+Iя**, а резистори **Rш** і **Rп** утворюють розподільник напруги, тому штучні характеристики розташовані нижче природної.

Важливо відзначити, що при струмі якоря **Iя=0** завдяки резистору **Rш** існує струм збудження, магнітний потік **Φ** і, як наслідок, існує кінцеве значення швидкості холостого ходу **ω0**. Якщо швидкість двигуна **ω>ω0**, струм якоря змінює свій напрямок, а струм збудження із зростанням швидкості **ω** – зменшується.

Аналітичні вирази для характеристик досить складні, тому що швидкість **ω** і момент **M** є функціями потоку **Φ**, який у свою чергу, є функцією струму **Iп** [2]. Аналіз варіантів регулювання – як і на початку. Характеристики при варіанті **Rп=const** і **Rш=var** наведені на рис. 4.13, а при **Rп=var** і **Rш=const** на рис. 4.14.

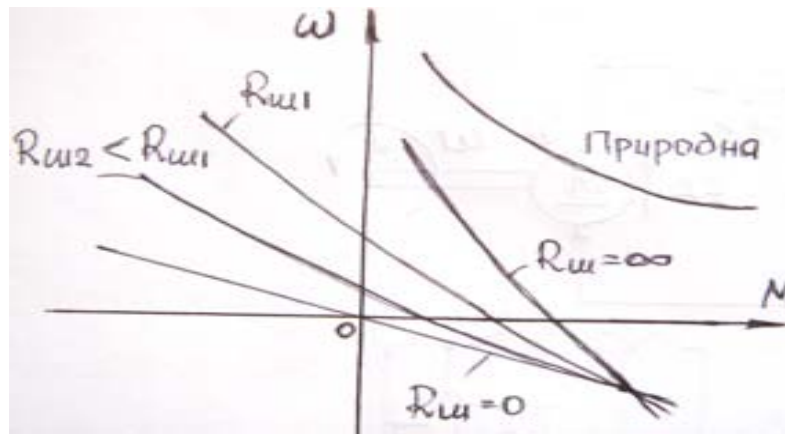


Рис. 4.13

На рис. 4.13 :

Якщо $R_{ш}=0$, то напруга на якорі $U_{як}=0$, тому характеристика є пряма, що проходить через початок координат – все так як у ДПС НЗ в режимі динамічного гальмування без зовнішнього резистора. Якщо $R_{ш}=\infty$ - це звичайна резисторна характеристика ДПС ПЗ .

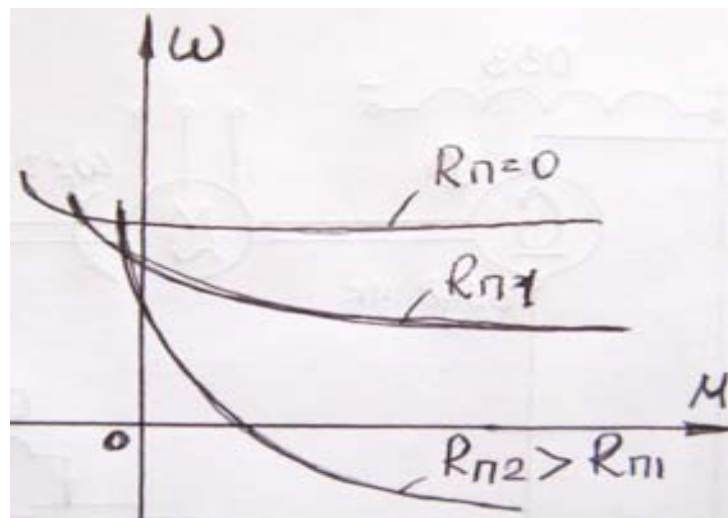


Рис. 4.14

На рис. 4.14 :

Якщо $R_{п} = \infty$ - двигун відключений від мережі і не розвиває моменту. В межах від'ємних моментів характеристики мають максимум моменту, тому що збільшення ЕРС двигуна спричиняє зменшення струму у обмотці збудження. Поки машина насичена, її потік змінюється незначно, а момент продовжує збільшуватись. Потім потік різко зменшується у наслідок переходу машини у ненасичений стан – момент зменшується, при подальшому підвищенні швидкості момент прямує до нуля. Це сімейство характеристик можливо звести до двох графіків на рис. 4.15.

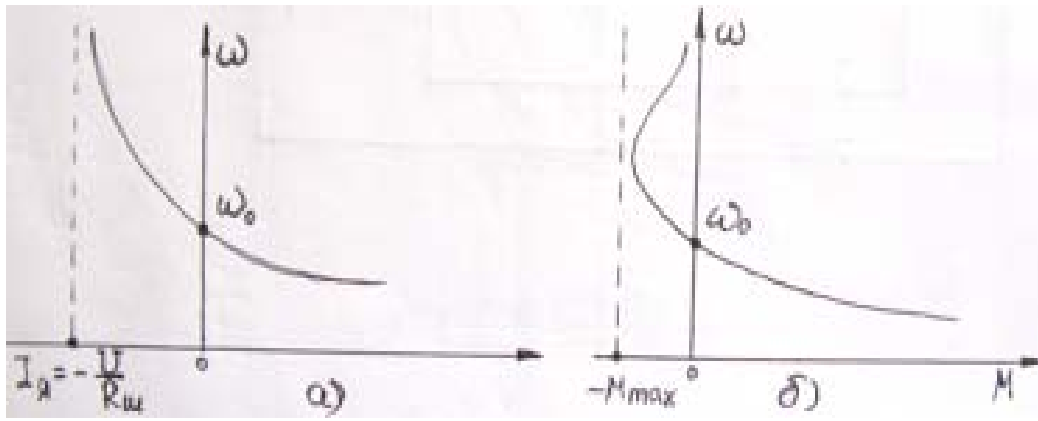


Рис 4.15

На рис. 4.15 **а** – електромеханічна характеристика, з якої виходить, що коли $I_{я} \rightarrow \text{до } (-\frac{U}{R_{ш}})$ (як при незалежному збудженні), то $I_n = I_z \rightarrow 0$ і $\Phi \rightarrow 0$, а швидкість $\omega \rightarrow \infty$. Додамо, що $I_n = \frac{U + I_{я}R_{ш}}{(R_n + r_z) + R_{ш}}$. Значить – вертикаль є асимптота електромеханічної характеристики.

На рис. 4.15, **б** – механічна характеристика, з якої виходить, що при $\omega = \omega_0$, $I_{я} = 0$ і $M = 0$. Якщо $I_{я} \rightarrow (-\frac{U}{R_{ш}})$, то $\Phi \rightarrow 0$ і $M \rightarrow 0$, тобто вісь швидкості є вертикальна асимптота електромеханічної характеристики. Оскільки $M = 0$ при $\omega = \omega_0$ і $\omega \rightarrow 0$ то у проміжку існує максимум моменту.

4.3 Регулювання кутової швидкості ДПС зміною напруги живлення.

4.3.1 Загальні відомості

Як виходить з рівнянь (2.1) і (2.2) характеристики двигунів постійного струму, регулювання зміною напруги може бути застосовано для двигунів будь-якого збудження. Але таке регулювання можливо лише у діапазоні від нуля до номінального значення напруги. Найбільш доцільне таке регулювання для ДПС НЗ, у яких можливо використовувати двохзонне регулювання: до основної характеристики – підвищенням напруги, а вище основної ослабленням магнітного потоку.

Для регулювання зміною напруги потрібно джерело живлення, яким може бути як електромеханічний, так і вентильний перетворювач. У перших – двократне

перетворення енергії, як наприклад, це виконують на тепловозах. У вентильних - регулювання здійснюють зміною кута відкриття тиристорів, або за допомогою трансформаторів.

Очевидно, що потужність будь-якого перетворювача повинна бути більшою за потужність двигуна. Тому внутрішній опір перетворювача R_n повинен бути зіставленим з опором кола якірного двигуна $R_{я}$.

Еквівалентна схема такого регулювання наведена на рис. 4.16, на якому R_m – опір мережі, E_n і E – ЕРС перетворювача і двигуна відповідно:

$$\sum R = R_n + R_m + R_{я}.$$

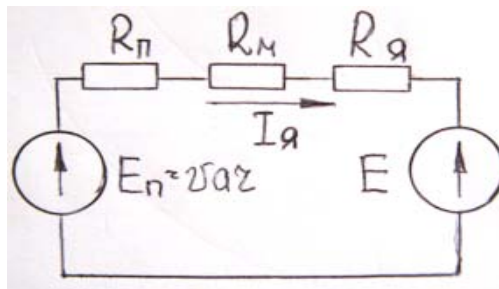


Рис. 4.16

Згідно другому закону Кірхгофа: $E_n - E = I_{я} \cdot \sum R$, а $E = \omega \cdot c_m \Phi$ і $M \in I_{я} \cdot c_m \Phi$. Тоді рівняння електромеханічної та механічної характеристики будуть відповідно:

$$\left. \begin{aligned} \omega &= \frac{E_n}{c_m \Phi} - \frac{I_{я} \cdot \sum R}{c_m \Phi} \\ \omega &= \frac{E_n}{c_m \Phi} - \frac{M \cdot \sum R}{(c_m \Phi)^2} \end{aligned} \right\} \quad (4.12)$$

Перший член правої частини рівнянь (4.12) – це швидкість холостого ходу $\omega_{0рег.}$, яка регулюється зміною величини E_n , тобто $\omega_{0рег.} = \frac{E_{n.i}}{c_m \Phi}$. При такому регулюванні жорсткість усіх характеристик $\beta = \frac{(c_m \Phi)^2}{\sum R}$ залишається незмінною, тобто усі штучні характеристики паралельні, але їх жорсткість менша за жорсткість природної характеристики.

Дійсно, якщо $R_n + R_m \approx R_{\text{я}}$, то відношення жорсткостей штучної та природної характеристики буде: $\frac{\beta_{\text{шт}}}{\beta_{\text{пр}}} = \frac{R_{\text{я}}}{R_n + R_m + R_{\text{я}}} \approx \frac{1}{2}$. Але, не дивлячись на це, величина

$\beta_{\text{шт}}$ вельми висока, порівнюючи з іншими способами параметричного регулювання, тому система дозволяє здійснювати широке регулювання.

Важливо відзначити, що зміна ЕРС перетворювача E_n виконується впливом на коло керування перетворювача, тобто на кола малої потужності. Якщо керування виконується при $\Phi = \Phi_{\text{ном}} = \text{const}$, то область допустимих навантажень при регулюванні із номінальним струмом визначається допустимим моментом $M_{\text{доп}} = M_{\text{ном}}$, а $E_n \leq U_{\text{ном}}$, тому $\omega_{\text{рег.і}} \leq \omega_{\text{пр.р.}}$. Одночасно виконувати регулювання E_n і Φ у бік зменшення недоцільно, тому що допустимий момент стане менше номінального і зменшиться жорсткість характеристик. Доцільно використовувати двохзонне регулювання. Плавність регулювання швидкості визначається плавністю регулювання ЕРС E_n .

4.3.2 Система Г-Д.

Принципова схема системи Г-Д (генератор – двигун) наведена на рис. 4.17

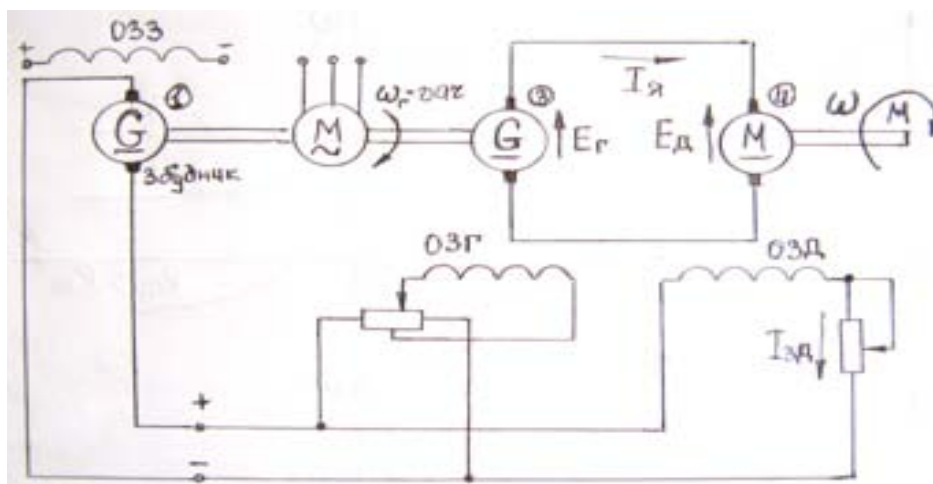


Рис. 4.17

Систему Г-Д (схему Леонарда) застосовують тільки у потужних електроприводах. На схемі:

1 – збудник;

2 – двигун змінного струму (синхронний), який обертає головний генератор (3), тому $\omega\Gamma=\text{const}$.

4 – ДПС, який регулюється зміною напруги генератора (3).

Обмотка збудження генератора увімкнута таким чином, що дозволяє змінювати напрям струму генератора і, як наслідок, полярність генератора. Обмотка збудження двигуна (ОЗД) дозволяє регулювати струм збудження, тобто регулювати магнітний потік двигуна.

Це можуть бути потужні верстати, працюючі екскаватори, під'ємні крани та інше. У дуже потужних приводах інколи застосовують квадратичну схему Леонарда, у якій є ще одна машина – збудник збудника. Синхронний двигун 2 працює для збільшення коефіцієнта потужності в мережі живлення.

Струм збудження генератора має широкий діапазон регулювання, а зміна його знаку дозволяє реверсувати двигун 4; ЕРС генератора 3 - $E_z = \omega_z \cdot c_{m,z} \Phi_z = \text{var}$.

Згідно зі схемою заміщення (рис. 4.16) та рівняння (4.12), маємо:

$$\omega = \frac{E_z}{c_m \Phi_{ном}} - \frac{\sum R}{(c_m \Phi)^2} M, \text{ де} \quad (4.13)$$

$\sum R = R_{я,z} + R_m + R_{я}$; $R_{я}$, $R_{яг}$ і R_m - це опори кола якоря двигуна, якоря генератора і мережі відповідно.

У разі (4.13) $\frac{E_z}{c_m \Phi_{ном}} = \frac{\omega_z \cdot c_{m,z} \Phi_z \sum R}{c_m \Phi_{ном}} = \kappa_1 \Phi_z = \omega_0$, де κ_1 - постійна, тому

$$(4.13) \text{ переводиться так: } \omega = \kappa_1 \Phi_z - \frac{\sum R}{(c_m \Phi_{ном})^2} \cdot M \quad (4.14)$$

Як слідує з виразу (4.14) сімейство механічних характеристик двигуна – це паралельні лінії, які займають усі чотири квадранти (див., рис. 4.18).

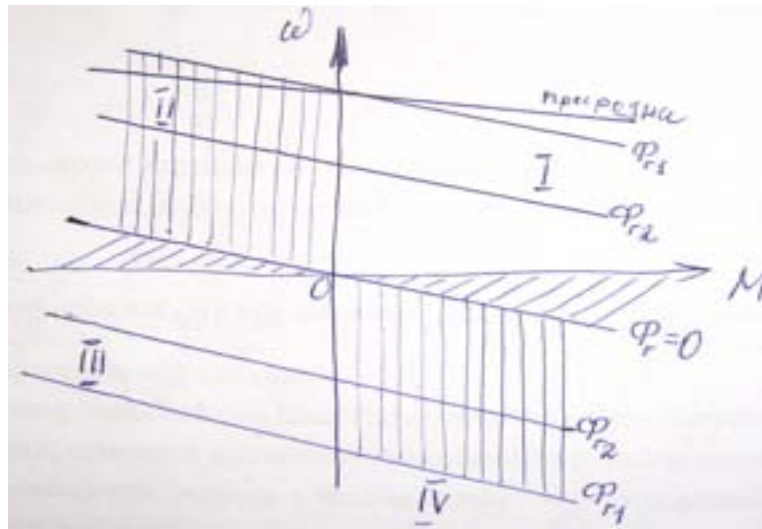


Рис. 4.18

Кожна характеристика є залежністю від значення магнітного потоку генератора , причому $|\Phi_{21}| > |\Phi_{22}|$. Якщо вважати , що магнітна система генератора насичена , тобто $\Phi_2 = c_\phi I_{3,2}$, то $\omega_0 = \kappa_1 c_\phi I_{3,2}$.

Модулі жорсткості характеристик – природної та системи Г-Д будуть відповідно
$$|\beta_{np}| = \frac{(c_m \cdot \Phi_{ном})^2}{R_\gamma} \quad \text{і} \quad |\beta_{2-Д}| = \frac{(c_m \cdot \Phi_{ном})^2}{\sum R} .$$
 Очевидно: $|\beta_{2-Д}| < |\beta_{np}|$. Раніше зазначено, що можливо $|\beta_{2-Д}| \approx 0.5 |\beta_{np}|$.

Отже, з рівняння (4.14) і рис. 4.18 бачимо, що у системі Г-Д може робити у двигунному та гальмовому режимах в обох напрямках обертання.

Квадранти 1 і 3 – це режим двигуна .

4.3.2.1. Динамічне гальмування – буде при $E_g=0$, тобто при $\Phi_g=0$ і характеристика проходить через початок координат .

4.3.2.2. Гальмування противовмиканням – буде при однакових напрямках ЕРС генератора E_g і двигуна E_d . У цьому випадку, якщо $\omega \neq 0$, знаки ω_0 і ω будуть різні, тобто зони цієї роботи розташовані між віссю абсцис і характеристикою динамічного гальмування (штрихування на рис. 4.18).

4.3.2.3. Регулювання можливо, якщо $E_d > E_g$, або $\omega_0 < \omega$. Вони також можливо при малій швидкості ω , якщо діє активний момент при опусканні вантажу. Зони

рекуперативного гальмування у 2-му та 4-му квадрантах між характеристикою динамічного гальмування і характеристикою для потоку **Фг1** (пряме штрихування на рис. 4.18).

При рекуперативному гальмуванні, як і у двигунному режимі, відбувається трикратне перетворення енергії, причому синхронний двигун 3 (рис. 4.17) стає генератором і віддає енергію у мережу. Таке перетворення енергії зменшує енергетичні показники системи Г-Д. Дійсно, у системі повинні виконуватись такі умови: номінальні потужності генератора **Рг.ном** і двигуна **Рд.ном** з урахуванням

$$\text{ККД останнього } \eta_{\text{д}} - P_{\text{Г.ном}} \geq \frac{P_{\text{Д.ном}}}{\eta_{\text{Д}}};$$

$$\text{номінальна потужність двигуна генератора} - 2 \text{ на рис. 4.17} - P_{\text{ДГ.ном}} \geq \frac{P_{\text{Г.ном}}}{\eta_{\text{Г}}}.$$

Через це сумарна потужність основних машин $\sum P \approx (3.5...4)P_{\text{Д.ном}}$.

4.3.2.3. Діапазон регулювання. Статизм.

Як вже відзначалось раніше, система Г-Д за регулюванням струму збудження дозволяє двохзонне регулювання, тобто одержати характеристики вище природної. При цьому плавність регулювання дуже висока, а гранична швидкість – як за звичайним регулюванням ослаблення магнітного потоку.

У першому діапазоні, коли магнітний потік двигуна **Фд = const**, межі регулювання визначаються так.

Верхня межа регулювання швидкості обмежена значенням номінальної ЕРС генератора, а нижня – відносним перепадом кутової швидкості за зміною навантаження, яке є заданим, тобто **статизмом** механічної характеристики.

Розглянемо це поняття – статизм – за допомогою механічних характеристик на рис. 4.19.

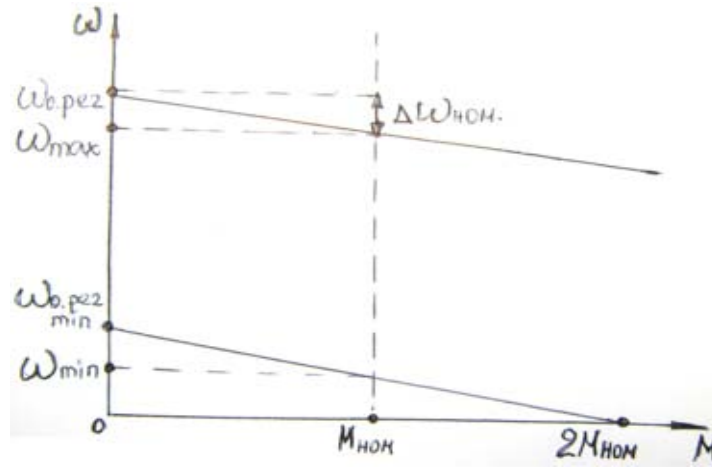


Рис. 4.19

Отже, статизм є відношення зміни швидкості $\Delta\omega_{ном}$, яке викликане зміною навантаження на валу двигуна від $M=0$ до $M=M_{ном}$, до швидкості $\omega_{0.рег}$ на заданій характеристиці, яка є регульованою, тобто $S = \frac{\Delta\omega_{ном}}{\omega_{0.рег}}$. Бачимо, що **статизм є**

ковзання на даній характеристиці.

Як відомо, $\Delta\omega_{ном} = \frac{M_{ном}}{|\beta|}$, тому $S = \frac{M_{ном}}{\omega_{0.рег} |\beta|}$. Оскільки в системі Г-Д

$|\beta|_{Г-Д} = const$, то зі зниженням швидкості зростає статизм S , тобто спадає точність регулювання.

Очевидно, навантаження повинно бути рівне $2M_{ном}$, тому можливо визначити мінімальну регульовану швидкість холостого ходу $\omega_{0.рег.min}$.

Якщо величина статизму є заданою $S_{зад}$, то :

$$\omega_{0.рег.min} = \frac{M_{ном}}{S_{завд.} |\beta|_{Г-Д}},$$

а максимально можливий діапазон регулювання

$$D_{max} = \frac{\omega_{max.np.}}{\omega_{min}} = \frac{\omega_{0.np}}{\omega_{0.рег.min}} = \frac{\omega_{0.np} \cdot S_{завд.} \cdot |\beta|_{Г-Д}}{M_{ном}},$$

$$\text{або } D_{max} = S_{завд.} \cdot |\beta|_{Г-Д}^*,$$

де : - $\omega_{0.np}$ – швидкість холостого ходу на природній характеристиці,

- $|\beta|_{\Gamma-D}^*$ - модуль жорсткості системи Γ -Д у відносних одиницях.

З цього виразу виходить, що при $|\beta|_{\Gamma-D}^* = const$ зменшення **S_{завд.}** веде до зменшення діапазону регулювання. Якщо **S $\approx$ 0.4**, то **D = 4...5**; якщо **S = 0.2** – діапазон вдвічі менший; якщо **S_{завд.} $\leq$ 0.1** – регулювання взагалі неможливо, тому що **D $\leq$ 1**.

Отже, для розширення діапазону регулювання при високій точності, тобто при низькому статизмі **S**, необхідно збільшення модуля жорсткості $|\beta|$. Це завдання може бути вирішене за використанням замкнутих систем регулювання.

Разом із явними перевагами, такими як великий діапазон регулювання, лінійність характеристик, робота за всіма режимами (в чотирьох квадрантах), система Γ -Д має такі недоліки:

- 1) потроювала встановлена потужність;
- 2) трикратне перетворення енергії і тому низький ККД;
- 3) велика інерційність регулювання, через велику індуктивність кола регулювання;
- 4) великий шум при роботі;
- 5) великі капітальні витрати;

4.3.3. Система ТП-Д.

Існує значна кількість схем із використанням тиристорних перетворювачів для керування двигунами. Регулювання виконують шляхом зміни тривалості роботи у провідній частині періоду, інакше кажучи - затримкою моменту відкриття тиристорів у провідну частину періоду: кут запізнення відкриття – **α** . Існує дві основні схеми: нульова і мостова, вони можуть бути однофазними – з використанням погоджувального трансформатора, або 3-х фазними. У перших коефіцієнт пульсації (**K_i**) дуже великий, у другій він малий. Але у обох випадках необхідні реактори, що згладжують пульсацію.

Якщо **K_i $\geq$ 10%** застосовують двигуни пульсуючого струму [5].

Тиристорний перетворювач ТП включає до себе систему імпульсно-фазового користування тиристорами.

Нагадаємо, якщо U – діюче значення змінної фазної напруги, I_d – випрямлений струм, m – кількість фаз, R_{Π} – повний опір ТП, то коли кут $\alpha=0$ середнє значення випрямленої напруги при холостому ході буде $U_{d0} = \frac{m}{\pi} \sqrt{2} \cdot U \sin \frac{\pi}{m}$, а середнє значення її за навантаженням $U_d = U_{d0} \cdot \cos \alpha - I_d \cdot R$.

З урахуванням цих останніх рівнянь одержимо рівняння електромеханічної та механічної характеристик двигуна відповідно:

$$\left. \begin{aligned} \omega &= \frac{U_{d0} \cdot \cos \alpha}{c_m \Phi} - \frac{I (R + R_{\Pi})}{c_m \Phi} \\ \omega &= \frac{U_{d0} \cdot \cos \alpha}{c_m \Phi} - \frac{(R + R_{\Pi})}{(c_m \Phi)^2} \end{aligned} \right\} \quad (4.15)$$

Висновки з рівнянь (4.15):

- 1) Швидкість є функцією кута α .
- 2) Швидкість максимальна, якщо $\alpha=0$.
- 3) Характеристики аналогічні характеристикам системи Г-Д, але мають меншу жорсткість за врахуванням більшого значення опору ($R_{\Pi} + R$).
- 4) Характеристики паралельні, вони визначають, на вісі ординат, значення

швидкостей холостого ходу в залежності від кута α - $\omega_0 = \frac{U_{d0} \cdot \cos \alpha}{c_m \Phi}$.

- 5) Якщо $\alpha = \frac{\pi}{2}$, то $U_{d0} \cdot \cos \alpha = 0$ і $\omega_0 = 0$, а характеристика проходить через початки координат, тобто це режим динамічного гальмування.

Характеристики наведені на рис.4.20, на якому заштрихована зона – це зона, коли настає режим переривчатих струмів. У цієї зони струм $I_d \rightarrow 0$ і знижується енергія, яка запасється в реакторах.

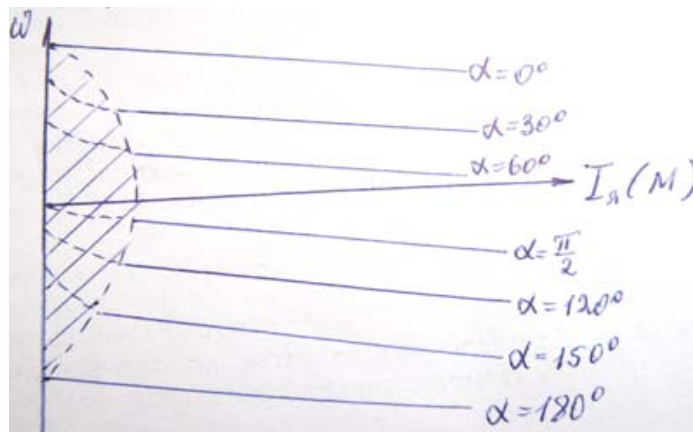


Рис. 4.20

ЕРС буде недостатньо для підтримки струму при від'ємним напрузі на анодах. В зоні малих струмів жорсткість характеристик істотно зменшується.

Характеристики за рівнянням (4.15) на рис. 4.20 розміщені у 1-му та 4-му квадрантах. Але характеристики можуть бути у всіх 4-ох квадрантах, якщо застосувати реверсивний ТП, або зміною знака струму двигуна. У першому випадку можливо сумісне або роздільне керування тиристорами. Така схема наведена на рис. 4.21.

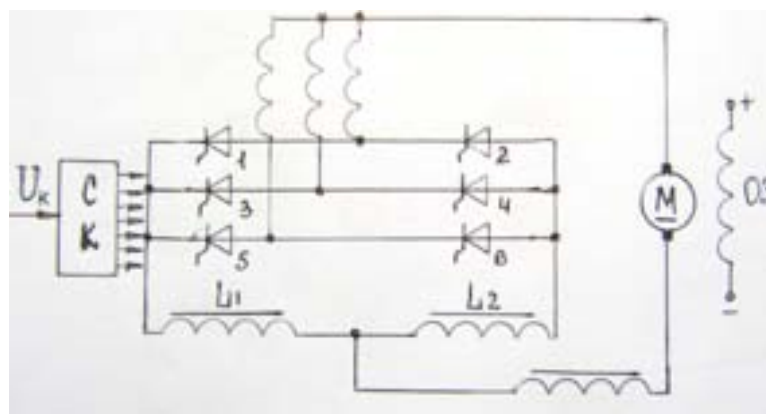


Рис. 4.21

На рис. 4.21 – СК – система керування.

Сумісне керування : сигнал від СК одночасно подається на тиристири катодної (1, 3, 5) і анодної (2, 4, 6) груп. При цьому кут зрушення між імпульсами обох груп приблизно дорівнює 180° один комплект є випрямляч, а другий інвертор і струм не проводить. Реактори $L1$ і $L2$ обмежують зрівнювальні струми, тому що завжди ЕРС випрямляча та інвертора не рівні між собою.

Якщо сума кутів керування $\alpha_1 + \alpha_2 = \pi$, то характеристики є лінійними, як це наведено на рис. 4.22.

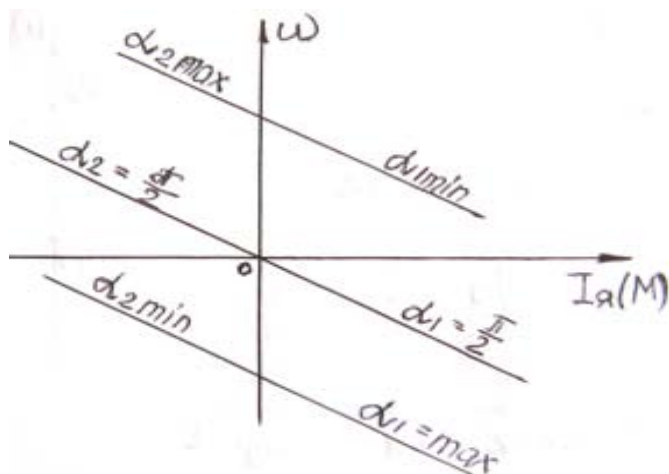


Рис. 4.22

Роздільне керування: використовують для виключення зрівнювальних струмів. Імпульси керування подають на якийсь один блок тиристорів, який і проводить струм. Другий у цей час є закритим і вмикається із паузою 5...10 мс.

Можливо також використовувати і інші схемні рішення.

Переваги системи ТП-Д:

- 1) Плавність і великий діапазон регулювання $D \approx 10$.
- 2) Вельми жорсткі характеристики.
- 3) Високий ККД: у трансформатора $\eta_{тр} \approx 0.98$ і у ТП $\eta_{тп} \approx 0.91$. Коефіцієнт потужності $\cos \varphi = \cos(\alpha + \frac{\gamma}{2})$, де γ – кут комутації.

- 4) Безшумність роботи.

Недоліки системи ТП-Д:

- 1) Одностороння провідність тому характеристики розташовані лише у 1-му та 4-му квадрантах.
- 2) Для одержання характеристик в усіх чотирьох квадратах необхідно мати реверсивний двокомплектний ТП.
- 3) Пульсуючий струм, що потребує застосування реакторів.
- 4) Зниження $\cos \varphi$ із зростанням діапазону регулювання. Можливо приймати, що $\cos \varphi \approx \cos \alpha$.

4.3.4 Система широтно-імпульсного регулювання (ШИР).

Ця система має відношення до імпульсного живлення обмотки якоря або збудження. Існує багато різноманітних схем, у яких двигун вмикається у мережу періодично, а у період відключення робота триває за рахунок запасу кінетичної електромагнітної енергії.

Розглянемо схему ШИР на рис. 4.23, а, а на рис. 4.23, б наведені криві струмів та напруги, які змінюються при роботі схеми.

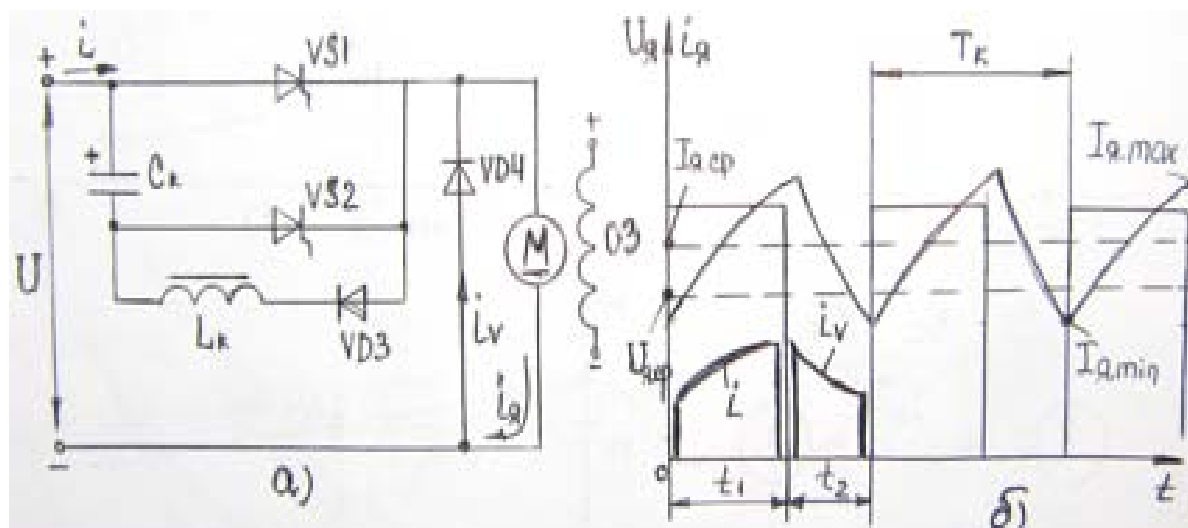


Рис. 4.23

Особливістю роботи схеми ШИР є постійність періоду $T_k = \text{const}$ і змінність робочого часу $t_1 = \text{var}$. ($T_k = t_1 + t_2$)

Робота системи ШИР починається з передчасної зарядки конденсатора C_k , для чого відкривають тиристор VS_2 , при цьому конденсатор зарядиться від мережі живлення через коло якоря із “полюсом” на “верхній” обкладці. Потім відкривають VS_1 , тоді на двигун подається напруга і одночасно через коливальний контур VS_1 - VD_3 - L_k перезарядиться конденсатор C_k (мінус стане на “верхній” обкладинці) і тому тиристор VS_2 закриється. Якщо його потім знову відкрити, дякуючи від’ємній напрузі на “верхній” обкладинці конденсатора C_k , закриється тиристор VS_1 . Процес почнеться знову. Таким чином схема на рис. 4.23, а є ключ, який періодично виключає та включає коло якоря двигуна.

Діод **VD4** створює коло, по якому тече струм якоря під впливом ЕРС самоіндукції, котра виникає у якорі у період, коли тиристорний ключ розімкнутий, тому струм якоря тече безперервно, що зменшує пульсації і усуває перенапруги.

Відношення часу роботи **t1** до усього періоду **Tк** зветься коефіцієнтом заповнювання $\xi = \frac{t_1}{T_k}$. Тому середня напруга на якорі $U_{я.ср} = \xi U$ і рівняння механічної характеристики має вигляд, як залежність середньої швидкості від середньої напруги:

$$\omega_{ср} = \frac{\xi U}{c_m \Phi} - \frac{M_{ср} \cdot R_{я}}{(c_m \Phi)^2}, \text{ де} \quad (4.16)$$

Мср – середнє значення моменту.

Як слідує з рівняння (4.16) **ωср** є функцією коефіцієнта заповнення, за зміною якого можливо побудувати сімейство характеристик, які будуть паралельні. Чим більшою буде частота, тим меншими будуть усі пульсації, меншими будуть і зони переривчатих струмів. Звичайно частота складає 1000 Гц і вона обмежена можливостями напівпровідникових приладів. Робота схеми можлива від **ξ=1**, коли буде природна характеристика до **ξ=0**, але гальмування та реверсування забезпечити дуже складно. Характеристики наведені на рис. 4.24.

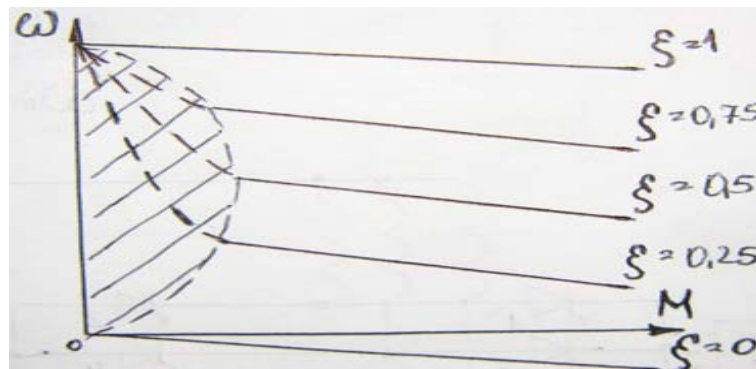


Рис. 4.24

Характеристики – як у системи ТП-Д, але електроприводи з системою ШИР прості, швидкодіючі та широко застосовуються з малопотужними двигунами. Якщо мережа змінного струму, то перед ключем ШИР стоїть некерований мостовий випрямляч.

4.3.5 Регулювання швидкості ДПС ПЗ.

Це можливо за

- 1) допомогою живлення від керованого випрямляча,
- 2) перемиканням двигунів з послідовного на паралельне живлення при багатодвигунному приводі; це вельми економічна система без додаткових втрат енергії.

Якщо відома електромеханічна характеристика $\omega(I_a)$ при напрузі U , то перерахунок на напругу U_1 можливо виконати за допомогою таких рівнянь:

$$\omega = \frac{UI - R_a \cdot I_a}{c_M \Phi} \quad \text{і} \quad \omega_1 = \frac{U_1 I - R_a \cdot I_a}{c_M \Phi}.$$

У такому разі отримаємо $\frac{\omega_1}{\omega} = \frac{U_1 I - R_a \cdot I_a}{UI - R_a \cdot I_a} \approx \frac{U_1}{U}$, тому що величина $I_a R_a$ дуже мала і її можливо знехтувати.

Характеристика залежності моменту від струму $M(I_a)$ не буде змінюватись зі зміною напруги, тому що магнітний потік не залежить від напруги. Якщо $I_a \rightarrow 0$, то і $M \rightarrow 0$, $\Phi \rightarrow$, а $\omega \rightarrow \infty$, тобто вісь ординат є асимптотою електромеханічної характеристики.

4.3.6 Регулювання швидкості ДПС НЗ імпульсною зміною параметрів.

Для цього використовують ключ на рис. 4.23, а, за допомогою якого можливо шунтувати різні резистори, а напруга живлення при цьому залишається незмінною.

4.3.6.1. Регулювання додатковими резисторами у колі якоря.

Резисторне регулювання взагалі – це теж саме, що і пуск двигуна, також із тих же умов що і процес пуску, треба розрахувати потужність резистора. Регулювання, так як резистор увімкнутий у коло якоря, буде дискретним. За допомогою рідинного або повзункового резистора можливо виконати плавне регулювання, але тільки при малій потужності двигуна.

Схема такого імпульсного регулювання наведена на рис. 4.25.

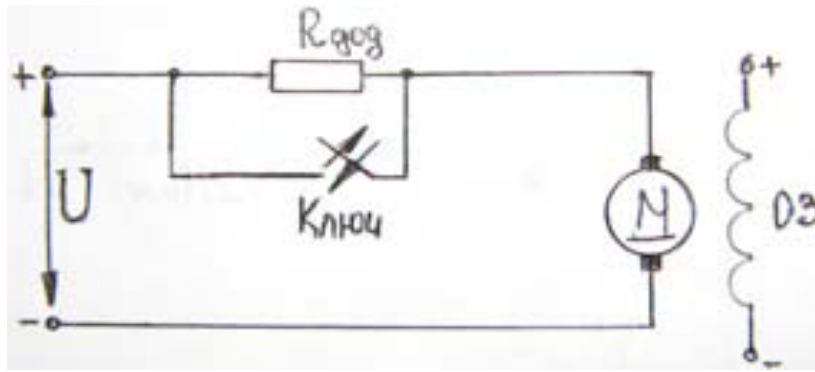


Рис 4.25

Ключ періодично шунтує резистор $R_{дод}$. Якщо струм якоря номінальний, то допущений момент навантаження буде $M_{дон} = c_m \Phi I_{я.ном} = M_{ном}$, а потужність $P_{дон} = M_{ном} \cdot \omega$.

Якщо ключ замкнутий, струм I_a і швидкість ω зростають і навпаки. Амплітуди коливань струму і швидкості залежить від частоти комутації ключа. Графіки коливання швидкості за різними значеннями коефіцієнтів заповнення ξ наведені на рис. 4.26

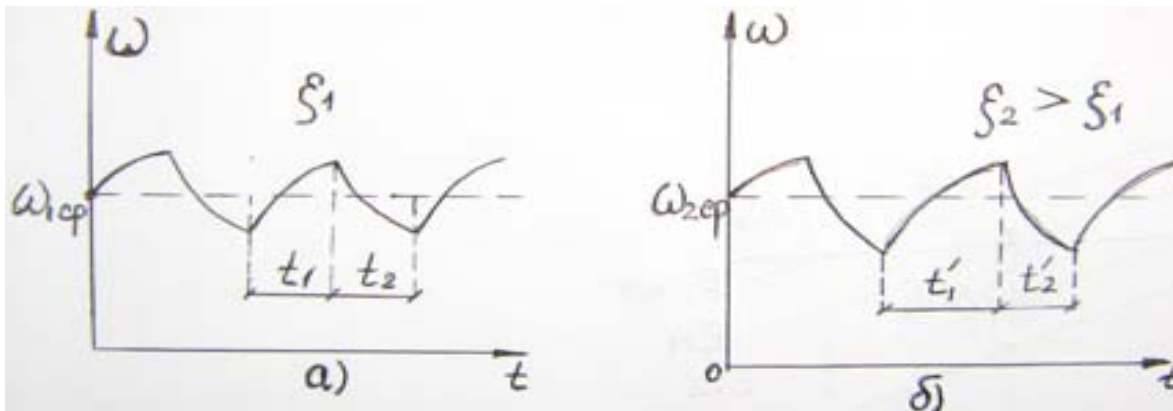


Рис.4.26

При $\xi=1$ буде майже природна характеристика. “Майже” тому, що ключ ШИР все ж таки має деякий опір. При $\xi=0$ - звичайна реостатна характеристика. При $0 < \xi < 1$ значення опору резистора буде $R_{дод.ср} = R_{дод} \cdot (1 - \xi)$. Характеристики наведені на рис. 4.27.

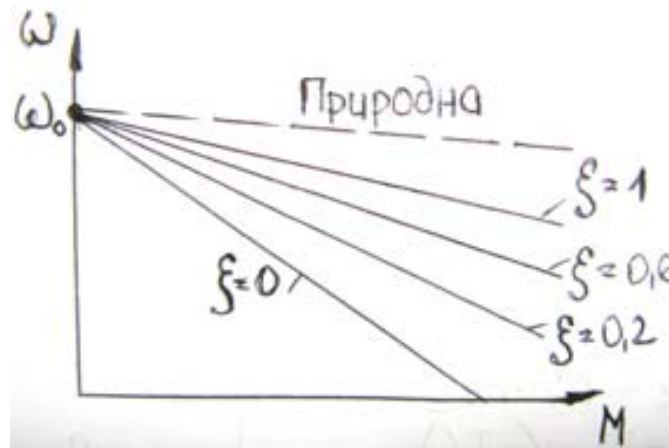


Рис. 4.27

Рівняння механічної характеристики має вигляд:

$$\omega_{cp.} = \frac{U}{c_M} - \frac{M_{cp.}(R_{я} + R_{доd.}(1 - \xi))}{(c_M)^2}.$$

Очевидно, оскільки існує середня швидкість буде і середній момент **МСА**.

Розглянемо тепер енергетичну сторону такого регулювання.

Як відомо, первинна потужність двигуна $P_1 = E \cdot I_{я} = I \cdot R_{я} + I^2 \cdot R_{я}$, або

$$c_M \cdot \omega_0 \cdot I = c_M \cdot \omega \cdot I + R_{я} I^2, \text{ де} \quad (4.17)$$

pR - витрати у колі якоря двигуна.

З рівняння (4.17) одержимо:

$$p_{RM} = (I_0 - I) c_M \cdot U \cdot I = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega} P_1 = \Delta \omega^* \cdot P_1, \quad (4.18)$$

де $U = \frac{E}{c_M} = \omega_0$.

З (4.17) і (4.18) виходить, що струмові втрати пропорційні перепаду швидкостей у відносних одиницях, тобто $p_R \sim \Delta \omega^*$.

Якщо **M=const**, то **P1= const**, тому при зниженні швидкості вдвічі приблизно **0.5P1** буде розсіяно у додатковому резисторі. Тому це регулювання дуже неекономічне, та ще додаються деякі втрати в ключі.

4.3.6.2 Регулювання додатковим резистором у колі обмотки збудження.

Ключ ШИР шунтує додатковий резистор, який увімкнтий у коло обмотки збудження. Напруга живлення якоря може залишатись незмінною.

Якщо $\xi = 1$ додатковий резистор буде зашунтованим ключем і існує робота на природній характеристиці. Якщо $\xi = 0$ – ключ є розімкнутим і буде режим ослабленого збудження, оскільки додатковим резистором ми зменшуємо струм збудження. Такі характеристики наведені на рис. 4.28, з якого бачимо, що при такому регулюванні можливий перехід у генераторний режим.

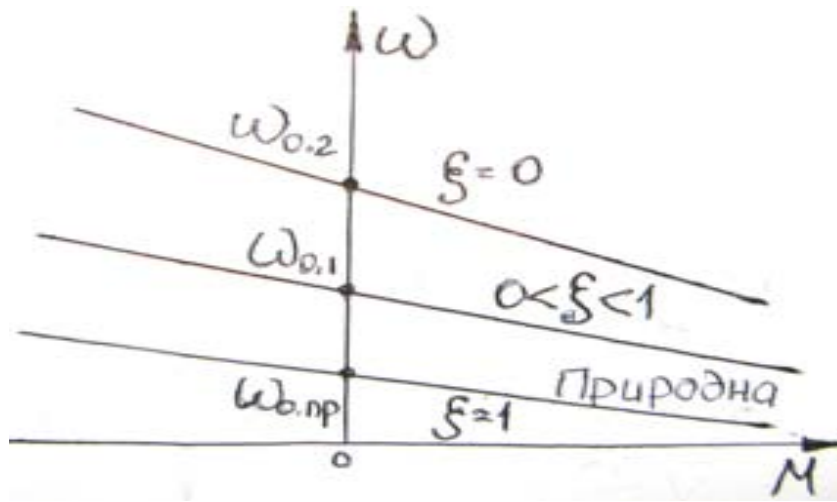


Рис. 4.28

4.4 Регулювання координат в системі джерело струму – двигун (ДС-Д).

Досі ми розглядали роботу електроприводів, які живляться із джерела ЕРОС або напруги. Вони характеризуються відносно малим внутрішнім опором, внаслідок чого напруга на їх виході під час зміни струму навантаження залишається практично незмінною.

Нові системи ДС-Д дозволяють підтримувати у ДПС НЗ в широкому діапазоні зміни проти-ЕРС - незмінний струм якоря ($I_{я} = \text{const}$), а керування двигуном здійснюється впливом на коло збудження.

Схему такого індуктивно-ємнісного перетворювача (є джерелом струму) подано на рис. 4.29, а, механічні характеристики при різних магнітних потоках від $-\Phi_{ном.}$ до $+\Phi_{ном.}$ – на рис. 4.29, в.

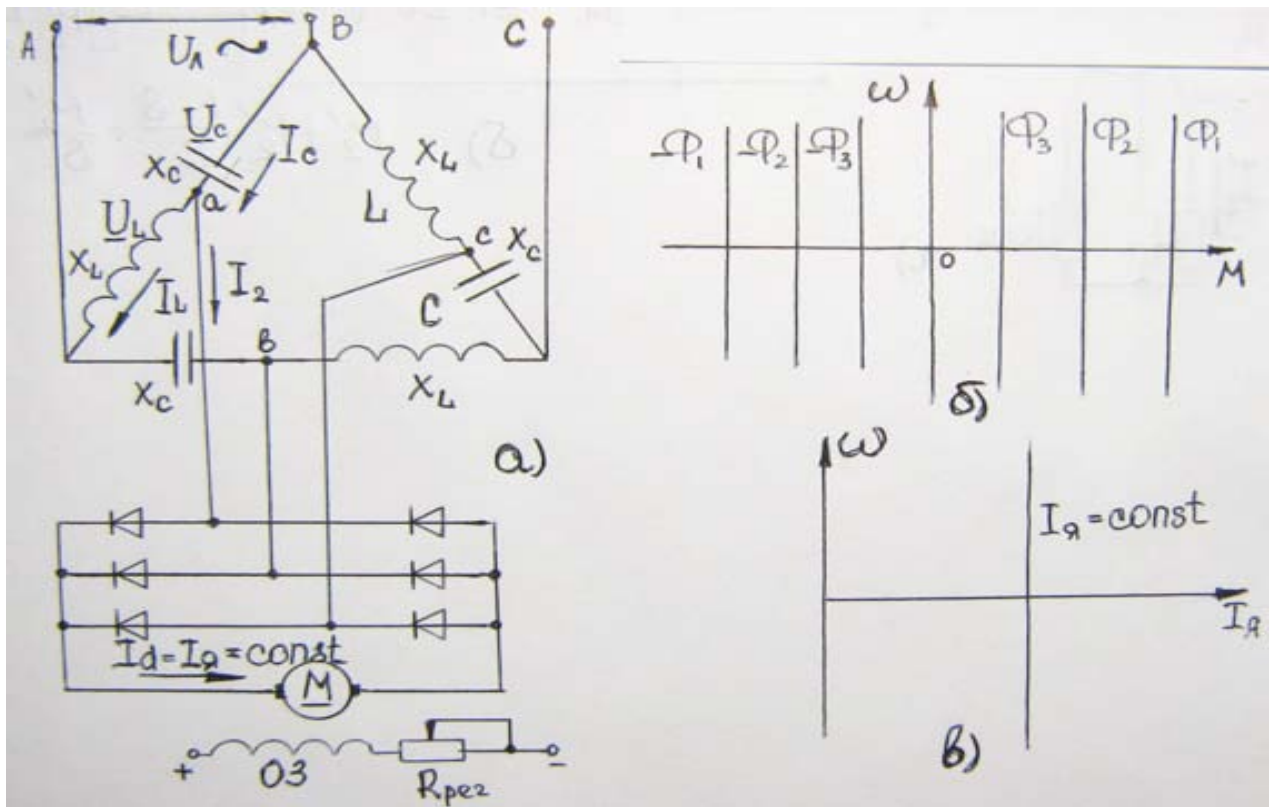


Рис. 4.29

Перетворювач складається з трьох однакових реакторів і трьох конденсаторів, опір котрих $\mathbf{XL}$ і $\mathbf{XC}$ відповідно. Вони з'єднані у трикутник, до якого прикладена трифазна лінійна напруга $\mathbf{U_L}$. Точки **a**, **b**, **c** приєднані до входу некерованого випрямляча, навантаженням якого є ДПС НЗ.

Принцип дії перетворювача ґрунтується на явищі резонансу напруг у колі $\mathbf{LC}$. Трифазна система симетрична, тому для кожної фази можна записати такі рівняння:

$$\left. \begin{aligned} \underline{U}_L &= \underline{U}_C + \underline{U}_L \\ \underline{I}_L &= \underline{I}_C + \underline{I}_L \\ \underline{I}_C &= \frac{\underline{U}_C}{-jX_C} \\ \underline{I}_L &= \frac{\underline{U}_L}{jX_L} \end{aligned} \right\} \quad (4.19)$$

Реактори та конденсатори підібрані так, що $\mathbf{XL= XC= X}$. Тому з рівняння (4.19) одержимо вираз для струму $\mathbf{I_2}$:

$$\underline{I}_2 = \frac{-(\underline{U}_c + \underline{U}_L)}{j\chi} = -\frac{\underline{U}_L}{j\chi} \quad (4.20)$$

Із виразу (4.20) видно, що струм **I₂**, який витрачається на навантаження, зумовлений тільки напругою мережі живлення, параметрами джерела струму і не залежить від параметрів навантаження. Оскільки випрямлений струм **I_d=I_a** прямо пропорційний діючому значенню струму **I₂**, то при резонансі напруг в колі **LC** струм якірного кола не залежить від проти ЕРС і опору навантаження; при **U_л=const** по колу якора проходить змінний струм **I_d=I_a=const**. Якщо струм якора є незмінним, то момент двигуна є пропорційним магнітному потокові $M = c_M \cdot \Phi \cdot I_a = c_1 \cdot \Phi$. Змінюючи магнітний потік двигуна, можливо регулювати значення і знак моменту. Регулювання магнітного потоку здійснюється зміною струму збудження двигуна.

Характеристики електропривода є абсолютно м'якими (рис. 4.29, б і 4.29, в). Бачимо, що для одержання знакозмінного моменту двигуна у даному електроприводі змінювати напрямок струму якора непотрібно.

Електропривод ДС-Д забезпечує плавне і точне регулювання моменту. Він надійний, має хороші техніко-економічні показники, $\cos \varphi = 1$ і ККД 0.96...0.98, не виявляє шкідливого впливу на мережу.

До недоліків слід віднести: неможливість рекуперативного гальмування; обмеження діапазону регулювання моменту двигуна (менше 1 - 1.2**Мном**) із за насичення його магнітопроводу; значна маса перетворювача; невисока швидкодія у наслідок незначної перевантажувальної здатності двигуна і в зв'язку з тим, що керування перенесено у коло обмотки збудження двигуна.

4.5 Загальні положення по автоматичному регулюванню координат.

У розімкнених системах керування можливо отримати великий діапазон регулювання і забезпечити високу точність, тому що у цьому випадку має місце великий перепад швидкостей $\Delta\omega$. Потрібні замкнені системи, у яких автоматично компенсується дія збуджуючих факторів, а кутова швидкість та момент залишаються незмінними. Наприклад, висока жорсткість характеристики – це стабільність швидкості.

Розглянемо це на прикладі регулювання у системі Г-Д характеристики якої наведені на рис. 4.30.

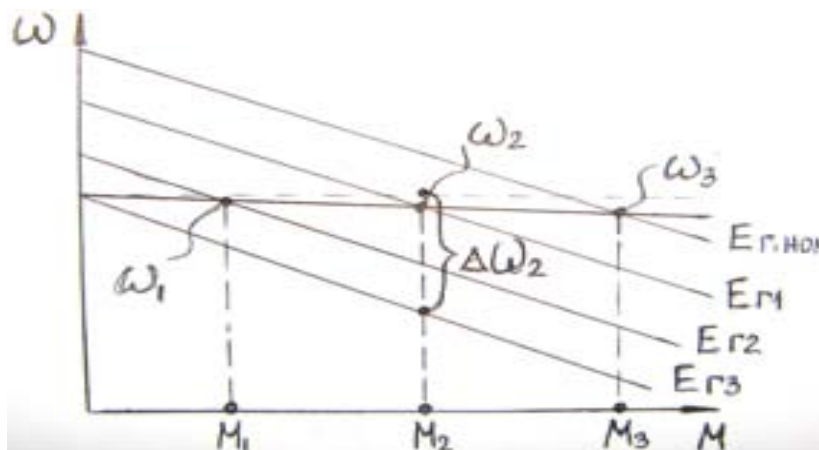


Рис. 4.30

Бачимо, що якби система була без автоматичного керування, то за будь-яким моментом навантаження (**М1, М2, М3**) при роботі на будь-якій характеристиці з ЕРС генератора **Ег.ном, Ег1, Ег2** або **Ег3** перепади швидкостей були б занадто великими. Наприклад, при роботі на характеристиці з **Ег3** і моментом **М2** перепад швидкостей був би $\Delta\omega_2$. Але за допомогою автоматичної системи, яка складається з об'єкту, який регулюється, та саме регулятора, який реагує на зміну величини котра регулюється, можливо із зростанням навантаження підвищувати ЕРС генератора і досягнути при цьому межі регулювання – характеристики із номінальним значенням ЕРС **Ег.ном**. Сигнал зворотного зв'язку замірюється, порівнюється, підсилюється і подається до регульованого об'єкту. У розглянутому прикладі на рис. 4.30 потрібен від'ємний зворотній зв'язок по струму, коли останній досягає певного значення. Таким чином одержана нова механічна характеристика (товста лінія на рис. 4.30), яка забезпечує стабільність швидкості при зміні навантаження.

Розділ 5. Регулювання координат ЕП з двигунами змінного струму.

5.1 Схеми вмикання, заміщення, характеристики та режими роботи асинхронних двигунів (АД).

ЕП з АД завдяки простоті та надійності є самими масовими. АД, особливо із короткозамкненим ротором, маса витрати активних матеріалів в 1.5...2 рази менша за

двигун постійного струму. Вони мають більшу кількість каналів регулювання моменту, ніж ДПС: енергію можливо підводити до АД як з боку статора, так і з боку ротора. Повністю керувати АД, тобто можливість керування як за моментом, так і за модулем основного магнітного потоку, досягається в результаті використання як керуючої дії – вектора статорної напруги. Такий спосіб керування відомий, як векторне керування, допускає зміну і амплітуди і фази статорної напруги. Таке регулювання є найбільш точним та економічним способом регулювання моменту АД. При частотному регулюванні регулюють амплітуду та частоту напруги живлення.

На рис. 5.1 наведена схема вмикання та заміщення АД (остання – спрощена), які ми використаємо у подальшому. Додаткові резистори у колах статора та ротора можуть бути $0 \leq R_{1д} \leq \infty$ і $0 \leq R_{2д} \leq \infty$. У залежності від їх значення, вони повинні бути обчислені у схемі заміщення.

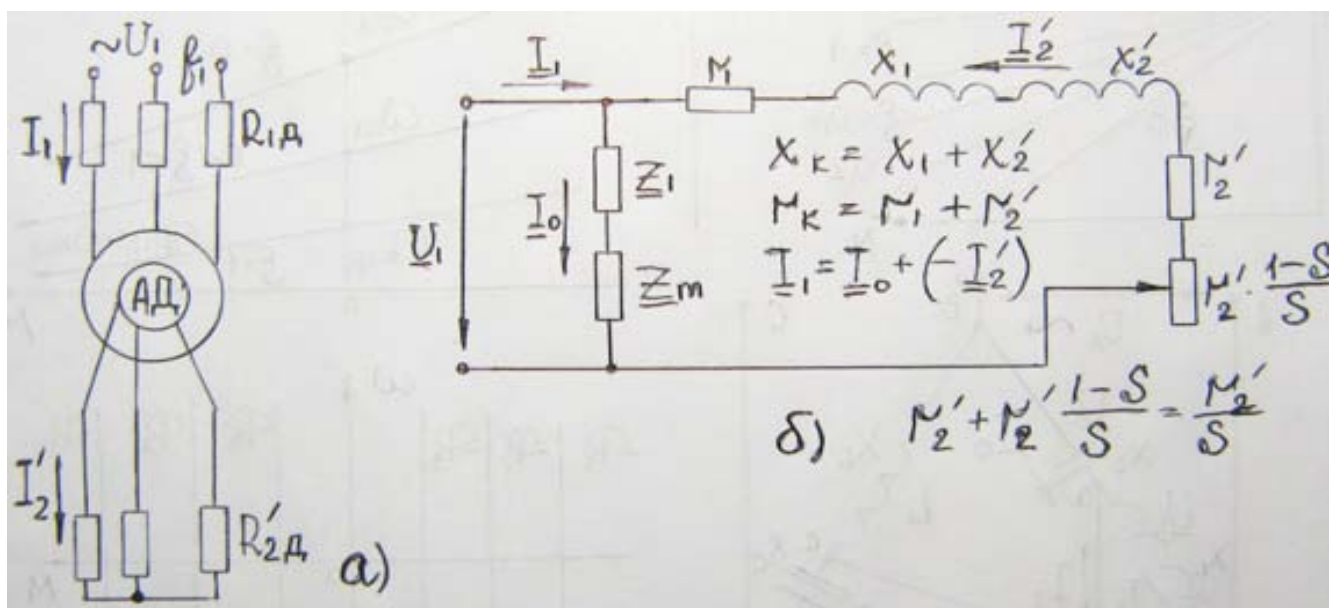


Рис. 5.1

Нагадаємо, що АД працює у режимі двигуна, якщо ковзання $S = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}$ при

$\omega_0 = \frac{2\pi f_1}{p}$ є таким: $0 < S < 1$; якщо $-\infty < S < 0$ – це режим генератора; якщо $+1 < S < +\infty$ - це

режим електромагнітного гальма.

Кутова швидкість $\omega = \omega_0(1-S)$, тому АД може бути легко переведений у будь-який режим роботи зміною її значення.

5.2 Характеристики АД.

5.2.1 Електромеханічна характеристика – $\omega(I_2')$ – може бути побудована за допомогою схеми заміщення на рис. 5.1, б і колової діаграми, яка відома з курсу “Електричні машини” і наведена на рис. 5.2.

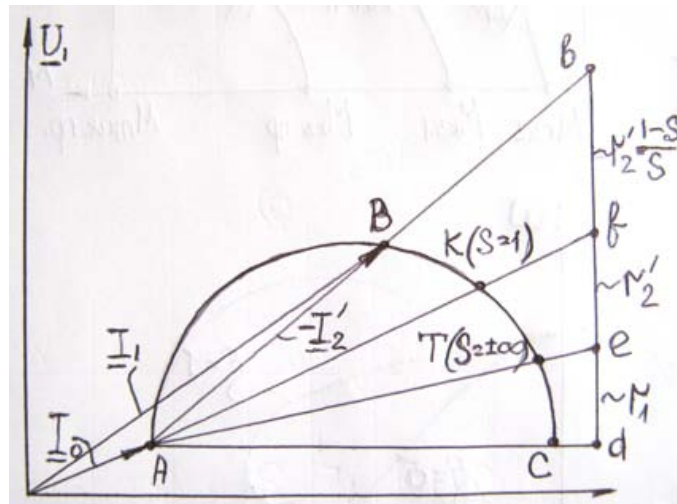


Рис. 5.2

З цих схем випливає, що
$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{(r_1 + \frac{r_2'}{S})^2 + x_{\kappa}^2}}, \quad (5.1)$$

а при деякому ковзані $S_1 = -\frac{r'_2}{r_1} = -\frac{1}{a}$ - струм буде максимальним $I_{2\max} = \frac{U_1}{x_\kappa}$ і пропорційним діаметру кола струмів **АС** (рис. 5.2)

Характерні точки характеристики:

- 1) $S=0$, тоді $\omega=\omega_0$; $I_2'=0$; $I_1=I_0$ – це точки ідеального холостого ходу.
- 2) $S=1$, тоді $\omega=0$; $I_2'=I_{кз}$ – точка короткого замикання К.

$$3) \quad S_1 = -\frac{r'_2}{r_1} = -\frac{1}{a}, \text{ коли на рис.5.1, б } r_1 + \frac{r'_2}{S} = 0, \text{ тоді } \omega_1 = \omega_0(1-S_1);$$

$$I'_2 = I'_{2\max} = \frac{U_1}{x_k} - \text{точка С, яка розташована у зоні від'ємних ковзань.}$$

$$4) \quad S \rightarrow \pm\infty, \text{ тоді } \omega \rightarrow -\infty \dots +\infty; \quad I'_2 \rightarrow I_\infty = \frac{U_1}{\sqrt{r_1^2 + x_k^2}} - \text{це асимптотичне}$$

значення струму ротора за безмежно великим збільшенням ковзання S і швидкістю ω .

Ці визначені крапки дозволяють побудувати електромеханічну характеристику на рис.5.3. Оскільки струми I_2' і I_1 відрізняються на незмінну величину струму I_0 , то характеристика струму для I_1 буде аналогічна характеристиці на рис. 5.3.

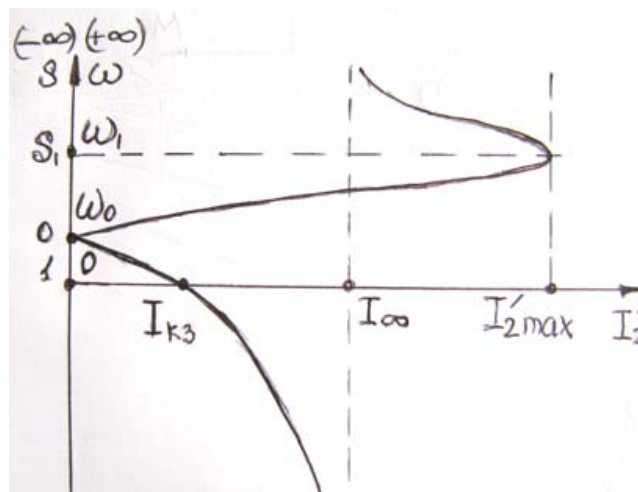


Рис. 5.3

5.3.2 Механічна характеристика – це, як відомо з курсу “Електричні машини” є залежність $\omega(M)$, або $S(M)$. Вона наведена на рис. 5.4.

Відомо, що в загальному вигляді вираз для моменту АД буде :

$$M = \frac{p \cdot m_1 \cdot U_1^2 \cdot \frac{r'_2}{S}}{\omega_1 \left(\left(r_1 + \frac{r'_2}{S} \right)^2 + x_k^2 \right)}, \text{ де} \quad (5.2)$$

$\omega_1 = 2 f_1 \pi$, початковий пусковий момент буде, якщо в (5.2) прийняти $S=1$, а максимальний при критичному ковзані $S_{кр} = -\frac{r'_2}{x_k}$, якщо знехтувати величиною r_1 , яка дуже мала у порівнянні з x_k .

Для дуже малих машин величину r_1 слід урахувати, тоді

$$S_{кр} = \pm \frac{r'_2}{\sqrt{r_1^2 + x_k^2}} \quad \text{і} \quad M = \frac{p \cdot m_1 \cdot U_1^2}{2\omega_1(r_1 \pm \sqrt{r_1^2 + x_k^2})} \quad (5.3)$$

В виразах (5.3) знак (+) – для режиму двигуна, а (-) – для режиму генератора.

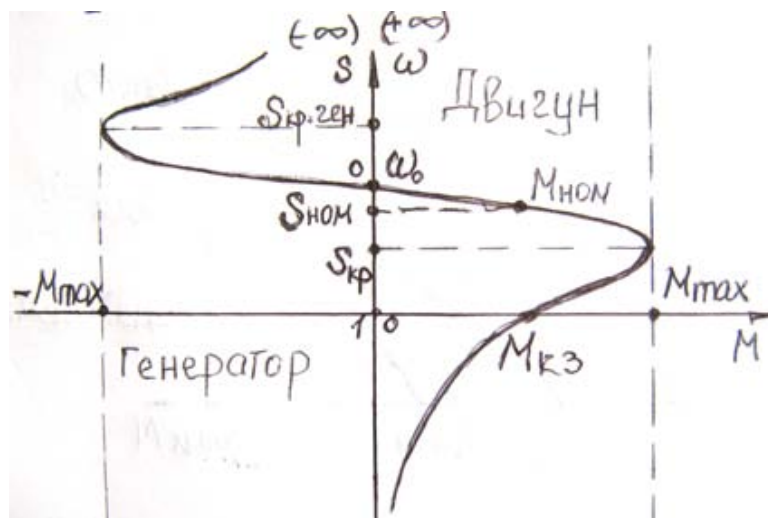


Рис. 5.4

Додамо, як відомо з курсу “Електричні машини”, струмові витрати у колі ротора $P_{м2} = M \cdot \omega_0 \cdot S = P_{ем} - P_2 = M \cdot \omega_0 - M \cdot \omega = m_1 \cdot I_2'^2 \cdot r_2'$, (5.4)

а коефіцієнт перевантаження $k_M = \frac{M_{\max}}{M_{\text{ном}}}$.

Характерні точки характеристики:

- 1) $S=0$, тоді $\omega=\omega_0$, $M=0$ – це точка ідеального холостого ходу;
- 2) $S=1$, тоді $\omega=0$, $M=M_{крз}$ – це точка короткого замикання, а момент – початковий пусковий;

- 3) $S=S_{кр}$, тоді $M=M_{max}$ (також і для режиму генератора) – це точка екстремуму ;
- 4) $S \rightarrow \pm \infty$, тоді $\omega = \pm \infty$, $M \rightarrow 0$ – вісь швидкості є асимптота механічної характеристики.

Повна формула Клосса має вигляд :

$$M = \frac{2M_{max}S(1 + \frac{S_{кр}}{S})}{\frac{S_{кр}}{S} + \frac{S}{S_{кр}} + 2a \cdot S_{кр}}. \quad (5.5)$$

Якщо прийняти $r_1=0$, то і $a=0$, а спрощена формула Клосса, яку ми використаємо далі, буде:

$$M = \frac{2M_{max}}{\frac{S_{кр}}{S} + \frac{S}{S_{кр}}} \quad (5.6)$$

Перетворивши вираз (5.5), одержимо формулу для критичного ковзання

$$S_{кр} = S_{ном} (k_M \pm \sqrt{k_M^2 - 1}), \quad (5.7)$$

де знаки (+) і (-) відповідно для двигуна та генератор. Легко запам'ятати: якщо $k_M=2,1$ (що відповідає реальному значенню для АД), то $S_{кр}=4S_{ном}$.

Також, вираз (5.3) буде перетворений так:

$$M_{max} = \frac{p \cdot m_1 \cdot U_1^2}{4\pi f_1 x_k} = \frac{p \cdot m_1 \cdot U_1^2}{8\pi f_1^2 L_k} \sim \frac{U_1^2}{f_1^2} \quad (5.8)$$

Формула (5.6) дозволяє вважати, що при $S > S_{кр}$ (коли можливо прийняти $\frac{S_{кр}}{S} \approx 0$) неробоча частина механічної характеристики є гіпербола; якщо ж $0 < S < S_{кр}$

(коли можливо прийняти $\frac{S}{S_{кр}} \approx 0$), то робоча частина механічної характеристики є

пряма лінія. Цю дуже важливу обставину використаємо далі.

Жорсткість механічної характеристики (рис. 5.4) – величина змінна (див. (5.5)):

$$\beta = \frac{dM}{d\omega} = \frac{dS}{d\omega} \cdot \frac{dM}{dS} = - \frac{2M_{\max} S S_{кр} (1 + \frac{S}{S_{кр}}) (S_{кр}^2 - S^2)}{\omega_0 (S^2 + S_{кр}^2 + S^2 \frac{S}{S_{кр}} + S_{кр}^2)} \quad (5.9)$$

Якщо можливо знехтувати величиною r_1 , то $a=0$ і формула (5.9) буде спрощена. При $S=S_{кр}$, а також при $|S| \rightarrow \infty$ жорсткість $\beta \rightarrow 0$ і відбувається зміна знаку жорсткості: при $|S| < |S_{кр}|$, $\beta < 0$; при $|S| > |S_{кр}|$, $\beta > 0$. Останнє може привести до нестійкої роботи ЕП в статичному режимі. Тому всі АД в усталених режимах роблять в умовах $|S| < |S_{кр}|$. Проаналізуємо ці умови роботи.

Оскільки робоча ділянка механічної характеристики є лінійною, то із формули (5.9) при $a=0$ і $S=0$ виходить $\beta = -\frac{2 \cdot M_{\max}}{\omega_0 \cdot S_{кр}} = const$, але із (5.3) $S_{кр} \sim r_2'$, тому $|\beta| \sim \frac{1}{r_2'}$, тобто при введенні у коло ротора резистора $R_2д'$ - жорсткість зменшується; далі:

$$\frac{M}{S} = \frac{M_{ном}}{S_{ном}} \text{ і } \beta = -\frac{2 \cdot M_{ном}}{\omega_0 \cdot S_{ном}}, \text{ у відносних одиницях } \beta^* = -\frac{1}{S_{ном}}. \quad (5.10)$$

Нагадаємо також, що, як відомо з курсу “Електричні машини”, робота на ділянці механічної характеристики при $0 < S < S_{кр}$ є стійкою, а на ділянці при $1 > S > S_{кр}$ є нестійкою.

5.2 Регулювання АД за допомогою резисторів.

5.2.1 Резистор у колі статора ($R_{1д}$).

Резистор $R_{1д}$ використовують для обмеження струму та моменту у перехідних режимах у АД з короткозамкненим ротором.

Можливо б було використовувати реакторне, але це суттєво зменшило б $\cos\phi$ системи.

Із рівняння (5.1) виходить, що при $S=\text{const}$ вмикання резистору R_{1d} зменшує струм I_2' і, як наслідок, I_1 . Тому усі електромеханічні характеристики розташовані у першому квадранті нижче природної. Характеристики наведені на рис. 5.5, на якому бачимо, що резистор R_{1d} не змінює $\omega_0 = \frac{2\pi f_1}{p}$, але зменшує струм короткого замикання, тобто пусковий.

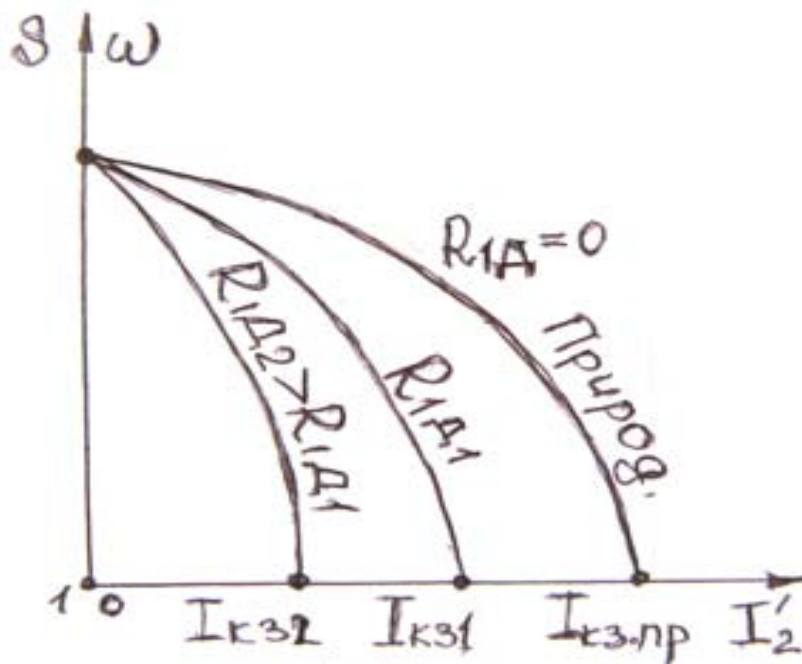


Рис. 5.5

Резистор R_{1d} викликає додатковий спад напруги, тому напруга на статорі зменшується і у квадраті зменшується величина $M_{\max}$, зменшується і жорсткість β , а також допущений момент навантаження. Діапазон регулювання при цьому дуже малий. Механічні характеристики наведені на рис. 5.6.

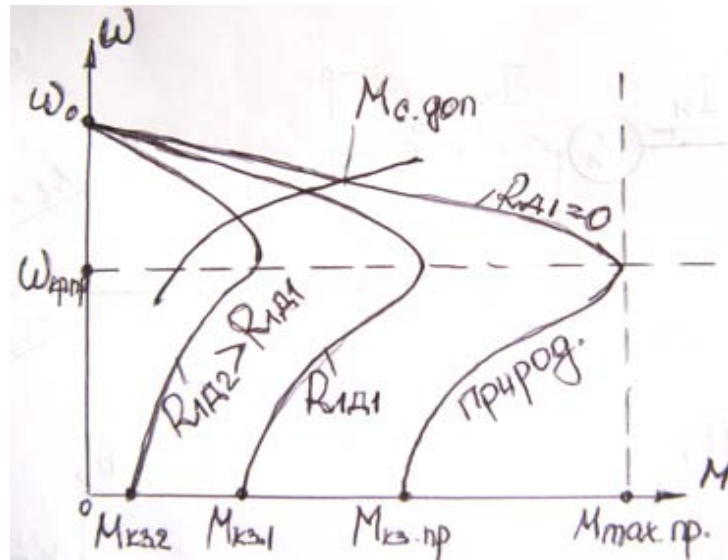


Рис. 5.6

Як слід з (5.3) величина **S_{кр}** декілька знижується. Інколи використовують **R_{1д}** у одні фазі, результат – такий само, а резисторів менше.

Застосовують також схеми з імпульсним регулюванням **R_{1д}**, як це наведено на рис. 4.25. Коли $\xi=1$ – характеристика природна, коли $\xi=0$ – характеристика відповідає значенню **R_{1д}**.

При зростанні опору **R_{1д}**, як бачимо на рис. 5.6, спадає швидкість і зростає ковзання **S**, тому також змушені зменшувати допустимий момент, бо витрати у колі ротора зростають пропорційно ковзанню (5.4).

5.2.1.1 Розрахунки резисторів **R_{1д}**.

Введемо такі визначення:

- відношення струмів короткого замикання (пускових) по штучній та природній характеристиках $K_i = \frac{I_{1кз.ш}}{I_{1кз.пр}}$;

- аналогічне відношення моментів КЗ, $K'_M = \frac{M_{кз.ш}}{M_{кз.пр}}$.

Повний опір короткого замикання, коли **R_{1д}** = 0, за схемою на рис. 5.1, б:

$$Z_{к.нр} = \frac{U_{1лн.ном}}{\sqrt{3} \cdot I_{1кз.нр}}, \text{ а активний опір } r_k = Z_{к.нр} \cdot \cos \varphi_{пуск}; x_k = \sqrt{Z_{к.нр}^2 - r_k^2}.$$

Оскільки $I_{1кз.ш} \cdot Z_{к.ш} = I_{1кз.нр} \cdot Z_{к.нр}$, то $Z_{к.ш} = \frac{Z_{к.нр}}{K_i}$, тоді

$$R_{1Д} = \sqrt{\left(\frac{Z_{к.нр}}{K_i}\right)^2 - x_k^2} - r_k = \sqrt{\left(\frac{Z_{к.нр}}{K'_м}\right)^2 - x_k^2} - r_k.$$

Величина **cosφ_{пуск}** залежить від потужності АД, а також від їх типу.

У першому наближенні для АД потужністю 10...50кВт можливо прийняти для машин серії 4А **cosφ_{пуск}≈0.4...0.3** відповідно, а для машин серії МТР і МТН **cosφ_{пуск}≈ 0.7...0.5** відповідно.

5.2.2 Резистор у колі ротора (R2д).

При такому вмиканні знижується струм **I_п**, момент **М** і швидкість **ω=ω₀(1-S)**.

Згідно виразу (5.10) для штучної (резисторної) характеристики жорсткіст

$$|\beta_p| = \frac{2M_{ном}}{\omega_0 \cdot S_{ном.p}}, \quad (5.11)$$

а діапазон регулювання

$$D = \frac{\omega_{max}}{\omega_{min}} = \frac{1 - S_{ном}}{1 - S_{ном.p}} \quad (5.12)$$

Із рівнянь (5.11) (5.12) виходить, що із зростанням ковзання **S_{ном.р}** зростає і величина **D**, а жорсткість спадає. Підставивши у (5.11) **S_{ном.р}** і (5.12) одержимо:

$$|\beta_p| = \frac{2M_{ном}D}{(S_{ном} - 1 + D) \cdot \omega_0}.$$

З курсу “Електричні машини” відомо, що при $R_{2д} = \text{var}$ електромеханічні характеристики аналогічні характеристикам на рис. 5.5, а механічні наведені на рис. 5.7.

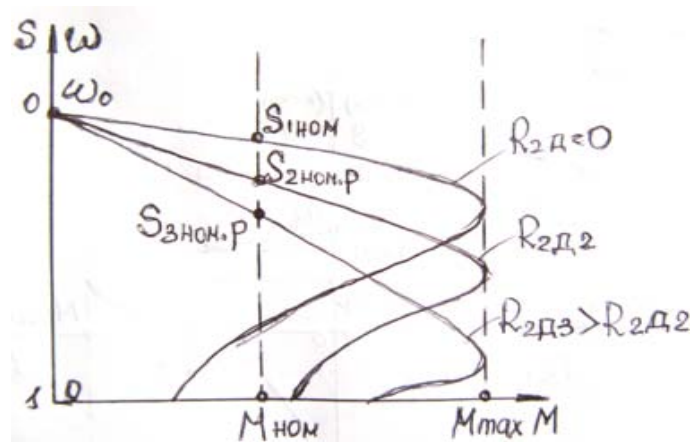


Рис. 5.7

Діапазон регулювання звичайно $D=2...3$, тому що із зростанням значення $R_{2д}$ знижується не тільки жорсткість $|\beta_p|$, але і ККД, тому що зростають втрати у колі ротора.

Іноді використовують схему імпульсного (параметричного) регулювання швидкості на рис. 5.8, а.

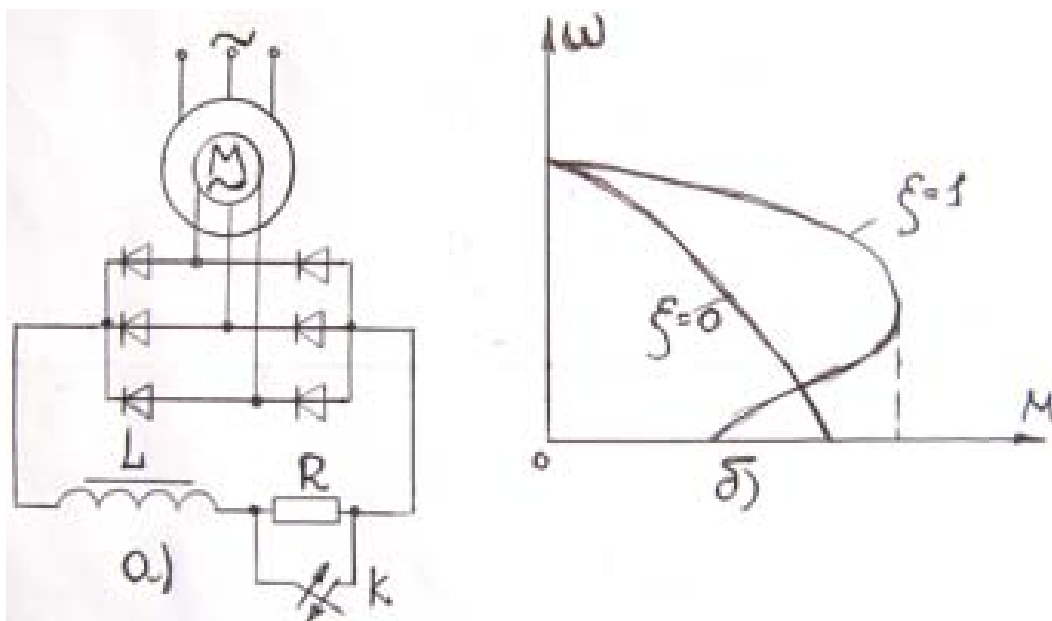


Рис. 5.8

Якщо ключ К замкнений ($\xi \neq 1$) о держимо природну характеристику, якщо розімкнений ($\xi = 1$) – резисторна характеристика по опору R на рис. 5.8, б. При такому регулюванні додаються втрати у ключі, тому енергетичні показники декілька гірші, ніж при звичайному ступінчатому регулюванні.

5.2.2.1 Розрахунки резисторів R2д .

Отже, природна механічна характеристика 1 повинна бути звісною (її можливо побудувати за формулою (5.6)). Будова штучних характеристик показана на рис. 5.9.

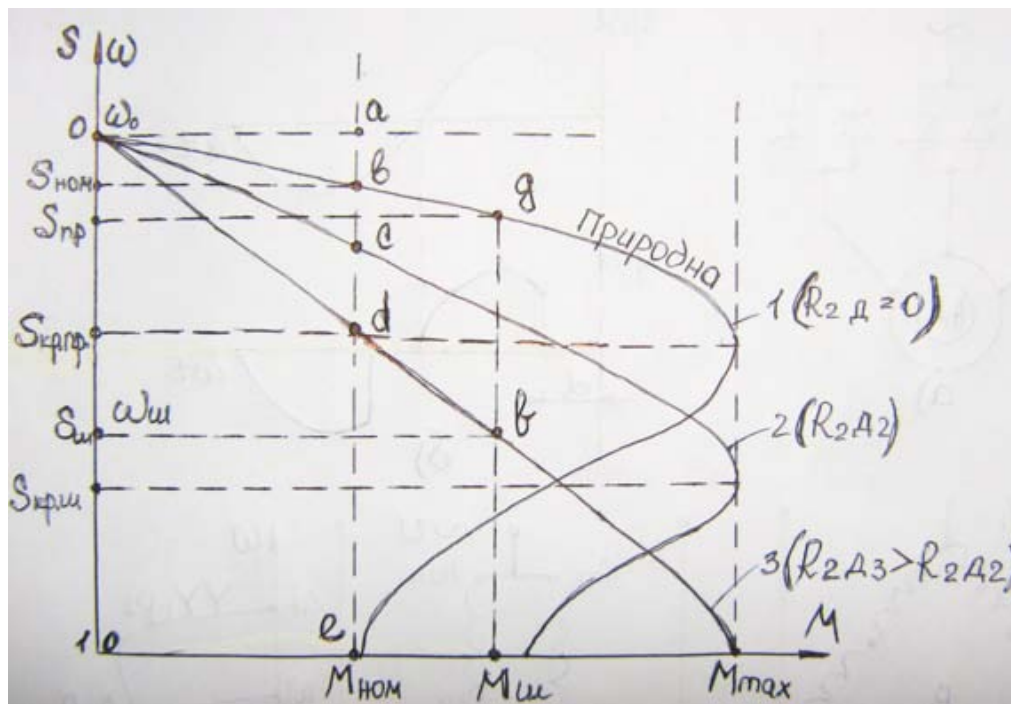


Рис. 5.9

Хай необхідно одержати штучну характеристику 2. За допомогою (5.3) визначимо відношення критичних ковзань характеристик 1 і 2 :

$$\frac{S_{кр.пр}}{S_{кр.ш}} = \frac{r_2'}{r_2' + R_{2д2}} = \frac{r_2}{r_2 + R_{2д2}}, \text{ тоді } R_{2д2} = r_2 \cdot \left(\frac{S_{кр.пр}}{S_{кр.ш}} - 1 \right) \quad (5.13)$$

Очевидно, вираз (5.13) згідно з (5.10) є справжнім для будь-якого фіксованого моменту **Mш**, а не тільки для **Mmax**. Тому, якщо задана точка **f** на характеристиці 3 з

координатами **Mш** і **Sш**, то для неї додатковий резистор $R_{2ДЗ} = r_2 \cdot (\frac{S_{ш}}{S_{np}} - 1)$, де **Snp** – ковзання на природній характеристиці, яке відповідає моменту **Mш** (точка **g**).

Одночасно, додамо, що коефіцієнт приведення ротора АД до статора

$$k_{np} = \frac{E_1}{E_2} \approx \frac{0.95 \cdot U_{1фаз.ном}}{E_{2к}}, \text{ де} \quad (5.14)$$

E2к – фазна ЕРС ротора при **S=1**.

Тому, якщо невідоме значення **r2**, його можливо визначити за приблизною формулою $r_2 \approx \frac{E_{2к} \cdot S_{ном}}{\sqrt{3} \cdot I_{2ном}}$.

Можливо також скористатись методом відрізків, як це виконувалось для ДПС НЗ. Для цього на рис. 5.9 приведена вертикаль для моменту **Mном**. Тут треба відзначити номінальний опір АД: $r_{2ном} \approx \frac{E_{2к}}{\sqrt{3} \cdot I_{2ном}}$, а резистор по (5.13) буде

$$R_{2Д2} = r_{2ном} \cdot \frac{вс}{ас} \quad (5.14)$$

За допомогою цього ж методу можливо визначити опір фази обмотки ротора по природній характеристиці **1**: $r_2 = r_{2ном} \cdot \frac{ав}{ас}$.

Побудова пускової діаграми виконується аналогічно тому, як це було для ДПС НЗ, тому що робочі ділянки механічних характеристик АД, як і у ДПС НЗ, є прямолінійними. При цьому приймають $M1=(0.8...0.9)M_{max}$, а $M2=(1.1...1.2)M_c$. Ковзання на природній характеристиці, яке відповідає моменту **M1**

$$S_{np.1} = S_{ном} \frac{M_1}{M_{ном}}, \text{ а кількість ступенів пускової діаграми } m = \frac{\lg(\frac{1}{S_{np.1}})}{\lg(\frac{M_1}{M_2})}.$$

Розрахунок пускових резисторів для цієї пускової діаграми виконують за допомогою виразів (5.13) і (5.14).

5.3 Регулювання АД зміною напруги живлення .

Як відомо, за зміною напруги величина $S_{пр}$ і ω_0 залишаються незмінними, але момент згідно (5.2) і (5.3) змінюється в квадраті. Такі характеристики наведені на рис. 5.10.

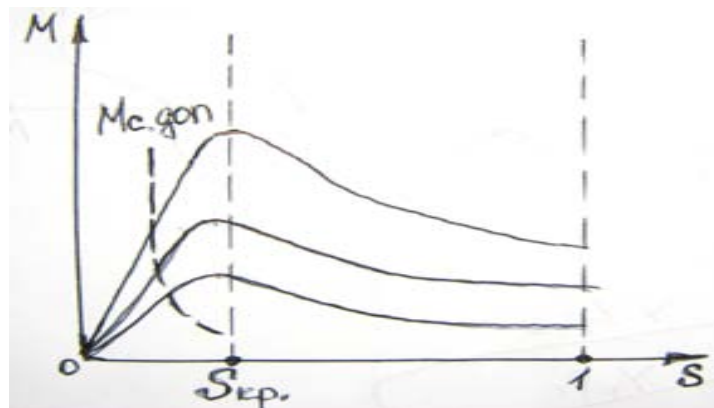


Рис. 5.10

Критичне ковзання при зменшенні напруги також зменшується через вплив параметрів регуляторів напруги, котрій ввімкнутий у коло статора. Допущений момент навантаження різко спадає, тому межі регулювання в розімкнених системах регулювання обмежені і ці системи використовують лише у перехідних режимах для впливу на момент, коли, наприклад, треба забезпечити завдане прискорення, або обмежити, згідно (5.1), струм ротора.

Більш широкий діапазон регулювання можливо одержати за допомогою схеми, коли у коло фазного ротора ввімкнути резистори, а напруга живлення $U_1 = \text{var}$ (рис. 5.11).

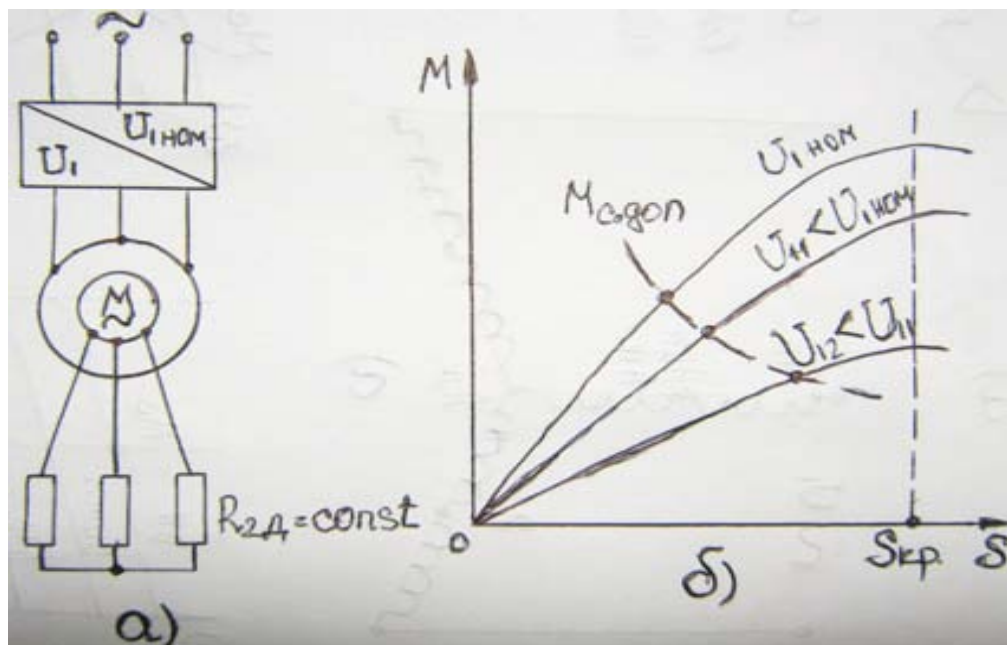


Рис. 5.11

Така система дозволяє виконувати плавне керування АД виключає застосування контакторної апаратури в роторному полі. Допущений момент збільшений, тому що витрати потужності виведені із ротора і виділяються в резисторах **R2д**. Але зі зменшенням напруги жорсткість характеристик також зменшується.

Можна також застосувати схему регулювання, яка наведена на рис. 5.12

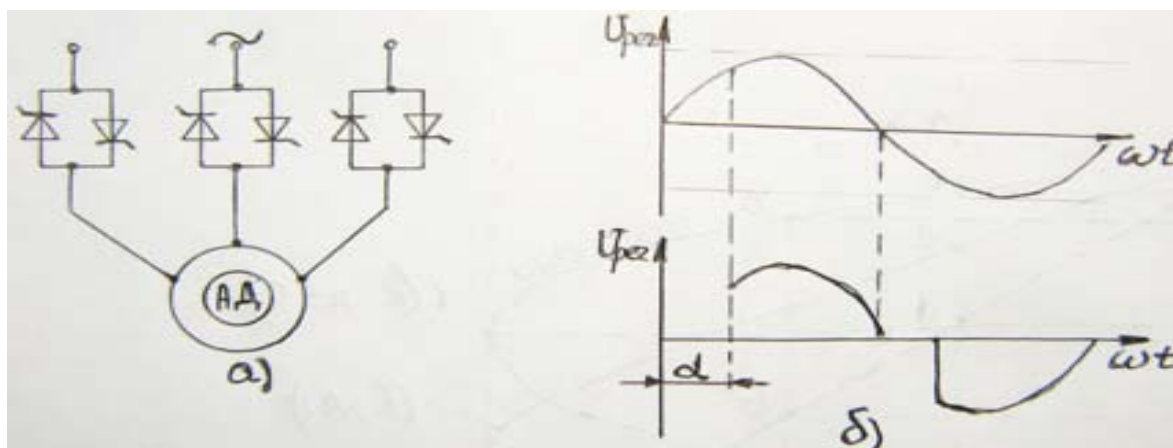


Рис. 5.12

Якщо $\xi=1$, тобто $\alpha=0$, “ключі” постійно замкнені і характеристика – природна; якщо $\xi=0$, тобто $\alpha=\pi$, двигун є відключеним від мережі (рис.5.12, б). Схема на рис. 5.12, а може бути виконана за допомогою семисторів. Такий тиристорний регулятор напруги дозволяє здійснити реверс, примушене електричне гальмування та ін.

5.4 Регулювання АД зміною кількості пар полюсів.

Для такого регулювання використовують спеціальні багатошвидкісні АД, які розглядались у курсі “Електричні машини”. Тут ми розглянемо найбільш застосовані схеми перемикання, у котрих кожна фаза складена з двох пів фаз. Такі двигуни використовуються у верстатах, різних підіймачах та ін..

Схема трикутник – подвійна зірка – наведена на рис. 5.13, а, б. Схема трикутник має p_1 пар полюсів, а подвійна зірка – $p_2 = \frac{1}{2} p_1$. Характеристики такого перемикання наведені на рис. 5.13, в .

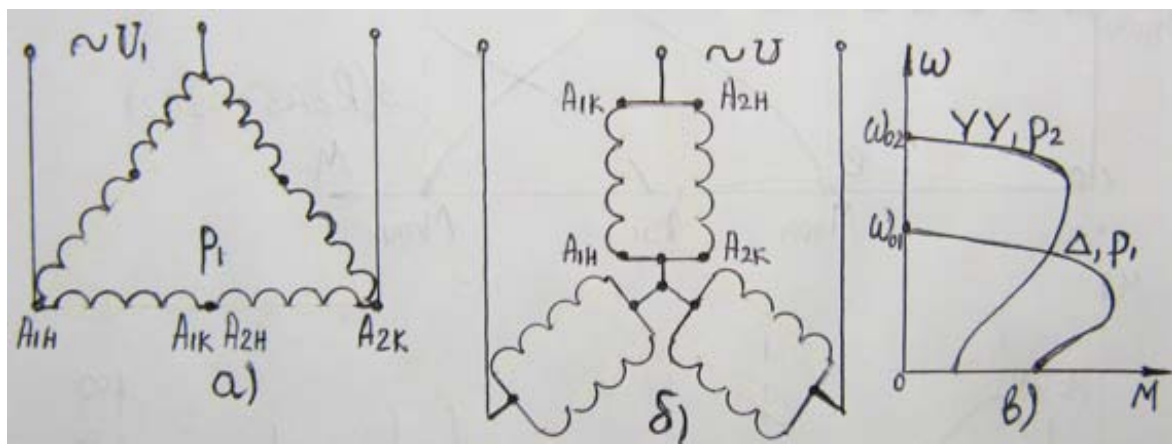


Рис. 5.13

Для спрощення на рис. 5.13, а, б, наведена назва лише однієї фази “А”, де A_{1H} – початок першої пів фази, A_{1K} – її кінець; A_{2H} і A_{2K} – відповідно у другій пів фази.

Допустимий струм у секції обмотки $I_{доп} = I_{ном}$, отже для трикутника допустима потужність буде:

$$P_{доп\Delta} = 3U_1 I_{ном} \cos \varphi_{1\Delta},$$

а для подвійної зірки

$$P_{доп.YY} = \frac{3U_1}{\sqrt{3}} 2I_{ном} \cos \varphi_{1YY} = 3.46 \cdot U_1 I_{ном} \cos \varphi_{1YY}.$$

Вважаємо, що $\cos \varphi_{1\Delta} = \cos \varphi_{1YY}$, тоді обидві потужності практично є рівними. Але швидкість при перемиканні збільшується у двічі, тому що у трикутника p_1 пар

полюсів, а у подвійної зірки $p_2 = \frac{1}{2} \cdot p_1$. Отже, допустимий момент зменшиться майже у два рази. Таке перемикавання має назву – “з постійною потужністю”.

Схема зірка – подвійна зірка наведена на рис. 5.14.

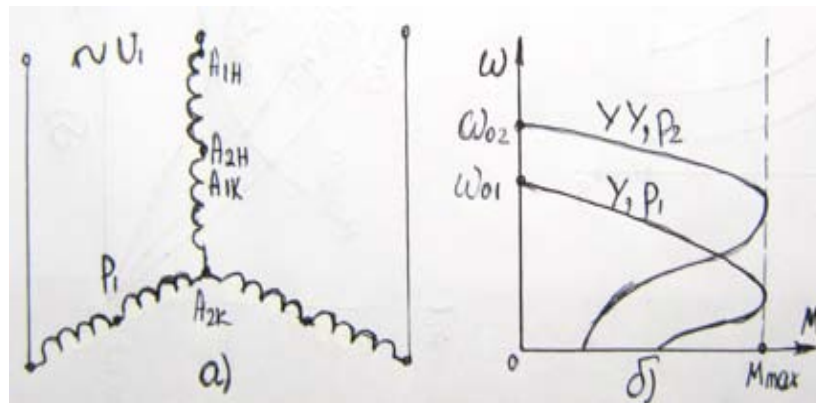


Рис. 5.14

На рис. 5.14, а – вихідна схема “зірка” з **p1** пар полюсів. При перемиканні на “подвійну зірку” буде **p2** пар полюсів і схема на рис. 5.13, б. Характеристики такого перемикавання наведені на рис. 5.14, б. При цьому допустима потужність для подвійної зірки аналогічна попередньому випадку, а для початкової зірки буде:

$P_{доп\delta Y} = \frac{3U_1}{\sqrt{3}} I_{ном} \cdot \varphi_{1Y}$ - бачимо, що вона у двічі менша за допустиму при подвійній зірці.

Отже, при такому перемиканні, коли і швидкість, і потужність зросли у двічі, то момент залишається незмінним. Тому таке перемикавання має назву “з постійним моментом”.

Обидва із розглянутих способів регулювання вельми економічні (ніяких додаткових резисторів або перетворювачів), жорсткість характеристик залишається високою, а здатність до перенавантажень – великою.

Недоліки – це дискретність регулювання і невеликий його діапазон: можливий максимум чотири швидкості – **3000/1500** об/хв. і **1000/500** об/хв. Точність

регулювання визначена статизмом $\delta = \frac{\Delta\omega_{ном}}{\omega_0} \approx 0.03...0.05$, тобто вельми висока.

5.5 Частотне регулювання АД.

Відомо, що $\omega_0 = \frac{2\pi f}{p}$, тому частотне регулювання забезпечує плавну зміну кутової швидкості без зростання ковзання S , і, як наслідок цього, втрати при такому регулюванні мінімальні. Закон частотного регулювання був сформульований академіком М. П. Костенко: якщо сконструювати АД для частоти $f_{1ном}$, моменту $M_{ном}$ і напруги $U_{1ном}$ і змінювати при новому значенні моменту напругу U_1 і частоту f_1 , щоб задовольнялось співвідношення

$$\frac{U_1 M}{U_{1ном} M_{ном}} = \frac{f_1 f}{f_{1ном} f_{ном}} \sqrt{\frac{\Phi}{\Phi_{ном}}} = \frac{1}{1_{ном}} \cdot \frac{1}{1_{ном}}, \quad (5.15)$$

то двигун буде працювати практично з незмінним коефіцієнтом перенавантаження, а його ККД буде залежати тільки від зміни частоти $f_1^* = \frac{f_1}{f_{1ном}}$ і практично не буде

залежати від зміни моменту на валу $\frac{M}{M_{ном}}$, якщо насичення магнітного кола двигуна не занадто велике.

Отже, регулювання частоти f_1 потребує і одночасного регулювання і амплітуди напруги U_1 тому таке регулювання можливе лише у замкнених системах. Це можуть бути системи із інверторами струму, напруги або електромеханічний перетворювач. З курсу “Електричні машини” відомо три основних варіанти такого регулювання:

- а) $\frac{U_1}{f_1}$, якщо $M_c = \text{const}$;
- б) $\frac{U_1}{f_1^2}$, якщо є вентиляторне навантаження, для якого $M \sim \omega^2$;
- в) $\frac{U_1}{\sqrt{f_1}}$, якщо $M_c \sim \frac{1}{10}$, тобто потужність $P = \text{const}$;

Характеристики для цих варіантів регулювання наведені відповідно на рис. 5.15 а, б, в, де частоти $f_{11} > f_{12ном} > f_{13}$, а M_c – статичний допустимий момент опору.

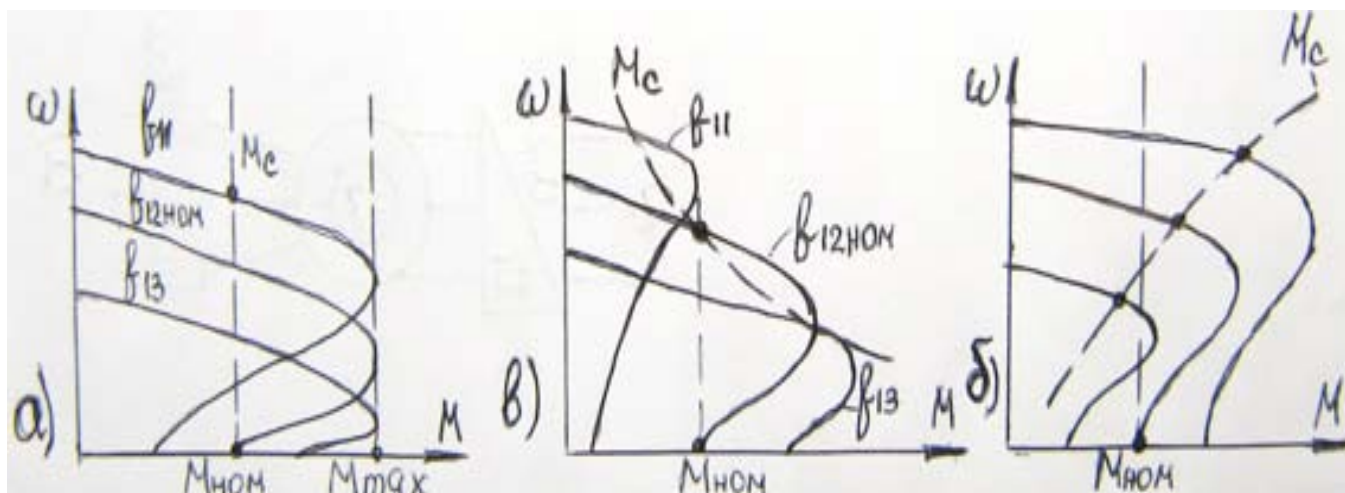


Рис. 5.15

Принципово розглядають два діапазони регулювання, перший, коли $f_1 < f_{1ном}$, а другий, коли $f_1 > f_{1ном}$.

Якщо частота живлення менша за номінальну, то можливо виконати положення $\frac{U_1}{f_1} = const$ і $M_{max} = const$. Але якщо частота живлення більша за номінальну, виконати цю умову ($M_{max} = const$) неможливо, тому що недопустимо перевищувати номінальну напругу, тобто, $U_1 > U_{1ном}$. Тому, коли $f_1 > f_{1ном}$ амплітуда напруги залишається незмінною $U_1 = U_{1ном}$ і, як слідує з рівняння (5.15) максимальний момент буде зменшуватись, а також і допустимий момент навантаження.

Слід також додати, що при високих частотах, коли $f_1^* > 0.5$, цілком допустимо знехтувати величиною опору статора r_1 . Але при малих частотах буде зменшуватись магнітний потік, а також момент через більш різко виражений спад напруги у активних опорах статора та перетворювача частоти. Тому у разі регулювання по характеристикам рис. 5.15, а, слід мати $\frac{E_1}{f_1} = const$, тобто зменшувати напругу U_1 в меншій ступені.

Проаналізуємо цю обставину за допомогою колової діаграми на рис. 5.16.

При перевантаженнях та за малих частот, коли $f_1=2...5$ Гц, бажано підвищити $\frac{U_1}{f_1}$

у 2...3 рази. Тоді зросте потік Φ , спаде струм I_1 і електричні витрати. Але зросте струм намагнічування і втрати у сталі.

Розглянемо і енергетичні показники при частотному регулюванні. Відомо, що система живлення має цілий спектр вищих гармонік, тобто двигун живиться несинусоїдальною напругою. Тому ККД знижується на 2...3%, а $\cos\phi$ – на 5%. Потужність двигуна може зменшитись на 10...20%. Відомо, що електричні витрати від

ν -ой гармоніки $P_{ел.\nu} = \frac{P_{кз}}{\nu^3}$, а втрати у сталі $P_{с.\nu} = \frac{P_{с1}}{\nu^{2.7}}$, де $P_{кз}$ і $P_{с1}$ відповідно

витрати короткого замикання та у сталі при синусоїдальному живленні [5]. Це тому, що амплітуди вищих гармонік магнітного потоку малі.

Висновки: Частотне регулювання АД ні у якому разі не уступає за якістю і діапазону електроприводам постійного струму. Але потребує складних і дорогих перетворювачів, а також висококваліфікованого персоналу для їх обслуговування.

5.6 Регулювання АД в каскадних схемах вмикання.

5.6.1 Загальні відомості.

Згідно рівнянню (5.4) витрати ковзання зростають із ростом ковзання S , тому деякі способи регулювання за допомогою S виявляються дуже не економічними. Дійсно, якщо швидкість дуже зменшується, тобто $S \rightarrow 1$ і $\omega \rightarrow 0$, то $P_{M2} \rightarrow M\omega 0 = P_{ем}$. Тому енергію ротора треба передати у другу машину, або у мережу, тобто мати машинний або вентильний каскад.

Історично, на перших порах енергію ротора передавали у одноякірний перетворювач, із колектора якого живились машини постійного струму. Потім був створений вентильно-машинний каскад з проміжною ланкою постійного струму. А зараз енергію ковзання АД використовують без проміжних машин, а за допомогою напівпровідників та трансформаторів. Таким чином, каскадне з'єднання забезпечує регулювання швидкості АД і дозволяє корисно використовувати енергію втрат. Звичайно це потужні установки вентиляторів, насосів, компресорів та ін.

5.6.2 Електромеханічний машинно-вентильний каскад.

Нагадаємо, що корисна потужність двигуна $P_2 = M\omega$, а електромагнітна - $P_{em} = M\omega_0$.

Схема цього каскаду наведена на рис. 5.17, де РМ – робоча машина, а ДМ – допоміжна машина постійного струму.

Якщо знехтувати витратами у схемі, то бачимо, що до РМ передається уся P_{em} , тому що потужність ДМ $P_{DM} = p_{M2} = M\omega_0 S$.

Отже, потужність РМ

$$P_{PM} = P_2 + P_{DM} = M\omega + M\omega_0 S = M\omega_0 = P_{EM} \text{ де } \omega = \omega_0(1 - S)$$

З рівняння (5.16) бачимо, що вже при $S = 0,5$ тому що $P_{PM} = M(\omega_0(1 - 0,5) + \omega_0 0,5) = M\omega_0$

Коли зростає ковзання S зростає і P_{DM} , тому регулювання виконують у низ із діапазоном $D \leq 2 \div 1$ при ККД $\eta = 0,82 \dots 0,85$ і $\cos \varphi = 0,75 \dots 0,8$

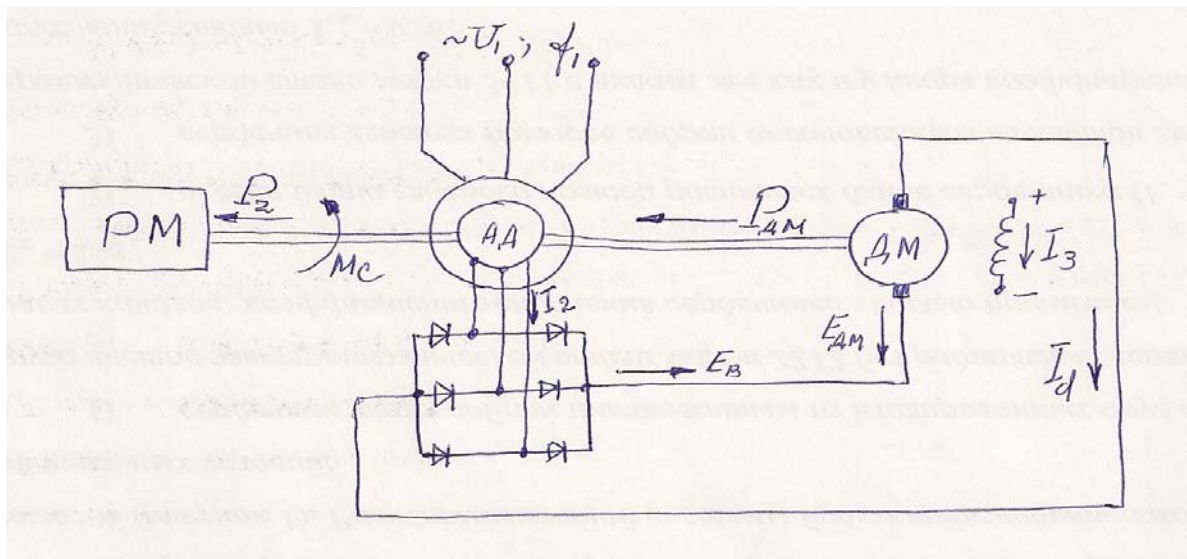


Рис. 5.17

На рис.5.17 E_B і I_d відповідно ЕРС і струм випрямляча, E_{DM} -ЕРС ДМ, I_2 -струм ротора АД.

5.6.3 Електричний машинно-вентильний каскад.

Різниця його у тому, що з електромеханічним каскадом ДМ не має механічного зв'язку з ротором АД, а до валу її якоря приєднаний синхронний генератор СГ, який віддає енергію в мережу, як це наведено на рис. 5.18. Тому потужність $P_{\text{дм}}$ віддається у мережу, а до РМ іде тільки $P_2 = M\omega$

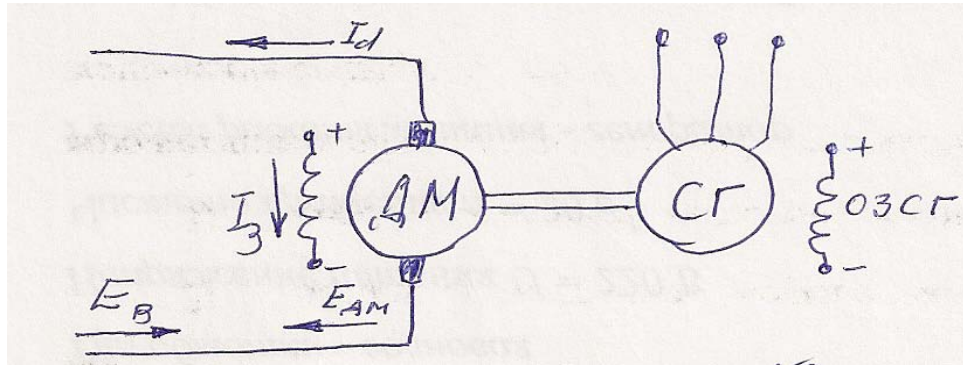


Рис. 5.18

5.6.4 Робота і характеристики електромеханічного і електричного каскадів.

В обох каскадах регулювання виконується зміною струму збудження I_3 ДМ. Простежимо цей процес.

Збільшимо струм I_3 , тоді збільшиться ЕРС $E_{\text{дм}}$ і зменшиться струм $I_{\text{д}}$, котрий дорівнює $I_{\text{д}} = \frac{E_{\text{в}} - E_{\text{дм}}}{R_{\Sigma}}$, де R_{Σ} сумарний опір кола струму $I_{\text{д}}$. Але, якщо зменшиться $I_{\text{д}}$, тобто I_2 , то зменшиться обертаючий момент M_i і буде $M < M_c$, тому спаде швидкість ω і зросте ковзання S . ЕРС обертаючого ротора $E_2s = E_2 \cdot S$ і вона зросте із S , але тоді зросте струм I_2 і момент M до значення $M = M_c$, тобто знову буде сталий режим, але за нижчою швидкістю ω .

Зменшуємо струм I_3 і все піде навпаки, система буде працювати з більшою ніж попереду швидкістю ω .

Характеристики електромеханічного і електричного каскадів наведені на рис. 5.19, а та 5.19, б – відповідно.

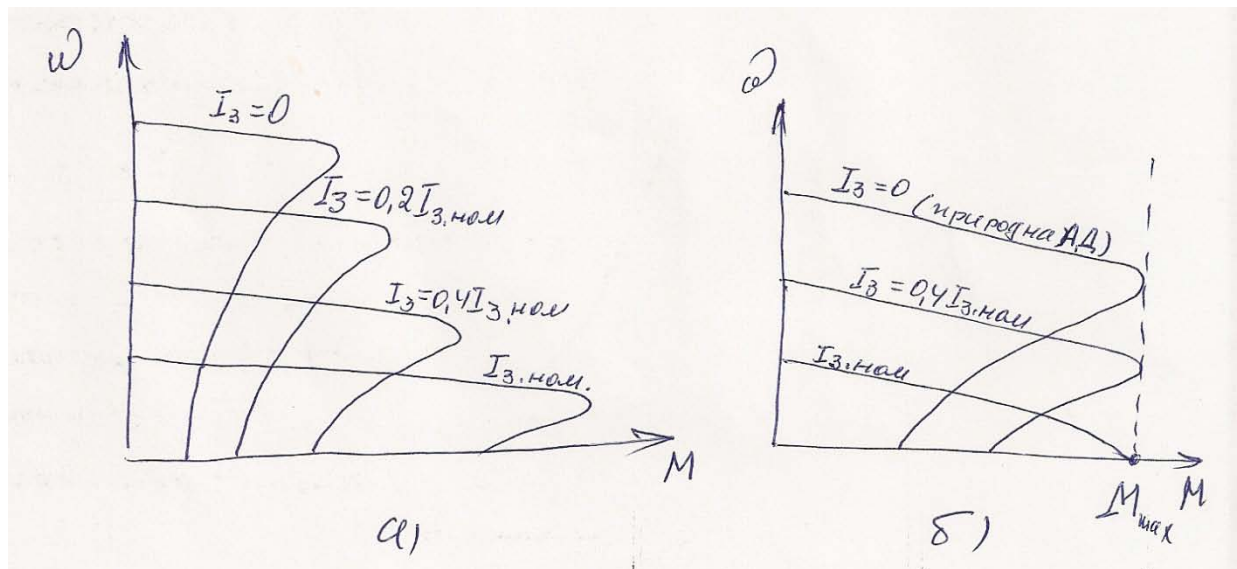


Рис. 5.19

Як бачимо на рис.5.19.а, коли спадає швидкість ω зростає M_{max} , тому, що коли зростає I_z зростає і момент ДМ, а максимальна потужність залишається незмінною: $P_{max} = M_{max} \cdot \omega_{кр}$, де $\omega_{кр}$ - критична швидкість $\omega_{кр} = \omega_0(1-S)$. Як бачимо на рис. 5.19, б при регулюванні стуму I_z $M_{max} \approx const$, оскільки він визначається лише самим АД.

5.6.5 Асинхронно-вентильний каскад.

У цьому каскаді випрямляч у колі ротора АД на рис.5.17 через реактор L підключений до інвертора, а останній через трансформатор віддає енергію у мережу, як це наведено на рис. 5.20.

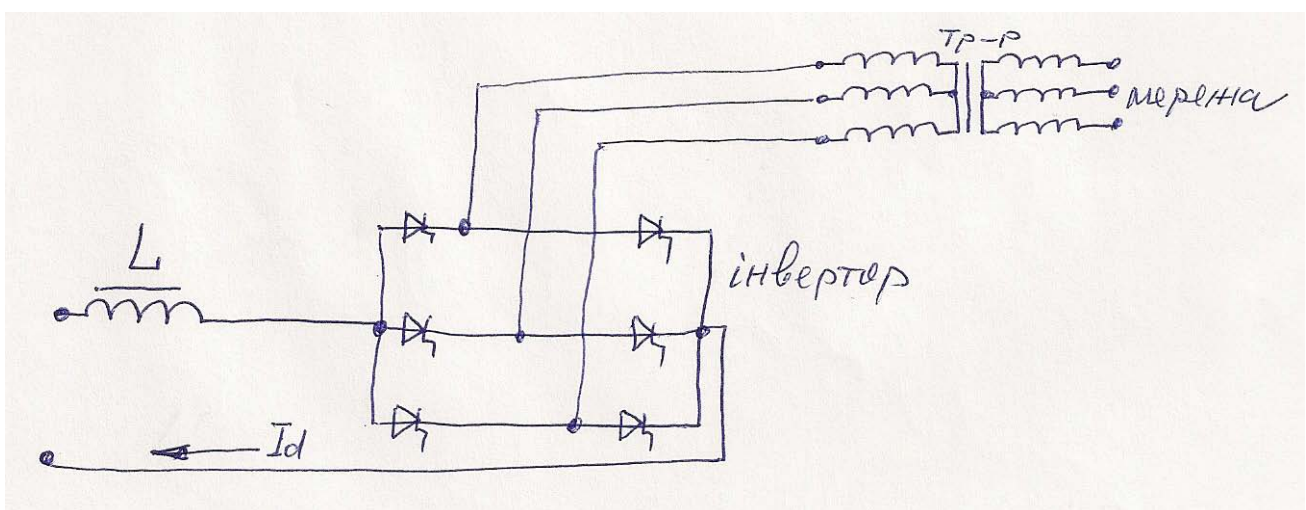


Рис. 5.20

ЕРС інвертора регулюють кутом випередження вмикання тиристорів, а результати цього регулювання ЕРС. Як зміна струму збудження на рис. 5.18. кут випередження вмикання не може бути дуже малим по умовам стійкої роботи інвертора. Звичайно, якщо $M=M_{ном}$, то $\omega_{max}=0,9\omega_0$, $\omega_{min}=0,5\omega_0$, $\eta=0,85...0,9$ але він спадає за зменшенням ω . Якщо продовжувати знижати швидкість, то зростає потужність усього обладнання у роторному колі АД.

У всіх каскадних схемах АД може працювати, якщо $\omega < \omega_0$ у режимах гальмування, а у режимі генератора – при $\omega > \omega_0$. Можливо також імпульсне регулювання роторного кола, а також режим подвійного живлення ротора частотою f_2 .

5.7 Гальмування електроприводів з АД.

5.7.1 Гальмування противовмиканням.

Тут можливі два шляхи.

Перший, це зміна чергування фаз. На рис. 5.21 характеристика 1 відповідає прямому, а 2 - зворотному чергуванню фаз. Остання може бути різною в залежності від того, яке значення струмообмежувального резистора R_2 у колі ротора.

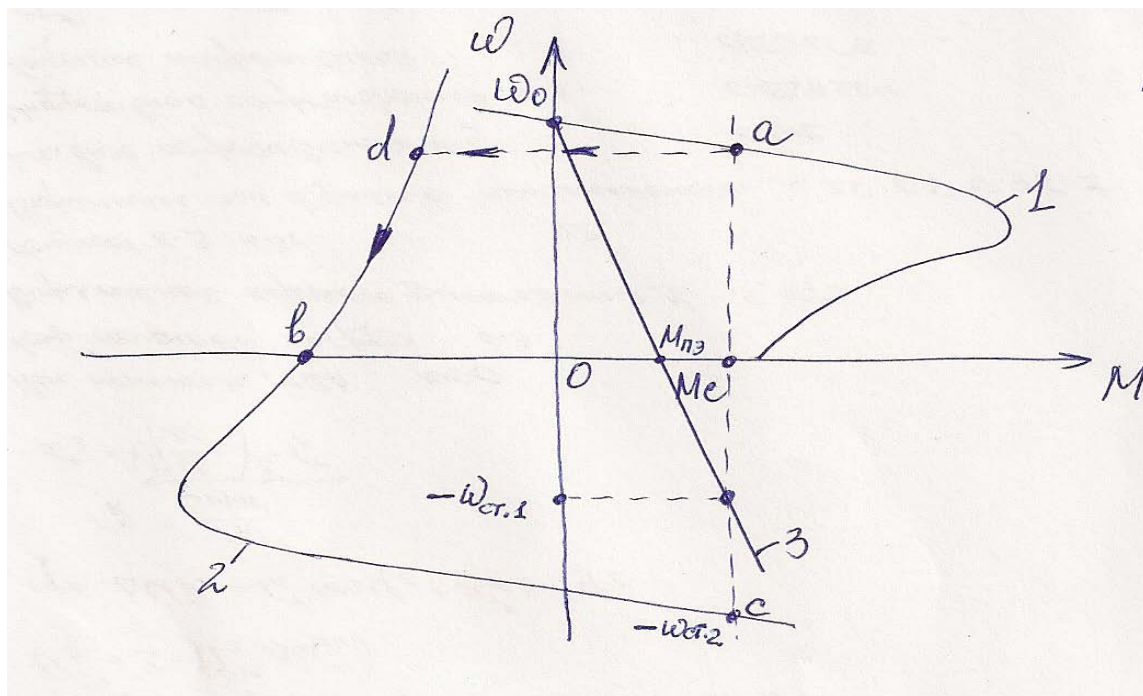


Рис. 5.21

Якщо привод працював на характеристиці **1** у точці **a**, то за перемиканням фаз привод перейде на характеристику **2** у точці **d**. Ланка **db** – це ланка гальмування. У точці **b** АД повинен бути відключений від мережі.

Другий шлях – тільки при активному моменті опору **Мс**, наприклад, коли опускають вантаж. При цьому АД ввімкнений на піднімання з дуже великим значенням **R2д** у колі ротора, що формує характеристику **3** на рис. 5.21.

Оскільки, як бачимо, **Мс > Мпз** (пусковий момент на характеристиці **3**), то вантаж почне опускатися із швидкістю – **ωст.1**.

5.7.2 Рекуперативне гальмування.

Це робота у генераторному режимі паралельно з мережею. Розглянемо характеристику двохшвидкісного АД на рис. 5.22, де характеристика **1** відповідає **p** – пар полюсів, а **2- 2p** пар полюсів.

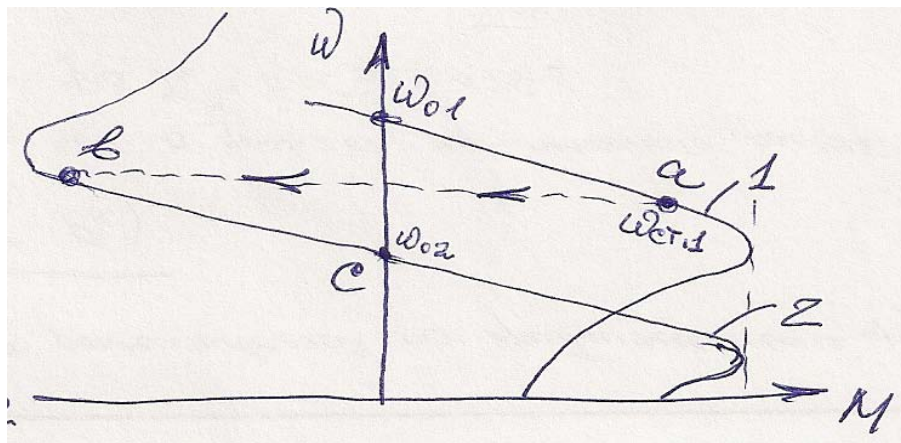


Рис. 5.22

Хай двигун працює на характеристиці **1** у точці **a**. При перемиканні кількості пар полюсів і переході на характеристику **2** у точку **b**, у другий квадрант починається рекуперація на ланці **bc**. Потім можливо гальмування притовмиванням – скорочує час гальмування від точки **a** до зупинки електропривода.

Ще ефективніше буде гальмування, якщо двигун 4-х швидкісний.

Рекуперативне гальмування можливо також, коли АД живиться від перетворювача частоти. Зменшення частоти **f1** значення $\omega_0 = \frac{2\pi f_1}{p}$ від **ω01** до **ω02**, як це наведено на рис. 5.22, і починається рекуперація .

Рекуперація можлива також при опусканні вантажу, а АД при цьому вмикається у тому ж напрямку. Це буде характеристика **2** на рис. 5.21. Після скінчення розбігу АД буде працювати у точці **с** із швидкістю $\omega_{ст.2}$: вантаж опускається, а енергія віддається у мережу. Таке гальмування є дуже економічним.

5.7.3 Динамічне гальмування.

Обмотку статора відключають від мережі і дві фази підключають до джерела постійного струму I_n , яке може бути регульованим і створює нерухоме у просторі магнітне поле, що збуджує АД. Ротор може бути замкненим накоротко або на додаткові резистори $R_{2д}$, як це показано на рис. 5.23, а.

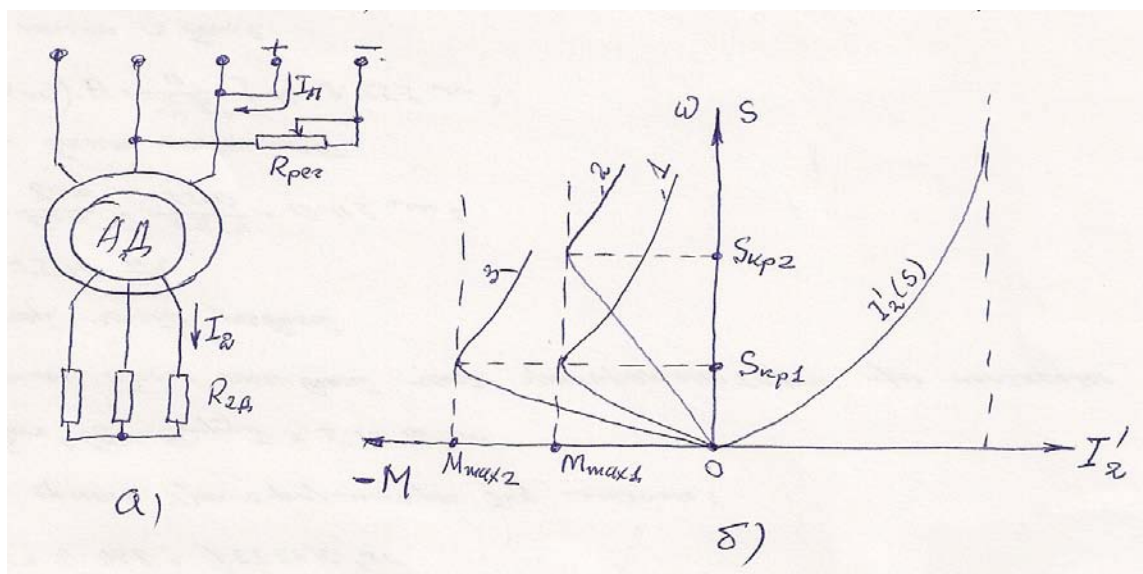


Рис. 5.23

Струм I_n створює нерухомий потік Φ , у якому обертається ротор і наводиться ЕРС E_2 , під впливом якої тече струм I_2 і створюється гальмовий момент. АД працює у режимі незалежно від мережі, а енергія розсіюється у вигляді теплоти у колі ротора.

Оскільки магнітне поле нерухомо, то в режимі динамічного гальмування ковзання

$S = \frac{\omega}{\omega_0}$. Характеристики розташовані у другому квадранті, як це наведено на рис. 5.22,

б. Вони можуть бути різними для різних сполучень струму I_n і резистору $R_{2д}$. Якщо характеристика **1** відповідає значенням I_{n1} і $R_{2д1}$, то характеристика **2** буде при тому ж струмі I_{n1} , але при опорі $R_{2д2} > R_{2д1}$. Характеристика **3** буде при $R_{2д1}$, але при струмі $I_{n2} > I_{n1}$. Додамо, що момент пропорційний квадрату струму I_2 .

Ці характеристики можуть бути отримані, якщо взяти $\frac{dM}{dS} = 0$. Тоді:

- 1) при $S=0$ і $M=0$;
- 2) при $S=S_{кр}$ і $M=M_{max}$;
- 3) при $S \rightarrow \infty$ і $M \rightarrow \infty$;

Якщо змінювати одночасно I_n і R_2 можливо одержати бажаний вигляд характеристик.

5.7.4 Гальмування при самозбудженні.

Відомо, після відключення статора АД від мережі магнітний потік зникає не миттєво: деякий час він ще існує. А тут до статора вмикають зірку або трикутник конденсаторів (або вони були підключені постійно). Зникаючий магнітний потік наведе ЕРС і по колу статор-конденсатори тече струм. Чим більше буде ємність конденсаторів, тим нижче буде ємнісний опір і тим більше буде струм та гальмовий момент.

Можливо також після вимикання статора з мережі його просто замкнути накоротко. Гальмування буде дуже швидкісним, але воно буде супроводжуватись високим гальмовим моментом. Цей момент можливо регулювати замикаючи обмотку статора не просто накоротко, а на деякий струмообмежуючий резистор.

Для гальмування при самозбудженні можливо також використовувати схему з тиристорами, яка наведена на рис. 5.24. Це динамічне гальмування в сполученні з гальмуванням при короткому замиканні.

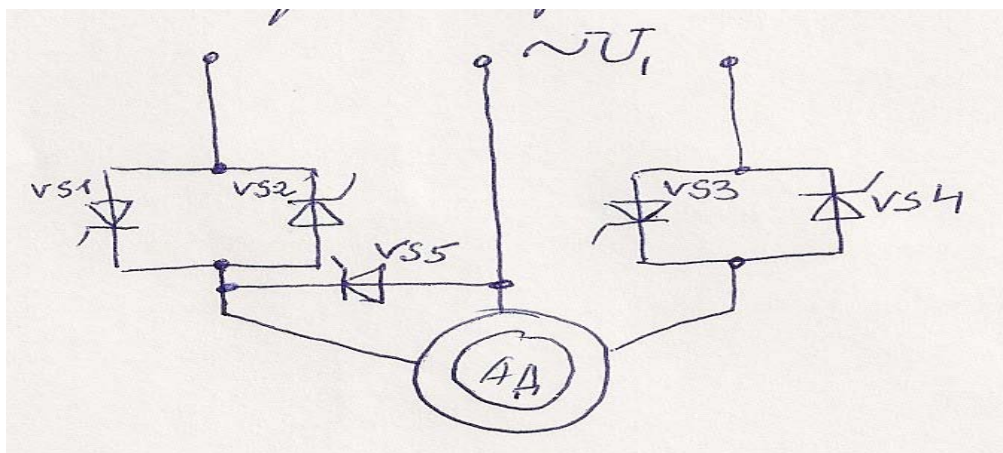


Рис. 5.24

На рис. 5.24 **VS1-VS4** – це тиристорний перетворювач, який дозволяє пускати та регулювати АД, а **VS5** – це тиристор, який замикає накоротко фази статора. Гальмування іде двома етапами: по-перше закривають **VS1-VS4**, а **VS5** – відкривають і починається гальмування коротким замиканням. Коли його інтенсивність дуже зменшується, відкривають **VS1** і у статор подається постійний струм, тобто забезпечується динамічне гальмування.

5.8 Регулювання і гальмування електроприводів з синхронними двигунами.

Схема вмикання, режими роботи, способи пуску СД добре відомі з курсу “Електричні машини”. Відомо, що регулювання швидкості може бути тільки частотним. Розглянемо це на прикладі неявнополюсного СД момент якого має вираз

$$M = \frac{UE}{\omega_0 x_c} \sin \theta .$$

Якщо вважати, що ЕРС $E \sim I_{зб}$ (струм збудження), $\omega_0 = \text{const}$, а $x_c \sim f_1$

(частота живлення), то якщо об'єднати усі постійні величини у коефіцієнт А, вираз для моменту отримає вигляд:

$$M = A \frac{UI_{зб}}{f_1} \sin \theta \quad (5.17)$$

Аналіз виразу (5.17) дозволяє зробити висновки, що до можливих варіантів регулювання СД.

$$1) \quad f_1 = \text{const}, U = \text{var}, I_{зб} = \text{var}.$$

У цьому випадку швидкість залишається незмінною, а за окремим регулюванням або U , або $I_{зб}$ змінюється момент.

$$2) \quad \frac{U}{f_1} = \text{const}, I_{зб} = \text{var}, (U = \text{var}, f_1 = \text{var}).$$

Тут змінюється, як момент так і швидкість.

$$3) \quad U = \text{const}, I_{зб} = \text{var}, f_1 = \text{var}.$$

У цьому разі зі зменшенням частоти f_1 значно зростає момент, тому що зростає струм статора через зменшення проти-ЕРС і індуктивного опору статора.

СД може створити момент гальмування, якщо на статор подати стійний струм при нерухомому роторі, тобто можлива фіксація ротора у заданому положенні без механічного гальма.

Електродвигун з СД звичайно дорожчий ніж привод з АД; у СД є ще ряд недоліків: потрібен окремий збуджувач – він звичайно розташований на валу СД, як відомо СД піддається коливанням його ротора у перехідних режимах. Але у електроприводу з СД є велика кількість переваг, завдяки яким він має значне розповсюдження. Серед них:

- 1) Високий $\cos\phi$ і навіть випереджаючий;
- 2) Високий ККД, він приблизно на 1,5% більший ніж у АД;
- 3) Можливість регулювати струм збудження дозволяє регулювати перевантажувальну спроможність, а також не бути залежним від коливання напруги живлення;
- 4) Абсолютно жорстка механічна характеристика;
- 5) Великий повітряний проміжок у СД виключає вплив зносу підшипників, як це має місце у АД;
- 6) Можливість виготовлення СД на дуже велику потужність (до 100 МВт).

Декілька слів слід додати за електропривод з вентильним двигуном (ВД).

Як відомо, ВД це двигун постійного струму, у якому колектор замінено на статичний перетворювач. Ще ближче, ВД це сукупність СД з перетворювачем частоти і фаз [5]. Тому його характеристики і властивості такі ж, як і у двигунів постійного струму. Зараз такі двигуни потужністю до 30 і навіть 50 кВт мають збудження від постійних магнітів.

Розділ 6. Взаємозв'язані електроприводи.

6.1 Загальні відомості.

У ряді випадків використовують не один, а два або взагалі декілька електродвигунів. При цьому можливо одержати специфічні механічні характеристики, зменшити загальний момент інерції системи, підвищити її надійність завдяки можливостям резервування, а також іноді спростити механічну систему ЕП і робочих машин.

Два або декілька електрично чи механічно з'єднаних між собою ЕП, при роботі яких підтримується задане співвідношення їх швидкостей, навантажень або положень їх рухомих частин, зветься взаємозв'язаним ЕП. Такий ЕП може бути двох- або багатодвигунним, з механічним або електричним валом. Останній істотно спрощує механічні передачі між механізмами одного і того самого агрегату, дає можливість збільшити їх швидкості. Електричний вал застосовується у різних промислових і транспортних агрегатах: прокатних станах, установок для виробництва плівок, труб, листів із пластмаси тощо. Як правило, ці ЕП потребують дуже точну і швидкодіючу систему регулювання.

Нагадаємо декілька важливих положень, за які говорилося раніше, але вони дуже важливі для вивчення властивостей взаємозв'язаних ЕП.

На рис. 6.1 наведена механічна характеристика з деякими характерними точками, їх означення дуже добре відомі.

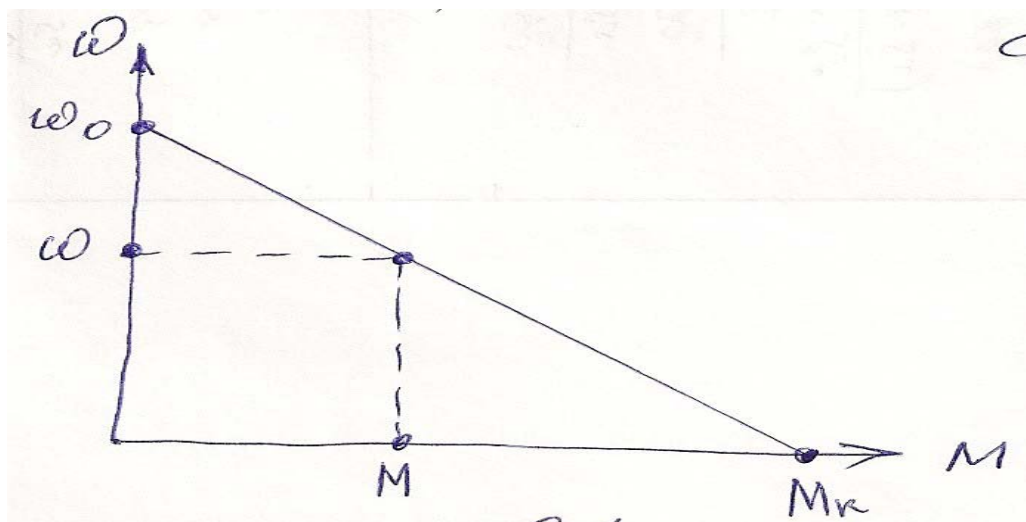


Рис. 6.1

Для цієї характеристики:

$$\frac{M}{\omega_0 - \omega} = \frac{M_\kappa}{\omega_0} = |\beta|, \quad M = |\beta|(\omega_0 - \omega), \quad M = M_\kappa - M_\kappa \frac{\omega}{\omega_0} = M_\kappa - |\beta|\omega;$$

6.2 ЕП з механічним з'єднанням валів

Якщо два двигуни з'єднати механічно, то їх швидкості $\omega_1 = \omega_2 = \omega$, а результуючий момент складається з моментів обох двигунів тобто:

$$M = M_1 + M_2 = M_{\kappa 1} \frac{\omega_{01} - \omega}{\omega_{01}} + M_{\kappa 2} \frac{\omega_{02} - \omega}{\omega_{02}} = (M_{\kappa 1} - |\beta_1| \omega) + (M_{\kappa 2} - |\beta_2| \omega) = |\beta_1|(\omega_{01} - \omega) + |\beta_2|(\omega_{02} - \omega) \quad (6.1)$$

З цього рівняння одержимо вираз для швидкості:

$$\omega = \frac{\omega_{01} |\beta_1| + \omega_{02} |\beta_2|}{|\beta_1| + |\beta_2|} - \frac{M}{|\beta_1| + |\beta_2|} = \omega_{0\Sigma} - \Delta\omega_c, \quad \text{де} \quad (6.2)$$

$|\beta| = |\beta_1| + |\beta_2|$ результуюча жорсткість,

$\omega_{0\Sigma}$ – результуюча швидкість холостого ходу,

$\Delta\omega_c$ – результуючий перепад швидкостей.

Розглянемо різні можливі випадки у такому двохдвигунному ЕП з жорсткими прямими механічними характеристиками.

6.2.1 Випадок, коли $\omega_{01} = \omega_{02}$ і $|\beta_1| = |\beta_2|$.

Тут результуюча жорсткість $|\beta|$ буде в двічі більша за кожен жорсткість окремо,

$\frac{|\beta|}{2} = |\beta_1| = |\beta_2|$. Згідно (6.2) швидкість $\omega = \omega_0 - \frac{M}{|\beta|}$ і момент опору M_c рівномірно

розподіляються між двигунами, як це показано на рис. 6.2.

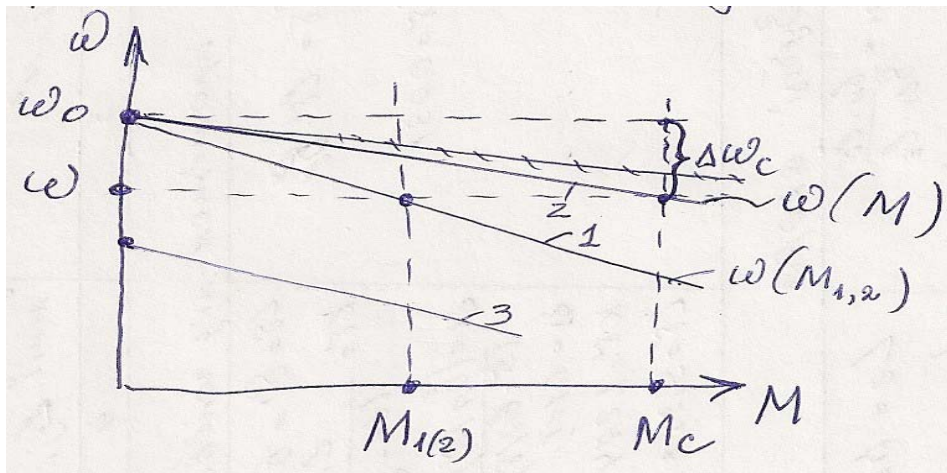


Рис. 6.2

Тут 1-характеристика окремих двигунів, 2-результуюча характеристика обох двигунів, 3-характеристика при зниженні напруги живлення, якщо цей ЕП регульований. При цьому (характеристика 3) M_c також рівномірно розподіляється між двигунами.

6.2.2 Випадок, коли $\omega_{01}=\omega_{02}$ і $|\beta_1| \neq |\beta_2|$.

Таке можливо якщо у двигунів різні опори якірних кіл. Характеристики наведені на рис. 6.3:

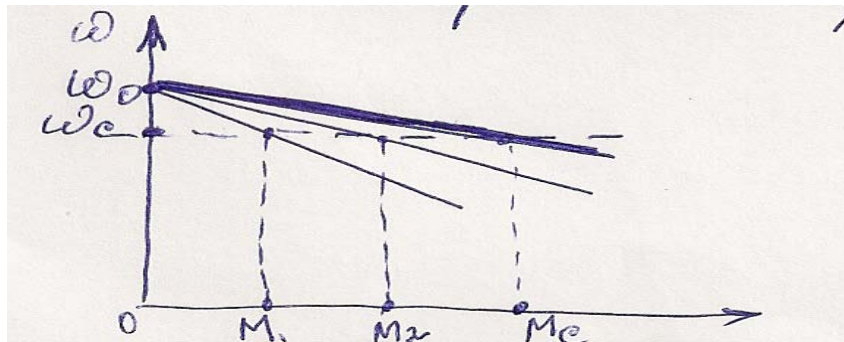


Рис. 6.3

Згідно виразу (6.1), момент навантаження M_c буде розподілений між двома двигунами:

$$\left. \begin{aligned} M_1 &= |\beta_1| \left(\omega_0 - \omega + \frac{M_c}{|\beta|} \right) = |\beta_1| \cdot \frac{M_c}{|\beta|} \\ M_2 &= |\beta_2| \left(\omega_0 - \omega + \frac{M_c}{|\beta|} \right) = |\beta_2| \cdot \frac{M_c}{|\beta|} \end{aligned} \right\} \quad (6.3)$$

тобто двигуни навантажені пропорційно жорсткостям їх характеристик. Слід також зазначити, що цей висновок цілком відноситься також і до АД (раніше ми прийняли, що робочі частини їх механічних характеристик прямолінійні).

6.2.3 Випадок, коли $\omega_{01} \neq \omega_{02}$ і $I_{z1} \neq I_{z2}$.

Тут ілюстрація наведена на рис. 6.4, де 1 і 2 характеристики відповідно першого та другого двигунів, а 3- результуюча характеристика. Отже, в загальному результаті

швидкість холостого ходу: $\omega_0 = \omega_{01} \frac{|\beta_1|}{|\beta|} + \omega_{02} \frac{|\beta_2|}{|\beta|}$, і $\omega_0 - \omega = \frac{M_c}{|\beta|}$, тоді згідно (6.3) для другого двигуна, у якого $\omega_{01} > \omega_{02}$ можливий перехід у режим генератора (в другий квадрант), якщо буде $M_1 < \frac{\omega_0 - \omega_{02}}{|\beta|}$.

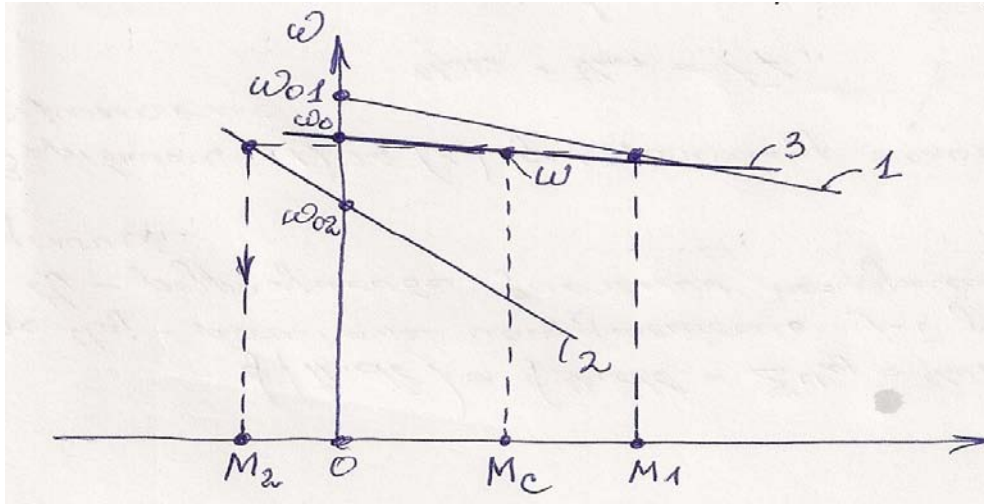


Рис. 6.4

Це означає, що перший двигун (рис. 6.5) не тільки подолає момент опору привода, але і гальмовий момент другого двигуна.

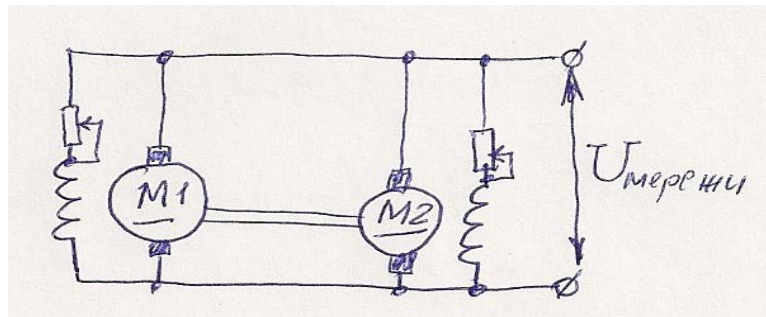


Рис. 6.5

В цьому випадку по колу обох якорів безкорисно циркулює енергія: від генератора **M2** до двигуна **M1**, де перетворюється у механічну і передається по валу до **M2**, де вона знову перетворюється у електричну і подається до **M1**. За таку циркуляцію корисна робота не здійснюється, а тільки виділяються додаткові втрати на шляху цього потоку енергії. Тому спочатку при такій роботі треба за допомогою резисторів у колах збудження зрівняти швидкості холостого ходу обох двигунів.

Сумісна робота ДПС НЗ дає більш рівномірний розподіл навантажень. Можливо також якоря двох ДПС увімкнути послідовно, тоді струми будуть однаковими, але $U_1 \neq U_2$ (якщо $R_{я1} \neq R_{я2}$), тому що $U = c \cdot \omega + I \cdot R_{я}$. Характеристики при цьому поєднуються, як це показано на рис. 6.6.

Отже напруга на якір двигуна, у якого більше значення $R_{я}$ буде також більшою, тому характеристика 1 переміститься угору, а характеристика 2 - додолу. У точці c вони перетнуться при однаковому моменті на кожному з двигунів.

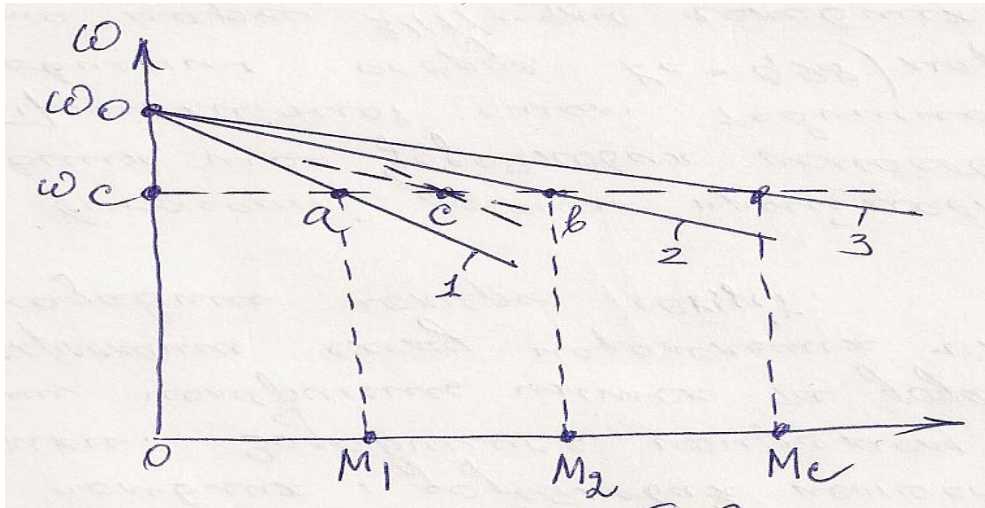


Рис. 6.6

6.2.4 Випадок з АД.

Механічний вал використовують у АД в під'ємних пристроях для гальмування з малою швидкістю для точної зупинки. Тут АД1 вмикають, як двигун, а АД2 на гальмування протиповмиканням, як це наведено на рис. 6.7, а.

За виразом (5.6) результуючий момент обох АД буде:

$$M = \frac{2M_{\max 1}}{\frac{S}{S_{кр1}} + \frac{S_{кр1}}{S}} - \frac{2M_{\max 2}}{\frac{2-S}{S_{кр.2}} + \frac{S_{кр.2}}{2-S}}$$

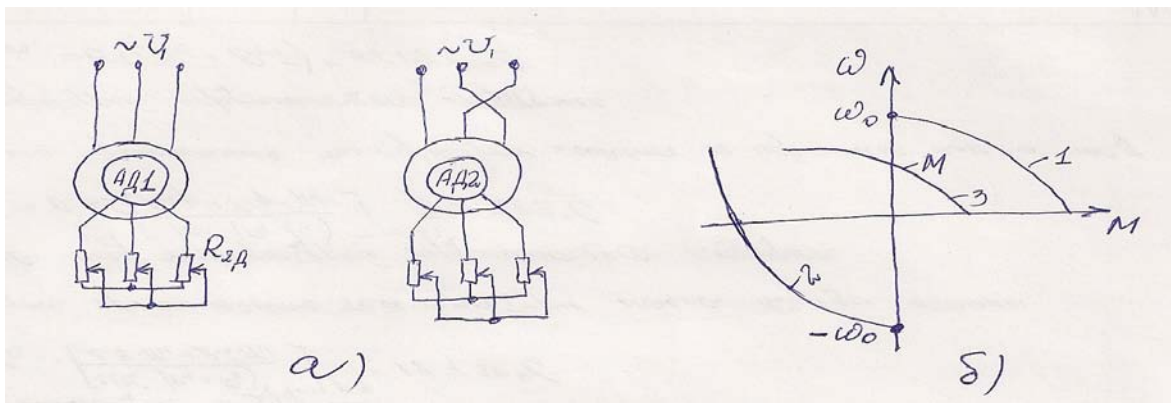


Рис. 6.7

Характеристики двигунів на рис. 6.7, б 1 і 2 є дзеркальні відображення, їх жорсткість залежить від опору **R2д**: якщо він більше – жорсткість менша. Результируюча характеристика в першому квадранті забезпечує низьку швидкість. Очевидно, в АД2 будуть великі втрати потужності і, як наслідок, низький ККД системи.

Ще більш жорсткою буде результируюча характеристика, якщо АД2 увімкнути на режим динамічного гальмування; вона наведена на рис. 6.8.

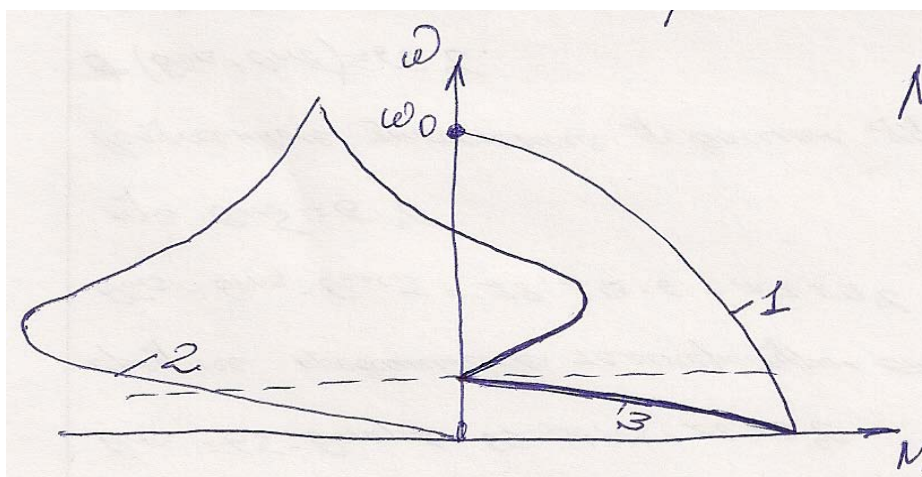


Рис. 6.8

$$M = \frac{2M_{\max 1}}{\frac{S}{S_{кр1}} + \frac{S_{кр1}}{S}} - \frac{2M_{\max \Gamma}}{\frac{1-S}{1-S_{кр.2\Gamma}} + \frac{1-S_{кр.2\Gamma}}{1-S}}.$$

Якщо змінювати значення опору **R2д** у колі ротора АД2, можливо регулювати значення результируючої швидкості холостого ходу. Можливо, також, замість АД2 використовувати ДПС, який працює також у режимі динамічного гальмування.

6.3 ЕП з електричним валом.

6.3.1 Загальні відомості.

Електричний вал доцільно використовувати тоді, коли між ланками одного механізму є значна відстань. Він дозволяє спростити кінематичні ланцюги, усунути люфти, пружності, тертя у механічних передачах. Електричні вали встановлюють на різних гідротехнічних установках (затворах шлюзів), судових установках (рульових машинах, гребних гвинтах), підйомно-транспортних механізмах тощо.

Найпростіший електричний вал – це два синхронних двигуна, що живляться від однієї мережі. В усталеному режимі вони будуть обертатись синхронно та синфазно. Але при пуску їх синхронність може порушуватись, а якщо необхідно регулювати їх швидкість потрібно застосовувати перетворювач частоти. Тому на практиці застосовують різновиди електричного валу з асинхронними двигунами.

6.3.2 Електричний вал з синхронними зрівнювальними машинами.

Ця схема і векторні діаграми, які пояснюють роботу системи наведені на рис.6.9.

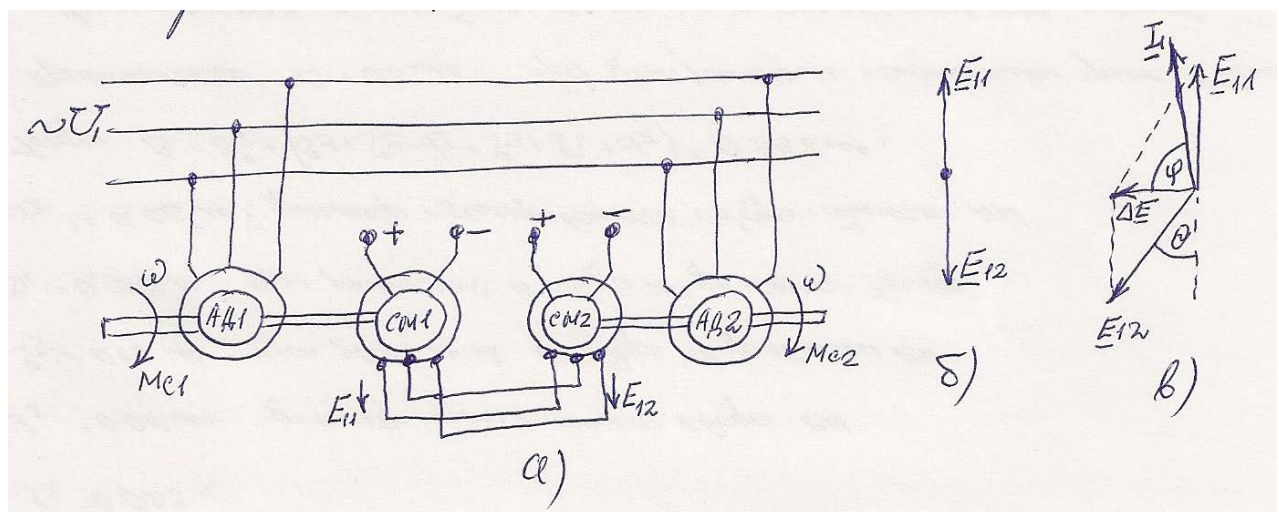


Рис. 6.9

На валах АД1 і АД2 встановлені однакові синхронні машини, відповідно СМ1 і СМ2. На валах АД діє навантаження M_{c1} і M_{c2} .

Якщо швидкості обох АД є рівними, то ЕРС E_{11} і E_{12} обох синхронних машин будуть також рівними та зустрічними, як це вказано на рис. 6.9, б. При цьому струму у статорах СМ не буде і вони не розвиватимуть моментів.

Хай тепер, наприклад, зросте момент M_{c2} , тоді швидкість ω_2 зменшиться і вектор ЕРС E_{12} відстане від свого першопочаткового положення на кут θ , як це показано на рис. 6.9, в. При цьому з'явиться небалансна ЕРС ΔE , яка, у свою чергу, викличе струм I_1 . Цей струм забезпечує появу синхронізуючого моменту $M_{син}$. З векторної діаграми на рис. 6.9, в, виходить, що проекція вектору струму I_1 на напрямок ЕРС E_{11} позитивна, а це означає, що СМ1 працює у генераторному режимі. Тому момент $M_{син}$ буде гальмувати машину АД1.

Проекція I_1 на E_{12} є негативна, тому СМ2 працює як двигун і $M_{син}$ буде підвищувати швидкість ω_2 .

Як вже визначалося раніше, синхронізуючий момент обох синхронних машин буде

$$M_{син} = \pm \frac{3E_{11}E_{12}}{\omega_0 \cdot 2x_c} \cdot \sin \theta$$

. З цього виразу бачимо, що коли швидкість близька нулю, то і $M_{син} = 0$, тому що E_{11} і E_{12} дорівнюють нулю. Тому пуск цієї системи можливо виконувати тільки у несинхронному режимі.

6.3.3 Електричний вал з синхронними зрівнювальними машинами.

Ця схема та векторні діаграми наведені на рис. 6.10.

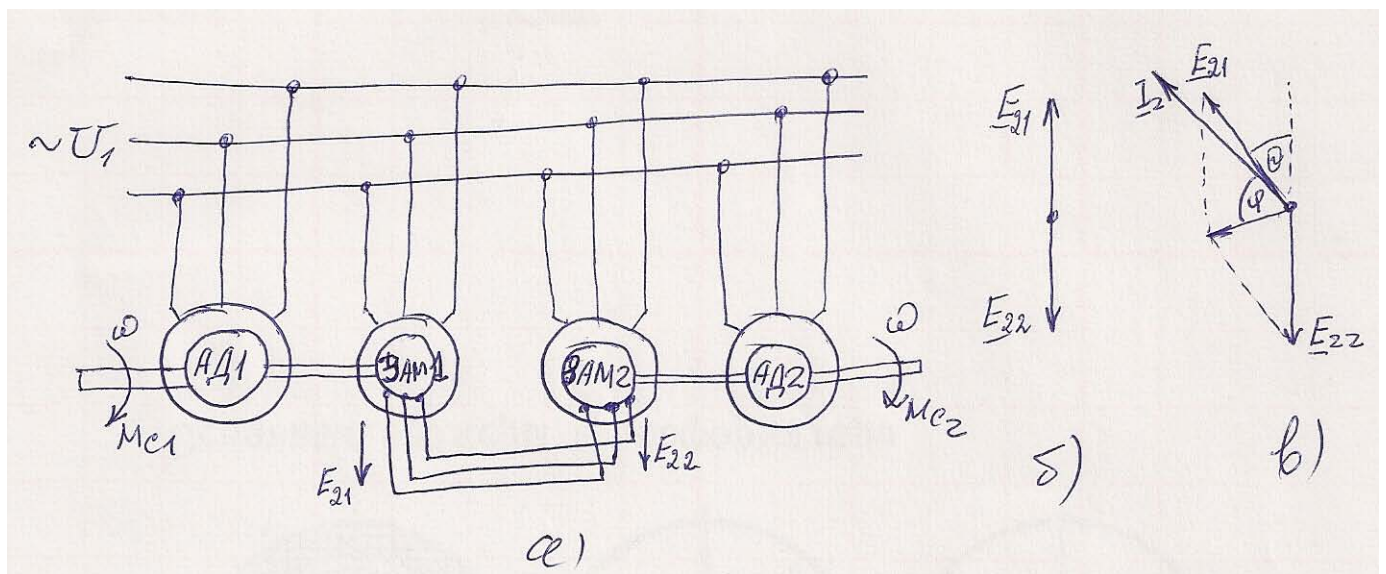


Рис. 6.10

Зрівнювальні синхронні машини мають фазні ротори, що з'єднані між собою. В залежності від вмикання їх статорів ЗАМ можуть обертатись за напрямком магнітного поля або назустріч йому.

Якщо швидкості АД $\omega_1 = \omega_2$, то ЕРС $E_{21} = E_{22}$ і зрівнювальний струм

$I_2 = 0$, $M_{\sin} = 0$.

Хай, наприклад, $M_{c1} > M_{c2}$, машини обертаються за напрямом поля, і ротор ЗАМ1 відстає від ротора ЗАМ2 на деякий кут θ , тобто $\omega_1 < \omega_2$. Котушки фазних обмоток ротора будуть зустрічати ЗАМ1 будуть зустрічати магнітні лінії поля статора раніше, ніж котушки ЗАМ2, тому вектор E_{21} буде зсунутий у бік випередження на кут θ , відносно його першопочаткового положення (рис. 6.10, в). З'явиться небажана ЕРС ΔE , струм I_2 і момент $M_{\sin}$.

$$I_2 = \frac{\Delta E}{2 \cdot Z_2},$$

де Z_2 – повний опір фази ротора ЗАМ. Якщо порівняти діаграму на рис. 6.10, в з коловою діаграмою на рис. 5.2, то витікає: проекція вектора I_2 на напрямок E_{21} позитивна, тому ЗАМ1 працює у режимі двигуна і підвищує швидкість ω_1 , а ЗАМ2 працює у режимі генератора і зменшує швидкість ω_2 поки не досягнеться $\omega_1 = \omega_2$ і кут $\theta = 0$.

Зрівнювальна дія обох ЗАМ визначається зрівнювальним моментом

$$M_{zp} = M_{zam2} - M_{zam1} = \frac{2M_{\max}}{\frac{S}{S_{кр}} + \frac{S_{кр}}{S}} \cdot \frac{S}{S_{кр}} \cdot \sin \theta$$

З цього виразу бачимо, що M_{zp} досягне максимуму, коли $\theta = \pi/2$, а також M_{zp} буде тим більше, чим більше ковзання S . Тому, якщо АД мають 1500×10^3 то ЗАМ приймають з частотою обертання 3000 об/хв. Тоді вони працюватимуть при ковзанні $S \geq 0,5$.

Ще значний зрівнювальний ефект буде, якщо ЗАМ обертається проти поля статора; тоді $S > 1$, але слід пам'ятати, що присутні значні втрати у колах роторів цих машин.

6.3.4 Електричний вал з основними робочими машинами.

Ця схема наведена на рис. 6.11. Тут АД використовують одночасно у функції робочих та зрівнювальних машин.

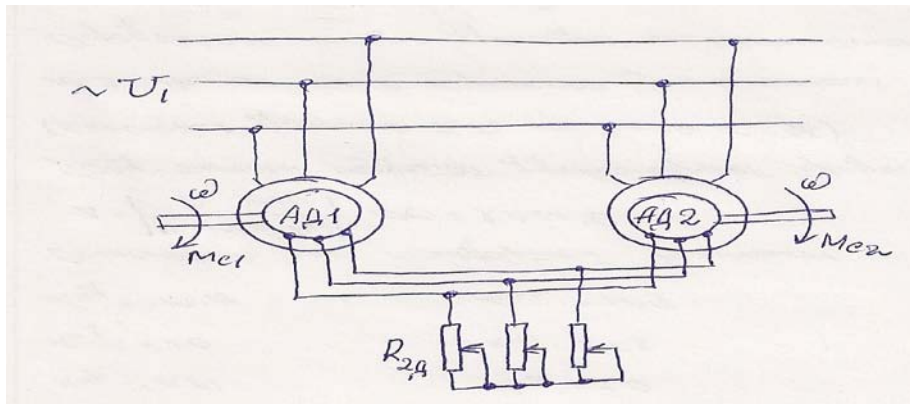


Рис. 6.11

Статори обох машин підключені до мережі паралельно, а ротори – назустріч один одному. Крім того до роторів підключені резистори $R_{2д}$. Якщо $R_{2д}=0$, то електричний вал перетворюється у незалежно працюючий АД з короткозамкненими роторами.

Якщо $R_{2д} \neq 0$, але $\omega_1 = \omega_2$, то кут $\theta = 0$ і момент обох АД $M_1 = M_2$, а двигуни працюють на резисторних характеристиках. Коли навантаження АД будуть нерівними, з'явиться кут θ , зрівнювальний струм та момент. Останній буде розвантажувати АД з більшим навантаженням і довантажувати АД з меншим навантаженням. Швидкості роторів зрівнюються, але їх положення буде характеризуватися деяким кутом $\theta \neq 0$. Максимально допущений $\theta_{max} = \pi / 2$. Якщо $R_{2д} = \infty$ і $S_{кр} = \infty$ АД створюють тільки зрівнювальні моменти.

Ця система дуже проста і надійна, але для збільшення зрівнювальних моментів в колах ротора завжди увімкнуті $R_{2д}$, що приводить до додаткових витрат потужності. Систему використовують лише за невеликою різницею моментів навантаження обох АД.

6.3.5 Електричний вал з асинхронним перетворювачем частоти.

Схема наведена на рис. 6.12, де:

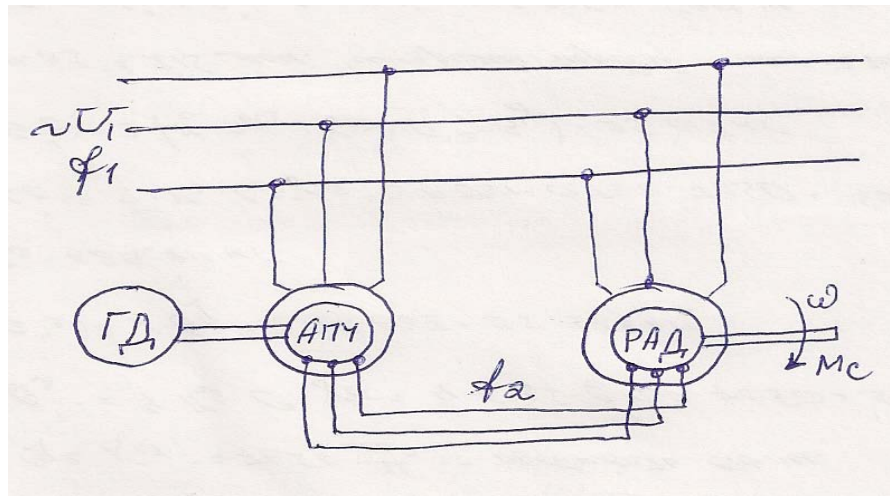


Рис. 6.12

ГД - головний двигун, який обертає асинхронний перетворювач частоти – АПЧ, Д – датчик, а РАД – робочий АД, яких може бути декілька вони звуться приймачами – П. Систему використовують тоді, коли необхідно погодити рух декількох окремих механізмів деяких комплексів. Наприклад, треба погодити допоміжний привід верстата з головним.

АПЧ – Д – одержує необхідну потужність від ГД, а РАД – П – обертає деякий виконавчий орган. Відомо, що РАД – П – є машина подвійного живлення, а її швидкість $\omega = \frac{2\pi(f_1 - f_2)}{p}$ (машин РАД – П може бути декілька).

Якщо АПЧ – Д є нерухомим, то частоти статора та ротора $f_1=f_2$, тому РАД – П – теж нерухомий. Коли АПЧ – Д почав обертатись за напрямком обертання статора, то $f_1 \cdot S = f_2$ і вона зменшується за збільшенням кутової швидкості ГД, тобто АПЧ – Д. А швидкість РАД – П буде також збільшуватись (вона пропорційна різниці f_1-f_2). Якщо ГД почав обертати АПЧ – Д проти обертання магнітного поля, то $f_1 < f_2$ і РАД – П буде обертатись також проти обертання поля, швидкість ω стане негативною.

Якщо збільшити момент навантаження M_c , з'явиться кут θ , між ЕРС роторів усіх асинхронних машин системи (також і АПЧ - Д), зросте струм ротора двигуна у якого зріс M_c , а швидкість $\omega = \text{const}$.

Взагалі, чим більша потужність машин системи електричного валу, тим менша похибка. Але, щоб не дуже збільшувати потужність машин електричного валу використовують слідкуючі системи керування.

Розділ 7. Перехідні процеси електроприводів.

7.1 Загальні відомості.

Причиною виникнення електромеханічних перехідних процесів є зміна керуючого або збурюючого впливів. Перехідні або динамічні процеси відбуваються при пуску, гальмуванні, реверсуванні, зміні навантаження на валу двигуна, тобто коли робиться зміна моменту, струму, швидкості або ЕРС двигуна. При цьому одночасно виникають електричні, електромагнітні та теплові перехідні процеси. Останні дуже повільні і, як правило, не впливають на інші Електромагнітні обумовлені індуктивністю машин та апаратів.

Розрахунки перехідних процесів повинні збудувати залежності струму, моменту, швидкості від часу, а інколи ще і шляху, тобто кута повороту вала двигуна.

Електропривод є аперіодичною ланкою з постійною часу T_M . З курсу теорії автоматичного керування відомо, що коли на вхід такої ланки подати вплив у вигляді одиничного стрибка (у нашому випадку це напруга U) перехідна функція $h(t)$ має

вигляд : $h(t) = K_{\partial\partial} (1 - e^{-\frac{t}{T_M}})$, де $K_{\partial\partial}$ – коефіцієнт передачі двигуна.

Перехідна функція є експонентою, вона усім добре відома. Звісно, що $h=1$, коли $t=\infty$, але, якщо час перехідного процесу $t_{пп}=4T_M$, то $h=0,982$. Як і раніше, будемо вважати, що через час $4T_M$ перехідний процес закінчився.

Введемо поняття електромеханічної постійної часу : T_M – це час, за який електропривод з моментом інерції J при $M_c=0$ розганяється від швидкості $\omega_0=0$ до швидкості $\omega_0=\omega$ при незмінному моменті, який дорівнює моменту короткого замикання. Слід відзначити, що величина T_M залежить від $M_{кз}$: коли зростає опір кола якоря зменшується $M_{кз}$ і зростає постійна часу T_M

7.2 Пуск ДПС НЗ до основної кутової швидкості ω_c при ударному прикладанні навантаження.

Розглянемо процес пуску «в одну ступінь», але з увімкнутим струмообмежувальним резистором, коли на схемі пуску рис. 7.1, а замкнеться

контактор **К**. На рис. 7.1, б наведена механічна характеристика цього двигуна, у якого $\Phi = \text{const}$, а індуктивність у обмотці якоря $L_{\text{я}} = 0$.

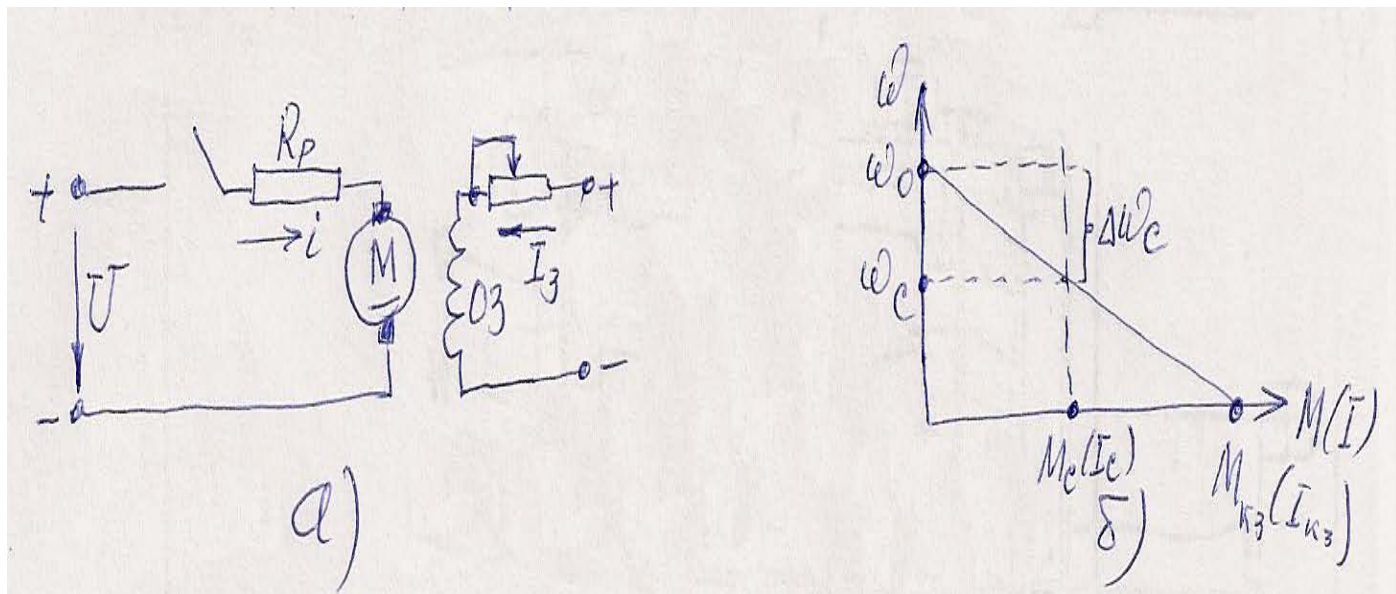


Рис. 7.1

Нагадаємо, що $R_{\text{я}} = r_{\text{я}} + r_{\text{з}} + r_{\text{оп}} + r_{\text{ко}}$, $R = R_{\text{я}} + R_p$, $C = \Phi c_m$, тому $E = C \cdot \omega$ і $M = C \cdot I_{\text{я}}$, а $\omega_0 = \frac{U}{C}$.

Відомо, що жорсткість $\beta = \frac{M_c}{\Delta \omega_c}$, а $M_{\text{кз}} = \beta \cdot \omega_0$ і моменет взагалі $M_{\text{кз}} = \beta \cdot (\omega_0 - \omega)$.

7.2.1 Пуск в одну ступінь при $L_{\text{я}} = 0$.

Рівняння електричної та механічної рівноваги матимуть вигляд:

$$U = C \cdot \omega + iR \quad (7.1)$$

$$M = C \cdot i = J \frac{d\omega}{dt} + M_c \quad (7.2)$$

$$i = \frac{J}{C} \frac{d\omega}{dt} + \frac{M_c}{C} = \frac{J}{C} \frac{d\omega}{dt} + I_c \quad (7.3)$$

Вирішивши сумісно (7.1) і (7.3) отримаємо $U = C \cdot \omega + \frac{J \cdot R}{C} \frac{d\omega}{dt} + \frac{M_c \cdot R}{C}$, або

$$\frac{U}{C} = \omega_0 = \omega + \frac{J \cdot R}{C^2} \frac{d\omega}{dt} + \frac{M_c \cdot R}{C^2} \quad (7.4)$$

В усталеному режимі роботи $U = C \cdot \omega + I_{\text{я}} R$, де $I_{\text{я}} = \frac{M_c}{C}$, тому

$$\frac{U}{C} = \omega_0 = \omega + \frac{M_c \cdot R}{C^2} = \omega + \Delta\omega_c \quad (7.5)$$

Але у перехідному режимі, коли $\frac{d\omega}{dt} \neq 0$, рівняння (7.4) і (7.5) одержать вид

$$\omega_0 = \omega + T_m \frac{d\omega}{dt} + \Delta\omega_c \quad (7.6)$$

$$T_m = \frac{J \cdot R}{C^2} = \frac{J \omega_0}{M_{\text{кз}}} = \frac{J}{|\beta|}, \text{ оскільки } \frac{C^2}{R} = \frac{M_{\text{кз}}}{\Delta\omega_c} = \frac{M}{\omega_0} = |\beta|.$$

Рівняння (7.6) можливо записати з урахуванням рис.7.1, б так:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{\omega_0 - \Delta\omega_c}{T_m} - \frac{\omega}{T_m} = \frac{\omega_c - \omega}{T_m} \quad (7.7)$$

У початковий час, коли $t = 0$ $\omega = \omega_{\text{поч}}$ і тоді рішення (7.7) добре відомо, воно буде

$$\omega = \omega_c + (\omega_{\text{поч}} - \omega_c) e^{-\frac{t}{T_m}} \quad (7.8)$$

Якщо $\omega_{\text{поч}} = 0$, то (7.8) буде перетворено:

$$\omega = \omega_c (1 - e^{-\frac{t}{T_m}}), \text{ а} \quad (7.8, \text{ а})$$

коли навантаження немає, тобто $M_c = 0$ і $\omega_c = \omega_0$, то

$$\omega = \omega_0 (1 - e^{-\frac{t}{T_m}}) = \frac{M_{\text{кз}} - M}{\beta} \quad (7.8, \text{ б})$$

Розглянемо тепер, що це за величина $J \frac{d\omega}{dt}$. Помножимо і поділимо її на диференціал моменту, тоді одержимо:

$$J \frac{d\omega}{dt} \cdot \frac{dM}{dM} = J \frac{dM}{dt} \cdot \frac{1}{\frac{dM}{d\omega}} = \frac{J}{\beta} \frac{dM}{dt} = - \frac{dM}{dt},$$

де жорсткість β – від'ємна величина. З урахуванням цього, рівняння руху можливо записати так:

$$M - M_{cm} = J \frac{d\omega}{dt} = - \frac{dM}{dt}, \text{ або}$$

$$\frac{dM}{dt} = \frac{M_c - M}{T_M} \quad (7.9)$$

Рішення цього рівняння (7.9) має вигляд аналогічний (7.8), тобто

$$M = M_c + (M_{noc} - M_c) e^{-\frac{t}{T_M}}, \quad (7.10)$$

Якщо поділити (7.10) на C , одержимо рівняння для струму

$$i = I_{cnoc} + (I_c - I_{cnoc}) e^{-\frac{t}{T_M}} \quad (7.11)$$

Рівняння (7.8), (7.10) і (7.11) є основними, що описують перехідні процеси, і, як відомо, усі вони є рівняння експонент, коли $M_c = const$, а механічна характеристика є лінійною.

Якщо в (7.11) $I_{noc} = I_{k3} = \frac{U}{R}$, то $i = (I_{k3} - I_c) e^{-\frac{t}{T_M}} + I_c$, а коли $M_c = 0$, тобто $I_c = 0$, то $i = I_{k3} e^{-\frac{t}{T_M}}$.

Графічні залежності цих величин наведені на рис. 7.2

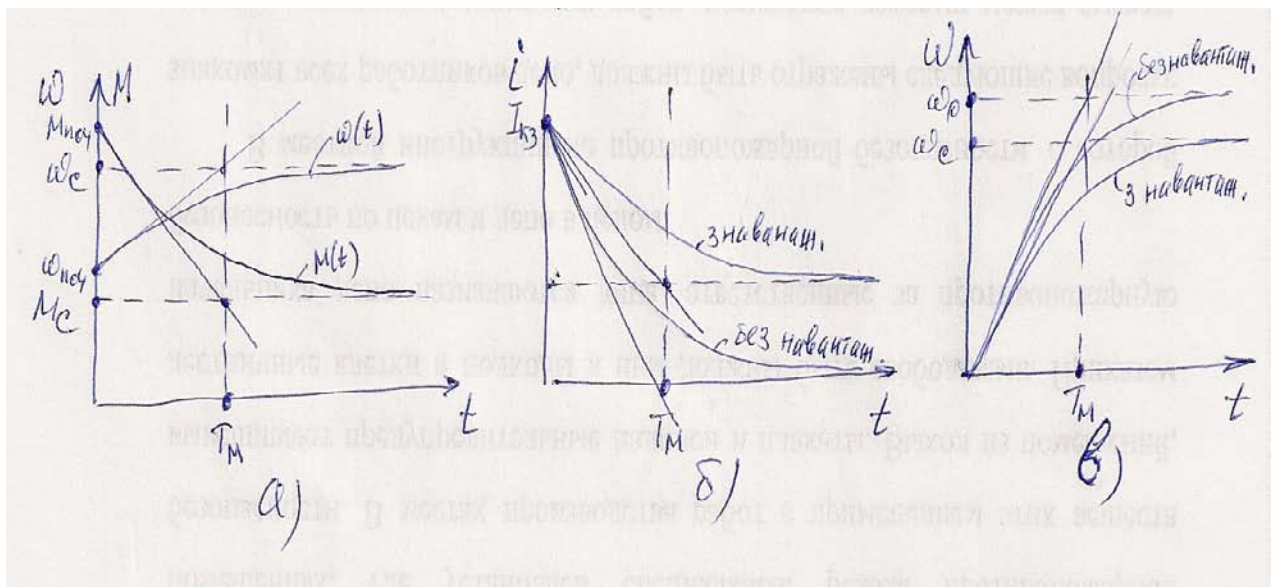


Рис. 7.2

7.2.2 Багатоступеневий пуск при $L_{я} = 0$

При цьому пуску приймають значення струмів I_1 і I_2 . І коли початковий струм $I_{поч} = I_1$ визначимо час t_x , за який струм змінюється від I_1 до I_2 . З рівняння

$$(7.11) \text{ одержимо } I_2 = I_c + (I_1 - I_c)e^{-\frac{t_x}{T_{Mx}}}, \text{ де } T_{Mx} = \frac{JR}{c^2} - \text{постійна часу для кожної ступені}$$

пуску. Тоді $t_x = T_{Mx} \ln \frac{I_1 - I_c}{I_2 - I_c} = kT_{Mx}$, де $k = \text{const}$.

На кожній ступені пуску зменшується опір R і, як слід, величина T_{Mx} . Тому буде таке відношення $t_{x1} > t_{x2} > t_{x3} \dots > t_{xn}$, де n - кількість ступенів пуску. Графік такого пуску наведений на рис.7.3.

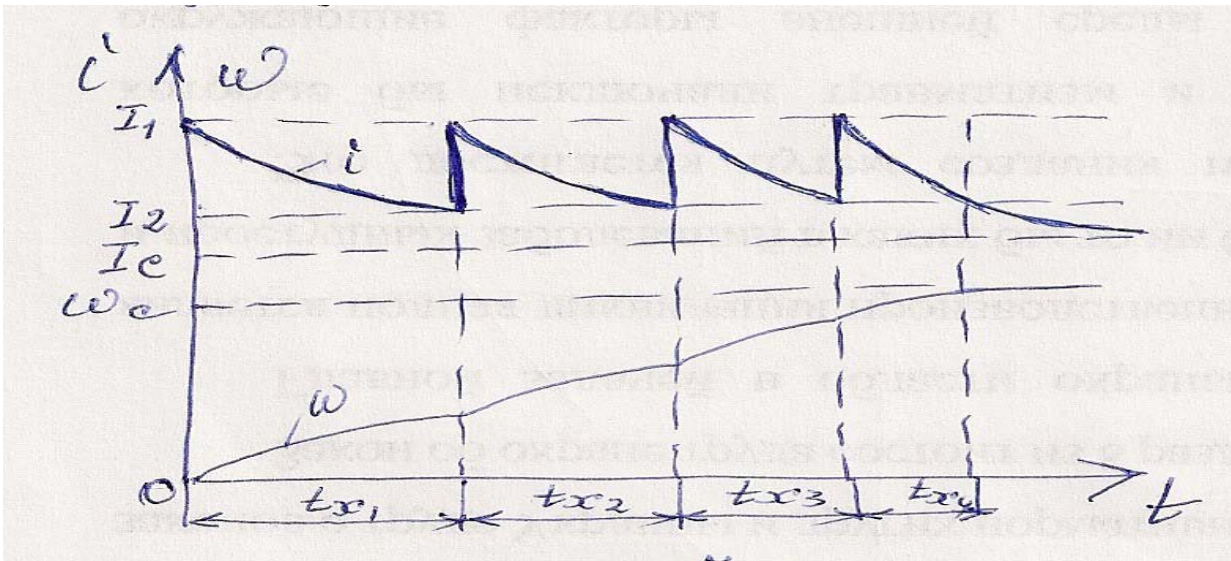


Рис. 7.3

Якщо $I = I_c$ і $\omega = \omega_c$, то час перехідного процесу на останній ступені дорівнює ∞ , але його приймаємо рівним $4T_M$.

7.2.3 Пуск з урахуванням індуктивності кола якоря $L_{\text{я}}$

Якщо час протікання електромагнітних процесів порівняний з часом протікання механічних процесів, то ми повинні враховувати вплив електромагнітної інерції якоря, тобто його індуктивність. При цьому, як це наведемо на рис.7.4 пуск двигуна складається з двох етапів.

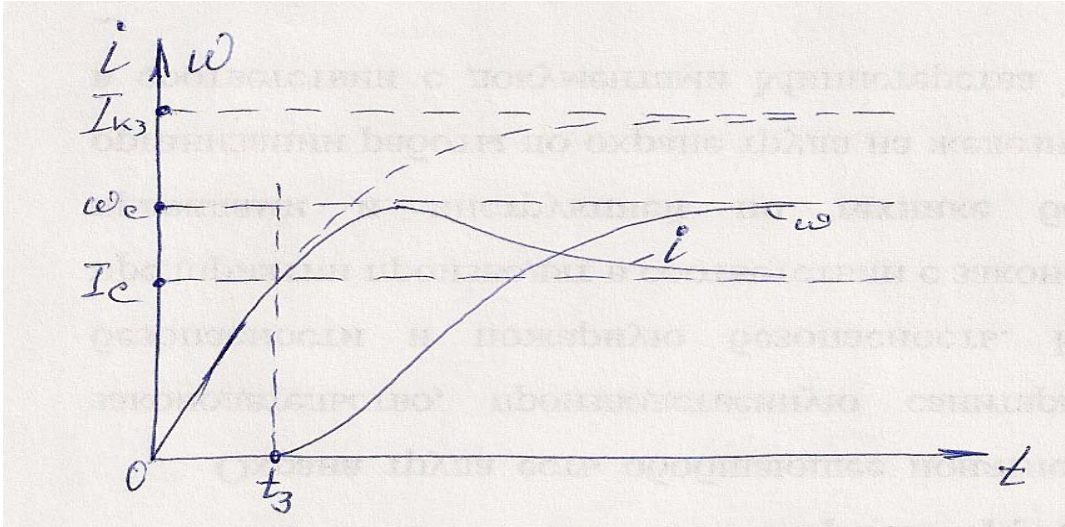


Рис. 7.4

Перший етап: якор є нерухомий його струм не досягне значення, яке необхідно для створення моменту зрушування. А збільшення струму є залежним від швидкості електромагнітного процесу, який визначається рівнянням

$$U = iR + L_{\text{я}} \frac{di}{dt} \quad (7.12)$$

З урахуванням того, що струм короткого замикання $I_{\text{кз}} = \frac{U}{R}$ і електромагнітна стала часу кола якоря $T_e = \frac{L_{\text{я}}}{R}$, рівняння (7.12) буде перетворено таким чином

$$\frac{di}{dt} = \frac{I_{\text{кз}} - i}{T_e}, \quad \text{оскільки початковий струм } i_{\text{поч}} = 0, \quad \text{то буде } i = I_{\text{кз}}(1 - e^{-\frac{t}{T_e}}). \quad (7.13)$$

Крива струму на рис.7.4 побудована по (7.13), у межах часу t_3 - це суцільна лінія, а потім – перервиста.

Час t_3 зветься часом запізнювання, його можливо визначити з (7.13), якщо прийняти $i = I_c$, тоді

$$t_3 = T_e \ln \frac{I_{K3}}{I_{K3} - I_c} \quad (7.14)$$

Другий етап:

Після часу по (7.14) якір почне обертатися і його ЕРС впливає на струм. Тепер вже обидва процеси – електромагнітний і механічний протікають сумісно: це буде єдиний процес пуску двигуна.

Нагадаємо, що $J \frac{d\omega}{dt} = -T_M \frac{dM}{dt}$, $\frac{J\omega_0}{M_{K3}} = \frac{JR}{c^2} = T_M$, а (7.12) з початку руху якоря перетвориться так:

$$U = iR + L_{\text{я}} \frac{d\omega}{dt} + c\omega \quad (7.15)$$

Тепер, якщо вирішувати сумісно (7.3) і (7.15), одержимо лінійне диференціальне рівняння другого порядку

$$\frac{d^2\omega}{dt^2} + \frac{1}{T_e} \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega - \omega_c}{T_e T_M} = 0 \text{ а,} \quad (7.16)$$

Характеристичне рівняння $\alpha^2 + \alpha \frac{1}{T_e} + \frac{1}{T_e T_M} = 0$ і рішення (7.16) має вигляд

$$\alpha = Ae^{\alpha_1 t} + Be^{\alpha_2 t} + \omega_c, \text{ де } \omega_{1,2} = -\frac{1}{2T_e} (1 \mp \sqrt{1 - 4T_e/T_M}) \quad (7.17)$$

A і B – постійні інтегрування, котрі визначаються початковими умовами.

Відповідно для струму

$$i = (A\alpha_1 e^{\alpha_1 t} + B\alpha_2 e^{\alpha_2 t}) \frac{J}{c} + I_c \quad (7.18)$$

Якщо $T_M > 4T_e$, α_1 і α_2 є дійсні від'ємні значення, а вирази для кутової швидкості і струму мають вигляд:

$$\left. \begin{aligned} \omega &= \omega_c \left(1 + \frac{\alpha_2}{\alpha_1 - \alpha_2} e^{\alpha_2 t} \right) \\ i &= \frac{I_{кз} - I_c}{\sqrt{1 - 4T_e / T_M}} (e^{\alpha_1 t} - e^{\alpha_2 t}) + I_c \end{aligned} \right\} \quad (7.19)$$

Криві, які одержали за (7.19) наведені на рис. 7.4.

Як би пуск двигуна був прямим, то $L_{я}$ зменшуватиме пік стуму і збільшуватиме час пуску. Але оскільки прямий струм є недопущеним, то наявність резистору R_p (рис.7.1, а) зменшує значення T_e і збільшує T_M , так що $T_e \ll T_M$ і тоді можливо прийняти $\alpha_1 \approx \frac{1}{T_M}$ і $\alpha_2 \approx -\frac{1}{T_e}$. Якщо при цьому $I_c = 0$, то рівняння (7.19) перетворюють так:

$$\left. \begin{aligned} \omega &\approx \omega_0 (1 - e^{-\frac{t}{T_M}}) \\ i &= I_{кз} e^{-\frac{t}{T_M}} \end{aligned} \right\} \quad (7.20)$$

А максимальний струм $I_{\max} \approx I_{кз}$.

Тобто за наявністю резистору R_p індуктивність якоря не впливає на перехідні процеси.

Розглянемо тепер випадок, коли коло якоря має дуже велику індуктивність. Це можливо, коли декілька якорів з'єднані послідовно, або з метою обмеження струму у коло якоря замість резистора R_p ввімкнуто індукційну котушку. У цьому разі обов'язково $4T_e > T_M$ і парні α_1 і α_2 є комплексні числа.

$$\alpha_{1,2} = -\frac{1}{2T_e} \pm j \frac{1}{2T_e} \sqrt{\frac{4T_e}{T_M} - 1}$$

Тут процес пуску двигуна набуває небажаний коливальний характер, який ілюстрований на рис. 7.5. час пуску при цьому значно збільшується і зменшується ефективність обмеження піка струму.

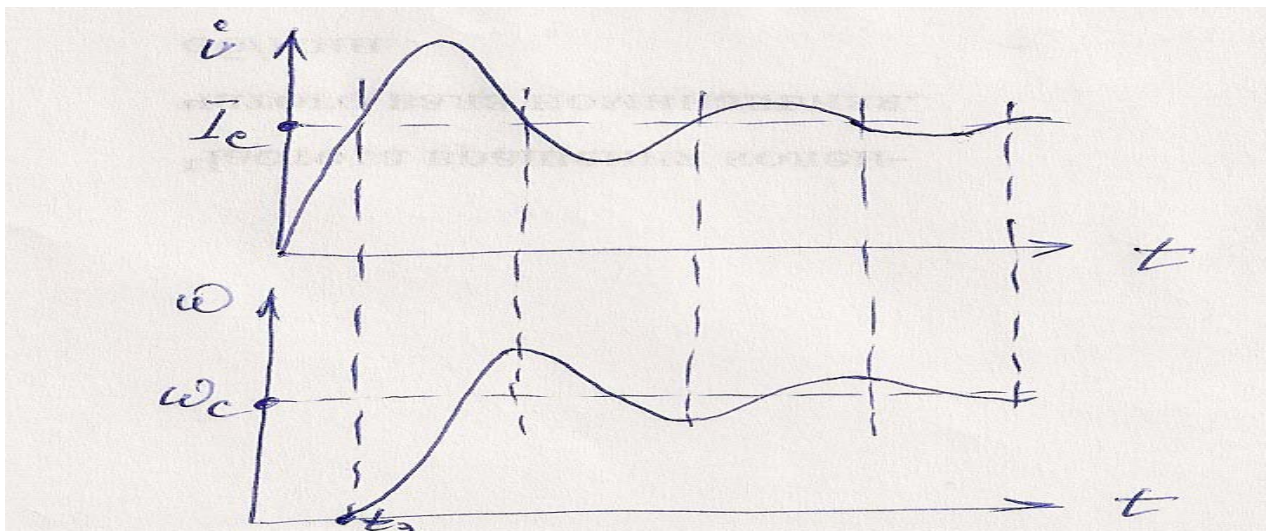


Рис. 7.5

Якщо $4T_e = T_M$, то при пуску вхолосту $I_{\max} \approx 0.73I_{\kappa 3}$; навіть при $0.8T_e = T_M$ $I_{\max} \approx 0.52I_{\kappa 3}$, що ні в якому разі недопустимо за умовами комутації двигуна.

Тому, пуск за допомогою реакторів ніколи не використовують, але запам'ятаємо, що таке можливо, коли декілька якорів з'єднані послідовно (див. далі схему Г-Д).

Розглянемо далі ті ж самі умови при $4T_e > T_M$, але до двигуна, який вже працює, ударно прикладено навантаження. При цьому виникає різке динамічне зниження кутової швидкості, а також процес коливання, який ми розглянемо за допомогою графіків на рис.7.6.

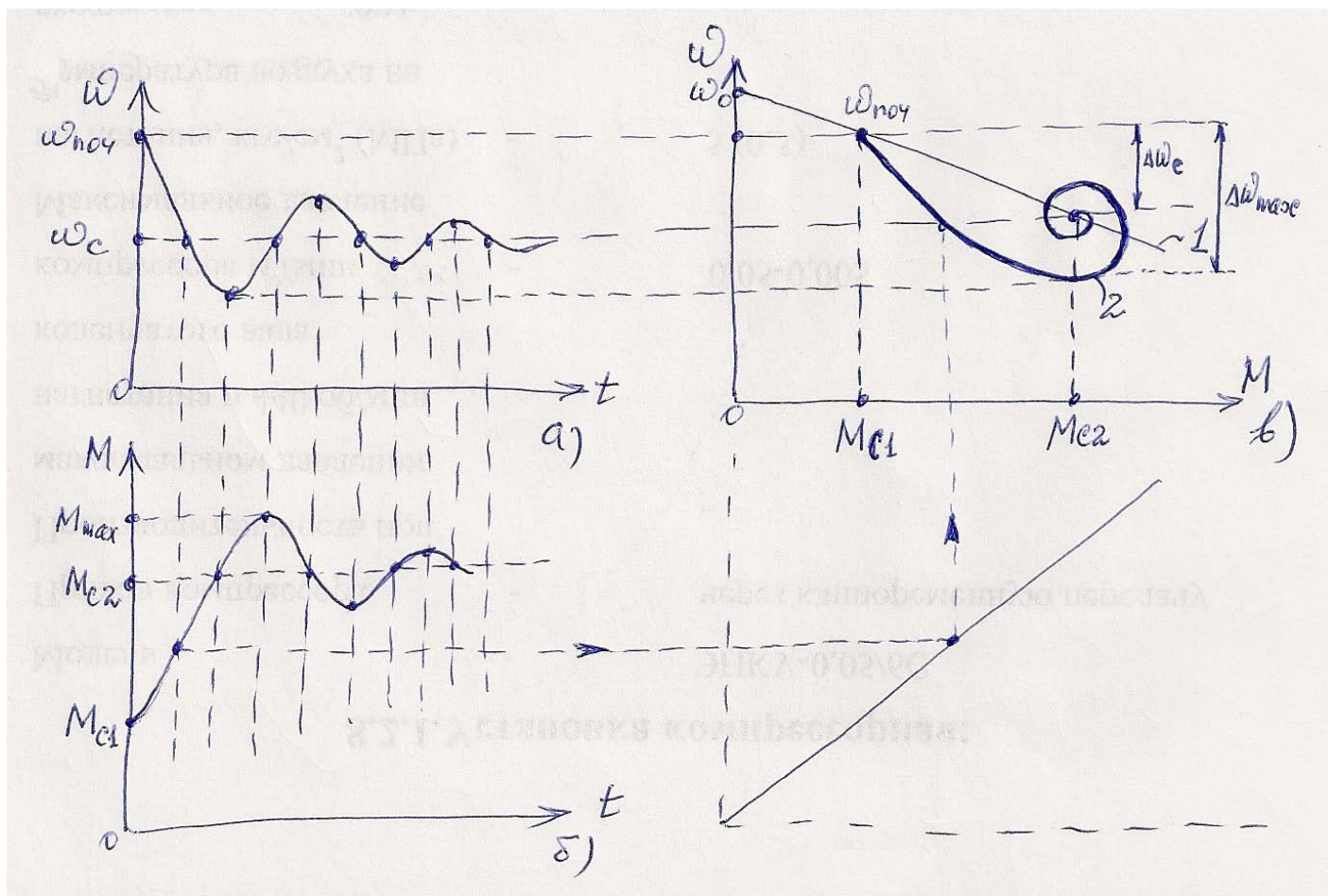


Рис. 7.6

До початку перехідного процесу $\omega = \omega_{noc}$ і $M = M_{c1}$. Стрибком момент зростає до значення M_{c2} і виникає різке зношування привода. У першу мить $(\frac{d\omega}{dt})_{t=0} = \frac{(M_{c1} - M_{c2})}{J} = \frac{\Delta\omega_c}{T_M}$, тому спадає ЕРС, а струм і момент зростають, але величина $L_{я}$ затримує це зростання (рис.7.6,б). Коли швидкість досягає значення ω_c момент не досягає M_{c2} , рівноваги моментів не буде і кутова швидкість буде продовжуватися знижуватися доки момент двигуна не досягне значення M_{c2} . Тут знижка кутової швидкості припинився, а $\Delta\omega_{max} > \Delta\omega_c$ - це буде динамічним падінням кутової швидкості (рис.7.6,в). Але у точці рівноваги моментів двигуна і навантаження $\omega < \omega_c$ (рис.7.6,а,в), чим це повинно було бути На статичній механічній характеристиці 1, тому зростає струм I і момент M аж до значення M_{max} , а з ним зростає і швидкість ω . Коли вона досягає значення ω_c момент більш за M_{c2} ,

швидкість буде зростати і перевищує ω_c , але при цьому момент почне спадати і так далі.

Після двох – трьох коливань момент і кутова швидкість досягнуть значень M_{c2} і ω_c .

На рис. 7.6, в наведена фазова траєкторія цього процесу (крива 2). Вона побудована перенесенням значень моментів і швидкостей з графіків рис. 7.6, а і б у вигляді однієї точки на площину $\omega - M$. (Побудова однієї точки показана стрілками).

Аналогічно відбувається перехідний процес при скиданні навантаження. Коливання можуть бути і при пуску, реверсуванні і гальмуванні електропривода, коли виконуються умови $4T_e > T_M$ (наприклад, у системі керований випрямляч – двигун)

7.3 Пуск ДПС НЗ до кутової швидкості більшої за основну

Цей пуск виконується в два етапи – перший, як вказано раніше, виведенням двигуна на природну характеристику, а другий – до потрібній швидкості, яка більша за основну і досягається ослабленням магнітного потоку. Цей режим добре відомий з курсу «Електричні машини»: робота в режимі ослабленого збудження буде продовжена з більшою швидкістю і з більшим струмом ніж при повному збудженні, навіть коли момент залишився незмінним.

Статичні характеристики, які відповідають повному (номінальному) і ослабленому магнітному потоку показаними на рис. 7.7.

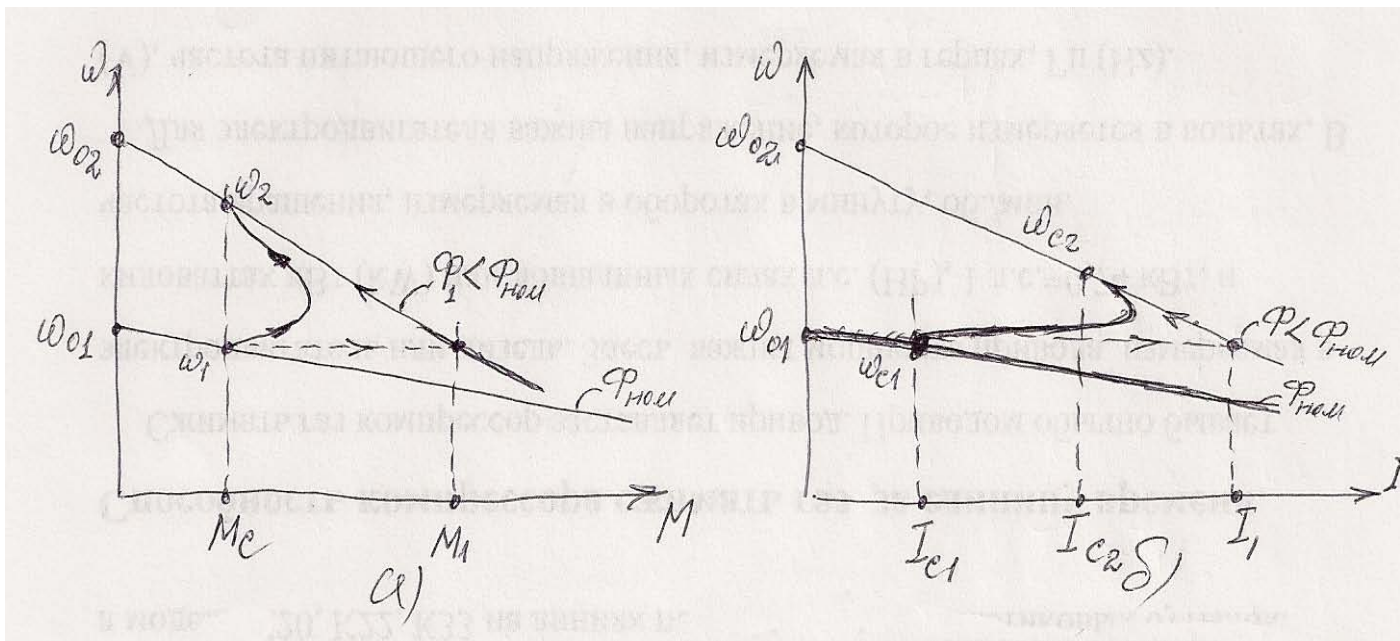


Рис. 7.7

Якби потік двигуна змінювався, як струм, - миттєво, то перехід з характеристики, яка відповідає $\Phi_{ном}$, до характеристики з $\Phi < \Phi_{ном}$, виконувався би по штриховим лініям. Але з урахуванням індуктивності обмотки збудження перехід буде виконуватися по траєкторіям, які наведені суцільними лініями: ні момент, ні струм у процесі переходу не досягнуть значень M_1 і I_1 , а робота буде продовжена при $\omega_{с2} > \omega_1$ і $I_{с2} > I_1$.

Перехід по динамічним характеристикам слід аналізувати з урахуванням нелінійної залежності $\omega(\Phi)$ і $\Phi(I_{зб})$, а також того, що $L_{я} \ll L_{зб}$.

Нагадаємо, що $c_M = \frac{U}{\Phi_{ном} \omega_0} = \frac{M_{ном}}{\Phi_{ном} I_{ном}}$, а рівняння балансу напруги і руху

привода мають вигляд:

$$U = \frac{U \Phi \omega}{\Phi_{ном} \omega_0} + iR \quad (7.21)$$

$$\frac{M \Phi i}{\Phi_{ном} I_{ном}} = M_c + J \frac{d\omega}{dt} \quad (7.22)$$

З рівняння (7.21) одержуємо значення струму $i = (U - \frac{U \Phi \omega}{\Phi_{ном} \omega_0}) / R$ і підставимо

в (7.22), котре поділимо на $\frac{U \Phi_{ном}}{\Phi}$, тоді одержимо рівняння для магнітного потоку

$$\frac{\Phi}{\Phi_{ном}} = \left(\frac{\Phi}{\Phi_{ном}}\right)^2 \frac{\omega}{\omega_0} + \frac{\Delta\omega_c}{\omega_0} + T_M \frac{d(\frac{\omega}{\omega_0})}{dt}, \quad (7.23)$$

де $T_M = \frac{JR}{(c\Phi_{ном})^2}$ - електромеханічна стала часу для природної характеристики.

Кожний член рівняння (7.23) – це відносні величини, тому:

$$\Phi_* = \Phi_*^2 \omega_* + \Delta\omega_{c*} + T_M \frac{d\omega_*}{dt} \quad (7.24)$$

Для рішення (7.24) треба знати залежність $\Phi_*(t)$. На рис. 7.8 показані криві зміни потоку в функції струму збудження (а) і часу (б). На малому інтервалі зміни потоку (рис.7.8,а) можливо прийняти залежність $\Phi(I_{зб})$ лінійною.

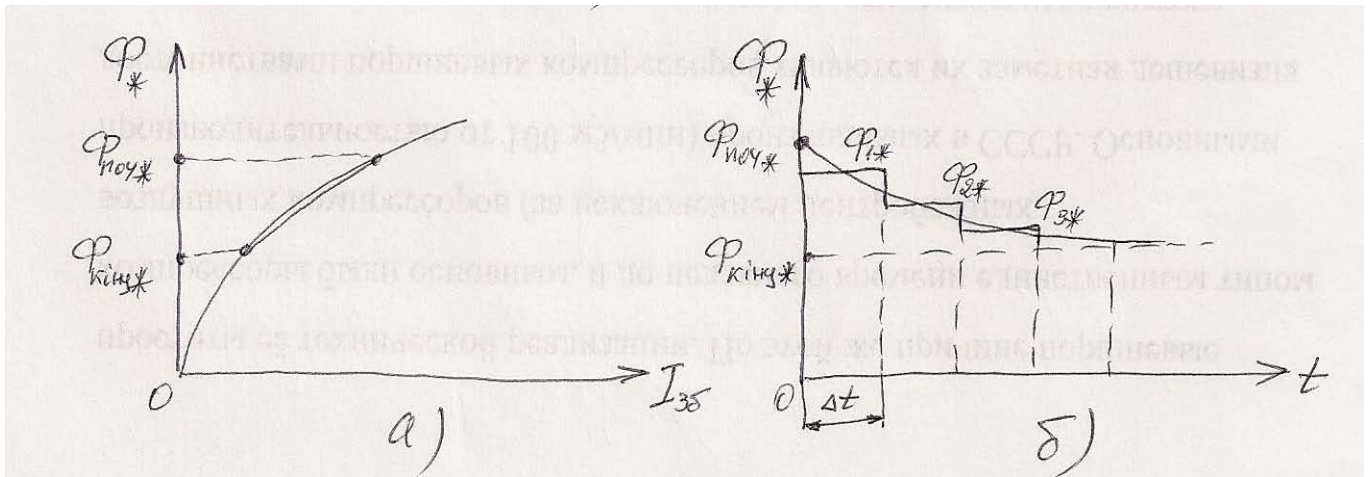


Рис. 7.8

Криву на рис.7.8, б $\Phi_*(t)$ поділимо на відрізки з постійними інтервалами часу Δt і визначимо залежність $\Phi_*^2(t)$. Тоді (7.24) можливо вирішити у кінцевих приростах. Почнемо з першої ланки, для якої відома кутова швидкість $\omega_{поч*}$ і середнє значення потоку Φ_{1*} .

Приріст кутової швидкості на першій ланці можливо визначити так

$$\Delta\omega_{1*} = \frac{\Phi_{1*} - \Phi_{1*}^2\omega_{1*} - \Delta\omega_{c*}}{\frac{T_M}{\Delta t} + \frac{\Phi_{1*}^2}{2}}, \quad \text{а на другій ланці початкову швидкість}$$

$$\omega_{поч2*} = \omega_{поч1*} + \Delta\omega_{1*}.$$

Таким же чином визначимо приріст кутової швидкості на другій ланці і так далі.

Тепер можливо побудувати залежність $\omega_*(t)$ при ослабленні збудження (рис.7.9).

Для останньої використаємо (7.21), котре можливо привести до вигляду

$$\frac{i}{I_{кз}} = 1 - \Phi_*\omega_*, \quad \text{а кінцеве значення стуму буде } II_{скінц} = c.пoch \frac{\Phi_{пoch*}}{\Phi_{кінц*}}.$$

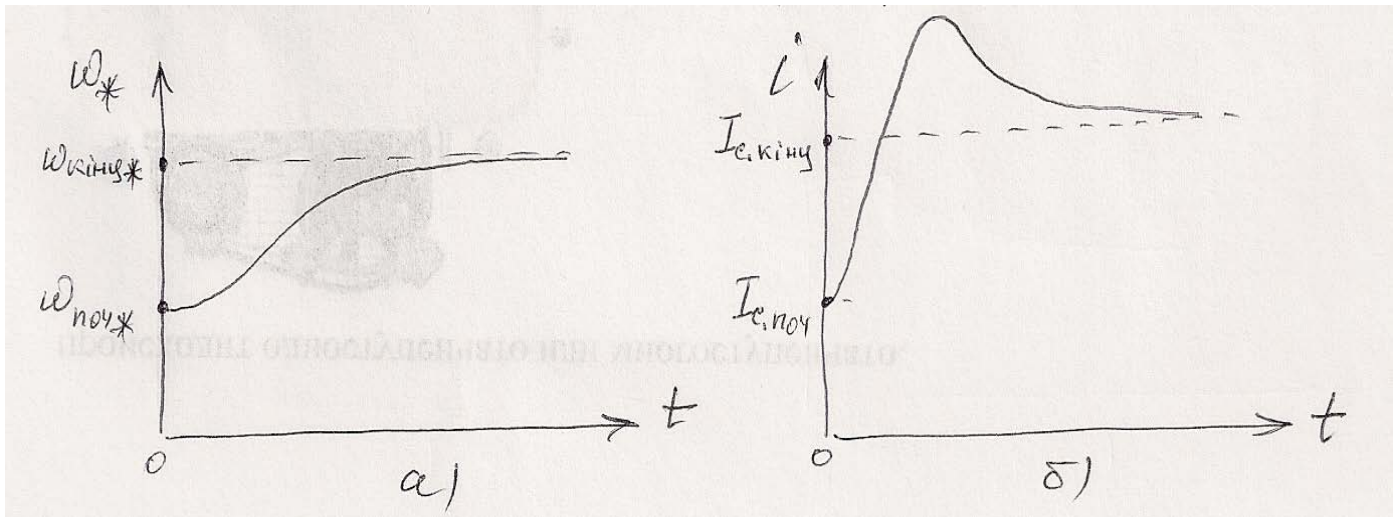


Рис. 7.9

7.4 Динамічне гальмування ДПС НЗ

Як, відомо, при такому гальмуванні якір двигуна вимикають з мережі і замикають на додатковий резистор. Основні рівняння цього процесу будуть: $c\omega + iR = 0$ і

$$ci = M_c + J \frac{d\omega}{dt}$$

Сумісне рішення цих рівнянь відносно ω дасть: $\omega = -\Delta\omega_c + ce^{-\frac{t}{T_M}}$, де постійна інтегрування c визначиться з початкових умов. При $t=0$ $\omega = \omega_{пoch} = \omega_c$ і $c = \omega_{пoch} + \Delta\omega_c$.

Процес переходу двигуна на режим динамічного гальмування зображено на рис.7.10.

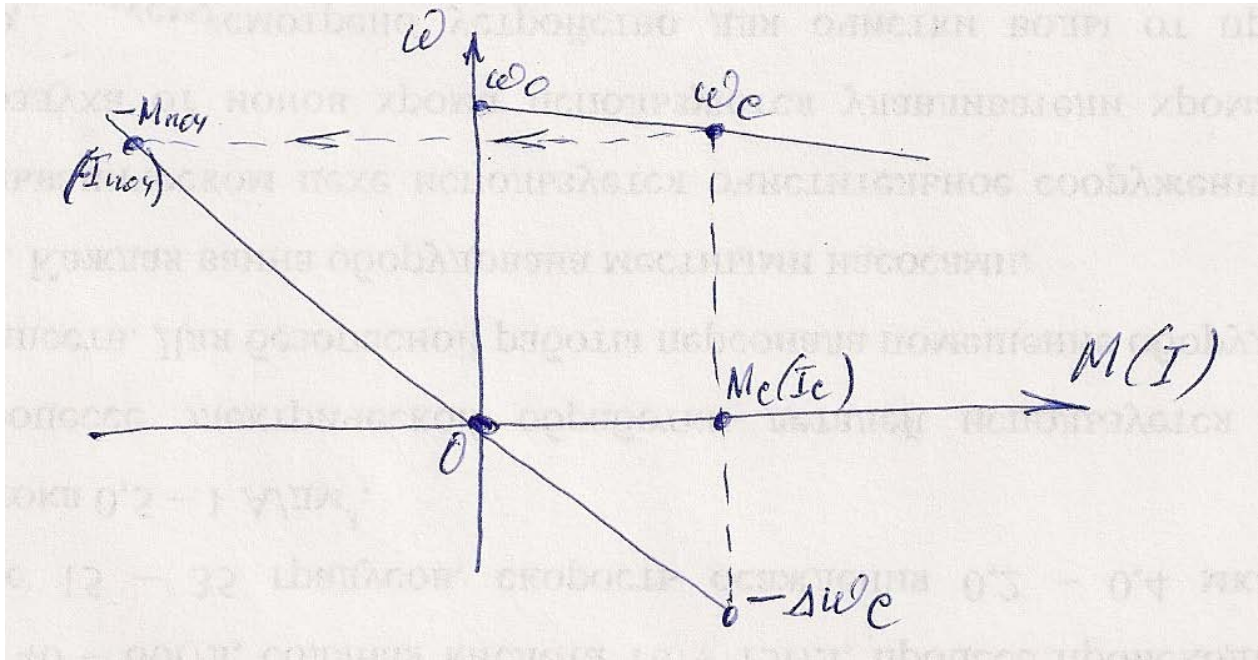


Рис. 7.10

Абсолютне значення перепаду кутової швидкості $\Delta\omega_c = \frac{M_c R}{c^2}$ і з урахуванням (7.7), одержимо:

$$\omega = -\Delta\omega_c + (\omega_{noc} + \Delta\omega_c) e^{-\frac{t}{T_M}} \quad (7.25)$$

Якщо $M_c = 0$ $\Delta\omega_c = 0$ і $\omega_{noc} = \omega_0$ рівняння (7.25) перетвориться

$$\omega = \omega_0 e^{-\frac{t}{T_M}}. \quad (7.26)$$

На рис.7.11,а показані залежності $\omega(t)$ під навантаженням крива 1 і при $M_c = 0$ - крива 2. Крива асиметрично прагне до кутової швидкості $(-\Delta\omega_c)$, коли момент навантаження активний; якщо момент навантаження реактивний, то привод зупиниться при $\omega = 0$, тобто у точці в.

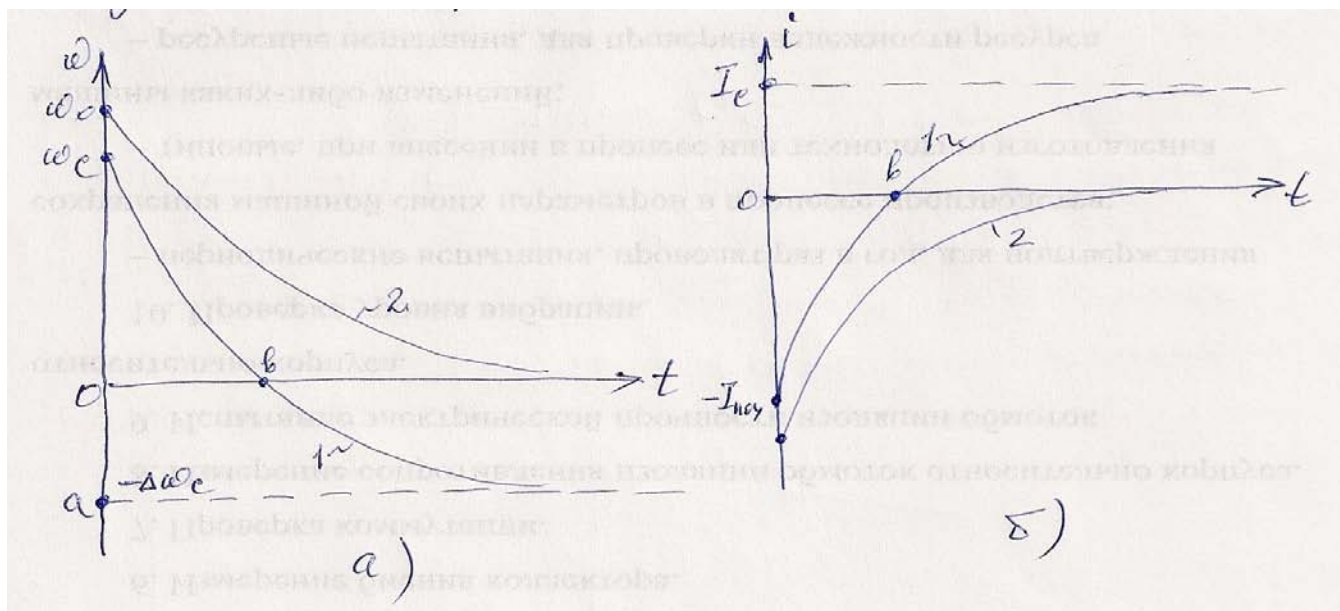


Рис. 7.11

При гальмуванні рівняння (7.11) перетвориться так:

$$i \neq - (I_{noc} + I_c) e^{-\frac{t}{T_M}} + c \quad (7.27)$$

Рівнянню (7.27) відповідає крива 1 на рис.7.11, б, якщо момент навантаження активний, а якщо реактивний - процес буде закінчений у точці в при $\omega = 0$.

Якщо $M_c = 0$, (7.27) перетвориться на :

$$i = -I_{noc} e^{-\frac{t}{T_M}} \quad (7.28)$$

Рівняння (7.28) відповідає крива 2 на рис.7.11, б.

В момент перемикання двигуна в режим динамічного гальмування абсолютне значення струму $I_{noc} = c\omega_{noc}/R$, а час гальмування t_1 від ω_{noc} до деякої ω_1 можливо визначити з (7.25), якщо розв'язати його відносно часу:

$$t_1 = T_M \ln \frac{\omega_{noc} + \Delta\omega_c}{\omega_1 + \Delta\omega_c} \quad (7.29)$$

При гальмуванні до повної зупинки в (7.29) слід підставити $\omega_1 = 0$.

Коли $I_c = 0$ і $\Delta\omega_c = 0$, то час гальмування можливо приймати рівним $4T_M$.

Час гальмування можливо також визначити з (7.27) за умовами $i = 0$ і $\omega = 0$, тоді:

$$t_{гальм} = T_M \ln \frac{I_{noc} + I_c}{I_c} \quad (7.30)$$

7.5 Гальмування протиповмиканням і реверсування ДПС НЗ

Таке гальмування виконують зміною полярності на щітках якоря, а струм збудження залишається того ж напрямку. Для обмеження струму якоря в його коло вмикають додатковий резистор. Рівняння електричної рівноваги буде:

$$-U = c\omega + iR \quad (7.31)$$

воно аналогічно (7.1), тому використаємо ті ж самі рівняння, що і при пуску двигуна, лише змінивши знаки $+w_0$ на $-w_0$ з урахуванням того, що коли $t=0$ $w_{ноч} = w_c$, одержимо:

$$\omega = -(\omega_0 + \Delta\omega_c) + (\omega_0 + \Delta\omega_c + \omega_c)e^{-\frac{t}{T_M}} \quad (7.32)$$

Формула (7.32) одержана за умовами, що знак ϵ є незмінним, коли змінюється напрям обертання двигуна, тобто для активного моменту навантаження.

Механічна характеристика такого переходу наведена на рис. 7.12,а. Залежність при активному моменті наведена на рис.7.13

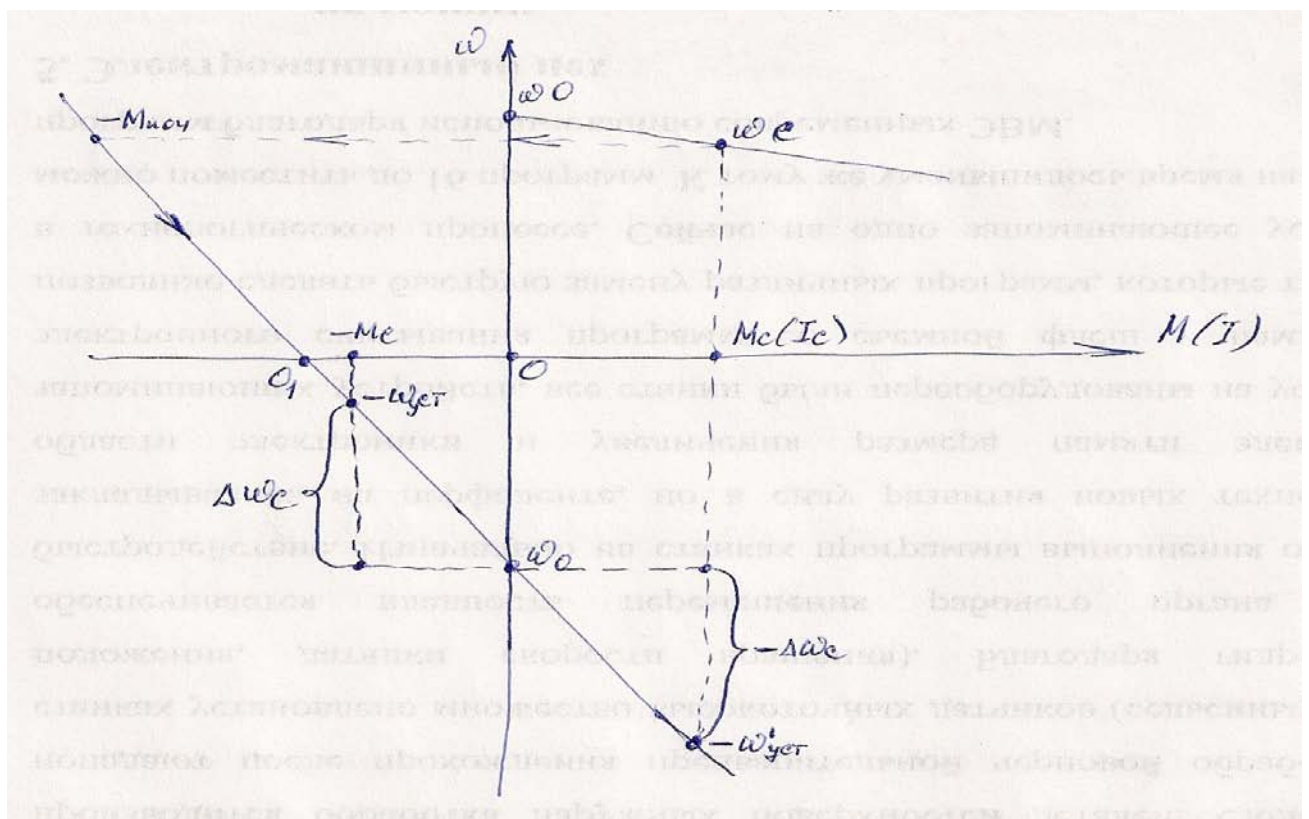


Рис. 7.12

Для реверсування без навантаження в виразі (7.32) слід прийняти $\omega_c = \omega_0$ і $\Delta\omega_c = 0$. цьому відповідає крива 2 на рис.7.13.

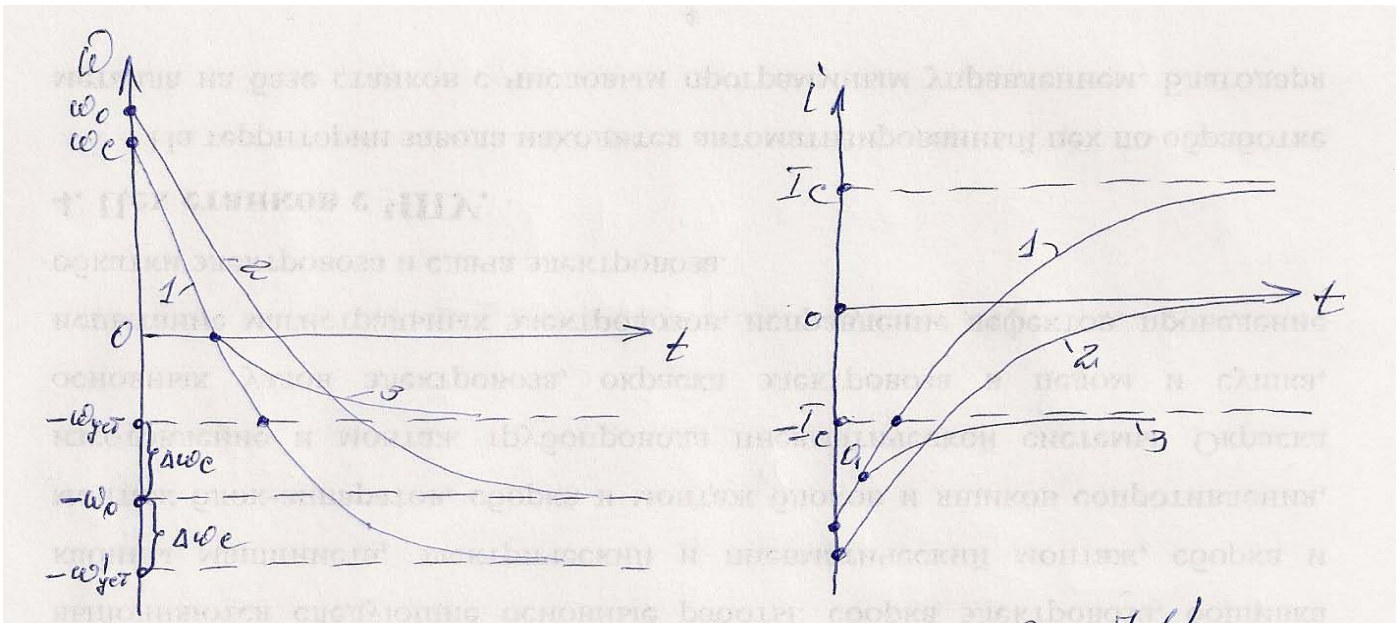


Рис. 7.13

Якщо момент навантаження реактивний, то крива $\omega(t)$ на осі абсцис має злам і до швидкості $-\omega_{уст}$ наближається асимптотично (рис.7.13, крива 3). При реактивному моменті навантаження швидкість спадає під дією сили моментів двигуна і навантаження. Якщо в точці O_1 (ри.7.12 і 7.14) двигун не відключити, то при активному моменті він дійде до $-\omega'_{уст}$, тобто відбудеться реверсування.

В точці O_1 крива $i(t)$ на рис.7.14 буде мати злам і далі до значення струму $-I_c$ наближається асимптотично (крива 3).

Струм якоря буде визначений виразом $i = I_{сн} e^{-\frac{t}{T_M}}$, тобто аналогічно (7.27), а абсолютне значення початкового струму $I_{ноч} = \frac{(U + c\omega)}{R}$ визначиться з (7.31).

При реверсуванні без навантаження (крива 2 на рис. 7.13 і 7.14) буде $i = -I_{ноч} e^{-\frac{t}{T_M}}$, де $I_{ноч} = \frac{2U}{R} = 2I_{кз}$.

7.6 Гальмування ДПС НЗ від швидкості (ослабленого збудження) до основної

Це гальмування виконується збільшенням магнітного потоку, тобто режимом рекуперації, як це показано на рис.7.15, а і б.

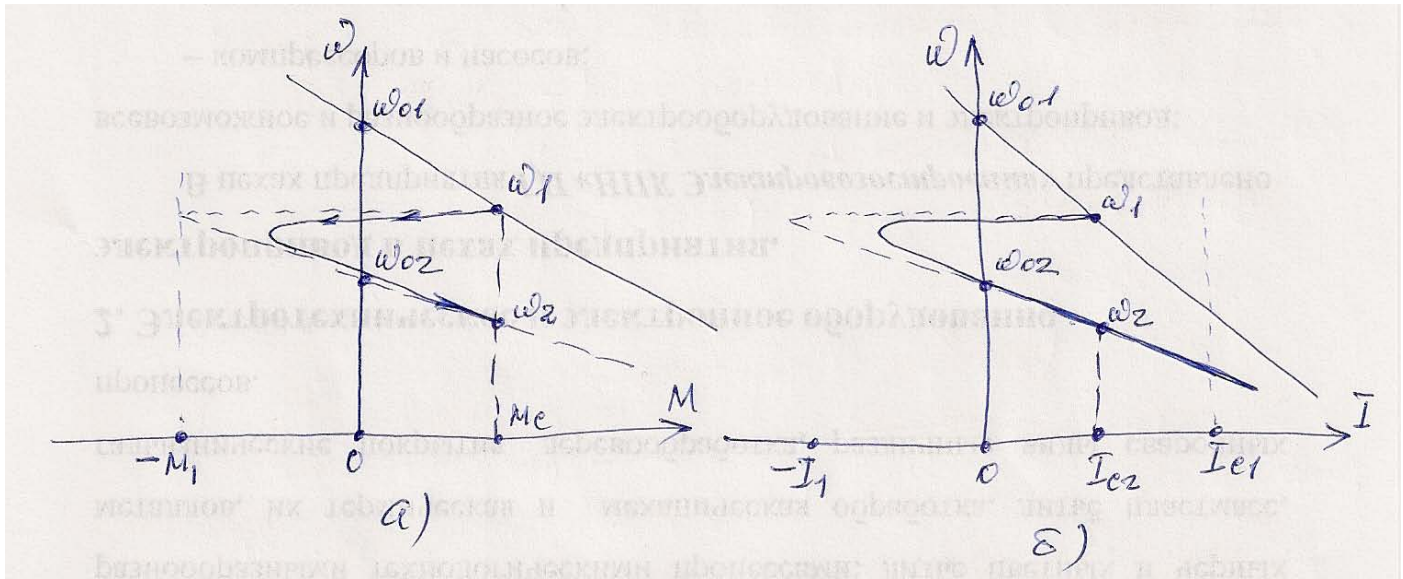


Рис. 7.15

Коли магнітний потік збільшений, швидкість відразу не може змінитися, тому зростає ЕРС і почнеться рекуперація. В початкову мить гальмування момент двигуна і струм не досягають значень $-M$ і $-I_1$, тому що є електромагнітна інерція, коли збудження.

На рис. 7.15 гальмування іде з незмінним моментом M_c . При цьому завжди $I_{c2} < I_{c1}$.

Якщо вважати, що залежність $\Phi_*(t)$ є експонентою, то, як і раніше, її можливо замінити як на рис. 7.8, б, (див. рис.7.16), а потім побудувати залежності $\omega(t)$ і $i(t)$ (див. рис.7.17 а і б).

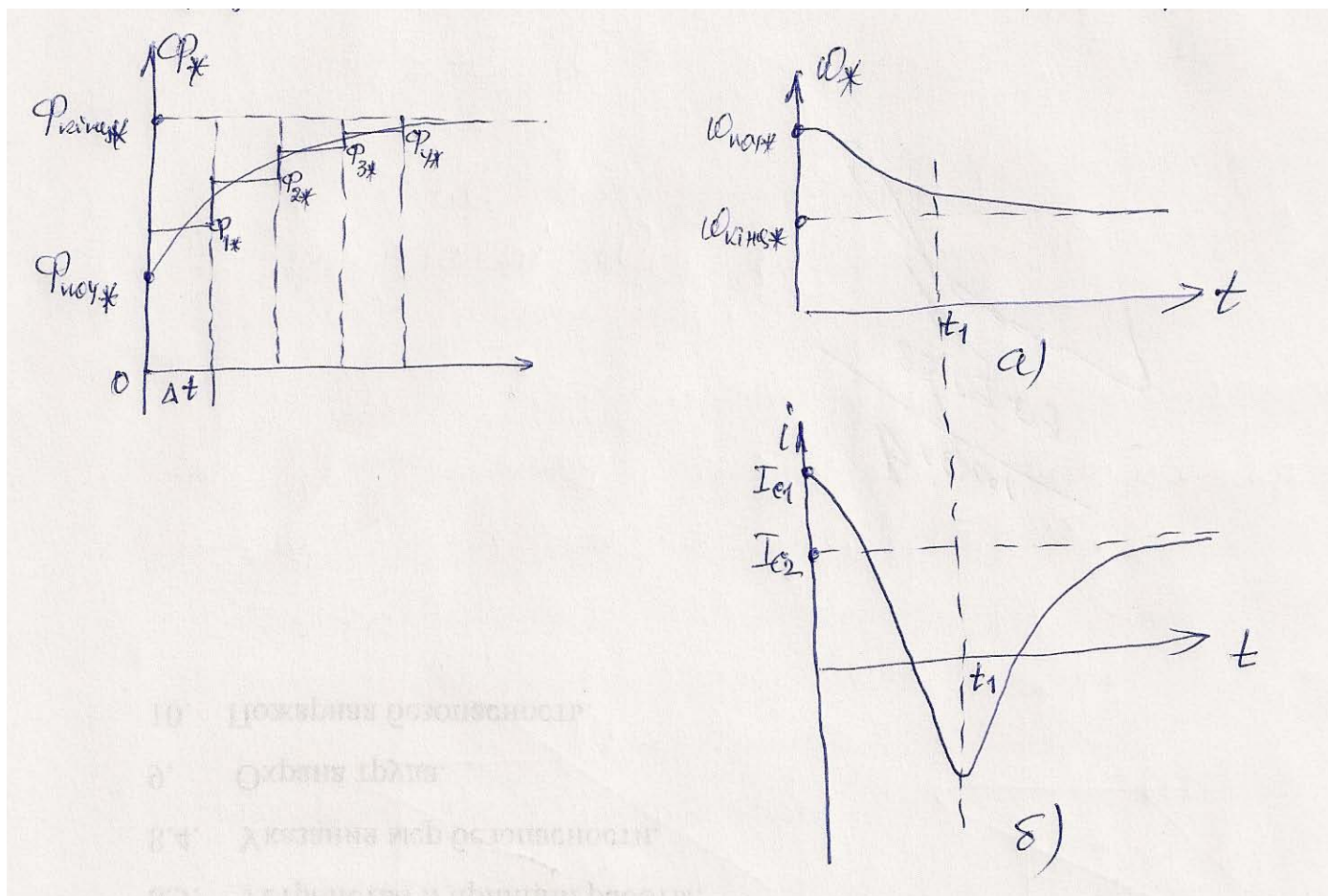


Рис. 7.17

7.7 Перехідні режими в ЕП з ДПС НЗ

Оскільки магнітний потік змінюється нелінійно від струму якоря дослідження можливо тільки графоаналітично. Залежності $\omega(t)$ і $i(t)$ за ступінчастим пуском будуть як на рис.7.3. характеристика $\omega(t)$ при реверсуванні ω_c з I_c режиму на рис.7.18: тут двигун переходить в режим проти вмиканням значень $-\omega_c$ і $-I_c$.

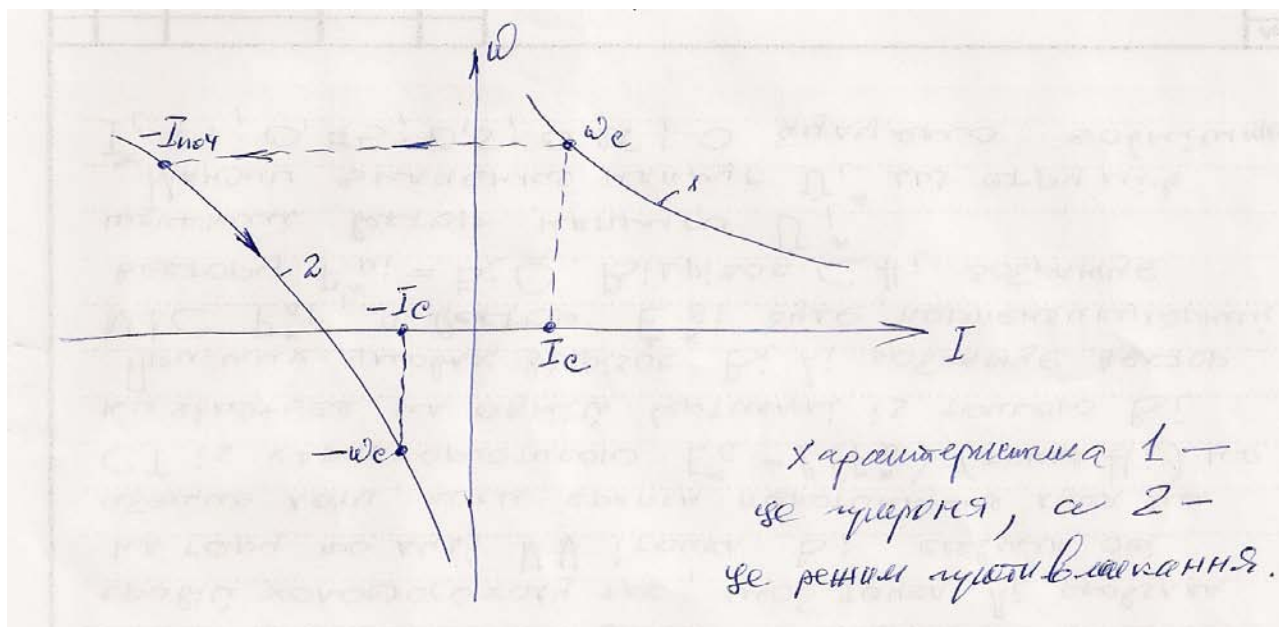


Рис. 7.18

Характеристика 1 – це природна, а 2 – це режим протиповмикування.

7.8 Перехідні процеси в ЕП з АД

7.8.1 Загальні відомості

При дослідженні цих перехідних режимів можливо знехтувати електромагнітні процеси, тому що вони проходять значно швидше електромеханічних. Для АД з короткозамкненим ротором виконують прямий пуск з повною напругою. Але інколи використовують резистори або реактори у колі статора, або знижують напругу живлення за допомогою статичного перетворювача.

Для нас найбільш інтерес являє пуск АД з фазним ротором за допомогою пускового резистора.

7.8.2 Пуск АД з фазним ротором

Кількість пускових ступенів визначається умовами пуску. Але для спрощення розглянемо спочатку пуск без навантаження ($M_c = 0$) в одну пускову ступінь. Тоді

згідно (5.6) $\frac{2M_{\max}}{\frac{S_{кр}}{S} + \frac{S}{S_{кр}}} = J \frac{d\omega}{dt}$, де як відомо $\omega = \omega_0(1-S)$ і $\frac{d\omega}{dt} = -\omega_0 \frac{dS}{dt}$.

Оскільки електромеханічна постійна часу (час, за який привод розганяється від $\omega=0$ до $\omega=\omega_0$ під дією моменту $M_{\max}$) $T_M = J \omega_0 / M_{\max}$, то остаточно диференціал часу

$$dt = -\frac{T_M}{2} \left(\frac{S_{кр}}{S} + \frac{S}{S_{кр}} \right) dS \quad (7.33)$$

З виразу (7.33) одержимо час пуску

$$t_{no} = \frac{T_M}{2} \int_{S_{кінц}}^{S_{ноч}} \left(\frac{S_{кр}}{S} + \frac{S}{S_{кр}} \right) dS \quad (7.34)$$

Якщо $S_{ноч}=1$, тобто двигун пускають з нерухомого становища, то (7.34) перетвориться так:

$$t_{no} = \frac{T_M}{2} \left(\frac{1-S^2}{2S_{кр}} + S_{кр} \ln \frac{1}{S} \right) dS \quad (7.35)$$

Бачимо, що час пуску до $S=0$ $t=\infty$, але нам відомо, що пуск можливо вважають закінченим, коли $S_{кінц} \approx 0.02$.

Але $S_{кінц}^2 \approx 0.02^2 \approx 0$ (знехтували), а $\ln \frac{1}{0.02} \approx 4$, тоді з (7.35) одержимо

$$\frac{t_{no}}{T_M} = \frac{1}{4S_{кр}} + 2S_{кр} = \frac{1+8S_{кр}^2}{4S_{кр}} \quad (7.36)$$

Аналіз виразу (7.36), по-перше вказує, що час пуску є залежним від $S_{кр}$, яке як відомо, пропорційно опору кола ротора.

По-друге, що мінімальний час пуску буде при $S_{кр} = 0.35$.

$$\left(\frac{t_{no}}{T_M} \right)_{\min} = 1.414 \quad (7.37)$$

Введемо поняття ефективного постійний момент, при якому час пуску, за іншими рівними умовами, є однаковим з часом пуску при фактичному моменті. Це значення ефективного моменту відповідає максимальній площі, яка обмежена кривою $M(S)$ на рис. 7.19.

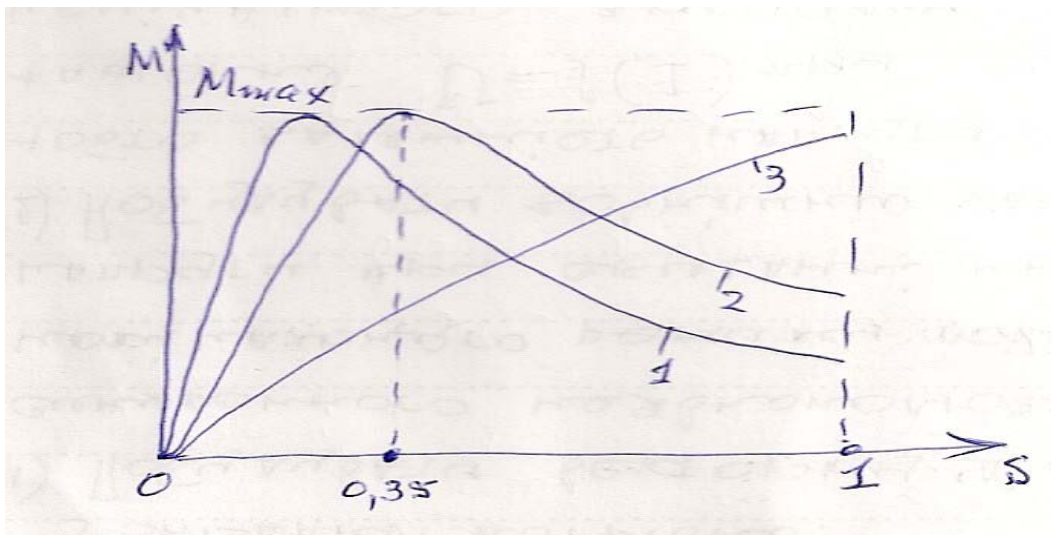


Рис. 7.19

Очевидно, мінімальний час пуску буде за максимальним ефективним моментом, якому відповідає найбільша площа, яка обмежена на рис. 7.19 кривою 2 з $S_{кр} = 0.35$ (для кривої 1 $S_{кр} < 0.35$, а для кривої 3 $S_{кр} > 0.35$).

Оскільки $M_c = 0$, то час пуску з урахуванням ефективного моменту M_{ef} буде $t_{no} = \frac{J\omega_0}{M_{ef}}$ і $M_{ef} = \frac{J\omega_0}{t_{no}}$.

В останню формулу підставимо (7.36) і одержимо:

$$M_{ef} = \frac{J\omega_0}{T_M} \cdot \frac{4S_{кр}}{(1+S_{кр}^2)} = M_{max} \frac{S_{кр}}{0.25+2S_{кр}^2} \quad (7.38)$$

Якщо $S_{кр} = 0.35$, то $M_{ef,max} = 0.707M_{max}$ - він відповідає мініимальному часу пуску.

На рис.7.20 наведені залежності $M_{ef}(S_{кр})$ і $\frac{t_{no}}{T_M}(S_{кр})$.

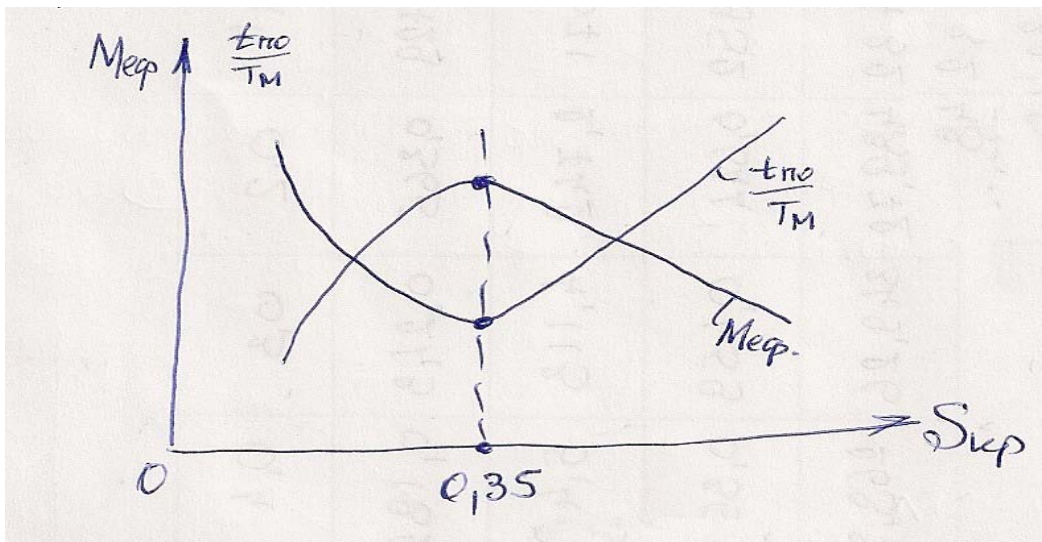


Рис. 7.20

Тут бачимо, що мінімальний час пуску відповідає максимальному ефективному моменту, і все це при $S_{kp} = 0.35$.

Можливо зробити висновки, що для мінімального часу пуску не слід мати якомога більший пусковий момент, а слід мати $M_{ef.max}$.

На закінчення слід додати, що пуск багато швидкісних двигунів виконується перемиканням пар полюсів: спочатку вмикають найбільшу кількість полюсів $2p$ і досягають швидкості ω_1 , а потім перемикають обмотку статора на полюсів і досягають швидкості $\omega_2 = 2\omega_1$.

7.8.3 Гальмування противовмиканням і реверсування АД

Для цього слід перекинути дві фази статора. Характеристики $\omega(M)$, які ілюструють перехід з режиму двигуна на режим проти вмикання показаний на рис.7.21.

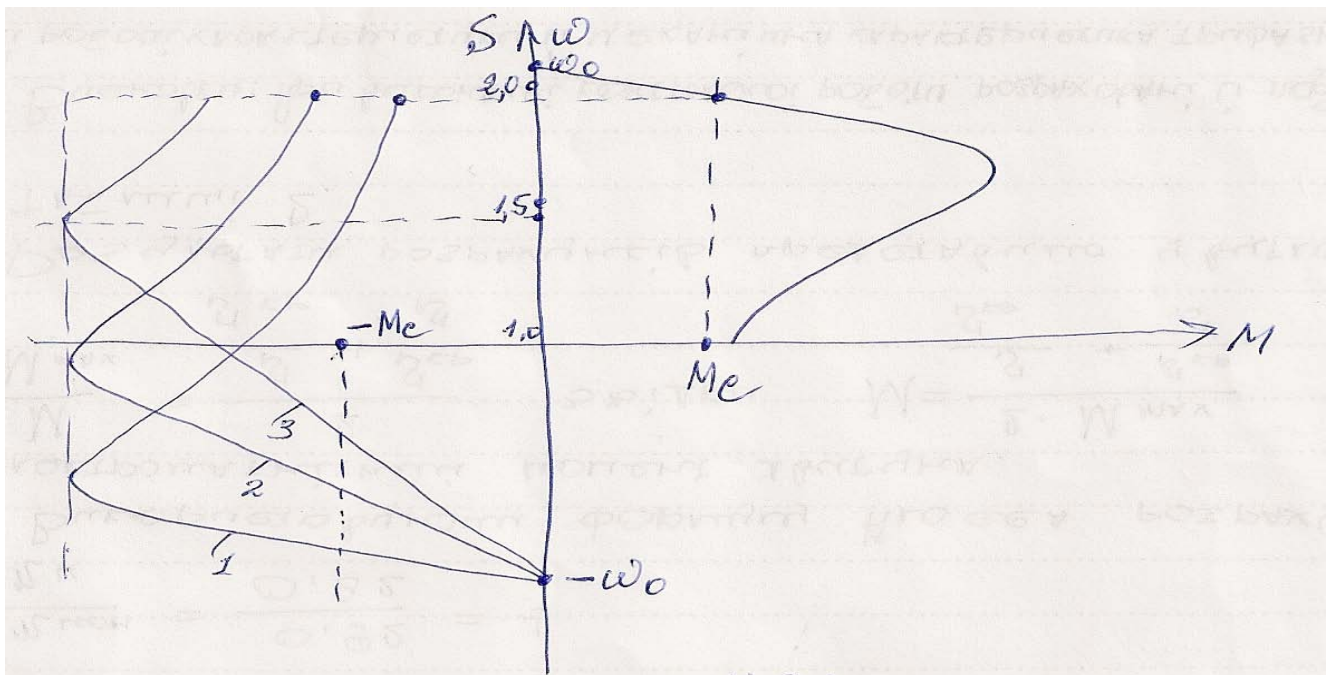


Рис. 7.21

При цьому вмикають резистори $R_{2\partial}$ (рис.5.1), характеристика 1 для $R_{2\partial 1}=0$, характеристика 2 – для $R_{2\partial 2}$, а 3 – для $R_{2\partial 3} > R_{2\partial 2}$. Гальмування іде у межах від $S_{поч} = 2$ до $S_{кінц} = 1$, тобто при ковзанні $(2-S)$.

Якщо $M_c = 0$, а $S = \frac{\omega_0 + \omega}{\omega_0}$, то одержимо $-\frac{2M_{\max}}{\frac{S_{кр}}{S} + \frac{S}{S_{кр}}} = J\omega_0 \frac{dS}{dt}$. Вирішуючи все,

як і раніше при пуску, одержимо час гальмування $\frac{t_{no}}{T_M} = \left(0.345S_{кр} + \frac{0.75}{S_{кр}} \right)$, відкіля

мінімальний час гальмування $\left(\frac{t_{no}}{T_M} \right)_{\min} = 1.027$ при $S_{кр} = 1.47$, чому відповідає крива

3 на рис.7.21.

Як і раніше можливо визначити ефективний момент гальмування

$$M_{ef.g} = \frac{M_{\max} S_{кр}}{0.75 + 0.345 S_{кр}} = 0.98 M_{\max}.$$

Нарешті слід додати, що коли пуск або гальмування виконують з урахуванням навантаження, тобто $M_c \neq 0$, то час пуску або гальмування буде:

$$t_{n(z)} = \frac{J\omega}{M_{ef.n(z)} \mp M_c}, \quad (7.39)$$

де знак «-» ставиться до режиму пуску, а знак «+» - до режиму гальмування. Час реверсування можливо визначити так: це час гальмування проти вмиканням і час пуску в зворотньому напрямку.

7.8.4 Динамічне гальмування АД

При цьому статор відключається від мережі змінного струму і на його дві фази подається постійний струм, який можливо регулювати за допомогою резистора R_p . В коло ротора вмикається резистор $R_{2\partial}$.

Відповідні характеристики показати на рис. 7.22.

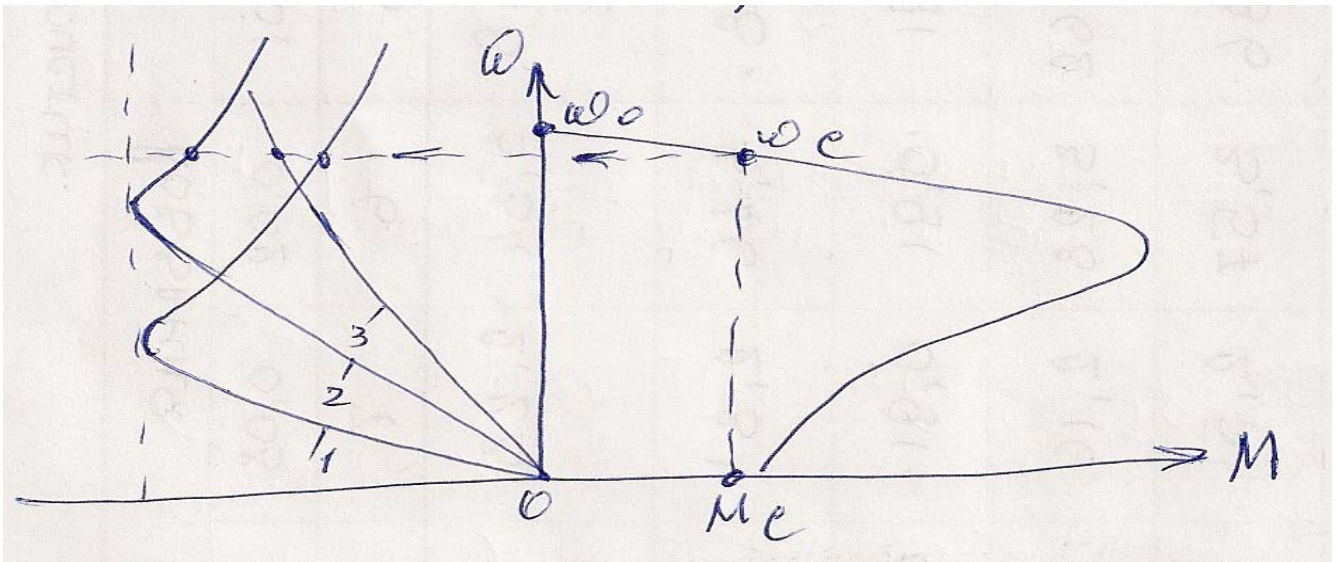


Рис. 7.22

Характеристика 1 для $R_{2\partial 1} = 0$, 2 – для $R_{2\partial 2}$ і 3 - $R_{2\partial 3} > R_{2\partial 2}$.

Оскільки магнітне поле статора є нерухомим, то, як відомо, ковзання $S = \frac{\omega}{\omega_0}$.

Якщо навантаження немає $M_c = 0$, то $-\frac{2M_{\max.z}}{\frac{S_{кр.z}}{S} + \frac{S}{S_{кр.z}}} = J \frac{d\omega}{dt}$, а час гальмування:

$$t_{z.d} = \frac{T_M}{2} \left(S_{кр.z} \ln S + \frac{S^2}{2S_{кр.z}} \right) \Big|_{S_{кінц}}^{S_{поч}} \quad (7.40)$$

Якщо $S_{поч} = 1$, а $S_{кінь} \approx 0.02$, то (7.40) можливо навести так:

$$t_{z.d} = T_M \left(\frac{1}{4S_{кр.г}} + 2S_{кр.г} \right) \quad (7.41)$$

При динамічному гальмуванні максимальний момент $M_{max.г}$ і тоді електромеханічна стала часу в (7.41) $T_M = J\omega_0 / M_{max.г}$.

Як бачимо, вираз (7.41) аналогічний (7.36), тобто час гальмування є залежним від значення $S_{кр}$ і має мінімум, коли $S_{кр} = 0.35$.

7.8.5 Рекуперативне гальмування АД

Це можливо, якщо кутова швидкість ротора. Тому слід перемикати кількість полюсів у багато швидкісних АД з меншою кількістю на більшу. При цьому спочатку буде рекуперація, а потім гальмування проти вмиканням, або динамічне.

Повільне рекуперативне гальмування можливо здійснити, якщо АД живиться від керованого статичного перетворювача. Повільно знижуючи частину живлення одержимо роботу двигуна у другому квадранті координат.

Час гальмування можливо визначити, по-перше визначивши постійну часу T_M , а потім зав'язатися межами зміни ковзання при гальмуванні у другому квадранті.

Розділ 8. Формування перехідних процесів електроприводів

8.1 Загальні відомості

Раніше ми виявили, як виникають і проходять перехідні процеси, коли керуючі впливи відбуваються стрибком. Наприклад, пуск електропривода та інше, коли номінальна напруга відразу прикладається до затискачів електродвигуна.

Якщо двигун живиться не від мережі, а від керованого перетворювача, то можливо змінювати керуючий вплив електромеханічної системи ω_0 не стрибком, а плавно.

Це дає змогу формувати перехідні процеси, близькі до оптимальних, обмежувати струм і момент у перехідних режимах не вводячи додаткові опори у силове коло, зменшувати втрати енергії у перехідних режимах.

Керування перехідними процесами може створити максимальну швидкодію при відповідних обмеженнях. Наприклад, для ДПС слід обмежувати струм якоря по умовах комутації до 2...2,5 кратного значення номінального. Слід, також, обмежувати максимальне значення кутової швидкості якоря.

Потрібно також формувати перехідні процеси, щоб обмежувати кутове прискорення привода, тобто першу похідну швидкості $\frac{d\omega}{dt}$, обмежувати, а також другу похідну швидкості $\frac{d^2\omega}{dt^2}$ (ривок) або першу похідну моменту двигуна $\frac{dM}{dt} = J \frac{d^2\omega}{dt^2}$ при $M_c = const$. Наприклад, максимальне значення прискорення і уповільнення кабіни ліфта не повинно перевищувати $1.5...2 \frac{m}{c^2}$, а похідна прискорення і уповільнення швидкісних ліфтів $3...10 \frac{m}{c^2}$.

Для нас мають значення два випадки формування перехідних процесів:

- 1) при лінійному законі зростання керуючих дій на виході перетворювача;
- 2) при експоненційному законі зростання керуючих дій.

Перше – це без інерційна система статичний перетворювач – двигун (ТП-Д), а друга – це система генератор-двигун (Г-Д), у якої слід урахувати інерційність (індуктивність) обмотки збудження генератора.

8.2 Лінійне наростання керуючих дій (система ТП-Д)

Зміна ЕРС перетворювача, це також зміна кутової швидкості ідеального холостого ходу ω_0 ДПС НЗ, може бути визначена формулою:

$$\omega_0 = \xi_n t, \quad (8.1)$$

де ξ_n - кутове прискорення при пуску, яке характеризує темп зміни ω_0 .

Якщо має досить мале значення, то можливо знехтувати індуктивність кола якоря і залежність $\omega_0(t)$ буде прямою лінією.

8.2.1 Пуск ЕП вхолосту ($M_c = 0$)

Механічні характеристики, які відповідають різним фіксованим значенням ЕРС і $\Phi_{ном} = const$, є лінійними і паралельна одна одній, як це показано на рис.8.1,а.

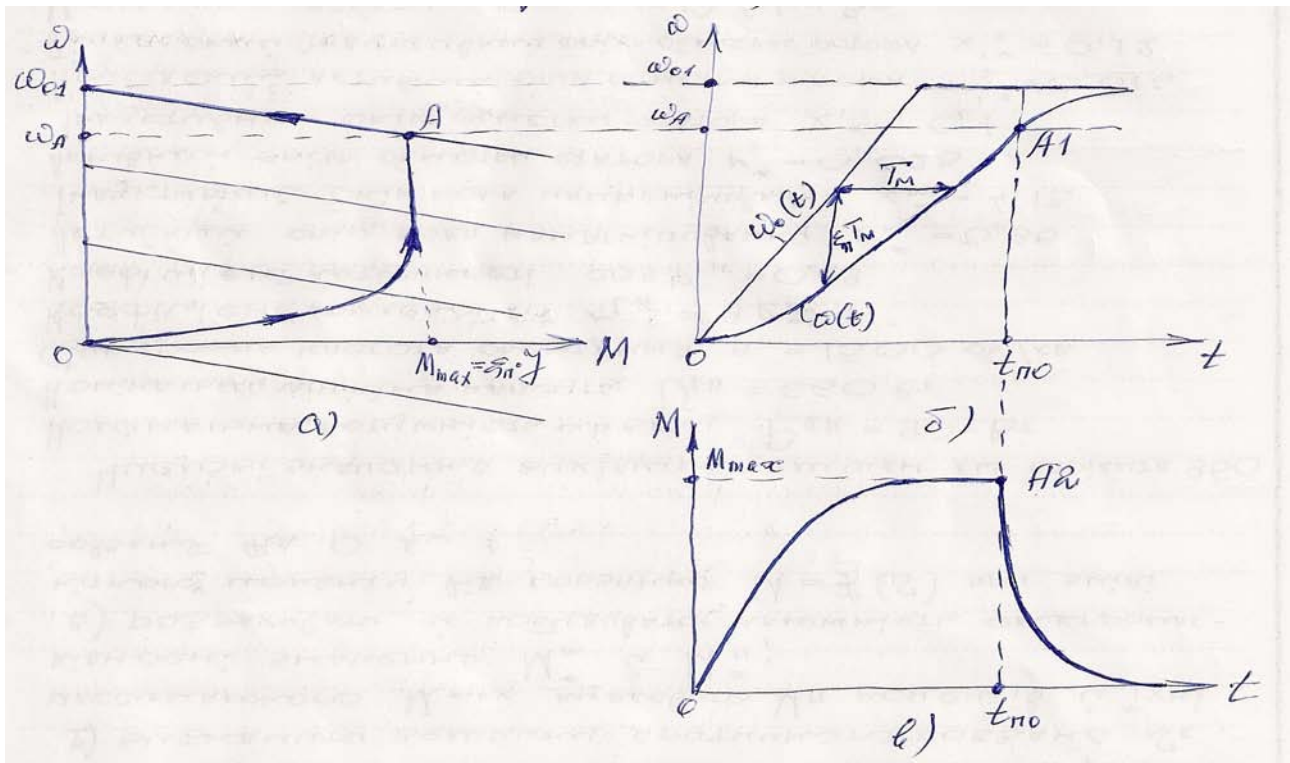


Рис. 8.1

На рис.8.1,б і в показані графіки перехідних процесів при пуску вхолосту. Нагадаємо, що абсолютне значення жорсткості механічної характеристики

$$\beta = \frac{(c_M \Phi_{ном})^2}{R_\gamma} = \Delta M / |\Delta \omega| \text{ і } \Delta \omega = \frac{M R_\gamma}{(c_M \Phi_{ном})^2}, \frac{J}{|\beta|} = T_M, \text{ тому } \frac{M}{|\beta|} \cdot \frac{J}{J} = T_M \frac{d\omega}{dt}, \text{ а з}$$

урахуванням (8.1):

$$\omega = \omega_0 - \frac{M}{|\beta|} = \xi_n t - \frac{M}{|\beta|} \quad (8.2)$$

При $M_c = 0$ рівняння руху ЕП буде $M = J \frac{d\omega}{dt}$, тоді одержимо з (8.2) диференціальне рівняння перехідного процесу:

$$T_M \frac{d\omega}{dt} + \omega = \xi_n t \quad (8.3)$$

Рішення (8.3) дозволяє одержати криву $\omega(t)$ на рис.8.1,б, яка має дві ділянки, для кожної з котрих треба вести розрахунки окремо.

Перша ділянка – від 0 до часу t_{no} . При $t = 0$ $\omega_{ноч} = 0$, тоді:

$$\omega = \xi_n t - \xi_n T_M \left(1 - e^{-\frac{t}{T_M}} \right) \quad (8.4)$$

А зміна моменту наведена на рис. 8.1, в за рівнянням (8.5):

$$M = J \xi_n \left(1 - e^{-\frac{t}{T_M}} \right) \quad (8.5)$$

При $t \approx 4T_M$ момент досягає свого максимального значення, кутове прискорення залишається незмінним, а швидкість змінюється аналогічно ЕРС перетворювача, завдяки якій почався цей перехідний процес.

Максимальне значення моменту дозволяє оцінювати допущене значення ξ_n .

На рис. 8.1,а показана залежність $\omega(M)$ в перехідному режимі, тобто фазова траєкторія процесу.

Друга ділянка – після часу t_{no} , коли ЕРС перетворювача і відповідна швидкість ідеального холостого ходу стануть незмінними. Для цього почнемо розрахунки з часу t_{no} , а взагалі час відзначимо $t' = t - t_{no}$.

У цьому разі кутову швидкість і момент можливо визначити так:

$$\omega = \omega_{01} - (\omega_{01} - \omega_{ноч}) e^{-\frac{t'}{T_M}}, \quad (8.6)$$

де $\omega_{ноч} = \omega_A = \omega_{A1}$ на рис.8.1,а і б;

$$M = M_{ноч} e^{-\frac{t'}{T_M}} = M_{\max} e^{-\frac{t'}{T_M}} \quad (8.7)$$

З останніх рівнянь бачимо, що перехідний процес іде так, як це має місце за лінійною механічною характеристикою двигуна і відсутності моменту навантаження, що відповідає ділянці $A - \omega_{01}$ на рис. 8.1, а. На рис.8.1, б показана ділянка розгону ЕП

від точки А1 до швидкості ω_{01} , яка побудована за (8.6), і, нарешті, на рис.8.1, в показана зміна $M(t)$ за рівнянням (8.7).

8.2.2 Інші приклади пуску

Можливо також розглянути приклади пуску ЕП з урахування навантаження.

Хай буде реактивний момент M_c , тоді аналогічно (8.3) одержимо

$$T_M \frac{d\omega}{dt} + \omega = \xi_n t - \Delta\omega_c = \omega_c(t), \quad (8.8)$$

де $\Delta\omega_c$ є похибка за швидкістю.

Якщо момент реактивний, то двигун є рухомим, аж поки його момент не досягне значення M_c . А пуск почнеться після часу закінчення.

За активним моментом навантаження привод спочатку обертається в протилежну сторону і лише потім при $t > (3...4)T_M$ привод почне розгонятись.

Використовуючи відповідні рівняння руху, можливо визначити залежності $\omega(t)$ для гальмування і реверсування ЕП за навантаженням. В останньому випадку слід відрізняти режими з активним і реактивним моментами навантаження.

У разі необхідності рівняння цих процесів і відповідні графіки можливо вивчити по (1) і (2).

8.3 Експоненційна залежність наростання керуючих дій (система Г-Д)

8.3.1 Загальні відомості. Форсування процесу збудження генератора

Пуск, гальмування і реверсування, а також регулювання кутової швидкості двигуна виконують регулюванням струму збудження генератора, а інколи і двигуна.

При цьому зміна ЕРС генератора іде за законом, який обумовлений індуктивністю обмотки збудження. Завдяки великій індуктивності цієї обмотки, її електромагнітна постійна часу T_z , також велика, тому перехідні процеси проходять дуже повільно. Наприклад, у машин потужністю 10...80 кВт $T_z \approx 0.5...1.0$ с, а у більш потужних машин постійна часу може досягати 2 і більше секунд. Хай буде $T_z = 2$ с, тоді процес установиться за $4T_z$, тобто за 8с, і ЕП може виконати, наприклад, не більш як 4

реверсування за 1 хвилину. А на прокатних станах треба виконувати 15...20 реверсувань за одну хвилину.

Якщо прийняти індуктивність обмотки збудження генератора $L_3 = const$, то після прикладення до неї стрибком напруги, струм буде плавно зростати за експоненційним законом:

$$i_3 = I_{3.ном} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_3}} \right), \quad (8.8)$$

де $I_{3.ном} = U_{3.ном} / R_3$, а $T_3 = L_3 / R_3$ і процес установиться за час $t_{0.98} = 4T_3$.

Процес буде прискореним, якщо до обмотки збудження прикласти підвищену напругу, але струм $I_{3.ном}$ не повинен перевищити своє номінальне значення.

Розглянемо, як це можливо зробити за допомогою схеми вмикання обмотки збудження на рис. 8.2 (схеми форсування).

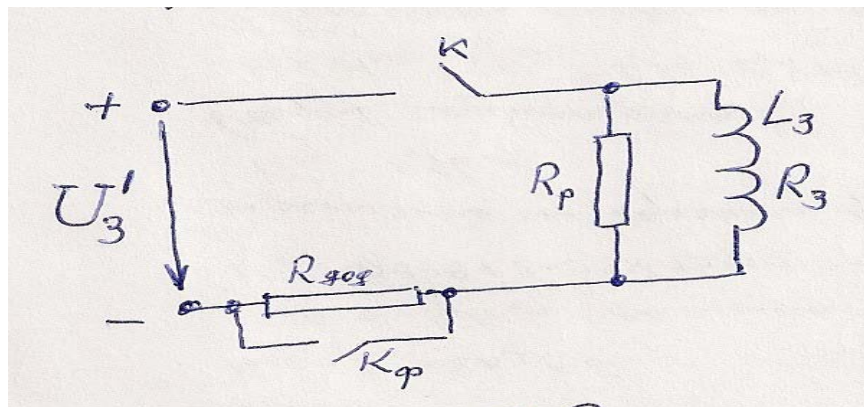


Рис. 8.2

Опір дедуктивного резистора $R_{доп}$ приймають таким, щоб при напрузі $U'_3 = \alpha U_{3.ном}$ (тут коефіцієнт форсування $\alpha > 1$ струм збудження не перевищував номінальне значення, яке дорівнює

$$I_{3.ном} = \frac{U'_3}{\frac{R_3 R_{доп}}{R_p} + (R_3 + R_{доп})}, \quad (8.9)$$

де R_p - опір розрядного резистора, який звичайно дорівнює $R_p = (3...4) R_3$.

Струм збудження в схемі на рис.8.2. буде змінюватися за законом

$$i_3 = I_{3,cm} \left(1 - e^{-\frac{t}{T'_3}} \right), \quad (8.10)$$

Хай буде $c = R_p / R_3$, тоді щоб мати $I_{3,ном}$ незмінним коефіцієнт форсування повинен бути таким $\alpha = \frac{R_{\partial\partial\partial}}{R_3} + \frac{R_{\partial\partial\partial}}{R_p} + 1 = \frac{R_{\partial\partial\partial}(c+1)}{cR_3}$ і $R_{\partial\partial\partial} = \frac{cR_3(\alpha-1)}{c+1}$, а нова постійна часу в (8.10)

$$T'_3 = \frac{1}{\frac{c}{c+1} + \frac{R_{\partial\partial\partial}}{R_3}} \quad (8.11)$$

Бачимо, що за збільшенням $R_{\partial\partial\partial}$ зменшується T'_3 , струм зростає більш інтенсивно, але при цьому слід збільшувати U'_3 .

З (8.10) бачимо, що при $t=0$ $i_3=0$ і напруга U'_3 прикладена до R_3 . Коли струм i_3 зростає, напруга на R_3 спадає, тобто форсування не залишається постійним.

Криві зростання струму збудження за різними значеннями $R_{\partial\partial\partial}$ наведені на рис. 8.3, де $R_{\partial\partial\partial 1} < R_{\partial\partial\partial 2} < R_{\partial\partial\partial 3}$.

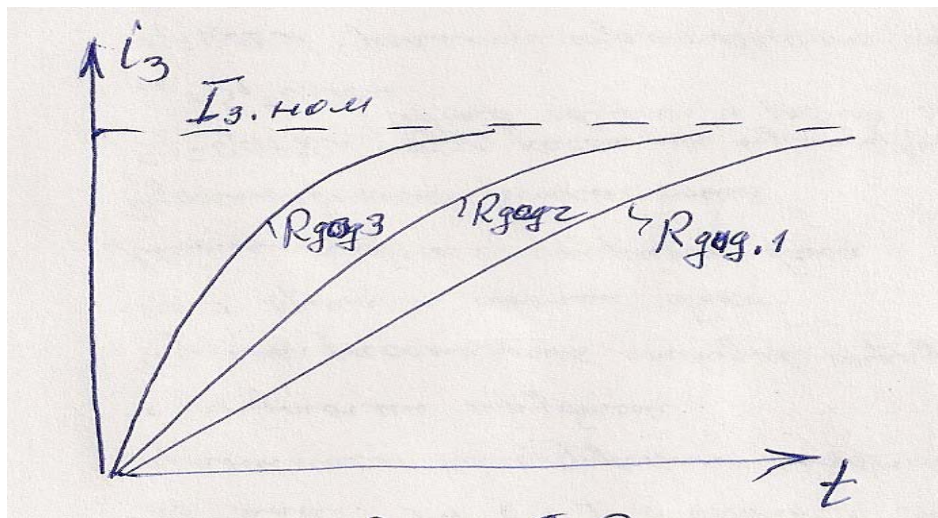


Рис. 8.3

Очевидно, чим більше напруга U'_3 , тим більший повинен бути опір $R_{\partial\partial\partial}$, але при цьому в додатковому резисторі будуть зростати витрати енергії.

Другий спосіб прискорення зростання струму збудження – це форсування з відсічною, коли на час доки $i_3 \leq I_{3,ном}$ шунтується $R_{доd}$ замиканням контактора K_ϕ .

Уся напруга U'_3 прикладена до R_3 , струм i_3 прагне до $I'_3 = U'_3 / R_3$ при $T_3 = L_3 / R_3$

Рівняння струму в перехідному режимі має вигляд:

$$i_3 = \alpha I_{3,ном} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_3}} \right), \quad (8.12)$$

а час, за який струм досягає номінального значення, буде:

$$t = T_3 \ln \frac{\alpha}{\alpha - 1} \quad (8.13)$$

Криві зміни струму при форсуванні з відсічкою наведені на рис. 8.4, а зміни напруги - на 8.5.

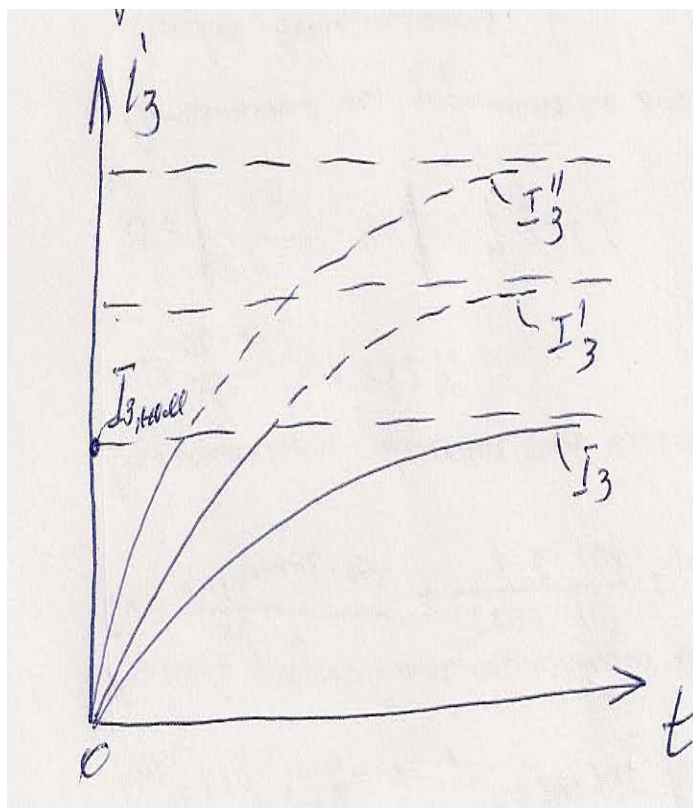


Рис. 8.4

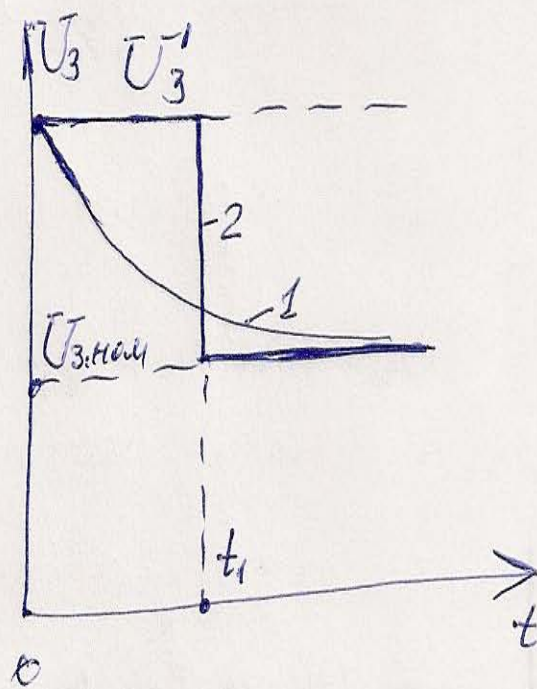


Рис. 8.5

На рис. 8.5 крива 1 - це з урахуванням резистора $R_{доd}$, а 2 - коли на час t_1 резистор $R_{доd}$ зашунтований контактором K_ϕ .

Бачимо, що за одним значенням U'_3 час досягання $I_{3,ном}$ буде меншим з відсічкою.

Звичайно приймають $\alpha \leq 3...4$, тому що його подальше зростання мало зменшує час, а потужність збудження зростає.

При форсуванні з відсічною досягається найбільше прискорення процесу, крім того, струм збудження нарастає практично за прямолінійним законом, що сприятливо для форми кривій струму у колі якоря двигуна, який живиться від цього генератора.

8.3.2 Пуск ЕП в системі Г-Д

Якщо прийняти генератор ненасиченим, то при його постійній кутовій швидкості ЕРС пропорційна струму збудження і згідно (8.12) $e_z = \alpha E_{ном} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_3}} \right)$.

Номінальне значення ЕРС $E_{ном}$ відповідає номінальному струму збудження $I_{з.ном}$.

Нагадаємо, що в системі Г-Д обидва якорі (генератора і двигуна) створюють коло з опором $R_я$ і індуктивністю $L_я$, а двигун має ЕРС $e_д$. Тоді рівняння балансу ЕРС буде $e_z = iR_я + L_я \frac{di}{dt} + e_д$, де величиною $L_я \frac{di}{dt}$ можливо знехтувати, оскільки вона дуже мала у порівнянні з $L_з$. Таким чином

$$e_z = \alpha E_{ном} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_3}} \right) = iR_я + e_д. \quad (8.14)$$

З урахуванням рівняння руху $M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}$, а також при $\Phi_{двиг} = const$ $e_д = c\omega$ і $M = ci$ рішення (8.14) відносно швидкості буде:

$$\omega = \frac{\alpha \omega_0}{T_3 T_M} \left[T_3 \left(1 - e^{-\frac{t}{T_3}} \right) e_M \left(1 - \psi^{-\frac{t}{T_M}} \right) \right] - \Delta \omega_c, \quad (8.15)$$

$$\text{де } \Delta \omega_c = \omega_0 - \omega_c, \quad \psi = \left(\frac{\alpha \omega_0}{\alpha \omega_0 - \Delta \omega_c} \right)^{\frac{T_3 - T_M}{T_M}}.$$

Якщо рівняння руху поділити на c , одержимо рівняння струмів, тоді узявши похідну з (8.15)

Одержимо вираз для струму двигуна в залежності від часу:

$$i_d = \frac{\alpha I_{\kappa 3} T_M}{T_3 - T_M} \left(e^{-\frac{t}{T_3}} - \psi e^{-\frac{t}{T_M}} \right) + I_c \quad (8.16)$$

де струм $I_{\kappa 3}$ відповідає $E_{ном}$. Коли пуск виконується без навантаження, в (8.16) слід підставити $I_c = 0$, $\Delta i_c = 0$ $\psi =$.

Згідно (8.15) і (8.16) на рис.8.6, а,б побудовані криві $\omega(t)$ і $i(t)$ для різних значень коефіцієнта форсування α .

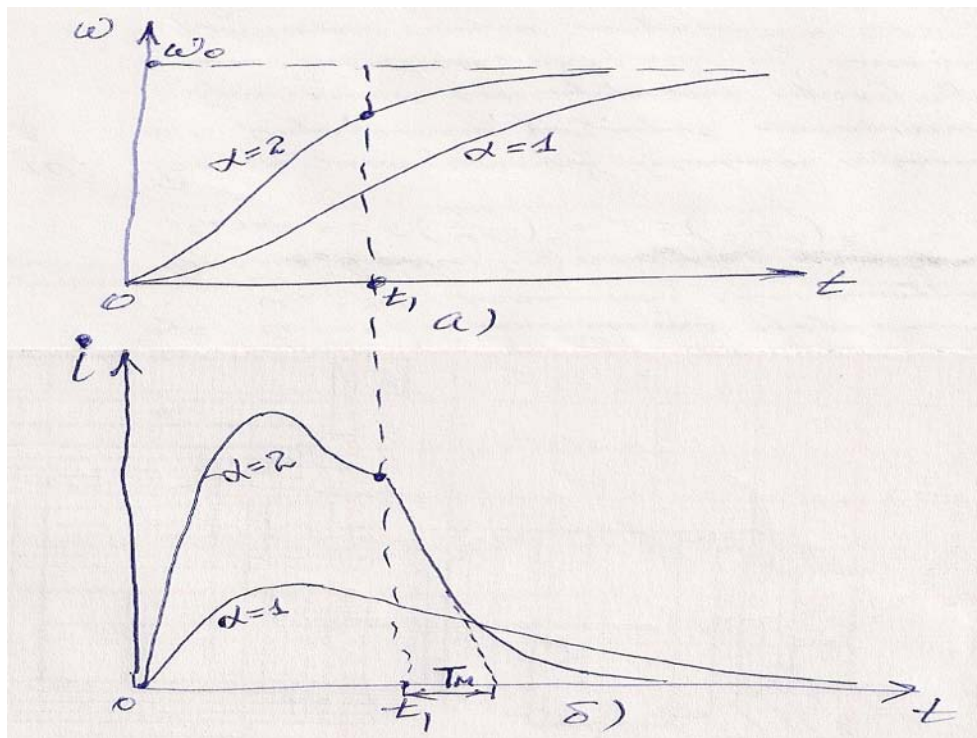


Рис. 8.6

Час t_1 - як на рис.8.5, після якого струм спадає за експонентою.

Бачимо, що перехідний процес є залежним і від T_M і від T_3 . Інколи у дуже потужних машин $T_3 \gg T_M$, тоді враховуючи тільки T_3 з (8.15) одержимо

$$\omega \approx \alpha \omega_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{T_3}} \right).$$

Використовую (8.16), одержимо похідну $\frac{di}{dt} = 0$, відкіля визначим час, коли струм досягає максимального значення:

$$t_{\max} = \frac{T_3 T_M}{T_3 - T_M} \ln \frac{\psi T_3}{T_M} \quad (8.17)$$

Сумісне рішення (8.16) і (8.17) дасть значення максимального пускового струму:

$$I_{n.\max} = \frac{\alpha I_{\kappa 3} (\alpha \omega_0 - \Delta \omega_c)}{\alpha \omega_0} \left(\frac{T_M}{T_3} \right)^{\frac{T_3}{T_3 - T_M}} + I_c \quad (8.18)$$

Якщо пуск виконується без навантаження, тобто $M_c = 0$, в (8.18) слід підставити $\Delta \omega_c = 0$ і $I_c = 0$.

8.3.3 Гальмування і реверсування ЕП в системі Г-Д

При цьому теж важливо зменшувати час перехідних процесів. Гальмування виконують відключенням ОЗ генератора від мережі і замиканням на R_p (рис.8.2), або на затискачі якоря, але так, щоб змінилась полярність на ОЗ. У цей час двигун працює в режимі генератора, а генератор – як двигун. Він обертає приводний двигун (асинхронний або синхронний), який сам переходить в режим генератора віддає енергію в мережу.

Оскільки ОЗ генератора відключена від мережі, то рівняння для її струму (рис.8.2) має вигляд: $i_3 (R_3 + R_p) + L_3 \frac{di}{dt} = 0$, відкіля

$$i_3 = I_{3.\text{ном}} e^{-\frac{t}{T_3}}, \quad (8.19)$$

$$\text{де } T_3 = \frac{L_3}{(R_3 + R_p)},$$

$$\text{а } e_2 = E_{\text{ном}} e^{-\frac{t}{T_3}} \quad (8.20)$$

З рівнянь (8.19) і (8.20) слід, що зменшення T_3 прискорює перехідний процес. Для чого слід збільшувати значення R_p , але не більш як $R_p = 3R_3$, тому що можливо перенапруги на затискачах ОЗ.

З двох рівнянь у режимі гальмування $E_{\text{ном}} e^{-\frac{t}{T_3}} = \omega R$ і $-c\omega = J \frac{d\omega}{dt} + M_c$ одержимо залежність $\omega(t)$:

$$\omega = \frac{\omega_0}{T_3 - T_M} \left(T_3 e^{-\frac{t}{T_3}} - T_M e^{-\frac{t}{T_M}} \right) - \Delta\omega_c \quad (8.21)$$

Струм у колі якорів генератора і двигуна $i = \frac{I_{\text{кз}} T_M}{T_3 - T_M} \left(e^{-\frac{t}{T_M}} - e^{-\frac{t}{T_3}} \right) + I_c$, де

$$I_{\text{кз}} T_M = J \frac{\omega_0}{c} \quad (8.22)$$

Якщо $M_c = 0$, то в (8.22) $I_c = 0$, а криві $\omega(t)$ і $i(t)$ наведені на рис.8.7,а,б.

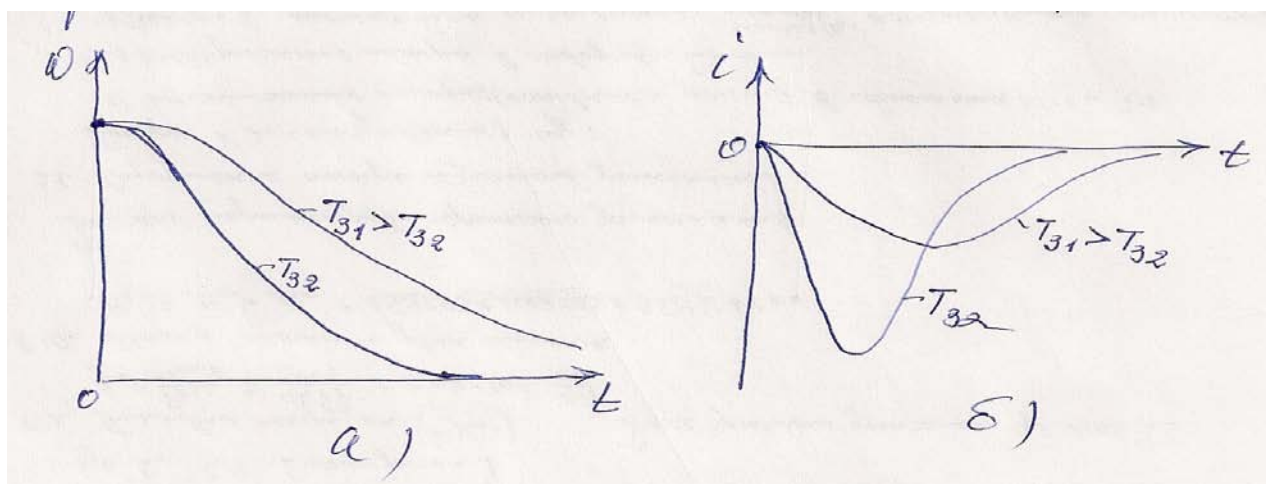


Рис. 8.7

Максимум струму гальмування одержимо з (8.16) прирівнявши її похідну до 0. Тоді:

$$I_{\text{гал.мах}} = -I_{\text{кз}} \left(\frac{T_M}{T_3} \right)^{\frac{T_3}{T_3 - T_M}} + I_c \quad (8.23)$$

Якщо гальмування виконується без навантаження, то $I_c = 0$.

Реверсування двигуна виконують зміною полярності ОЗ генератора, що приводить до швидкого спадання струму генератора, а потім до його росту в зворотньому напрямку.

Форсування збудження при реверсуванні виконують аналогічно як при пуску. Докладніше див.(2).

Залежності $\omega(t)$ і $i(t)$ при реверсуванні наведені на рис.8.8,а,б.

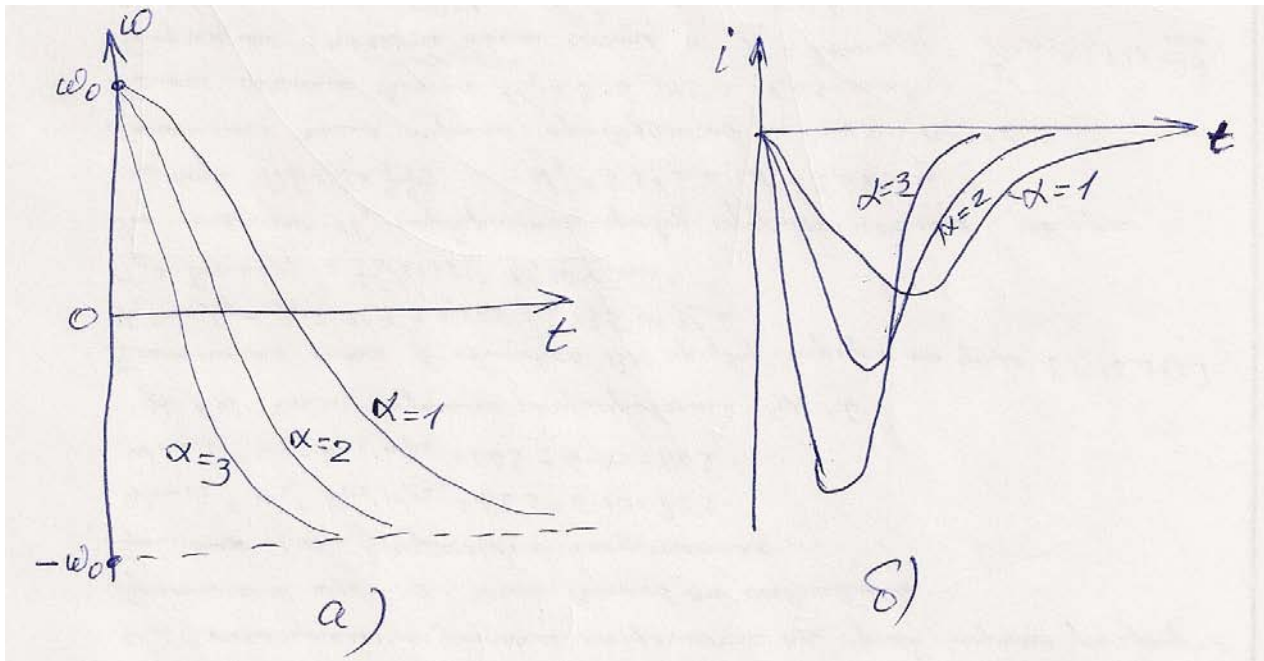


Рис. 8.8

Час реверсування є залежним від значень α і T_z .

Якщо необхідно обраховувати індуктивність кола якоря і насиченість генератора, треба використовувати для розрахунків ЕОМ.

Отже, формування перехідних процесів є залежним від інерційності перетворювача. В системі Г-Д з урахуванням значення $L_{я}$ неможливо лінійне зростання струму і тому важко формувати темп наростання моменту. В системі Г-Д можлива висока стабільність максимального кутового прискорення. Але в розімкненій системі керування кутове прискорення є залежним від навантаження. Тому, якщо до системи є жорсткі вимоги, слід використовувати замкнену систему.

Розділ 9. Енергетика електропривода

9.1 Енергетичні показники роботи

Більше половини електроенергії, яка виробляється, використовується на живлення електроприводів. Тому визначення основних енергетичних показників і засобів їх поліпшення має велике практичне значення.

До основних енергетичних показників належать витрати потужності P та енергії, ККД – η , коефіцієнт потужності – . Ці показники залежні від режиму роботи ЕП, швидкості, напруги живлення, частоти та ін.

Потужність електричної енергії, що подається з мережі на вхід ЕП, в основному витрачається на реалізацію руху робочого органу, зміну запасу кінетичної і потенціальної енергії в механічній частині ЕП, а також запасу енергії в ємностях та індуктивностях електричної частини. А витрати енергії розсіюються у вигляді теплоти – це добре відомо з курсу електричних машин.

Потужність витрат в ЕП, який не регулюється, складається з витрат в двигуні і в механізмах ЕП, тобто

$$\sum \Delta p = \sum p_{\text{дв}} + p_{\text{мех}}$$

В свою чергу, як відомо, витрати в двигуні складаються з постійних та змінних витрат, відповідно p_o і p_m , де $p_m = k_n^2 \cdot p_{m.\text{ном}}$. Тоді $\sum p_{\text{дв}} = p_o + k_n^2 \cdot p_{m.\text{ном}}$, де коефіцієнт навантаження для ДПС $k_n = \frac{I_{\text{я}}}{I_{\text{я.ном}}}$, для АД це $\frac{I_2'}{I_{2.\text{ном}}}'$, для СД це $\frac{I_1}{I_{1.\text{ном}}}$.

Можливо також вважати що $k_n \approx \frac{P_2}{P_{2.\text{ном}}}$, тобто відношення корисних потужностей.

Як відомо з курсу «Електричні машини», постійні витрати p_o не є насправді незмінними, але якщо двигун працює на природній характеристиці, вони змінюються незначно. А змінні витрати залежні від струму навантаження. Якщо коефіцієнт витрат

$$\alpha = \frac{p_o}{p_{m.\text{ном}}}, \text{ то}$$

$$\sum p_{\text{дв}} = p_o + k_n^2 \cdot p_{m.\text{ном}} = p_{m.\text{ном}} \cdot (\alpha + k_n^2).$$

Відомо також, що ККД є максимальним, коли $k_n = \sqrt{\alpha}$, тому змінюючи співвідношення постійних та змінних витрат при проектуванні двигуна можливо знайти максимум ККД при навантаженнях більше або менше за номінальну. Також у машин змінного струму можливо змінювати , а СД може використовуватися як генератор реактивної потужності.

Криві η і в залежності від k_n наведені на рис. 9.1

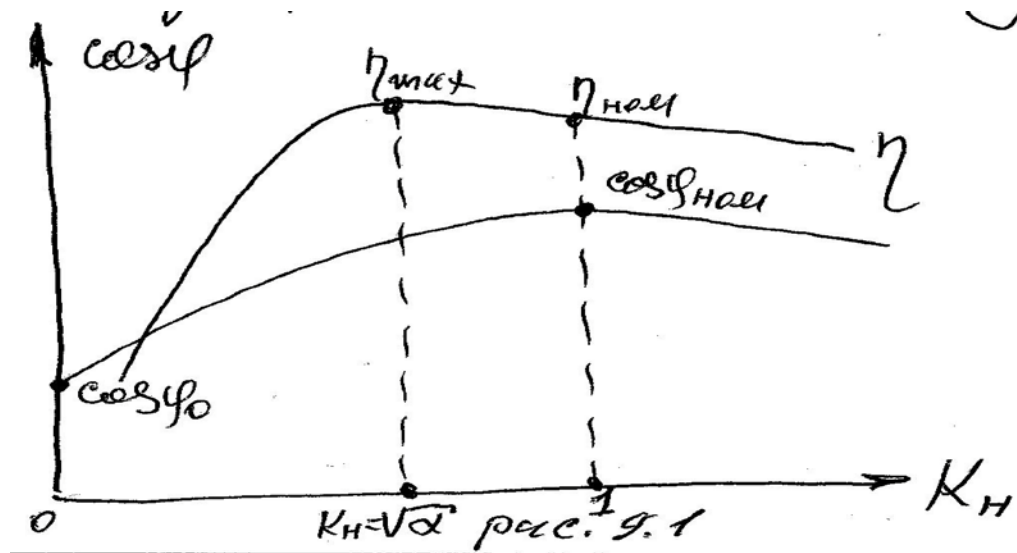


Рис. 9.1

Слід визначити, що з ростом габаритів електродвигунів тепловіддача обмоток стає значно гіршою, тому при проектуванні у більш потужних машин зменшують струмове навантаження, а це відзначає, що чим більша потужність електромашини тим вищий її ККД і $\cos \varphi$.

9.2 Втрати потужності і енергії при сталому режимі роботи ЕП.

Оскільки первинна (підведена) потужність $P_1 = P_2 + \sum p_{\text{дв}}$, то ККД з урахуванням 9.1

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + \sum p_{\text{дв}}} = \frac{k_H \cdot P_{2.\text{ном}}}{k_H \cdot P_{2.\text{ном}} + p_{\text{м.ном}}(\alpha + k_H^2)} \quad (9.2)$$

З виразу 9.2 можливо одержати вирази для η_{max} (коли $k_H = \sqrt{\alpha}$) і для $\eta_{\text{ном}}$ (коли $k_H = 1$).

Оскільки з 9.2 $\sum p_{\text{дв}} = \frac{P_2}{\eta}(1 - \eta)$, то використовуючи каталожні дані ($P_{2.\text{ном}}$ і $\eta_{\text{ном}}$) можливо визначити витрати в номінальному режимі $\sum p_{\text{дв.ном}}$ і, як слідує з цього, постійні витрати $p_{\text{одв.ном}} = \sum p_{\text{м.ном}} - p_{\text{я.}} = \sum p_{\text{я.}} - I^2 R$, де R - результуючий опір кола якоря МПС, з урахуванням активного опору перетворювача.

За час роботі ЕП t_p , а коли навантаження змінюється циклічно, то

$$\Delta A = \int_0^{t_y} \sum p(t) dt \approx \sum_{i=1}^m \sum p_i t_i \quad (9.3)$$

В 9.3 і далі будемо витрати двигуна означати без індексу (дв), тобто $\sum p$.

Як відомо, для якірного кола МПС:

$$UI_{\text{я}} - I_{\text{я}}^2 R_{\text{я}} = EI_{\text{я}} = P_{\text{ем}} = P_1 - p_{\text{м}} \quad (9.4)$$

- електромагнітна потужність. Оскільки $P_1 = M \omega_0$, $U = c_M \Phi \omega_0$ і $M = c_{M\text{я}} \Phi I$, то з урахуванням 9.4 змінні витрати:

$$p_{\text{м}} = P_1 - P_{\text{ем}} = c_M \Phi \omega_0 I_{\text{я}} - c_M \Phi \omega I_{\text{я}} = M (\omega_0 - \omega) \frac{\omega_0}{\omega_0} = P_1 \cdot \Delta \omega^* \quad (9.5)$$

Для АД витрати в роторі (див. енергетичну діаграму)

$$P_{M_2} = P_{\text{ем}} - P_{\text{мех}} = M \omega_0 - M \omega = M (\omega_0 - \omega) \frac{\omega_0}{\omega_0} = M \omega_0 \cdot S \quad (9.6)$$

Бачимо, що змінні витрати в колах роторів МПС 9.5 і АД 9.6 ідентичні. А витрати і колі статора 3-х фазного АД такі:

$$p_{\text{м}_1} = 3I_1^2 r_1 \approx 3I_2'^2 r_1 \cdot \frac{r_2'}{r_2'} = p_{\text{м}_2} \frac{r_1}{r_2'} \quad (9.7)$$

Отже, змінні витрати в АД можливо визначити склавши 9.6 і 9.7:

$$p_{\text{м}} = p_{\text{м}_1} + p_{\text{м}_2} = M \omega_0 S \left(1 + \frac{r_1}{r_2'} \right) \quad (9.8)$$

Втратами в системах керування за їх незначністю можливо знехтувати.

9.3 Втрати потужності і енергії в перехідних режимах роботи ЕП

Витрати енергії в двигуні за час перехідного процесу t_{nn} взагалі дорівнюють:

$$\Delta A = \int_0^{t_{nn}} \sum p dt = \Delta A_{\text{ном}} + \Delta A_{\text{змін}}, \text{ де}$$

$$\Delta A_{\text{ном}} = p_o t_{nn} \quad \text{і} \quad \Delta A_{\text{змін}} = \int_0^{t_{nn}} i^2(t) R dt. \quad (9.9)$$

Нагадаємо, що в цих режимах струми двигунів завжди більші за номінальні. Час t_{nn} завжди дуже малий, тому втрати $\Delta A_{пост}$ також дуже малі, тому далі вони враховуватися не будуть. Бачимо, що 9.9 використовувати дуже незручно.

Спростимо наше завдання і розглянемо витрати $\Delta A_{змін}$ спершу, коли навантаження ЕП немає, тобто $M_c = 0$.

9.3.1 Втрати при $M_c = 0$.

В роторному колі згідно 9.5 і 9.6:

$$\Delta A_{змін} = \Delta A_{20} = \int_0^{t_{nn}} M \omega_0 S dt \quad (9.10)$$

Якщо $M_c = 0$, то $M = J \frac{d\omega}{dt}$ і диференціал часу $dt = J \frac{d\omega}{M} = -J \omega_0 \frac{dS}{M}$, оскільки $\omega = \omega_0(1 - S)$.

У початковий час $t = 0$ і $S = S_{поч}$, а коли $t = t_{nn}$, то $S = S_{кінц}$. Розв'яжемо рівняння 9.10 з урахуванням усіх цих обставин, тоді:

$$\Delta A_{20} = \int_{S_{поч}}^{S_{кінц}} M \omega_0 S \left(-J \omega_0 \frac{dS}{M} \right) = -J \omega_0^2 \int_{S_{поч}}^{S_{кінц}} S dS = \frac{J \omega_0^2}{2} (S_{поч}^2 - S_{кінц}^2) \quad (9.11)$$

Вираз 9.11 вже використовувати зручно, тому розглянемо приклади ДПС і АД в різних перехідних режимах. Це можливо зробити з урахуванням висновків по 9.5 і 9.6.

9.3.1.1 Пуск двигуна

Оскільки $M_c = 0$, то $\omega_{поч} = 0$ і $\omega_{кінц} = \omega_0$, тобто $S_{поч} = 1$ і $S_{кінц} = 0$, тоді згідно 9.11.

$$\Delta A_{пуск} = J \frac{\omega_0^2}{2} \quad (9.12)$$

Отже, витрати енергії чисельно дорівнюють запасу кінетичної енергії, яку накопичують усі механічні частини ЕП кінцю пуску. Ця енергія розсіюється у вигляді теплоти. Але ж ЕП набув до кінця пуску таку ж кінетичну енергію, тому витрати електричної енергії з мережі будуть $\Delta A_{ел} = J \omega_0^2$.

9.3.1.2 Динамічне гальмування

Як відомо, при цьому ковзання $S = \frac{\omega}{\omega_0}$, а $\omega_{поч} = \omega_0$ і $\omega_{кінц} = 0$, тобто $S_{поч} = 1$ і $S_{кінц} = 0$

Тоді згідно 9.11 $\Delta A_{20.д.з} = \Delta A_{20.пуск}$. Весь запас кінетичної енергії, яку мав ЕП при кутовій швидкості ω_0 перетворився у витрати, які розсіялися у вигляді теплоти.

9.3.1.3 Гальмування протиповмикуванням

При $\omega_{поч} = -\omega_0$ і $\omega_{кінц} = 0$, тобто $S_{поч} = 2$ і $S_{кінц} = 1$. Згідно 9.11, одержимо

$$\Delta A_{20.з.пр} = J \frac{\omega_0^2}{2} (2^2 - 1^2) = \frac{3}{2} J \omega_0^2, \text{ тобто ці витрати дорівнюють потрібному}$$

запасу кінетичної енергії і втричі перевищують витрати при динамічному гальмуванні.

9.3.1.4 Реверсування ЕП

Тут $\omega_{поч} = -\omega_0$ і $\omega_{кінц} = 0$, тобто $S_{поч} = 2$ і $S_{кінц} = 0$.

Тоді згідно 9.11 $\Delta A_{20.рев} = 2 J \omega_0^2 = \Delta A_{20.з.пр} + \Delta A_{20.пуск}$

9.3.1.5 Витрати у АД

Усі ці витрати згідно 9.5 і 9.6 справедливі для роторних кіл ДПС і АД. Але для останніх слід також визначити витрати в колі статора згідно 9.7 і 9.8:

$$\Delta A_{10} = \Delta A_{20} \frac{r_1'}{r_2}$$

Повні витрати у АД будуть:

$$\Delta A_{о.ад} = \Delta A_{10} + \Delta A_{20} = \Delta A_{20} \left(1 + \frac{r_1'}{r_2}\right) = J \frac{\omega_0^2}{2} (S_{поч}^2 - S_{кінц}^2) \left(1 + \frac{r_1'}{r_2}\right) \quad (9.12)$$

Як бачимо з 9.13, у АД витрати у колі ротора ΔA_{20} незалежні від цього опору r_2' , а витрати у колі статора обернено пропорційні величині r_2' . Витрати визначаються лише механічними параметрами, тобто запасом кінетичної енергії в усталеному режимі і межами зміни швидкості. Витрати не змінюються за прямим пуском, або з

використанням пускового резистора. З 9.13 бачимо, що за допомогою резистора у колі ротора не змінюючи ΔA_{20} можливо зменшити ΔA_{10} .

9.3.1.6 Пуск ДПС

Розглянемо витрати, які існують у цьому режимі за допомогою ідеалізованих графіків, котрі відповідають режиму пуску і показані на рис. 9.2.

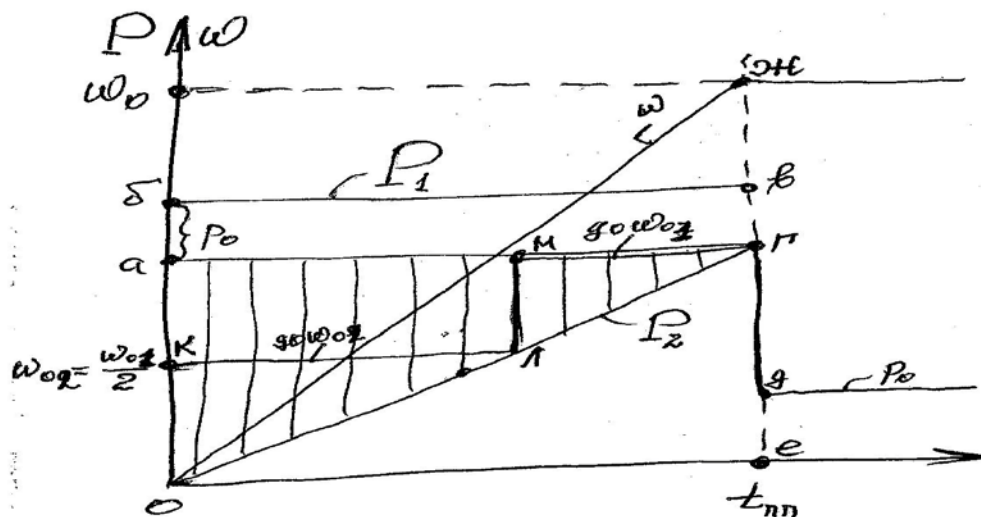


Рис. 9.2

На рис. 9.2 P_1 - це потужність, яка підведена до двигуна за час пуску, тобто перехідного процесу $t_{пн}$. Сумарна енергія за час $t_{пн}$ відповідає прямокутнику **обве**.

Потужність холостого ходу (пуск іде при $M_c = 0$) P_0 показана прямокутником **абвг**, вона ж залишається і після часу $t_{пн}$, тобто відрізки **аб** і **де** дорівнюють один одному. Швидкість зростає по прямій **ож**, вона за час $t_{пн}$ досягає значення ω_0 . Корисна потужність P_2 зростає по прямій **Ог** і досягає максимуму до кінця пуску, а потім спадає до 0, оскільки $M_c = 0$. Енергія, яку споживає двигун (його якірне коло) під час пуску – є прямокутник **Оаге**, але оскільки P_2 зростає прямолінійно до точки **г**, то трикутник **Оге** – є корисна робота, тоді трикутник **Оаг** – це витрати у колі якоря.

Отже, заштрихований трикутник **Оаг** відповідає витратам, які визначені виразом 9.12.

Якщо під час пуску графіки мають складні форми, то площини, які обмежені цими кривими, можливо визначити інтегруванням.

Графіки на рис. 9.2. і вираз 9.12 та ін. дозволяють зробити висновок: зменшення витрат у перехідному режимі можливо, якщо зменшувати момент інерції J , або збільшувати швидкість ω_0 поступово, ступінчасто.

9.3.2 Способи зменшення витрат у перехідних режимах

9.3.2.1 Зменшення моменту інерції J

Це добре відомо з розділу «Механіка ЕП», але нагадаємо деякі особливості.

Момент інерції треба зменшувати як у двигуна, так і у механічній частині ЕП. У двигуна можливо зменшувати діаметр якоря (якщо дозволяє напруга) і збільшувати його довжину. (Згадайте сталу Арнольда). Звичайно сумарний момент інерції двох двигунів половинної потужності менше ніж одного двигуна повної потужності.

Як відомо, циліндр масою m і радіусом r має момент інерції $J = m \frac{r^2}{2}$, де $\frac{r^2}{2} = \rho^2$ - квадрат радіуса інерції. Інколи ще існує вираз «маховий момент» GD^2 , де $G = m$, а D^2 - є квадрат діаметру інерції, тобто $D^2 = (2\rho)^2$. Тоді $GD^2 = m(2\rho)^2 = 4m\rho^2 = 4J$.

З цих виразів можливо зробити висновок яким чином треба зменшувати момент інерції механізмів ЕП.

9.3.2.2 Регулювання швидкості ω_0

Якщо підвищувати значення ω_0 ступінчато, то енергія буде також дозуватися і витрати зменшаться.

Розглянемо пуск, у якому швидкість ω_0 досягається за n ступенів, ω_{on} - це швидкість на останній ступені, а відстань між двома суміжними ступенями $\Delta\omega_i = \frac{\omega_{on}}{n}$. Хай початкова швидкість $\omega_{поч} = \omega_{oi}$, а кінцева $\omega_{кінц} = \omega_{0(i+1)}$, тоді згідно 9.12 витрати

на i -ой ступені дорівнюють: $\Delta A_{20.пуск} = J \frac{\Delta\omega_i^2}{2} = J \frac{\left(\frac{\omega_{on}}{n}\right)^2}{2}$. Якщо пуск одразу до

швидкості ω_0 згідно 9.12, то і витрати зразу за весь діапазон від $\omega = 0$ до $\omega = \omega_0$.

Але ми маємо n ступенів і тоді сумарні витрати за пуск на усіх ступенях будуть:

$$\Delta A_{20.пуск.ступ.} = \Delta A_{20.i.пуск} \cdot n = J \frac{\omega_{on}^2}{2n} \quad (9.14)$$

Отже, витрати за виразом 9.14 де пуск виконувався в n ступенів зменшились в n разів, як порівняти з пуском в одну ступінь за виразом 9.12.

Практично, це можливо, коли пускають два ДПС перемикаючи їх з послідовного на паралельне з'єднання, або для двошвидкісного АД з перемиканням пар полюсів: по-перше вмикають нижчу швидкість ω_{o2} з більшою кількістю пар полюсів, а коли ця швидкість досягнута, перемикають АД на меншу кількість пар полюсів і досягають швидкість $\omega_{o\phi} = 2\omega_{o2}$. На першій ступені витрати будуть:

$$\Delta A_{20.I} = J \frac{\omega_{o2}^2}{2} = \frac{\left(\frac{\omega_{o1}}{2}\right)^2}{2} = J \frac{\omega_{o1}^2}{8}, \text{ а на другій ступені } \Delta A_{20.II} = J \frac{(\omega_{o1} - \omega_{o2})^2}{2} = J \frac{\omega_{o1}^2}{8},$$

тобто сумарні витрати будуть $\Delta A_{20.пуск} = \Delta A_{20.I} + \Delta A_{20.II} = J \frac{\omega_{o1}^2}{4}$ у два рази менше за прямий пуск згідно виразу 9.12.

Такий 2-х ступінчастий пуск ДПС проілюстровано на рис. 9.2. Замість трикутника витрат **Оаг** при прямому пуску маємо два трикутника: **Окл** і **лмг** відповідно при пуску до швидкості ω_{o2} і $\omega_{o\phi} = 2\omega_{o2}$. Як бачимо, витрати зменшились удвічі.

Регулювання швидкості ω_o можливо в системі перетворювач – двигун: для ДПС зміною напруги живлення, а для АД зміною частоти і напруги живлення.

Зменшуються витрати також і при ступінчастому гальмуванні. Розглянемо це на прикладі двошвидкісного АД, механічні характеристики якого дані на рис. 9.3.

Характеристика 1 – це вмикання з $2p = 2$, характеристика 2 – з $2p = 4$. Характеристики 3 і 4 – це відповідно противовмикання характеристикам 1 і 2.

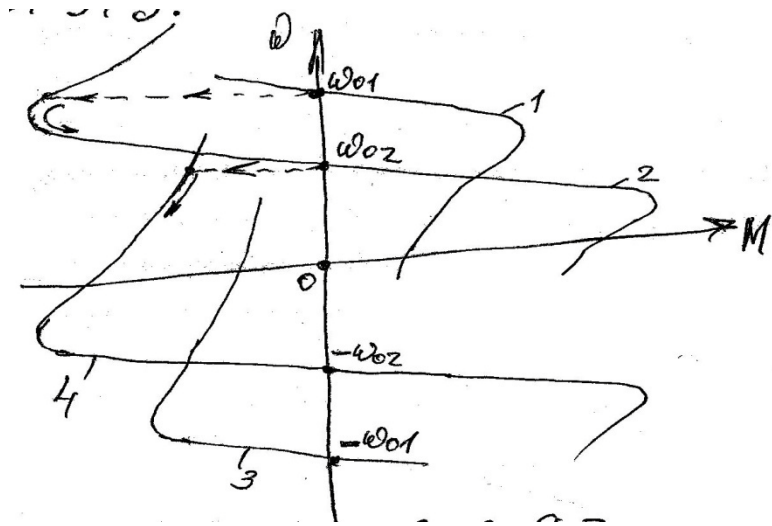


Рис. 9.3

Наприклад, розглянемо гальмування протиповмиканням. Якщо одразу перейти з характеристики 1 на характеристику 3, витрати будуть як вказано в 9.3.1.3, тобто

$$\Delta A_{20.з.пр} = 3J \frac{\omega_0^2}{2}.$$

При ступінчастому гальмуванні протиповмиканням по-перше перемикають двигун з характеристики 1 на характеристику 2. При цьому виконується рекуперативне гальмування (другий квадрант); на цьому етапі $S_{поч} = -1$ і $S_{кінц} = 0$, а витрати будуть

$$J \frac{\omega_{o2}^2}{2} = J \frac{\omega_{o1}^2}{8}.$$

На другому етапі від швидкості ω_{o2} на характеристиці 2, змінив порядок чергування фаз перемикають двигун з характеристики 2 на характеристику 4.

Тут $S_{поч} = 2$, і витрати будуть $\frac{3}{2} J \omega_{o2}^2 = \frac{3}{2} J \left(\frac{\omega_{o1}}{2} \right)^2 = 3J \frac{\omega_{o1}^2}{8}$. Тоді сумарні витрати

$$\text{двох етапів } \Delta A_{20.з.пр.2} = J \frac{\omega_{o1}^2}{8} + 3J \frac{\omega_{o1}^2}{8} = J \frac{\omega_{o1}^2}{2},$$

тобто втричі менше за пряме гальмування протиповмиканням. Також буде і з витратами в статорі АД.

9.3.3 Витрати при навантаженні, тобто при $M_c \neq 0$.

Для визначення витрат енергії при роботі ЕП під навантаженням використаємо формулу 9.10, в якій момент двигуна $M = M_c + J \frac{d\omega}{dt}$. Тоді формула одержить вигляд

$$\Delta A_{2H} = \int_0^{t_{nn}} M (\omega - \omega_0) dt = \int_0^{t_{nn}} \left(M_c + J \frac{d\omega}{dt} \right) (\omega_0 - \omega) dt =$$

$$= \int_0^{t_{nn}} M_c (\omega_0 - \omega) dt + \int_{\omega_{поч}}^{\omega_{кінц}} J (\omega_0 - \omega) d\omega = \int_0^{t_{nn}} M_c (\omega_0 - \omega) dt + J \frac{\omega_0^2}{2} (S^2 - S^2_{поч}). \quad (9.15)$$

Оскільки і момент і швидкість можуть бути складними, та ще і нелінійними, функціями часу, використовувати 9.15 дуже складне.

Тому будемо вважати, що за час t_{nn} , який є залежним від величини M_c , діє деякий $M_{cp} = const$, при якому час t_{nn} буде таким, як і за реальним моментом. Розглянемо це за допомогою механічної характеристики АД на рис. 9.4.

$$\text{Якщо } k_M = \frac{M_{max}}{M_{ном}}, k_{II} = \frac{M_{пуск}}{M_{ном}}, \text{ то } M_{cp} = \frac{M_{ном}}{2} (k_M + k_{II}).$$

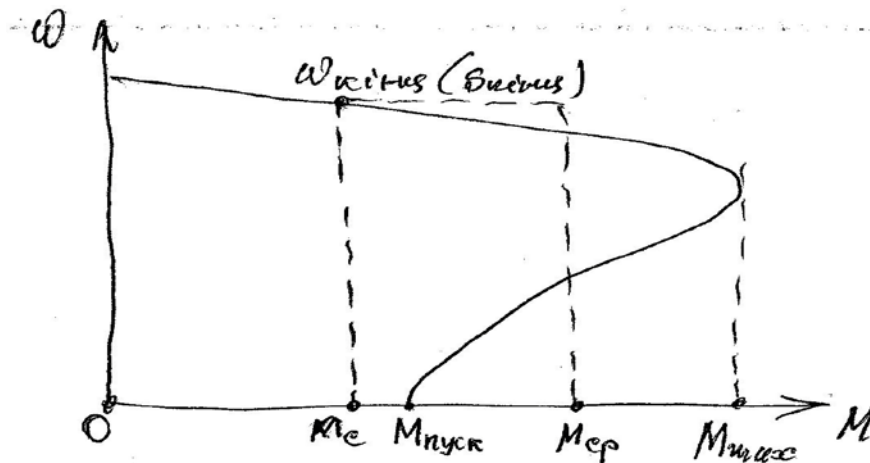


Рис. 9.4

При навантаженні диференціал часу $dt = -J \omega_0 \frac{dS}{M \mp M_c}$, де знак « - » відповідає пуску, а знак « + » - гальмуванню.

Замінивши межі інтегрування: $0 \rightarrow S_{поч}$, $t_{nn} \rightarrow S_{кінц}$, $M \rightarrow M_{cp}$, одержимо

$$\Delta A_{2H} = \frac{M_{cp}}{M_{cp} \mp M_c} J \frac{\omega_0^2}{2} (S_{поч}^2 - S_{кінц}^2) = \frac{M_{cp}}{M_{cp} \mp M_c} \Delta A_{20} \quad (9.16)$$

Вираз 9.16 визначає витрати енергії у перехідних режимах у колах роторів МПС і АД. Для визначення повних витрат в АД слід використовувати вираз 9.13. З 9.16 бачимо, що витрати при реактивному моменті навантаження порівняно з

холостим ходом збільшується в режимі пуску і зменшуються в режимі гальмування (знак « - » в 9.16), оскільки при гальмуванні частка накопиченої кінетичної енергії витрачається на подолання моменту навантаження M_c і в двигуні буде виділятися у вигляді витрат лише частка усїєї кінетичної енергії.

9.4 Втрати енергії в перехідних процесах в системі керуючий перетворювач – двигун (КП – Д)

9.4.1 Система статичний перетворювач – двигун (СКП – Д)

При плавній зміні напруги живлення для ДПС, або напруги і частоти для АД джерело задає нагромаджувачу енергетичний рівень ω_0 не стрибком, а поступово. При цьому різниця між ω_0 , яка задана джерелом, і швидкістю ротора ω , буде меншою за стрибкоподібною зміною ω_0 . Тому зменшуються і витрати. Наприклад, якщо $M_c = 0$, а ω_0 змінюється безмірно повільно, то ω устигає слідувати за неї. Енергія від джерела буде повністю витрачатись на кінетичну енергію ротора, а витрати при цьому цілком відсутні.

В інтервалі часу $0 < t < t_n$ $\omega_0 = \varepsilon_n t = \frac{U_{n.ном}}{c_M \Phi}$, де ε_n - кутове прискорення. Кутова швидкість ротора $\omega = \varepsilon_n t - T_M \varepsilon_n (1 - e^{-\frac{t}{T_M}})$, а момент $M = J \varepsilon_n (1 - e^{-\frac{t}{T_M}})$, що показано раніше в 8.4 і 8.5.

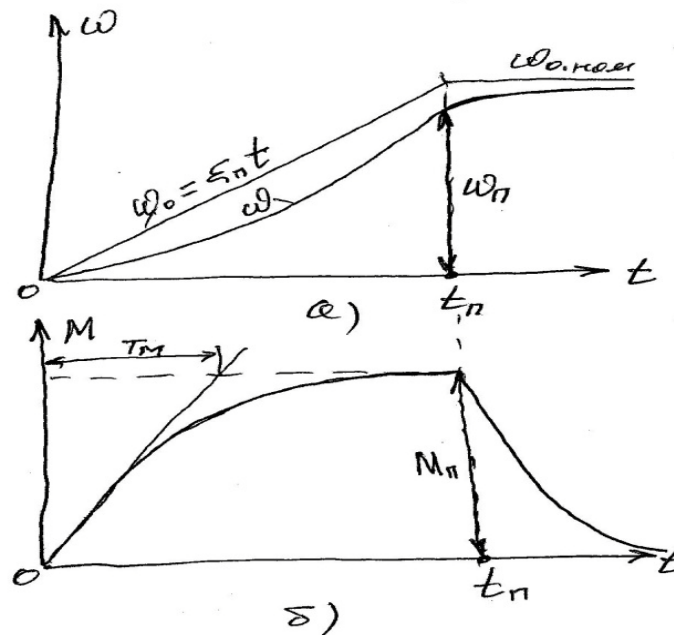


Рис. 9.5

Коли $t < t_n$ $\omega_0 = \omega_{0.ном} = const$, а швидкість і момент будуть $\omega = (\omega_n - \omega_{0.ном})e^{-\frac{t}{T_M}}$;

$M = M_n e^{-\frac{t}{T_M}}$. Вирати будуть як сума двох складових для кожного етапу

$\Delta A_n = \int_0^{t_n} M(\omega_0 - \omega)dt$. В цю відому формулу підставимо $\omega(t)$; $M(t)$:

$\omega(t) \approx \varepsilon_n t - T_M \varepsilon_n$; $(\omega_0 - \omega) = T_M \varepsilon$; $M = J \frac{d\omega}{dt} = J \varepsilon_n$; тоді

$$\Delta A_{n0} = \int_0^{t_n} J \varepsilon_n T_M \varepsilon_n dt = J \frac{\omega_{0.ном}^2}{2} \cdot 2 \frac{T_M}{t_n} \quad (9.17)$$

Завжди t_n набагато більше T_M тому витрати енергії значно менше (в 5...6 разів) за пуск з подаванням напруги стрибком. Якщо $t_n \rightarrow \infty$, то $\Delta A_{n0} \rightarrow 0$. Також знижуються витрати при реверсуванні або гальмуванні, якщо величина ω_0 змінюється плавно.

Хай тепер, тобто робота іде за навантаженням. То після інтегрування і перетворення основного рівняння для витрат, одержимо:

$$\Delta A_{nn} = J \frac{\omega_{0.ном}^2}{2} \cdot 2 \left(\frac{T_M}{t_n} \right)^2 \left(\frac{T_M}{t_n} \right)^2 \left(\frac{t_n}{T_M} - 1 + e^{-\frac{t_n}{T_M}} \right) \quad (9.18)$$

В 9.18 параметр $\alpha_n = 2 \left(\frac{T_M}{t_n} \right)^2 \left(\frac{t_n}{T_M} - 1 + e^{-\frac{t_n}{T_M}} \right) < 1$, він характеризує зменшення витрат порівняно з прямим пуском, коли напруга і частота задаються стрибком. Звичайно $t_n \approx (5...10)T_M$ і $e^{-\frac{t_n}{T_M}} \approx 0$, тоді витрати енергії знижуються приблизно в 3...5 разів порівняльна з пуском при незмінній напрузі.

Для АД, які раніше, треба 9.18 помножити на $\left(1 + \frac{R_1}{r_2} \right)$ де R_1 - результуючий опір фази кола статора системи СКП-Д.

9.4.2 Система генератор-двигун (Г-Д)

Як відомо, ЕРС генератора, тобто і ω_0 , змінюються за законом експоненти. Якщо пуск виконується в холосту ($M_c = 0$), то струм якоря

$$i_{я} = I_{кз} \left(e^{-\frac{t}{T_3}} - e^{-\frac{t}{T_M}} \right) \frac{1}{m-1} \cdot K_A \quad (9.19)$$

$m = \frac{T_3}{T_M}$ - відношення постійних часу обмотки збудження генератора до електромеханічній ЕП; коефіцієнт $K_A = \frac{(\omega_{cm} - \omega_{поч})}{\omega_{0.cm}}$, він дорівнює: для пуску $K_A = 1$, для гальмування $K_A = -1$, для реверсування $K_A = -2$. А витрати енергії

$\Delta A_{20.Г-Д} = \int_0^{t_n} i_{я}^2 (R_{яг} + R_{яд}) dt$. Після інтегрування та перетворення одержимо

$$\Delta A_{20.Г-Д} = K_A^2 J \frac{\omega_0^2}{2} \frac{1}{m+1} \quad (9.20)$$

З 9.20 видно, що витрати енергії у ДПС НЗ у системі Г-Д зменшуються в $(m+1)$ разів порівняно з відповідними витратами при подачі на якір нерухомого двигуна

повної напруги. Оскільки двигун одержав кінетичну енергію, це треба ураховувати при визначенні втрат електричної енергії з мережі.

Якщо є навантаження, тобто $M_c = \text{const} \neq 0$ і $I_c = \frac{M_c}{c}$, то

$$\Delta A_{20.\Gamma-D} = \int_0^{t_n} (I_c \mp i_{\text{дин}}) R_{\text{я}} dt, \text{ де } i_{\text{дин}} = i_{\text{я}} - i_c. \text{ Тоді остаточно після інтегрування та}$$

$$\text{перетворення, одержимо } \Delta A_{2H.\Gamma-D} = \Delta A_{20} + P_c T_M \left(\frac{\Delta \omega_{\text{chn}}}{\omega_0 T_M} \pm 2K_A \right), \text{ де } P_c -$$

потужність, яку споживає двигун за моментом навантаження M_c .

Отже, остаточно з'ясовано, що у будь-яких випадках системи Г-Д, витрати будуть тим менше, чим інерційніше коло збудження генератора, чим повільніше змінюється напруга живлення двигуна.

9.5 ККД і $\cos \varphi$ ЕП

9.5.1 ККД системи ЕП

ККД системи є відношення корисної енергії до споживача:

$$\eta = \frac{A_{\text{кор}}}{A_{\text{спож}}} = \frac{A_{\text{кор}}}{A_{\text{кор}} + \Delta A} = \frac{\sum_{i=1}^n P_{\text{кор}.i} t_i}{\left(\sum_{i=1}^n P_{\text{кор}.i} t_i + \sum_{i=1}^n p_i t_i \right)}$$

У цьому виразі усі визначення добре відомі: це потужності і витрати за деяку ділянку часу, а таких ділянок у циклі роботи - n . Цей ККД зветься цикловим або

середньозваженим. Якщо у циклі роботи $P = \text{const}$, то $\eta = \frac{P_{\text{кор}}}{P_{\text{кор}} + \Delta p}$

ККД усієї електромеханічній системи ЕП є результат помноження таких ККД: перетворюючого пристрою $\eta_{\text{пу}}$, керуючого пристрою $\eta_{\text{ку}}$, двигуна $\eta_{\text{д}}$ і механічного перетворювача $\eta_{\text{мн}}$, тобто $\eta = \eta_{\text{пу}} \cdot \eta_{\text{ку}} \cdot \eta_{\text{д}} \cdot \eta_{\text{мн}}$ де найбільш значним і визначеним є $\eta_{\text{д}}$.

Відомо, що зі збільшенням потужності і кутової швидкості η_0 також збільшується. Він буде також вище, якщо зменшується час роботи двигуна на холостому ході, або при недовантаженому двигуні. Наприклад, як відомо з курсу «Електричні машини» у останньому випадку АД слід перемикає з трикутника на зірку. Для АД при даному моменті навантаження існує така напруга, при якій споживчий струм буде мінімальним. Тому існують такі схеми зворотних зв'язків, які мінімізують споживчий струм: ці схеми використовують регулятори напруги, які вмикають у коло статора.

9.5.2 Коефіцієнт потужності системи ЕП

АД споживають активну P і реактивну Q потужність, тоді повна потужність

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}.$$

Цикловий або середньозважений коефіцієнт потужності

$$\cos \varphi_{c3} = \frac{A_{акт}}{A_{повн}} = \frac{\sum_{i=1}^n P_i t_i}{\sum_{i=1}^n S_i t_i}.$$

З енергетичної діаграми відомо, що $P_1 = M \omega_0 + 3I_1^2 r_1 + p_{cm}$;
 $Q = 3I_0^2 x_m + 3I_1^2 x_1 + 3I_2^2 x_2$, де $M \omega_0 P_{ем}$.

Як і ККД, коефіцієнт потужності збільшується зі збільшенням потужності і кутової швидкості ω_0 . Звичайно номінальне значення $\cos \varphi$ буде більшим у двигунів з кількістю пар полюсів $p=1$ за $p=4$. Оскільки $\cos \varphi = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}}$, то

$$Q = P \sqrt{\frac{1}{\cos^2 \varphi} - 1} = P \tan \varphi \quad (9.21)$$

Можливо вважати, що у декількох АД середній $\cos \varphi \approx 0.85$, тоді $\angle \varphi = 31.79^\circ$, а $\tan \varphi = 0.62$. Тобто, з 9.21 виходить, що на кожний кіловат активної потужності АД споживає 0,62 кВА реактивної. Чим нижче $\cos \varphi$, тим більша реактивна потужність, яка додатково завантажує електромережі.

З рис 9.1 бачимо, що, як і низький ККД, також низький $\cos \varphi$ буде у АД, які працюють вхолосту, або недовантажені. В деяких випадках слід замість асинхронних

використовувати синхронні двигуни, які спроможні працювати з $\cos \varphi = 1$, або навіть з випереджаючим.

Коефіцієнт потужності також слід урахувати в системі СКП-ДПС, оскільки ця система споживає з мережі реактивну потужність, тому що регулювання напруги U відбувається затриманням відкриття тиристорів, а при цьому зсувається фаза струму по відношенню до напруги мережі. Крім того, спотворюється форма напруги системи електропостачання, а це зменшує ККД і потужність інших ЕП. Відступ від синусоїди напруги також негативно впливає на системи захисту, керування, електровимірювальних пристроях та ін.

Якщо V - коефіцієнт спотворення струму першої гармоніки $\left(v = \frac{I_1}{I_{\text{мережі}}} \right)$, а для неї кут - φ_1 , то для системи $\cos \varphi = v \cos \varphi_1$. Якщо кути керування і комутації тиристорів відповідно α і γ , то $\cos \varphi_1 \approx \left(\alpha + \frac{\gamma}{2} \right)$.

Зниження кутової швидкості ЕП (це зростання кута α) або збільшення навантаження (кут γ) зменшує $\cos \varphi$. Можливо вважати приблизно, що $\cos \varphi \sim \omega^* = \frac{\omega}{\omega_{0.\text{нр}}}$, тобто збільшення діапазону регулювання зменшує $\cos \varphi$.

За регулюванням $\cos \varphi_{\text{рег}} \approx \cos \alpha = \frac{E_d}{E_{d\text{max}}} = \frac{\omega_0}{\omega_0}$. Бачимо, що $\cos \varphi$ зростає з ростом відносної кутової швидкості.

Для зменшення несинусоїдальної

Розділ 10. Вибір електродвигунів

10.1 Загальні відомості.

Вибір електродвигунів виконують за родом струму, значенням напруги, потужності, кутової швидкості, характеристиками, пусковими та гальмівними якостями, регулюванням властивостями та ін. Завжди треба намагатися, якщо можливо, вибрати АД, який є самим надійним, простим, легким і дешевим з усіх електродвигунів.

Добрі регульовальні якості мають ДПС, але для них завжди потрібний перетворювач після загальнопромислових мереж трифазного змінного струму.

Стандартна напруга змінного струму дозволяє використовувати АД на **220/127, 280/220 і 660 В**. Для постійного струму це **110, 220, 440** або більше вольт.

Слід також вибирати двигуни за конструктивним виконанням у відношенні захисту від впливу навколишнього середовища: двигуни можуть бути відкритими, захищеними, крапле захищеними, герметичними водо захищеними, вибухозахищеними. Слід також звертати увагу на охолодження двигунів: що це – самовентиляція двигуна або примусова. І та і друга, як відомо з курсу «Електричні машини» мають свої переваги та недоліки.

Вибраний двигун повинен бути повністю використовуваний під час роботи, тобто його потужність повинна бути якраз такою, як треба – не більше - це обмежено класом ізоляції двигуна, але і не менше, бо при цьому будуть знижені, як відомо, ККД та $\cos\varphi$. Тому критерієм вибору двигуна за потужністю є температура його обмоток.

Дотримання встановлених обмежень за допустимою температурою нагрівання забезпечує тривалість служби електродвигуна 15...20 років.

Як вже відомо [5], кожне перевищення допустимої температури нагрівання на **10°C** скорочує тривалість служби ізоляції вдвічі за попереднім значенням.

Слід також пам'ятати, що навантаження на валу двигуна під час роботи не є постійним, а змінюється за часом, тому змінюються втрати потужності, і, як наслідок, температура двигуна. З метою визначення навантаження двигуна будують так звані навантажувальні діаграми, тобто залежність **$M(t)$, $P(t)$** , а інколи ще і **$I(t)$** . Тому треба знати, як же відбувається процес нагрівання, чим він обумовлений, від чого залежить температура двигуна.

10.2 Нагрівання та охолодження електродвигунів.

Під час дослідження процесів нагрівання та охолодження двигуна, виходячи з потреб ЕП, приймають спрощену модель двигуна, розглядаючи його як однорідне тіло із сталі теплоємністю c . Вважають також, що тепловіддача в зовнішнє середовище пропорційна різниці температур двигуна і навколишнього середовища. Нагадаємо, що

ця різниця, тобто перевищення температури двигуна над температурою навколишнього середовища є перегрів τ .

Як відомо, рівняння теплового балансу однорідного тіла має вигляд:

$$Qdt - S\lambda\tau dt = Gcdt, \quad (10.1)$$

де Q - кількість теплоти за одиницю часу,

S – поверхня тіла,

λ – коефіцієнт тепловіддачі,

G – маса тіла,

c – питома теплоємність.

Очевидно, для електродвигуна $Q = \sum p$, $S\lambda = A$ – кількість теплоти, яка віддана за одиницю часу, $Gc = C$. Тоді (10.1) буде таким:

$$\sum p dt - A\tau dt = Cd\tau \quad (10.2)$$

Коли під час нагрівання температура досягає кінцевого значення, тобто $d\tau = 0$, то згідно (10.2)

$$\tau_{\text{кінц}} = \frac{\sum p}{A} \quad (10.3)$$

Підставимо (10.3) в (10.2), тоді

$$\tau_{\text{кінц}} dt - \tau dt = \frac{C}{A} d\tau \quad (10.4)$$

де, як відомо $C/A = T_n$ є постійна часу нагрівання, а рішення (10.4) має вигляд

$$\tau = \tau_{\text{кінц}} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_n}}\right) + \tau_0 e^{-\frac{t}{T_n}} \quad (10.5)$$

де, τ_0 – початковий перегрів при $t=0$.

Може бути, що $\tau_0=0$, тоді (10.5) спрощується. Відомо, що (10.5) – це рівняння експоненти, що при $t/T_n=4$, $\tau=0,98 \tau_{\text{кінц}}$. Очевидно, що величини $\tau_{\text{кінц}}$ і T_n залежні від лінійних розмірів двигуна. T_n визначає швидкість протікання теплових процесів і, наприклад, для тягових двигунів з лінійними розмірами **1м** $T_n=60$ хв. Для допоміжних машин електровозів $T_n=35...40$ хв, для машин потужністю декілька кіловат $T_n=25..30$ хв.

З виразу (10.3) випливає, що:

$$\sum p = \frac{C}{T_n} \tau_{\text{кінц}} \quad (10.6)$$

Вираз (10.6) є дуже важливим: оскільки **C** і **T_n** є величини постійні, то в вузькому діапазоні температур можливо вважати що кінцевий перегрів є пропорційним сумі витрат двигуна.

Очевидно, що якщо, **τ₀ = τ_{кінц}** за нагріванням, а **τ_{кінц} = 0** (коли **Σp = 0**) то рівняння (10.5) перетвориться в рівняння охолодження:

$$\tau = \tau_0 e^{-\frac{t}{T_n}}, \quad (10.7)$$

де **T_n** слід замінити на **T₀** – постійна охолодження. Рівняння (10.7) є дзеркальне відображення (10.5), тобто також є експонентою. Ілюстрація всіх цих варіантів нагрівання і охолодження приведено на рис 10.1

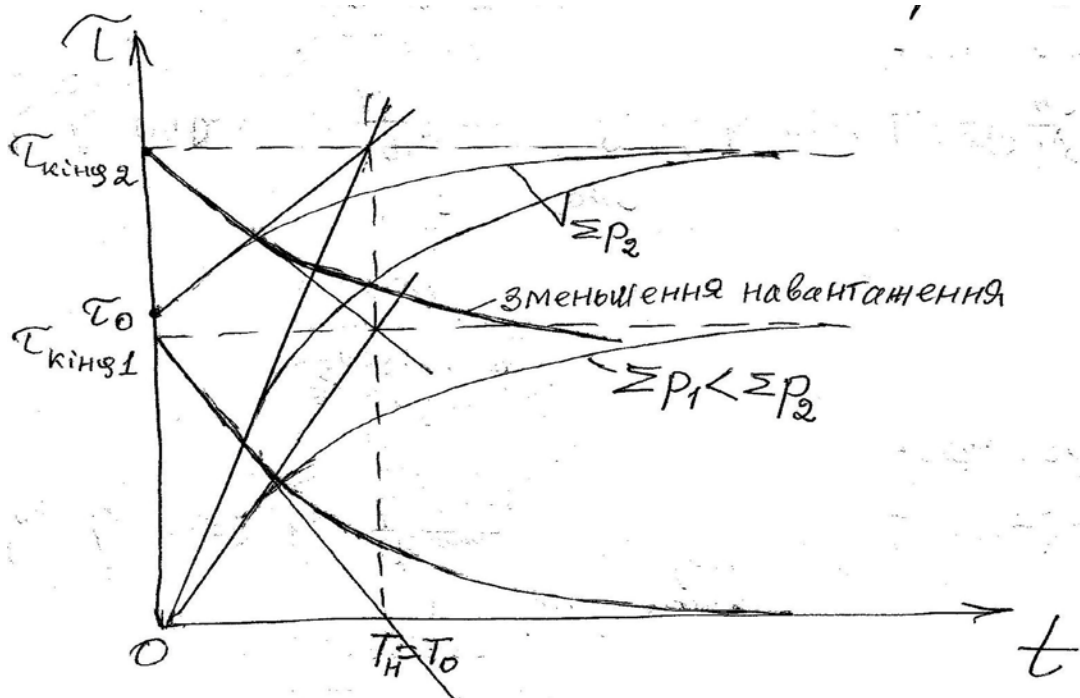


Рис. 10.1

Якщо більше втрати **Σp₂ > Σp₁** то і кінцевий перегрів **τкінц₂ > τкінц₁**. Якщо початковий перегрів **τ₀**, то експонента відповідна. Якщо досягнутий перегрів **τкінц₁**, а потім **Σp₁ = 0**, то почався процес охолодження. Все це визначається сталою часу **T_n**.

Слід відзначити, що коли **τ₀ = 0**, то спочатку процес іде швидше за експоненту, тому що холодна ізоляція дуже погано проводить теплоту. Лише після **τ ≈ 0.5 τкінц** процес іде за експонентою. Тому визначення сталої часу **T_n** за дотичну через початок

координат буде хибним: слід провести дотичну, коли перегрів наблизився до половини кінцевого значення.

Розглянемо тепер різницю між сталими часу нагрівання і охолодження. Теоретично $T_0 = T_n$, але практично це не зовсім так. Оскільки стала часу обернено пропорційна величині A , то вона буде різною за різними значеннями A . Двигун з само вентиляцією має різні значення A , коли його ротор обертається, або коли є нерухомим.

Хай буде A_0 – тепловіддача для нерухомого ротора, а A – для швидкості ω ном. Тоді коефіцієнт погіршення тепловіддачі $\beta_0 = \frac{A_0}{A}$. Якщо вентиляція незалежна (примусова) то $\beta_0 = 1$. У двигунів закритих с само вентиляцією $\beta_0 \approx 0.5$. А у захищених $\beta_0 \approx 0.3$. Отже, коли двигун охолоджується нерухомим стала часу охолодження $T_0 = \frac{C}{A_0} = \frac{C}{\beta_0 A} = \frac{T_n}{\beta_0}$, тобто $T_0 > T_n$. Тому процес охолодження іде повільніше за нагрівання, але обидва процеси визначаються експонентами.

10.3 Номінальні режими роботи електродвигунів.

Відповідно до міжнародної класифікації, яка виходить із особливості протікання теплових процесів, розрізняють наступні номінальні режими роботи.

1. Тривалий режим, S1.

Це режим роботи при незмінному навантаженні двигуна, або навантаженні, що циклічно змінюється. При цьому перегрів досягає усталеного значення. Залежності потужності двигуна $P(t)$ і $\tau(t)$ показано на рис 10.2 а, б.

2. Короткочасний режим, S2.

Це режим роботи, при якому за час роботи t_p з номінальним навантаженням двигун не встигає нагріватися до усталеної температури, а за час паузи охолоджується до значення $\tau=0$. Відповідні залежності $P(t)$ і $\tau(t)$ показано на рис 10.3 а, б. Тут стандартні значення t_p дорівнюють 10, 30, 60, 90 хв.

3. Повторно-короткочасний режим, S3.

Це режим ПВ (повторного вмикання) у якому послідовно змінюються часу роботи t_p і паузи t_0 за який перегрів τ_{max} та τ_{min} не досягають усталених значень. Таке

формування характерно і для інших режимів ПВ. Відповідно залежності $P(t)$ і $\tau(t)$ показано на рисунку 10.4 а, б.

Режим ПВ характеризується тривалістю вмикання у відсотках:

$$ПВ = \frac{t_p}{t_p + t_0} \cdot 100 = \frac{t_p}{t_u} \cdot 100$$

де $t_u = t_p + t_0$ – тривалість робочого циклу, яка повинна бути не більше 10 хв. Стандартні значення ПВ=15, 25, 40, 50 и 60 %.

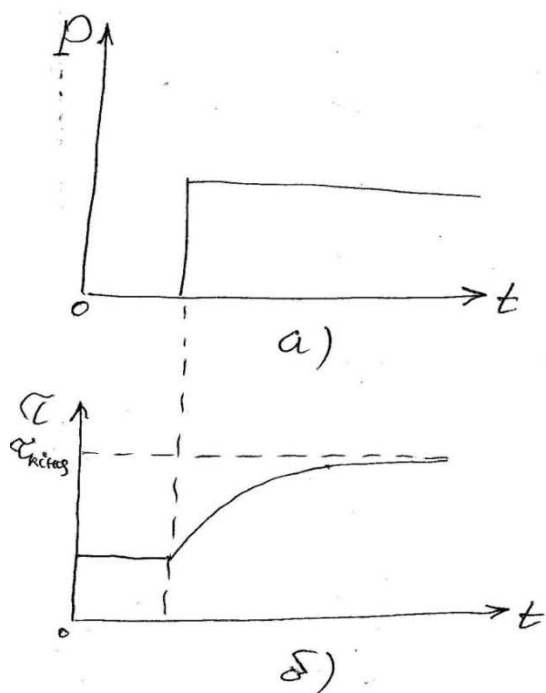


Рис. 10.2

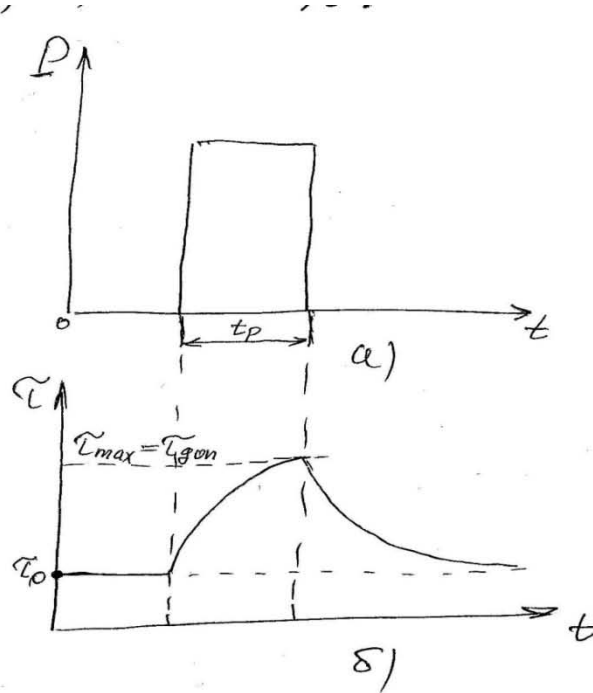


Рис. 10.3

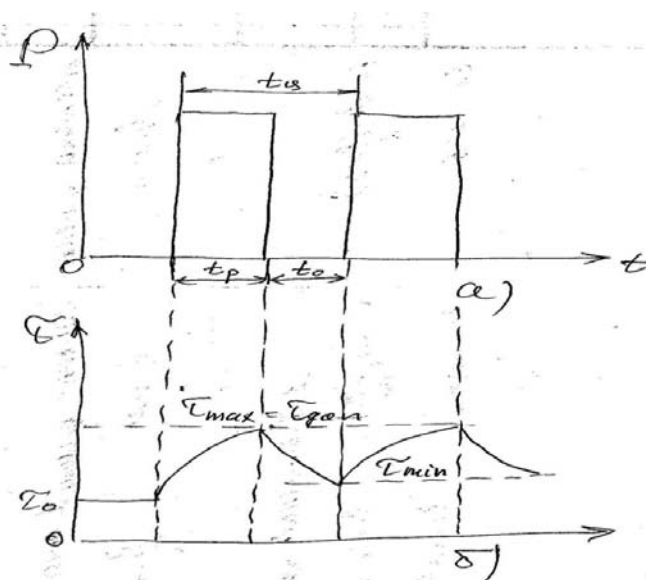


Рис. 10.4.

4. Повторно-короткочасний режим із частими пусками, S4.

Цей режим аналогічний попередньому, але пускові витрати тут впливають на значення τ . Значення ПВ ті ж самі, що і в режимі S3, але, враховують час пуску t_{Π} ,

$$\text{тобто } ПВ = \frac{t_{\Pi} + t_p}{t_{\Pi} + t_p + t_0} \cdot 100.$$

Нормується також кількість пусків за годину (30, 60, 120, та 240) і коефіцієнт інерції ЕП:

$$FI = \frac{J_{EP}}{J_{rot}} = 1, 2; 1, 6; 2, 5; 4; 6, 3; 10$$

де J_{EP} – сумарний зведений момент інерції усього ЕП, а J_{rot} – момент інерції ротора двигуна.

5. Режим ПВ, із частими пусками і електричним гальмуванням, S5.

У цьому режимі враховують також час гальмування t_{Γ} , тоді $ПВ = \frac{t_{\Pi} + t_p + t_{\Gamma}}{t_{\Pi} + t_p + t_{\Gamma} + t_0} \cdot 100$, яке нормується як и в S4. Та сама й кількість пусків за годину. А коефіцієнти інерції такі

FI=1.2;1.6;2;2.5;4. На значення τ суттєво впливають пускогальмівні режими.

6. Режим перемещування. S6.

Цей режим подібний до режиму ПВ, але під час паузи двигун не вимикається з мережі, працюючи в режимі холостого ходу. Тобто $t_{\Pi} = t_p + t_{xx}$. Відносна тривалість

навантаження $ПН = \frac{t_p}{t_p + t_{xx}} \cdot 100$, а час циклу не повинен перевищувати 10 хв. Значення

ПН – такі ж як і ПВ в режимі S3.

7. Режим перемещування з частим реверсуванням S7.

У цьому режимі періоди реверсу змінюються періодами сталого навантаження, перегрів не досягає усталеного значення. Нормується кількість реверсувань за годину (30, 60, 120, 240) і **FI** як в режимі S5.

8. Режим перемещування з двома або більше кутовими швидкостями S8.

Тут періоди з одним навантаженням при одній кутовій швидкості чергуються з періодами при другій кутовій швидкості та відповідному цій швидкості навантаженню. Якщо **tp1**, **tp2**, **tp3** – тривалість роботи на кожній кутовій швидкості, а **tr1**, **tr2** – час електричного гальмування, то відносна тривалість навантаження:

$$ПН_1 = \frac{t_{\Pi} + t_{p1}}{t_{\Pi} + t_{p1} + t_{r1} + t_{p2} + t_{r2} + t_{p3}} \cdot 100$$

$$ПН_2 = \frac{t_{r1} + t_{p2}}{t_{\Pi} + t_{p1} + t_{r1} + t_{p2} + t_{r2} + t_{p3}} \cdot 100$$

$$ПН_3 = \frac{t_{r2} + t_{p3}}{t_{\Pi} + t_{p1} + t_{r1} + t_{p2} + t_{r2} + t_{p3}} \cdot 100$$

Для цього режиму нормується кількість циклів за годину – як у S7, коефіцієнт **FI** – як в S5.

10.4. Побудова діаграм навантаження.

Можливо окремо розглядати діаграму навантаження механізму **Mc(t)** і діаграму навантаження електропроводу **M(t)**, яка повинна ураховувати зміну навантаження, зміну швидкості **ω(t)** та інші перехідні процеси, оскільки, як добре відомо

$$M(t) = M_c(t) + J \frac{d\omega}{dt}.$$

Якщо технологічний режим не вимагає зміни швидкості та навантаження, то знаходження моменту на валу двигуна суттєво спрощується. Коли **ω≈const** можливо не враховувати втрати в перехідних режимах, тобто вважати, що **M(t)=Mc=const** і **P(t)=Pc=const**.

Формули для розрахунків потужності и момента механізмів відносно прості, вони дані у відповідних довідниках и розглянуті на практичних заняттях.

Більш-менш складним є побудова навантажувальної діаграми, коли швидкість прискорення та інші показники системи змінюють під час роботи механізму.

Розглянемо побудову навантажувальної діаграми ліфта на ділянці, де він розганяється до відповідної швидкості, рухається деякий час з незмінною швидкістю,

а потім його рух гальмується. При цьому швидкість ω , прискорення $d\omega/dt$ і ривок $d^2\omega/dt^2$ обумовлені відповідними нормами. Така навантажувальна діаграма включає 7 ділянок; її побудова показана на рис 10.5

Першою будується ділянка 4, де $\omega = \text{const}$, потім 2 та 6 з постійними прискоренням і пригальмовуванням ($d\omega/dt = \text{const}$), а швидкість змінюється за лінійним законом.

Ділянки 1, 3, 5, і 7 – це лінійна зміна прискорення, при якій ривок $d^2\omega/dt^2 = \text{const}$, а швидкість змінюється за параболічним законом.

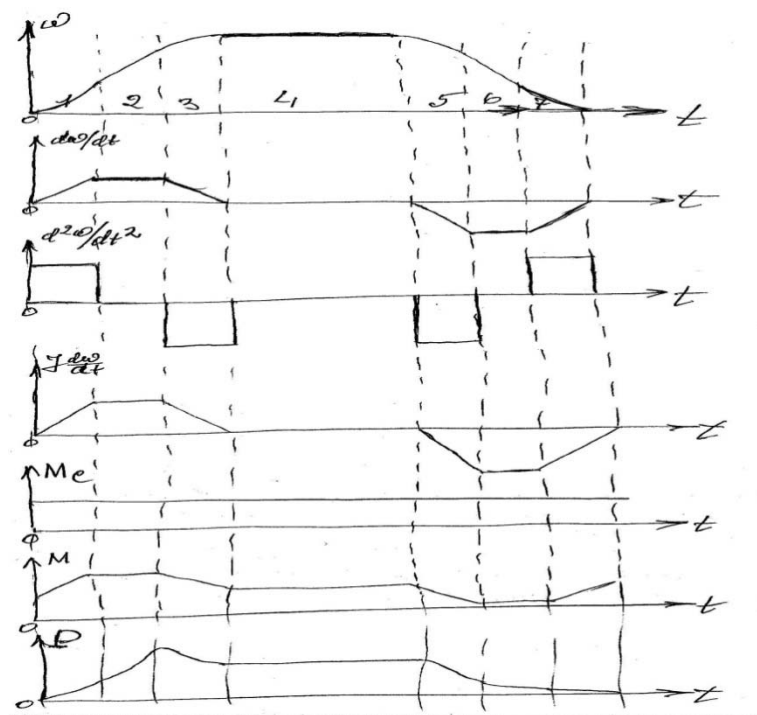


Рис. 10.5

Оскільки відомо значення моменту інерції, то можливо побудувати $J \frac{d\omega}{dt}(t)$, а за значенням $M_c(t) = \text{const}$ можливо побудувати графік $M = M_c + J \frac{d\omega}{dt}$. Нарешті за графіками $M(t)$ и $\omega(t)$ можливо побудувати $P(t)$, оскільки $P = M \omega$, і приступати до вибору двигуна за потужністю.

10.5 Вибір двигуна за потужністю при режимі S1.

10.5.1 Метод еквівалентних втрат потужності.

Якщо при режимі S1 $P_c = \text{const}$ (див рис. 10.2, а) то номінальна потужність двигуна, який є вибраним $P_n \geq P_c$. Але при тривалому режимі навантаження на валу двигуна може змінюватись і, як слід, будуть змінюватись втрати і перегрів двигуна. Згідно виразу 10.6 при збільшенні втрат потужності збільшується і температура, а при зниженні втрат – навпаки.

Коли кількість циклів роботи q , час одного циклу $t_{\text{ц}}$, а $qt_{\text{ц}} > 4T_n$, то графік температур повторюється від циклу до циклу і перегрів двигуна на початку циклу і при його кінці буде однаковим, тобто $\tau_{\text{поч.ц.}} = \tau_{\text{кінц.ц.}}$.

Нехай робочий цикл двигуна має n ділянок, на кожній з котрих $P = \text{const}$, і $\Sigma p = \text{const}$. Тому на будь-якій i -тій ділянці перегрів буде за виразом (10.5)

$$\tau_i = \tau_{\text{ст.}i} (1 - e^{-\frac{t}{T_n}}) + \tau_{\text{поч.}i} e^{-\frac{t}{T_n}}, \quad \text{де за (10.3)} \quad \tau_{\text{ст.}i} = \frac{\sum p_i}{A} = \frac{\sum p_i \cdot T_n}{C}, \quad \text{а } \tau_{\text{поч.}i} -$$

початковий перегрів на i -тій ділянці. Але також очевидно, що

$$\tau_{\text{кінц.}i} = \tau_{\text{ст.}i} = \tau_{\text{поч.}(i+1)}.$$

З урахуванням цих обставин, складемо систему рівнянь нагрівання:

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{\text{кінц.}1} = \tau_{\text{ст.}1} (1 - e^{-\frac{t_1}{T_n}}) + \tau_0 e^{-\frac{t_1}{T_n}} \\ \tau_{\text{кінц.}2} = \tau_{\text{ст.}2} (1 - e^{-\frac{t_2}{T_n}}) + \tau_{\text{кінц.}1} e^{-\frac{t_2}{T_n}} \\ \dots\dots\dots \\ \tau_{\text{кінц.}i} = \tau_{\text{ст.}i} (1 - e^{-\frac{t_i}{T_n}}) + \tau_{\text{кінц.}(i-1)} e^{-\frac{t_i}{T_n}} \\ \dots\dots\dots \\ \tau_{\text{кінц.}n} = \tau_{\text{ст.}n} (1 - e^{-\frac{t_n}{T_n}}) + \tau_{\text{кінц.}(n-1)} e^{-\frac{t_n}{T_n}} \end{array} \right. \quad (10.8)$$

У (10.8) τ_0 – початковий перегрів циклу.

Якщо в системі (10.8) виключити значення перегріву у кінці кожної проміжної ділянки при $i < n$, то можливо визначити значення перегріву у кінці робочого циклу

$$\tau_{кінц.n} = \tau_{см.n} (1 - e^{-\frac{t_n}{T_n}}) + \tau_{см.(n-1)} (1 - e^{-\frac{t_n}{T_n}}) e^{-\frac{t_n}{T_n}} + \dots + \tau_{см.i} (1 - e^{-\frac{t_i}{T_n}}) e^{-a} + \dots + \tau_{см.1} (1 - e^{-\frac{t_1}{T_n}}) e^{-b} + \tau_0 e^{-c}$$

$$\tau_{кінц.n} = \sum_{i=1}^n \tau_{см.i} (1 - e^{-\frac{t_i}{T_n}}) e^{-\frac{t_y - \sum_{i=1}^i t_i}{T_n}} + \tau_0 e^{-\frac{t_y}{T_n}}$$

Оскільки, як обумовлено раніше $\tau_{кінц.n} = \tau_0$ то

$$\tau_{кінц.n} = \tau_{кінц.цикл.} = \frac{\sum_{i=1}^n \tau_{см.i} (1 - e^{-\frac{t_i}{T_n}}) e^{-\frac{t_y - \sum_{i=1}^n t_i}{T_n}}}{(1 - e^{-\sum_{i=1}^n \frac{t_i}{T_n}})} \quad (10.9)$$

Як правило $t_y \ll T_n$, тим більше $t_i \ll T_n$, отже в (10.9) $\frac{t_y - \sum_{i=1}^n t_i}{T_n} \ll 1$, тому використовуючи розкладання у ряд Маклорена показникових функцій вигляду e^{-x} , що стоять у чисельнику і знаменнику, та обмежуючись двома счленами цього ряду, з огляду на малість інших $e^{-x} = 1 - \frac{x}{1!} + \frac{x^2}{2!} - \dots$, після перетворень отримаємо вираз для перегріву в кінці робочого циклу:

$$\tau_{кінц.ц} = \frac{\sum_{i=1}^n \frac{\tau_{см.i} \cdot t_i}{T_n}}{\sum_{i=1}^n \frac{t_i}{T_n}} = \frac{1}{t_y} \sum_{i=1}^n \tau_{см.i} \cdot t_i \quad (10.10)$$

Як слідує з (10.10) кожна з робочих ділянок може бути прийнята за початкову, тобто **ткінц. ц.** – є середній перегрів за цикл. Дійсно, отриманий результат (10.10) є незалежним від того, яка ділянка циклу є початковою (**i=1**), а яка кінцевою (**i=n**): з максимальними або мінімальними втратами потужності.

Згідно (10.3) в (10.10) можливо визначити $\tau_{см.i} = \frac{\sum p_i}{A}$, тоді одержимо

$$\tau_{кінц.ц} = \frac{1}{t_u} \sum_{i=1}^n \frac{p_i t_i}{A} = \frac{1}{A t_u} \sum_{i=1}^n \sum p_i t_i \quad (10.11)$$

Із (10.11) видно, що середній перегрів двигуна за робочий цикл із змінним навантаженням визначається середньою величиною втрат за цикл:

$$\sum p_{cp} = \frac{\sum p_1 t_1 + \sum p_2 t_2 + \dots + \sum p_n t_n}{t_u} = \frac{\sum_{i=1}^n \sum p_i t_i}{t_u} \quad (10.12)$$

$$\tau_{кінц.ц} = \frac{\sum p_{cp}}{A} \quad (10.13)$$

Із цього також можливо зробити важливі висновки: для визначення середнього перегріву треба знати середні втрати потужності за цикл. Середні втрати є еквівалентними змінним втратам, які спричиняють дійсний перегрів двигуна.

Тому для номінального режиму роботи справедливий вираз для допущеного перегріву:

$$\tau_{дон} = \frac{\sum p_{ном}}{A} \quad (10.14)$$

Порівнявши вирази (10.13) та (10.14) одержимо, що двигун вибрано правильно, якщо:

$$\sum p_{cp} \leq \sum p_{ном} \quad (10.15)$$

У цьому разі температура двигуна вища за допустиму виключена, тому зо середні втрати за робочий цикл менші або дорівнюють втратам потужності при роботі двигуна з номінальним навантаженням.

Отримані значення справедливі в тому випадку, коли умови нагрівання і охолодження не змінюються, $\omega = \cos nt$. У протилежному випадку необхідно враховувати зміну умов тепловіддачі, оскільки постійна часу нагрівання згідно (10.3)

$$T_n = \frac{C}{A} = \frac{C \cdot \tau_{кінц}}{\sum p},$$

вона буде змінюватися на різних ділянках, якщо змінюється

значення A , коли змінюється кутова швидкість ротора двигуна.

Можливо вважати, що коефіцієнт погіршення тепловіддачі, залежний від швидкості $\beta \approx \beta_0 + (1 - \beta_0) \frac{\omega}{\omega_{ном}}$, тоді на i -ій ділянці $\beta_i = \frac{A_i}{A_{ном}}$, а постійна часу $T_i = \frac{T_n}{\beta_i}$.

Тому це треба враховувати у виразах (10.11)...(10.13), у цьому випадку:

$$\tau_{кінц.ц} = \frac{\sum_{i=1}^n \sum p_i t_i}{A_{ном} \sum_{i=1}^n t_i \beta_i} \quad (10.14)$$

В 10.14 величина $\frac{\sum_{i=1}^n \sum p_i t_i}{\sum_{i=1}^n t_i \beta_i} = \sum p_{cp.e}$ - є середні еквівалентні втрати потужності

з урахуванням погіршення тепловіддачі на деяких ділянках. Вираз (10.14) буде перетворений і одержить вигляд:

$$\tau_{кінц.ц} = \frac{\sum p_{cp.e}}{A_{ном}} \quad (10.15)$$

Оскільки $\beta_i < 1$, то $\sum_{i=1}^n t_i \beta_i < t_{ц}$. Таким чином, в цьому випадку еквівалентні втрати будуть більшими за середні втрати. Додамо, що коли температура навколишнього середовища перевищує 40 °С, слід зменшити витрати потужності, зменшуючи навантаження на двигун.

Розглянутий метод середніх втрат потужності є найбільш точним і універсальним методом перевірки вже вибраного двигуна за нагріванням. Але для його застосування необхідно знати параметри двигуна, щоб визначити втрати на кожній ділянці робочого циклу, що не завжди можливо.

10.5.2. Метод еквівалентного струму.

Оскільки втрати потужності двигуна визначаються згідно виразу (9.1), то середні втрати з час циклу будуть:

$$\sum p_{cp} = \frac{1}{t_y} \cdot \sum_{i=1}^n p_0 t_i + \frac{1}{t_y} \cdot \sum_{i=1}^n p_{м.ном} t_i \left(\frac{I_i}{I_{ном}} \right) = p_0 + \frac{p_{м.ном}}{t_y \cdot I_{ном}^2} \sum_{i=1}^n I_i^2 \cdot t_i \quad (10.16)$$

Очевидно, середні втрати за (10.16) повинні буду меншими, або дорівнювати дійсним втратам в номінальному режимі за виразом (9.1). Тоді ці умови мають вигляд:

$$p_0 + \frac{p_{м.ном}}{t_y \cdot I_{ном}^2} \sum_{i=1}^n I_i^2 \cdot t_i \leq p_0 + p_{м.ном} \quad (10.17)$$

Рішення (10.17) відносно номінального струму буде:

$$\frac{1}{t_y} \sum_{i=1}^n I_i^2 \cdot t_i \leq I_{ном}^2 \text{ або } \sqrt{\frac{1}{t_y} \sum_{i=1}^n I_i^2 \cdot t_i} \leq I_{ном} \quad (10.18)$$

Ліва частина виразу (10.18) є середньоквадратичний струм, еквівалентний дійсному, який змінюється за часом, по умовам нагрівання. Тому ця величина зветься еквівалентним струмом, який можна визначити за формулою:

$$I_e = \sqrt{\frac{I_1^2 \cdot t_1 + I_2^2 \cdot t_2 + \dots + I_n^2 \cdot t_n}{t_y}} \leq I_{ном} \quad (10.19)$$

Якщо струм плавно змінюється, то його еквівалентне значення знаходиться за

формулою
$$I_e = \sqrt{\frac{1}{t_y} \int_0^{t_y} I^2(t) dt} .$$

За умовами (10.19) можна лише перевірити попередньо вибраний двигун за нагріванням. Але перевагою методу еквівалентного струму порівняно з методом середніх втрат потужності є те, що при відомому навантаженні двигуна знайти струм значно легше, ніж втрати потужності. Вираз (10.18) визначений згідно умовам, що змінні втрати пропорційні квадрату струму. Але це справедливо лише при незмінності опору силового кола двигуна, а для асинхронних двигунів – незмінності швидкості, що гарантує сталість параметрів роторного кола (відсутні ефект витиснення струму, особливо у двигунів з глибоким пазом або з подвійною білячою кліткою).

Якщо двигун має само вентиляцію і його швидкість змінюється, в (10.18) і (10.19)

замість часу t_y слід підставити $\sum_{i=1}^n t_i \beta_i$.

Однак з умовами вказаних обмежень метод еквівалентного струму може бути використаний для перевірки усіх типів двигунів з достатньою для практики точністю.

10.5.3. Метод еквівалентного моменту.

Для двигунів постійного струму незалежного збудження, асинхронний і синхронних двигунів потік збудження практично не змінюється із зміною навантаження.

Перемноживши ліву і праву частини виразу (10.19) на величину $\Sigma M_{\Phi ном}$, матимемо вираз для еквівалентного моменту:

$$M_e = \sqrt{\frac{M_1^2 \cdot t_1 + M_2^2 \cdot t_2 + \dots + M_n^2 \cdot t_n}{t_{\Sigma}}} \leq M_{ном}, \quad (10.20)$$

де M_e – момент двигуна, еквівалентний за умовами нагрівання дійсному змінному моменту і визначається, як середньоквадратична величина за робочий цикл. Умова (10.20) – правильний вибір двигуна.

Як і раніше слід урахувувати величину β_i , коли це необхідно. Метод застосовується якщо $P_0 = \text{const}$, $R_{\Sigma} = \text{const}$.

10.5.4. Метод еквівалентної потужності

Попередній метод M_e дозволяє виконувати вибір двигуна за потужністю. Це можливо лише коли швидкість двигуна на окремих ділянках циклу змінюється у незначному проміжку, тобто $\omega_1 \approx \omega_2 \approx \omega_3 \dots \approx \omega_n \approx \omega_{ном}$. Перемножимо ліву і праву частину (10.20) на $\omega_{ном}$ і одержимо:

$$M_e \omega_{ном} = P_e = \sqrt{\frac{1}{t_{\Sigma}} \sum_{i=1}^n M_i^2 \cdot \omega_i^2 \cdot t_i} \leq M_{ном} \omega_{ном} = P_{ном} \quad (10.21)$$

Метод буде тим точніше, чим вище жорсткість механічних характеристик двигунів.

Якщо швидкість усе ж таки декілька змінюється, то потужність можливо привести

при ω_i до P_e при $\omega_{ном}$: $P_{ei} = P_i \frac{\omega_{ном}}{\omega_i}$, тоді з урахуванням погіршення тепловіддачі

вираз (10.21) стане таким:

$$P_e = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (P_i \frac{\omega_{ном}}{\omega_i})^2 t_i}{\sum_{i=1}^n t_i \beta_i}} \cdot k_3, \quad (10.22)$$

де коефіцієнт запасу $k_3=1.2...1.3$.

10.5.5. Розрахунок потужності за методом середніх витрат.

1. По навантажувальній діаграмі визначаємо середню потужність на валу:

$$P_{cp.e} = \frac{\sum_{i=1}^n P_i t_i \frac{\omega_{ном}}{\omega_i}}{\sum_{i=1}^n t_i \beta_i}$$

Якщо $\omega = \text{const}$ то $\beta_i = 1$ і $\omega_{ном}/\omega_i = 1$.

2. По каталогу вибираємо двигун з $k_3=1.1...1.3$.

3. По залежності ККД від коефіцієнту навантаження $\eta(k_n)$ визначимо $\Sigma p(t)$ для кожного часу t_i

4. Визначимо Σp_{cp} за час t_{Σ} , які повинні бути $\sum p_{cp} \leq \sum p_{м.ном} = P_{ном} \cdot \frac{1 - \eta_{ном}}{\eta_{ном}}$

10.5.6. Попередній вибір двигуна за потужністю.

Часто, коли у ЕП і самого двигуна дуже велике значення J , вигляд навантажувальної діаграми визначається динамікою перехідних режимів. Тоді дійсна навантажувальна діаграма до вибору реального двигуна не може бути побудована. Тому слід вибирати двигун попередньо, а потім його перевіряти. Для цього треба мати середнє за t_{Σ} значення статичного навантаження, прийнявши $k_3 \approx 1.2...1.4$ і визначити:

$$M_{ном} \geq k_3 M_{c.cp} = \frac{k_3}{t_{\Sigma}} \sum_{i=1}^n M_{c.i} t_i; \quad P_{ном} \geq k_3 P_{c.cp} = \frac{k_3}{t_{\Sigma}} \sum_{i=1}^n P_{c.i} t_i, \text{ де } M_{c.i} \text{ і } P_{c.i} \text{ момент і}$$

потужність статичного навантаження на i -ой ділянці робочого циклу з часом t_i .

Навантажувальні діаграми можуть мати вигляд кривих, тоді їх треба замінити ломаними лініями. Але коли крива $M(t)$ має ділянки великої крутизни, а апроксимувати її дуже важко, використовують наступний вираз:

$$M_e = \sqrt{\frac{1}{t_y} \int_0^{t_y} M^2(t) dt}$$

10.5.7. Висновки з методу еквівалентних величин.

1. Методи придатні для перевірки двигуна у режимах S1, S3, S4, S5, S7 і S8.
2. Вибраний двигун також треба перевірити на максимально допустимий момент, наприклад для АД.
3. Вибраний двигун постійного струму треба перевірити на максимально допущений струм за умовами комутації.

10.6 Розрахунок потужності і вибір двигуна для режиму S2.

У цьому режимі (короткочасному) двигун після робіт з навантаженням за час t_p , що дорівнює номінальній потужності, відключається від мережі до тих пір, доки його перегрів стане $T=0$, тобто температура не стане рівною температурі навколишнього середовища. Графік роботи двигуна в режимі S2 приведений на рис 10.6

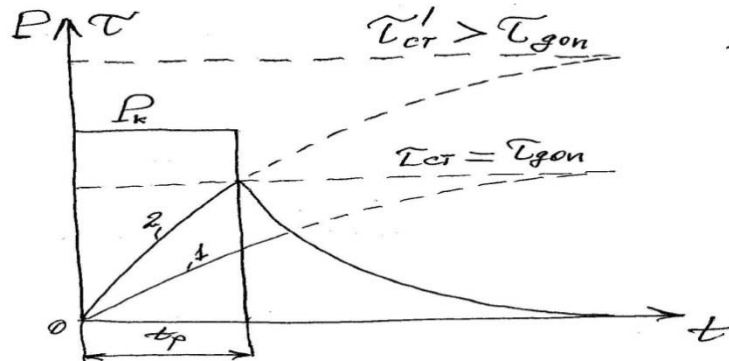


Рис.10.6

Розглянемо лише один період роботи двигуна, коли його перегрів визначається рівнянням $\tau = \tau_{cm} (1 - e^{-\frac{t}{T_n}})$.

Якщо вибрати двигун, який призначений для режиму S1 потужністю P_k , то за час t_p перегрів не досягне значення $T_{ст}$ (крива 1 на рис 10.6) і двигун буде недовикористаний за нагрівом.

Його перегрів буде менше за допущений **Тном**. Тому для режиму S2 слід брати двигун меншої потужності, але за час **tr** він буде значно перевантажений, особливо, якщо час роботи дуже малий. Його сталий перегрів буде $\tau'_{cm} > \tau_{дон}$, але за час **tr** перегрів буде рівний **Тдон** (крива 2 на рис 10.6).

Співвідношення між τ'_{cm} і τ_{cm} може бути визначено за виразом

$$\tau_{cm} = \tau'_{cm} (1 - e^{-\frac{t}{T_n}}), \quad (10.23)$$

де значення перегрівів згідно (10.3) будуть: $\tau_{cm} = \frac{\sum p_{ном}}{A}$ і $\tau'_{cm} = \frac{\sum p_k}{A}$, тут

Σрк – втрати потужності при навантаженні **Рк**, а **Σрном** – при тривалому номінальному навантаженні.

Відношення втрат при короткочасному навантаженні до номінальних зветься коефіцієнтом термічного перевантаження, його можливо визначати із (10.23):

$$k_T = \frac{\sum p_k}{\sum p_{ном}} = \frac{\tau'_{cm}}{\tau_{cm}} = \frac{1}{1 - e^{-\frac{t_p}{T_n}}} \quad (10.24)$$

Якщо k_T є відомим, то можливо із (10.24) визначити час допущеної роботи

$$t_p = T_n \cdot \ln \frac{k_T}{k_T - 1}.$$

Відношення допустимого за умов нагрівання моменту (або потужності) при короткочасному режимі роботи до номінального моменту при тривалому режимі називають коефіцієнтом механічного перевантаження

$$k_M = \frac{M_k}{M_{ном}} = \frac{P_k}{P_{ном}} \quad (10.25)$$

Згідно виразу (9.1) втрати при короткочасному режимі

$$\sum p_k = p_0 + p_{м.ном} k_M^2 = p_{м.ном} (\alpha + k_M^2), \text{ а}$$

$$\sum p_{ном} = p_0 + p_{м.ном} = p_{м.ном} (\alpha + 1), \quad (10.26)$$

тоді з (10.24) $k_T = \frac{\alpha + k_M^2}{\alpha + 1}$, а з урахуванням (10.24):

$$k_M = \sqrt{k_T(\alpha + 1) - \alpha} = \sqrt{\frac{\alpha + 1}{1 - e^{-\frac{t_p}{T_n}}} - \alpha} \quad (10.27)$$

Вираз (10.27) дозволяє при заданих значеннях коефіцієнта витрат α , часу t_p і постійної T_n визначити значення k_M , а якщо знехтувати постійними втратами, тобто прийняти $\alpha=0$, то $k_M = \sqrt{k_T}$ (Це можливо, якщо $\alpha < 0.35$).

Якщо прийняти $\alpha=1$, то згідно (10.24) і (10.27) можливо визначити залежності k_M і k_T від відношення t_p/T_n , вони подані у таблиці.

Таблиця 10.1

—	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
K_T	10	5,5	3,86	3,03	2,5	2,2	1,99	1,82	1,69	1,58
K_M	4,36	3,16	2,59	2,25	2,0	1,84	1,73	1,62	1,54	1,45

Бачимо, що при $t_p/T_n \approx 0.35$, допустимий за умовами нагрівання $k_M \approx 2.5$, що відповідає перевантажувальній спроможності ДПС і АД, то повне використання двигунів при $t_p/T_n < 0.35$ обмежено перевантажувальною спроможністю двигунів, тобто двигун буде недовикористовуватись за нагрівом і його можливо перевірити лише на перевантаження. Слід урахувати можливість зниження напруги для АД.

Якщо за час t_p навантаження змінюється в (10.24) і (10.25) замість P_k слід ввести еквівалентне значення моменту або потужності.

Двигун для режиму S2 виготовляються з нормованою тривалістю роботи 10, 30, 60 і 90 хв. Але можливо для режиму S2 застосувати двигун, який призначений для режиму S1, при цьому із (10.25) $M_k = M_{ном} \cdot k_M$, а також $M_k \gg M_e$, тоді двигун не буде мати недопустимим перегрів.

Може бути так, що двигун призначений для режиму S2, але потрібний час t_p відрізняється від нормованого за каталогом. Розглянемо і цей випадок, коли треба визначати P_k з перегрівом $t_{доп.}$.

Перегрів двигуна з номінальним навантаженням і нормований часом (каталожним) $t_{р.кат.}$

$$\tau_{\text{дон}} = \frac{\sum P_{\text{ном.кат}}}{A} \left(1 - e^{-\frac{t_{p.\text{кат}}}{T_n}}\right), \quad (10.28)$$

де T_n – постійна часу нагрівання при режимі S2. За фактичний час роботи із навантаженням іншим за номінальний, перегрів буде:

$$\tau_{\text{дон}} = \frac{\sum P_k}{A} \left(1 - e^{-\frac{t_p}{T_n}}\right), \quad (10.29)$$

де Σp_k – втрати при короткочасному навантаженні.

Згідно (10.24) за допомогою (10.28) і (10.29) визначимо:

$$k_T = \frac{\sum P_k}{\sum P_{\text{ном.кат}}} = \frac{1 - e^{-\frac{t_{p.\text{кат}}}{T_n}}}{1 - e^{-\frac{t_p}{T_n}}} \quad (10.30)$$

Але цей коефіцієнт також має вигляд за (10.26), тоді з урахуванням (10.25) отримаємо:

$$k_T = \frac{\alpha + \left(\frac{P_k}{P_{\text{ном}}}\right)^2}{\alpha + 1} \quad (10.31)$$

Порівнявши праві частини (10.30) і (10.31) остаточно отримаємо вираз для потрібного короткочасного навантаження:

$$P_k = P_{\text{ном}} \sqrt{(\alpha + 1) \cdot \frac{1 - e^{-\frac{t_{p.\text{кат}}}{T_n}}}{1 - e^{-\frac{t_p}{T_n}}} - \alpha} \quad (10.32)$$

Якщо $t_p < t_{p.\text{кат}}$ двигун потрібно перевірити на допустиме перевантаження. Якщо в (10.32) прийняти $t_{p.\text{кат}} = \infty$ (тривалий режим S1), то отримаємо вираз (10.25), що підтверджує правильність отриманих формул.

Слід також відзначити, що двигуни, які призначені для роботи в режимі S2, не слід використовувати в режимі S1, тому що вони мають підвищені постійні втрати потужності.

10.7 Розрахунок потужності і вибір двигуна для режиму S3.

Для цього режиму характерним є графік навантаження і зміни температур на рис. 10.4. Але може бути багатоступінчатий графік, коли цикл утримує $t_y = t_{p1} + t_{p2} + \dots + t_{pn} + t_0$ з різними потужностями. Такий, або ще складніший графік (наприклад, для режимів S4, S5) можливо привести до еквівалентного одноступінчатого, якщо використовувати формули (10.20) або (10.21).

Очевидно, якщо $nt_y > 4T_n$, то через n циклів температурний режим досягне квазісталого значення.

Як відомо, $ПВ = \frac{t_p}{t_y} \cdot 100$, то хай буде $\frac{t_p}{t_y} = \varepsilon$. Якщо у одноступінчатого графіка t_p і t_0 від циклу незмінні і величина $\varepsilon_1 = \varepsilon_{cm}$, то із каталогу слід вибрати двигун для цього стандартного значення $\varepsilon_{ст}$, щоб потужність $P_1 \leq P_{ст}$.

Але можливо, що $\varepsilon_1 \neq \varepsilon_{cm}$, тоді середня температура двигуна при $P_1 \neq P_{ном}$ не буде перевищувати допустиму температуру, якщо середні витрати за цикл при P_1 і ε_1 не будуть перевищувати середні витрати за той же цикл при $P_{ном}$ і $\varepsilon_{ст}$, тобто якщо

$$\sum p_1 \varepsilon_1 \leq \sum p_{cm} \varepsilon_{cm} \text{ або } \sum p_{cm} \geq \sum p_1 \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_{cm}}. \quad (10.33)$$

Умову (10.33) можливо перевірити так $\sum p = p_0 + p_{м.ном} = p_{м.ном}(\alpha + 1)$, де $p_0 = \text{const}$, а змінні витрати пропорційні відношенню $\frac{I_1^2}{I_{cm}^2}$. У цьому разі

$$\sum p_{cm} = I_{cm}^2 R(\alpha + 1), \text{ а } \sum p_1 = I_{cm}^2 R\left(\alpha + \frac{I_1^2}{I_{cm}^2}\right).$$

Ці останні вирази використаємо в (10.33) і отримаємо:

$$(\alpha + 1) \geq \left(\alpha + \frac{I_1^2}{I_{cm}^2}\right) \cdot \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_{cm}} \quad (10.34)$$

Розв'язок (10.34) відносно $I_{ст}$ буде:

$$I_{cm} \geq I_1 \sqrt{\frac{\varepsilon_1}{\alpha(\varepsilon_{cm} - \varepsilon_1) + \varepsilon_{cm}}} \quad (10.35)$$

Для ДПС НЗ і АД при $0 < S < S_{кр}$, тобто при магнітному потоці $\Phi = \text{const}$, умова (10.35) перетворюється так:

$$M_{cm} \geq M_1 \sqrt{\frac{\varepsilon_1}{\alpha(\varepsilon_{cm} - \varepsilon_1) + \varepsilon_{cm}}} \quad (10.36)$$

Якщо на природній характеристиці $\omega \approx \text{const}$, то одержимо:

$$P_{cm} \geq P_1 \sqrt{\alpha(\varepsilon_{cm} - \varepsilon_1) + \varepsilon_{cm}} \quad (10.37)$$

Якщо значення $\varepsilon_{ст}$ і ε_1 є дуже близькими, то можливо прийняти ($\varepsilon_{ст} - \varepsilon_1 \approx 0$), тоді формули (10.36) і (10.37) значно спрощуються.

Важливо відзначити, що двигуни, які призначені для режиму S1 можуть бути використані в режимі S3 без обчислювання погіршування тепловіддачі за формулами (10.35)...(10.37), якщо прийняти $\varepsilon_{ст} = 1$.

Якщо треба обчислювати погіршення тепловіддачі β_0 в час паузи t_0 , то двигун з $\varepsilon_{ст} = 1$ для будь-якого значення ε можливо вибирати так, як сказано далі.

Повна кількість теплоти, яку віддає двигун за час $t_{ц}$ дорівнює

$$\sum p_{ном} t_p + \sum p_{ном} \beta_0 t_0 = (p_0 + p_{M.ном})(t_p + \beta_0 \cdot t_0) \quad (10.38)$$

Під час t_0 витрат потужності немає, тому під час t_p навантаження двигуна можливо підвищити по відношенню до номінальної в режимі S1, для якого струм $I_{ном.тр}$. А струм в режимі ПВ – $I_{пв}$.

Під час t_p змінні витрати $p_M = p_{M.ном} \left(\frac{I_{пв}}{I_{ном.тр}} \right)^2$.

Середні витрати, які виділяються за цикл:

$$\sum p_{cp} = [p_0 + p_{M.ном} \left(\frac{I_{пв}}{I_{ном.тр}} \right)^2] \cdot t_p \quad (10.39)$$

Коли режим S3 став квазісталім, тобто перегрів став $T_{доп}$, зрівняється теплота, яка виділяється в двигуні, з теплотою, яка розсіюється в навколишнє середовище, тобто зрівняються праві частини рівнянь (10.38) і (10.39):

$$(p_0 + p_{M.ном})(t_p + \beta_0 \cdot t_0) = [p_0 + p_{M.ном} \left(\frac{I_{пв}}{I_{ном.тр}} \right)^2] \cdot t_p \quad (10.40)$$

Перетворення рівняння (10.40) дасть такий результат:

$$I_{ном.тр}^2 \cdot [\beta_0 \cdot t_0 \cdot (\alpha + 1) + t_p] = I_{ПВ}^2 \cdot t_p$$

Останнє рівняння розділимо на час циклу t_u , тоді

$$I_{ном.тр}^2 \cdot [\beta_0 \cdot \frac{t_0}{t_u} \cdot (\alpha + 1) + \frac{t_p}{t_u}] = I_{ПВ}^2 \cdot \frac{t_p}{t_u} \quad (10.41)$$

Оскільки в (10.41) $\frac{t_0}{t_u} = \frac{t_u - t_p}{t_u} = 1 - \varepsilon$, то з урахуванням цього, розв'язання (10.41)

відносно струму $I_{ном}$ – буде:

$$I_{ном.тр} = I_{ПВ} \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon}{\beta_0(1 - \varepsilon)(\alpha + 1) + \varepsilon}} \quad (10.42)$$

Отриманий по (10.42) струм для тривалого режиму порівнюють з номінальним струмом двигуна, і якщо $I_{ном} \geq I_{ном.тр}$, двигун проходить за нагрівом.

Формули, які аналогічні (10.42) можливо отримати, якщо графіки навантаження задані у вигляді $M(t)$ або $P(t)$.

Інколи можливо прийняти $\alpha \approx 0$, а $\varepsilon = 1$, (коли тепловіддача нерухомого двигуна так ж, як і для номінальної кутової швидкості) тоді рівняння (10.42) буде перетворено:

$$I_{ном.тр} = I_{ПВ} \cdot \sqrt{\varepsilon} \quad (10.43)$$

Рівняння (10.43) часто використовують для попередніх розрахунків, коли треба визначити струм $I_{ПВ}$ для звичайних двигунів тривалого режиму.

Наприклад, двигун вентилятор електровоза ДЕ1 струм якого $I_{ном.тр} = 11$ А, можливо використовувати для приводу компресора з $\varepsilon = 0.5$; його струм буде $I_{ПВ} = 15$ А, тобто потужність в режимі ПВ замість 22 кВт стала 30 кВт, що і підтверджено реальними випробуваннями.

Можливий випадок, коли навантажувальна діаграма має вигляд на рис. 10.7. а.

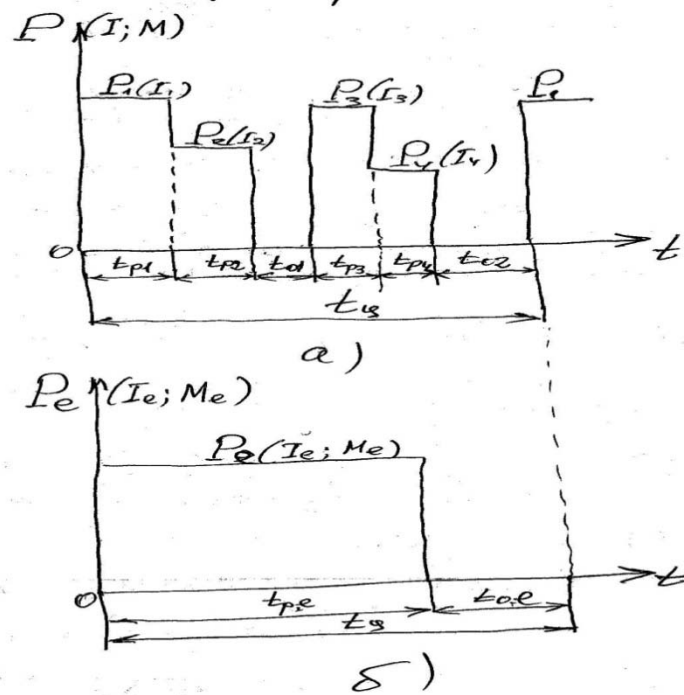


Рис. 10.7. а,б

Цю діаграму необхідно замінити на еквівалентну у відношенні нагріву, яка приведена рис 10.7. б. Тут $t_{p,e} = \sum t_p$; $t_{o,e} = \sum t_0$; $\varepsilon_e = \frac{t_{p,e}}{t_{p,e} + t_{o,e}}$.

Потім треба визначити середні витрати потужності еквівалентних струму, моменту, і потужності, як це робилося раніше:

$$\begin{cases} I_e = \sqrt{\frac{I_1^2 t_{p1} + I_2^2 t_{p2} + I_3^2 t_{p3} + I_4^2 t_{p4}}{t_{p1} + t_{p2} + t_{p3} + t_{p4}}} \\ \sum p_{cp} = \frac{\sum p_1 t_1 + \sum p_2 t_2 + \sum p_3 t_3 + \sum p_4 t_4}{t_{p1} + t_{p2} + t_{p3} + t_{p4}} \end{cases} \quad (10.44)$$

Для визначення величин по (10.44) необхідно враховувати можливі зміни коефіцієнта тепловіддачі. Після цього слід провести перевірку з використанням рівняння (10.42).

Якщо режими близькі до S4, S5 треба також враховувати втрати в перехідних режимах.

10.8. Визначення допустимої частоти вмикань АД.

Сучасні ЕП інколи потребують 600...800 на більше вмикань за годину, втрати в перехідних режимах викликають інтенсивне нагрівання двигуна. Це особливо важливо для АД короткозамкненим ротором, тому що у ДПС и АД з фазним ротором втрати, обумовлені перехідними процесами, розсіюються у зовнішніх резисторах роторних кіл.

Допустима кількість вмикань **h** буде такою коли перегрів в режимі S5 буде рівним допустимому значенню и двигун повністю використаний за нагрівом. Графік зміни швидкості двигуна в цьому режимі показані на рис 10.8.

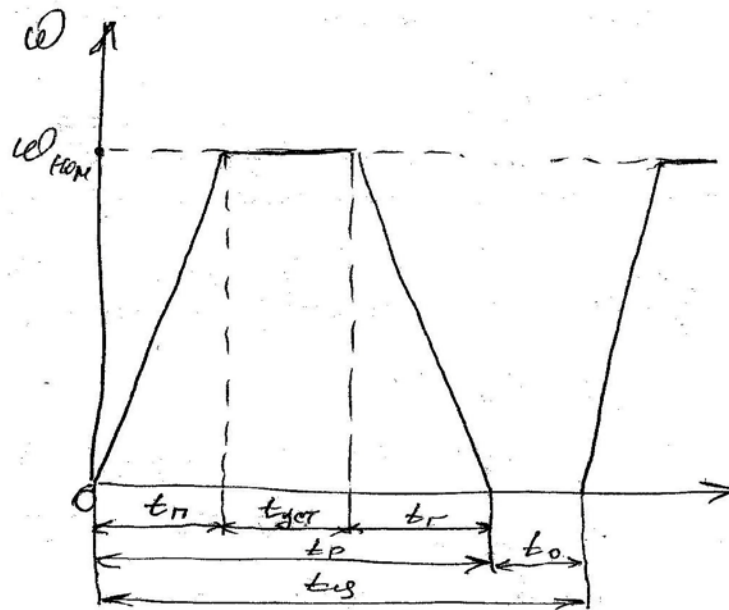


Рис. 10.8

Тут час роботи **tr** складається з часів пуску, усталеному режиму, гальмуванню. Втрати енергії складаються з пускових витрат ΔA_{Π} , витрат гальмування ΔA_{Γ} , і витрат в усталеному режимі $\Delta A_{уст} = \sum p t_{уст}$.

Віддача енергії в навколишнє середовище за час циклу складається з витрат при роботі $\sum P_{ном} t_{уст}$ і під час паузи $\beta_0 \sum P_{ном} t_0$, а також за час пуску і гальмування:

$\sum P_{ном} (t_{\Pi} + t_{\Gamma}) \frac{1 + \beta_0}{2}$ де $\frac{1 + \beta_0}{2}$ - середнє значення коефіцієнта погіршення теплопередачі.

Коли температура двигуна установлена, тобто витрати в двигуні зрівнялися з витратами, які розсіюються в навколишнє середовище, тобто

$$\Delta A_{II} + \Delta A_{\Gamma} + \sum p t_{уст} = \frac{1 + \beta_0}{2} \sum p_{ном} (t_{II} + t_{\Gamma}) + \sum p_{ном} t_{уст} + \beta_0 \sum p_{ном} t_0 \quad (10.45)$$

Враховуючи що $t_{\epsilon} = \frac{3600}{h}$, маємо $t_{уст} = \frac{3600(1-\epsilon)}{h} - (t_{II} + t_{\Gamma})$; $t_0 = \frac{3600(1-\epsilon)}{h}$.

Підставимо це значення в (10.45) і одержимо:

$$h = \frac{3600[(\sum p_{ном} - \sum p)\epsilon + \beta_0(1-\epsilon)\sum p_{ном}]}{\Delta A_{II} + \Delta A_{\Gamma} - (t_{II} + t_{\Gamma})[\sum p + (1 + \beta_0)\frac{\sum p_{ном}}{2} - \sum p_{ном}]} \quad (10.46)$$

Третій член суми в знаменнику (10.46) становить не більш як 2...4 % від суми перших двох складових, тому його можливо знехтувати, тому в знаменнику виразу (10.46) залишиться лише $\Delta A_{\Gamma} + \Delta A_{II}$

Якщо в усталеному режимі АД працює з номінальною потужністю, тобто $\sum p = \sum p_{ном}$ то вираз (10.46) перетвориться на такий:

$$h = \frac{3600 \sum p_{ном} \beta_0 (1 - \epsilon)}{\Delta A_{II} + \Delta A_{\Gamma}} \quad (10.47)$$

Аналіз виразу (10.46) показує, що коли $(\sum p_{ном} - \sum p) = \sum p_{ном} \beta_0$, то величина **h** незалежна від значень ϵ , коли $\sum p = (\sum p_{ном} - \sum p) > \sum p_{ном} \beta_0$, то **h** зростає з ростом значення ϵ . Коли $(\sum p_{ном} - \sum p) < \sum p_{ном} \beta_0$, то **h** зменшується з зростанням ϵ .

Отже, допустимо кількість вмикань за годину залежить від навантаження, тривалості вмикання ϵ , коефіцієнта погіршення теплопередачі β_0 і втрат енергії в перехідних режимах ΔA_{II} і ΔA_{Γ} . Зі зменшенням втрат $\sum p$ значення **h** зростає і досягає свого максимуму при холостому ході.

Оскільки $\Delta A \sim J$, то для збільшення значення **h** треба зменшувати момент інерції ЕП. Якщо прийняти незалежну вентиляцію ($\beta=1$), то збільшиться **h**. Зменшення витрат у АД можливо, якщо застосувати частотне регулювання. В режимі S4 приймаємо $t_{tr}=0$.

10.9 Вибір двигуна за потужністю для регульованого ЕП.

Регульований ЕП накладає деякі особливості на методику вибору потужності двигуна. Суттєву роль при цьому відіграє залежність моменту навантаження від швидкості та спосіб регулювання. Важливо прийняти такий спосіб регулювання, щоб двигун мав мінімальні габарити і масу. Нагадаємо, що габарити і маса двигуна визначаються його номінальним моментом.

Прийнято виділяти два різновиди сталого навантаження: навантаження при якому на усіх кутових швидкостях $M_c = \text{const}$, а $P_c = \text{var}$; $P_c = \text{const}$, $M_c = \text{var}$.

На рис 10.9 наведено приклад регулювання швидкості $\omega_{\max} - \omega_{\min}$ при..., а $M_c = \text{const}$, а P_c - лінійно зростає з підвищенням швидкості.

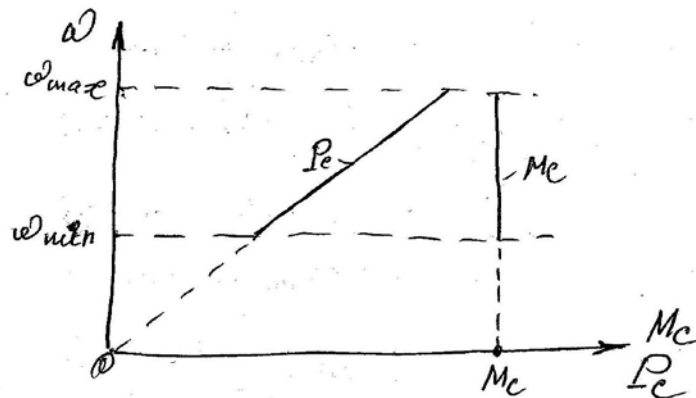


Рис. 10.9

Вважаємо, що при регулюванні швидкості на кожній характеристиці двигун працює тривалий час і нагрівається до усталеної температури, яка не повинна перевищувати допустиму.

Очевидно, тут максимальною буде потужність двигуна при швидкості $\omega_{\max}$:

$$P_{c, \max} = M_c \omega_{\max}$$

Для графіку на рис 10.9 можливо обрати декілька способів регулювання: можливо регулювати швидкість резисторами у колі якоря, якщо двигун має незалежне збудження.

Оскільки за допомогою додаткового резистору швидкість можливо регулювати тільки вниз, то номінальна швидкість буде $\omega_{\text{ном}} = \omega_{\max}$, а номінальний момент $M_{\text{ном}} = M_c$.

Відповідно номінальна потужність:

$$P_{ном} = M_{ном} \omega_{ном} = M_c \omega_{мах} = P_{с.мах}$$

Вибраний так двигун буде працювати із **$\Phi = \text{const}$** і **$I_{я.ном.} = \text{const}$** . Такі ж висновки можна зробити і для АД з фазним ротором, для системи Г-Д, для усіх систем ЕП, для яких при регулюванні швидкості **$M = \text{const}$** .

Але для графіку на рис. 10.9 можливо прийняти і інший варіант регулювання: зменшенням магнітного потоку від **ω_{min}** до **$\omega_{мах}$** .

Очевидно, номінальна потужність при цьому також повинна бути максимально **$P_{ном} = P_{с.мах}$** , в за номінальну швидкість слід прийняти **ω_{min}** , оскільки регулювання зменшенням магнітного потоку можливо вести тільки вгору.

Тоді номінальний момент:

$$M_{ном} = \frac{P_{ном}}{\omega_{ном}} = \frac{P_{с.мах}}{\omega_{min}} = \frac{M_c \omega_{мах}}{\omega_{min}} = M_c D$$

D – діапазон регулювання швидкості.

Бачимо, що при регулюванні зміною потоку момент двигуна в **D** разів перевищує момент, коли регулювання велося резистором у колі якоря. Додамо також, що при регулюванні зміною потоку струм у колі якоря за умовами нагрівання не повинен бути більш номінального при будь-якій швидкості, а момент повинен бути номінальним в усьому діапазоні регулювання.

Оскільки $M_{ном} = c_M \Phi I = \text{const}$, то $c_M \Phi_{ном} I_{\omega_{min}} = c_M \Phi_{\omega_{мах}} I_{\omega_{мах}} = \text{const}$, звідки

$I_{\omega_{мах}} = I_{\omega_{min}} \frac{c_M \Phi_{ном}}{c_M \Phi_{\omega_{мах}}} = I_{\omega_{min}} D$, тобто із зростанням швидкості зростає і струм кола якоря.

Висновок: якщо **$M_c = \text{const}$** , то при регулюванні магнітним потоком вибраний двигун в **D** разів буду перевищувати по габаритам і масі двигун, який регулюється резистором у колі якоря.

Нехай тепер робота ЕП визначається графіком на рис 10.10, де **$P_c = \text{const}$**

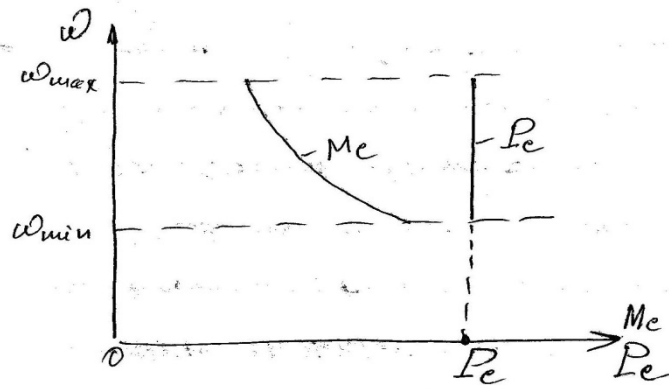


Рис. 10.10

Якщо двигун має незалежне збудження і його регулювання іде зміною потоку Φ , то за номінальну швидкість слід прийняти $\omega_{\min}$. Номінальний момент відповідно буде $M_{\text{ном}} = \frac{P_c}{\omega_{\min}}$, а номінальна потужність $P_{\text{ном}} = M_{\text{ном}} \omega_{\text{ном}} = P$.

Але потужність будь-якого двигуна $P = M \omega = UI_{\text{я}} - I_{\text{я}}^2 R_{\text{я}}$. тому якщо $P_c = \text{const}$ при регулюванні струм якоря залишається незмінним при будь якій швидкості, що є дуже добрим фактором.

При регулюванні швидкості резистором у колі якоря (регулювання тільки вниз) $\omega_{\text{ном}} = \omega_{\max}$, але максимальний момент буде при $\omega_{\min}$, тобто $M_{c.\max} = M_{\text{ном}} = \frac{P_c}{\omega_{\min}}$.

$$\text{Отже } P_{\text{ном}} = M_{\text{ном}} \omega_{\text{ном}} = \frac{P_c}{\omega_{\min}} \omega_{\max} = P_c D.$$

При зростанні швидкості $\Phi = \text{const}$, а струм зменшується внаслідок зниження статичного моменту на валу двигуна, тому, певно, двигун завантажений струмом тільки при швидкості $\omega_{\min}$, а на інших швидкостях двигун буде недозавантаженим за нагрівом. При зростанні швидкості струм якоря зменшується пропорційно діапазону регулювання.

Висновки: для того, щоб двигун мав мінімальні габарити і маса і повністю використовувався за нагрівом, необхідно, щоб спосіб регулювання його швидкості за показником допустимого навантаження відповідав залежності статичного навантаження від швидкості.

Література

1. Теорія електропривода: Підручник. За ред. М. Г. Поповича – К.: Вища шк., 1993 – 494 с.: іл.
2. Чиликин М. Г., Сандлер А. С. Общий курс электропривода: Учебник для вузов. – М. : Энерговидав, 1981. – 576 с.
3. Москаленко В. В. Автоматизированный электропривод: Учебник для вузов. – М.: Энергоатомиздат; 1983. - 616 с.
4. Справочник по автоматизированному электроприводу. Под ред. В. А. Елисеева и А. В. Шинянянского М.: Энергоиздат, 1983. 616 с.
5. Безрученко В. М., Варченко В. К., Чумак В. В. Тягові електричні машини електрорухомого складу: навч. посібник – Д : Видавництво Дніпропетр. нац. ун-ту залізн. трансп. ім. ак. В. Лазаряна, 2003. – 252с.