

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до дипломного проекту «Регульований електропривід вентилятора охолодження тягових двигунів»: 121 с., 56 рис., 9 табл., 15 використаних джерел.

РЕГУЛЬОВАНИЙ ЕЛЕКТРОПРИВІД, ЕНЕРГОЗБЕРЕЖЕННЯ, ТЯГОВИЙ ДВИГУН, ЕНЕРГОЕФЕКТИВНІСТЬ, ЕЛЕКТРООБЛАДНАННЯ, ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ ПРОЦЕСИ, АВТОМАТИЗАЦІЯ

Об'єкт дослідження: РЕПВ з АДПС як виконавчо-регулюючого пристрою АСРТ.

Предмет дослідження: вдосконалення керування електроприводом з АДПС як виконавчо-регулюючого пристрою АСРТ.

Мета проекту: вдосконалення РЕПВ з АДПС як виконавчо-регулюючого пристрою АСРТ.

Методи дослідження: Для вирішення поставлених в дипломному проекті задач використано загальноприйняті методи теорії автоматичного керування і теорії електромеханічного перетворення енергії. Теоретичні дослідження проведені з використанням аналітичних і чисельних методів розв'язання алгебраїчних і диференціальних рівнянь і систем. Моделювання роботи електроприводу проведено в середовищі MatLab.

Матеріали дипломного проекту рекомендується використовувати у навчальному процесі та в практичній діяльності фахівців у сфері автоматизації та комп'ютерно-інтегрованих технологій.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	7
..	
РОЗДІЛ 1. ПРОБЛЕМА АВТОМАТИЗАЦІЇ СИСТЕМ ОХОЛОДЖЕННЯ ТЯГОВИХ ЕЛЕКТРОДВИГУНІВ.....	10
1.1 Вплив температури обмоток тягового асинхронного двигуна на параметри його роботи.....	10
1.2. Системи охолодження тягових електричних машин і вимоги, що пред'являються до них.....	14
1.3. Класифікація і основні характеристики приводів вентиляторів систем охолодження.....	20
1.4. Електроприводи вентиляторів систем охолодження.....	26
1.5. Висновки до розділу 1.....	40
РОЗДІЛ 2. РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ ПРОЦЕСІВ В ЕЛЕКТРОПРИВОДІ.....	42
2.1. Аналіз математичних моделей, що описують електромеханічні процеси в асинхронному електродвигуні.....	42
2.2. Аналіз математичних моделей, що враховують втрати в сталі...	55
2.3. Математична модель електромеханічних процесів в електроприводі з асинхронним двигуном, що має поворотний статор, з урахуванням втрат в сталі і типових нелінійностей.....	60
2.4. Висновки до розділу 2.....	71
РОЗДІЛ 3. РОЗРОБКА АВТОМАТИЧНИХ СИСТЕМ РЕГУЛЮВАННЯ ТЕМПЕРАТУРИ ТЯГОВИХ АСИНХРОННИХ ЕЛЕКТРОДВИГУНІВ.....	73
..	
3.1. Динамічні властивості виконавчо-регулюючого пристрою.....	74
3.2. Динамічні властивості системи охолодження ТАД.....	84
3.3 Автоматична система регулювання температури тягових асинхронних електродвигунів.....	91
3.4. Енергетичні характеристики електроприводу.....	6
3.5. Автоматична система регулювання температури тягової асинхронної машини, що забезпечує мінімізацію втрат потужності	10
	9

3.6. Автоматична система регулювання температури, що забезпечує підвищений діапазон регулювання.....	11
3.7. Висновки до розділу 3.....	3
ВИСНОВКИ.....	11
..	6
СПИСОК БІБЛОГРАФІЧНИХ ПОСИЛАНЬ ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	11
.	8
	12
	0

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

СО – системи охолодження

АСРТ – автоматичні системи регулювання температури

РЕПВ – регульований електропривід вентилятора

АДПС – два асинхронних двигуна, один із двигунів виконаний з поворотним статором

ДСГ – допоміжний синхронний генератор

СЗ – синхронний збуджувач

ОЗ – обмотка збудження

В – однофазний мостовий випрямляч

ВСТУП

Актуальність теми. Завдання енергозбереження та енергоефективності одні з пріоритетних напрямків розвитку економіки в найближчому майбутньому і на подальшу перспективу. Транспорт є найбільшим споживачем паливно-енергетичних ресурсів. Важливість розробок, спрямованих на вирішення задач енергозбереження та енергоефективності для галузі підтверджуються рядом прийнятих нормативних документів [1].

У енерговитратах на тягу двигунів істотну частину складають витрати на функціонування допоміжних агрегатів і систем - систем охолодження теплоносіїв (охолоджуючої рідини, масла і надувного повітря) силових енергетичних установок, тягового електрообладнання (тягових генераторів, тягових електродвигунів, тягових статичних перетворювачів - випрямних установок і інверторів). У зв'язку з цим є актуальними завдання підвищення техніко-економічних показників електроприводів вентиляторів автоматичних систем регулювання температури (АСРТ) двигунів..

У техніці з успіхом застосовуються регульовані електроприводи з асинхронними двигунами і перетворювачами частоти. Разом з тим вже більше п'ятдесяти років використовуються і різні регульовані електроприводи з асинхронними двигунами спеціальних конструкцій, каскадними схемами включення, електромашинними перетворювачами

енергії. Вони мають право на існування завдяки своїм безперечним перевагам: простоті, гарним показникам експлуатаційної надійності і невисокої вартості.

Роботи по їх вдосконаленню тривають і за кордоном. Новий розвиток даного процесу додало застосування мікропроцесорних засобів. У даній роботі наведені результати теоретичних та експериментальних досліджень регульованого електроприводу вентилятора (РЕПВ) АСРТ, що містить два асинхронних двигуна, один з яких з поворотним статором (АДПС).

Об'єктом дослідження є РЕПВ з АДПС як виконавчо-регулюючого пристрою АСРТ.

Метою дипломного проекту є вдосконалення РЕПВ з АДПС як виконавчо-регулюючого пристрою двигунів АСРТ.

Наукова новизна роботи полягає в наступному:

- досліджена математична модель електромеханічних процесів в РЕПВ з АДПС в фазній системі координат при живленні від синхронного генератора, що враховує ефект витіснення струму в провідниках обмотки ротора, насичення магнітопроводу і втрати в сталі статора;

- досліджені динамічні властивості АСРТ обмоток тягового асинхронного двигуна, де в якості виконавчо-регулюючого пристрою застосований РЕПВ з АДПС;

- визначено значення кута повороту статора асинхронного двигуна, при яких втрати потужності в РЕПВ мають мінімальні величини при різних співвідношеннях напруга/частота синхронного генератора;

- синтезовані АСРТ тягового асинхронного двигуна, в яких в якості виконавчо-регулюючого пристрою застосований РЕПВ з АДПС, який забезпечують мінімізацію втрат потужності в РЕПВ і підвищення діапазону частоти обертання валу вентилятора, а отже, підвищення діапазону регульованої температури.

Достовірність отриманих результатів забезпечується обґрунтованістю використовуваних теоретичних залежностей і прийнятих припущень,

застосуванням відомих математичних методів; підтверджується якісним і задовільним узгодженням результатів теоретичних досліджень з експериментальними даними.

Практична цінність і наукова значимість роботи полягає в наступному:

- аналіз енергетичних процесів в РЕПВ з АДПС показав, що на кожному положенні рукоятки контролера машиніста існує таке значення кута повороту статора, яке забезпечує мінімальне значення втрат потужності електроприводу;

- застосування розроблених АСРТ тягового асинхронного двигуна, де в якості виконавчо-регулюючого пристрою застосований РЕПВ з АДПС, дозволить забезпечити мінімізацію втрат потужності в РЕПВ і підвищення діапазону зміни частоти обертання валу вентилятора, а отже, підвищення діапазону регульованої температури;

- результати техніко-економічної оцінки застосування в якості виконавчо-регулюючого пристрою в АСРТ РЕПВ з АДПС показали, що для тягового двигуна потужністю потужність 2200 кВт економія дизельного палива складе до 3370 кг в рік.

РОЗДІЛ 1
ПРОБЛЕМА АВТОМАТИЗАЦІЇ СИСТЕМ ОХОЛОДЖЕННЯ
ТЯГОВИХ ЕЛЕКТРОДВИГУНІВ

1.1. Вплив температури обмоток тягового асинхронного двигуна на параметри його роботи

Широке застосування асинхронних машин в якості тягових і допоміжних двигунів на рухомому об'єкті пояснюється цілою низкою обставин [1]:

- маса короткозамкнутого тягового асинхронного двигуна в 1,5-2 рази менше, ніж маса тягового двигуна постійного струму тієї ж потужності;
- момент інерції ротора короткозамкнутого тягового асинхронного двигуна в два рази більше, ніж у тягового двигуна постійного струму;
- вартість короткозамкнутого тягового асинхронного двигуна приблизно в 2-3 рази менше, ніж вартість тягового двигуна постійного струму.

В останні роки істотні зусилля спрямовані на розвиток методів діагностики пошкоджень і несправностей асинхронних машин, а також на створення методів їх захисту. Найважливішою частиною будь-якого захисту є наявність теплового захисту, яка необхідна для виключення теплових перевантажень, і, отже, продовження терміну експлуатації тягового двигуна. Теплові перевантаження тягового двигуна призводять до набагато більш інтенсивного старіння ізоляції. Крім того, вони можуть привести до виходу з ладу ключових елементів машини: ізоляції обмотки статора, стрижнів ротора, сердечника статора і ротора і т.д.

Кафедра АЕМ				НАУ 21 05 19 000 ПЗ			
Виконав	Пригорніцький			ПРОБЛЕМА АВТОМАТИЗАЦІЇ СИСТЕМ ОХОЛОДЖЕННЯ ТЯГОВИХ ЕЛЕКТРОДВИГУНІВ	Літера	Аркуш	Аркушів
Керівник	Товкач С.С.					1	30
Консульт.							
Н-контр.	Товкач С.С.						
Зав. каф.	Захарченко В.П.						
					АТ-412Б	15	Б

Аналіз даних в [2,4] дозволяє зробити висновок, що більша кількість пошкоджень прямо або побічно викликано підвищеним нагріванням тих чи інших частин електричної машини.

Перегрів ізоляції обмоток тягового електродвигуна зазвичай викликаний наступними причинами:

- динамічними навантаженнями під час перехідних процесів (пуск, гальмування, реверс, перехід на іншу частоту обертання);
- високими механічними навантаженнями, і, як наслідок, великими струмами в обмотках (теплові перевантаження);
- несиметричним джерелом електроенергії;
- високою температурою навколишнього середовища;
- погіршеними умовами охолодження.

В [3] проведено дослідження впливу температури на статичні механічні характеристики тягового електроприводу з асинхронним двигуном ЕД-900. Результати досліджень показані на рис. 1.1.

Аналіз графіків (рис. 1.1), дозволяє зробити висновок, що збільшення температури обмоток тягового асинхронного двигуна тягне за собою зменшення критичного моменту і збільшення абсолютного критичного ковзання, що викликає значне зниження жорсткості механічних характеристик.

Це пояснюється підвищенням температури при збільшенні активного опору обмоток статора і ротора, що призводить до зменшення абсолютного критичного ковзання, так як залежність індуктивного опору обмоток від температури проявляється слабо, а напруга живлення статора взагалі не впливає на величину критичного ковзання. Зміна абсолютного критичного ковзання під дією температури сильніше проявляється в зоні високих частот струму статора (42% при частоті струму статора $f_1 = 48$ Гц). Найменша чутливість ковзання до температури проявляється при малих частотах (13% при частоті струму статора $f_1 = 2,4$ Гц), так як в цьому режимі воно

визначається переважно відношенням активних опорів обмоток статора і ротора.

Критичний момент зі збільшенням температури значно зменшується, що найбільш яскраво проявляється в зоні низьких частот (при номінальній частоті $f_1 = 24$ Гц зниження момент становить 10,5%, при частоті струму статора 2,4 Гц - 55%). При роботі на високих частотах (у другій зоні) вплив температури обмоток виражено слабо, так як робота в цьому режимі визначається в основному індуктивним опором короткого замикання.

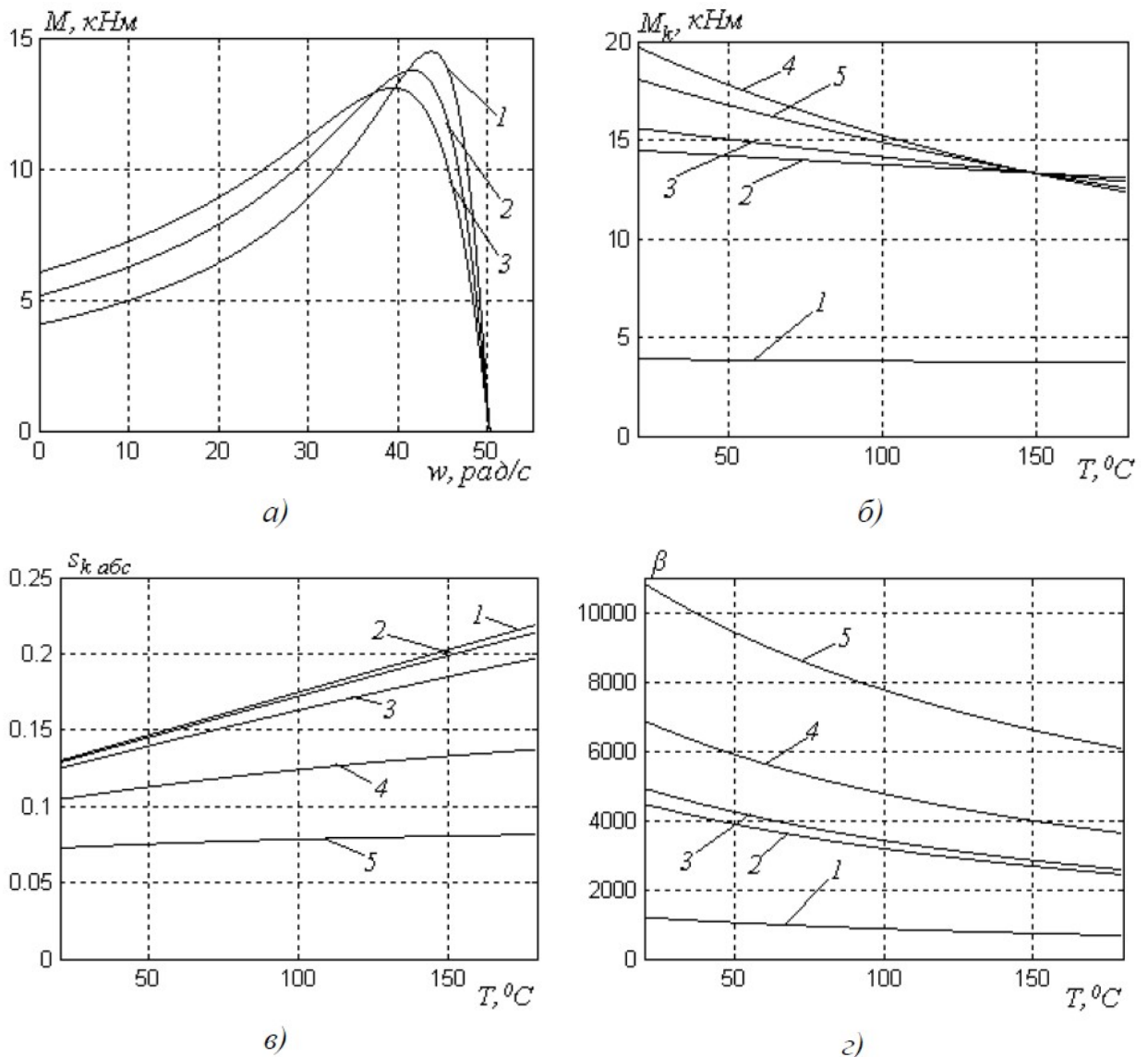


Рис. 1.1 Механічні характеристики (а) при номінальних параметрах напруги живлення (1- $T = 20^{\circ}\text{C}$, 2- $T = 100^{\circ}\text{C}$, 3- $T = 180^{\circ}\text{C}$), залежності критичного моменту (б), абсолютного критичного ковзання (в) і жорсткості (г) від температури обмоток

(1 - $f_1 = 48 \text{ Гц}$, 2 - $f_1 = 24 \text{ Гц}$, 3 - $f_1 = 12 \text{ Гц}$, 4 - $f_1 = 4,8 \text{ Гц}$, 5 - $f_1 = 2,4 \text{ Гц}$)

Подібний вплив температури на момент і ковзання призводить до зменшення жорсткості зі збільшенням температури більшою мірою тим, чим нижче частота струму статора (71% при частоті струму статора $f_1 = 2,4 \text{ Гц}$, 5% при частоті струму статора $f_1 = 48 \text{ Гц}$).

В [5] критерієм оцінки ефективності роботи тягового приводу прийнятий коефіцієнт економічності:

$$\varepsilon(f_2) = \frac{I_1^2}{M} \rightarrow \min, \quad (1.1)$$

де I_1 - струм обмотки статора;

M - момент, що розвивається електроприводом.

На рис. 1.2 наведені залежності коефіцієнта $\varepsilon(f_2)$ для тягового двигуна ДАТ-305 [6].

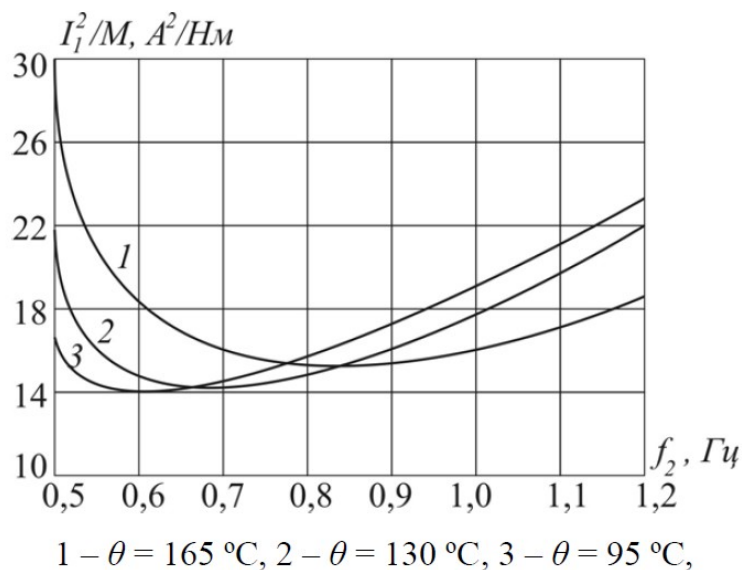


Рис. 1.2. Залежність коефіцієнта економічності двигуна ДАТ-305 від частоти струму ротора f_2 при різних значеннях температури обмоток θ .

З (рис. 1.2) видно, що при збільшенні температури обмоток тягового двигуна раціональне за умовою $\varepsilon(f_2) \rightarrow \min$ значення частоти струму обмотки ротора зміщується в зону великих ковзань: при $\theta = 95^\circ\text{C}$, $f_{2 \text{ опт}} = 0,63 \text{ Гц}$, при $\theta = 165^\circ\text{C}$, $f_{2 \text{ опт}} = 0,87 \text{ Гц}$. Самі значення струму статора і амплітуди напруги, що доставляють $\varepsilon(f_2) \rightarrow \min$, змінюються незначно. Відхилення частоти

струму ротора від раціонального призводить до різкого зростання струму обмотки статора і підвищенню коефіцієнта економічності.

Незважаючи на те, що при раціональному керуванні тяговий двигун працює при всіх значеннях температури з мінімально можливими значеннями струму статора, при збільшенні температури обмоток його коефіцієнт економічності знижується, так як підвищується значення коефіцієнта економічності $\varepsilon(f_2)$: при температурі обмоток $\theta = 0^\circ\text{C}$, $\varepsilon(f_2) = 10,5 \text{ A}^2/\text{Нм}$; при температурі обмоток $\theta = 180^\circ\text{C}$, $\varepsilon(f_2) = 14,4 \text{ A}^2/\text{Нм}$.

Також збільшення втрат з ростом температури неминує призведе до зниження ККД тягового двигуна: при зростанні температури в діапазоні $0 \dots 180^\circ\text{C}$ ККД знижується з 89 до 77%. Одночасно зменшується і момент на валу тягового двигуна.

Таким чином, збільшення температури обмоток тягового асинхронного двигуна під час роботи також неминує призводить до зміни його статичних механічних характеристик. Це, в свою чергу, призводить до зміни параметрів системи керування тяговим асинхронним двигуном, що може викликати небажані наслідки в силовій електричній і механічній частині тягового електроприводу. Тому в сучасних системах керування необхідно враховувати вплив температури обмоток на процеси, що протікають в силовій і керуючій системах.

1.2. Системи охолодження тягових електричних машин і вимоги, що пред'являються до них

Для забезпечення необхідного теплового режиму роботи тягових машин застосовують системи повітряного охолодження. В системи охолодження (СО) входять: повітрязабірники, всмоктувальні канали, фільтри, вентилятори, нагнітальні канали з повітророзподільними пристроями і власне охолоджувальне устаткування. За умовами експлуатації і показниками використання матеріалів тягові електромашини можуть мати

тільки примусове охолодження. Основні класифікаційні ознаки систем охолодження можна знайти в [6].

Поряд з основною вимогою забезпечення певного теплового режиму роботи тягових двигунів в умовах експлуатації системи охолодження повинні задовольняти досить жорстким вимогам за габаритними розмірами, масою і величиною витрат енергії на привід вентиляторів. Економічність тепловозних систем охолодження можна оцінити, використовуючи наступні показники: питома витрата повітря - витрата повітря на охолодження тягових двигунів і електричних апаратів, віднесений до потужності силової установки; питомі витрати енергії на функціонування системи охолодження - витрати потужності на привід вентиляторів, віднесені до потужності силової установки [7]. Для тепловозів потужністю до 2206 кВт питома витрата повітря, що подається на охолодження тягових машин, становить середньому $0,25...0,27 \text{ м}^3/(\text{хв}*\text{кВт})$, а на охолодження тягових генераторів $0,12...0,13 \text{ м}^3/(\text{хв}*\text{кВт})$. Для тепловозів потужністю 2941...4412 кВт в секції ці показники нижчі і складають відповідно $0,2 ... 0,24 \text{ м}^3/(\text{хв}*\text{кВт})$ і $0,1...0,12 \text{ м}^3 / (\text{хв}*\text{кВт})$. Загальна питома витрата повітря на охолодження тягових двигунів для тепловозів потужністю до 2206 кВт становить $0,33...0,34 \text{ м}^3/(\text{хв}*\text{кВт})$, а для тепловозів потужністю 2941...4412 кВт - $0,35...0,4 \text{ м}^3/(\text{хв}.*\text{кВт})$. Питомі витрати енергії на функціонування систем охолодження тягових двигунів і електричних апаратів тепловозів потужністю до 2206 кВт складають $2,8...3,6\%$. Для тепловозів потужністю 2941...4412 кВт цей показник вище – $4...5,5\%$ [5]. Економічність СО тягового електрообладнання електровозів визначається відношенням витрачається потужності на привід вентиляторів до потужності, що витрачається на тягу. Витрата енергії на привід допоміжних агрегатів і механізмів локомотива (вентилятори, компресор, допоміжний генератор, насоси і т. д.) становить $9-12\%$ і більше від загальної потужності локомотива в таблиці 1.1. В таблиці 1.2 зведені дані за потужністю на допоміжні потреби деяких іноземних електровозів [7].

Таблиця 1.1

Потужність допоміжного обладнання тепловозів

Тепловоз	Потужність приводу вентиляторів холодильника, кВт	Потужність приводу ВО електричних машин, кВт	Сумарна допоміжна потужність, кВт	Доля допоміжної потужності від потужності дизеля, %
2ТЕ10Л	121,4	40,4	261,1	11,8
ТЕЗ	58,9	8,8	261,1	11,8
ТЕП60	132,5	40,2	266,4	12
ТЕП70	100	96,2	263,2	8,95
ТЕП70А	70	96,2	263,2	7,93
ТЕМ1	22,8	8,8	86,1	11,7
ТЕМ2	37,5	13,9	103,4	11,7
ТЕМ7	70	71,3	256	5,82
ТЕ109	107,5	47,8	270,8	12,3
2ТЕ116	183,2	94,7	225,5	16,9
ТЕМ2У, ТЕМ18	38,3	10,5	103,1	11,7
2ТЕ121	74,4	131,3	257,2	8,95
2ТЕ25А	130	142	381	15,2

Таблиця 1.2

Потужність допоміжних систем електровозів

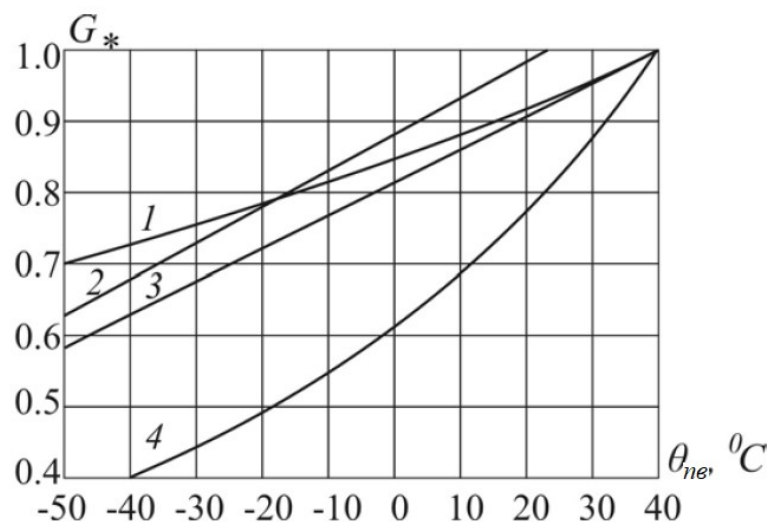
Серія ЕПС	Потужність тягова, кВт	Сумарна допоміжна потужність, кВт	Частка допоміжної потужності від тягової, %
12Х	6400	240	3,75
460	4800	200	4,17
101	6400	360	5,64
LE560	5600	240	4,29
S252	5600	240	4,29
EA3000	4000	195	4,86

152	6400	320	5
145	4200	240	5,71
402	5600	320	5,71
1822	4400	256	5,82
412	6000	440	7,33

Питанням можливого зниження витрати повітря, що охолоджує тяговий двигун, в залежності від температури зовнішнього повітря присвячені роботи [1-5]. У них, зокрема, зазначається, що існуючий принцип керування охолодженням тягових електричних машин тепловозів дозволяє при температурі зовнішнього повітря нижче 180° С знизити витрату охолоджуючого повітря через тяговий двигун на 25% .

На рис. 1.3 наведені залежності необхідної подачі повітря від його температури, отримані в результаті розрахунку в [7]. Очевидно, що при 0° С подача холодного повітря може бути зменшена на 13 - 38%, а при температурі -40 °С - на 28 - 60% в залежності від виду охолоджуваного обладнання.

За номінальну витрату повітря прийнята витрата при температурі навколишнього повітря 25 °С - для тягового електрообладнання та 40 °С – для іншого електрообладнання.



1 - блок гальмівних резисторів (при температурі стрічки 640 °C), 2 – тяговий електродвигун НБ418К6, 3 - згладжуючий реактор (при температурі обмоток 130 °C), 4 - випрямна установка

Рис. 1.3. Залежності відносної витрати охолоджуючого повітря

$$G_* = G_{nv} / G_{nv.ном} \text{ від його температури } \theta_{nv}$$

В [8] відзначається, що необхідна подача холодного повітря в залежності від зміни струмового навантаження може бути визначена з умов теплової рівноваги в сталому режимі:

$$kI^2r = \rho c \theta_{\infty} G_{nv}^n, \quad (1.2)$$

де k - коефіцієнт, що враховує теплові втрати, крім втрат у міді;

I - сила струму навантаження електроустаткування, А;

r - активний опір, залежний від температури, Ом;

$\theta_{\infty} = \Delta P / A$ - стале значення перевищення температури тіла над температурою навколишнього середовища (відхилення величини енергії, що виділяється ΔP до тепловіддачі тіла A), °C;

c - теплоємність навколишнього повітря, $\frac{Вт \cdot с}{^{\circ}C \cdot кг}$ Вт;

ρ - щільність повітря, кг/м³;

G_{nv} - подача охолодженого повітря вентилятором;

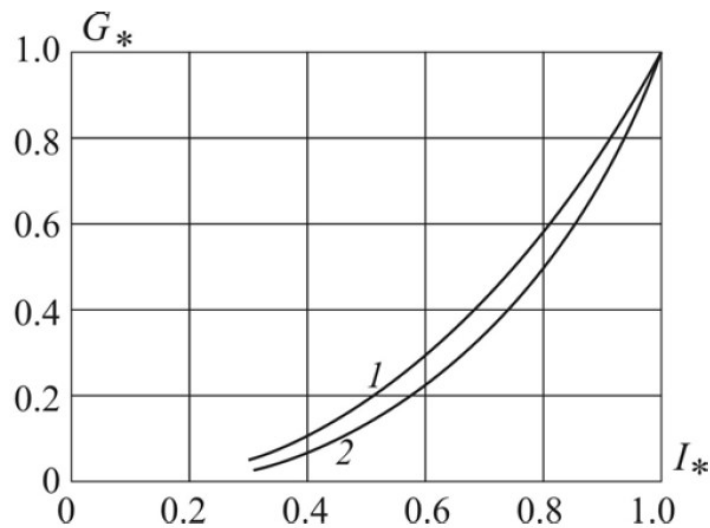
n - показник ступеня в рівнянні, що зв'язує критерії Нуссельта і Рейнольдса.

Залежність подачі повітря від струму навантаження при його значенні, відмінному від номінального:

$$G_{nv} = G_{nv.ном} \left(\frac{I}{I_{ном}} \right)^{\frac{2}{n}} \quad (1.3)$$

В [9] показано, що коефіцієнт $n = 0,8$ - для тягового двигуна і перетворювальної установки, $n = 0,72$ - для силових реакторів.

На рис. 1.4 - представлені розрахункові залежності необхідної подачі повітря від струму навантаження.



1 - тяговий двигун і перетворювальна установка,
2 - гальмівні резистори

Рис. 1.4. Залежність необхідної відносної подачі повітря від відносного струму навантаження $I^* = I / I_{ном}$

Найбільшого ефекту у вирішенні проблеми підвищення економічності СО можна досягти, якщо СО тягового електрообладнання локомотивів будуть обладнані керованим електроприводом вентиляторів, що дозволяє неперервно автоматично змінювати подачу охолоджуючого повітря в залежності від температури нагріваючих частин обладнання, його струмового навантаження і температури охолоджувального повітря.

Вирішенню проблем автоматизації систем охолодження тягових електричних двигунів і створення АСРТ присвячені [3,9]. У них, в тому числі, розроблені наступні варіанти автоматичних регуляторів температури, якими можуть бути обладнані системи охолодження тягових електричних машин локомотивів, що містять як радіальні, так і осьові вентилятори:

- автоматичний регулятор температури з радіальним вентилятором, що має механічний привід, і дроселюючим регулюючим органом;
- мікропроцесорний автоматичний регулятор температури з незалежним електричним приводом радіального вентилятора;
- автоматичний регулятор температури з гідродинамічним приводом осьового вентилятора;

- автоматичний регулятор температури з механічним приводом осьового вентилятора, що має поворотні лопатки;
- мікропроцесорний автоматичний регулятор температури з механічним приводом осьового вентилятора, що має поворотні лопатки;
- мікропроцесорний автоматичний регулятор температури з незалежним електричним приводом осьового вентилятора і роздільним регулюванням частоти обертання і кута нахилу лопаток вентилятора колеса.

В [10] підкреслено, що при синтезі АСРТ крім вимог до її статичних і динамічних характеристик повинні бути виконані і вимоги раціонального вибору маси, габаритних розмірів, вартості, монтажної гнучкості конструкції елементів автоматичного регулятора, витрат енергії на привід виконавчо-регулюючого пристрою та інших параметрів, що визначаються конкретними умовами експлуатації.

1.3. Класифікація та основні характеристики приводів вентиляторів систем охолодження

До систем керування приводів вентиляторів охолодження висувають такі вимоги:

- процес регулювання повинен бути оптимальним і забезпечувати досить швидке загасання регульованого параметра;
- бажано, щоб система мала аперіодичну динамічну характеристику, а тривалість перехідного процесу була якомога менше. З урахуванням вимог експлуатації повинні знаходити широке застосування найбільш прості в конструктивному відношенні автоматичні регулятори прямої дії;
- система керування повинна бути стійкою до поштовхів і вібрацій. Надійність необхідно забезпечувати, застосовуючи машини, апарати і прилади відпрацьованих конструкцій, що допускають тривалу експлуатацію без істотних зносів;
- система керування не повинна бути дорогою у виготовленні і експлуатації. Зниження її вартості можна досягти, застосовуючи мінімальну

кількість однотипних машин і апаратури невеликої вартості при високій ступені їх надійності в експлуатації;

- привід вентилятора, який є виконавчою ланкою (елементом), повинен мати просту конструкцію, достатню надійність, максимально можливий ККД, просту і надійну систему регулювання, що забезпечує необхідну швидкодію, мінімальну вагу, габаритні розміри і зручну компоновку. Крім того, привід вентилятора не повинен створювати неприпустимих рівнів вібрацій і шуму.

Класифікація основних систем регулювання охолоджувальних пристроїв, представлена на рис. 1.5.

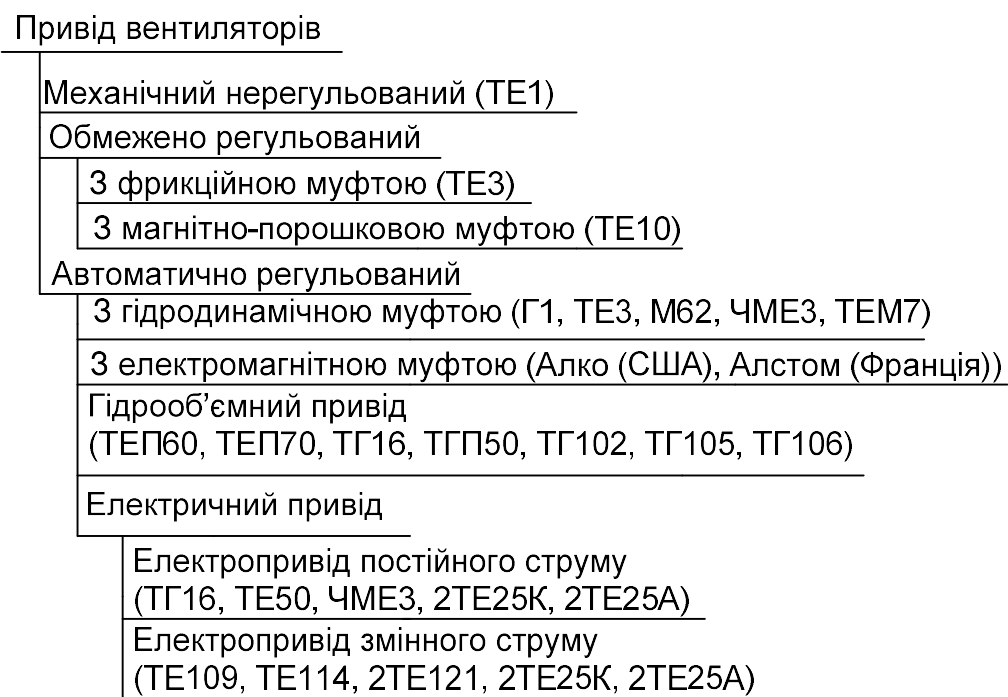


Рис. 1.5. Класифікація основних систем регулювання охолоджуючих пристроїв

Механічний нерегульований привід застосовувався на маневрових тепловозах, наприклад на тепловозі ТЕ1. Вентилятор приводився в обертання валом від дизеля тепловоза за допомогою клинопасової передачі. вклучався і вимикався вентилятор вручну - рукояткою, що впливає на фрикційну муфту. Головний недолік такого приводу - відсутність можливості регулювання

частоти обертання вентилятора колеса. Цей недолік ставав більш істотним для магістральних тепловозів великої потужності.

Механічний привід з обмеженим (ручним) регулюванням, є релейним. В процесі вдосконалення механічного нерегульованого приводу в його конструкцію стали вводити фрикційні, електромагнітні та ін. типи муфт, керованих за допомогою термореле і вручну. Подібний привід на тепловозі ТЕЗ мав два режими (зимовий і літній). Основний недолік приводу - значна перевитрата енергії на охолодження, обумовлена періодичним включенням / виключенням регулятора. При ручному керуванні вентилятором відбувалося зниження економічності і моторесурсу дизеля, ускладнення роботи машиніста, який за поїздки включав і вимикав вентилятор в середньому кілька десятків разів. Це призводило до передчасного зносу дисків муфти зчеплення. На рис. 1.6 приведена залежність витрат енергії на привід вентилятора охолодження в залежності від необхідної витрати охолоджуючого повітря.

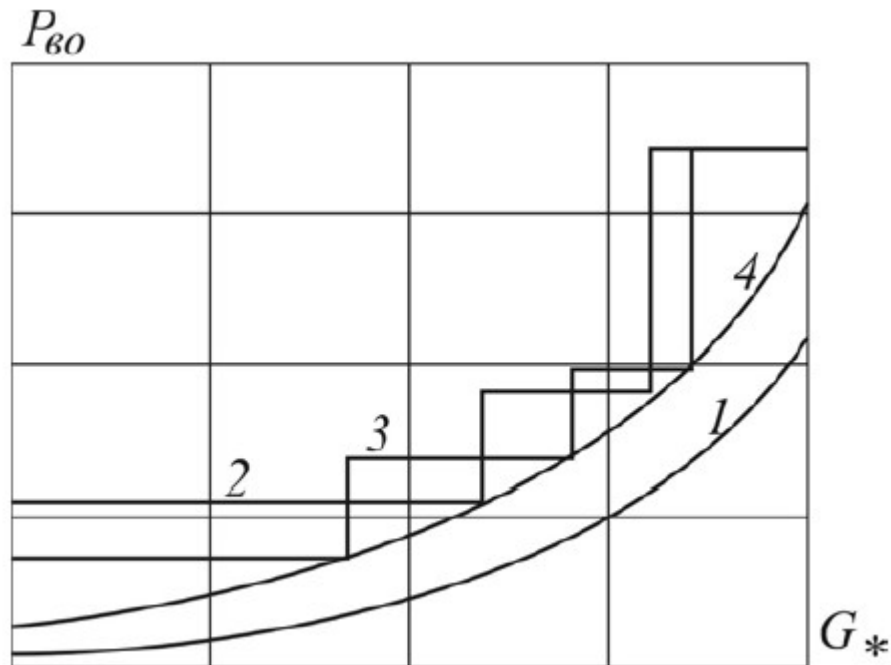


Рис. 1.6. Витрати енергії $P_{во}$ на привід вентилятора при оптимальному (1), трьохступінчатому механічному приводі (2), чотиріступінчатому електроприводі (3) і частотному керуванні асинхронним двигуном (4)

З (рис. 1.6) видно, що триступеневий механічний привід має три робочі точки, при яких потужність приводу, відповідає необхідній.

У всіх інших випадках потужність на механічний привід завищена, що призводить до суттєвого зменшення ККД електричної передачі тепловоза і збільшення втрати потужності тепловоза.

Застосування електромагнітної порошкової муфти (ЕПМ) забезпечує плавне наростання частоти обертання вентилятора. У ній немає зношуваних дисків фрикційної муфти. Однак ЕПМ дозволяє реалізовувати тільки одну частоту обертання вентилятора. Для зміни частоти обертання необхідно встановлювати кілька муфт. У приводі вентилятора тепловоза ТЕ10 дві ЕПМ і складний механізм: можливо автоматичне перемикання з літнього режиму на зимовий.

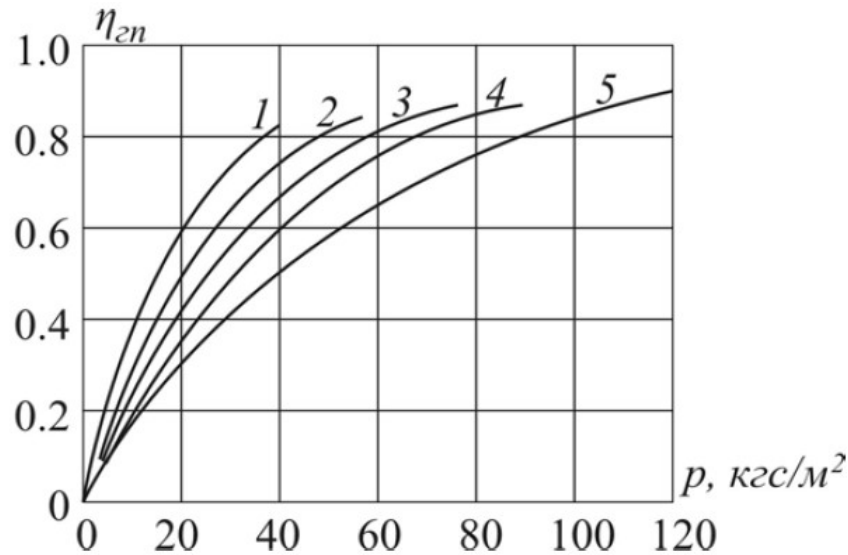
Привід з гідродинамічною муфтою має гідромуфту в якості регульованої ланки приводу вентиляторів охолодження. Була виготовлена і випробувана гідромуфта зі змінним наповненням, яка послужила прототипом для муфт приводу вентилятора холодильника тепловозів. Застосування гідромуфт підвищило економічність приводу вентиляторів і автоматизувало процес керування, але не усунуло недоліки в компонуванні холодильників. Проходи в шахтах холодильника, як на тепловозах ТЕЗ, залишилися зайнятими валопроводами і редукторами, що заважають вільно переміщатися.

Гідроб'ємний привід є більш зручним у монтажі, дозволяє плавно регулювати частоту обертання; одночасно з цим він вимагає наявності спеціальних гідромашин, пристроїв, фільтруючих робочі рідини приводу і керуючих їх перепуском для регулювання частоти обертання.

На тепловозі ТЕП70 застосований гідроб'ємний привід вентилятора охолодження. За результатами випробувань були отримані залежності ККД приводу при різних частотах обертання гідронасосів і тиску масла в системі []. На рис. 1.7 наведені дані ККД гідроб'ємного приводу при різних значеннях частоти обертання валу гідромотора.

Апроксимація залежностей (рисунок 1.7) дозволяє отримати співвідношення залежностей для розрахунку ККД гідрооб'ємного приводу:

$$\eta_{\text{ГП}} = \frac{528039876 n_{\text{нас}}^{-4,14} p^3 - 159819 n_{\text{нас}}^{-2,8735} p^2 + 778,17 n_{\text{нас}}^{-1,14751} p}{0,985}. \quad (1.4)$$



1 - $n_{\text{нас}} = 730$ об/хв, 2 - $n_{\text{нас}} = 870$ об/хв, 3 - $n_{\text{нас}} = 1050$ об/хв,
4 - $n_{\text{нас}} = 1190$ об/хв, 5 - $n_{\text{нас}} = 1370$ об/хв,

Рис. 1.7. Залежність ККД гідрооб'ємного приводу вентилятора охолодження $\eta_{\text{ГП}}$ тепловозів ТЕП60 і ТЕП70 від тиску в системі p і частоти обертання валів гідронасосів $n_{\text{нас}}$

На рис. 1.8 наведені величини ККД гідростатичного і гідродинамічного приводів і питома потужність витрат енергії на привід в залежності від відносної частоти обертання. З рисунка видно, що ККД приводів змінюється пропорційно частоті обертання вихідного валу, причому на часткових режимах, в зоні де гідромашини приводу працюють переважну частину часу (ККД не перевищує 0,5). Для підвищення ККД гідроприводу необхідно підвищувати частоту обертання його вхідного і вихідного валів, що призведе до надмірної подачі повітря. Збільшення ККД можливо і шляхом поліпшення якості виготовлення гідромашин або застосування насосів регульованої подачі, що створює додаткові труднощі і значно збільшує вартість виготовлення і експлуатації приводу.

Електропривод допоміжних механізмів володіє багатьма позитивними якостями: значним терміном служби і великою надійністю електричних машин, зручністю компонування і монтажу електрообладнання, можливістю регулювання частоти обертання, простотою обслуговування і ремонту, малим зносом деталей приводу. При цьому електропривід змінного струму простіше, дешевше і надійніше електроприводу постійного струму.

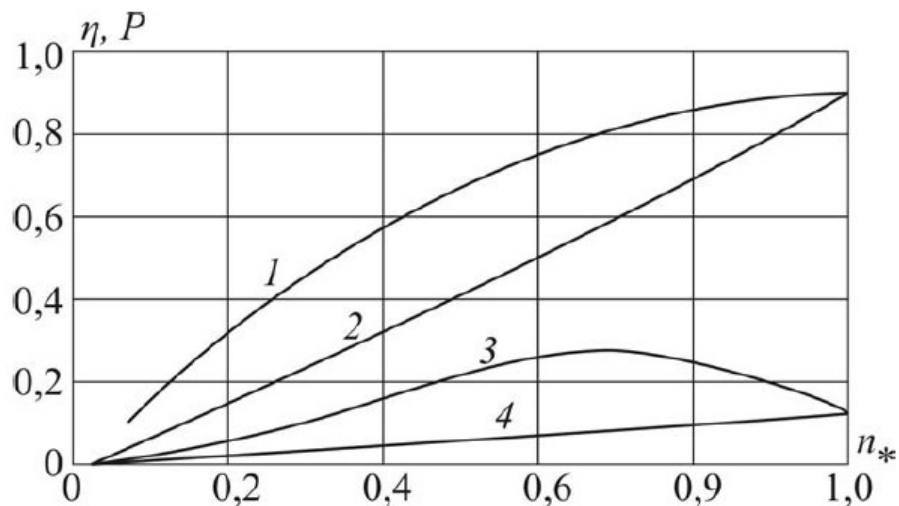


Рис. 1.8. Залежності ККД гідростатичного (1) і гідродинамічного (2) приводів і відносної потужності витрат енергії на гідродинамічний (3) і гідростатичний (4) приводи від відносної частоти обертання

Технічний прогрес в області регульованого електроприводу з асинхронними двигунами став можливим з появою потужних напівпровідникових елементів - тиристорів і транзисторів.

1.4. Електроприводи вентиляторів систем охолодження

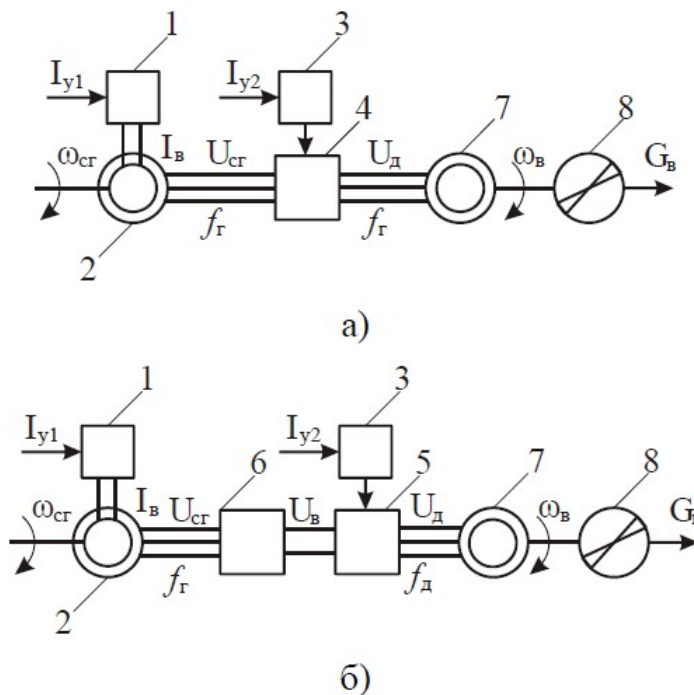
Намітилися очевидні тенденції при використанні регульованих електроприводів з асинхронними електродвигунами допоміжних агрегатів рухомого складу. На рухомому складі використовують електроприводи з асинхронними двигунами вентиляторів охолодження наступних типів:

- а) з фазовим керуванням асинхронним електродвигуном;

б) з частотним керуванням асинхронним двигуном з короткозамкненим ротором.

Електроприводи вентиляторів з фазовим керуванням асинхронним електродвигуном застосовуються на тепловозах і електровозах, що мають джерело енергії змінного струму, їх функціональна схема приведена на рис. 1.9, а.

Максимальний момент асинхронного двигуна можна регулювати, змінюючи за величиною напругу, що підводиться до статора. При цьому критичний момент змінюється пропорційно квадрату напруги. При керуванні напругою частота обертання холостого ходу і критичне ковзання не залежить від напруги на статорі. Тому регулювання частоти обертання можливо тільки в дуже невеликому діапазоні. При збільшенні діапазону регулювання струм двигуна інтенсивно зростає. Причиною цього є втрати ковзання в роторі двигуна. Навіть при вентиляторному характері навантаження, коли максимальна потужність ковзання становить всього 15% номінальної, щоб уникнути перегріву двигуна, його встановлену потужність потрібно істотно збільшувати при номінальних втратах в роторі 2-3%.



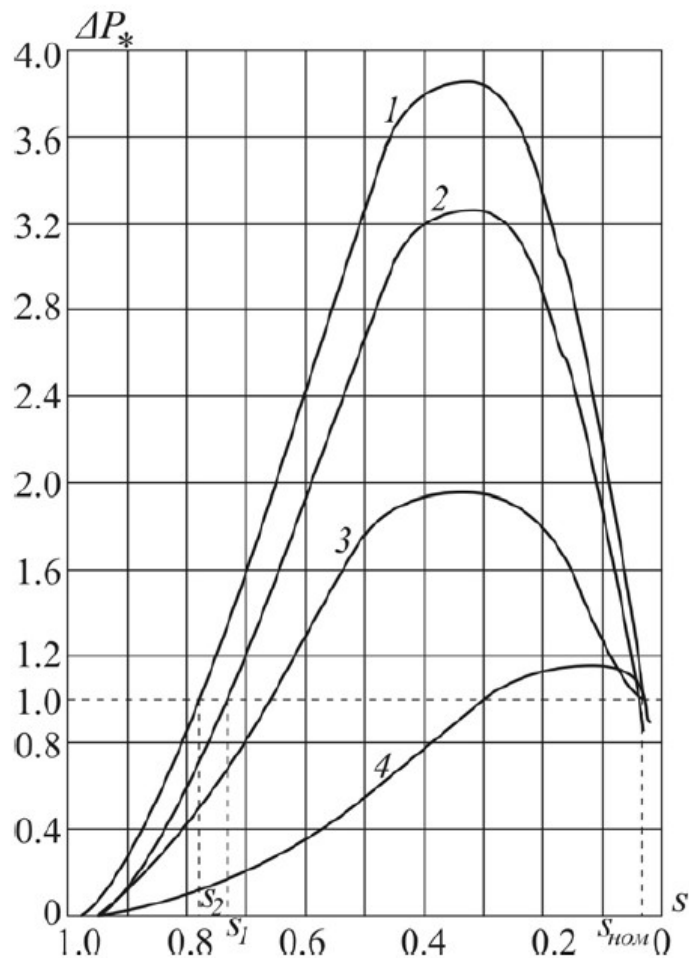
1 - блок керування синхронним генератором; 2 - синхронний генератор;

3 - блок керування перетворювачем; 4 - тиристорний перетворювач напруги; 5 - напівпровідниковий перетворювач частоти; 6 - випрямна установка; 7 - асинхронний електродвигун; 8 - вентилятор охолодження.

Рис. 1.9. Структурні схеми електроприводів вентиляторів охолодження для АСРТ: а - з фазовим керуванням асинхронним електродвигуном; б – з частотним керуванням асинхронним електродвигуном

В [10] вказується на можливість застосування тиристорних регуляторів напруги (ТРН), коли досягається техніко-економічний ефект регулювання завдяки меншій вартості, габаритними показниками і простоті. Ефект економії може вийти, за рахунок регулювання не миттєвої, а середньої продуктивності насоса, що працює на резервуари, коли необхідний дворівневий режим за продуктивністю. В цьому випадку при роботі на кожному з рівнів втрати ковзання порівнянні з втратами в частотно-регульованому електроприводі. При такому типі електроприводу асинхронний електродвигун має габаритні розміри і масу в 1,5 рази більше, ніж асинхронний електродвигун з короткозамкненим ротором тієї ж потужності і частоти обертання валу, застосовуваний в схемах частотного керування наведеної на рис. 1.9, б.

На рис. 1.10 представлені графіки відносних втрат в міді і стали статора і ротора двигуна 4AM80A2У3, ланцюги обмоток статора якого живляться від тиристорного регулятора напруги, розраховані в [11].



1 - відносні втрати в міді статора, 2 - відносні втрати в міді ротора, 3 - відносні втрати в сталі статора, 4 - відносні втрати в сталі ротора

Рис. 1.10. Залежність відносних втрат $\Delta P^* = \Delta P / \Delta P_{ном}$ в асинхронному двигуні 4АМ80А2У3 від ковзання s

Згідно з визначенням допустимого теплового режиму, необхідно забезпечення граничного теплового стану обмотки статора, оскільки саме ця обмотка є найбільш чутливою до перегріву елементом електричної машини. У цьому випадку верхня межа допустимого діапазону з точки зору втрат в статорі - $s = s_1 \approx 0,75$. Гранично допустиме значення ковзання в даному випадку може бути знайдено графічно або аналітично зі співвідношення:

$$\Delta P_{м.ст.} = M_* \left(B \frac{s_{ном}}{s} + (1 - B) \frac{s}{s_{ном}} \right) = 1, \quad (1.5)$$

де M_* - відносне значення моменту, що розвивається двигуном;

B - конструктивний коефіцієнт асинхронного двигуна,

$$B = \frac{\alpha_r^2}{\alpha_r^2 + s_{ном}^2}, \quad (1.6)$$

де $\alpha_r = \frac{R_r'}{X_k}$, де R_r' і X_k активний і індуктивний опори обмотки ротора

асинхронного двигуна.

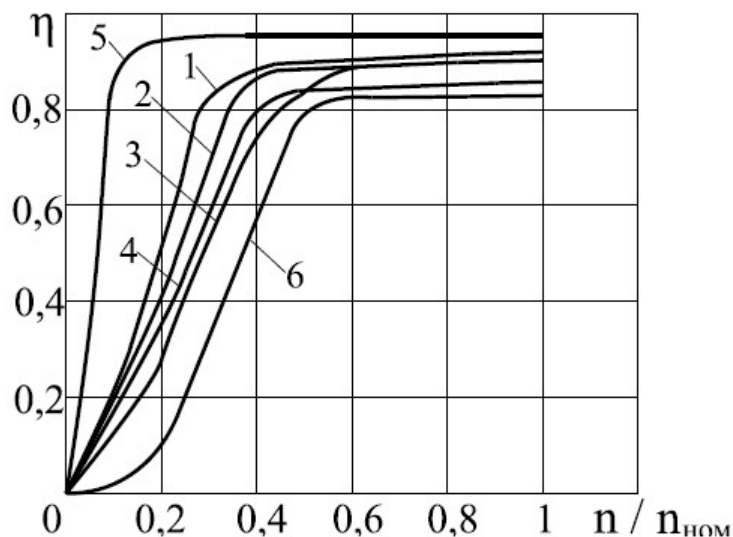
Очевидно, що при ковзаннях $s \approx 0,33$, втрати в міді статора і ротора мають максимальне значення. Максимум втрат в сталі статора спостерігається також при $s \approx 0,33$, в сталі ротора - при $s \approx 0,13$.

При зміні напруги на обмотці статора і вентиляторному моменті опору на валу двигуна граничний момент навантаження на двигун при $s \approx 0,75$ складе всього 6,8% від номінального. При менших ковзаннях за умовами нагріву робота неможлива. Для розширення діапазону регулювання необхідно завищувати встановлену потужність. Тому регулювання частоти обертання вентиляторів охолодження по системі «тиристорний регулятор напруги - асинхронний двигун» має обмежену сферу застосування.

Для реалізації частотного регулювання частоти обертання асинхронного двигуна необхідно мати джерело напруги змінного струму регульованої частоти. Такими джерелами є статичні напівпровідникові перетворювачі частоти. У сучасній практиці використовуються перетворювачі частоти двох типів: з проміжною ланкою постійного струму і автономним інвертором струму або напруги, безпосередні перетворювачі частоти.

На рис. 1.11 наведені результати експериментальних досліджень ряду асинхронних електродвигунів типу МА 142-2/4, АТ-52/4, АР-74-10, А91-4 при роботі з різними моментами опору M_c і живленні від синхронного генератора і від напівпровідникових перетворювачів частоти з ланкою постійного струму. Представлена залежність ККД перетворювача частоти (крива 5) з двигуном типу А91-4 при вентиляторному навантаженні.

Напруга на асинхронному електродвигуні змінювалася згідно із законом $\frac{U}{f} = const$. При роботі асинхронного електродвигуна в номінальному режимі $f_{ном} = 50$ Гц сумарні втрати енергії (при живленні від напівпровідникових перетворювачів частоти) за рахунок додаткових втрат від вищих гармонік зростають на 35 ... 55%.



1 - асинхронний електродвигун з частотним керуванням і живленням від синхронного генератора, $M_c = const$; 2 - асинхронний електродвигун з частотним керуванням і живленням від перетворювача частоти з ланкою постійного струму, $M_c = const$; 3 - асинхронний електродвигун з частотним керуванням, $M_c \sim \omega^2$; 4 - асинхронний електродвигун з частотним керуванням і живленням від перетворювача частоти з ланкою постійного струму з урахуванням ККД перетворювача частоти, $M_c = const$; 5 - перетворювач частоти; 6 - асинхронний електродвигун з частотним керуванням і харчуванням від синхронного генератора з урахуванням ККД синхронного генератора

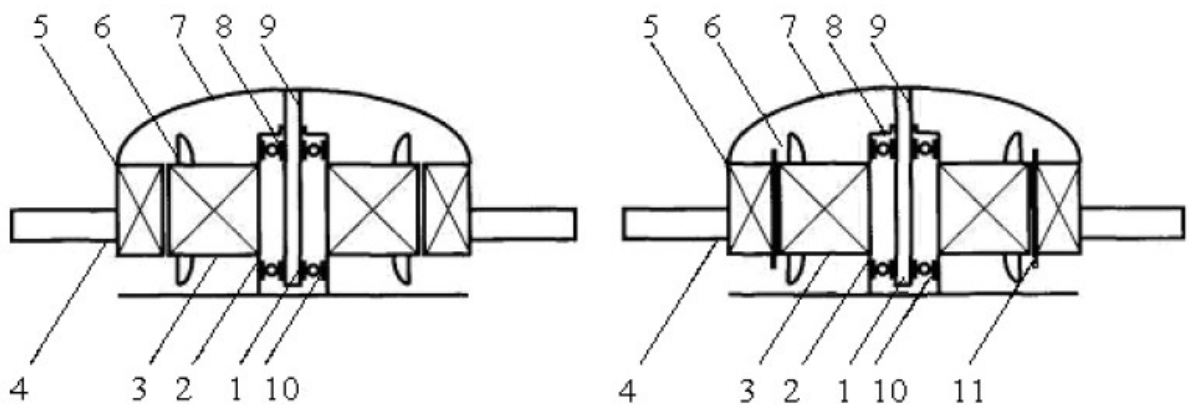
Рис. 1.11. Залежності ККД від частоти обертання валу ротора

Встановлено, що несинусоїдальність напруги джерела енергії значно зменшує ККД асинхронного електродвигуна і збільшує його нагрівання.

З порівняння характеристик 1 і 3 (рис. 1.11) видно, що при частотному керуванні асинхронним електродвигуном з вентиляторним навантаженням і живлення його від синхронного генератора зі зменшення частоти ККД асинхронного електродвигуна зменшується більшою мірою, ніж при $M_c = const$, так як при частотному керуванні за законом $\frac{U}{f} = const$ зі зменшення частоти напруги джерела енергії втрати в асинхронному електродвигуні зменшуються в меншій мірі, ніж корисна потужність на валу при $M_c \sim \omega^2$ в порівнянні з асинхронним електродвигуном, що працює при $M_c = const$.

Найбільшого поширення в електроприводах з фазовим і частотним керуваннями знайшли асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором. Разом з цим існують розробки і дослідження електроприводів з асинхронними двигунами, які мають спеціальні конструкції роторів [].

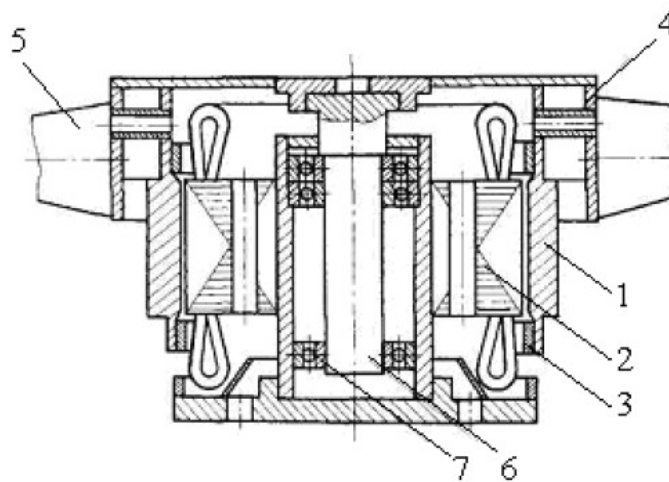
В [4,12] був розроблений електродвигун з двошаровим ротором на основі серійного двигун - вентилятора типу АМВ37 зворненої конструкції. Подібний електродвигун застосовується на тепловозах серії ТЕ109, V200, 142, те114, 2ТЕ116. Особливістю зворненої конструкції є те, що статор розташований всередині ротора, а ротор обертається навколо статора і утворює одне ціле з вентиляторним колесом, наведено на малюнку 1.12. Статичні характеристики електродвигуна нелінійні і коефіцієнт передачі приводу мало залежить від частоти напруги живлення (тобто частоти обертання валу синхронного генератора), що є одним з істотних недоліків такого електроприводу вентилятора, так як коефіцієнт передачі теплового об'єкта збільшується зі зменшення теплового навантаження; тому для підвищення стійкості і якості роботи автоматичної системи регулювання температури необхідно, щоб коефіцієнт передачі приводу вентилятора зменшувався при зменшенні подачі.



1 - пята; 2 - станина; 3 - статор; 4 - лопать; 5 - ротор; 6 - статорна обмотка; 7 - кок; 8 і 10 - підшипники; 9 - вал; 11 - втулка

Рис. 1.12. Схеми асинхронних електродвигунів вентиляторів охолодження із зовнішнім ротором: а - з короткозамкненим ротором; б - з двошаровим ротором

Електродвигун з масивним ротором був розроблений на основі серійного електродвигуна типу АМВ75 зверненої конструкції представлений на рис. 1.13.



1 - статор; 2 - ротор; 3 - кільця; 4 - трубки; 5 - лопаті; 6 - вал; 7 - підшипники

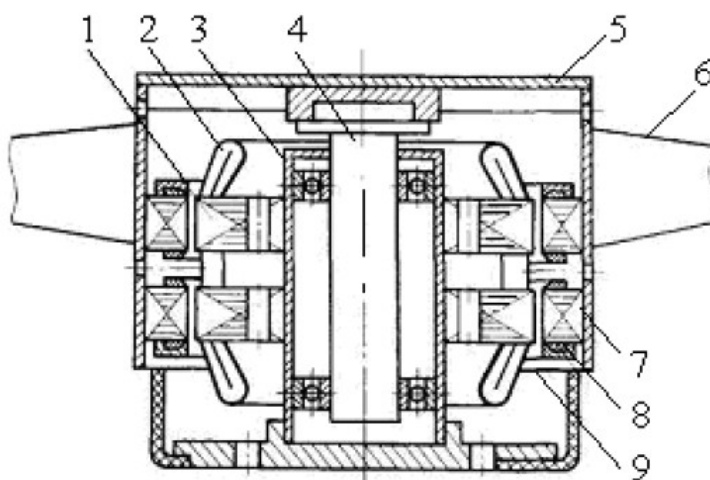
Рис. 1.13. Асинхронний двигун вентилятора з масивним ротором

Подібний електродвигун застосовується на тепловозах серії 2ТЕ116М, ТЕ121, ТЕ126, ТЕ136 [1-6]. Його потужність 75 кВт, частота напруги живлення 100 Гц з діаметром вентиляторного колеса 1600 мм. Статичні

характеристики електродвигуна відрізняються більшою нелінійністю, ніж характеристики електродвигуна з двошаровим ротором. електродвигун при малих подачах вентилятора охолодження має низькі значення ККД .

Поліпшити регульовальні характеристики асинхронного електродвигуна можна шляхом збільшення активного опору обмотки ротора, що можна забезпечити використанням фазної обмотки в поєднанні з зовнішніми опорами або при використанні двопакетного ротора.

Асинхронний електродвигун з двопакетним ротором, призначений для електроприводу вентилятора охолодження з фазовим керуванням наведено на рис. 1.14.



1 - магнітопровід статора; 2 - обмотка статора; 3 - втулка; 4 - вал; 5 - вентиляторне колесо; 6 - лопаті вентилятора; 7 - магнітопровід ротора;

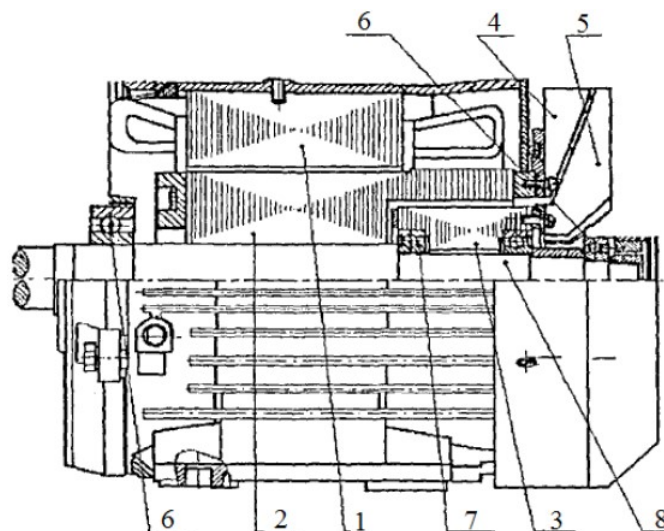
8 - короткозамикаюче кільце; 9 - екран

Рис. 1.14. Асинхронний електродвигун вентилятора охолодження з двопакетним ротором

Поділ ротора на два пакети дозволило збільшити активний опір обмотки за рахунок додаткових короткозамикаючих кілець. Завдяки електромагнітному екрануванню зовнішніх кілець параметри ротора стали сильно залежні від частоти струму ротора. У номінальному режимі частота струму в роторі дорівнює приблизно 3 ... 8 Гц при номінальній частоті струму статора 100 Гц. Значення ЕРС і струмів, що наводяться в масивних феромагнітних екранах невеликі, отже, наявність екранів практично не

впливає на номінальні параметри ротора. Електродвигун має досить високі енергетичні показники в номінальному режимі. При зменшенні значення напруги на статорі збільшується ковзання і частота струму в роторі, що призводить до зростання ЕРС в масивних феромагнітних екранах. Також, із зростанням ковзання відбувається додаткове збільшення активного опору екранованих короткозамкнутих кілець через поверхневий ефект в них. Спільна дія двох факторів призводить до того, що асинхронний електродвигун з двопакедним ротором має м'які механічні характеристики, необхідні для реалізації фазового керування.

В [6] розроблено та досліджено короткозамкнутий двороторний асинхронний двигун (ДАС) представлений на рис. 1.15.



1 - статор, 2 - силовий ротор, 3 - малий ротор вентилятора, 4 – лопатки вентилятора-радіатора силового ротора, 5 - лопатки вентилятора малого ротора, 6 - підшипники силового ротора, 7 - підшипники малого ротора, 8 – вал силового ротора

Рис. 1.15. Електродвигун типу ДАС

З (рис. 1.15) конструкція двигуна являє собою подоби стандартного короткозамкнутого двигуна, у якого, при цьому, теплові втрати енергії ковзання в роторі виводяться подовженою обмоткою в зону інтенсивного охолодження. Зона інтенсивного охолодження забезпечується вентилятором,

приводний ротор якого вбудований в порожнисту частину силового статора. Таким чином, в двигуні типу ДАС можуть бути реалізовані оптимальні високоефективні характеристики стандартних двигунів і дороторних двигунів.

В [6] зроблені наступні висновки:

- двигуни з фазним і масивним роторами можуть забезпечувати роботу на регульовальних характеристиках, наприклад, в механізмах з вентиляторним типом навантаження, але при цьому мають низький ККД;

- двигуни з індукційними опорами в колі ротора мають вельми великі масогабаритні показники, складні за конструкцією і технологіями.

В [7] показано, що електроприводи з фазовим керуванням асинхронних двигунів зі стандартним короткозамкненим ротором і ротором спеціальної конструкції доцільно застосовувати для механізмів з великим моментом інерції і малим пусковим моментом опору, що властиво механізмам з вентиляторним типом навантаження. В цьому випадку, при умові невисокого діапазону регулювання частоти обертання енергетичні показники якості таких електроприводів можна порівняти з енергетичними показниками електроприводів з перетворювачами частоти, в той час як вартісні і масогабаритні показники у електроприводів з фазовим керуванням вище, ніж у електроприводів з перетворювачами частоти.

В [5-7] розроблено та досліджено електропривід з двома асинхронними двигунами, один з яких має поворотний статор, схема включення приведена на рис. 1.16. В [6] розглядалося застосування даного електроприводу на тяговому рухомому складі.

В електроприводі використовуються два однакових асинхронних двигуна з фазними роторами, з'єднаних загальним валом. номінальна потужність кожного двигуна дорівнює половині потужності виконавчого механізму в номінальному режимі роботи. Статорні обмотки двигунів приєднані паралельно до загального джерела змінної напруги, а роторні

обмотки з'єднані послідовно. Статор двигуна $M2$ повертається за допомогою допоміжного приводу Π .

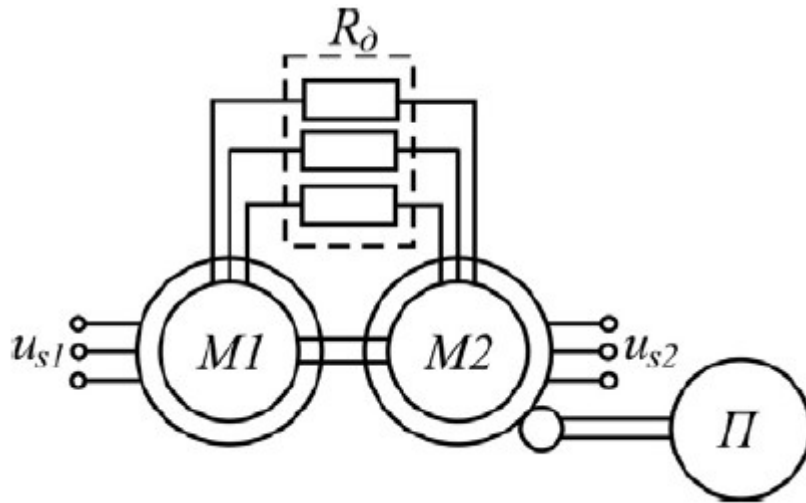


Рис. 1.16. Схема включення електропривода з поворотним статором

В [8] проведено порівняльне дослідження різних типів електроприводів допоміжних механізмів тягового рухомого складу.

На рис. 1.17 зображено залежність ККД різних видів регульованих електроприводів від частоти обертання в сталих режимах роботи. У таблиці 1.3 наведені інтегральні показники якості.

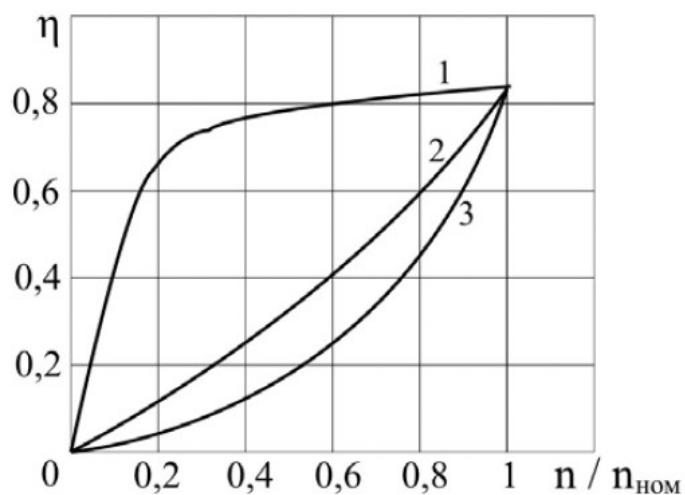


Рис. 1.17. ККД електроприводів

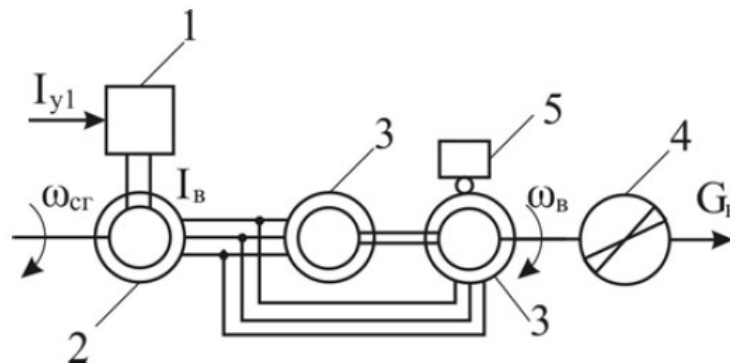
Таблиця 1.3

Показники якості електроприводів

Інтегральний показник якості	1	2	3
Питома вага, кг/кВт	14...17	11...12	10...11
Питома вартість, у.о./кВт	13...15	10...11	8...9

На (рис. 1.17) і в (таблиці 1.3) прийняті наступні позначення: η - ККД електроприводу, n , $n_{ном}$ - поточна і номінальна частоти обертання валу ротора, 1 - частотно-регульований електропривод з перетворювачем частоти інверторного типу; 2 - електропривод з асинхронним двигуном, що має поворотний статор; 3 - електропривод з тиристорним перетворювачем в колі обмотки статора.

Функціональна схема електроприводу з двома асинхронними двигунами, один з яких містить поворотний статор, наведена на рис. 1.18.



1 - блок керування синхронним генератором; 2 - синхронний генератор; 3 - асинхронний електродвигун; 4 - вентилятор охолодження, 5 - пристрій повороту статора

Рис. 1.18. Функціональна схема електроприводу вентилятора охолодження для АСРТ з електроприводом з асинхронним двигуном, що має поворотний статор

В [1] на основі проведеного аналізу технічних характеристик, схемних і конструктивних рішень електроприводів вентиляторів охолодження тягового

електрообладнання та енергоустановок тягового рухомого складу встановлено, що одним з можливих варіантів регульованого електроприводу є електропривод з асинхронним двигуном, що має поворотний статор. В [] запропоновано і синтезована система керування електроприводу з поворотним статором, що містить електропривод повороту статора і пропорційний регулятор швидкості.

Аналіз технічних характеристик і схемних рішень вітчизняних і зарубіжних регульованих електроприводів з асинхронними двигунами допоміжних агрегатів тягового рухомого складу дозволив зробити висновок, що всі відомі види регульованих електроприводів, що містять асинхронні машини, мають ряд недоліків, що перешкоджають в даний час їх використання. Одним з можливих варіантів електротроприводу вентилятора охолодження є плавно регульований електропривод з асинхронним двигуном, що має поворотний статор, який має певні перспективи застосування. Він не містить перетворювачів частоти в силовій частині, що дозволяє поліпшити техніко-економічні характеристики електроприводу: підвищити його надійність, знизити вартість, знизити питомі витрати на функціонування допоміжних систем, поліпшити показники якості роботи АСРТ в яких буде застосовуватися цей електропривод.

1.5 Висновок до Розділу 1

Аналіз проведених досліджень показав, що неперервні системи регулювання мають безсумнівні переваги в порівнянні з системами двопозиційними або багатопозиційними, в яких регулюючий вплив змінюється ступенями. Основний недолік цих систем полягає в тому, що при релейному регулюванні витрати енергії на охолодження обладнання значно вище, ніж при безперервному регулюванні. Крім того, релейна робота вентилятора негативно позначається на надійності елементів обладнання, так як обумовлює коливальний характер зміни регульованої температури і

термічних напружень в них. У приводі вентиляторів можуть спостерігатися періодичні перевантаження при включенні і відключенні.

У зв'язку з цим в результаті виконаного аналізу були поставлені і вирішені такі основні завдання:

- аналіз проблеми автоматизації систем охолодження тягового електрообладнання;

- розробка математичної моделі електромеханічних процесів в РЕПВ з АДПС фазної системи координат при живленні від синхронного генератора, що враховує ефект витіснення струму в провідниках обмотки ротора, насичення магнітопроводу, втрати в сталі статора;

- дослідження енергетичних процесів в РЕПВ з АДПС і можливостей мінімізації втрат потужності;

- розробка і дослідження АСРТ обмоток тягового асинхронного двигуна, в якій застосований РЕПВ з АДПС як виконавчо-регулюючого пристрою;

- техніко-економічна оцінка ефективності застосування РЕПВ з АДПС в АСРТ.

РОЗДІЛ 2

РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ ПРОЦЕСІВ В ЕЛЕКТРОПРИВОДІ

2.1. Аналіз математичних моделей, що описують електромеханічні процеси в асинхронному електродвигуні

Модель найпростішої електричної машини приведена на рис. 2.1.

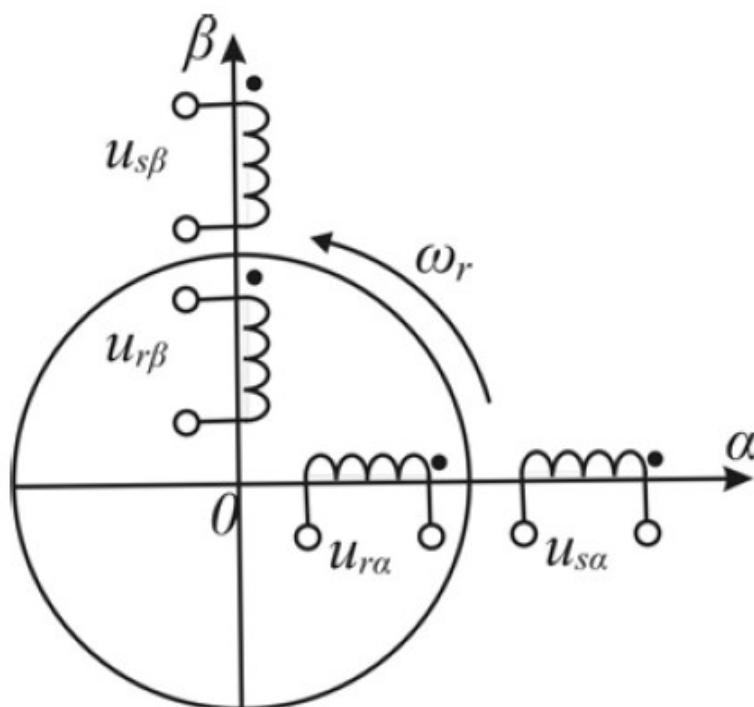


Рис. 2.1 Модель найпростішої електричної машини

Математична модель на базі диференціальних рівнянь адекватно відображає процеси електромеханічного перетворення енергії. Добутки струмів і напруг в математичній моделі (рисунок 2.1) мають фізичний зміст [6].

Кафедра АЕМ

НАУ 21 05 19 000 ПЗ

Виконав	Пригорніцький			РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ ПРОЦЕСІВ В ЕЛЕКТРОПРИВОДІ	Літера	Аркуш	Аркушів
Керівник	Товкач С.С.					1	29
Консульт.							
Н-контр.	Товкач С.С.				АТ-412Б	15	15
Зав. каф.	Захарченко В.П.						

Так, сума добутків $i_{s\alpha}u_{s\alpha} + i_{s\beta}u_{s\beta}$ визначає активну потужність мережі, різниця добутків $i_{s\beta}u_{s\alpha} - i_{s\alpha}u_{s\beta}$ визначає реактивну потужність електричної машини.

В [6] була запропонована математична модель узагальненого електромеханічного перетворювача, схема представлена на рис. 2.2, а.

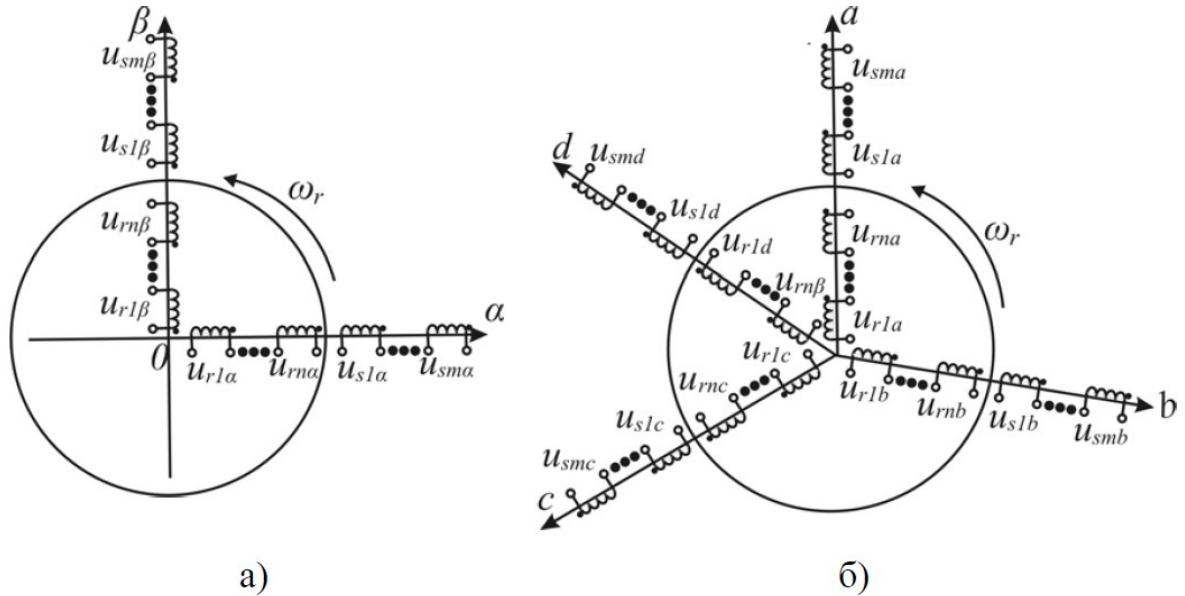


Рис. 2.2. Модель двофазного узагальненого (а) і багатофазного узагальненого електромеханічного перетворювача (б)

Рівняння узагальненого електромеханічного перетворювача записано нижче:

$$|U| = |Z| \cdot |I|, M_{EM} = M |I_s I_r|,$$

де $|U|$ і $|I|$ - субматриці напруг і струмів, що включають напруги і струми в m і n обмотках статора і ротора по осях α і β ; $|Z|$ - складна матриця опорів; $|I_s I_r|$ - нескінченне число пар добутків струмів в обмотках статора і ротора. У тих випадках, коли трифазні і багатофазні машини не можна приводити до двофазні, слід звертатися до моделей трьох- і багатофазних машин, схема представлена на рис. 2.2, б.

Збільшення числа фаз в електричних машинах призводить до збільшення числа рівнянь електричної рівноваги, що ускладнює електромагнітні зв'язки і математичний опис перехідних процесів. При можливості прагнуть зводити аналіз процесів в багатофазній машині до аналізу тих же процесів в еквівалентній двофазній машині. Узагальнена електрична машина є спрощеною моделлю реальної машини. В узагальненій машині зосереджені в пазах провідники зі струмом замінюються синусоїдальними струмовими шарами, еквівалентними за магніторушійними силами (МДС) першим гармонікам МДС відповідних реальних обмоток, а нерівномірність, обумовлена пазами, не враховується. При аналізі динамічних процесів в узагальненій електричній машині приймається, що магнітний ланцюг не насититься.

В реальній машині обмотки покладені в пазах статора і ротора, а це викликає несинусоїдальність МДС обмоток, з одного боку, і нерівномірність повітряного зазору - з іншого.

Точний опис електромеханічних процесів в асинхронній машині, представляє собою сукупність складних електричних ланцюгів з різною магнітною проникністю, виявляється дуже складним завданням, так як визначити електромагнітне поле в будь-якій, навіть найпростішій машині, практично неможливо. Розрахунки електромагнітного поля базуються на основі рівнянь Максвелла. При розробці моделей часто наближено враховують, а в деяких випадках і взагалі не розглядають вплив мінливого насичення магнітного кола, ефекту витіснення струму, втрати в сталі і інші фактори. Рівняння, при таких припущеннях, є наближеною математичною моделлю реальної машини, але в більшості випадків вони описують явища в машині і її поведінку з достатньою для практичних цілей точністю. Прийняті допущення повинні бути чітко обумовлені, а їх прийнятність обґрунтована.

Часто в якості вихідної моделі асинхронного двигуна приймають трифазну ідеалізовану машину, представлену на рис. 2.3 [6].

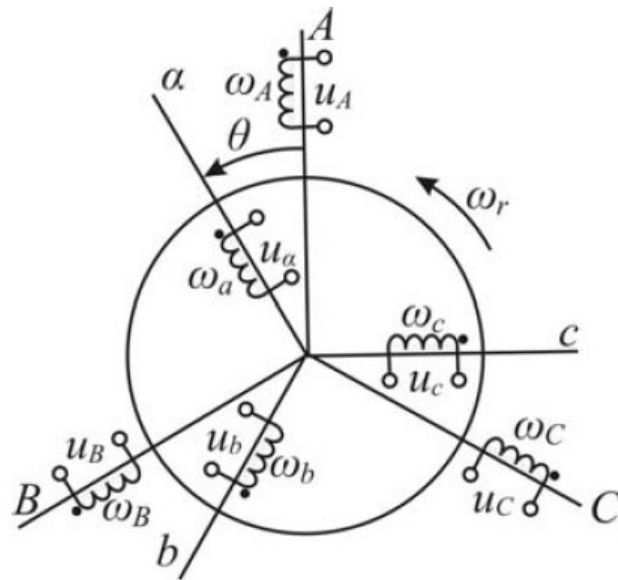


Рис. 2.3. Модель трифазної ідеалізованої машини

Основні допущення і обмеження, пов'язані з поняттям «ідеалізована машина» в [8]:

- реальна розподілена обмотка замінюється зосередженою;
- поверхні статора і ротора в зоні повітряного зазору гладкі, статор і ротор мають однотипні обмотки, повітряний зазор рівномірний;
- МДС і магнітні індукції розподіляються в повітряному проміжку синусоїдально;
- нелінійні магнітні процеси в стали відсутні, магнітний ланцюг машини ненасичений;
- магнітна провідність за внутрішнім діаметром статора постійна і не залежить від положення ротора, всі параметри її лінійні (в тому числі, індуктивності потоків розсіювання фаз статора і ротора постійні).

Для трифазного машини в неперетворювальній системі в фазних осях координат A, B, C (статор) і a, b, c (ротор) диференціальні рівняння відповідно до закону Кірхгофа і Фарадея мають вигляд [1,9]:

$$u_i = i_i \cdot R_i + \frac{d\psi_i}{dt}, \quad (2.1)$$

де u_i - напруги ($i = A, B, C, a, b, c$); i_i - струми; R_i - опори; ψ_i - результуючі потокозчеплення.

Результуючі потокозчеплення трифазної машини мають досить складний характер, так як в трифазній машині шість контурів зі струмом.

Потокозчеплення для фази А:

$$\psi_A = L_A \cdot i_A + L_{AB} \cdot i_B + L_{AC} \cdot i_C + L_{Aa} \cdot i_a + L_{Ab} \cdot i_b + L_{Ac} \cdot i_c, \quad (2.2)$$

де L_A - повна індуктивність обмотки статора, А;

$L_{AB...Ac}$ - взаємні індуктивності між відповідними фазами. Аналогічно записуються потокозчеплення для п'яти інших контурів.

Виконавши диференціювання в (2.1) з урахуванням (2.2) і залежно взаємних індуктивностей від кута повороту ротора, ці рівняння можна представити у вигляді:

$$u_i = i_i \cdot R_i + \sum_{j=A}^{j=c} L_{i,j} \frac{di_j}{dt} + \omega_r \sum_{j=A}^{j=c} i_j \frac{dL_{i,j}}{d\theta}, \quad (2.3)$$

де θ - кут між осями, рад;

$\omega_r = p_n \frac{d\theta}{dt}$ - частота обертання ротора, рад.ел/с;

де p_n - число пар полюсів.

Перший член кожного рівняння (2.3) являє собою падіння напруги на активному опорі ланцюга даної обмотки, другий - результуючу ЕРС самоіндукції і взаємоіндукції, викликану змінами струмів в обмотках, а третій член відображає взаємодію механічної та електричної частин електроприводу, тому що являє собою результуючу ЕРС, наведену в обмотці в результаті механічного руху ротора машини:

$$e_i = \omega_r \sum_{j=A}^{j=c} i_j \frac{dL_{i,j}}{d\theta}, \quad (2.4)$$

Зміни частоти, викликані процесами в механічній частині, викликають зміни струмів, споживаних обмотками машини. Розглянуте явище являє собою електромеханічний зв'язок в системі електроприводу, завдяки якій при

живленні двигуна від джерела напруги існує залежність струмів силового ланцюга електроприводу від його швидкості.

Електромагнітна енергія, сконцентрована в повітряному зазорі машини:

$$W_E = \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^N \psi_i \cdot i_i, \quad (2.5)$$

де $i = 1, 2, \dots, N$ - число контурів зі струмом (обмоток) машини.

Електромагнітний момент, що розвивається асинхронною машиною:

$$M_E = p_n \frac{\partial W_E}{\partial \theta}. \quad (2.6)$$

З урахуванням (2.2) і (2.5) запишемо (2.6) у вигляді:

$$M_E = \frac{1}{2} \sum_{j=A}^{j=c} i_i \sum_{j=A}^{j=c} i_j \frac{dL_{i,j}}{d\theta}. \quad (2.7)$$

Рівняння механічного руху має вигляд:

$$J \cdot \frac{d\omega}{dt} = M_E - M_C, \quad (2.8)$$

де J - момент інерції ротора і пов'язаних з ним обертових мас; M_C - момент опору руху.

Система рівнянь, складена з рівнянь (2.3) і (2.7), встановлює зв'язок між функціями моменту $M_E = f(t)$ і швидкості $\omega_r = f(t) \cdot r \cdot f(t)$ у всіх режимах роботи, тобто є узагальненим математичним описом електромеханічних характеристик двигуна. Множина електромеханічних і механічних характеристик, що визначаються (2.3) і (2.7), в залежності від режимів роботи електроприводу розділяється на динамічні та статичні характеристики. Динамічним процесам відповідають динамічні електромеханічні $i_i = f(\omega)$ і механічні $M_E = f(\omega)$ характеристики, а статичним - статичні. Рівняння статичних характеристик виходять із загальних рівнянь (2.3), (2.7) шляхом підстановки в них умов, відповідних статичним режимам роботи.

З урахуванням просторового зміщення обмоток на 120° взаємні індуктивності в потокозчеплення (2.2) - періодичні коефіцієнти, що змінюються за гармонійним законом при обертанні ротора.

У теорії електричних машин доведено, що будь-яка багатофазна електрична машина з n -фазною обмоткою ротора і m -фазною обмоткою статора за умови рівності повних опорів фаз статора (ротора) в динаміці може бути представлена двофазною моделлю.

Мета перетворення - спрощення вихідного математичного опису динамічних процесів: усунення залежності індуктивностей і взаємних індуктивностей обмоток від кута повороту ротора, можливість оперувати не синусоїдально мінливими змінними, а їх амплітудами і т.д.

В [1,10], присвячених загальній теорії електричних машин і електроприводу, розглядаються різні форми запису рівнянь асинхронної машини.

Відповідно до теорії електроприводу в кожен момент часу, що обертається вектор результуючої сили, що намагнічує визначається миттєвими значеннями намагнічуючих сил всіх фаз, і, навпаки. Для електричної машини за допомогою такого обертового вектора можна замість намагнічуючих сил визначати також пропорційні їм струми. Таким чином, просторовий вектор результуючого струму, що обертається уздовж повітряного зазору, визначається миттєвими значеннями фазних струмів.

В [11] показано, що результуючий вектор струму може бути представлений у вигляді проекцій на дійсну α і уявну β осі координат ортогональної комплексної площині. Коли напрямок дійсної осі збігається з віссю однієї з фаз (наприклад, фази A), для трифазної машини справедливі такі рівності:

$$\begin{aligned}i_{\alpha} &= \operatorname{Re}(\bar{i}) = \frac{2}{3} \left(i_A - \frac{i_B - i_C}{2} \right), \\i_{\beta} &= \operatorname{Im}(\bar{i}) = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_B - i_C), \\i_0 &= \frac{1}{3} (i_A + i_B + i_C)\end{aligned}\tag{2.9}$$

де i_A, i_B, i_C - миттєві значення струмів фаз двигуна; i_0 - струм нульової послідовності.

Вираз для результуючого вектора струму:

$$\bar{i} = \frac{2}{3}(i_A + a \cdot i_B + a^2 \cdot i_C), \quad (2.10)$$

де $a = e^{j120^\circ}$ - оператор повороту.

У будь-який момент часу можна визначити результуючі вектори напруги \bar{u} і потокозчеплення $\bar{\psi}$:

$$\bar{u} = \frac{2}{3}(u_A + a \cdot u_B + a^2 \cdot u_C), \quad (2.11)$$

$$\bar{\psi} = \frac{2}{3}(\psi_A + a \cdot \psi_B + a^2 \psi_C). \quad (2.12)$$

Найбільш поширений в практиці випадок, коли змінні трифазної машини підкоряються умові рівності нулю їх миттєвих значень:

$$x_A + x_B + x_C = 0. \quad (2.13)$$

Зворотний перехід здійснюється за формулами:

$$\begin{aligned} i_A &= \operatorname{Re}(\bar{i}), \\ i_B &= \operatorname{Re}(a^2 \cdot \bar{i}), \\ i_C &= \operatorname{Re}(a \cdot \bar{i}). \end{aligned} \quad (2.14)$$

Рівняння електричної рівноваги для результуючих векторів статора і ротора візьмуть вигляд:

$$\bar{u}_s = R_s \cdot \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt}, \quad (2.15)$$

$$\bar{u}_r = R_r \cdot \bar{i}_r + \frac{d\bar{\psi}_r}{dt}. \quad (2.16)$$

Рівняння (2.15) записано в системі координат, нерухомої щодо статора, а рівняння (2.16) - в системі координат, нерухомої щодо ротора асинхронної машини. Оскільки в будь-який момент часу положення однієї координатної системи щодо іншої визначається деяким кутом θ між напрямками однойменних осей, то рівняння в різних системах координат можна привести до однієї шляхом множення їх на вектор повороту $e^{j\theta}$. Тоді рівняння (2.15), (2.16) в системі координат, яка рухається з довільною сталою частотою ω_k :

$$\begin{cases} \bar{u}_s = R_s \cdot \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} - j \cdot \bar{\psi}_s \cdot \frac{d\theta_k}{dt}; \\ \bar{u}_r = R_r \cdot \bar{i}_r + \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} + j \cdot \bar{\psi}_r \cdot \left(\frac{d\theta_k}{dt} - \frac{d\theta}{dt}\right), \end{cases} \quad (2.17)$$

або в розгорнутій формі проекцій результуючих векторів на ортогональні осі координат (рухомі з довільною постійною частотою):

$$\begin{aligned} u_{s\alpha} + j \cdot u_{s\beta} &= R_s \cdot (i_{s\alpha} + j \cdot i_{s\beta}) + \frac{d(\psi_{s\alpha} + j \cdot \psi_{s\beta})}{dt} - j \cdot (\psi_{s\alpha} + j \cdot \psi_{s\beta}) \cdot \frac{d\theta_k}{dt}; \\ u_{r\alpha} + j \cdot u_{r\beta} &= R_r \cdot (i_{r\alpha} + j \cdot i_{r\beta}) + \frac{d(\psi_{r\alpha} + j \cdot \psi_{r\beta})}{dt} - j \cdot (\psi_{r\alpha} - j \cdot \psi_{r\beta}) \cdot \left(\frac{d\theta_k}{dt} - \frac{d\theta}{dt}\right), \end{aligned} \quad (2.18)$$

або:

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} - \psi_{s\beta} \cdot \frac{d\theta_k}{dt}; \\ u_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} + \psi_{s\alpha} \cdot \frac{d\theta_k}{dt}; \\ u_{r\alpha} = R_r \cdot i_{r\alpha} + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} - \psi_{r\beta} \cdot \left(\frac{d\theta_k}{dt} - \frac{d\theta}{dt}\right); \\ u_{r\beta} = R_r \cdot i_{r\beta} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} + \psi_{r\alpha} \cdot \left(\frac{d\theta_k}{dt} - \frac{d\theta}{dt}\right), \end{cases} \quad (2.19)$$

де, згідно з (2.9) і (2.11):

$$\begin{aligned} u_{s\alpha} &= \frac{2}{3}(u_A - \frac{u_B - u_C}{2}), \\ u_{s\beta} &= \frac{1}{\sqrt{3}}(u_B - u_C), \\ u_{r\alpha} &= \frac{2}{3}(u_a - \frac{u_b - u_c}{2}), \\ u_{r\beta} &= \frac{1}{\sqrt{3}}(u_b - u_c). \end{aligned} \quad (2.20)$$

При виконанні умови (2.13) вираз для проекцій вектора напруги статора \bar{u}_s і ротора \bar{u}_r на вісь $\alpha(u_{s\alpha}, u_{r\alpha})$ спрощуються:

$$\begin{aligned} u_{s\alpha} &= u_A, \\ u_{r\alpha} &= u_a. \end{aligned} \quad (2.21)$$

В результаті аналізу робіт, присвячених розробкам математичних моделей асинхронних двигунів і методам їх перетворень, в якості базової моделі прийнята модель двофазного узагальненого електромеханічного перетворювача на основі диференціальних рівнянь, складених на основі

законів Кірхгофа в ортогональній системі координат. Рівняння (2.7), (2.8), (2.9) з урахуванням (2.11) - (2.13) описують процеси електромеханічного перетворення енергії в асинхронному електродвигуні в ортогональних координатах двофазної електричної машини. В [2,12] просторова двофазна модель електроприводу з асинхронними двигунами, один з яких містить поворотний статор, представлена на рис. 2.4. Тут осі $\alpha 1$, $\beta 1$ пов'язані з нерухомим статором, осі $\alpha 2$, $\beta 2$ пов'язані з поворотним статором, що обертається з довільною швидкістю.

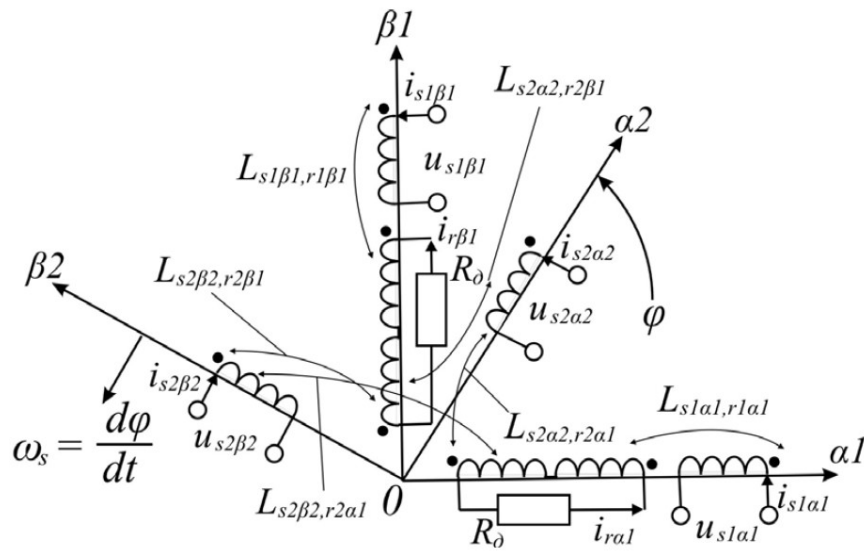


Рис. 2.4. Просторова двофазна модель електроприводу

Диференціальні рівняння електричної рівноваги:

$$\begin{cases}
 u_{s1\alpha 1} = R_s \cdot i_{s1\alpha 1} + \frac{d\psi_{s1\alpha 1}}{dt} - \psi_{s1\beta 1} \cdot \omega_k; \\
 u_{s1\beta 1} = R_s \cdot i_{s1\beta 1} + \frac{d\psi_{s1\beta 1}}{dt} - \psi_{s1\alpha 1} \cdot \omega_k; \\
 u_{s2\alpha 2} = R_s \cdot i_{s2\alpha 2} + \frac{d\psi_{s2\alpha 2}}{dt} - \psi_{s2\beta 2} \cdot (\omega_k - \omega_s); \\
 u_{s2\beta 2} = R_s \cdot i_{s2\beta 2} + \frac{d\psi_{s2\beta 2}}{dt} - \psi_{s2\alpha 2} \cdot (\omega_k - \omega_s); \\
 0 = 2R_{r\Sigma} \cdot i_{r\alpha 1} + \frac{d\psi_{r1\alpha 1}}{dt} + \frac{d\psi_{r2\alpha 1}}{dt} - \psi_{r1\beta 1} \cdot (\omega_k - \omega_r) - \psi_{r2\beta 1} \cdot (\omega_k - \omega_r); \\
 0 = 2R_{r\Sigma} \cdot i_{r\beta 1} + \frac{d\psi_{r1\beta 1}}{dt} + \frac{d\psi_{r2\beta 1}}{dt} - \psi_{r1\alpha 1} \cdot (\omega_k - \omega_r) - \psi_{r2\alpha 1} \cdot (\omega_k - \omega_r), \\
 \frac{d\varphi}{dt} = \omega_s,
 \end{cases} \quad (2.22)$$

де $\omega_s, \omega_r, \omega_k$ – електричні частоти повороту статора і обертання ротора і координатних осей відповідно;

φ – кут повороту статора;

$u_{(s1,s2)(\alpha1\dots\beta2)}, i_{(s1,s2)(\alpha1\dots\beta2)}, i_{r(\alpha1,\beta1)}, \Psi_{(s1,s2)(\alpha1\dots\beta2)}, \Psi_{(r1,r2)(\alpha1,\beta1)}$ – проєкції напруг, струмів і потокозчеплень двох статорів і роторів на відповідні осі.

Аналізуючи вирази (2.22) і (рисунок 2.4) можна зробити висновок про те, що обидві машини мають механічну і електричну зв'язки, в магнітному ж відношенні вони є розв'язаними. Роторні обмотки асинхронних машин закорочені між собою на резистор, отже, рівняння узагальненого електромеханічного перетворювача включають не $2m + 2n$ рівнянь, де m і n – число обмоток на статорі і роторі відповідно, а $2m + n$ рівнянь напруг. У зв'язку з цим вирішити дану систему щодо потокозчеплення не представляється можливим. Для складання математичної моделі необхідно здійснити перехід від потокозчеплення до струмів, що протікають по обмотках машин. Для визначення потокозчеплення обмоток двигуна можна скористатися припущеннями, при яких вектори потокозчеплення статора і ротора двигуна є сумою складових, обумовлених головним (основним) магнітним потоком машини і магнітними потоками розсіювання:

$$\Psi_{s,r} = \Psi_{\delta} + \Psi_{\sigma s,r}. \quad (2.23)$$

Для потокозчеплення розсіювання справедливий вираз:

$$\Psi_{\sigma s,r} = L_{\sigma s,r} \cdot i_{s,r}. \quad (2.24)$$

Вираз намагнічуваного струму машини в векторній формі:

$$\bar{i}_{\mu} = \bar{i}_s + \bar{i}_r. \quad (2.25)$$

З урахуванням (2.24) і (2.25) рівняння потокозчеплення (2.23) запишуться в вигляді:

$$\Psi_{s1\alpha1} = L_s \cdot i_{s1\alpha1} + L_{s1\alpha1,r1\alpha1} \cdot i_{r\alpha1}; \quad (2.26)$$

$$\Psi_{s1\beta1} = L_s \cdot i_{s1\beta1} + L_{s1\beta1,r1\beta1} \cdot i_{r\beta1}$$

для статора першого двигуна;

$$\begin{aligned}\psi_{s2\alpha 2} &= L_s \cdot i_{s2\alpha 2} + L_{s2\alpha 2,r2\alpha 1} \cdot i_{r\alpha 1} + L_{s2\alpha 2,r2\beta 1} \cdot i_{r\beta 1}; \\ \psi_{s2\beta 2} &= L_s \cdot i_{s2\beta 2} + L_{s2\beta 2,r2\beta 1} \cdot i_{r\beta 1} + L_{s2\beta 2,r2\alpha 1} \cdot i_{r\alpha 1}\end{aligned}\quad (2.27)$$

для статора другого двигуна;

$$\begin{aligned}\psi_{r1\alpha 1} &= L_r \cdot i_{r1\alpha 1} + L_{r1\alpha 1,s1\alpha 1} \cdot i_{s1\alpha 1}; \\ \psi_{r1\beta 1} &= L_r \cdot i_{r1\beta 1} + L_{r1\beta 1,s1\alpha 1} \cdot i_{s1\beta 1}\end{aligned}\quad (2.28)$$

для ротора першого двигуна;

$$\begin{aligned}\psi_{r2\alpha 1} &= L_r \cdot i_{r2\alpha 1} + L_{r2\alpha 1,s2\alpha 2} \cdot i_{s2\alpha 2} + L_{r2\alpha 1,s2\beta 2} \cdot i_{s2\beta 2}; \\ \psi_{r2\beta 1} &= L_r \cdot i_{r2\beta 1} + L_{r2\beta 1,s2\alpha 2} \cdot i_{s2\alpha 2} + L_{r2\beta 1,s2\beta 2} \cdot i_{s2\beta 2}\end{aligned}\quad (2.29)$$

для ротора другого двигуна.

Тут прийняті наступні позначення: L_{ij} – взаємні індуктивності, $i = s1\alpha 1 \dots r2\beta 1, j = s1\alpha 1 \dots r2\beta 1$. Підстрочним індексом i показано в якій обмотці наводиться ЕРС, підстрочним індексом j вказується струмом якої обмотки вона створюється.

Звідси, зокрема, видно, що потокозчеплення фаз ротора і статора визначаються величиною власних індуктивностей відповідних фаз, взаємною індуктивністю їх з усіма іншими обмотками машини (крім розташованих ортогонально), отже, повні індуктивності розсіювання обмоток машини для струмів статора і ротора по осях α і β :

$$L_s = L_{\sigma s} + L_{\delta}; L_r = L_{\sigma r} + L_{\delta}.$$

При роботі машини змінюється взаємне положення обмоток статора двох машин. Робота електроприводу в двофазній системі координат побудована таким чином, що обмотки роторів обох машин і обмотка статора першого двигуна розташовані на нерухомих одна відносно іншої осях $\alpha 1, \beta 1$; єдиною обмоткою, яка змінює своє положення щодо інших, є обмотка статора другого двигуна. Тому власні індуктивності всіх обмоток і взаємні індуктивності обмоток першої машини не залежать від положення статора другої машини, а взаємні індуктивності обмоток статора і ротора другого двигуна залежать. Взаємні індуктивності проходять повний цикл змін при повороті другого статора на кут $\varphi_{e1} = 2\pi$, тому з урахуванням прийнятих на рис. 2.4 напрямків струмів і знака кута повороту статора можна записати:

$$\begin{aligned}
L_{s2\alpha2,r2\alpha1} &= L_{r2\alpha1,s2\alpha2} = L_{\mu} \cos(\pi - \varphi) = -L_{\mu} \cos \varphi; \\
L_{s2\alpha2,r2\beta1} &= L_{r2\beta1,s2\alpha2} = L_{\mu} \sin(\pi - \varphi) = L_{\mu} \sin \varphi; \\
L_{s2\beta2,r2\alpha1} &= L_{r2\alpha1,s2\beta2} = -L_{\mu} \sin(\pi - \varphi) = -L_{\mu} \sin \varphi; \\
L_{s2\beta2,r2\beta1} &= L_{r2\beta1,s2\alpha2} = L_{\mu} \cos(\pi - \varphi) = -L_{\mu} \cos \varphi.
\end{aligned} \tag{2.30}$$

Рівняння електромагнітного моменту для двигунів:

$$M_1 = \frac{3}{2} p_n L_{\mu} (i_{r\alpha1} i_{s1\beta1} - i_{s1\alpha1} i_{r\beta1}); \tag{2.31}$$

$$M_2 = \frac{3}{2} p_n L_{\mu} ((i_{s2\alpha1} i_{r\beta1} - i_{r\alpha1} i_{s2\beta2}) \cos \varphi + (i_{s2\beta2} i_{r\beta1} + i_{s2\alpha2} i_{r\alpha1}) \sin \varphi); \tag{2.32}$$

Результуючий момент електроприводу дорівнює сумі моментів кожної машини:

$$\begin{aligned}
M &= M_1 + M_2 = \frac{3}{2} p_n L_{\mu} (i_{r\alpha1} i_{s1\beta1} - i_{s1\alpha1} i_{r\beta1}) + \\
&+ \frac{3}{2} p_n L_{\mu} ((i_{s2\alpha1} i_{r\beta1} - i_{r\alpha1} i_{s2\beta2}) \cos \varphi + (i_{s2\beta2} i_{r\beta1} + i_{s2\alpha2} i_{r\alpha1}) \sin \varphi).
\end{aligned} \tag{2.33}$$

Сукупність рівнянь (2.22) - (2.33) становить математичну модель електроприводу з двома асинхронними двигунами, один з яких містить поворотний статор.

2.2. Аналіз математичних моделей, що враховують втрати в сталі

Стандартні математичні моделі, які описують динамічні процеси в асинхронних машинах, засновані на рівняннях Парка-Горєва, що не враховують ні явище насичення головного магнітного потоку, ні існуючі втрати в сталі. При розробці сучасних систем керування, регулюючих вихідну координату з підтриманням екстремального значення будь-якого енергетичного показника, необхідно застосування моделей, в повній ступені враховуючи і відбиваючи динаміку зміни зазначених чинників. В іншому випадку виявляться непрацездатними ні ідентифікатори параметрів і змінних стану асинхронної машини [], ні алгоритми оптимізації за енергетичними критеріями.

За останнє десятиліття розроблені різноманітні методики і способи обліку різних нелінійних залежностей, включаючи втрати в сталі, які виникають при роботі двигуна.

Розглянемо більш докладно можливі варіанти моделювання втрат в сталі статора за допомогою диференціальних рівнянь електромеханічних процесів. Існують методики в яких опір, еквівалентний втратам в сталі, включається або послідовно із взаємоіндуктивністю, або в контури обмоток статора і ротора послідовно з відповідними опорами, еквівалентні схеми заміщення представлені на рис. 2.5 і 2.6.

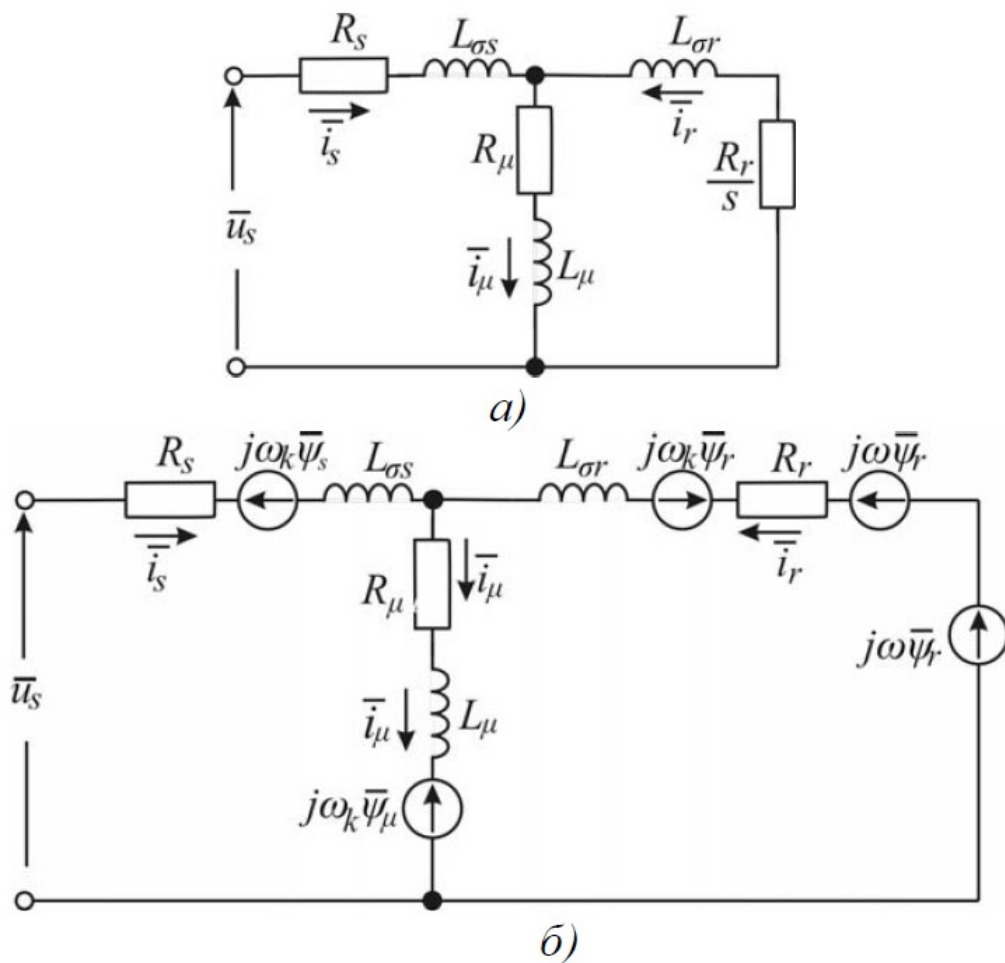


Рис. 2.5. Еквівалентна схема заміщення асинхронного двигуна з включенням опору R_μ послідовно в контур намагнічування

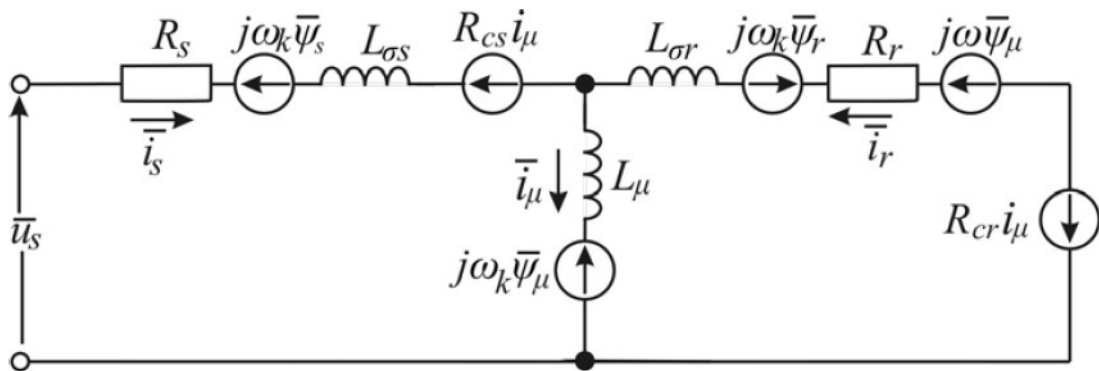


Рис. 2.6. Еквівалентна схема заміщення асинхронного двигуна з включенням опору R_c послідовно в контури статора і ротора

Диференціальні рівняння можна записати для проєкцій векторів на взаємно ортогональні осі:

$$\left\{ \begin{array}{l}
 u_{s\alpha} = i_{s\alpha} R_s + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} - \omega_k \psi_{s\beta} + i_{\mu\alpha} R_\mu = \\
 = i_{s\alpha} (R_s + R_\mu) + L_{\sigma s} \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \frac{d\psi_{\delta\alpha}}{dt} - \omega_k L_{\sigma s} i_{s\beta} - \omega_k \psi_{s\beta} + i_{r\alpha} R_\mu, \\
 u_{s\beta} = i_{s\beta} R_s + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} + \omega_k \psi_{s\alpha} + i_{\mu\beta} R_\mu = \\
 = i_{s\beta} (R_s + R_\mu) + L_{\sigma s} \frac{di_{s\beta}}{dt} + \frac{d\psi_{\delta\beta}}{dt} + \omega_k L_{\sigma s} i_{s\alpha} + \omega_k \psi_{s\alpha} + i_{r\beta} R_\mu, \\
 0 = i_{r\alpha} R_r + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} - (\omega_k - \omega) \psi_{r\beta} = \\
 = i_{r\alpha} R_r + L_{\sigma r} \frac{di_{r\alpha}}{dt} + \frac{d\psi_{\delta\alpha}}{dt} - (\omega_k - \omega) L_{\sigma r} i_{r\beta} - (\omega_k - \omega) \psi_{\delta\beta}, \\
 0 = i_{r\beta} R_r + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - (\omega_k - \omega) \psi_{r\alpha} = \\
 = i_{r\beta} R_r + L_{\sigma r} \frac{di_{r\beta}}{dt} + \frac{d\psi_{\delta\beta}}{dt} - (\omega_k - \omega) L_{\sigma r} i_{r\alpha} - (\omega_k - \omega) \psi_{\delta\alpha}.
 \end{array} \right. \quad (2.34)$$

У виразі (2.34) прийняті наступні позначення: $L_{\sigma s, r}$ власні індуктивності розсіювання обмоток статора і ротора відповідно, $\psi_{\delta\alpha, \beta}$ – проєкції головного потокозчеплення на відповідні осі, L_μ – головна взаємні індуктивність.

$$R_c = \frac{R_\mu^2 + X_\mu^2}{R_\mu} \text{ – опір, пропорційне втратам в сталі статора.}$$

Для еквівалентної схеми заміщення (рис. 2.6), диференціальні рівняння електроприводу представлені нижче.

$$\begin{cases}
u_{s\alpha} = i_{s\alpha} R_s + L_{\sigma s} \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \omega_k L_{\sigma s} i_{s\beta} + L_{\mu} \frac{d(i_{s\alpha} + i_{r\alpha})}{dt} - \\
- \omega_k L_{\mu} (i_{s\beta} + i_{r\beta}) + R_{cs} (i_{s\alpha} + i_{r\alpha}), \\
u_{s\beta} = i_{s\beta} R_s + L_{\sigma s} \frac{di_{s\beta}}{dt} + \omega_k L_{\sigma s} i_{s\alpha} + L_{\mu} \frac{d(i_{s\beta} + i_{r\beta})}{dt} - \\
- \omega_k L_{\mu} (i_{s\alpha} + i_{r\alpha}) + R_{cs} (i_{s\beta} + i_{r\beta}), \\
0 = i_{s\alpha} R_r + L_{\sigma r} \frac{di_{r\alpha}}{dt} - (\omega_k - \omega) L_{\sigma s} i_{r\beta} + L_{\mu} \frac{d(i_{s\alpha} + i_{r\alpha})}{dt} - \\
- (\omega_k - \omega) L_{\mu} (i_{s\beta} + i_{r\beta}) + R_{cr} (i_{s\alpha} + i_{r\alpha}), \\
0 = i_{s\beta} R_r + L_{\sigma r} \frac{di_{r\beta}}{dt} - (\omega_k - \omega) L_{\sigma s} i_{r\alpha} + L_{\mu} \frac{d(i_{s\beta} + i_{r\beta})}{dt} - \\
- (\omega_k - \omega) L_{\mu} (i_{s\alpha} + i_{r\alpha}) + R_{cr} (i_{s\beta} + i_{r\beta}),
\end{cases} \quad (2.35)$$

де

$$R_{cs} = \omega_k^2 (s^2 + 1) \frac{L_{\mu}^2}{R_c},$$

$$R_{cr} = \omega_k (\omega_k - \omega) (s^2 + 1) \frac{L_{\mu}^2}{R_c}.$$

Еквівалентні схеми заміщення (рис. 2.5 і 2.6), отримані зі схеми заміщення з паралельним включенням опорів L_{μ} і R_c (рисунок 2.7), показують задовільну збіжність результатів при допущенні про нескінченно малій зміні струму намагнічування i_{μ} по відношенню до зміни струмів статора i_s і ротора i_r .

Цим досягається деяке спрощення при моделюванні, так як кількість рівнянь не змінюється в порівнянні з вихідною системою, яка описує динаміку узагальненого двофазного двигуна. Однак при цьому виникають похибки, які спотворюють реальну картину енергетичних процесів в асинхронній машині, так як приймається ряд припущень (малий діапазон зміни струму намагнічування, нехтування частотою струму ротора і ін.).

Більш оптимальним варіантом моделювання втрат в сталі є включення опору R_c , пропорційного втрат в сталі, паралельно взаємоіндуктивності. Картина розподілу втрат в міді обмоток статора і ротора і сталі статора виходить найбільш близькою до реальної. Схема заміщення однієї фази асинхронного двигуна, що відповідає цьому випадку, наведена на рис. 2.7.

Для кількісного уточнення процесів можливе включення паралельно резистору R_c індуктивності, що відбиває характер зміни вихрових струмів. Однак, як показано в роботах [1-4] нехтування цією індуктивністю суттєвих похибок в розрахунок не вносить.

Математичний опис перехідних процесів в асинхронному двигуні в системі координат, що обертаються з довільною частотою $\omega_k \omega_k$, здійснюється на базі рівнянь, записаних на основі законів Кірхгофа:

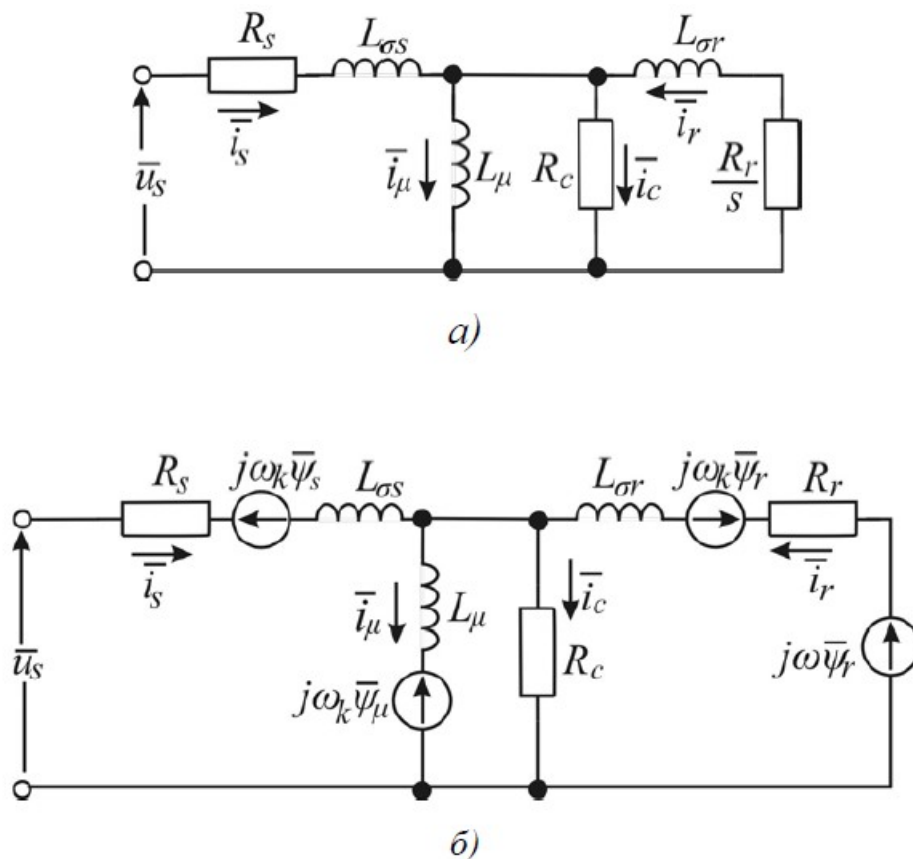


Рис. 2.7. Еквівалентна схема заміщення асинхронного двигуна з включенням опору R_c послідовно L_μ

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + L_{\sigma s} \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \frac{d\bar{\psi}_\mu}{dt} + j\omega_k (\bar{\psi}_s + \bar{\psi}_u),$$

$$0 = R_r \bar{i}_r + L_{\sigma r} \frac{d\bar{i}_r}{dt} + \frac{d\bar{\psi}_\mu}{dt} + j(\omega_k - \omega)(\bar{\psi}_r + \bar{\psi}_\mu),$$

$$R_c \bar{i}_c = j\omega_k \bar{\psi}_\mu + \frac{d\bar{\psi}_\mu}{dt}, \quad \bar{i}_c + \bar{i}_\mu = \bar{i}_s + \bar{i}_r.$$

Дані рівняння необхідно доповнити рівнянням електромагнітного моменту і механічного руху:

$$M = \frac{3p_n}{2L_{\sigma}} \left[(L_{\sigma} i_{ru} + \psi_{\mu u}) \psi_{\mu v} + (L_{\sigma} i_{rv} + \psi_{\mu v}) \psi_{\mu u} \right] M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}.$$

Тут індексами «u», «v» позначені проєкції різних величин на відповідні осі, J – момент інерції механічної частини електроприводу, M_c – момент опору.

Аналіз результатів розрахунків, проведених за схемами заміщення (рис. 2.5 - 2.7), показав, що втрати в сталі в перехідних процесах, розраховані за схемами (рис. 2.5 і 2.6) значно перевищують втрати, розраховані за схемою (рис. 2.7). Разом з цим відзначається, що час комп'ютерного моделювання перехідних процесів за схемою (рис. 2.7) на порядок більше часу моделювання схем (рис. 2.5, 2.6). Це пояснюється великою кількістю гілок схеми, а, отже, і великою кількістю диференціальних рівнянь, що забезпечує високу збіжність результатів у широкому діапазоні зміни струмів намагнічування і частоти струму ротора і статора. Таким чином, застосування еквівалентної схеми заміщення (рис. 2.7) забезпечує більш точні результати моделювання з кількісною точкою зору в широкому діапазоні зміни робочих параметрів електроприводу, що призвело до використання цієї схеми заміщення в якості базової при складанні математичної моделі електроприводу з асинхронними двигунами, один з яких містить поворотний статор, з урахуванням втрат в сталі.

2.3. Математична модель електромеханічних процесів в електроприводі з асинхронним двигуном, що має поворотний статор, з урахуванням втрат в сталі і типових нелінійностей

Спрощена структурна схема розрахункової системи допоміжного синхронного генератора, яка живить електропривід з двома асинхронними двигунами, один з яких містить поворотний статор, наведена на рис. 2.8.

На (рис. 2.8) умовно позначені: СЗ – синхронний збуджувач, В – однофазний мостовий випрямляч, навантажений на обмотку збудження

допоміжного синхронного генератора, ДСГ – статорна обмотка допоміжного синхронного генератора, ОЗ – обмотка збудження ДСГ.

Рівняння електромеханічної характеристики, записані для синхронного генератора, мають вигляд:

- для обмотки статора:

$$\vec{u}_s = \vec{i}_s R_g + \frac{d\vec{\psi}_g}{dt}; \quad (2.36)$$

- для обмотки статора:

$$\vec{u}_{зб} = \vec{i}_{зб} R_{зб} + \frac{d\vec{\psi}_{зб}}{dt}; \quad (2.37)$$

Тут прийняті позначення: u_s, i_s – напруга і струм обмотки статора генератора: $u_{зб}, i_{зб}$ – напруга і струм обмотки збудження, $\psi_g, \psi_{зб}$ – потокозчеплення обмоток статора і збудження відповідно, $R_g, R_{зб}$ – опори обмотки статора і збудження відповідно.

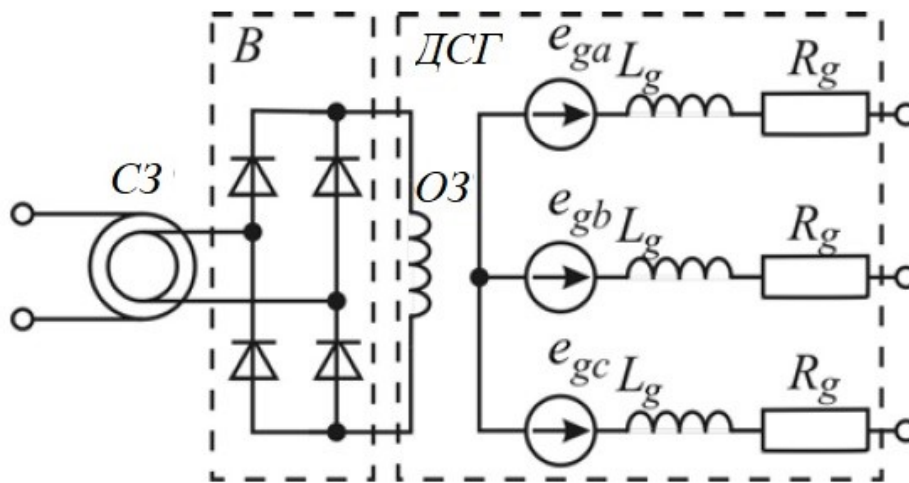


Рис. 2.8. Структурна схема синхронного генератора

Математичний опис електроприводу з двома асинхронними двигунами, статор одного з яких виконаний поворотним, а ротори з'єднані за допомогою додаткових резисторів, здійснено на основі схеми заміщення, наведеної на рис. 2.9 і двофазної моделі електроприводу, представленої на рис. 2.10.

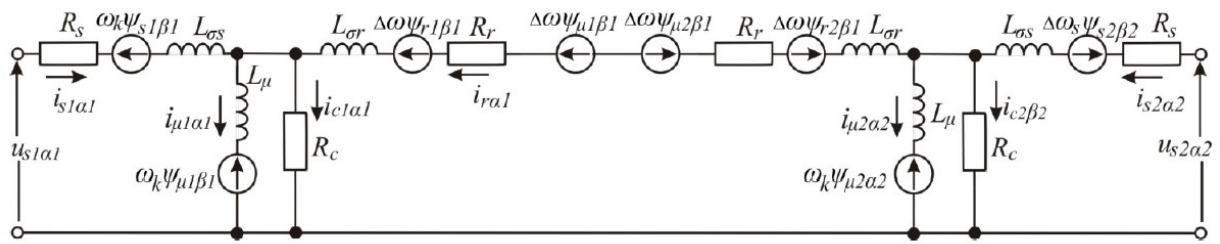


Рис. 2.9. Еквівалентна схема заміщення електроприводу з АДПС

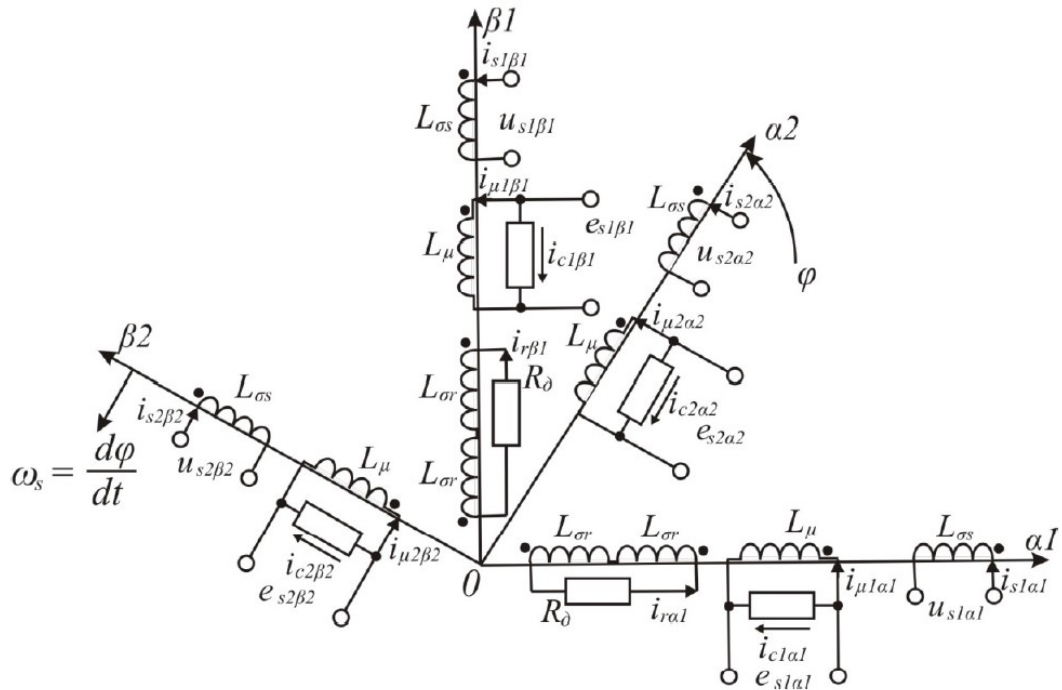


Рис. 2.10. Двофазна модель електроприводу, яка містить АДПС

Робота електроприводу розглядається в осях $\alpha 1, \beta 1$, жорстко пов'язаних з нерухомим статором, і осях $\alpha 2, \beta 2$, жорстко пов'язаних з поворотним статором.

Запишемо систему диференціальних рівнянь електричної рівноваги обмоток двигунів в розглянутому електроприводі відповідно до його еквівалентної схеми заміщення (рис. 2.9) і двофазної моделі (рис. 2.10), доповнивши їх виразом для струмів на основі першого закону Кірхгофа:

$$\begin{cases} \bar{u}_{s1,2} = \bar{i}_{s1} R_s + \frac{d\bar{\psi}_{s1}}{dt} + \frac{d\bar{\psi}_{\mu1}}{dt} + j\omega_k (\bar{\psi}_{s1} + \bar{\psi}_{\mu1}); \\ \bar{u}_{s2} = \bar{i}_{s2} R_s + \frac{d\bar{\psi}_{s2}}{dt} + \frac{d\bar{\psi}_{\mu2}}{dt} + j(\omega_k \pm \omega_s)(\bar{\psi}_{s2} + \bar{\psi}_{\mu2}); \\ 0 = 2\bar{i}_r R_r + \frac{d\bar{\psi}_{r1}}{dt} + \frac{d\bar{\psi}_{r2}}{dt} + \frac{d\bar{\psi}_{\mu1}}{dt} + \frac{d\bar{\psi}_{\mu2}}{dt} + j(\omega_k - \omega)(\bar{\psi}_{r1} + \bar{\psi}_{r2} + \bar{\psi}_{\mu1} + \bar{\psi}_{\mu2}); \\ \bar{i}_{c1,2} R_c = j\omega_k \bar{\psi}_{\mu1,2} + \frac{d\bar{\psi}_{\mu1,2}}{dt}; \\ \bar{i}_{c1,2} + \bar{i}_{\mu1,2} = \bar{i}_{s1,2} + \bar{i}_{r1,2}. \end{cases} \quad (2.38)$$

На (рис. 2.9 і 2.10), а також у виразах (2.38) прийняті наступні позначення: R_s, R_r – опору обмоток статора і ротора відповідно, R_c – опір, що враховує втрати в сталі, R_d – додатковий опір, що вводиться в ланцюг роторів, $L_{\sigma s}, L_{\sigma r}$ – власні індуктивності розсіювання обмоток статорів і роторів, L_{μ} – взаємні індуктивність, $\omega_k, \omega_s, \omega_r$ – частоти обертання системи координат, поворотного статора і валів роторів відповідно, φ – кут повороту статора, $u_{s1,2}, i_{s1,2}$ – напруги і струми двох статорів, $i_{r1,2}$ – струми роторів, $i_{c1,2}$ – струми, що протікають через опір, що враховує втрати в сталі, $i_{\mu1,2}$ – струми намагнічування, $\psi_{s1,2}, \psi_{r1,2}, \psi_{\mu1,2}$ – власні потокозчеплення статора, ротора і головне потокозчеплення відповідно.

Аналізуючи систему рівнянь (2.38) і (рис. 2.9 і 2.10), можна зробити висновок про те, що обидві машини мають механічну і електричну за ланцюгом ротора зв'язку, в магнітному ж відношенні вони є розв'язаними. Вирішимо дану систему щодо головних потокозчеплень і струмів статора і ротора. Здійснимо перехід від потокозчеплення до струмів, що протікають по обмотках машин. Вирази для власних потокозчеплень обмоток статора і ротора:

$$\bar{\psi}_{s1,2} = L_{\sigma s} \bar{i}_{s1,2}; \quad (2.39)$$

$$\bar{\psi}_{r1,2} = L_{\sigma r} \bar{i}_{r1,2}; \quad (2.40)$$

де $L_{\sigma s}, L_{\sigma r}$ – власні індуктивності розсіювання обмоток статора і ротора відповідно.

При роботі електроприводу змінюється взаємне положення обмоток статора двох машин. Система координат вибрана таким чином, що обмотки

роторів обох машин (індуктивності обмоток $L_{\sigma r}$), обмотка статора (індуктивність обмотки $L_{\sigma s}$) і взаємоіндуктивність (L_{μ}) першого двигуна розташовані на нерухомих одна відносно іншої осях $\alpha 1, \beta 1$; обмотками, міняють своє положення щодо інших (але нерухомими один щодо одного), є обмотки другого двигуна, розташовані на осях $\alpha 2, \beta 2$. Проекції струмів і потокозчеплень проходять повний цикл змін при повороті статора другого двигуна на кут $\varphi_{ел} = 2\pi$, тому, з урахуванням прийнятих на (рис. 2.10) напрямків струмів і знака кута повороту статора, можна записати:

$$i_{r\alpha 2} = i_{r\alpha 1} \cos \varphi + i_{r\beta 1} \sin \varphi; \quad (2.41)$$

$$i_{r\beta 2} = -i_{r\alpha 1} \sin \varphi - i_{r\beta 1} \cos \varphi; \quad (2.42)$$

$$\psi_{\mu 2\alpha 2} = -\psi_{\mu 2\alpha 1} \cos \varphi - \psi_{\mu 2\beta 1} \sin \varphi; \quad (2.43)$$

$$\psi_{\mu 2\beta 2} = -\psi_{\mu 2\alpha 1} \sin \varphi + \psi_{\mu 2\beta 1} \cos \varphi. \quad (2.44)$$

Таким чином, підставляючи в систему рівнянь (2.38) вираження (2.39)-(2.44), отримаємо диференціальні рівняння, що описують динамічні електромеханічні процеси в електроприводі з двома асинхронними двигунами, один з яких містить поворотний статор.

Диференціальні рівняння для обмоток статора:

$$\begin{cases} u_{s1\alpha 1} = i_{s1\alpha 1} R_s + L_{\sigma s} \frac{di_{s1\alpha 1}}{dt} + \frac{d\psi_{\mu 1\alpha 1}}{dt} - \omega_k (L_{\sigma s} i_{s1\beta 1} + \psi_{\mu 1\beta 1}); \\ u_{s1\beta 1} = i_{s1\beta 1} R_s + L_{\sigma s} \frac{di_{s1\beta 1}}{dt} + \frac{d\psi_{\mu 1\beta 1}}{dt} + \omega_k (L_{\sigma s} i_{s1\alpha 1} + \psi_{\mu 1\alpha 1}); \\ u_{s2\alpha 2} = i_{s2\alpha 2} R_s + L_{\sigma s} \frac{di_{s2\alpha 2}}{dt} + \frac{d\psi_{\mu 2\alpha 2}}{dt} - \omega_k (L_{\sigma s} i_{s2\beta 2} + \psi_{\mu 2\beta 2}); \\ u_{s2\beta 2} = i_{s2\beta 2} R_s + L_{\sigma s} \frac{di_{s2\beta 2}}{dt} + \frac{d\psi_{\mu 2\beta 2}}{dt} + \omega_k (L_{\sigma s} i_{s2\alpha 2} + \psi_{\mu 2\alpha 2}). \end{cases} \quad (2.45)$$

Диференціальні рівняння для обмоток ротора:

$$\begin{cases} 0 = 2i_{r\alpha 1} R_r + L_{\sigma r} \frac{di_{r1\alpha 1}}{dt} + \frac{d\psi_{\mu 1\alpha 1}}{dt} + L_{\sigma r} \frac{di_{r2\alpha 1}}{dt} - \frac{d\psi_{\mu 2\alpha 2}}{dt} \cos \varphi - \frac{d\psi_{\mu 2\beta 2}}{dt} \sin \varphi - \\ - (\omega_k - \omega) (L_{\sigma r} i_{r\beta 1} + L_{\sigma r} i_{r\beta 1} + \psi_{\mu 1\beta 1} - \psi_{\mu 2\alpha 2} \sin \varphi + \psi_{\mu 2\beta 2} \cos \varphi); \\ 0 = 2i_{r\beta 1} R_r + L_{\sigma r} \frac{di_{r1\beta 1}}{dt} + \frac{d\psi_{\mu 1\beta 1}}{dt} + L_{\sigma r} \frac{di_{r2\beta 1}}{dt} + \frac{d\psi_{\mu 2\alpha 2}}{dt} \sin \varphi - \frac{d\psi_{\mu 2\beta 2}}{dt} \cos \varphi + \\ + (\omega_k - \omega) (L_{\sigma r} i_{r\alpha 1} + L_{\sigma r} i_{r\alpha 1} + \psi_{\mu 1\alpha 1} - \psi_{\mu 2\alpha 2} \cos \varphi - \psi_{\mu 2\beta 2} \sin \varphi). \end{cases} \quad (2.46)$$

Диференціальні рівняння для контуру намагнічування і втрат в сталі:

$$\begin{cases} i_{c1\alpha1}R_c = -\omega_k \Psi_{\mu1\alpha1} + \frac{d\Psi_{\mu1\alpha1}}{dt}; \\ i_{c1\beta1}R_c = -\omega_k \Psi_{\mu1\beta1} + \frac{d\Psi_{\mu1\beta1}}{dt}; \\ i_{c2\alpha2}R_c = -\omega_k \Psi_{\mu2\alpha2} + \frac{d\Psi_{\mu2\alpha2}}{dt}; \\ i_{c2\beta2}R_c = -\omega_k \Psi_{\mu2\beta2} + \frac{d\Psi_{\mu2\beta2}}{dt}. \end{cases} \quad (2.47)$$

Рівняння для струмів:

$$\begin{cases} i_{c1\alpha1} + i_{\mu1\alpha1} = i_{s1\alpha1} + i_{r\alpha1}; \\ i_{c1\beta1} + i_{\mu1\beta1} = i_{s1\beta1} + i_{r\beta1}; \\ i_{c2\alpha2} + i_{\mu2\alpha2} = i_{s2\alpha2} + i_{r\alpha2}; \\ i_{c1\beta1} + i_{\mu2\beta2} = i_{s2\beta2} + i_{r\beta2}. \end{cases} \quad (2.48)$$

Програма перетворення математичної моделі електроприводу (2.45)-(2.48) в форму Коші, необхідну при імітаційному моделюванні, реалізована в середовищі MatLab.

Явище насичення за головним магнітним шляхом враховується наступною характеристикою:

$$L_{\mu^*} = -0.002I_{\mu^*}^6 + 0.037I_{\mu^*}^5 - 0.26I_{\mu^*}^4 + 0.871I_{\mu^*}^3 - 1.278I_{\mu^*}^2 + 0.214I_{\mu^*} + 1.413 \quad (2.49)$$

Індекс «*» в вираженні (2.49) вказує на відносне значення параметру.

Нелінійна залежність втрат в сталі від частоти враховується залежністю:

$$R_c = \begin{cases} 88.3135 + 5.646f_s + 0.0534f_s^2, & f_s \leq 50 \text{Гц}; \\ 1261.3 - 37868 / f_s, & f_s > 50 \text{Гц} \end{cases} \quad (2.50)$$

Для отримання коректної картини електромеханічних і енергетичних процесів опір обмотки ротора необхідно визначати з урахуванням ефекту витіснення струму, так як він впливає при роботі на низьких частотах. Вирази для активного і індуктивного опорів мають вигляд:

$$R_r = K_R R_{rn} + R_{rl}; \quad (2.51)$$

$$X_r = K_X X_{rn} + X_{rl}, \quad (2.52)$$

де R_{rn} і X_{rn} – опори пазової частини обмотки; R_{rl} і X_{rl} – опори ділянок коротко замиканих кілець між сусідніми стрижнями; K_R і K_X – коефіцієнти, що враховують зміни активного і індуктивного опорів стрижня під впливом ефекту витіснення струму:

$$K_R = \zeta \frac{sh2\zeta + \sin 2\zeta}{ch2\zeta - \cos 2\zeta}; \quad (2.53)$$

$$K_X = \frac{3}{2\zeta} \cdot \frac{sh2\zeta - \sin 2\zeta}{ch2\zeta - \cos 2\zeta}; \quad (2.54)$$

де $\xi = 2 \cdot \pi \cdot 10^{-3} \cdot h \cdot \sqrt{\frac{s \cdot f_1 \cdot b}{10 \cdot \rho \cdot b_n}}$ – приведена висота стержня; h – висота стрижня; ρ – питомий опір матеріалу стержня; b – ширина стрижня, b_n – ширина пазу.

На рис. 2.11 наведено нелінійності (розраховані за виразами (2.49-2.52)), що враховуються при моделюванні двигуна. Всі величини представлені у відносних одиницях.

Диференціальне рівняння електромеханічного перетворення енергії:

$$M = \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \varphi} \sum_{i=s1\alpha1}^{r2\beta1} i_i \psi_i = \frac{1}{2} \sum_{i=s1\alpha1}^{r2\beta1} i_i \frac{\partial \psi_i}{\partial \varphi} = \frac{1}{2} \sum_{i=s1\alpha1}^{r2\beta1} i_i \cdot \sum_{j=s1\alpha}^{r2\beta1} \frac{\partial i_i}{\partial \varphi} L_{ij}. \quad (2.55)$$

Рівняння електромагнітного моменту кожного двигуна:

$$M_1 = \frac{3}{2} \frac{p_n}{L_{\sigma r}} \left[(L_{\sigma r i_{r\alpha 1}} + \psi_{\mu 1\alpha 1}) \psi_{\mu 1\beta 1} - (L_{\sigma r i_{r\beta 1}} + \psi_{\mu 1\beta 1}) \psi_{\mu 1\alpha 1} \right] \quad (2.56)$$

$$M_2 = \frac{3}{2} \frac{p_n}{L_{\sigma r}} \left[(L_{\sigma r i_{r\alpha 1}} - \psi_{\mu 2\alpha 2} \cos \varphi - \psi_{\mu 2\beta 2} \sin \varphi) (\psi_{\mu 2\alpha 2} \sin \varphi - \psi_{\mu 2\beta 2} \cos \varphi) + (L_{\sigma r i_{r\beta 1}} + \psi_{\mu 2\alpha 2} \sin \varphi - \psi_{\mu 2\beta 2} \cos \varphi) (-\psi_{\mu 2\alpha 2} \cos \varphi - \psi_{\mu 2\beta 2} \sin \varphi) \right]. \quad (2.57)$$

Сумарний момент електроприводу:

$$M = M_1 + M_2. \quad (2.58)$$

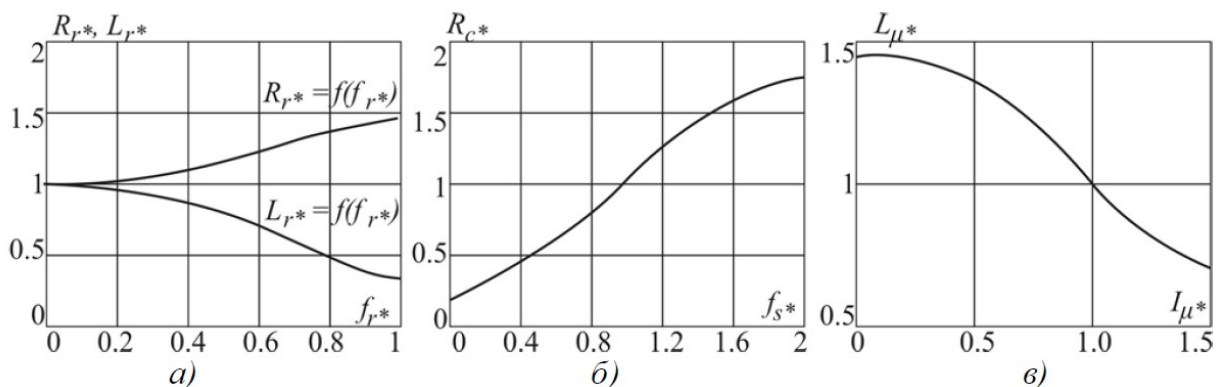


Рис. 2.11. Залежності опору R_{r^*} і індуктивності L_{r^*} ротора від частоти струму ротора $f_{r^*} = f_r / f_{s,ном}$ (а), опору R_{s^*} від частоти струму статора f_{s^*} (б), залежність взаємоіндуктивності L_{μ^*} від струму намагнічування I_{μ^*} (в)

Асинхронний двигун з поворотним статором є електричною машиною, яка має дві обертові частини – статор і ротор, представлений на рис. 2.12. Тому для дослідження електромеханічних перехідних процесів отриману модель необхідно доповнити двома рівняннями руху:

$$\frac{J_{r\Sigma}}{p_n} \frac{d\omega_r}{dt} = M - M_{cr}; \quad (2.59)$$

$$\frac{J_{s\Sigma}}{p_n} \frac{d\omega_s}{dt} = M_2 - M_{cs}. \quad (2.60)$$

де $J_{r\Sigma}$, $J_{s\Sigma}$ – моменти інерції роторів і статора і пов'язаних з ними обертаючими масами відповідно; M_{cr} , M_{cs} – моменти опору відповідно ротора і статора.

Момент інерції роторів:

$$J_{r\Sigma} = J_{\epsilon} + J_{M1} + J_{p1} + J_{M2} + J_{p2}, \quad (2.61)$$

де J_{ϵ} – момент інерції вентилятора;

J_{M1} – момент інерції муфти (карданного валу), що зв'язує вал вентилятора з валом ротора асинхронного двигуна;

J_{p1} – момент інерції вала ротора асинхронного двигуна з нерухомим статором;

J_{M2} – момент інерції муфти, що зв'язує вали роторів асинхронних двигунів;

J_{p2} – момент інерції вала ротора асинхронного двигуна з поворотним статором.

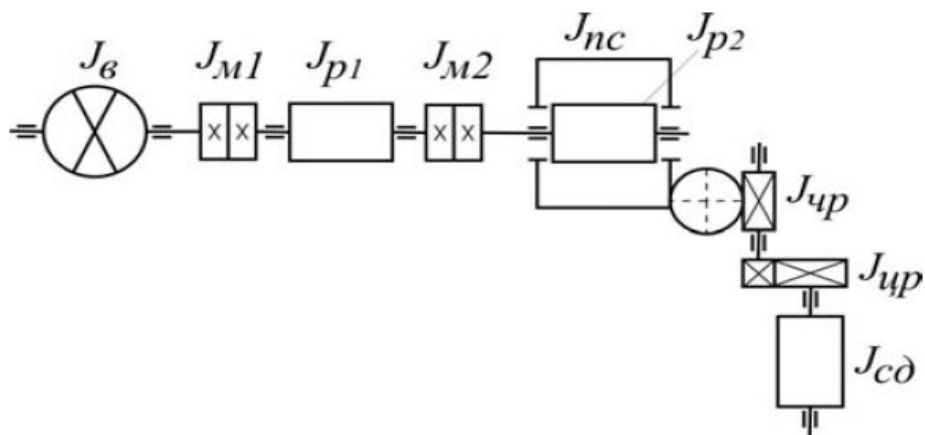


Рис. 2.12. Кінематична схема електроприводу з поворотним статором

Момент інерції статора:

$$J_{s\Sigma} = J_{nc} + J_{чр.пр} + J_{цр.пр} + J_{сд.пр}, \quad (2.62)$$

де J_{nc} – момент інерції поворотного статора;

$J_{чр.пр}$ – момент інерції черв'ячної передачі, приведений до швидкості обертання статора;

$J_{цр.пр}$ – момент інерції циліндричної передачі, приведений до швидкості обертання статора;

$J_{сд.пр}$ – момент інерції вала ротора серводвигуна, що здійснює поворот статора, приведений до швидкості обертання статора.

Для розрахунку перехідних процесів в електроприводі з асинхронними двигунами розроблена математична модель була реалізована в комп'ютерній програмі на мові середовища MatLab [10]. За допомогою даної програми був проведений розрахунок перехідних процесів електроприводу, що містить два асинхронних електродвигуна типу ДМТФ 012-06, параметри двигуна ДМТФ 012-06 приведені в таблиці 2.1. На рис. 2.13-2.17 показані результати розрахунку перехідного процесу пуску електроприводу при вентиляторному навантаженні, максимальному куті повороту статора (пел.гр.), номінальному опорі ланцюгів ротора, сумарному моменті інерції ротора $J_{r\Sigma} = 0,059 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$.

Таблиця 2.1

Параметри електродвигуна ДМТФ 012-06

$P_H,$ кВт	$n_H,$ об / хв	$\frac{M_K}{M_H}$	Статор				Ротор				
			$\cos \varphi_H$	$R_s,$ Ом	$X_s,$ Ом	$I_{sH},$ А	$I_{sX},$ А	$R_r,$ Ом	$X_r,$ Ом	$I_{rH},$ А	k_E
2,2	895	2,3	0,67	3,6	2,58	7,5	3,6	0,67	0,585	11	2,5

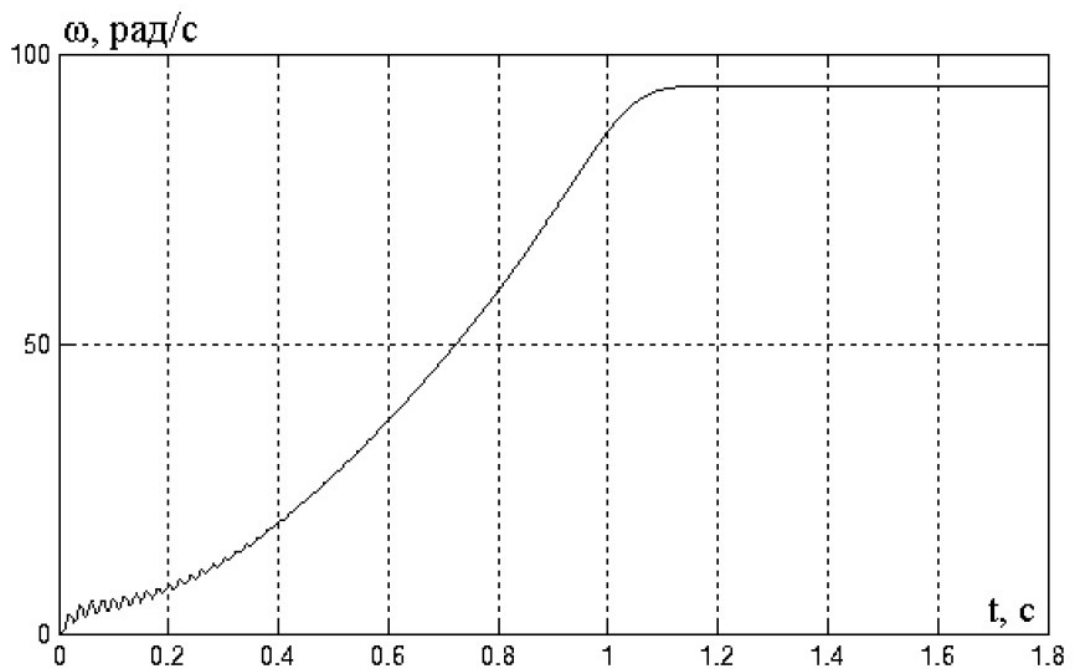


Рис. 2.13. Графік залежності частоти обертання від часу при прямому пуску

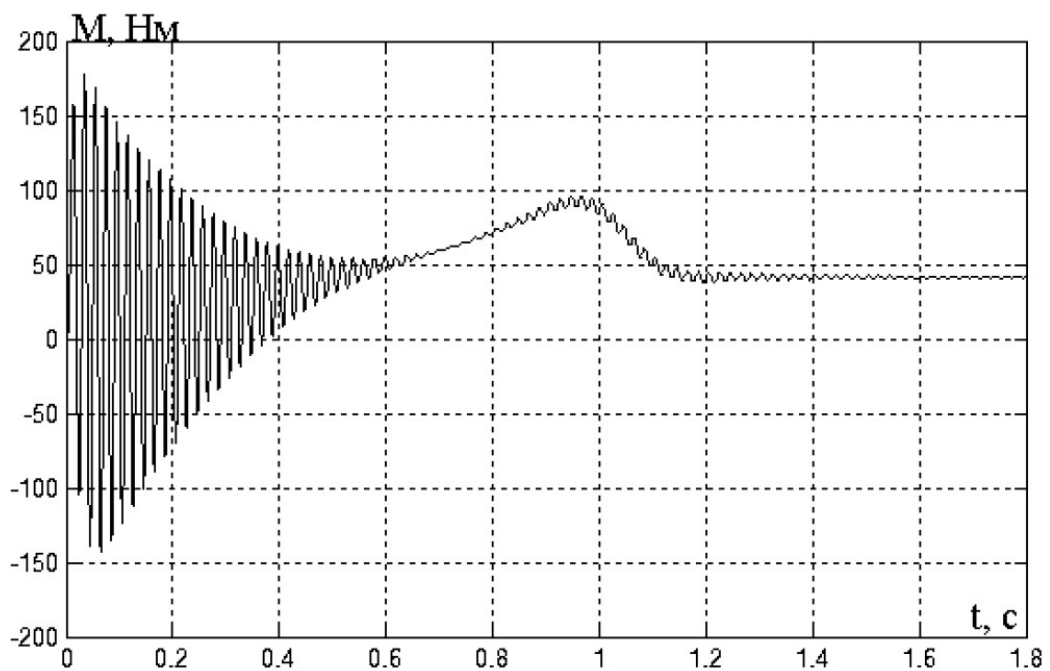


Рис. 2.14. Графік залежності електромагнітного моменту від часу при прямому пуску

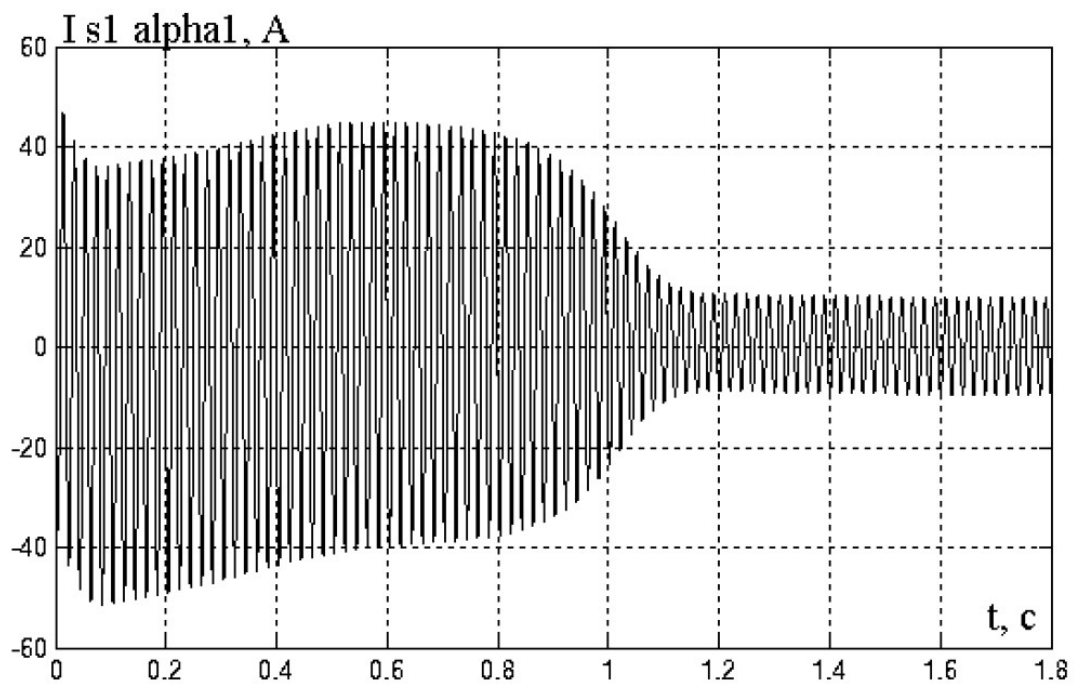


Рис. 2.15. Графік залежності струму нерухомого статора $I_{s1\alpha1}$
від часу при прямому пуску

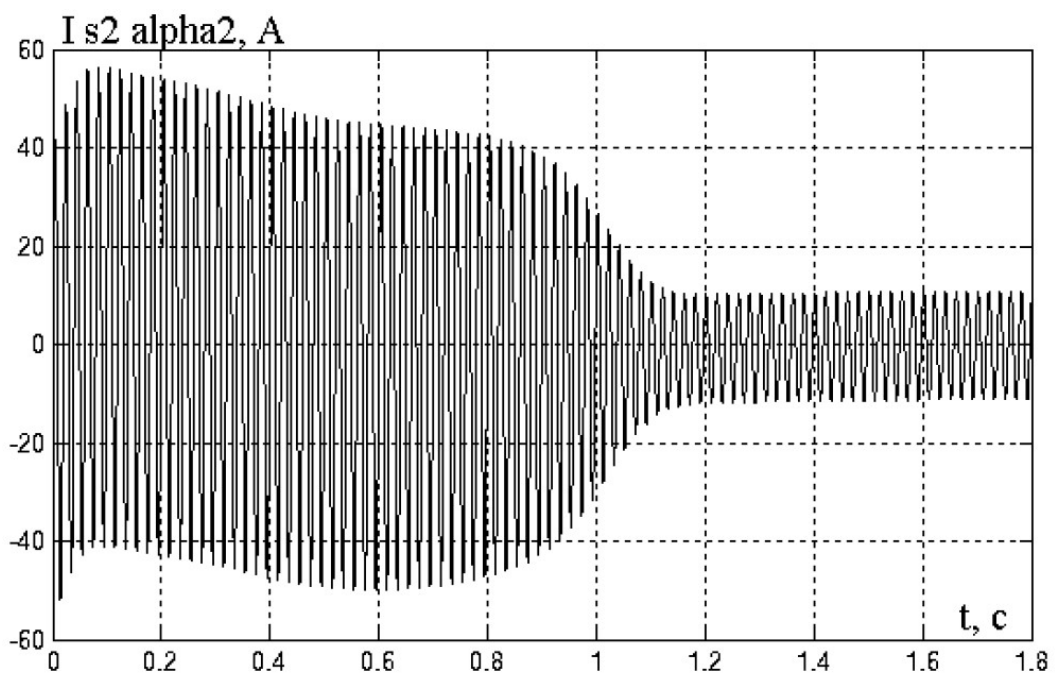


Рис. 2.16. Графік залежності струму поворотного статора $I_{s2\alpha2}$
від часу при прямому пуску

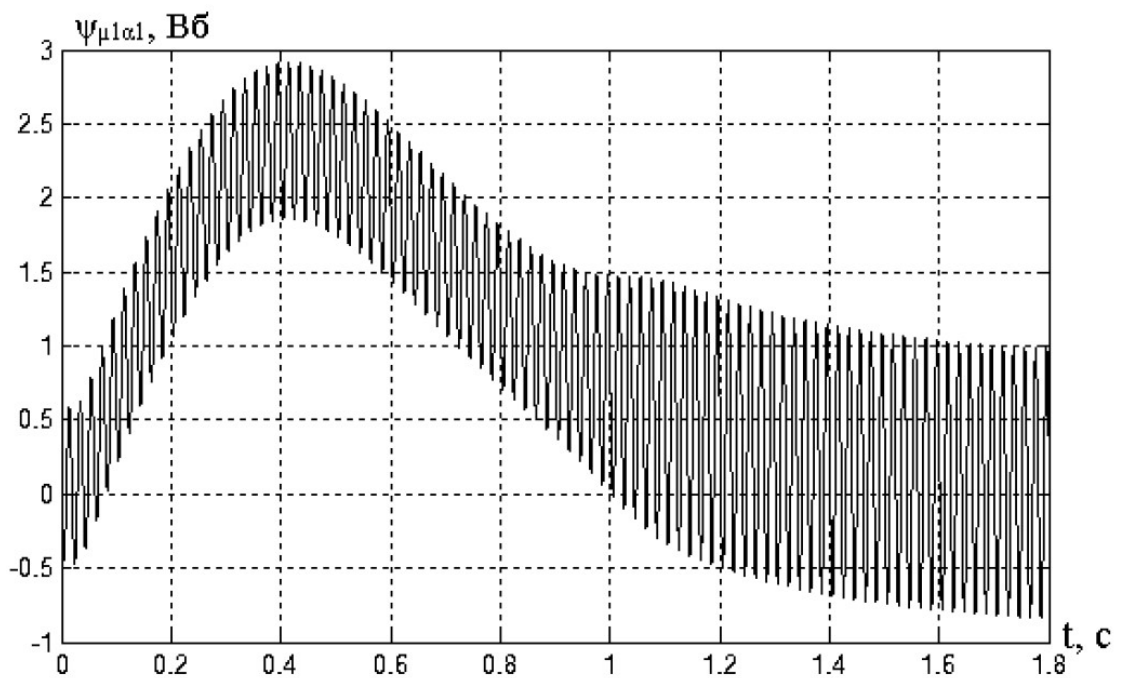


Рис. 2.17. Графік залежності потокозчеплення $\psi_{\mu 1\alpha 1}$ двигуна з нерухомим статором від часу при прямому пуску

2.4 Висновок до Розділу 2

1. Аналізу робіт, присвячених розробкам математичних моделей для дослідження електромеханічних процесів в асинхронних двигунах і методам їх перетворень, дозволив в якості базової моделі прийняти модель двофазного узагальненого електромеханічного перетворювача на основі диференціальних рівнянь, складених на основі законів Кірхгофа, в ортогональній системі координат.

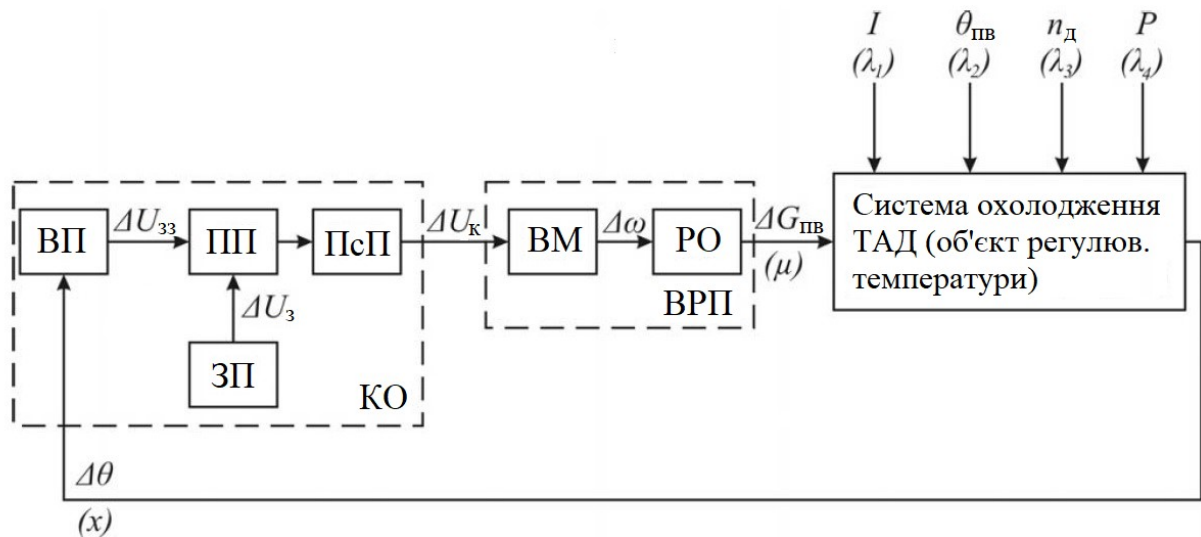
2. В результаті аналізу робіт, присвячених способам моделювання втрат в сталі статора асинхронних двигунів, в якості базової моделі прийнята модель, в якій опір, пропорційний втратам в сталі, включається паралельно контуру намагнічування.

3. Розроблено математичну модель для дослідження електромеханічних процесів в електроприводі з двома асинхронними двигунами, один з яких містить поворотний статор, що враховує ефект витіснення струму в провідниках обмотки ротора, насичення магнітопроводу і втрати в сталі статора, при живленні електроприводу від синхронного генератора.

РОЗДІЛ 3

РОЗРОБКА АВТОМАТИЧНИХ СИСТЕМ РЕГУЛЮВАННЯ ТЕМПЕРАТУРИ ТЯГОВИХ АСИНХРОННИХ ЕЛЕКТРОДВИГУНІВ

Для побудови автоматизованих систем регулювання температури (АСРТ) повинні бути відомі статичні і динамічні властивості об'єкта регулювання, виконавчо-регулюючого пристрою і керуючого органу, які можуть бути реалізовані в різних моделях. Схема АСРТ, придатна для застосування на тяговому рухомому складі, наведена на рис. 3.1.



ВП – вимірювальний пристрій; ПП – пристрій порівняння; ЗУ – задаючий пристрій; ВМ – виконавчий механізм; РО – регулюючий орган; ТАД-тяговий асинхронний двигун; КО – керуючий орган; ВРП – виконавчо-регулюючий пристрій; λ_i – збурюючі впливи; μ – керуючий вплив; x – регульована величина; $\Delta \theta$ – приріст температури об'єкта регулювання температури; ΔU_{33} – приріст сигналу зворотного зв'язку; ΔU_k – приріст сигналу керування; $\Delta \varphi$

– приріст кута повороту статора; $\Delta \omega$ – приріст частоти обертання валу вентильатора;

Кафедра АЕМ

НАУ 21 05 19 000 ПЗ

Виконав	Пригорніцький			РОЗРОБКА АВТОМАТИЧНИХ СИСТЕМ РЕГУЛЮВАННЯ ТЕМПЕРАТУРИ ТЯГОВИХ АСИНХРОННИХ ЕЛЕКТРОДВИГУНІВ	Літера	Аркуш	Аркушів
Керівник	Товкач С.С.					1	44
Консульт.							
Н-контр.	Товкач С.С.				АТ-412Б	15	15
Зав. каф.	Захарченко В.П.						

ΔG_{ne} – приріст подачі охолоджуючого повітря вентилятором; I – струм обмоток ТАД; $\Delta\theta_{ne}$ – температура охолоджуючого повітря; n_d – частота обертання валу дизель-генератора; PP – потужність дизель-генератора

Рис. 3.1. Функціональна схема АСРТ тягового асинхронного двигуна

Для складання структурної схеми необхідно проаналізувати властивості кожного з функціональних вузлів системи. В даному дипломному проекті розглянута можливість реалізації автоматичної системи із застосуванням в якості виконавчо-регулюючого пристрою відцентрового вентилятора з електроприводом з двома асинхронними двигунами, один з яких містить поворотний статор.

3.1. Динамічні властивості виконавчо–регулюючого пристрою

Труднощі дослідження динаміки асинхронного електроприводу полягає в тому, що він являє собою об'єкт, описуваний системою нелінійних диференціальних рівнянь. Керування за допомогою поворотного статора характеризується тим, що кут повороту також пов'язаний нелінійними залежностями з регульованими параметрами. Зазначені фактори суттєво ускладнюють задачу аналітичного дослідження асинхронного електропривода. Ця задача може бути вирішена при вивченні динамічних якостей систем з асинхронними двигунами в області малих відхилень координат від рівноважного, сталого стану, що дозволяє лінеаризувати рівняння, що характеризують стан системи. При дослідженні «в малому» можна вважати, що механічна характеристика двигуна описується формулою Клосса, не приймаються в розрахунок електромагнітні перехідні процеси в асинхронному двигуні. При зазначених припущеннях вивчення динамічних

властивостей замкнутих систем керування з асинхронним електроприводом «в малому» представляє істотний інтерес, так як цей режим є характерним для замкнутих систем, що підтримують, стабілізуючий який-небудь параметр, зокрема, частоту обертання ротора двигуна при зміні збурюючих впливів (момент опору M_c , короткочасна зміна напруги статора u_s), або відпрацьовуючих невеликі збільшення керуючих параметрів (кут повороту статора φ).

Опис властивостей електроприводу з двома фазними асинхронними двигунами, статор одного з яких виконаний поворотним, а ротори з'єднані за допомогою додаткових резисторів, здійснимо на основі схеми заміщення представленої на рис. 3.2.

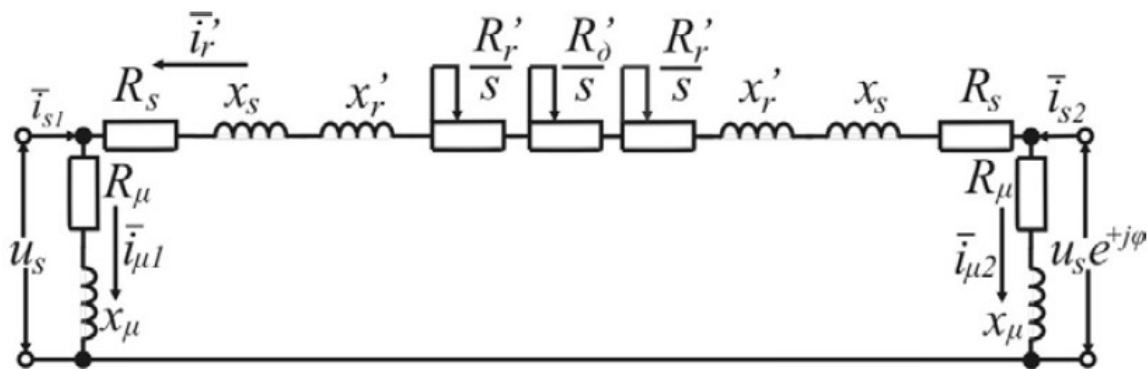


Рис. 3.2. Схема заміщення електроприводу з поворотним статором

Поворот статора однієї з машин на кут $\varphi/(2p)\varphi$, де p – число пар полюсів, враховується в схемі заміщення як поворот вектора напруги статора на електричний кут φ . Звідси з урахуванням формули Клосса, отримаємо, що обертаючий момент двигунів визначається:

$$M_{1,2} = \frac{M_k \omega_0 s_k (\omega_0 - \omega) u^2}{(\omega_0 - \omega)^2 + \omega_0^2 s_k^2} \left(1 - \cos \varphi \pm \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0 s_k} \sin \varphi \right), \quad (3.1)$$

де $s_k = \frac{\omega_0 - \omega_k}{\omega_0}$ – критичне ковзання;

M_k – критичний момент двигуна при номінальних параметрах живлячої напруги і двигуна;

u – відносне значення напруги статора.

Так як обидва двигуни механічно пов'язані, то розвивається ними результуючий момент M , який дорівнює:

$$M = M_1 + M_2 = \frac{2M_k \omega_0 s_k (\omega_0 - \omega) u^2}{(\omega_0 - \omega)^2 + \omega_0^2 s_k^2} (1 - \cos \varphi). \quad (3.2)$$

Лінеарізуємо вираз для моменту (3.2) шляхом розкладу в ряд Тейлора в околиці точки усталеної рівноваги $(\omega_y, M_y, \varphi_y, u_y)$:

$$M = M_y + \left. \frac{\partial M}{\partial \omega} \right|_{\substack{\varphi=\varphi_y; \omega=\omega_y; \\ u=u_y}} \cdot \Delta \omega + \left. \frac{\partial M}{\partial \varphi} \right|_{\substack{\varphi=\varphi_y; \omega=\omega_y; \\ u=u_y}} \cdot \Delta \varphi + \left. \frac{\partial M}{\partial u} \right|_{\substack{\varphi=\varphi_y; \omega=\omega_y; \\ u=u_y}} \cdot \Delta u \quad (3.3)$$

або в іншому вигляді:

$$M = M_y + \Delta M_\omega + \Delta M_\varphi + \Delta M_u, \quad (3.4)$$

де $\Delta M_\omega = k_\omega \Delta \omega$, $\Delta M_\varphi = k_\varphi \Delta \varphi$, $\Delta M_u = k_u \Delta u$, – прирости моменту двигуна, викликані відповідно приростами частоти обертання ротора, кута повороту статора, напруги статора;

$k_\omega = \partial M / \partial \omega$ – коефіцієнт зміни моменту двигуна при відхиленні швидкості від сталого значення при $\varphi = const$, $u = const$;

$k_\varphi = \partial M / \partial \varphi$ – коефіцієнт чутливості моменту двигуна до кута повороту статора при $\omega = const$, $u = const$;

$k_u = \partial M / \partial u$ – коефіцієнт чутливості по моменту до зміни напруги при $\omega = const$, $\varphi = const$.

Згідно (3.2):

$$k_\omega = \frac{2M_k \omega_0 s_k \left[(\omega_0 - \omega)^2 - (\omega_0 - \omega_k)^2 \right]}{(\omega_0 - \omega)^2 + \omega_0^2 s_k^2} (1 - \cos \varphi) u^2; \quad (3.5)$$

$$k_u = \frac{4M_k \omega_0 s_k (\omega_0 - \omega) u}{(\omega_0 - \omega)^2 + \omega_0^2 s_k^2} (1 - \cos \varphi); \quad (3.6)$$

$$k_\varphi = \frac{2M_k \omega_0 s_k (\omega_0 - \omega) u^2}{(\omega_0 - \omega)^2 + \omega_0^2 s_k^2} \sin \varphi. \quad (3.7)$$

З (3.7) видно, що k_φ матиме позитивне значення при повороті статора у напрямку обертання магнітного поля і негативне значення при повороті статора проти обертання магнітного поля.

Якщо скористатися основним рівнянням руху електроприводу

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (3.8)$$

і підставити в нього замість M праву частину рівняння (3.4), а M_c замінити на M_y (так як в сталому режимі момент двигуна повинен бути рівний моменту статичного навантаження), а також розглядати відхилення від положення рівноваги не за рахунок зміни статичного моменту, тобто прийняти, що $\Delta M_c = 0$, $\Delta M_c = 0$, то можна скористатися рівнянням усталеного режиму:

$$M_y - M_c = 0. \quad (3.9)$$

Тоді, замінивши у виразі (3.8) d/dt на оператор Лапласа p , рівняння руху прийме наступний вигляд:

$$k_\omega \Delta\omega + k_\varphi \Delta\varphi + k_u \Delta u = Jp \Delta\omega. \quad (3.10)$$

З (3.10) можна отримати передавальну функцію електроприводу з асинхронним двигуном між збільшенням частоти обертання і керуючим впливом ($\Delta M_c = 0, \Delta u = 0$):

$$W_\varphi(p) = \frac{\Delta\omega}{\Delta\varphi} = \frac{k_\delta}{T_m p \pm 1}, \quad (3.11)$$

де $k_\delta = k_\varphi / |k_\omega|$;

$T_m = J / |k_\omega|$.

З (3.11) видно, що електропривід являє собою аперіодичну ланку, динамічні властивості якого залежать від k_ω . При $\omega > \omega_k, k_\omega < 0$ – двигун є стійкою аперіодичною ланкою (в знаменнику ставиться «+»). При $\omega < \omega_k, k_\omega > 0$ – двигун має позитивний коефіцієнт жорсткості і є нестійкою ланкою першого порядку (в знаменнику ставиться «-»). Цей висновок вказує на те, що при $M_c - const$ не можна забезпечити стійкої роботи приводу в розімкнутих системах при ковзаннях, більших критичного. Якщо момент опору залежить від частоти обертання, то його механічна характеристика

також володіє певним коефіцієнтом жорсткості k_c , при цьому умова статичної стійкості приймає вигляд:

$$k_\omega - k_c < 0. \quad (3.12)$$

З викладеного випливає, що механічні характеристики приводу з поворотним статором найкращим чином задовольняють моменту навантаження, що змінюється за вентиляторним законом.

Передавальна функція електроприводу при зміні навантаження ($\Delta\varphi = 0, \Delta u = 0$) на ділянці механічної характеристики $\omega_0 < \omega < \omega_k$ має вигляд:

$$W_M(p) = \frac{\Delta\omega}{\Delta M_c} = -\frac{1}{|k_\omega|(T_m p + 1)}. \quad (3.13)$$

Передавальна функція електроприводу при зміні напруги ($\Delta\varphi = 0, \Delta M_c = 0$) має вигляд:

$$W_u(p) = \frac{\Delta\omega}{\Delta u} = -\frac{k_u / |k_\omega|}{(T_m p \pm 1)}. \quad (3.14)$$

На основі аналізу умов експлуатації вентиляторів, насосів можна сформулювати загальні ознаки, що відрізняють більшість електроприводів даного класу [6]. Для них характерно:

- помітне зниження моменту навантаження і потужності на валу двигуна при переході на знижені частоти обертання;
- тривалий режим роботи з незмінним моментом опору;
- відсутність режимів реверсу;
- відносно обмежений діапазон регулювання частоти обертання;
- відсутність перевантажень, при цьому величина моменту навантаження на заданій швидкості може бути визначена заздалегідь;
- час пуску не лімітована, кращим є пуск з обмеженням динамічних навантажень.

У зв'язку з цим високі вимоги в перехідних режимах до замкнутої системи електроприводу вентилятора не пред'являється. Для обмеження динамічних зусиль на вхід системи доцільно подавати не стрибкоподібний сигнал задання на частоту обертання, а лінійно наростаючий. В якості

регулятора швидкості використовується пропорційний регулятор частоти обертання.

Значення коефіцієнта підсилення пропорційного регулятора вибирається по необхідній жорсткості механічної характеристики:

$$k_{pc} = \frac{\beta_p}{k_{oc} k_{np}} \frac{\Delta\varphi}{\Delta M}, \quad (3.15)$$

де $\beta_p = \frac{\Delta M}{\Delta\omega}$ – жорсткість механічної характеристики;

$\Delta\omega$ – допустимий перепад швидкості при заданій зміні моменту $\Delta M = M_{\max} - M_{\min}$;

$\Delta\varphi$ – відповідну зміну кута повороту при тому ж ΔM .

Структурна схема електроприводу з поворотним статором, лінеаризована в околиці точки усталеної рівноваги представлена на рис. 3.3.

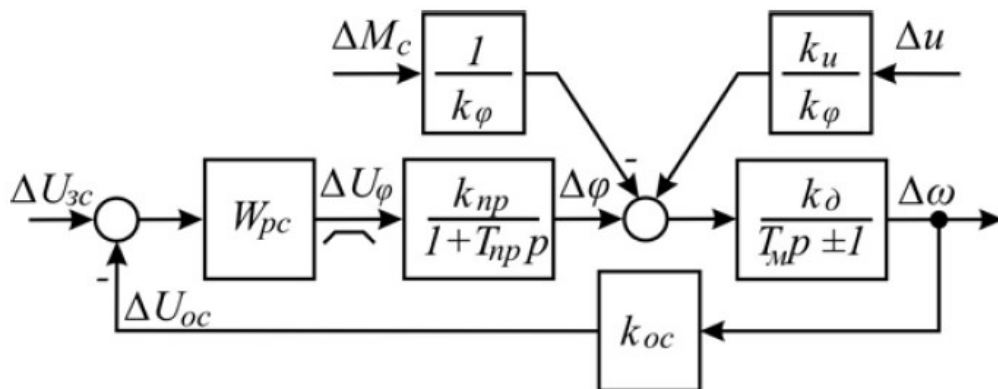


Рис. 3.3. Структурна схема електроприводу з асинхронним двигуном в замкненій системі

У схемі (рис. 3.3) аперіодичною ланкою з коефіцієнтом передачі k_{np} і постійної часу T_{np} показаний допоміжний електропривід, який реалізує функції повороту статора, тобто перетворює приріст сигналу задання на кут повороту ΔU_φ в приріст кута повороту $\Delta\varphi$. У його якості можна взяти двигун постійного струму, що працює в режимі позиціонування. Для виключення статичних помилок за заданням і збуренню (навантаженням для сервоприводу є електромагнітний момент, що розвивається асинхронним двигуном з вивішеним статором) необхідно застосувати систему керування з

астатизмом за каналами керування й збурення не менше першого порядку, чому може відповідати, наприклад, структура електроприводу з пропорційно-інтегральним регулятором частоти обертання і пропорційним регулятором положення.

При використанні зворотного зв'язку за частотою обертання за допомогою пропорційної ланки (k_{oc}) і застосуванні пропорційної регулятора частоти ($W_{pc} = k_{pc}$) передавальна функція електроприводу з асинхронним двигуном при зміні керуючого впливу в замкненій системі прийме вигляд:

$$W_{\varphi}(p) = \frac{\Delta\omega}{\Delta U_{33}} = \frac{k_{pc}k_{np}k_{\delta}}{T_{np}T_{m}p^2 + (T_{np} \pm T_{m})p + k_{pc}k_{np}k_{\delta}k_{oc} \pm 1}. \quad (3.16)$$

Передавальна функція електроприводу при зміні моменту опору:

$$W_{Mc}(p) = \frac{\Delta\omega}{\Delta M_c} = -\frac{k_{\delta}(T_{np}p + 1)}{k_{\varphi}(T_{np}T_{m}p^2 + (T_{np} \pm T_{m})p + k_{pc}k_{np}k_{\delta}k_{oc} \pm 1)}. \quad (3.17)$$

Передавальна функція електроприводу при зміні напруги:

$$W_u(p) = \frac{\Delta\omega}{\Delta u} = -\frac{k_u k_{\delta}(T_{np}p + 1)}{k_{\varphi}(T_{np}T_{m}p^2 + (T_{np} \pm T_{m})p + k_{pc}k_{np}k_{\delta}k_{oc} \pm 1)}. \quad (3.18)$$

Враховуючи, що потужність допоміжного приводу не менше, ніж на два порядки менше потужності електроприводу з асинхронним двигуном, можна вважати, що постійна часу $T_{np} \ll T_m$, отже, як показує практика налаштування регульованих електроприводів [6], без великої погрішності для оцінки якості регулювання в (3.16) - (3.18) можна прийняти $T_{np} = 0$, тоді електропривід буде являти собою стійку аперіодичну ланку, якщо $k_{pc}k_{np}k_{\delta}k_{oc} > 1$.

Важливою умовою синтезу систем керування асинхронним двигуном відцентрових вентиляторів є точна ідентифікація вентилятора, як механічного навантаження регульованого електроприводу. Основною характеристикою є залежність статичного моменту опору на валу від частоти його обертання $M_c = f(\omega)$, яка називається механічною характеристикою. Вид цієї характеристики і механічної характеристики електроприводу

визначають, в тому числі, енергетичні параметри роботи виконавчо-регулюючого пристрою. У більшій частині досліджень вентилятор приймається як механізм з квадратичною залежністю моменту опору від частоти обертання, і подальші висновки виконуються відповідно до законів теорії подібності. Механічна характеристика вентилятора, що застосовується для розрахунку автоматичної системи регулювання температури, отримана в роботі [5] і має такий вигляд:

$$M_c = M_{c0} + \frac{C_H H_c + \omega^2}{\omega \eta(\omega, H_c)} \sqrt{\omega^2 - \frac{H_c}{H_0}}, \quad (3.19)$$

де H_c – статичний напір;

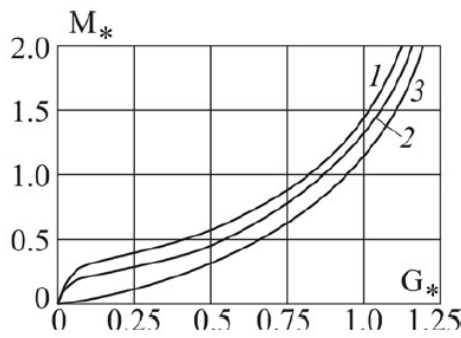
H_0 – напір вентилятора при закритій засувці (подача $G = 0$).

Залежність характеристики вентилятора від частоти обертання ω апроксимована виразом:

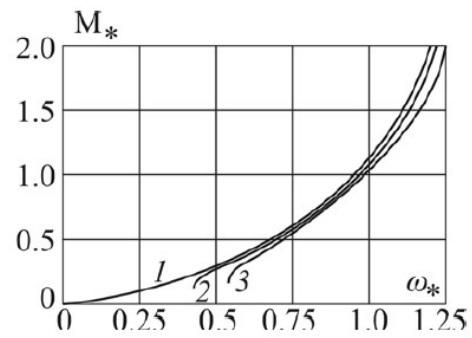
$$H = H_0 \left(\frac{\omega}{\omega_{ном}} \right)^2 - c \cdot G^2. \quad (3.20)$$

Вирази (3.19), (3.20) містять основні параметри статичних характеристик вентилятора, зміна ККД при регулюванні і дозволяє в подальших дослідженнях врахувати їх, як навантаження на валу електроприводу.

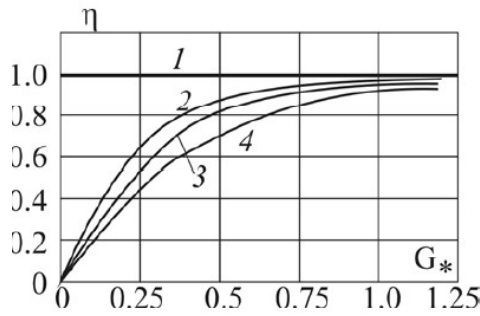
На рис. 3.4 графічно наведені основні характеристики вентилятора, що застосовуються для вирішення поставлених задач.



а)



б)



в)

$$1 - H_c = 0,2 - H_c = 0,2,$$

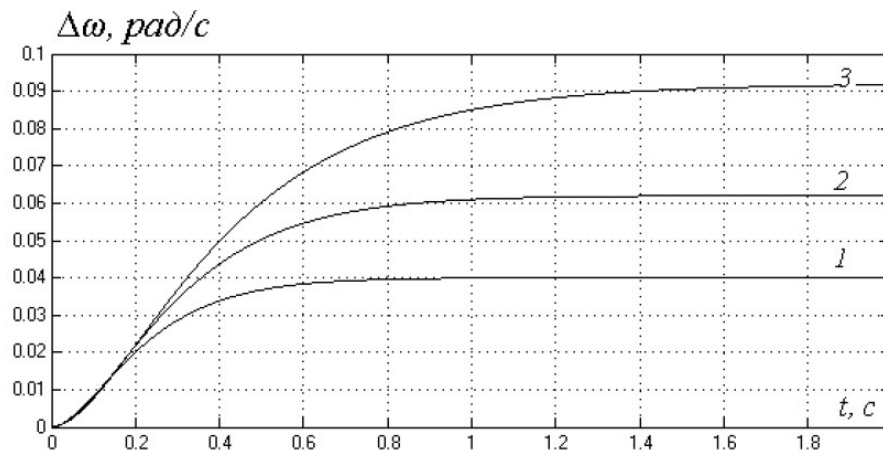
$$3 - H_c = 0,4, 4 - H_c = 0,6.$$

$$M_* = \frac{M}{M_{\text{НОМ}}}, G_* = \frac{G_{\text{ВЗ}}}{G_{\text{ВЗ.НОМ}}},$$

$$\omega_* = \frac{\omega}{\omega_{\text{НОМ}}}.$$

Рис. 3.4. Механічні характеристики (а) і (б) вентилятора і відносний ККД вентилятора (в) при регулюванні витрати частотою обертання

Для прикладу на рис. 3.5 і 3.6 показані графіки перехідних процесів при дії невеликих задаючих збурень в розімкненій і замкненій системах електроприводу. На рис. 3.7 представлені частотні характеристики електроприводу з пропорційним регулятором частоти обертання.

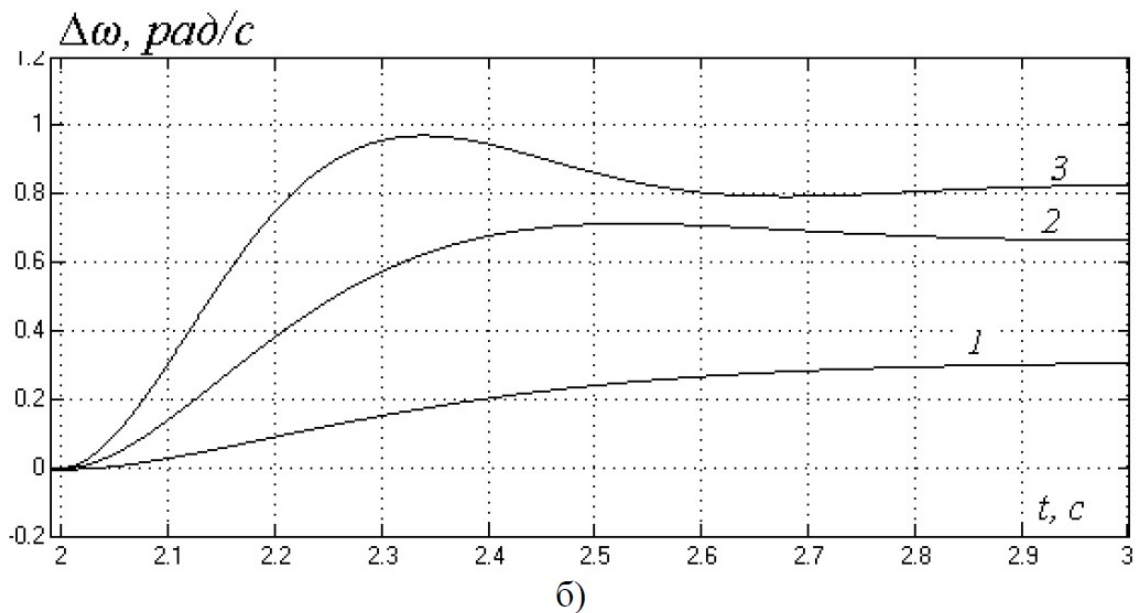
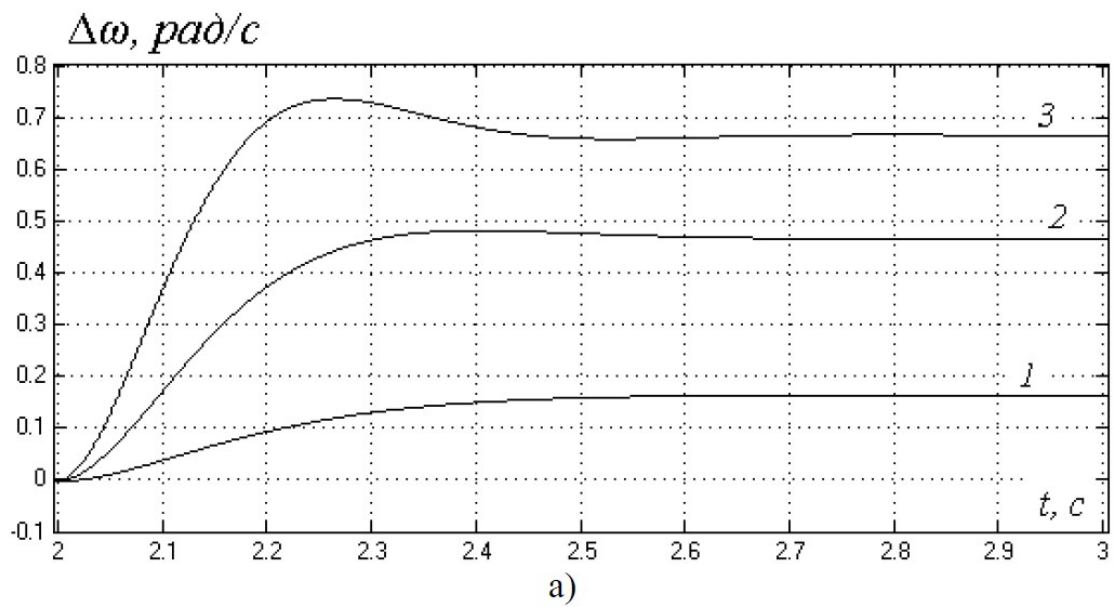


$$1 - s = 0,094, \varphi = 170^{\circ} \text{ ел}, \Delta\varphi = 1,0^{\circ} \text{ ел},$$

$$2 - s = 0,17, \varphi = 103^{\circ} \text{ ел}, \Delta\varphi = 1,0^{\circ} \text{ ел},$$

$$3 - s = 0,49, \varphi = 50^{\circ} \text{ ел}, \Delta\varphi = 1,0^{\circ} \text{ ел}.$$

Рис. 3.5. Графіки змін частоти обертання при малій зміні задаючого впливу в розімкненій системі ($u_s = u_{s.\text{НОМ}}, f_s = f_{s.\text{НОМ}}$)



$$1 - k_{pc} = 5, 2 - k_{pc} = 22, 3 - k_{pc} = 50$$

Рис. 3.6. Графіки змін частоти обертання при малій зміні задаючого впливу в розімкненій системі ($u_s = u_{s.ном}$, $f_s = f_{s.ном}$, $\Delta\varphi = 1.0^0$ ел.)

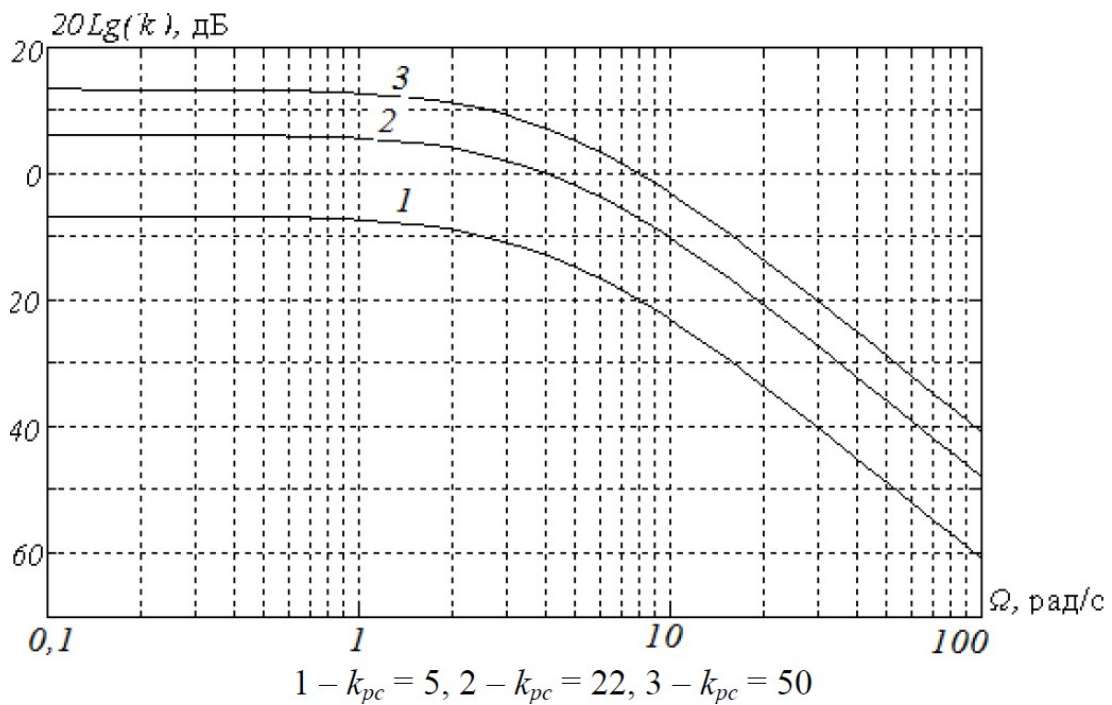


Рис. 3.7. Логарифмічні амплітудно-частотні характеристики електроприводу

Аналіз графіків перехідних процесів, відповідних розімкненій системі керування електроприводу (рис. 3.5) показує, що чутливість електроприводу за керуючим впливом k_o підвищується зі зменшенням кута повороту статора φ , а разом з ним і частоти обертання ω . Одночасно з цим при зменшенні кута повороту статора зменшується постійна часу електроприводу T_m . Аналіз графіків, відповідних замкненій системі керування електроприводу (рис. 3.6 і 3.7) показує, що збільшення пропорційного коефіцієнта регулятора частоти обертання k_{pc} призводить до зменшення помилки регулювання частоти обертання ω при дії моменту опору M_c з боку вентилятора і збільшення коливальності перехідного процесу.

3.2. Динамічні властивості системи охолодження ТАД

Залежно від режиму роботи в усіх асинхронних двигунах в різних обсягах виникають нестационарні теплові процеси (перехідні процеси). Вони відрізняються від стаціонарних (сталих) тим, що температура нагрівання

елементів конструкцій асинхронного двигуна змінюється в часі, тобто криві нагріву містять аперіодичні (вільні) складові. Нестационарний тепловий режим може бути викликаний: включенням асинхронного двигуна в мережу; відключенням його від мережі (вільний вибіг); будь-яким способом гальмування; зміною напруги живлення і частоти; непостійністю цих параметрів мережі; регулюванням напруги і частоти; аварійними режимами при замиканні однієї, двох або трьох фаз; обривом фаз; реверсуванню двигуна, змінами навантаження на валу.

Вихідними даними для створення теплової моделі є: номінальні дані асинхронного двигуна; геометричні розміри статора і ротора; обмотувальні дані статора; розміри пазів, що замикають кільця і тип короткозамкненої обмотки ротора; характеристики матеріалів статора, ротора, білячої клітини і обмотки статора.

Тягова електрична машина, як тепловий об'єкт, являє собою складну систему. Окремі елементи електричної машини нагріваються неоднаково, вони не є однорідними тілами, між ними існує теплообмін, умови їх нагрівання і охолодження різні. Існуючі методи розрахункових досліджень теплових процесів, що відбуваються в електричних машинах, базуються або на використанні диференціальних рівнянь теплопровідності, або на методі еквівалентних теплових схем.

Однак граничні умови для цих диференціальних рівнянь складні і взаємопов'язані. Рішення виходять громіздкими і часто неприйнятними для інженерної практики. Тому при практичних розрахунках приймають ряд припущень, що дозволяють істотно спростити рішення задачі. Одним з найістотніших спрощень при вирішенні задачі нагріву електричної машини є відмова від розгляду поля температур всередині окремих його частин. Перехід до середніх температур дозволяє систему з розподіленими втратами замінити системою тіл з зосередженими джерелами.

В [6] показано, що залежність перевищення температур від часу містить шість експонент. Для розробки спрощених теплових моделей

нагрівання та охолодження в практиці прийнято враховувати дві постійні часу, які відносяться до сталі магнітопроводу (T_{\max}) і міді обмотки (T_{\min}) двигуна. З цією метою визначаються найбільша постійна часу і коефіцієнт при ціх експоненті. Виділивши експоненту з T_{\max} з суми шести експонент, можна замінити решту однією експонентою. Для цього можна скористатися методом найменших квадратів. В результаті процес нагріву обмотки асинхронного двигуна при нульовому початковому перевищенні температури може бути представлений таким виразом:

$$\theta(t) = \theta_{\text{уст}} \left(\frac{I_i}{I_{\text{ном}}} \right)^2 \left(K_H (1 - e^{-t/T_{\max}}) + (1 - K_H)(1 - e^{-t/T_{\min}}) \right), \quad (3.21)$$

де $\theta(t)$ – поточне перевищення температури обмотки;

$\theta_{\text{уст}}$ – перегрів обмотки в номінальному режимі;

T_{\max} – максимальна постійна нагріву (постійна нагріву сталі магнітопроводу);

T_{\min} – мінімальна постійна нагріву (постійна нагріву обмотки);

K_H – коефіцієнт нагріву, що враховує складову перевищення температури сталі в перевищенні температури обмотки.

В (3.21) прийнято, що поточне перевищення температури нагрівання обмотки статора пропорційно квадрату протікаючого через неї струму. Припущення про пропорційність перевищення температури квадрату струму припустимо вважати справедливим тільки для перевищення температур обмотки щодо температури магнітопроводу статора. Реальне перевищення температури обмотки дорівнює сумі перевищення її над температурою магнітопроводу і самого магнітопроводу над температурою навколишнього середовища. Перевищення температури сталевих ділянок магнітопроводу обумовлено як втратами в сталі статора, так і теплом, переданим магнітопроводу обмоткою. Так як втрати в сталі залежать від індукції і не пропорційні квадрату струму, то в загальному випадку коефіцієнт K_H

повинен бути залежним від кратності струму, а перевищення температури обмотки не буде пропорційно квадрату струму.

Залежність температури від часу при охолодженні записується наступним виразом:

$$\theta(t) = \theta_{ycm} \left(K_0 (1 - e^{-t/T_{0max}}) + (1 - K_0) (1 - e^{-t/T_{0min}}) \right), \quad (3.22)$$

де T_{0max}, T_{0min} – максимальна і мінімальна постійна охолодження;

K_0 – коефіцієнт охолодження.

В [6,12] показано, що якщо вважати електричну машину однорідним тілом з рівномірним розподілом температури за обсягом за умови, що з кожної одиниці його поверхні розсіюється одна і те ж кількість тепла, то процес нагрівання згідно з класичною теорією описується математичним виразом:

$$Qdt = cGd\theta + \alpha_T S\theta dt, \quad (3.23)$$

де Qdt – тепло, що виділяється в тілі;

$cGd\theta$ – тепло, що обумовлює нагрівання тіла;

$\alpha_T S\theta dt$ – тепло, що розсіюється з поверхні тіла в охолоджуюче середовище;

c – питома теплоємність;

α_T – коефіцієнт тепловіддачі;

S – тепловіддаюча поверхня;

Q – тепло, що виділяється в тілі за одиницю часу.

При стаціонарному тепловому режимі ($Q = const$) рівняння (3.21) приймає вигляд:

$$Q = \alpha_T S \theta_{ycm}, \quad (3.24)$$

і тоді:

$$\alpha_T S (\theta_{ycm} - \theta) \theta dt = cGd\theta \quad (3.25)$$

Вирішуючи рівняння (3.25), отримаємо:

$$\theta = \theta_{ycm} (1 - e^{-t/T_n}), \quad (3.26)$$

де T_n – постійна часу нагрівання тіла, при цьому:

$$T_n = \frac{cG}{\alpha_T S}.$$

Аналогічно визначається залежність $\Theta(t)$ при охолодженні і тоді:

$$\theta = \theta_0 e^{-t/T_n}, \quad (3.27)$$

де $\theta_0 = \theta_{уст}$ – перевищення температури тіла над температурою охолоджуючого середовища $e^{-t/T_n} = 0$.

Разом з цим для побудови автоматичної системи регулювання досить визначення динамічних характеристик і параметрів системи охолодження тягових електричних машин лише по регулюючому впливу в усьому можливому діапазоні зміни збурюючих впливів.

Для апроксимації динамічних властивостей системи охолодження тягових електродвигунів в [13] рекомендовані наступні передавальні функції:

$$1) W_1(p) = k \frac{e^{-\tau p}}{Tp + 1}; \quad (3.28)$$

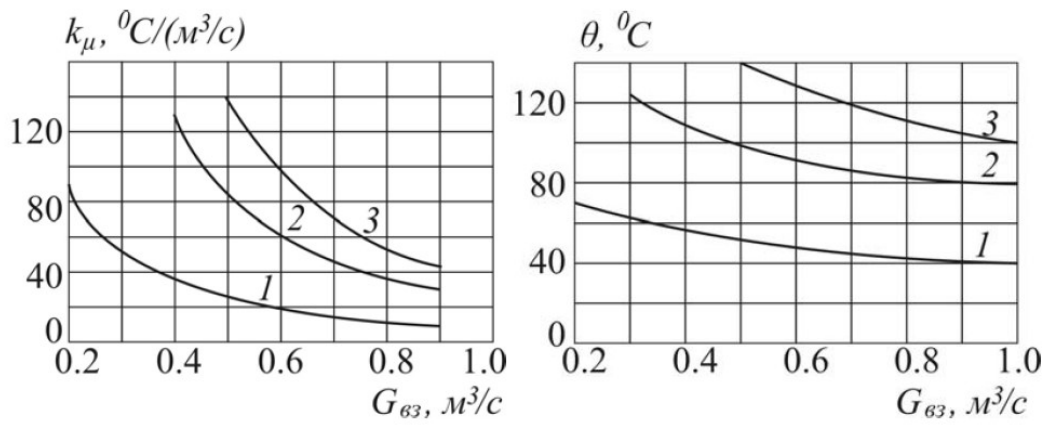
$$2) W_2(p) = k \frac{1}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}; \quad (3.29)$$

$$3) W_3(p) = k \frac{e^{-\tau p} (1 - e^{-\tau p})}{Tp}. \quad (3.30)$$

Методика досліджень динамічних властивостей системи охолодження тягових електричних машин як об'єкта регулювання температури викладена в [].

При визначенні значень динамічних параметрів τ і T передавальних функцій виду (3.28), (3.29) і (3.30) використані методики, наведені відповідно в [14].

На рис. 3.8 наведені характеристики системи охолодження, відповідні статичному режиму роботи, на рис. 3.9 і 3.10 – динамічному режиму, отримані в розділі 4.2. Характеристики, відповідні динамічному режиму роботи, побудовані для передавальної функції (3.29).

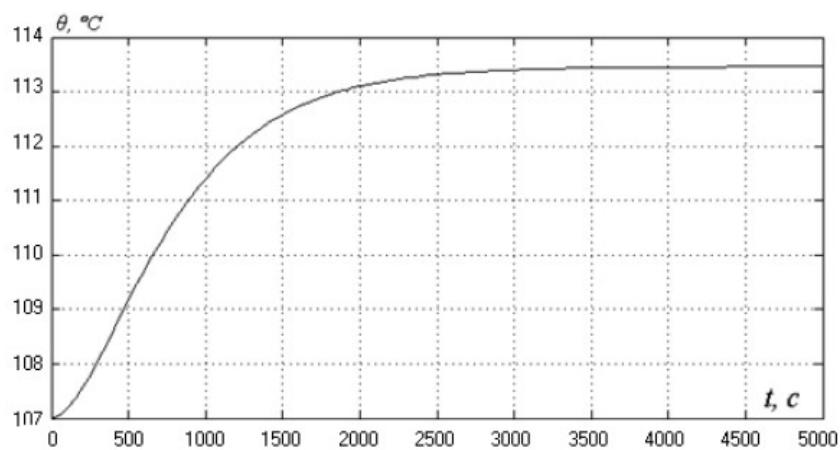


a)

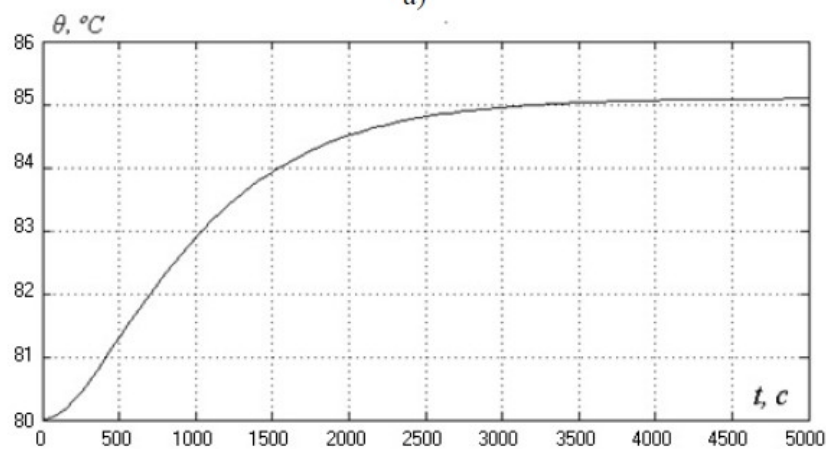
б)

1 – $I_* = 0,5$, 2 – $I_* = 0,8$, 3 – $I_* = 1,0, I_* = I/I_{\text{НОМ}}$

Рис. 3.8. Залежності коефіцієнта передачі системи охолодження тягового електродвигуна за регулюючим впливом від подачі охолоджуючого повітря (а) і статичні характеристики системи охолодження тягового електродвигуна за регулюючим впливом (б) ($t_{63} = 18...25^{\circ}\text{C}$)



a)



б)

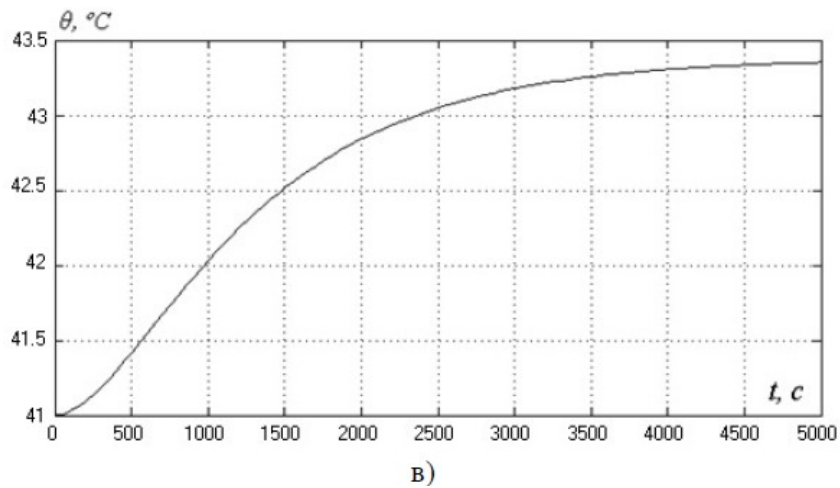


Рис. 3.9. Графік зміни температури об'єкта регулювання температури (ТАД) ($G_{\text{вз}} = 0,91 \rightarrow 0,76 \text{ м}^3 / \text{с}$) ($a - I_* = 1,0, b - I_* = 0,8, в - I_* = 0,5$)

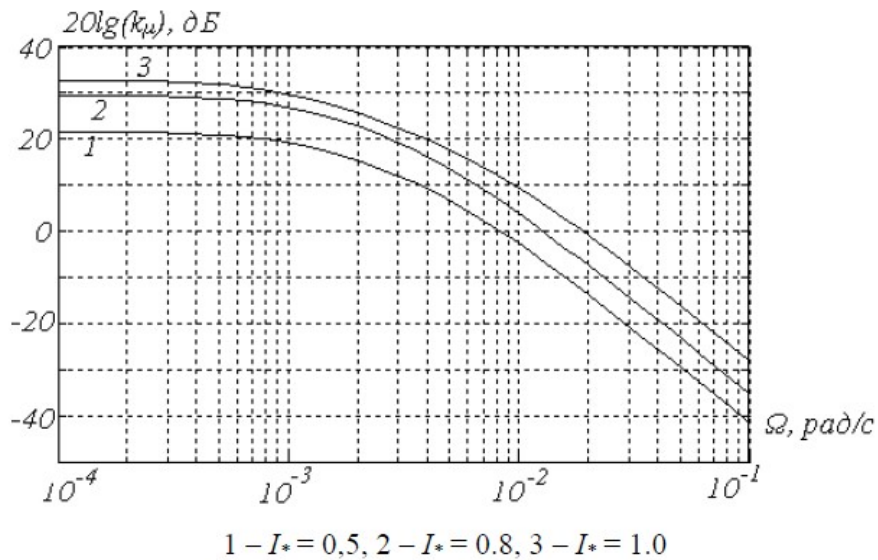
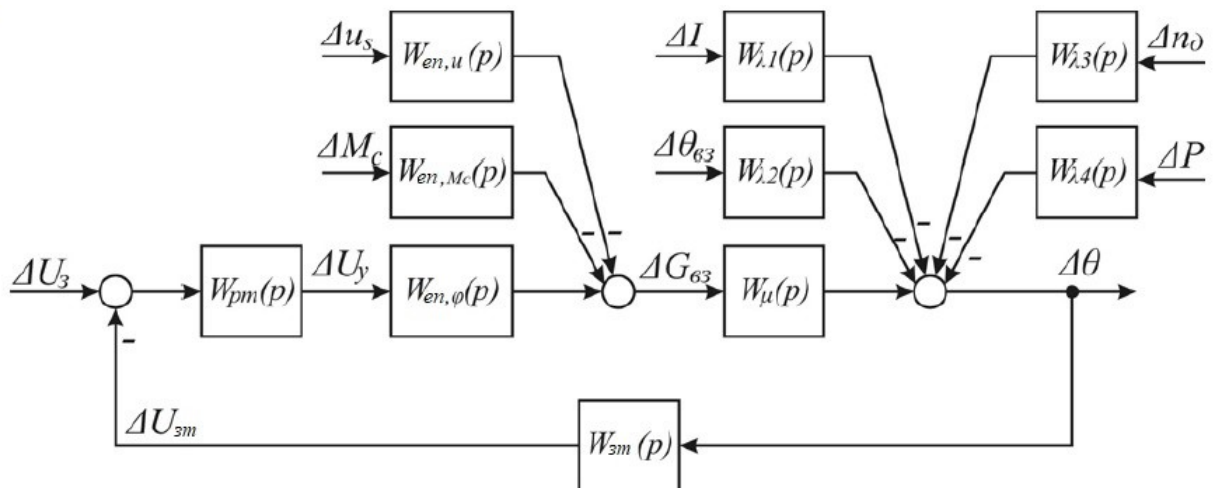


Рис. 3.10. Логарифмічні амплітудно-частотні характеристики об'єкта регулювання температури (ТАД)

Аналіз отриманих результатів показує, що динамічні і статичні параметри системи охолодження змінюються в широкому діапазоні в залежності від подачі охолоджуючого повітря $G_{\text{вз}}$ і струму обмотки статора I . При збільшенні струму I зменшується час перехідного процесу нагріву, але збільшується коефіцієнт передачі за регулюючим впливом k_{μ} . При збільшенні подачі охолоджуючого повітря $G_{\text{вз}}$ (при постійному струмі I) відбувається зменшення коефіцієнта передачі k_{μ} і зменшення часу перехідного процесу.

3.3. Автоматична система регулювання температури тягових асинхронних електродвигунів

Структурна схема розробленої АСРТ тягових асинхронних електродвигунів з урахуванням проведених досліджень в розділах 3.1 і 3.2,



відповідна функціональній схемі (рис. 3.1) представлена на рис. 3.11.

Рис. 3.11. Структурна схема АСРТ тягового асинхронного двигуна

У схемі (рис. 3.11) прийняті наступні позначення: $W_{pm}(p)$ – передавальна функція регулятора температури (виконує функції підсилювального пристрою ПсП (рис. 3.1)); $W_{зм}(p)$ – передавальна функція датчика температури (джерело зворотного зв'язку) (виконує функції вимірювального пристрою ВП); $W_{en,\varphi}(p)$ – передавальна функція електроприводу за керуючим впливом (куту повороту статора); $W_{en,Mc}(p)$ і $W_{en,u}(p)$ – передавальна функція електроприводу за збурюючими впливами (моменту опору і напруги обмотки статора відповідно); $W_{\mu}(p)$ – передавальна функція об'єкта регулювання температури за витратою охолоджуючого повітря; $W_{\lambda 1... \lambda 4}(p)$ – передавальні функції об'єкта регулювання температури

за збурюючими впливами. Функції порівнюючого пристрою ПП (рис. 3.1) виконує суматор (рис. 3.11).

В якості передавальної функції $W_{\mu}(p)$ прийнята функція (3.29), тобто .:

$$W_{\mu}(p) = \frac{k_{\mu}}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}; \quad (3.31)$$

При застосуванні в якості виконавчо-регулюючого пристрою розімкненого електроприводу вентилятора передавальні функції $W_{en,\varphi}(p)$, $W_{en,Mc}(p)$ і $W_{en,u}(p)$ мають такий вигляд:

$$W_{en,\varphi}(p) = \frac{k_{np} k_{\delta}}{(T_{np} p + 1)(T_m p + 1)}, \quad (3.32)$$

$$W_{en,Mc}(p) = \frac{k_{\delta} / k_{\varphi}}{T_m p + 1}, \quad (3.33)$$

$$W_{en,u}(p) = \frac{k_u k_{\delta} / k_{\varphi}}{T_m p + 1}. \quad (3.34)$$

При застосуванні замкнутого електроприводу передавальні функції $W_{en,\varphi}(p)$, $W_{en,Mc}(p)$ і $W_{en,u}(p)$ приймуть вигляд:

$$W_{en,\varphi}(p) = W_{\varphi}(p); \quad (3.35)$$

$$W_{en,Mc}(p) = W_{Mc}(p); \quad (3.36)$$

$$W_{en,u}(p) = W_u(p), \quad (3.37)$$

де $W_{\varphi}(p)$, $W_{Mc}(p)$ і $W_u(p)$ визначаються виразами (3.16), (3.17) і (3.18) відповідно.

В якості датчика температури прийнято безінерційні ланка з коефіцієнтом пропорційності k_{zm} .

Передавальна функція замкненої автоматичної системи регулювання температури за задаючим впливом під час застосування розімкненого електроприводу:

$$\begin{aligned} W_{роз}(p) &= \frac{W_{pm}(p)W_{en,\varphi}(p)W_{\mu}(p)}{1 + W_{pm}(p)W_{en,\varphi}(p)W_{\mu}(p)W_{zm}(p)} = \\ &= \frac{W_{pm}(p)k_{np}k_{\delta}k_{\mu}}{(T_{np} p + 1)(T_m p + 1)(T_1 p + 1)(T_2 p + 1) + W_{pm}(p)k_{np}k_{\delta}k_{\mu}k_{zm}}. \end{aligned} \quad (3.38)$$

При використанні пропорційного регулятора температури з коефіцієнтом k_{pm} вираз передавальної функції $W_{роз}(p)$ (3.38) набуде вигляду:

$$W_{роз}(p) = \frac{k_{pm}k_{np}k_{\delta}k_{\mu}}{a_1p^4 + a_2p^3 + a_3p^2 + a_4p + k_{pm}k_{np}k_{\delta}k_{\mu}k_{zm} + 1}, \quad (3.39)$$

$$\text{де } a_1 = T_1T_2T_{np}T_M;$$

$$a_2 = ((T_{np} + T_M)T_1 + T_M T_{np})T_2 + T_M T_{np}T_1;$$

$$a_3 = (T_1 + T_{np} + T_M)T_2 + (T_{np} + T_M)T_1 + T_{np}T_M;$$

$$a_4 = T_+ + T_2 + T_{np} + T_M.$$

При використанні пропорційно-інтегрального регулятора температури $W_{pm}(p) = (k_{pm}T_{pm}p + 1)/(T_{pm}p)$ вираз передавальної функції $W_{роз}(p)$ (3.38) набуде вигляду:

$$W_{роз}(p) = \frac{k_{pm}k_{np}k_{\delta}k_{\mu}T_{pm}p + k_{np}k_{\delta}k_{\mu}}{b_1p^5 + b_2p^4 + b_3p^3 + b_4p^2 + b_5p + k_{pm}k_{np}k_{\delta}k_{\mu}k_{zm}}, \quad (3.40)$$

$$\text{де } b_1 = T_1T_2T_{np}T_M;$$

$$b_2 = ((T_{np} + T_M)T_1 + T_M T_{np})T_2 + T_M T_{np}T_1;$$

$$b_3 = (T_1 + T_{np} + T_M)T_2 + (T_{np} + T_M)T_1 + T_{np}T_M;$$

$$b_4 = T_+ + T_2 + T_{np} + T_M;$$

$$b_5 = k_{np}k_{pm}k_{\delta}k_{\mu}T_{pm} + 1.$$

Передавальна функція замкненої автоматичної системи регулювання температури за задаючим впливом при застосуванні замкненого електроприводу:

$$\begin{aligned} W_{зам}(p) &= \frac{W_{pm}(p)W_{ен,\varphi}(p)W_{\mu}(p)}{1 + W_{pm}(p)W_{ен,\varphi}(p)W_{\mu}(p)W_{zm}(p)} = \\ &= \frac{W_{pm}(p)k_{np}k_{\delta}k_{\mu}k_{pc}}{(T_{np}T_Mp^2 + (T_{np} + T_M)p + k_{pc}k_{np}k_{\delta}k_{oc} + 1)(T_1p + 1)(T_2p + 1) + W_{pm}(p)k_{pc}k_{np}k_{\delta}k_{\mu}k_{zm}}. \end{aligned} \quad (3.41)$$

При використанні пропорційного регулятора температури з коефіцієнтом k_{pm} вираз передавальної функції $W_{зам}(p)$ (3.41) набуде вигляду:

$$W_{зам}(p) = \frac{k_{pm}k_{np}k_{\delta}k_{\mu}k_{pc}}{c_1p^4 + c_2p^3 + c_3p^2 + a_4p + k_{np}k_{\delta}k_{\mu}k_{pc}(k_{pm}k_{zm} + k_{oc}) + 1}. \quad (3.42)$$

$$\text{де } c_1 = T_1T_2T_{np}T_M;$$

$$c_2 = ((T_{np} + T_M)T_1 + T_MT_{np})T_2 + T_MT_{np}T_1;$$

$$c_3 = ((k_{np}k_{pc}k_{\delta}k_{oc}k_{\mu} + 1)T_1 + T_{np} + T_M)T_2 + (T_{np} + T_M)T_1 + T_{np}T_M;$$

$$c_4 = (k_{np}k_{pc}k_{\delta}k_{oc}k_{\mu} + 1)T_2 + (k_{np}k_{pc}k_{\delta}k_{oc}k_{\mu} + 1)T_1 + T_{np} + T_M.$$

При використанні пропорційно-інтегрального регулятора температури $W_{pm}(p) = (k_{pm}T_{pm}p + 1)/(T_{pm}p)$ вираз передавальної функції $W_{зам}(p)$ (3.41) набуде вигляду:

$$W_{зам}(p) = \frac{k_{pm}k_{np}k_{\delta}k_{\mu}k_{pc}T_{pm}p + k_{np}k_{\delta}k_{\mu}k_{pc}}{d_1p^5 + d_2p^4 + d_3p^3 + d_4p^2 + d_5p + k_{pm}k_{jm}k_{np}k_{\delta}k_{\mu}k_{pc}}, \quad (3.43)$$

$$\text{де } d_1 = T_1T_2T_{np}T_M;$$

$$d_2 = ((T_{np} + T_M)T_1 + T_MT_{np})T_2 + T_MT_{np}T_1;$$

$$d_3 = ((k_{np}k_{pc}k_{\delta}k_{oc}k_{\mu} + 1)T_1 + T_{np} + T_M)T_2 + (T_{np} + T_M)T_1 + T_{np}T_M;$$

$$d_4 = (k_{np}k_{pc}k_{\delta}k_{oc}k_{\mu} + 1)T_2 + (k_{np}k_{pc}k_{\delta}k_{oc}k_{\mu} + 1)T_1 + T_{np} + T_M.$$

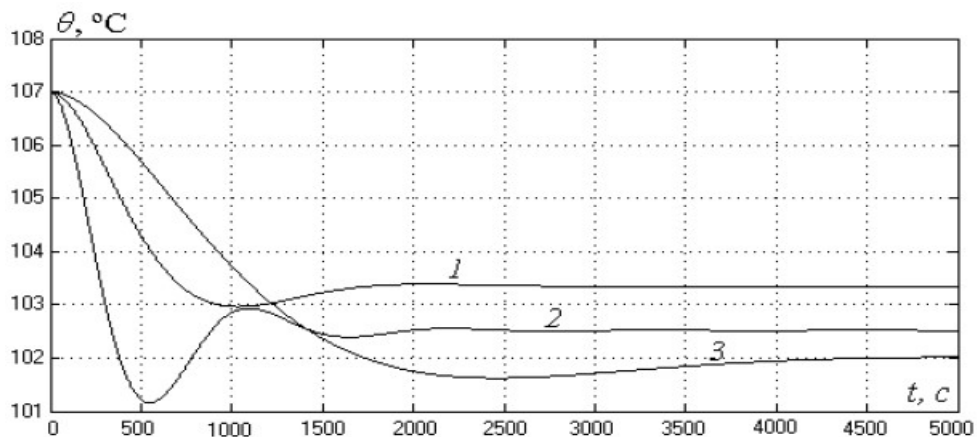
$$d_5 = k_{np}k_{pc}k_{pm}k_{\delta}k_{\mu}(k_{oc} + k_{pm}k_{zm}E_{pm}) + 1.$$

В якості прикладу на рис. 3.12 показані перехідні процеси замкненої автоматичної системи регулювання температури (рис. 3.11) при застосуванні пропорційної і пропорційно-інтегрального регуляторів температури і розімкненої системи керування електроприводу (передавальні функції $W_{en,\varphi}(p)$, $W_{en,Mc}(p)$ і $W_{en,u}(p)$ визначаються за виразами (3.32) - (3.34), передавальна функція $W_{роз}(p)$ – за виразами (3.39) і (3.40)); на рис. 3.13 показані перехідні процеси при аналогічних настройках системи регулювання температури, але із застосуванням замкненої системи керування електроприводу (передавальні функції $W_{en,\varphi}(p)$, $W_{en,Mc}(p)$ і $W_{en,u}(p)$) визначаються за виразами (3.35) - (3.37), передавальна функція $W_{зам}(p)$ – за виразами (3.42) і (3.42)). Частотні характеристики показані на рис. 3.14 і 3.15.

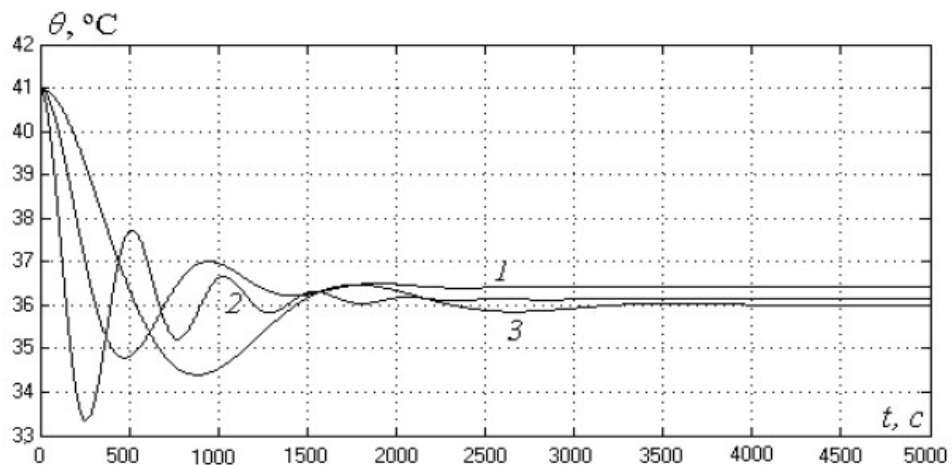
Постійна часу допоміжного електроприводу повороту статора – $T_{np} = 0,137\text{ с}$. Параметри передавальних функцій для різних випадків моделювання наведені в таблиці 3.1. Кількісні значення основних показників якості представлені в таблицях 3.2–3.5.

Таблиця 3.1
Параметри передавальних функцій

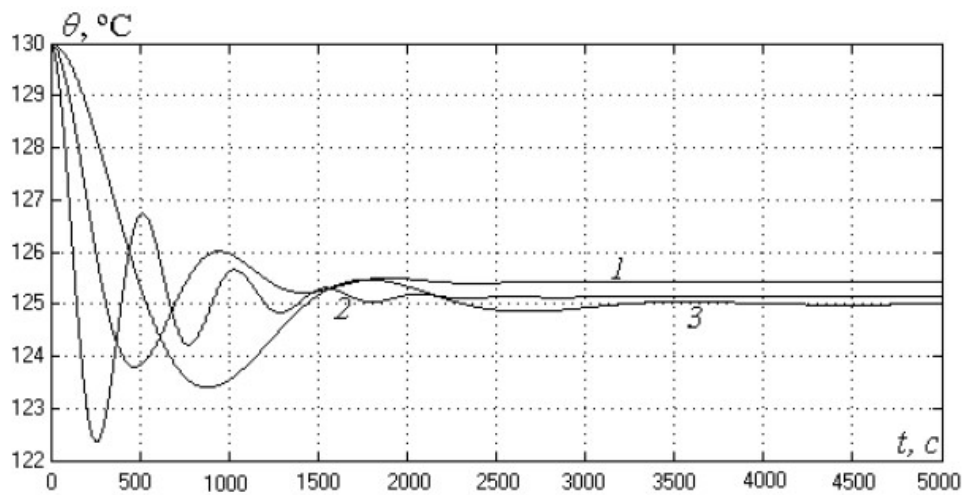
Вихідні умови	$T_1, \text{ с}$	$T_2, \text{ с}$	$T_M, \text{ с}$	$k_D, \text{ рад/с/рад}$	$k_M, \text{ °C/МЗ/с}$
$G_{e3} = 0,91 \text{ М}^3/\text{с}, I_* = 1, u_{s*} = 1, f_{s*} = 1$	958	169	2,1037	0,04	42
$G_{e3} = 0,91 \text{ М}^3/\text{с}, I_* = 0,5, u_{s*} = 1, f_{s*} = 1$	821	152	2,1037	0,04	12
$G_{e3} = 0,51 \text{ М}^3/\text{с}, I_* = 1, u_{s*} = 1, f_{s*} = 1$	969	271	2,92	0,092	130
$G_{e3} = 0,51 \text{ М}^3/\text{с}, I_* = 0,5, u_{s*} = 1, f_{s*} = 1$	659	101	2,92	0,092	25
$G_{e3} = 0,51 \text{ М}^3/\text{с}, I_* = 0,5, u_{s*} = 0,23, f_{s*} = 0,35$	659	101	3,375	0,03	25
$G_{e3} = 0,51 \text{ М}^3/\text{с}, I_* = 1, u_{s*} = 0,23, f_{s*} = 0,35$	969	271	3,375	0,03	130



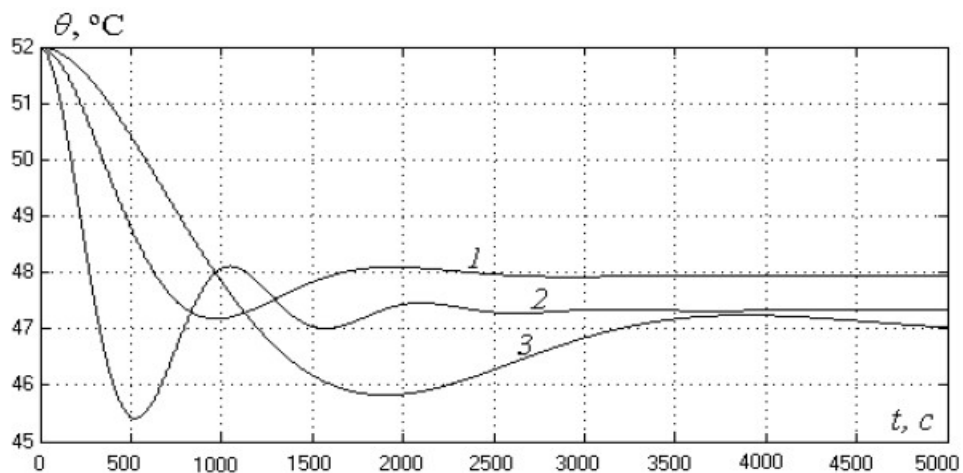
а)



б)



б)



г)

$$1 - W_{pm}(p) = 3, \quad 2 - W_{pm}(p) = 10, \quad 3 - W_{pm}(p) = (p + 0.0008)/p.$$

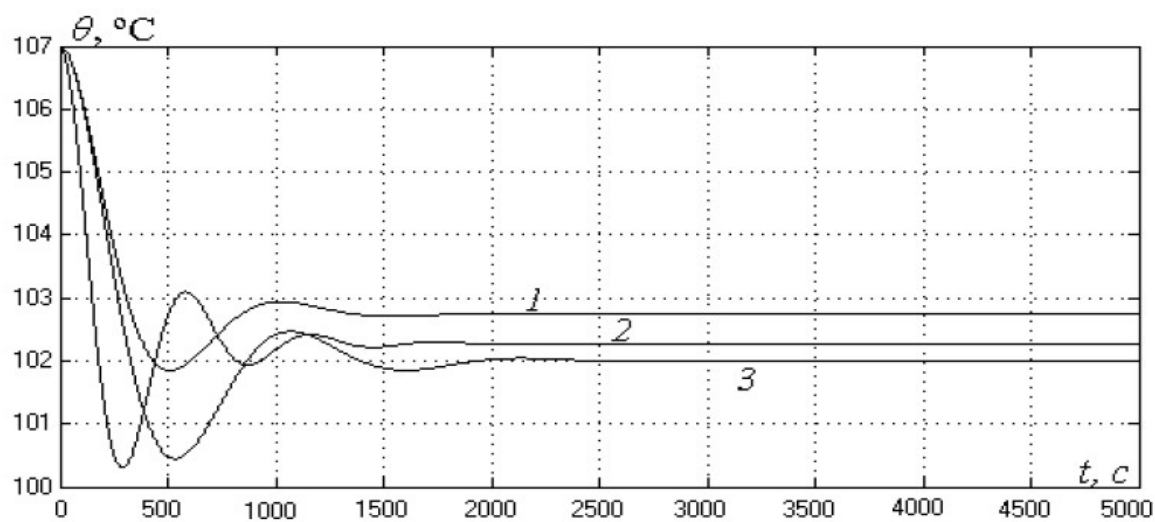
Рис. 3.12. Графіки зміни температури об'єкта регулювання температури при застосуванні розімкненої системи керування електроприводом ($\Delta\theta_{зад} = 5^\circ C$)

$$a - I_* = 1.0, \theta_{ноч} = 107^\circ C, G_{\theta 3} = 0,91 m^3 / c, u_{s*} = 1, f_{s*} = 1,$$

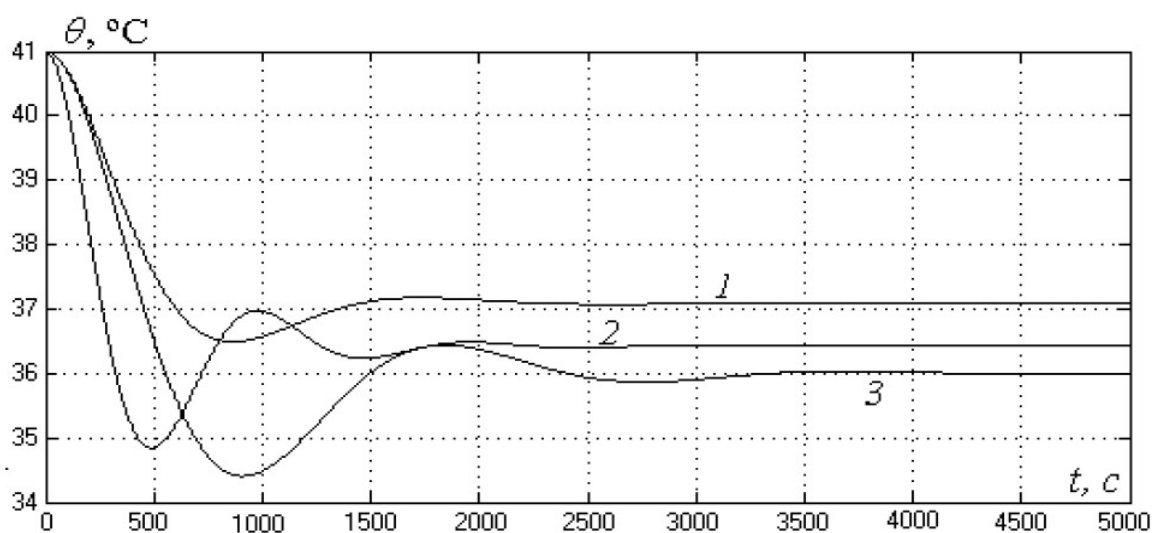
$$б - I_* = 0.5, \theta_{ноч} = 41^\circ C, G_{\theta 3} = 0,91 m^3 / c, u_{s*} = 1, f_{s*} = 1,$$

$$в - I_* = 1.0, \theta_{ноч} = 130^\circ C, G_{\theta 3} = 0,51 m^3 / c, u_{s*} = 0.23, f_{s*} = 0.35,$$

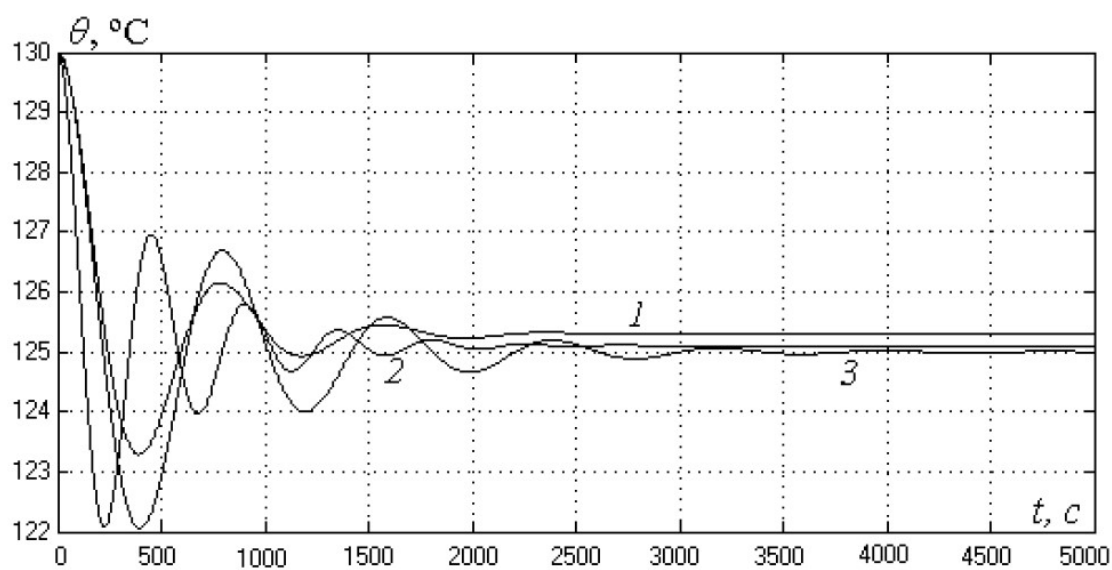
$$г - I_* = 0.5, \theta_{ноч} = 52^\circ C, G_{\theta 3} = 0,51 m^3 / c, u_{s*} = 0.23, f_{s*} = 0.35),$$



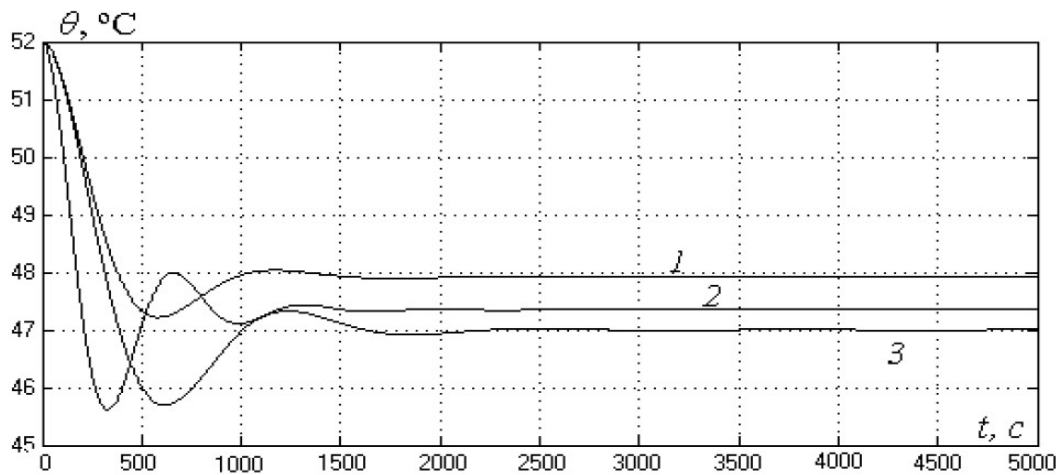
a)



b)



B)



Г)

$$1 - W_{pm}(p) = 3, 2 - W_{pm}(p) = 10, 3 - W_{pm}(p) = (p+0.0008)/p.$$

Рис. 3.13. Графіки зміни температури об'єкта регулювання температури при застосуванні замкненої системи керування електроприводом ($\Delta\theta_{зад} = 5^\circ C, k_{pc} = 5$)

$$a - I_* = 1.0, \theta_{ноч} = 107^\circ C, G_{\epsilon 3} = 0,91 M^3 / c, u_{s*} = 1, f_{s*} = 1,$$

$$б - I_* = 0.5, \theta_{ноч} = 41^\circ C, G_{\epsilon 3} = 0,91 M^3 / c, u_{s*} = 1, f_{s*} = 1,$$

$$в - I_* = 1.0, \theta_{ноч} = 130^\circ C, G_{\epsilon 3} = 0,51 M^3 / c, u_{s*} = 0.23, f_{s*} = 0.35,$$

$$г - I_* = 0.5, \theta_{ноч} = 52^\circ C, G_{\epsilon 3} = 0,51 M^3 / c, u_{s*} = 0.23, f_{s*} = 0.35),$$

Таблиця 3.2

Показники якості перехідних процесів при використанні розімкненої системи керування електроприводу

Вихідні умови		$\delta_{ст}, \%$	t_p, c	$\sigma, \%$	m
$G_{\epsilon 3} = 0,91 M^3 / c, I_* = 1, u_{s*} = 1, f_{s*} = 1$	1	25	1659	12	1
	2	10	1284	27	1
	3	0	3147	8	1
$G_{\epsilon 3} = 0,91 M^3 / c, I_* = 0.5, u_{s*} = 1, f_{s*} = 1$	1	20	824	13	1
	2	7	977	29	2
	3	0	1416	5	1
$G_{\epsilon 3} = 0,51 M^3 / c, I_* = 1, u_{s*} = 1, f_{s*} = 1$	1	3,5	1174	46	2

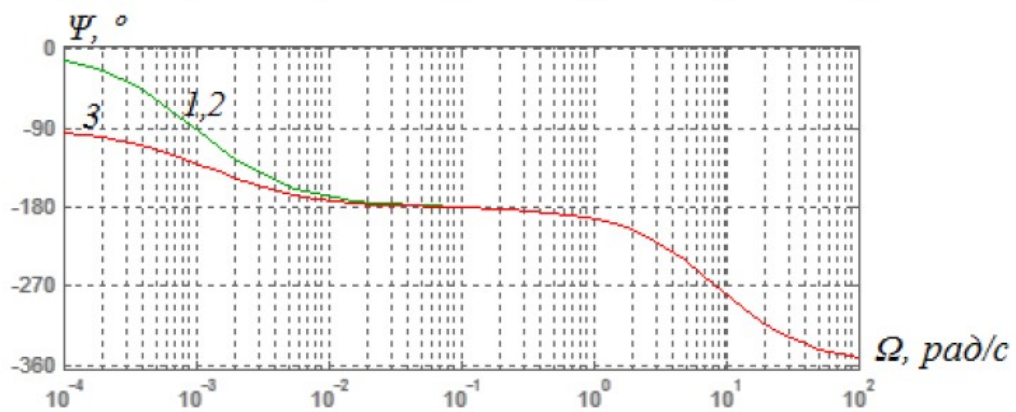
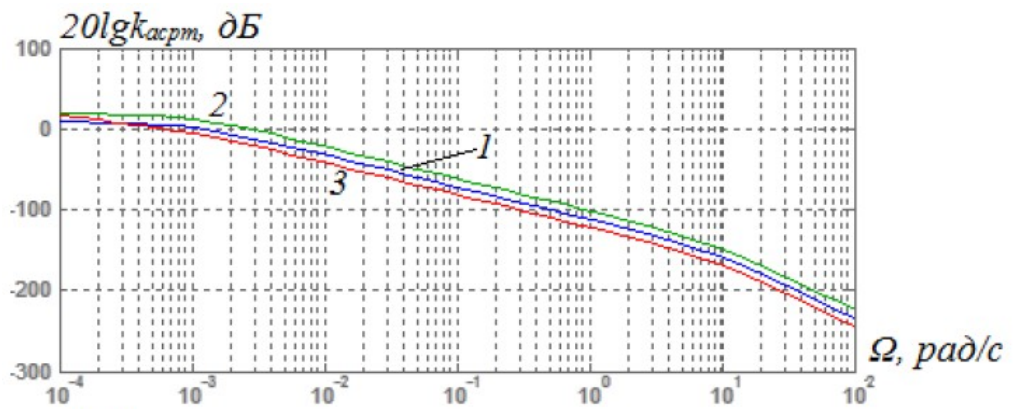
Вихідні умови		$\delta_{cm}, \%$	t_p, c	$\sigma, \%$	m
	2	1	1074	49	2
	3	0	1230	72	3
$G_{63} = 0,51 \text{ м}^3/\text{с}, I_* = 0,5, u_{s*} = 1, f_{s*} = 1$	1	18	1378	16	1
	2	6	1750	32	2
	3	0	2918	44	1
$G_{63} = 0,51 \text{ м}^3/\text{с}, I_* = 0,5, u_{s*} = 0,23, f_{s*} = 0,35$	1	24	960	8	1
	2	9	882	29	1
	3	0	1306	0	0
$G_{63} = 0,51 \text{ м}^3/\text{с}, I_* = 1, u_{s*} = 0,23, f_{s*} = 0,35$	1	9	1124	32	1
	2	3	1350	48	2
	3	0	2088	32	1

Таблиця 3.3

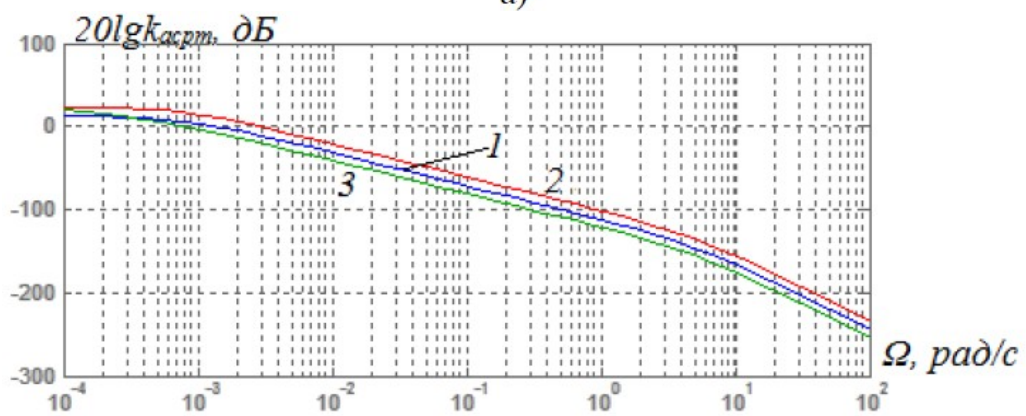
Показники якості перехідних процесів при використанні замкненої системи керування електроприводу

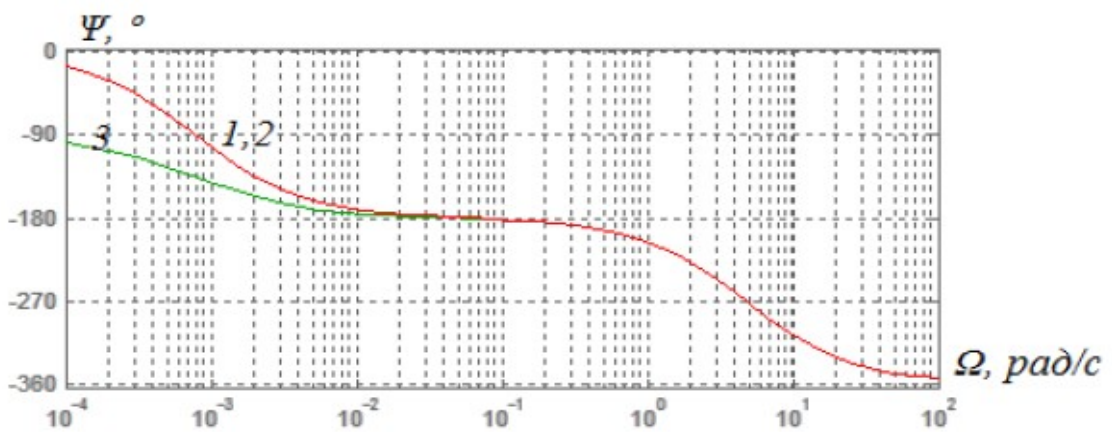
Вихідні умови		$\delta_{cm}, \%$	t_p, c	$\sigma, \%$	m
$G_{63} = 0,91 \text{ м}^3/\text{с}, I_* = 1, u_{s*} = 1, f_{s*} = 1$	1	22	1223	12	1
	2	9	1661	32	1
	3	0	2105	32	1
$G_{63} = 0,91 \text{ м}^3/\text{с}, I_* = 0,5, u_{s*} = 1, f_{s*} = 1$	1	14	744	24	1
	2	6	933	40	2
	3	0	1256	31	1
$G_{63} = 0,51 \text{ м}^3/\text{с}, I_* = 1, u_{s*} = 1, f_{s*} = 1$	1	3	1322	57	3
	2	1	1340	73	5
	3	0	2088	71	3
$G_{63} = 0,51 \text{ м}^3/\text{с}, I_* = 0,5, u_{s*} = 1, f_{s*} = 1$	1	17	1429	18	1
	2	6	1607	38	2
	3	0	3124	46	2

Вихідні умови		$\delta_{cm}, \%$	t_p, c	$\sigma, \%$	m
$G_{e3} = 0,51 \text{ м}^3/\text{с}, I_* = 0,5, u_{s*} = 0,23, f_{s*} = 0,35$	1	18	856	14	1
	2	7	795	35	1
	3	0	939	27	1
$G_{e3} = 0,51 \text{ м}^3/\text{с}, I_* = 1, u_{s*} = 0,23, f_{s*} = 0,35$	1	6	1332	40	2
	2	2	1379	60	3
	3	0	2089	59	3



a)



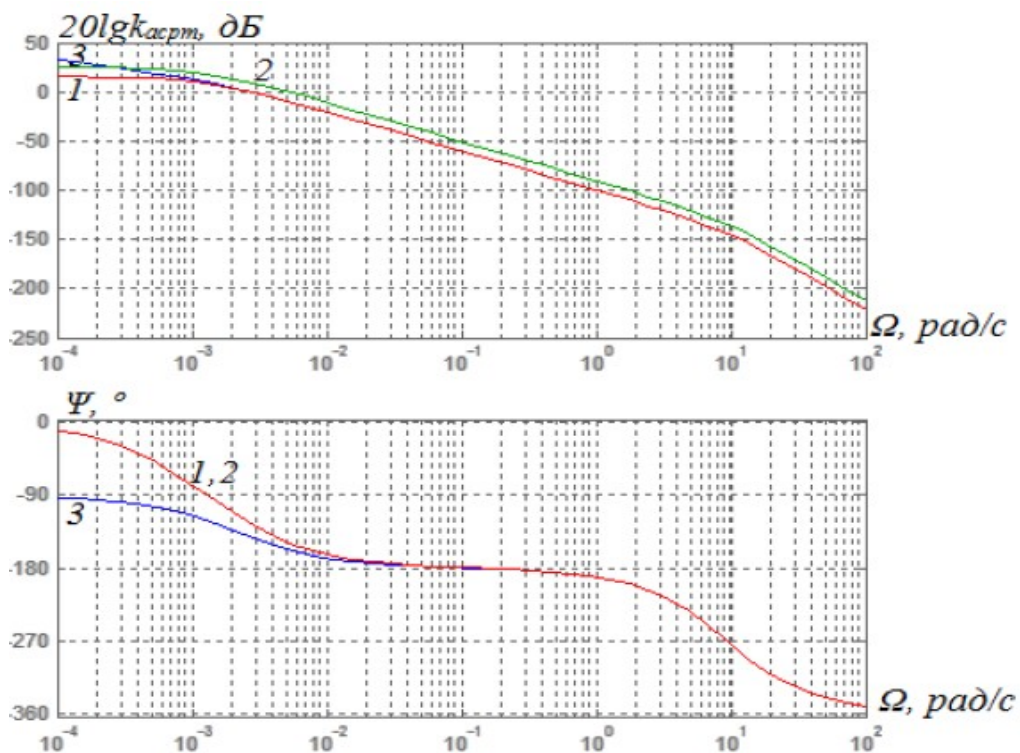


б)

Рис. 3.14. Частотні характеристики розімкнутої АСРТ при застосуванні розімкненої системи керування електроприводом

$$(a - I_* = 1.0, \theta_{\text{ноч}} = 107^\circ C, G_{\text{вз}} = 0,91 \text{ м}^3 / \text{с}, u_{s*} = 1, f_{s*} = 1,$$

$$b - I_* = 0.5, \theta_{\text{ноч}} = 41^\circ C, G_{\text{вз}} = 0,91 \text{ м}^3 / \text{с}, u_{s*} = 1, f_{s*} = 1),$$



$$1 - W_{pm}(p) = 3, 2 - W_{pm}(p) = 10, 3 - W_{pm}(p) = (p + 0.0008)/p.$$

Рис. 3.15. Частотні характеристики розімкненої АСРТ при застосуванні розімкненої системи керування електроприводом

$$(k_{pc} = 5, I_* = 1.0, \theta_{\text{ноч}} = 107^\circ C, G_{\text{вз}} = 0,91 \text{ м}^3 / \text{с}, u_{s*} = 1, f_{s*} = 1)$$

Таблиця 3.4

Частотні показники якості при використанні
розімкненої системи керування електроприводу

Исходные условия		$\Delta 20 \lg k_{асртв}$, дБ	$\Delta \Psi$, °
$G_{\text{вз}} = 0,91 \text{ м}^3/\text{с}, I_* = 1, u_{г*} = 1, f_{г*} = 1$	1	71	81,9
	2	69,8	44
	3	76,6	62
$G_{\text{вз}} = 0,91 \text{ м}^3/\text{с}, I_* = 0,5, u_{г*} = 1, f_{г*} = 1$	1	64,9	64,2
	2	54,5	46,9
	3	71,8	63,2
$G_{\text{вз}} = 0,51 \text{ м}^3/\text{с}, I_* = 1, u_{г*} = 1, f_{г*} = 1$	1	42,3	21
	2	32	11
	3	48,9	23
$G_{\text{вз}} = 0,51 \text{ м}^3/\text{с}, I_* = 0,5, u_{г*} = 1, f_{г*} = 1$	1	63	61
	2	52,6	33
	3	67	45
$G_{\text{вз}} = 0,51 \text{ м}^3/\text{с}, I_* = 0,5, u_{г*} = 0,23, f_{г*} = 0,35$	1	61,9	76
	2	51,5	41
	3	68,9	69
$G_{\text{вз}} = 0,51 \text{ м}^3/\text{с}, I_* = 1, u_{г*} = 0,23, f_{г*} = 0,35$	1	52,7	38
	2	42,2	20
	3	58,2	37

Таблиця 3.5

Частотні показники якості при використанні
замкненої системи керування електроприводу

Вихідні умови		$\Delta 20 \lg k_{асртв}$, дБ	$\Delta \Psi$, °
$G_{\text{вз}} = 0,91 \text{ м}^3/\text{с}, I_* = 1, u_{г*} = 1, f_{г*} = 1$	1	63,7	56
	2	54,2	31
	3	61	38

Вихідні умови		$\Delta 20 \lg k_{асрпв}$ дБ	$\Delta \Psi, ^\circ$
$G_{83} = 0,91 \text{ м}^3/\text{с}, I_* = 0,5, u_{5*} = 1, f_{5*} = 1$	1	68,7	68
	2	60,2	38
	3	65,7	38
$G_{83} = 0,51 \text{ м}^3/\text{с}, I_* = 1, u_{5*} = 1, f_{5*} = 1$	1	45	20
	2	35,4	11
	3	40,2	13
$G_{83} = 0,51 \text{ м}^3/\text{с}, I_* = 0,5, u_{5*} = 1, f_{5*} = 1$	1	64,8	57
	2	55,3	32
	3	59,5	37
$G_{83} = 0,51 \text{ м}^3/\text{с}, I_* = 0,5, u_{5*} = 0,23, f_{5*} = 0,35$	1	59,8	63
	2	50,2	26
	3	57,1	42
$G_{83} = 0,51 \text{ м}^3/\text{с}, I_* = 1, u_{5*} = 0,23, f_{5*} = 0,35$	1	50,5	31
	2	41,1	18
	3	46,1	19

На (рис. 3.14, 3.15) і в (таблицях 3.2 - 3.5) прийняті наступні позначення:

$\delta_{ст} = \lim_{t \rightarrow \infty} \delta(t)$ – величина помилки в сталому режимі (статична помилка);

t_p – час регулювання (час перехідного процесу) – час, протягом якого, починаючи з моменту прикладення впливу до системи, відхилення перехідної функції від її сталого значення будуть менше заданої величини ε (приймаємо $\varepsilon \leq 5\%$);

σ – перерегулювання – максимальне відносне відхилення перехідної функції від сталого значення, вираженого у відсотках,

$$\sigma = \frac{\Delta \omega_{\max} - \Delta \omega(\infty)}{\Delta \omega(\infty)} \cdot 100\%;$$

m – число коливань регульованої величини за час регулювання t_p , визначається числом мінімумів або максимумів кривої перехідного процесу за час регулювання t_p (показник оцінки коливальності перехідного процесу, який визначає характер його загасання);

$\Delta 20 \lg k_{acpm}$ – запас стійкості по амплітуді – різниця між коефіцієнтом передачі k_{acpm} розімкненої системи на частоті, при якій фазовий зсув системи $\psi = -180^\circ$, і віссю абсцис графіка логарифмічної амплітудно-частотної характеристики;

$\Delta \psi$ – запас стійкості по фазі – різниця між фазовим зрушенням системи ψ на частоті, при якій $20 \lg k_{acpm} = 0$, і фазою $\psi = -180^\circ$.

Аналіз графіків з (рис. 3.12 - 3.15) і (таблиць 3.2 - 3.5) показує, що різниця між АСРТ із застосуванням розімкненої і замкненої систем керування електроприводу несуттєва, що пояснюється перш за все значним перевищенням постійних часу об'єкта регулювання T_1 і T_2 над постійними часу електроприводу T_m і T_{np} . Очевидно, що за рахунок введення зворотного негативного зв'язку по частоті обертання точність підтримки частоти обертання електроприводу вище, тому вище і величина коефіцієнта передачі в АСРТ, що обумовлює меншу статичну помилку δ_{cm} .

Значення часу перехідного процесу t_p змінюється в широких межах в залежності від подачі охолоджуючого повітря $G_{\text{вз}}$ і струму навантаження I . При збільшенні струму I зменшується час перехідного процесу t_p . При збільшенні подачі охолоджуючого воздуха $G_{\text{вз}}$ відбувається зменшення часу перехідного процесу t_p .

Збільшення значення k_{pm} є ефективним способом зменшення статичної похибки δ_{cm} , але призводить до зменшення запасів стійкості і погіршення показників якості роботи (таблиці 3.4, 3.5), так як збільшує коливальність системи, величину перерегулювання, а часто і час перехідного процесу (таблиці 3.2, 3.3). Більше доцільним способом по відношенню до істотного

збільшення k_{pm} є введення спільно з пропорційною складовою ще й інтегральної складової регулятора температури, що, незважаючи на підвищення коливальності і часу регулювання, підвищує порядок астатизму системи, приводячи до нульової статичної помилки $\delta_{ст}$.

Для забезпечення постійних запасів стійкості системи і раціональних значень показників якості роботи коефіцієнт передачі розімкненої системи k_{pm} і/або T_{pm} доцільно змінювати при будь-якій зміні регулюючого μ і збурюючого λ_i впливів, оскільки, як видно з (таблиці 3.1) статичні і динамічні параметри в передавальних функціях ланок системи регулювання є величинами змінними. Реалізувати це можливо в системах з мікропроцесорними автоматичними регуляторами за рахунок неперервної зміни програмними засобами значень параметрів регулятора температури.

3.4 Енергетичні характеристики електроприводу

Оцінка енергетичних характеристик проведена на базі математичної моделі (2.46) - (2.49), (2.57) - (2.59), для цього використані наступні вирази.

Механічна потужність на валу двигуна:

$$P_{mex} = M\omega. \quad (3.44)$$

Активна потужність двигуна:

$$P_s = 3/2(i_{s1\alpha1}u_{s1\alpha1} + i_{s1\beta1}u_{s1\beta1} + i_{s2\alpha2}u_{s2\alpha2} + i_{s2\beta2}u_{s2\beta2}). \quad (3.45)$$

Реактивна потужність двигуна:

$$Q_s = 3/2(i_{s1\beta1}u_{s1\alpha1} - i_{s1\alpha1}u_{s1\beta1} + i_{s2\alpha2}u_{s2\alpha2} - i_{s2\alpha2}u_{s2\beta2}). \quad (3.46)$$

Баланс потужностей з урахуванням втрат в міді статора і ротора, а також в стали статора:

$$P_{sa} = P_{mex} + \Delta P_{м.ст.} + \Delta P_{м.рот.} + \Delta P_{с.ст.} \quad (3.47)$$

Коефіцієнт потужності електроприводу:

$$k_M = \frac{P_s}{\sqrt{P_s^2 + Q_s^2}}. \quad (3.48)$$

Прийнятий при моделюванні момент опору:

$$M_c = 0,0044\omega^2 \quad (3.49)$$

Моделювання виконано для електроприводу з асинхронними двигунами ДМТФ 012-06. Залежність відносної втрати потужності $\Delta P / P_{\text{мех.ном}}$ і абсолютного ковзання $s_a = (\omega_0 - \omega) / \omega_{0.\text{ном}}$ від кута повороту статора φ показана на рис. 3.16.

Аналіз графіків (рис. 3.16) показує, що криві втрат потужності мають виражений мінімум при кутах повороту, менших π , що вказує на можливість зниження втрат потужності електроприводу в порівнянні зі схемою прямого включення (нерегульований електропривод). Режим мінімуму втрат потужності зміщується в бік менших кутів повороту статора при зменшенні поточної позиції контролера машиніста. Так на верхній позиції мінімум потужності настає при $\varphi = \pi / 1,2$ (при цьому втрати потужності знижуються на $0,005\Delta P / P_{\text{мех.ном}}$, що відповідає 4% втрати потужності при $\varphi = \pi$, тобто коли двигуни працюють аналогічно схемі механічного валу, розвиваючи однакові моменти). На нижній позиції контролера машиніста мінімум потужності настає при $\varphi = \pi / 2,5$ (втрати потужності знижуються на $0,004\Delta P / P_{\text{мех.ном}}$, що майже на 25% менше втрат потужності при $\varphi = \pi$ на поточній позиції контролера машиніста). Варто зазначити, що зміна напруги і частоти струму генератора відбувається таким чином, що напруга зменшується в меншій мірі по відношенню до частоти при переході на знижені позиції контролера машиніста.

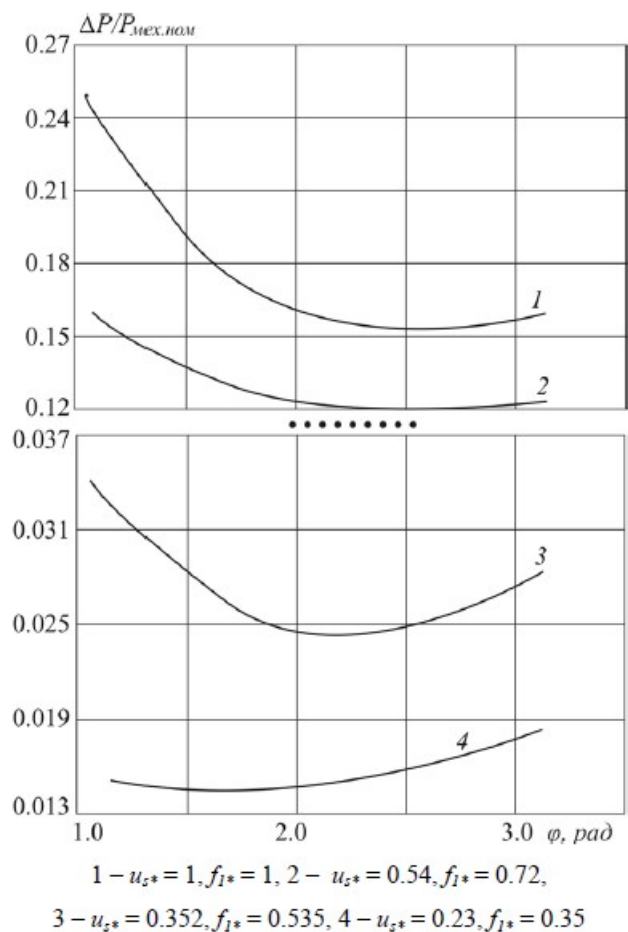


Рис. 3.16. Залежність відносної втрати потужності $\Delta P / P_{\text{мех.ном}}$ від кута повороту статора φ

Аналіз перехідних процесів, що протікають в електроприводі, показав, що зі зменшенням частоти обертання електроприводу затягується час перехідного процесу, збільшується число коливань і перерегулювання.

При відпрацюванні збурюючи впливів найбільше перерегулювання за швидкістю спостерігається при зміні моменту опору і амплітуди напруги. Що стосується впливу на систему величини регулятора, то тут, як і очікувалося, найменша статична помилка регулювання присутня при найбільшому значенні пропорційного коефіцієнта, найбільшим значенням коефіцієнта відповідають більш коливальні процеси з більшою величиною відхилень швидкості від сталого значення. При змінах «у великому» перехідні процеси характеризуються меншими коливальністю і перерегулюванням, ніж при змінах «в малому».

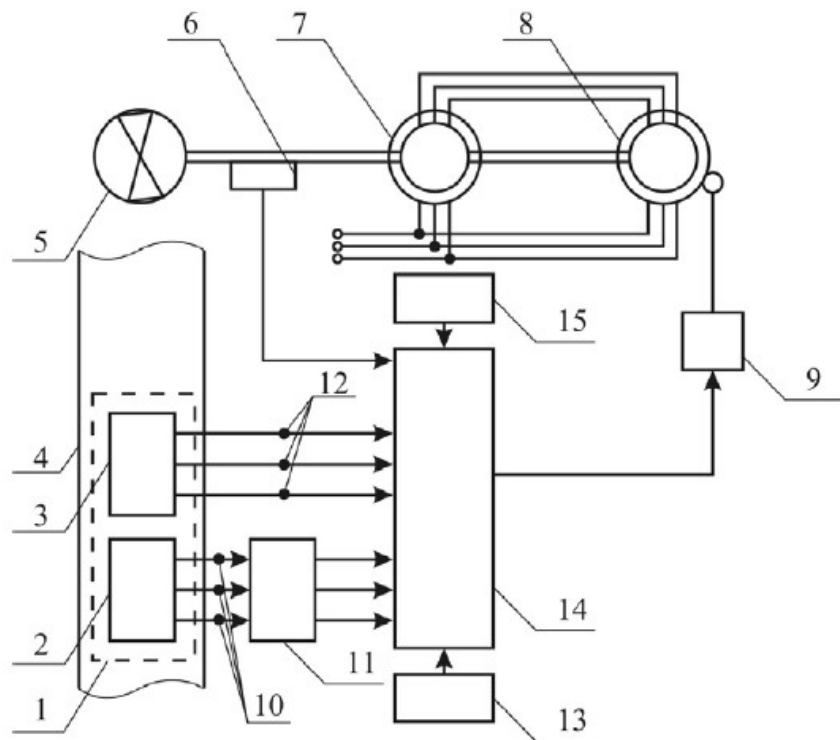
Отримані результати показують можливість енергозбереження за рахунок оптимізації робочого режиму електроприводу, що є функціональним елементом АСРТ, при його живленні в складі енергетичного ланцюга локомотива від синхронного генератора.

3.5 Автоматична система регулювання температури тягової асинхронної машини, що забезпечує мінімізацію втрат потужності

АСРТ тягової асинхронної машини, що забезпечує мінімізацію втрат потужності електроприводу вентилятора охолодження, показана на рис. 3.17.

Ця система працює таким чином.

При значенні регульованої температури найбільш нагрітого вузла t_p менше мінімально заданого в блоці задання температури 13 значення $t_{p\min}$ вихідний сигнал мікропроцесорного контролера 14, що подається на механізм повороту статора 9 асинхронного двигуна 8, має мінімальне значення, при цьому вихідний сигнал механізму повороту статора також має мінімальне значення. Статор асинхронного двигуна 8 займає положення (тобто кут повороту), при якому частота обертання валу вентилятора 6 і його подача повітря дорівнюють нулю. Це обумовлено тим, що при узгодженому положенні статорів асинхронних двигунів 7 і 8, коли кут повороту статора двигуна 8 становить 0 ел.град., ЕРС в роторних обмотках спрямовані зустрічно, і результуюча ЕРС ротора дорівнює нулю. При цьому струм в роторному ланцюзі дорівнює нулю, електромагнітний момент електроприводу дорівнює нулю, частота обертання валу вентилятора 6 дорівнює нулю.



1 - тягова асинхронна електрична машина, 2 - ротор тягової машини, 3 - статор тягової машини, 4 - канал охолодження, 5 - вентилятор, 6 - датчик частоти обертання валу вентилятора, 7 - асинхронний двигун, 8 - асинхронний двигун з поворотним статором, 9 - привід повороту статора, 10 - датчики температури обмотки статора, 11 - ковзаючі контакти, 12 - датчики температури обмотки ротора, 13 - блок задання температури, 14 - мікропроцесорний контролер, 15 - датчик потужності електроприводу вентилятора

Рис. 3.17. Принципова схема АСРТ тягової асинхронної машини

При збільшенні t_p і досягненні значення вище $t_{p \min}$ збільшується вихідний сигнал мікропроцесорного контролера 14, що подається на механізм повороту статора 9 асинхронного двигуна 8. Це призводить до збільшення вихідного сигналу механізму повороту статора 9 і, відповідно, до збільшення кута повороту статора асинхронного двигуна 8. При цьому результуюча ЕРС роторів асинхронних двигунів 7 і 8 більше нуля, в обмотках роторів протікає струм, у електроприводу вентилятора розвивається момент, вал починає обертатися, збільшується подача повітря

вентилятором охолодження 5. Цей процес буде тривати до тих пір, поки не настане рівноважний тепловий режим в системі охолодження тягової асинхронної машини.

При досягненні t_p максимального значення t_{pmax} , заданого в блоці завдання температури 13, вихідний сигнал мікропроцесорного контролера 14 максимальний. Кут повороту статора становить 180 ел.град., Вектори ЕРС обмоток роторів повністю збігаються, результуюча ЕРС ротора досягає максимального значення, електропривід розвиває максимальний момент, швидкість обертання валу вентилятора, а, отже, і його подача повітря будуть максимальні.

Мінімізація втрат потужності відбувається в сталому режимі. Мікропроцесорний контролер виробляє тестовий сигнал відхилення кута повороту статора трикутної форми (рис. 3.18), внаслідок чого позиція поточної робочої точки щодо мінімального значення втрати потужності може бути визначена реєстрацією зміни втрат потужності датчиком 15 протягом першого напівперіоду.

Якщо тестовий сигнал трикутної форми $\gamma_2(t)$ має амплітуду $\Delta\varphi_{max} = \Delta\gamma_{2max}$ і період T , то позиція поточної робочої точки (1, 2 або 3 на рис. 3.18) щодо екстремального значення функції може бути визначена реєстрацією зміни потужності втрат внаслідок застосування тестового сигналу ($+\Delta\varphi_{max} = +\Delta\gamma_{2max}$) протягом першого напівперіоду ($T/2$).

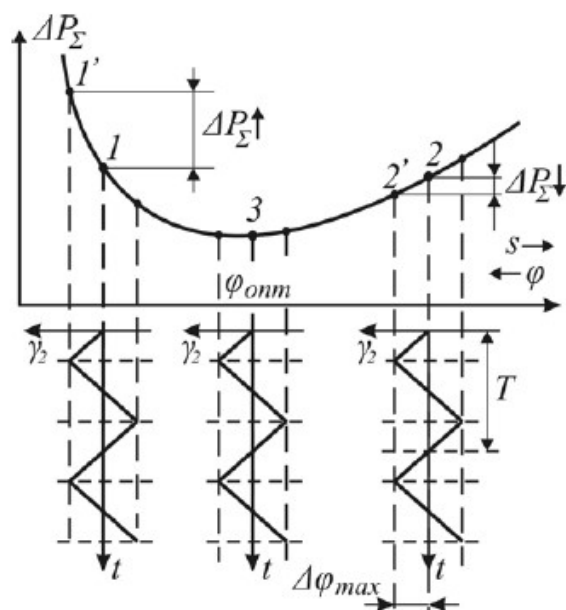


Рис. 3.18. До принципу роботи системи (рисунок 3.17)

Алгоритм пошуку екстремуму наведено нижче:

- якщо потужність втрат ΔP_{Σ} збільшується (точка 1), то поточне значення кута повороту статора φ менше свого оптимального значення φ_{opt} при заданих умовах роботи електроприводу;

- якщо ΔP_{Σ} зменшується (точка 2), то $\varphi > \varphi_{opt}$;

- якщо $\Delta P_{\Sigma} \approx 0$ (точка 3), то $\varphi = \varphi_{opt}$.

Для того, що б режим роботи електроприводу був максимально наближений до режиму з оптимальним кутом повороту статора, тобто з мінімумом потужності втрат, необхідно задати необхідний знак швидкості наростання напруги $\gamma_1 = \varepsilon t$ (ε - емпірична постійна) наступним чином:

- якщо ΔP_{Σ} збільшується, то керуюча напруга γ_1 має зменшувати кут повороту статора: $\Delta\varphi = \gamma_2(t) - \gamma_1(t) = \gamma_2(t) - \varepsilon \cdot t = \gamma(t)$;

- якщо ΔP_{Σ} зменшується, то керуюча напруга γ_1 має збільшувати кут повороту статора: $\Delta\varphi = \gamma_2(t) + \gamma_1(t) = \gamma_2(t) + \varepsilon \cdot t = \gamma(t)$.

Наведена АСРТ температури обмоток тягового асинхронного двигуна дозволить підвищити надійність роботи тягових асинхронних двигунів за

рахунок більш високої точності забезпечення температурного режиму обмоток тягової асинхронної машини і зменшення втрат потужності.

3.6 Автоматична система регулювання температури, що забезпечує підвищений діапазон регулювання

Мета розробки даної системи є підвищення діапазону частоти обертання валу вентилятора охолодження, а, отже, підвищення діапазону регулювання температури.

АСРТ, представлена на рис. 3.19 працює наступним чином.

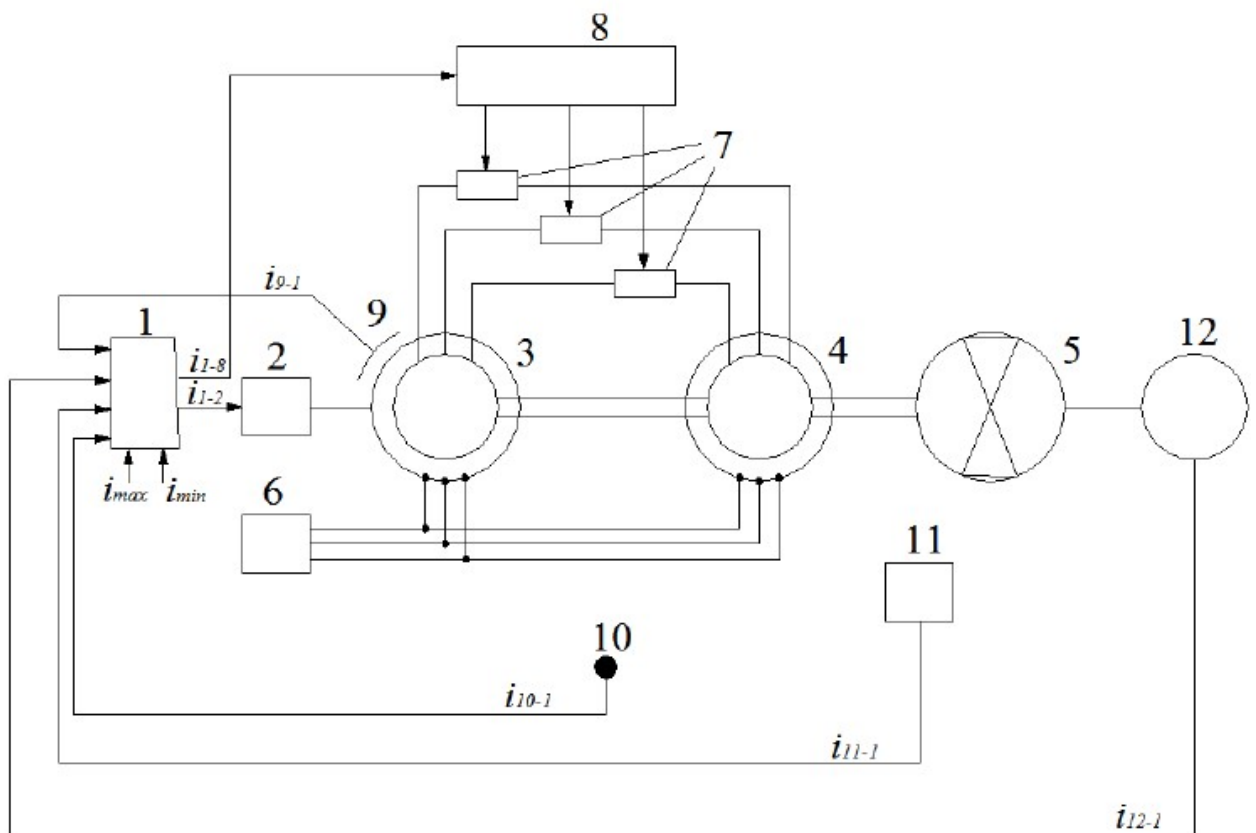


Рис. 3.19. АСРТ, що забезпечує підвищений діапазон регулювання температури

При величині сигналу регульованої температури i_{10-1} менше мінімально встановленого значення i_{min} вихідні сигнали керуючого органу 1 i_{1-2} і i_{1-8} мають мінімальне значення, при цьому вихідний сигнал механізму повороту статора 2 і відповідний йому сигнал зворотного зв'язку i_{9-1} мають мінімальні

значення, і статор асинхронного двигуна займає положення, при якому частота обертання вентилятора дорівнює нулю. Це обумовлено тим, що при узгодженому положенні статорів асинхронних двигунів 3 і 4, коли кут повороту статора двигуна 3 складає 0 ел.град., ЕРС в роторних обмотках спрямовані зустрічно, і результуюча ЕРС роторів дорівнює нулю. При цьому струм в роторному ланцюзі дорівнює нулю, електромагнітний момент електроприводу дорівнює нулю, частота обертання валу дорівнює нулю. Імпульсно-ключове регулювання опорів резисторів в ланцюзі роторів не здійснюється. Резистори 7 повністю введені в ланцюг роторів.

При збільшенні i_{10-1} і подальше виконання $i_{\max} > i_{10-1} > i_{\min}$ збільшуються вихідні сигнали керуючого органу 1, збільшується кут повороту статора асинхронного двигуна 3, пристрій імпульсно-ключового регулювання 8 починає змінювати опори резисторів 7. При цьому результуюча ЕРС роторів більше нуля, в обмотках роторів протікає струм, у електроприводу вентилятора розвивається момент, вал починає обертатися, збільшується подача повітря вентилятора охолодження. Цей процес буде тривати до тих пір, поки не настане рівноважний тепловий режим в системі охолодження енергетичної установки.

При досягненні температурою максимального значення ($i_{10-1} > i_{\min}$) вихідні сигнали керуючого органу 1 максимальні. Кут повороту статора становить 180 ел.град., вектори ЕРС обмоток роторів повністю збігаються, результуюча ЕРС ротора досягає максимального значення, двигуни розвивають однакові моменти, працюючи як механічний вал. Пристрій імпульсно-ключового регулювання 8 повністю виводить резистори 7 з ланцюга ротора. Електропривід переходить на природну механічну характеристику. Частота обертання валу вентилятора визначається частотою напруги джерела електроенергії змінного струму 6 і моментом опору вентилятора 5.

Блок-схема керуючого органу 1 представлена на рис. 3.20. Керуючий орган містить блок математичної моделі (БММ) 13 системи вентилятор -

електропривод і блок вибору режиму (БВР) 14. До БММ 13 надходять сигнали зворотних зв'язків i_{9-1} , i_{10-1} , i_{11-1} і i_{12-1} від датчика кута повороту статора 9, датчика температури 10, датчика втрат потужності 11 і датчика частоти обертання 12. БММ розраховує контур регулювання частоти обертання валу ротора і контур температури теплоносіїв. Далі БММ розраховує контур регулювання потужності втрат енергії, забезпечуючи мінімально можливі втрати енергії за рахунок впливу на величину опору в ланцюзі ротора i_{8-1} і кут повороту статора при поточній частоті обертання валу вентилятора, яка визначається налаштуваннями контуру частоти обертання. Висока точність і ефективність регулювання потужності втрат енергії досягається за рахунок введення зворотного зв'язку за потужністю втрат енергії при підтримці частоти обертання валу вентилятора на заданому рівні за рахунок датчика частоти обертання. Вихідні сигнали БММ надходять на вхід БВР. БВР формує сигнали завдання на кут повороту i_{1-2} і величину додаткового опору в ланцюзі ротора i_{1-8} .

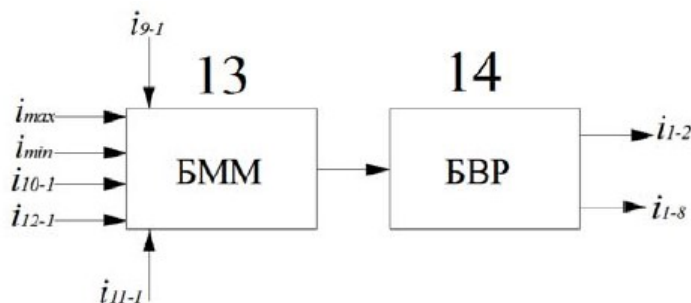


Рис. 3.20. Блок-схема керуючого органу

Механічні характеристики електроприводу вентилятора пропонованого регулятора температури наведені на рис. 3.21. Лінія D відповідає залежності моменту M , Нм електроприводу від частоти обертання валу (ω , рад/с) в номінальному режимі роботи електроприводу. Лінії A - C показують роботу електроприводу в неномінальному режимі (кут повороту статора $\varphi_A < \varphi_B < \varphi_C < \varphi_D$, $\varphi_D = \pi$; додатковий опір в ланцюзі ротора $R_A > R_B > R_C > R_D$, $R_D = 0$). Точки перетину ліній A-D з лінією E, що

характеризують залежність моменту опору вентилятора охолодження від частоти обертання його валу, показують сталі режими роботи регулятора.

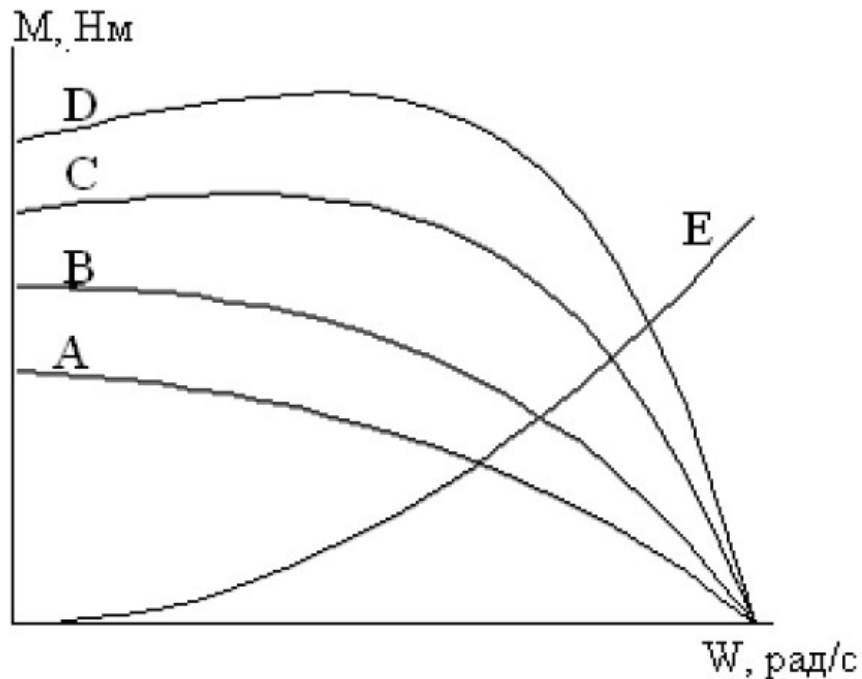


Рис. 3.21. Механічні характеристики електроприводу

3.7 Висновки до Розділу 3

1. Синтезовано передавальні функції і розглянуті динамічні характеристики електроприводу вентилятора з двома асинхронними двигунами, один з яких містить поворотний статор, як виконавчо-регулюючий пристрій і тягового асинхронного двигуна як об'єкта регулювання температури в складі АСРТ.

2. Синтезовано АСРТ тягового асинхронного двигуна, в якій застосований електропривод вентилятора з двома асинхронними двигунами, один з яких містить поворотний статор. Показано, що передавальна функція замкнутої по температурі АСРТ представляє динамічну ланку четвертого порядку при застосуванні пропорційного регулятора температури і динамічну ланку п'ятого порядку при застосуванні пропорційно-інтегрального регулятора

3. Виконано аналіз енергетичних процесів в електроприводі з двома асинхронними двигунами, один з яких містить поворотний статор. Встановлено, що на верхній позиції мінімум потужності настає при $\varphi = \pi/1,2$. (при цьому втрати потужності знижуються на $0,005\Delta P/P_{\text{мех.ном}}$, що відповідає 4% втрат потужності при $\varphi = \pi$, тобто коли двигуни працюють аналогічно схемі механічного валу, розвиваючи однакові моменти). На нижній позиції контролера машиніста мінімум потужності настає при $\varphi = \pi/2,5$ (втрати потужності знижуються на $0,004\Delta P/P_{\text{мех.ном}}$, що на 23% менше втрат потужності при $\varphi = \pi$ на поточній позиції контролера машиніста).

4. Синтезовано АСРТ тягової асинхронної машини, що забезпечує мінімізацію втрати потужності електроприводу вентилятора.

5. Синтезовано АСРТ тягової асинхронної машини, що забезпечує підвищення діапазону частоти обертання валу вентилятора, а отже, підвищення діапазону регульованою температури.

ВИСНОВОК

У дипломному проекті вирішена актуальна науково-технічна задача, яка полягає в удосконаленні електроприводу вентилятора з двома асинхронними двигунами, один з яких має поворотний статор, як виконавчо-регулюючий пристрій для АСРТ з поліпшенням їх техніко-економічних показників. Матеріали роботи дозволяють сформулювати такі основні висновки і результати:

1. Розроблено математичну модель електромеханічних процесів в електроприводі, що живиться від синхронного генератора з двома асинхронними двигунами, один з яких містить поворотний статор, що враховує ефект витіснення струму в провідниках обмотки ротора, насичення магнітопроводу і втрати в сталі статора.

2. Синтезовано АСРТ тягового асинхронного двигуна, в якій застосований електропривід вентилятора з двома асинхронними двигунами, один з яких містить поворотний статор. Показано, що передавальна функція замкненої за температурою АСРТ представляє динамічну ланку четвертого порядку при застосуванні пропорційної регулятора температури і динамічну ланку п'ятого порядку при застосуванні пропорційно-інтегрального регулятора.

3. Виконано аналіз енергетичних процесів в електроприводі з двома асинхронними двигунами, один з яких містить поворотний статор. Встановлено, що на верхній позиції мінімум потужності настає при $\varphi = \pi/1,2$ (при цьому потужність втрат знижується на $0,005\Delta P/P_{\text{мех.ном}}$, що відповідає 4% потужності втрат при $\varphi = \pi$, тобто коли двигуни працюють аналогічно схемі механічного валу, розвиваючи однакові моменти). На нижній позиції контролера машиніста мінімум потужності настає при $\varphi = \pi/2,5$ (потужність втрат знижується на $0,004\Delta P/P_{\text{мех.ном}}$, що на 23% менше потужності втрат при $\varphi = \pi$ на поточній позиції контролера машиніста).

4. Синтезовано АСРТ тягової асинхронної машини, що містять електропривод вентилятора з двома асинхронними двигунами, один з яких має поворотний статор, як виконавчо-регулюючий пристрій, що забезпечують мінімізацію втрат потужності електроприводу вентилятора охолодження і підвищення діапазону частоти обертання валу вентилятора охолодження, а отже, підвищення діапазону регульованої температури.

5. Економія палива від застосування регульованого електроприводу вентилятора АСРТ з двома асинхронними двигунами, один з яких виконаний з поворотним статором, як виконавчо регулюючого пристрою і плавного регулювання температурного режиму тягових електродвигунів складе до 3370 кг на рік для автономного локомотива потужністю потужність 2200 кВт.

СПИСОК БІБЛІОГРАФІЧНИХ ПОСИЛАНЬ ВИКОРИСТАНИХ

ДЖЕРЕЛ

1. *Robert N.Bradyl. Duesel Engine and Fuel System Repair / N.Brady Robert, F.Dagel John.* – Pearson; 8th edition, 2001. – 848 p. ISBN-13: 978-0130929815.
2. *Paul Dempsey. Troubleshooting and Repairing Diesel Engines / Dempsey Paul.* – McGraw-Hill Education; 5th edition, 2018. – 416 p. ISBN-13: 978-1260116434.
3. *Vincent Keler. Everything Electrical How To Test Circuits Like A Pro Part 1 / Keler Vincent.* – Independently published, 2018. – 63 p. ISBN-13: 978-1982931476.
4. *Nicole Maden. Fuel Injection Systems Handbook: Illustrated Edition / Maden Nicole.* – Clanrye International, 2015. – 132 p. ISBN-13: 978-1632402417.
5. *Gary Rockis. Electrical Motor Controls for Integrated Systems Fifth Edition / Rockis Gary, A.Mazur Glen.* – American Technical Publishers; 5th edition, 2013. – 470 p. ISBN-13: 978-3540418207.
6. *Patrick J.Klette. Fluid Power Systems / J.Klette Patrick.* – Amer Technical Pub; 2nd edition, 2013. – 520 p. ISBN-13: 978-0826936349.
7. *Glen A Mazur. Electrical Principles and Practices / A.Mazur Glen, A.Zurlis Peter.* – American Technical Publishers; 4th edition, 2013. – 597 p. ISBN-13: 978-0826918116.
8. *Петухов С.В. Электропривод: Учеб. Пособие / С.В. Петухов, М.В. Кришьянс.* – Архангельск: С(А)ФУ, 2015. – 303 с.
9. *Солодовников В.В. Основы теории и элементы систем автоматического регулирования / В.В. Солодовников, В.Н. Плотников, А.В. Яковлев.* – М.: Машиностроение, 1985. – 536с.
10. *Чинаев П.И. Основы автоматики авиационного оборудования: консп. лекций / П.И. Чинаев, А.Э. Асланян, Н.С. Сивов.* – К.: КВВАИУ, 1977. – 332 с.

11. *Дьяконов В.П.* MATLAB. Анализ, идентификация и моделирование систем: спец. справ. / В.П. Дьяконов, В.В. Круглов. – СПб.: Питер, 2002. – 448 с.
12. *Соколов Ю.Н.* Компьютерный анализ и проектирование систем управления. Ч. 2. Цифровые системы: учеб. пособие / Ю.Н. Соколов. – Х.: Нац. аэрокосм. ун-т «Харьк. авиац. ин-т», 2005. – 184 с.
13. *Соколов Ю.Н.* Компьютерное проектирование систем оптимального управления / Ю.Н. Соколов, В.М. Илюшко, М.И. Луханин и др.; под ред. Ю.Н. Соколова. – К.: Аванпост-Прим, 2006. – 269 с.
14. *Соколов Ю.Н.* Математические методы теории оптимальных систем. Ч.1. Вариационное исчисление: учеб. пособие / Ю.Н. Соколов, А.Ю. Соколов, С.Ю. Соколов. – Х.: Нац. аэрокосм. ун-т «Харьк. авиац. ин-т», 2007. – 109 с.
15. *Соколов А.Ю.* Проектирование систем управления на ЭВМ (MATLAB/Simulink/Control System) / А. Ю. Соколов, Ю.Н. Соколов, В.М. Илюшко и др.; под ред. Ю.Н. Соколова. – Х.: Нац. аэрокосм. ун-т «Харьк. авиац. инт-т», 2005. – 585 с.
16. *Фельдбаум А.А.* Оптимальные процессы в системах автоматического регулирования. «Автоматика и телемеханика» т. 15 / А.А. Фельдбаум. 1953, С. 712-728.
17. *Топчев Ю.И.* Атлас для проектирования систем автоматического моделирования: Учеб. пособие для вузов. – М.: Машиностроение, 1989. – 752 с.