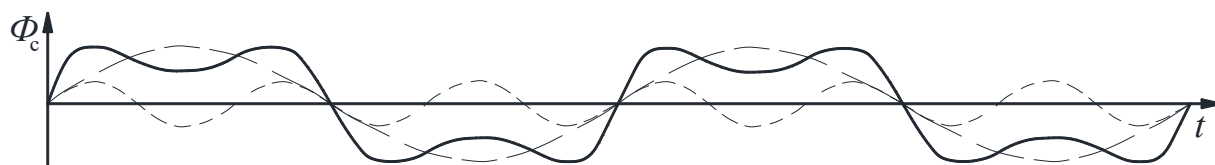


А. А. Ставинський, О. М. Циганов

СПЕЦІАЛЬНІ ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ

ЧАСТИНА 1 "ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ СИСТЕМ АВТОМАТИКИ"

НАВЧАЛЬНИЙ ПОСІБНИК



МИКОЛАЇВ

2025

УДК 621.313
С77

Авторський колектив:

А. А. Ставинський, О. М. Циганов.

Редактор:

Ставинський А.А. – д-р техн. наук, професор, завідувач кафедри кафедри електроенергетики, електротехніки та електромеханіки Миколаївського національного аграрного університету

Друкується за рішенням науково-методичної комісії Інженерно-енергетичного факультету Миколаївського національного аграрного університету протокол № 4 від "18" 04 2025р.

Рецензенти:

Вовченко А.І. – д-р техн. наук, професор, заслужений діяч науки і техніки, член-кореспондент НАН України, директор Інституту імпульсних процесів і технологій НАН України.

Рябенський В.М. – д-р техн. наук, професор, заслужений діяч науки і техніки України, завідувач кафедри електроніки, електротехніки та телекомунікацій Національного університету кораблебудування імені адмірала Макарова.

Ставинський А. А., Циганов О. М.

С77 Спеціальні електричні машини. Частина 1 "Електричні машини систем автоматики": навчальний посібник / за ред. А. А. Ставинського. Миколаїв : МНАУ, 2025. 77 с.

В навчальному посібнику викладено загальні основи постановки і вимог виконання наукових досліджень, а також приклади та пропозиції інноваційного рішення деяких проблемних питань електромеханіки. Наведено теоретичні основи і приклади польових електромагнітних розрахунків та структурно-параметричної оптимізації трансформаторів, реакторів і асинхронних двигунів.

УДК 621.313

© Миколаївський національний аграрний університет, 2025

© А. А. Ставинський, О. М. Циганов, 2025

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ	5
ВСТУП	6
1. ЗАГАЛЬНІ ПИТАННЯ СИСТЕМАТИЗАЦІЇ І РОЗВИТКУ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ ТЕХНІЧНИХ ОБ'ЄКТІВ	8
1.1.Різновиди і специфіка виконань рухомих та статичних електромашин.....	8
1.2. Вплив розташування ротора і конфігурацій активної поверхні та на надійність і віброакустичні характеристики асинхронного двигуна.....	111
1.3. Оцінка якості.....	15
2. ЕЛЕКТРОМАШИНИ ТА СИСТЕМИ СИНХРОННОГО ЗВ'ЯЗКУ	18
8	
2.1.Основні різновиди та особливості функціонування однофазних сельсинів.....	18
2.2. Трансформаторний режим сельсинів.....	222
2.3. Індикаторний режим сельсинів.....	26
2.4.Магнесини, підсилювально-редукторна, диференціальна і трифазна системи синхронного зв'язку.....	31
2.5. Висновок до розділу 2.....	399
3. ОБЕРТОВІ ТРАНСФОРМАТОРИ.....	40
3.1.Способи генерації сигналів і варіанти будови обертових трансформаторів.....	40
3.2.Особливості генерації гармонічних сигналів кутового переміщення	46
3.3. Обґрунтування способів компенсації квадратичної похибки.....	53
3.4. Можливості функціонального перетворення сигналів і координат.....	58
3.5.Системи дистанційної передачі кутового переміщення підвищеної точності	64

3.6. Висновок до розділу 3.....	70
4. УМОВИ БЕЗПЕЧНОЇ ТА НАДІЙНОЇ РОБОТИ ІНФОРМАЦІЙНИХ ЕЛЕКТРОМАШИН ПЕРЕТВОРЕННЯ СИГНАЛІВ КУТОВОГО ПЕРЕМІЩЕННЯ.....	72
5.ЗАКЛЮЧЕННЯ.....	74
4	
6. ПЕРЕЛІК ЛІТЕРАТУРИ.....	76

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

ЕМ – електрична машина

ЕМН – електромагнітні навантаження

ТО – технічний об'єкт

ККД – коефіцієнт корисної дії

ММ – математична модель

АД – асинхронний двигун

СД – селсин датчик

СП – селсин приймач

ЛЗ – лінія зв'язку

ЕРС – електрорушійна сила

ЕММ – електромагнітний момент

МРС – магніторушійна сила

ЕТС – електротехнічна сталь

МП – магнітне поле

МСД – магнесин датчик

МСП – магнесин приймач

ОТ – обертовий трансформатор

ОТД – обертовий трансформатор датчик

ОТП - обертовий трансформатор приймач

ВСТУП

Головна складова частина електромеханіки-теоретичні основи електромагнітних і електромеханічних процесів та перетворювачів і їх практичне використання-електромашино-і трансформаторобудування, є одними з головних складових фундаменту держави. Ці складові поряд з паливно-сировинними ресурсами формують енергетичну базу електрифікації і силову та інформаційну основи сучасних засобів виробництва і автоматизації. Технічний прогрес у будь-якій галузі діяльності людства залежить від якості застосованих електромашин і трансформаторів та розширення традиційних між електромеханіки на основі інтеграції з електронікою ("електромеханотроніка"), а також використання нових досягнень базових та інших технічних наук (низько-і високотемпературна надпровідність, магнітогідродинаміка ...).

В умовах зростання енергоозброєння сучасних виробництв і ускладнення електромеханічних систем виникає необхідність удосконалення та збільшення структурної різноманітності виробів електротехнічної промисловості.\

Сучасний фахівець – електромеханік повинен володіти такою науковою та технічною підготовкою, яка дозволяє розв'язувати конкретні технічні завдання і широко впроваджувати новітні досягнення науки у сфері електромеханічного перетворення енергії. Електромагнітні і електромеханічні перетворювачі суттєво впливають на масогабаритні та енергетичні показники електроенергетичних об'єктів і систем, а також визначають характеристики та швидкодію генеруючих агрегатів, електроприводів, та електромеханічних систем автоматизації.

Ефективним напрямком підвищення технічного рівня виробів електротехнічної, радіоелектронної, автотракторної, суднобудівної, авіаційно-космічної і усіх інших галузей промисловості, є застосування спеціальних електромашин класичних та нетрадиційних типів будови, а також використання електромеханотронних перетворювачів. Важливою складовою частиною сучасних автоматизованих електроприводів і систем є інформаційні і силові малопотужні електромашини автоматики.

У підручнику викладено принципи дії, особливості будови, основи теорії і технічні рішення удосконалення основних типів спеціальних та нетрадиційних електромашин. Також розглянуті інформаційні і силові мікромашини системи автоматики. Визначені особливості та характеристики спеціальних двигунів, генераторів і трансформаторів.

Автори мають надію, що матеріали підручника сприяють розвитку творчого потенціалу студентів. На основі наведеної інформації спеціалісти-розробники і винахідники технічного обладнання, під час створення механізмів та систем,

зможуть побачити нові можливості, які забезпечує наявність та розширення номенклатури нетрадиційних та спеціальних рухомих і статичних електромашин.

1. ЗАГАЛЬНІ ПИТАННЯ СИСТЕМАТИЗАЦІЇ І РОЗВИТКУ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ ТЕХНІЧНИХ ОБ'ЄКТІВ

1.1. Різновиди і специфіка виконань рухомих та статичних електромашин

В процесі розвитку електромеханіки здійснюється безперервне удосконалення і розширення номенклатури електромеханічних виробів. Сучасні електромеханічні і електромагнітні перетворювачі в залежності від особливостей виконання та функціонування відрізняються загальним призначенням (єдині загальнопромислові серії електричні машини (ЕМ) і габаритні ряди силових розподільчих трансформаторів) та спеціальним призначенням [1, 2].

Мінімальна собівартість виготовлення і експлуатації ЕМ масового випуску досягається стандартизацією типорозмірів, потужностей та установчих розмірів, а також уніфікацією вузлів, деталей і збіркових одиниць, а також здійснюється на основі безперервного удосконалення технологій та виробничого обладнання. Вказані стандартизація і уніфікація досягаються розробкою та виробництвом єдиних серій загальнопромислових обертових ЕМ і типорозмірів (I-VIII габарити) силових розподільчих трансформаторів. Узгодження рядів потужностей виконуються з врахуванням номенклатури промислових приводів і класів напруг, властивостей нових електротехнічних матеріалів, можливих рівней електромагнітних навантажень (ЕМН) та ефективності охолодження. На основі основних виконань ЕМ єдиних серій проектуються і виробляються вузькоспеціалізовані вироби, наприклад самогальмівні АД з прибудованими електромагнітними гальмами [1]. Такі ЕМ при уніфікації ЕМС з єдиною серією відрізняються специфічними властивостями, які необхідні для застосування в певних електричних комплексах і приводах. Подальше підвищення технічного рівня виробництва єдиних серій і рядів потужностей обертових ЕМ та трансформаторів великосерійних випусків в початку нового століття здійснюється, як і в минулому, в рамках їх традиційних будов. Використовуються інноваційні розробки електроматеріалів, здійснюється пошук прихованих неявних резервів, створюються нові прогресивні технологічні процеси [4-6]. При цьому залишається актуальним поновлення спроб створення нових більш досконалих конструкцій і технологій виробництва складових активних та конструктивних частин ЕМ, що відповідають сучасним вимогам енергоресурсозбереження.

В другій половині минулого віку важливим фактором прогресу в електромеханіці з'явилися удосконалення енергетичних установок транспортних засобів, розвиток електроенергетичних систем, теорії і практиці систем автоматики, авіації і космонавтики. Це стало причиною появи нових напрямків удосконалення та різновидів ЕМ. Ефективно застосовувався системний підхід

інтеграції ЕМ з електронно-напівпровідниковими пристроями або елементами будови механізмів приводів. Здійснювався пошук нетрадиційних рішень і спеціальних виконань електромеханічних і електромагнітних перетворювачів, які отримали назву спеціальних [4-6].

Спеціальні ЕМ (з рухомими елементами і статичні) відповідають загальним класифікаціям за родом струму, принципом дії, призначенням, потужністю і частотою обертання, а подальше розширення їх структурного та видового складу визначається можливостями розвитку електромеханіки та технічного прогресу. Однак від рухомих і статичних ЕМ загальнопромислового та силового розподільчого виконань вони відрізняються конструктивними (обернені, аксіальні, вбудовані, герметичні, високошвидкісні, регульовані...), технологічними (безвідходні, інтегральні...), функціональними (підвищена конструктивна пристосованість до конкретних видів механізмів, керованість, швидкодія...) і техніко-фізичними (маломагнітного виконання, зі зниженим пусковим струмом, підвищеною термостійкістю...) властивостями, а також галузевим використанням. Варіант класифікації основних різновидів спеціальних ЕМ [7] (як виробів, що використовуються в певних галузях промисловості) наведено на рис. 1.1.

Кожен із зазначених на рис. 1.1 видів може бути представлений окремою галузевою класифікацією. Наприклад, до військово-промислового призначення відносяться ЕМ систем руху, озброєння, наведення, виявлення, орієнтації, навігації, життєзабезпечення та інші.

Другим прикладом комплексу спеціальних ЕМ рухомих об'єктів, зокрема морського виконання є суднові генератори, двигуни, силові, вимірювальні і перетворювальні трансформатори судових електростанцій та гребних електричних установок, двигуни палубних якірно-швартових і підйомно-транспортних механізмів, двигуни обладнання вентиляції та кондиціонування повітря. З різновидів спеціальних ЕМ, що відрізняються функціональною однорідністю або специфікою призначення, можна скласти окремі класифікації, наприклад машин та мікромашин електромеханічних систем автоматизації, електромеханотронних перетворювачів, а також мікромашин електромеханічних приладів та обчислювальних пристроїв.

Спеціальні генератори, двигуни і трансформатори, що є габаритними та металомісткими пристроями, мають суттєвий вплив на масогабаритні і експлуатаційні показники транспортних та інших спеціальних механізмів, систем і пристроїв в цілому. До ЕМС та конструкційних елементів спеціальних ЕМ пред'являються вимоги підвищеної надійності, мінімальних масогабаритних показників, а також іноді і спеціальні вимоги, наприклад електромагнітної

сумісності, можливості роботи при високій вологості, підвищених температурі, тиску, наявності випромінювань [7].

Тому дослідження в напрямках подальшого удосконалення наявних та створення нових різновидів спеціальних ЕМ є важливим і актуальним фактором прискорення технічного прогресу.

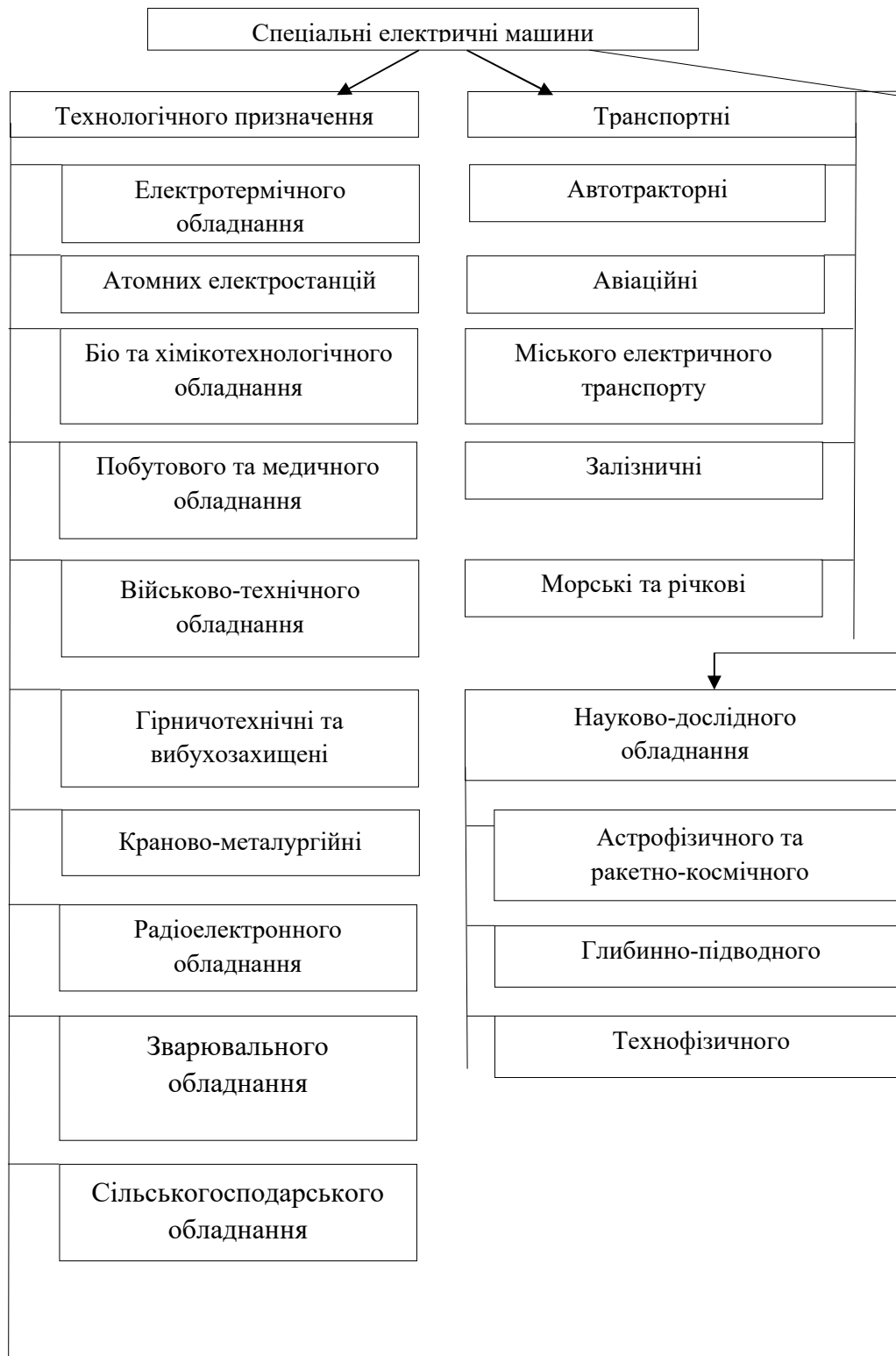


Рис. 1.1. Діаграма класифікації основних різновидів спеціальних електромашин по галузевому науково-технологічному використанню

1.2. Вплив розташування ротора і конфігурацій активної поверхні та на надійність і віброакустичні характеристики асинхронного двигуна

Для можливості раціонального конструювання спеціальних АД в залежності від загальних і специфічних вимог є необхідним аналіз впливу конструктивної схеми активної частини на технічно-економічні показники.

Конструктивна схема електромашини визначається формою робочого зазору, взаємним розташуванням і числом активних та конструктивних елементів статора і ротора.

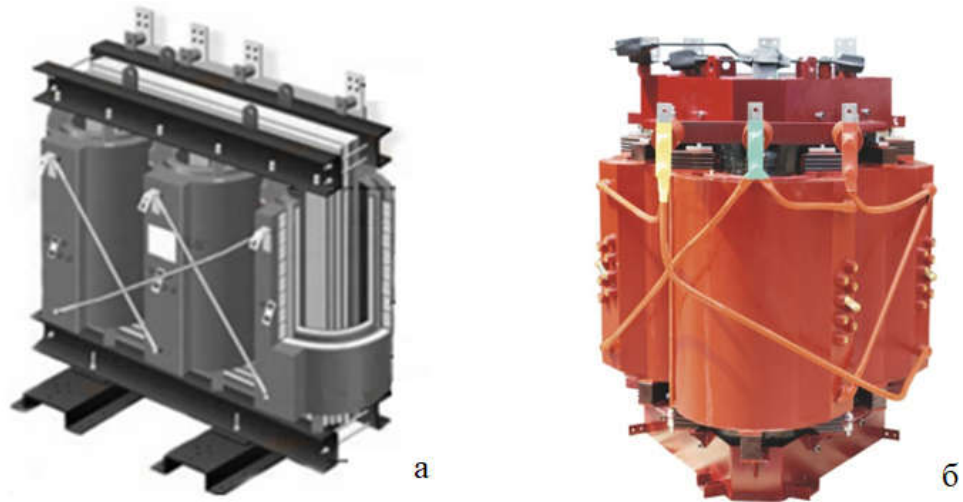


Рис. 1.9. Планарна (а) і просторова аксіальна (б) електромагнітні системи трифазних трансформаторів з цилінричними утворюючими поверхнями і круговими утворюючими контурами

Одними з головних факторів, що визначають надійність машини, є механічна і теплова стабільність зазору та віброакустичні характеристики (ВАХ). Якісний аналіз залежності ВАХ АД від схеми і структури відповідно конструктивної і активної частин може бути виконаний на основі визначення впливу розташування ротора і форми активної поверхні на рівномірність робочого зазору і частоту власних коливань статора.

Нерівномірність, тобто статичний і динамічний ексцентриситети робочого зазору (рис 1.10) АД є одним з найгірше впливаючих на тепловий стан, ВАХ, додаткові втрати і в цілому на надійність факторів [16-18] та повинна бути зведена до раціонального мінімуму усіма можливими конструктивними і технологічними прийомами. Причиною виникнення ексцентриситету зазору є функціональні і технологічні чинники. Функціональні чинники викликають

вигін вісі і деформацію циліндричної форми валу та періодичні деформації активних поверхонь під дією змінних електромагнітних і механічних сил та теплових навантажень. Технологічними і експлуатаційними (виробітка ресурсу працездатності) причинами ексцентриситету є зсув вісей замкових і посадочних поверхонь підшипникових щитів, втулок та валу відносно вісі статора, люфт підшипників та технологічні допуски і відхилення від ідеальних розмірів.

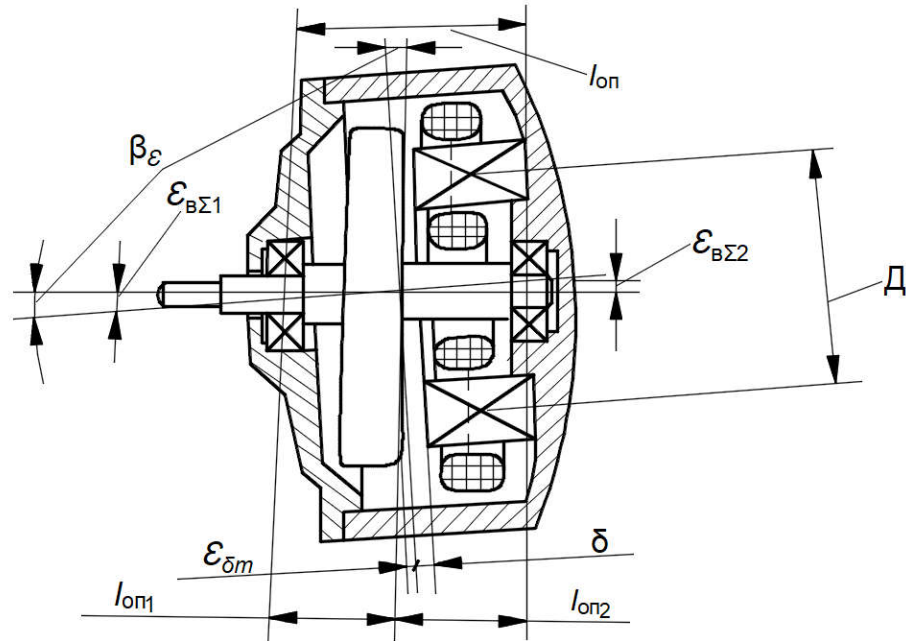


Рисунок 1.10. Аксиальний ексцентриситет робочого зазору торцевого асинхронного двигуна.

Величина відхилення зазору від номіналу або величини амплітуди коливань зазору при відповідно статичному і динамічному ексцентриситетах на середньому діаметрі D активної поверхні (рис.1.10) визначається:

$$\varepsilon_{\delta m} = 0,5D \times \operatorname{tg} \beta_{\varepsilon}, \quad (1.1)$$

де β_{ε} – кут ексцентриситету, що залежить від підсумкових радіальних ексцентриситетів $\varepsilon_{в\Sigma 1}$ і $\varepsilon_{в\Sigma 2}$ вісі валу в пластинах центрів підшипникових кульок (рис. 1.10),

$$\operatorname{tg} \beta_{\varepsilon} = \varepsilon_{в\Sigma 1} / l_{он1} = \varepsilon_{в\Sigma 2} / l_{он2}, \quad (1.2)$$

де $l_{он1(2)}$ – осьова відстань від площини активної поверхні ротора до площини центрів кульок підшипників,

$$l_{он1} + l_{он2} = l_{он} \quad (1.3)$$

З врахуванням (1.2), відстань (1.3), кут β_{ε} і відхилення зазору (1.1) можливо уявити в виді:

$$l_{он} = \frac{\varepsilon_{в\Sigma 1}}{\operatorname{tg} \beta_{\varepsilon}} + \frac{\varepsilon_{в\Sigma 2}}{\operatorname{tg} \beta_{\varepsilon}};$$

$$\beta_{\varepsilon} = \arctg (\varepsilon_{\Sigma 1} + \varepsilon_{\Sigma 2}) / l_{on} \quad (1.4)$$

$$\varepsilon_{\delta m} = 0,5D (\varepsilon_{\Sigma 1} + \varepsilon_{\Sigma 2}) / l_{on} \quad (1.5)$$

Максимально можливий підсумковий радіальний ексцентриситет вісі валу в площі центрів кульок площинно розташованих підшипників можливо визначати, як підсумок основних погрішностей виготовлення

$$\varepsilon_{\Sigma 1(2)} = \varepsilon_{л1(2)} + \varepsilon_{н1(2)} + \varepsilon_{ms1(2)} + \varepsilon_{mR1(2)} \quad (1.6)$$

де $\varepsilon_{л1(2)}$ і $\varepsilon_{н1(2)}$ складові $\varepsilon_{\Sigma 1(2)}$, що викликані люфтами підшипників і погрішностей не співвісності їх посадкових місць; $\varepsilon_{ms1(2)}$ і $\varepsilon_{mR1(2)}$ — складові що обумовлені торцевим механічним биттям погрішностей механічної обробки і деформаціями від електромагнітних сил та теплових викривлень активних поверхонь статора і ротора.

Неточності обробки і центрування посадочних місць залежать від якості технологій виготовлення активно-конструктивних елементів та складання машини. Величина $\varepsilon_{л1(2)}$ залежить від класу точності підшипника, його діаметру, якості монтажу і розташування.

З подоби трикутників $\Delta ABC, \Delta A'B'C'$ і $\Delta A'B''C''$ (рис.1.10) впливає залежність відхилень зазору $\varepsilon_{\delta m}$, $\varepsilon_{\delta m}''$ від діаметрі D , D' активної поверхні статора і розташування центрів кульок підшипників:

$$\frac{\varepsilon_{\delta m}}{D} = \frac{\varepsilon_{\delta m}''}{D'} = \frac{\varepsilon_{лп}}{D_{шп}};$$

$$\varepsilon_{\delta m}^{('')} = \varepsilon_{лп} D' / D_{шп}, \quad (1.7)$$

де $\varepsilon_{лп}$ і $D_{шп}$ — аксіальна складова люфта і діаметр центрів кульок підшипника.

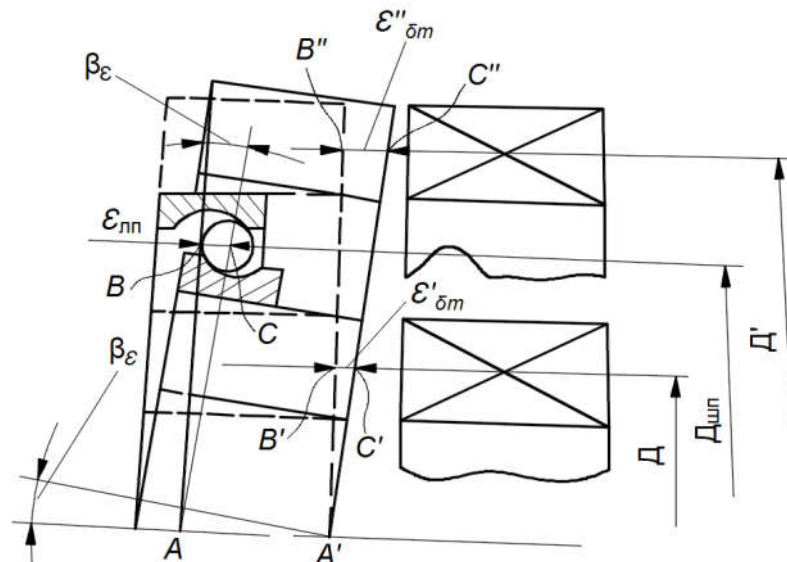


Рисунок 1.11. Вплив люфту та розташування підшипника на ексцентриситет зазору торцевого асинхронного двигуна.

В електромашині з циліндричним зазором, зокрема оберненому АД (рис. 1.12), величина ексцентриситету вісі валу або робочого зазору $\varepsilon_{\delta v}$, відносно положення вісі в середині довжини статора не залежить від діаметру активної поверхні і визначається тільки погрішностями, які обумовлюють $\varepsilon_{\Sigma 1}$ і $\varepsilon_{\Sigma 2}$. Амплітуда коливань циліндричного зазору $\varepsilon_{\delta v}$ зростає з збільшенням β_ε і її максимум досягається на довжині $l_\delta/2$ від центру статора, тобто на краях магнітопроводу, що є причиною підсилення нагріву ділянок обмотки статора в зоні торців магнітопроводу. З (рис. 1.12), випливає, що величина β_ε для АД з зовнішнім або внутрішнім ротором визначається співвідношенням (1.4).

Вирази (1.1-1.7) показують можливість зниження ексцентриситету робочого зазору, а також, що нерівномірність зазору суттєво залежить від конструктивної частини АД. У відповідності з (1.6) зменшення числа підшипників сприяє зниженню β_ε , однак з (1.7) випливає, що в випадку одноопорної установки ротора на валу або ротора з валом в корпусі при $D_{\text{шп}} \ll D'$ (рис. 1.11) аксіальна електромашина є непрацездатною, тому що величина ексцентриситету зазору $\varepsilon_{\delta m}$ може бути співвимірною з величиною номінального зазору δ . Виключенням може бути одноопорна конструкція торцевого АД з ротором, який вбудований в внутрішню обмотку підшипника великого діаметру [16].

$$D_{\text{шп}} \gg D; \quad \varepsilon'_{\delta m} \ll \varepsilon_{\text{лп}}.$$

З виразів і (1.4), (1.5) також випливає, що збільшення довжини l_{on} рознесення підшипників підвищує надійність АД при умові достатньої теплової і механічної стабільності вісі опорного елемента (валу, маточини).

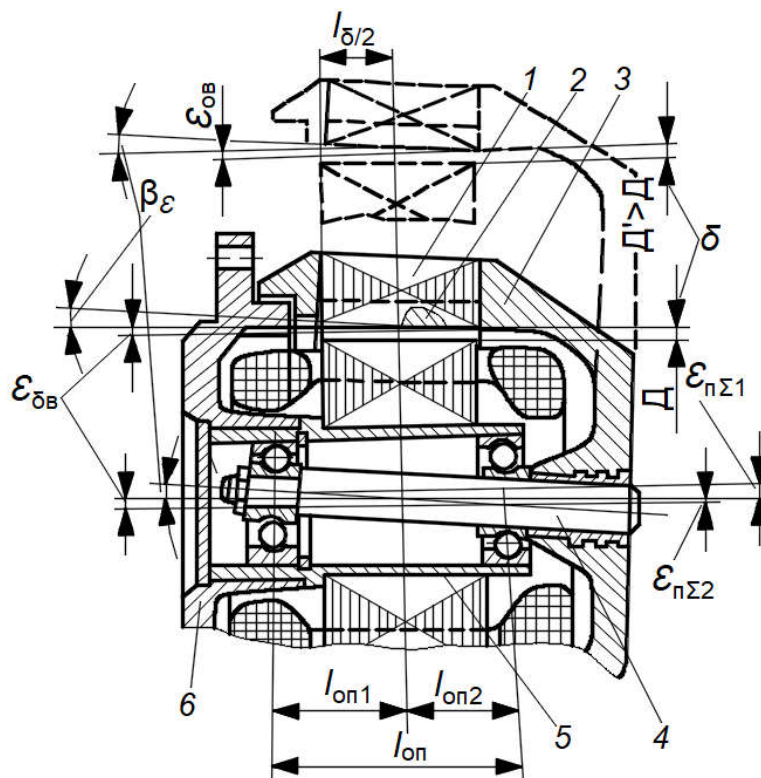


Рисунок 1.12. Конструктивна схема та ексцентриситет зазору АДВР із чешевидним ротором консольної установки: 1 - ротор; 2 – короткозамкнена клітина; 3 – корпус ротора; 4 – вал; 5 - маточина; 6 – корпус статора.

Динамічні коливання статора АД з циліндричним зазором під дією радіальних віброобурюючих сил відбуваються в площинах елементарних шарів сталі [17] з частотою власних коливань ярма, що визначається

$$\omega_{as} = k_r \frac{h_{as}}{R_{as}^2 \sqrt{m_{as} + m_{zs} + m_{ws}/m_{as}}}, \quad (1.8)$$

де k_r – коефіцієнт що залежить, у відповідності з числом пар полюсів, від порядку коливань r [17]; h_{as} і R_{as} – висота і середній радіус ярма, зубців і обмотки статора; m_{zs} і m_{ws} – відповідно маса ярма, зубців і обмотки статора.

1.3. Оцінка якості

При проектуванні технічних об'єктів (ТО) необхідно забезпечувати якість цих об'єктів. Для оцінки якості ТО, тобто виробів промисловості, існують методики оцінки рівня якості. Наприклад: якість трифазних АД загально-промислового призначення СРСР оцінювалась за РТМ 16682.036-76. Оцінки якості ЕМ зводяться до визначення коефіцієнту рівня якості. Визначення вказаного коефіцієнта дозволяє обґрунтувати обрання варіанту

при розробці нових виробів або при їх модернізації та визначити відповідність проєктованого виробу світовим стандартам розвинених держав.

Важливим питанням при оцінці якості ЕМ є обрання ЕМ-аналогів з числа самих сучасних та кращих з усіх світових фірм. При обранні аналогів враховуються номінальна потужність, частота обертання; номінальна напруга, частота мережи, режим роботи; ступінь захисту і форма виконання, спосіб пуску (для однофазних АД); область застосування.

Існують показники, які використовуються для визначення комплексного показника якості Π_K і призначення категорії якості.

При визначенні комплексного показника якості АД враховуються: коефіцієнт корисної дії (ККД); $\cos \gamma$; відношення маси до корисної потужності G_t/P_H ; кратність пускового струму $K_I = I_M/I_H$; кратність мінімального обертового моменту в процесі пуску $K_{min} = M_{min}/M_H$; кратність пускового моменту $K_{\Pi} = M_{\Pi}/M_H$; кратність максимального обертового моменту $K_M = M_M/M_H$; рівень звуку; рівень вібрації; гарантовану наробку при заданій вірогідності безвідказної роботи; конструктивний об'єм:

$$V_K = 4H^2L_K + V_{\Pi},$$

де H – висота вісі; L_K – довжина вихідного кінця валу.

Поняття технологічності ЕМ охоплює досягнення певних оптимальних витрат матеріалів, праці, засобів на його виготовлення і експлуатацію при забезпеченні стабільності якості. Якісна оцінка технологічності АД здійснюється порівнянням його показників з базовими показниками однотипних виробів. Значення базових показників приймаються по найбільш близьким аналогам з врахуванням удосконалення конструкції і технології виробництва проєктованої машини.

В машинобудуванні (встановлені для різноманітних виробів 22 показника технологічності). В електротехнічній промисловості (РТМ 16.686.132 – 74) технологічність конструкції оцінюється по наступним чинникам: 1. коефіцієнт уніфікації, що показує відносне значення кількості уніфікованих збіркових одиниць і деталей від загальної кількості; 2. питома матеріалоемність – відношення маси ЕМ до його корисної потужності; 3. коефіцієнт використання металу – відношення маси матеріалу составних частин ЕМ до маси витраченого матеріалу; 4. питома трудоемкість – відношення загальної трудоемкості виготовлення в нормо-годинах до номінальної корисної потужності; 5. відношення трудоемкості окремих процесів до загальної трудоемкості; 6. питома собівартість – відношення технологічної собівартості (вартість матеріалів, основна заробітна платня виробничих працівників і

витрати на отримання і експлуатацію обладнання, інструментів та пристосувань) до номінальної корисної потужності.

Вимоги до технологічності повинні бути пов'язані з конструктивними особливостями двигуна, об'ємами випуску, типом виробництва (одиничне, включаючи дослідне; серійне і масове).

Як аналоги необхідно обирати ЕМ, інформація про які має строк давності не більше п'яти років. Вони повинні мати однакові технічні данні.

Вихідними даними при оцінки комплексного показника якості і коефіцієнту якості $\Pi_{\text{я}}$ та коефіцієнту рівня якості $K_{\text{ря}}$ є значення одиничних показників якості, які обираються в відносних одиницях.

Для усіх показників (крім основних технічних даних і лімітованих показників) визначаються коефіцієнти вагомості методом експертної оцінки:

$$K_{\text{в}} = \frac{1}{e} \sum_{K=1}^e \left(B_{\tau\mu} / \sum_{i=1}^n B_{iK} \right),$$

де B_{iK} - оцінка важливості i -го показника якості, що визначена K -м експертом по десятибальній шкалі значимості; n - число показників якості; e - число експертів.

Експерт може обрати по шкалі значимості значення важливості показника від 1 до 10, включаючи дрібні числа. Чим більше обране число, тим вище важність показника.

Комплексний показник якості АД, що порівнюються, визначається підсумком

$$\Pi_{\text{я}} = \sum_{i=1}^n K_{\beta i} \bar{x}_i,$$

де $\bar{x}_i$ – нормалізований показник якості.

Коефіцієнт рівня якості

$$K_{\text{ря}} = \Pi_{\text{я}} / \Pi_{\text{яе}},$$

де $\Pi_{\text{я}}$ – комплексний показник якості АД, що порівнюється; $\Pi_{\text{яе}}$ – комплексний показник якості еталону, тобто ЕМ, що має найбільше значення комплексного показника якості.

Категорії якості присвоюються в залежності від величини коефіцієнту рівня якості і лімітуючих показників; вища якість $K_{\text{ря}} \geq 0,95$; перша якість $0,95 > K_{\text{ря}} \geq 0,9$; друга категорія $K_{\text{ря}} < 0,9$.

2. ЕЛЕКТРОМАШИНИ ТА СИСТЕМИ СИНХРОННОГО ЗВ'ЯЗКУ

2.1. Основні різновиди та особливості функціонування однофазних сельсинів

До обладнання електромеханічного синхронного зв'язку відносяться варіанти системного забезпечення синхронного кутового переміщення і синхронного обертання двох або декількох валів та вузлів механізмів, а також для вимірювання і контролю кутів повороту обертальних частин механізмів при відсутності механічних з'єднань ведучих та відомих елементів.

Синхронні обертальні передачі утворюються інформаційними асинхронними ЕМ, що володіють властивістю самосинхронізації у межах одного оберту валу та мають назву сельсинів. Головними елементами синхронних передач є командний сельсин – датчик (СД) і керований сельсин – приймач (СП), які пов'язані електричною лінією з'єднання (ЛЗ). У залежності від типу збудження, конструктивних і функціональних особливостей сельсини та синхронні передачі поділяються на однофазні, трифазні, трансформаторні (слідкові), індикаторні і диференціальні, а також сельсин-редукторно-двигунні та магнесинні. Існують контактні і безконтактні виконання сельсинів, що відрізняються одним та двома робочими зазорами відокремлення рухомих і нерухомих частин ЕМС та безконтактною передачею енергії.

Однофазні синхронні передачі використовуються головним чином в устаткуванні невеликої потужності, що забезпечує управління виконавчим пристроєм або слідковим приводом та рішення задач індикації або використання кутового положення певного елемента приладу або регулятора (клапана, заслонки вентиля, тощо...). Вказані передачі працюють відповідно в трансформаторному і індикаторному режимах. Трифазні синхронні передачі застосовуються для синхронізації обертання двох або декількох валів і механізмів, що механічно не пов'язані. Прикладами їх застосування є приводи розвідних мостів і затворів шлюзів.

Однофазні і трифазні сельсини є трансформаторами з плавними змінами головних індуктивностей при тангенціальному зсуві (взаємному повертанні) вісей обмоток рухомих та нерухомих частин ЕМС і розподілу головного МП. Вплив зміни індуктивності та електрорушійної сили (ЕРС) при повороті ротора СД викликає зміни ЕРС і струмів СП та появу синхронізуючих електромагнітних моментів (ЕММ), що забезпечують відпрацювання сигналу розузгодження вісей фаз. Для створення ЕММ самосинхронізації в межах повного оберту сельсини виконуються двохолюсними.

Однофазні сельсини містять однофазну обмотку, що створює пульсуючу магнітнорушійну силу (МРС) збудження W_z (рис. 2.1) і трифазну обмотку W_c синхронізації. У контактних сельсинах обмотка збудження може бути розташована як в статорі, так і в роторі та може бути згуртованою і розподіленою. Відповідно сельсин відповідає явно та неявнополюсному виконанню. Обмотка синхронізації складається з трьох розподілених симетричних секції (умовних фаз), що розташовані в просторі під кутами 120° і з'єднані "зіркою". Однак секційні струми співпадають по фазі. В сельсинах з обмоткою збудження в роторі (рис. 2.1, а) на лініях синхронізації відсутні контакти ковзання, що зменшує опір ЛЗ і підвищує точність системи. При цьому ротор містить мінімум, тобто два контакти ковзання, однак крізь щітки і кільця безперервно проходить струм збудження. Це в тривалому нерухомому стані може привести до пригорання контактів. Крім елементів збудження і синхронізації активна або конструктивна частини сельсинів можуть містити пристрої демпферування коливань роторів. Демпфер, що складає частину ЕМС неявнополюсного сельсину, уявляє короткозамкнений контур W_d , якій розташований ортогонально вісі розподіленої обмотці збудження (рис. 2.1, б). В явнополюсних сельсинах демпферний контур уявляє короткозамкнений виток площина якого співпадає з подовжньою віссю $d-d$ збудження (рис. 2.1, а). При хитавиці ротора в названих короткозамкнених контурах індукуються струми і виникають ЕММ, що демпфують коливання. Конструктивна частина сельсинів з підвищеною частотою живлення містить окремі механічні інерційні або магнітоелетричні демпфери [8-11].

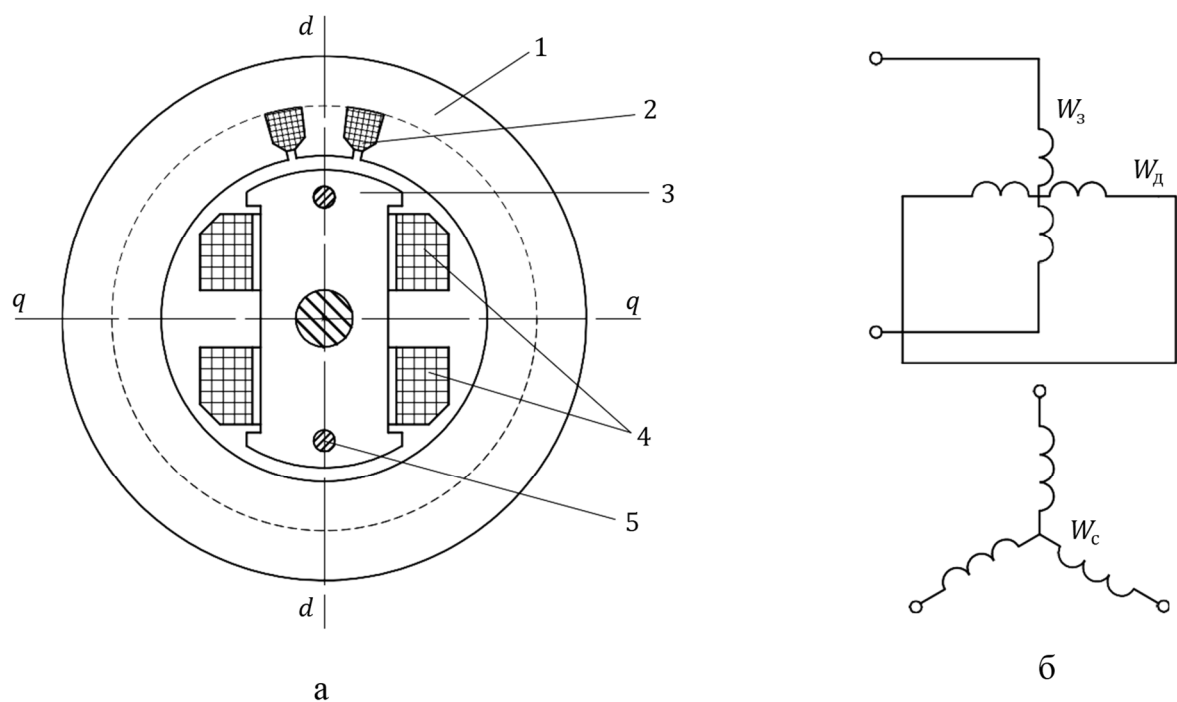


Рис. 2.1. Принципова електрична схема обмоток (а) і конструктивна схема однофазного явнополюсного контактного сельсину (б):

1 – магнітопровід статора; 2 – обмотка синхронізації; 3 – магнітопровід ротора; 4 – обмотка збудження; 5 – демпферна обмотка.

Недоліки неявності контактів ковзання усунені в безконтактних сельсинах двох типів – з перехідним кільцевим трансформатором і з аксіально-радіальним просторовим замкненням магнітного потоку. В першому типі (рис. 2.2) безконтактність забезпечується індукційною передачею через додаткове магнітне коло. Вказаним колом є перехідний однофазний трансформатор з первинною обмоткою в зовнішньому магнітопроводі і вторинною обмоткою у внутрішньому магнітопроводі, що розділені кільцевим зазором і розташовані відповідно в корпусі і на валу. Завдяки наявності кільцевих ділянок таких магнітопроводів взаємоіндуктивність вказаних обмоток не змінюється при обертанні ротора.

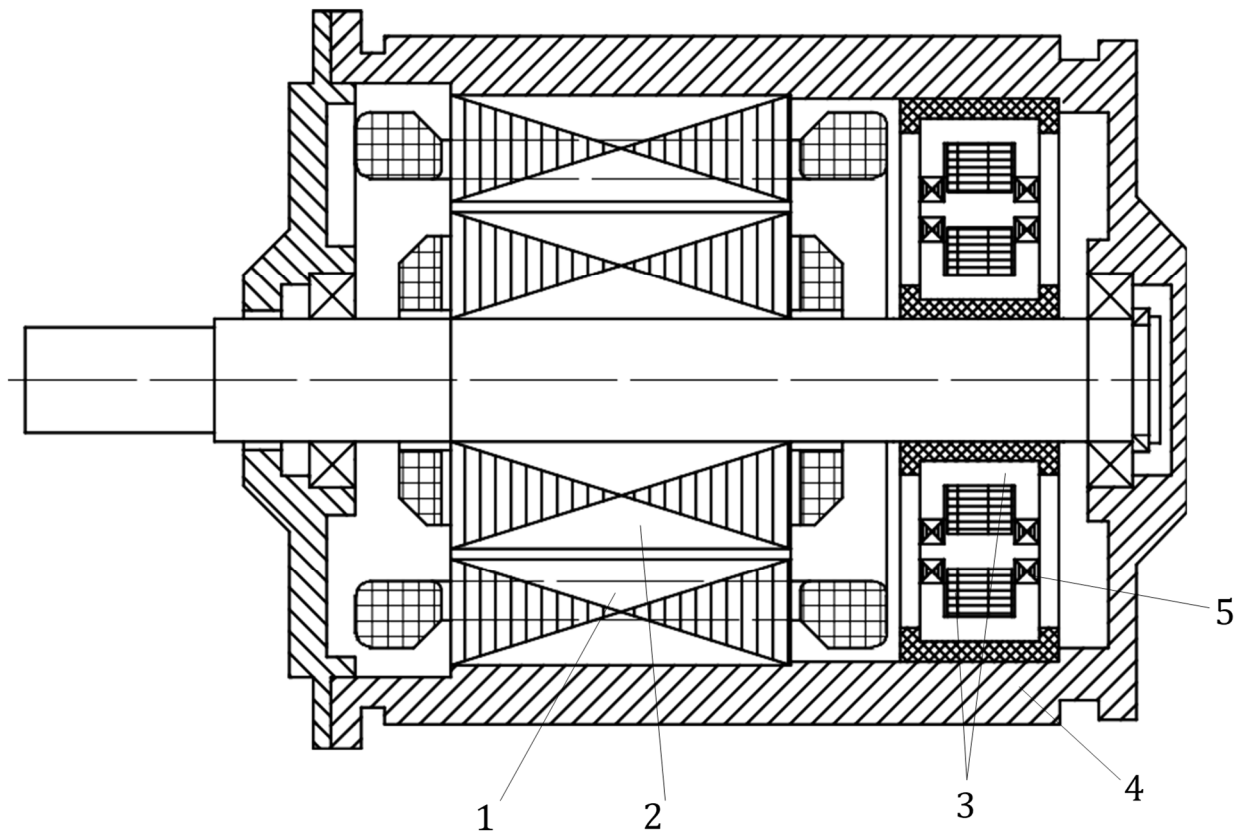


Рис. 2.2. Схема безконтактного сельсину з перехідним кільцевим трансформатором: 1 – статор; 2 – ротор; 3 – перехідний трансформатор з яремними (4) і кільцевими (5) перехідними ділянками магнітопроводу.

В другому типі безконтактного сельсину нерухома частина ЕМС містить статор з обмоткою синхронізації і індуктор з кільцевими та аксіальними пакетами магнітопроводу і кільцевими котушками обмотки індуктивного збудження. Безобмотковий ротор містить двохпакетний магнітопровід, що шихтований ортогонально пластинам електротехнічної сталі (ЕТС) магнітопроводу статора. (рис. 2.3). МРС аксіального напрямлення котушок обмотки збудження утворюють в зазорах δ_i між ротором та кільцевими пакетами індукторного магнітопроводу уніполярний потік збудження. Силві лінії МП збудження входять в пакети магнітопроводу ротора, що розділені діагональною або Г-подібною перегорткою з немагнітного конструктивного матеріалу (алюмінієвий сплав, композит...). Вказані пакети утворюють полюси, які спрямовують магнітного поля (МП) в магнітопровід статора. Потокозчеплення обмотки синхронізації статора змінюється при повертанні ротора аналогічно контактному сельсину.

Наведені трансформаторний (рис. 2.2) і індукторний (рис. 2.3) варіанти безконтактного виконання СД (СП) значно підвищують габаритні розміри і потужність збудження, а також складність будови та вартість сельсинів.

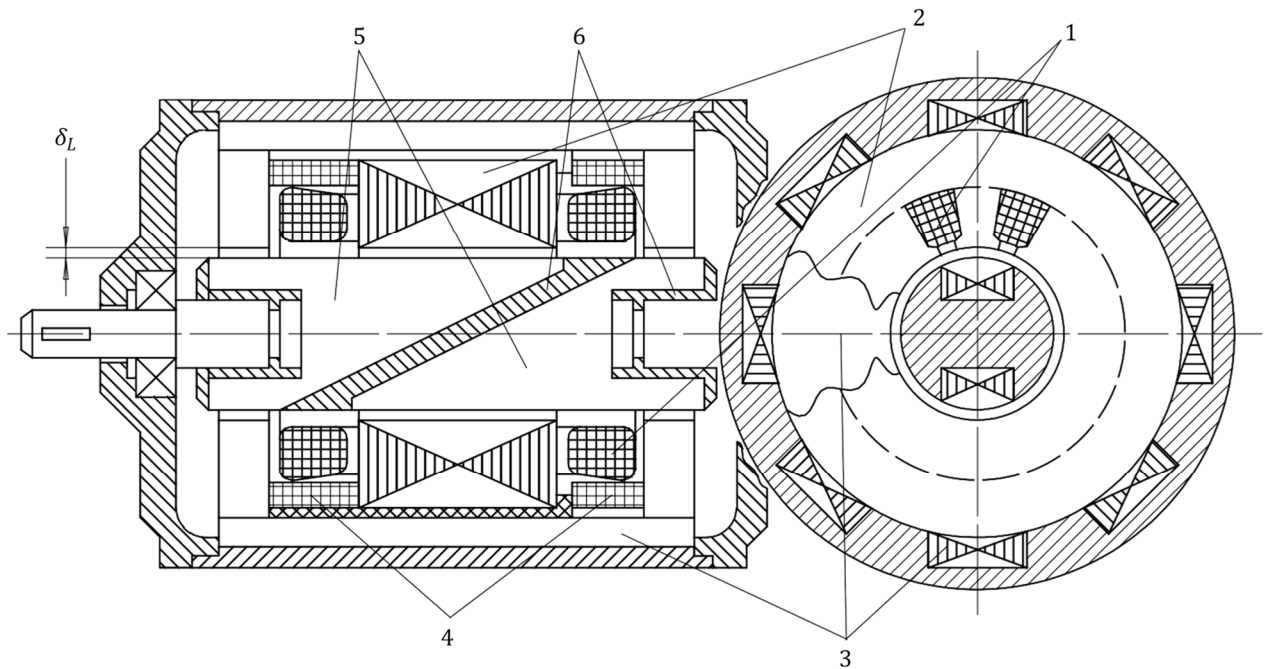


Рис. 2.3. Принципова схема безконтактного індукторного сельсину: 1 – магнітопровід статора; 2 – обмотка синхронізації; 3 – магнітопровід індуктора; 4 – обмотка індуктора; 5 – пакети магнітопровода ротора; 6 – острів ротора.

У вказаних вище різновидах однофазних сельсинів в фазах синхронізації при наявності МРС збудження індукуються ЕРС, що залежать від кута повороту ротора. У випадку розузгодження положення фаз СД і СП в ЛЗ виникають струми, які в трансформаторних системах утворюють ЕММ синхронізації, що забезпечується виконавчим АД, а в індукторних системах утворюють ЕММ самосинхронізації.

Головною вимогою до сельсинів і систем синхронного зв'язку є точність відображення кута, яка характеризується погрішністю

$$\Delta\theta = \frac{(\theta_{max1} + \theta_{max2})}{2}, \quad (2.1)$$

де $\theta_{max1}, \theta_{max2}$ – максимальні позитивні і негативні відхилення ротора СП від положення ротора СД при повертанні на один оберт.

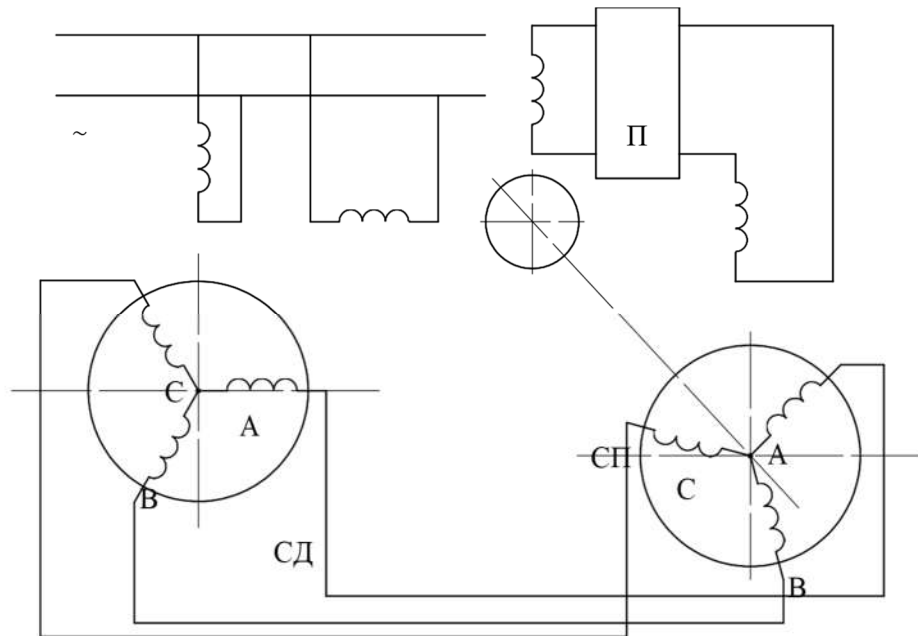
В залежності від значень (2.1) сельсини відповідно до галузевих вимог поділяються на певні класи точності.

2.2. Трансформаторний режим сельсинів

Трансформаторна система синхронного зв'язку застосовується для передачі обертального кутового переміщення або безперервного обертання на відстані з подоланням значного моменту супротиву. По фазним з'єднанням обмоток синхронізації СД і СП передаються незначні по потужності сигнали, що знижує матеріалоемність лінії зв'язку (ЛЗ) цих з'єднань.

В принциповій системі трансформаторного синхронного зв'язку (рис. 2.4) обмотка збудження СД підключена до джерела живлення, а обмотка збудження СП з'єднана з входом підсилювача П, вихід якого пов'язаний з обмоткою управління виконавчого АД. Обмотки синхронізації СД і СП з'єднані ЛЗ.

Змінний струм, що проходить по обмотці збудження СД, створює пульсуючі МРС і магнітний потік, який індукуює ЕРС в фазах обмотки синхронізації СД. Значення цих фазних ЕРС залежать від положень вісей обмотки синхронізації відносно вісі $d-d$ обмотки збудження.



Якщо вісь певної фази співпадає з $d-d$, в цій фазі ЕРС досягає максимального значення ЕФТ. В загальному випадку, якщо вісь фази А зсунута відносно вісі $d-d$ на кут θ_d , фазні ЕРС визначаються виразами:

$$E_{АД} = E_{\phi m} \cos \theta_d; \quad (2.2)$$

$$E_{ВД} = E_{\phi m} \cos(\theta_g + 120^\circ); \quad (2.3)$$

$$E_{СД} = E_{\phi m} \cos(\theta_g - 120^\circ). \quad (2.4)$$

Однотипні фази роторів СД і СП з'єднані послідовно і під дією ЕРС (2.2)–(2.4) виникають струми з амплітудним значенням $I_{\phi m}$:

$$I_A = \frac{E_{\phi m}}{Z_\Sigma} = I_{\phi m} \cos \theta_d; \quad (2.5)$$

$$\begin{aligned} I_B &= I_{\phi m} \cos(\theta_g + 120^\circ); \\ I_C &= I_{\phi m} \cos(\theta_g - 120^\circ), \end{aligned} \quad (2.7)$$

де $I_{\phi m}$ крім значення $E_{\phi m}$ залежить від підсумку опорів Z_Σ фаз СД, ЛЗ і СП.

З виразів (2.5)–(2.7) випливає, що ЛЗ не потребує нульового проводу, тому що

$$\dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C = 0.$$

Струми, що проходять по фазам синхронізації СД створюють фазні МРС, основні гармоніки яких визначаються виразами:

$$F_{gA} = F_{2mg} \cos \theta; \quad (2.8)$$

$$F_{gB} = F_{2mg} \cos(\theta_g + 120^\circ); \quad (2.9)$$

$$F_{gC} = F_{2mg} \cos(\theta_g - 120^\circ), \quad (2.10)$$

де F_{2mg} – амплітудне значення МРС фази обмоток синхронізації СД, що відповідає струму $I_{\phi m}$.

На основі відомого методу двох реакцій підсумкова МРС фаз обмотки синхронізації СД отримується векторними підсумками проекцій фазних МРС (2.3) на поздовжню ($d-d$) і поперечні ($q-q$) ортогональні вісі ЕМС:

$$\begin{aligned} F_{gd} &= F_{gA} \cos \theta_g + F_{gB} \cos(\theta_g + 120^\circ) + F_{gC} \cos(\theta_g - 120^\circ) = \\ &= F_{2mg} [\cos^2 \theta_g + \cos^2(\theta_g + 120^\circ) + \cos^2(\theta_g - 120^\circ)] = 1.5 F_{2mg}; \end{aligned} \quad (2.11)$$

$$\begin{aligned} F_{gq} &= F_{gA} \sin \theta_g + F_{gB} \sin(\theta_g + 120^\circ) + F_{gC} \sin(\theta_g - 120^\circ) = \\ &= F_{2mg} [\cos \theta_g \sin \theta_g + \cos(\theta_g + 120^\circ) \sin(\theta_g + 120^\circ) + \cos(\theta_g - 120^\circ) \sin(\theta_g - 120^\circ)] = 0 \end{aligned} \quad (2.12)$$

Відповідно до (2.11) і (2.12) підсумкову МРС фаз синхронізації СД можна уявити просторовим вектором $\bar{F}_{g\alpha}$, якій при будь-якому куті θ_g спрямований по вісі $d-d$ і має постійну величину $1,5 F_{2mg}$.

Струми (2.5) – (2.7) також створюють фазні МРС СП підсумки яких на вісі $d-d$ і $q-q$ визначаються виразами:

$$F_{nd} = F_{nA} \cos \theta_n + F_{nB} \cos(\theta_n + 120^\circ) + F_{nC} \cos(\theta_n - 120^\circ); \quad (2.13)$$

$$F_{nq} = F_{nA} \sin \theta_n + F_{nB} \sin(\theta_n + 120^\circ) + F_{nC} \sin(\theta_n - 120^\circ), \quad (2.14)$$

де F_{nA}, F_{nB}, F_{nC} відрізняються від МРС (2.8) – (2.10) протилежними знаками, що обумовлено протилежними відносно фаз СД напрямками струмів,

$$F_{nA} = -F_{gA} = F_{2m} \cos \theta_g; \quad (2.15)$$

(2.14)

$$F_{nB} = -F_{gB} = F_{2m} \cos(\theta_g + 120^\circ);$$

$$F_{nC} = -F_{gC} = F_{2m} \cos(\theta_g - 120^\circ). \quad (2.17)$$

Після підстановки (2.15) – (2.17) і перетворень вирази (2.13), (2.14) визначають функціональні залежності проекцій МРС СП на вісі $d-d$, $q-q$ від кута θ розузгодження положень фаз синхронізації СД і СП:

$$\theta = \theta_g - \theta_n; \quad (2.18)$$

$$F_{nd} = 1,5F_{2m} \cos \theta; \quad (2.19)$$

$$F_{nq} = -1,5F_{2m} \sin \theta; \quad (2.20)$$

$$F_n = \sqrt{F_{nd}^2 + F_{nq}^2} = 1,5F_{2m}. \quad (2.21)$$

Вирази (2.19) – (2.21) означають, що підсумкова МРС обмотки синхронізації СП уявляє просторовий вектор постійної довжини $1,5F_{2m}$, якій повернутий с протилежним знаком відносно вісі $d-d$ на кут розузгодження (2.18). Підсумкова МРС фаз синхронізації створює пульсуючий магнітний потік, подовжна складова якого індукуює в вихідній генераторній обмотці, тобто в обмотці збудження СП, вихідну ЕРС

$$E_B = E_{Bm} \cos \theta. \quad (2.22)$$

При появі і зміні навантаження, тобто кута розузгодження θ системи трансформаторного синхронного зв'язку, стабільність F_{gq} (2.11) СД забезпечується відповідною змінною струму обмотки збудження від струму неробочого ходу до струму навантаження.

Положення фаз обмоток синхронізації СД і СП трансформаторної системи синхронного зв'язку повинно бути узгоджено. Такому положенню відповідає стан СП при якому його вихідна напруга відсутня при відсутності розузгодження θ і наявності струму збудження в СД. Тому ротор СП для узгодженого стану повертається на 90° до зміни функції (2.22) на сіносоїдальну залежність

$$E_B \simeq E_{Bm} \cos(90^\circ - \theta) = E_{Bm} \sin \theta. \quad (2.23)$$

Для забезпечення сигналу (2.23) за начало відрахунку кутів СД і СП приймаються відповідно вісі $d-d$ і $q-q$. В зв'язку з необхідністю стабільності ЕРС при повертанні фаз СП відносно положенню фаз СД на 90° , ЕМС трансформаторних сельсинів виконуються неявнополноними.

Сигнал (2.23) збільшується підсилювачем П (рис. 2.4) до значення напруги управління виконавчого АД, якій повертає відмову вісь $O_2O'_2$ до положення вісі $O_1O'_1$.

Вихідний сигнал (2.23) є ідеальним і його фаза змінюється дискретно на 180° через 180° кута повертання ротора. Для наближення реального сигналу до ідеалу в статорі і роторі застосовуються синусні обмотки, обираються раціональні величини робочих зазорів і раціональні співвідношення полюсних дуг так чисел пазів. Також при проектуванні сельсинів необхідно забезпечити високу точність виготовлення активних і конструктивних елементів та якість складання сельсинів. Чутливість роботи СД(П) в трансформаторному режимі визначається напругою похибки в узгодженому положенні фаз ($\theta = 0$) та впливом МРС реакції обмотки збудження СП, а також впливом опору ЛЗ. Похибки системи знижуються налагоджуванням підсилювача на мінімум напруги торкання та зменшенням струму генераторної обмотки СП підвищеним вхідним опором підсилювача. Трансформаторні системи синхронного зв'язку відрізняються рівнями похибок (2.1) від нижчого до вищого класів точності.

В динамічному режимі трансформаторної системи виникає безперервне узгоджене обертання роторів СД і СП з додатковою погрішністю, що обумовлена появою в обмотках синхронізації додаткових ЕРС обертання.

2.3. Індикаторний режим сельсинів.

В двохмашинної індикаторної системі ідентичні СД і СП містять однофазної обмотки збудження і трифазні обмотки синхронізації. Названі обмотки з фазними числами витків W_z і W_ϕ підключені відповідно до єдиного джерела і з'єднані послідовно (рис. 2.5). Ротор СД пов'язаний з валом певного приводу (регулятора), а ротор СП з'єднаний з валом стрілки індикаторної шкали і повинен мати малий момент протидії обертанню. При повертанні ротора СД на заданий кут ротор СП при ідеальному віртуальному випадку відсутності погрішностей повертається на аналогічний кут.

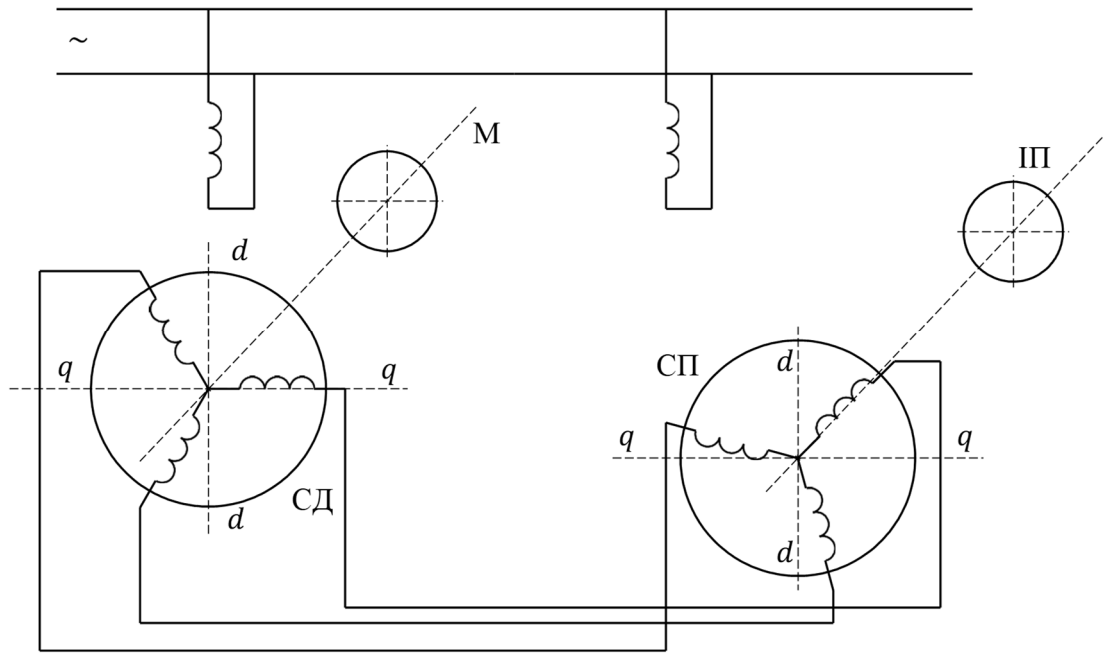


Рис 2.5. Принципова електрична схема індукторного синхронного зв'язку

Змінні струми обмоток W_3 (рис. 2.1) кожного з сельсинів схеми (рис. 2.5) утворюють МРС і магнітні потоки з амплітудами Φ_3 , які утворюють в фазах синхронізації ЕРС, що залежать від положення фазних вісей відносно подовжньої вісі $d-d$ збудження. У випадку співпадіння одної з фаз с віссю $d-d$ ЕРС цієї фази досягає максимального значення

$$E_{\phi m} = \pi \sqrt{2} f_1 W_c K_{wc} \Phi_3, \quad (2.24)$$

де f_1 – частота струму, K_{wc} – обмотковий коефіцієнт фази синхронізації.

В загальному випадку положення фазних вісей (рис. 2.5) ЕРС визначаються виразами, що аналогічні (2.2) – (2.4). В узгодженому стані співпадіння вісей обмоток синхронізації фазні ЕРС СД і СП направлені зустрічно і практично взаємно компенсуються. При появі розузгодження виникають різні фазні ЕРС $\Delta E_A, \Delta E_B, \Delta E_C$, що визначаються кутом θ (2.18):

$$\Delta E_A = E_{\phi m} (\cos \theta_g - \cos \theta_p); \quad (2.25)$$

$$\Delta E_B = E_{\phi m} (\cos(\theta_g + 120^\circ) - \cos(\theta_p + 120^\circ)); \quad (2.26)$$

$$\Delta E_C = E_{\phi m} (\cos(\theta_g - 120^\circ) - \cos(\theta_p - 120^\circ)). \quad (2.27)$$

Різні фазні ЕРС (2.25) – (2.27) викликають в фазах синхронізації і ЛЗ фазні струми:

$$I_A = \frac{\Delta E_A}{Z_\Sigma}; I_B = \frac{\Delta E_B}{Z_\Sigma}; I_C = \frac{\Delta E_C}{Z_\Sigma}. \quad (2.28)$$

Фазні струми (2.28) можна уявити підсумками віртуальних складових $I'_A, I''_A, I'_B, I''_B, I'_C, I''_C$ окремих дії фазних ЕРС (2.2) – (2.4). Струми I'_A, I'_B, I'_C відповідають дії ЕРС E_{Ad}, E_{BC}, E_{Cd} , а струми I''_A, I''_B, I''_C відповідають дії ЕРС E_{Ap}, E_{Bp}, E_{Cp} :

$$I_A = I'_A + I''_A; I_B = I'_B + I''_B; I_C = I'_C + I''_C. \quad (2.29)$$

Уявлення (2.29) дозволяють використовувати вирази (2.11), (2.12), (2.19), (2.20) для аналізу індикаторного режиму сельсинів.

Складові струмів I'_A, I'_B, I'_C і I''_A, I''_B, I''_C утворюють в СД і СП складові МРС, що відповідно до методу двох реакції визначаються проекціями на ортогональні вісі СД і СП:

$$F'_{gd} = 1,5F_{cm}; F'_{gq} = 0; \quad (2.30)$$

$$F'_{nd} = -1,5F_{cm}\cos\theta; F'_{nq} = -1,5F_{cm}\sin\theta; \quad (2.31)$$

$$F''_{gd} = -1,5F_{cm}\cos\theta; F''_{gq} = -1,5F_{cm}\sin\theta; \quad (2.32)$$

$$F''_{nd} = 1,5F_{cm}; F''_{nq} = 0, \quad (2.33)$$

де F_{cm} – амплітудне значення МРС фази обмотки синхронізації.

Фактичні проекції фазних МРС на вісі $d-d$ і $q-q$ СД і СП на основі (2.30) – (2.33) визначаються:

$$F_{gd} = F'_{gd} + F''_{gd} = 1,5F_{cm}(1 - \cos\theta); \quad (2.34)$$

$$F_{gq} = F'_{gq} + F''_{gq} = 1,5F_{cm}\sin\theta; \quad (2.35)$$

$$F_{nd} = F'_{nd} + F''_{nd} = 1,5F_{cm}(1 - \cos\theta); \quad (2.36)$$

$$F_{nq} = F'_{nq} + F''_{nq} = 1,5F_{cm}\sin\theta. \quad (2.37)$$

Під навантаженням, тобто наявності розузгодженого стану, фазні струми утворюють однакові МРС синхронізації СД і СП, що визначаються (2.34) – (2.37)

$$F_{g(n)} = \sqrt{(F_{g(n)d}^2 + F_{g(n)q}^2)} = 1,5F_{cm}\sqrt{(1 - \cos\theta)^2 + \sin^2\theta} = 1,5F_{cm}\sin\left(\frac{\theta}{2}\right). \quad (2.38)$$

Вектори МРС (2.38) при розузгодженні положень роторів СД і СП на кут θ повертання в межах ЕМС на кути $\theta/2$ в протилежних напрямках. Подовжні складові F_{gd} і F_{nd} (2.34), (2.35) МРС фаз синхронізації утворюють в магнітних колах розмагнічувальну дію реакції ротора і викликають в обмотках збудження компенсаційні зростання струмів для підтримки робочих магнітних потоків. Поперечні складові F_{gq} і F_{nq} (2.35), (2.37) визначають величини ЕММ синхронізації положень роторів.

Силові синхронізуючі дії можна визначати на основі загального виразу ЕММ ЕМ [12]

$$M_{cd(n)} = C_M \Phi_3 F_{g(n)q} \cos \Psi = C_M \Phi_3 F_{g(n)q} \sin \varphi_\phi \quad (2.39)$$

де C_M – параметричний постійний коефіцієнт; Ψ – кут зсуву в часі між Φ_3 і фазним струмом I_ϕ , який визначається кутом φ_ϕ зсуву цього струму відносного ЕРС фази синхронізації (рис. 2.6, а).

Кут φ_ϕ залежить від активної r_ϕ і індуктивної x_ϕ складових опору Z_ϕ фази синхронізації:

$$Z_\phi = \sqrt{r_\phi^2 + x_\phi^2}; \quad (2.40)$$

$$\sin \varphi = \frac{x_\phi}{Z_\phi}; \quad (2.41)$$

Магнітний потік, що індукує $E_{\phi m}$, визначається з (2.24), а магнітний струм $I_{\phi m}$ і амплітуда МРС фази синхронізації пропорційні $E_{\phi m}$:

$$\Phi_3 = \frac{E_{\phi m}}{\pi \sqrt{2} W_C K_{wc} f_1}; \quad (2.42)$$

$$F_{cm} = I_{\phi m} = E_{\phi m} / Z_\phi. \quad (2.43)$$

Підстановка (2.35) або (2.37) і (2.40) – (2.42) з врахуванням (2.43) перетворює (2.39) до виду

$$M_c = M_{cd} = (-M_{cn}) = C'_M \frac{E_{\phi m}^2}{Z_\phi^2} x_\phi \sin \theta = M_{cm} \sin \theta, \quad (2.44)$$

де C'_M – перетворений параметричний коефіцієнт; M_{cm} – максимальне значення ЕММ синхронізації,

$$M_{cm} = C'_M \frac{E_{\phi m}^2 x_\phi}{r_\phi^2 + x_\phi^2}. \quad (2.45)$$

Фактично функція (2.44) наближається до синусоїдальної залежності лише при малих кутах розузгодження $\theta \leq 10 \dots 15^\circ$, при яких подовжна розмагнічувальна МРС незначна. Якщо $\theta > 15^\circ$, на реальну залежність ЕММ від θ (рис. 2.6, б), крім розмагнічувальної дії реакції фаз синхронізації, впливає наявність демпферної обмотки (рис. 2.1, а), тип (явно, неявнополюсний) і геометричні співвідношення магнітного кола сельсину.

Важливим показником сельсину являється питомий ЕММ M'_{cm} синхронізації, тобто момент, що приходить на 1° кута θ , а також крутизна S_c функції (2.44):

$$(2.46)$$

$$M'_{cm} = M_{cm} \sin 1^\circ = 0.0175 M_{cm};$$

$$S_c = \frac{dM_c}{d\theta}. \quad (2.47)$$

Екстремум виразу (2.45) по x_ϕ визначає доцільність проектно-розрахункового забезпечення рівності параметрів фази для утворення максимального значення (2.46):

$$\frac{d}{dx_\phi} \left(\frac{x_\phi}{r_\phi^2 + x_\phi^2} \right) = 0; \quad r_\phi = x_\phi.$$

Похідна (2.47) уявляє тангенс кута нахилу реальній характеристики (1, або 2) сельсину (рис. 2.6, б) в її початковій частині.

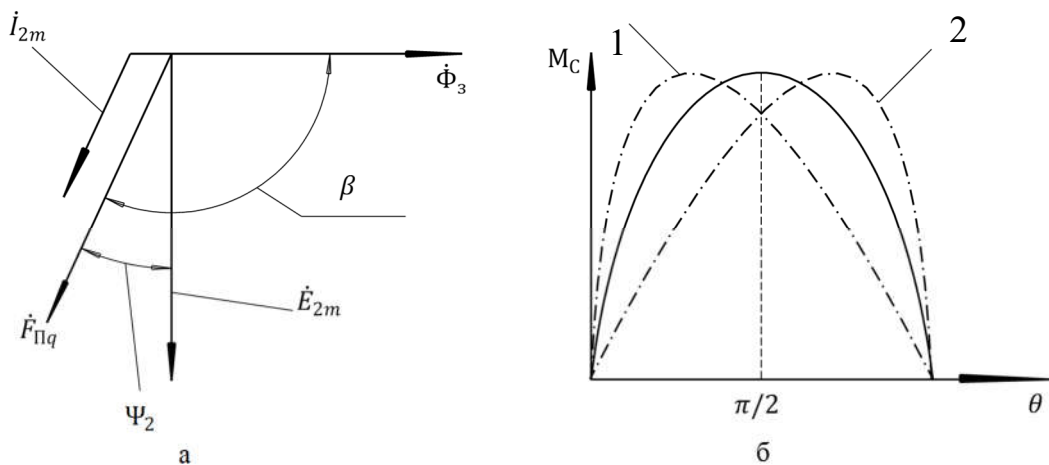


Рис 2.6. Векторна діаграма (а) і відхилення електромагнітного моменту (б) від гармонічної залежності

Збільшення M'_{cm} і S дозволяє підвищити момент подолання початкової протидії повертання ротора і забезпечення зниження погрішності сельсину. Тому сельсини, що призначені для індикаторного режиму, виконуються явнополюсними ($x_{\phi d} > x_{\phi q}$) і функція їх моменту (рис. 2.6, б) відхиляється від ідеальної залежності (2.44) ліворуч. У неявнополюсних сельсинів, що застосовуються в трансформаторному режимі, стан магнітного кола по вісям $d-d$ і $q-q$ відрізняється насиченням ($x_{\phi d} < x_{\phi q}$) і функція моменту (рис. 2.6, б) відхиляється від ідеалу праворуч.

Погрішності індикаторних систем, як і трансформаторних систем синхронного зв'язку, обумовлені конструктивно-технологічними відхиленнями розмірів та параметрів елементів ЕМС від ідеальних значень і фактичною наявністю електричної, магнітної та механічної несиметрії СД і СП, впливом вищих гармонік МП робочого зазору та опору ЛЗ. Погрішність

індикаторного режиму роботи сельсину також суттєво залежить від гальмівного моменту від сил тертя в підшипниках і контактах ковзання. Тому однофазну обмотку збудження такого сельсину доцільно розташовувати в роторі.

Інколи необхідна передача на відстань кутового сигналу на декілька контрольних пристроїв. В цих передачах до СД підключається n_c СП, що працюють в режимі сумісного прийому з додатковими погрішностями. Група n_c СП підключається до СП паралельно і струми та ЕММ синхронізації СП знижуються в n_c раз відносно ЕММ СД. Тому СД необхідно обрати з потужністю, що в n_c раз перевищує потужність окремого сельсину приймальної групи.

2.4. Магнесини, підсилювально-редукторна, диференціальна і трифазна системи синхронного зв'язку

В деяких технічних об'єктах з дистанційними синхронними передачами при значних моментах опору доцільно застосування трансформаторних підсилювально-редукторних систем, що містять однофазні СД і сельсин-двигуни [8-12].

Сельсин-двигун складається з'єднаних в єдиному блоці двохроторної електромеханічної і редукторної механічної складових і виконує функції СП, електронного підсилювача і виконавчого АД. Статор сельсин-двигуна містить трифазну обмотку синхронізації. Однофазна обмотка збудження розташована на першому внутрішньому роторі і з'єднана з контактними кільцями. В зазорі між статором і внутрішнім ротором встановлено другий порожній немагнітний ротор. Внутрішній і проміжковий ротори поєднані з системою шестерень знижувального редуктора (рис. 2.8).

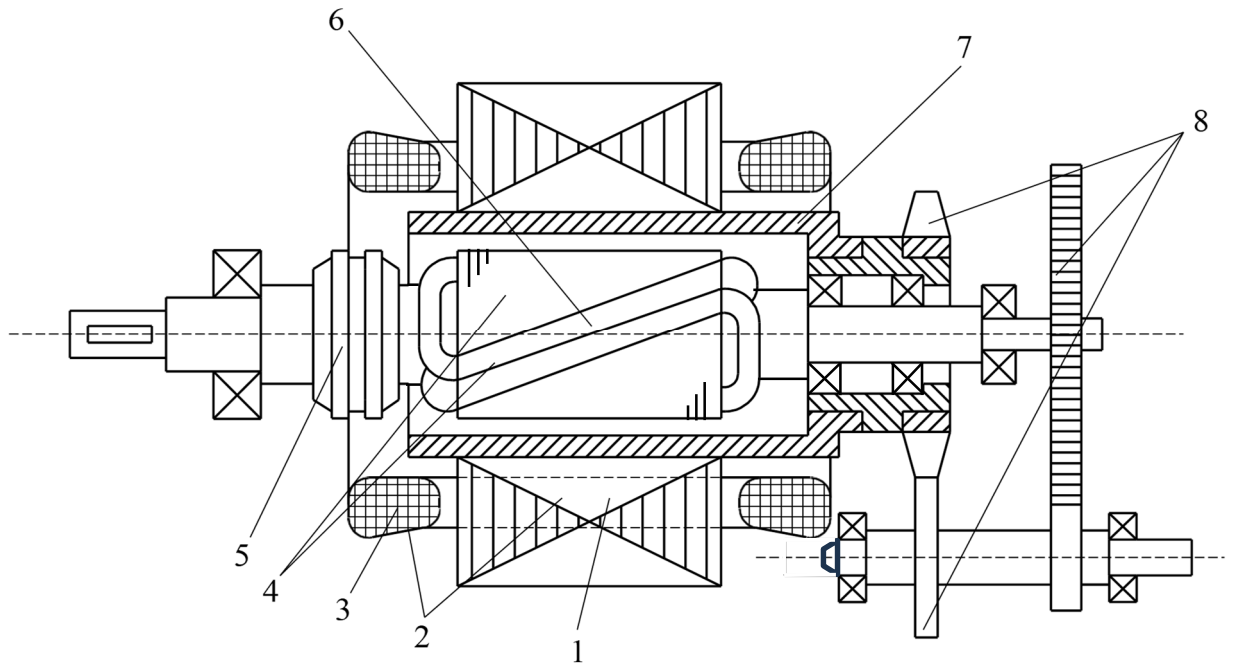


Рис. 2.8. Схема електромеханічної і механічної частин сельсин-двигуна:
 1 – магнітопровід 1 статора з обмоткою 3 синхронізації; 2 – ротор 4 з контактами 5 та обмоткою 6 збудження; 7 – полий немагнітний ротор;
 8 – редукторно-механічна система.

Трансформаторно-підсилювальна система синхронної передачі (рис. 2.9), крім сельсин-двигунів, також містить однофазний СД і відрізняється від індикаторної системи наявністю ємності $C_{\text{п}}$ в колі обмотки збудження сельсин-двигуна.

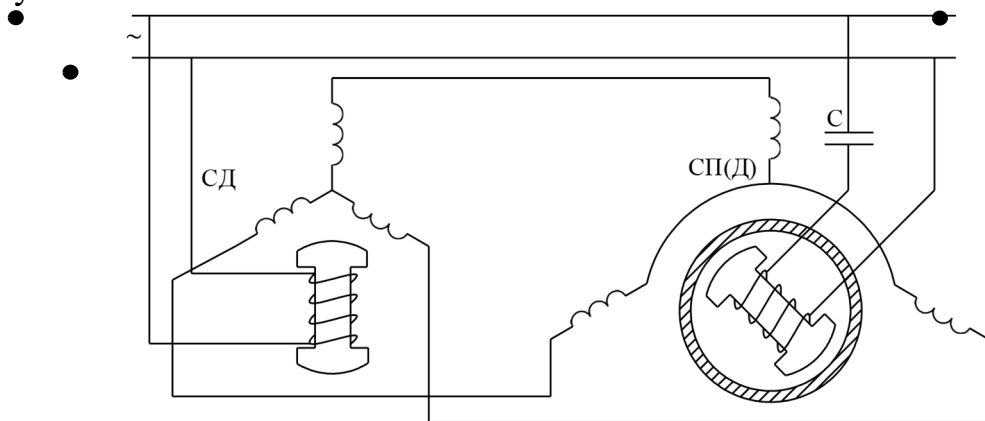


Рис 2.9. Принципова електрична схема трансформаторної синхронної передачі з сельсин-двигуном

У включеному стані системи (рис. 2.9) обмотки збудження СД і СП, тобто сельсин-двигуна утворюють пульсуючи МРС і магнітні потоки збудження $\Phi_{\text{зд}}$ і $\Phi_{\text{зп}}$. Потік $\Phi_{\text{зд}}$ СД індукуює у власних фазах синхронізації ЕРС. Ці ЕРС

викликають в ЛЗ і статорних фазах системи струми, що створюють загальний магнітний потік $\Phi_{\text{сп}}$ обмотки синхронізації сельсин-двигуна. В зв'язку з цим в робочому зазорі сельсин-двигуна діють два потоки $\Phi_{\text{зп}}$ і $\Phi_{\text{сп}}$, при чому потік $\Phi_{\text{зп}}$ при наявності $C_{\text{п}}$ зсунутий в часі від $\Phi_{\text{зп}}$. У випадку появи кута розузгодження θ положень ротора СД і внутрішнього ротора сельсин-двигуна, потоки $\Phi_{\text{зп}}$ і $\Phi_{\text{сп}}$ зсуваються в просторі і фактично утворюють загальний магнітний потік еліптичного обертового магнітного поля.

Обертове поле сельсин-двигуна викликає появу ЕММ синхронізації обертання порожнього ротора. Обертовий момент підсилюється і передається редуктором немагнітного ротора від порожнього на внутрішній ротор. Роторна система сельсин-двигуна обертається до усунення розузгодження θ .

Системи підвищеної потужності синхронної передачі кута за заданим напрямком повороту будуються на трифазних сельсинах, які конструктивно не відрізняються від АД з фазним ротором. При застосуванні двохмашинної системи (рис. 2.10, а) використовуються ідентичні СД і СП.

Статорні обмотки підключені до загальної мережі, а роторні обмотки з'єднані ЛЗ через контактні кільця. Обмотки синхронізації, тобто фази ротора СД і СП включені зустрічно з узгодженням порядку чергування фаз. При однакових положеннях роторних фазних вісей відносно вісей фаз статорів вторинні ЕРС $\dot{E}_{2g}$ і $\dot{E}_{gn}$ роторних обмоток спрямованні протилежно (рис. 2.10, б) Тому струми в ЛЗ відсутні, а положення вісей $O_1O'_1$ і $O_2O'_2$ є узгодженими ($\theta=0$). При повертанні ротора ДС на кут θ відносно узгодженого положення фазних вісей за напрямом обертання магнітного поля вектори $\dot{E}_{2g}$ і $\dot{E}_{gn}$ зсуваються на кут θ (рис. 2.10, в). Тому виникають різні фазні ЕРС $\Delta\dot{E}_2$ і вирівнювальні струми з діючим значенням

$$I_2 = \frac{\Delta\dot{E}_2}{2Z_2} = \frac{\Delta\dot{E}_2}{2X_2},$$

де Z_2 і X_2 – повний та індуктивний опори фази ротора.

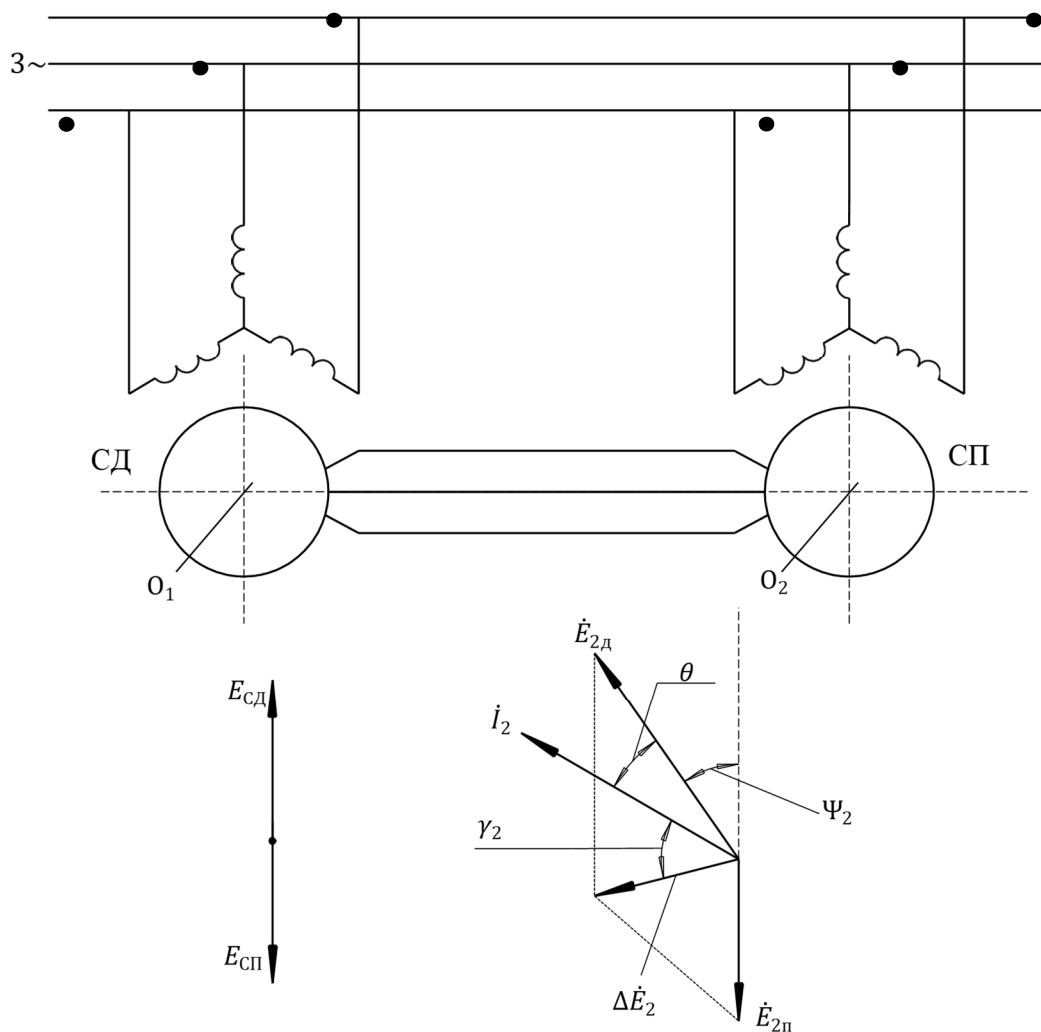


Рис. 2.10. Принципова схема і векторні діаграми варіантів робочого стану трифазної системи синхронного зв'язку

Струм I_2 є близьким по фазі до ЕРС $\dot{E}_{2П}$ і зсунутий по фазі відносно $\dot{E}_{2Д}$ на кут, якій перевищує 90° , що означає виникнення генераторного режиму СП. В такому стані СП віддає енергію СД і лінії живлення, при цьому виникає різниця їх обертових ЕММ. У випадку повертання СД відносно СП по напрямку поля, ЕММ СД є меншим ЕММ СП, а при повертанні СД супротив поля, ЕММ СД перевищує ЕММ СП.

Різниця ЕММ прямого і зворотного повертання ротора СД відносно СП обумовлена відмінністю втрат двох вказаних режимів. Неоднаковість ЕММ в прямому і зворотному напрямках обумовлює невідповідність точності синхронізації двох режимів при однакових навантаженнях. В режимі безперервного обертання ротор СП синхронно обертається за ротором СД з деяким кутом розузгодження, якій визначається гальмівним моментом на валу СП.

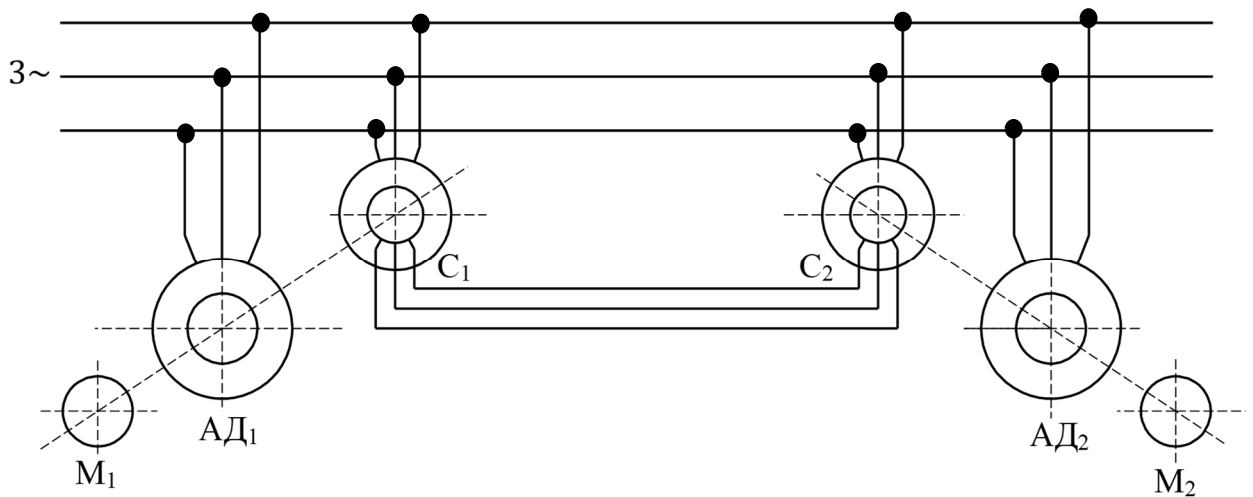


Рис. 2.11. Принципова схема системи електроприводу «електричний вал»

Трифазні сельсини застосовуються в системах електроприводу «електричний вал» (рис. 2.11.) і забезпечують синхронізоване обертання механізмів, що приводяться окремими двигунами. Крім приводних двигунів такі механізми поєднані механічно з трифазними сельсинами, що включені по схемі (рис. 2.10,а). При синхронному обертанні механізмів струми в роторних фазах сельсинів відсутні. При необхідності синхронізації обертань механізмів сельсини утворюють додаткові ЕММ, що прискорюють або підгальмовують елементи електромеханічної системи до утворення узгодженого стану електроприводу.

При необхідності складання або віднімання кутів повороту вісей механізмів застосовується системна комбінація двох однофазних сельсинів СД і СП і трифазного сельсину ТС, якій має назву диференціального сельсину. При застосуванні ДС в індикаторної або трансформаторної схемі синхронної передачі обмотки синхронізації однофазних СД і СП з'єднуються через ДС (рис. 2.12). Досягається можливість отримання кута повороту θ_{Π} СП, якій дорівнює підсумку або різниці кута θ_d повороту СД і кута $\theta_{\text{диф}}$ повороту ДС. Трифазний ДС є асинхронною ЕМ з ідентичними обмотками статора і ротора і контактними кільцями. При повертанні ротора з первинною обмоткою ДС його магнітний потік повертається відносно вторинної статорної обмотки на кут $\theta_{\text{диф}}$. Тому ЕРС в фазах цієї обмотки відповідає підсумку θ_d і $\theta_{\text{диф}}$. Такі ЕРС передаються на обмотку синхронізації СП і його ротор повертається на кут θ_{Π} , що дорівнює підсумку θ_d і $\theta_{\text{диф}}$. Кут $\theta_{\text{диф}}$, як вище вказано, може бути позитивним або негативним відносно кута θ_d . ДС в індикаторному режимі системи (рис. 2.12) може функціонувати як приймач кутових сигналів однофазних сельсинів.

Крім однофазних, трифазних і диференційних індукційних систем синхронізації обертального руху в автоматизованому обладнанні та приладобудуванні застосовуються малопотужні магнесинні системи.

Магнесини – безконтактні магнітоелектричні мікросельсини, які застосовуються в системах передачі кута в індикаторному режимі з малою відстанню між магнесин-датчиком (МСД) і магнесин-приймач (МСП). Статор магнесину містить кільцевий магнітопровід і тороїдну обмотку збудження, яка містить два вводи а, б і два виводи в, г, що розташовані під кутом 120° . Кільцевий (тороїдний) магнітопровід статора виконаний з ЕТС, що відрізняється мінімальною площею петлі гістерезису та різким переходом в стан насичення (сплав пермалой та інші спеціальні сплави). Ротор магнесину містить двополюсний постійний магніт.

В індикаторній системі на магнесинах вводи а, б МСД і МСП підключені до однофазної напруги, а виводи в, г з'єднані ЛЗ (рис. 2.13, а). При живленні обмоток статорів МСД і МСП струмом частоти f_1 в тороїдних магнітопроводах виникає пульсуючі магнітні потоки збудження Φ_3 . МРС ротора, що є незмінною в часі, в одній половині тороїду співпадає, а в другій половині зустрічна потоку збудження. Тому магнітна проникливість $\lambda_{\mu\text{М}}$ тороїду змінюється з частотою $2f_1$ і досягає мінімуму і максимуму при відповідно максимуму і мінімуму потоку Φ_3 (рис. 2.13, б). При цьому на ділянках обмоток статорів аб, бв, і вг МСД і МСП індукуються ЕРС E_{2f} частоти $2f_1$. Величини E_{2f} залежить від положення полюсів ротора відносно вказаних ділянок, підсумкова ЕРС по контуру в будь якій момент часу дорівнює нулю.

Якщо МСД і МСП знаходяться в узгодженому стані, точки з'єднання еквіпотенціальні відносно ЕРС основної і подвійної частот. В розузгодженому стані значення E_{2f} ідентичних ділянок обмоток МСД і МСП відрізняються і по ЛЗ і обмоткам проходять струми частоти $2f_1$, що утворюють потоки Φ_{2f} подвійної частоти (рис. 2.13, б), що визначаються опорами ділянок і ЛЗ.

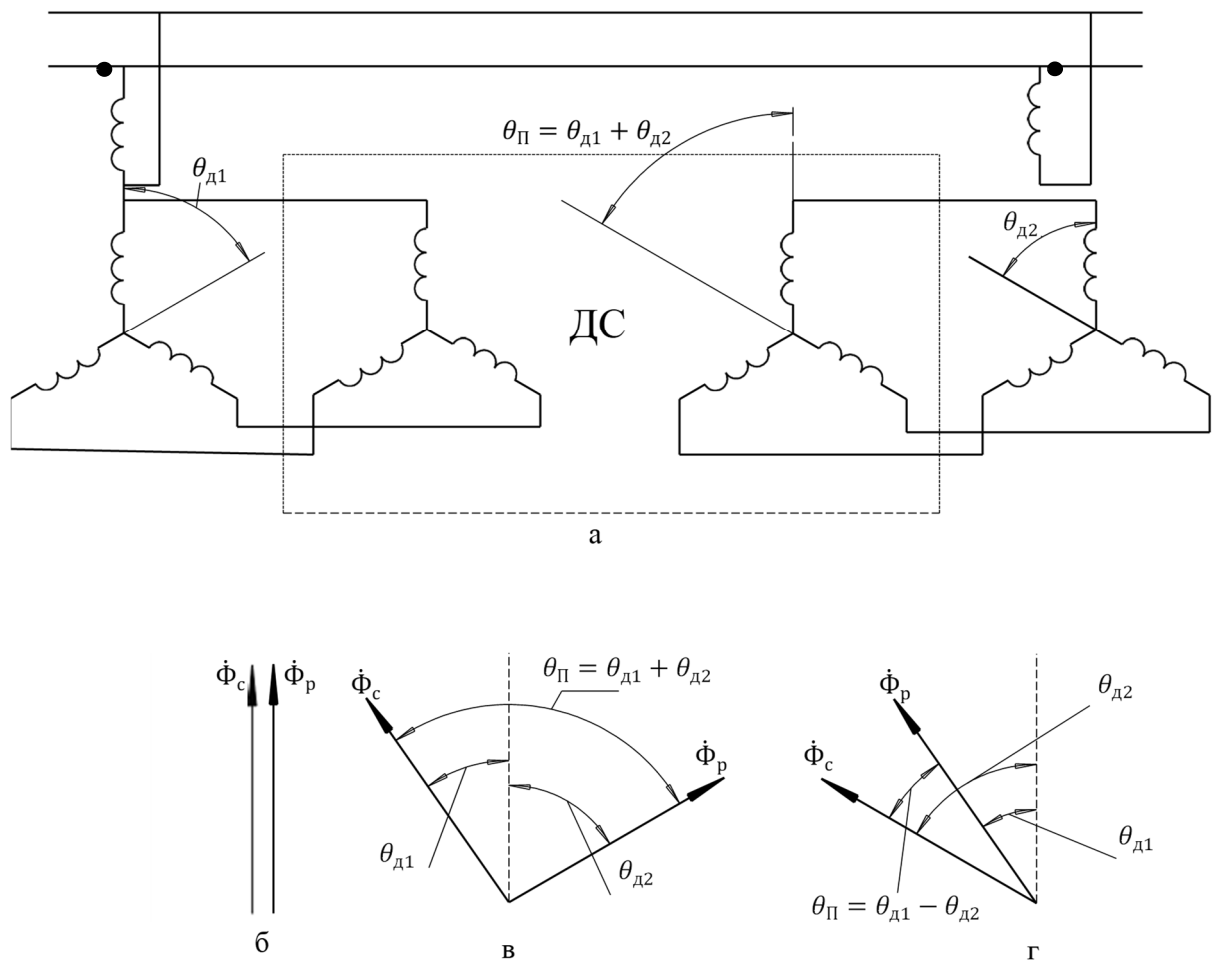


Рис 2.12. Принципова схема (а) просторової діаграми магнітних потоків (б-г) елементів диференціальної схеми синхронного зв'язку

При протіканні в системі (рис. 2.13,а) струму частоти $2f_1$ в МСД і МСП виникають ЕММ синхронізації. Відносно частоти збудження f_1 виводи еквіпотенціальні незалежно від положень роторів.

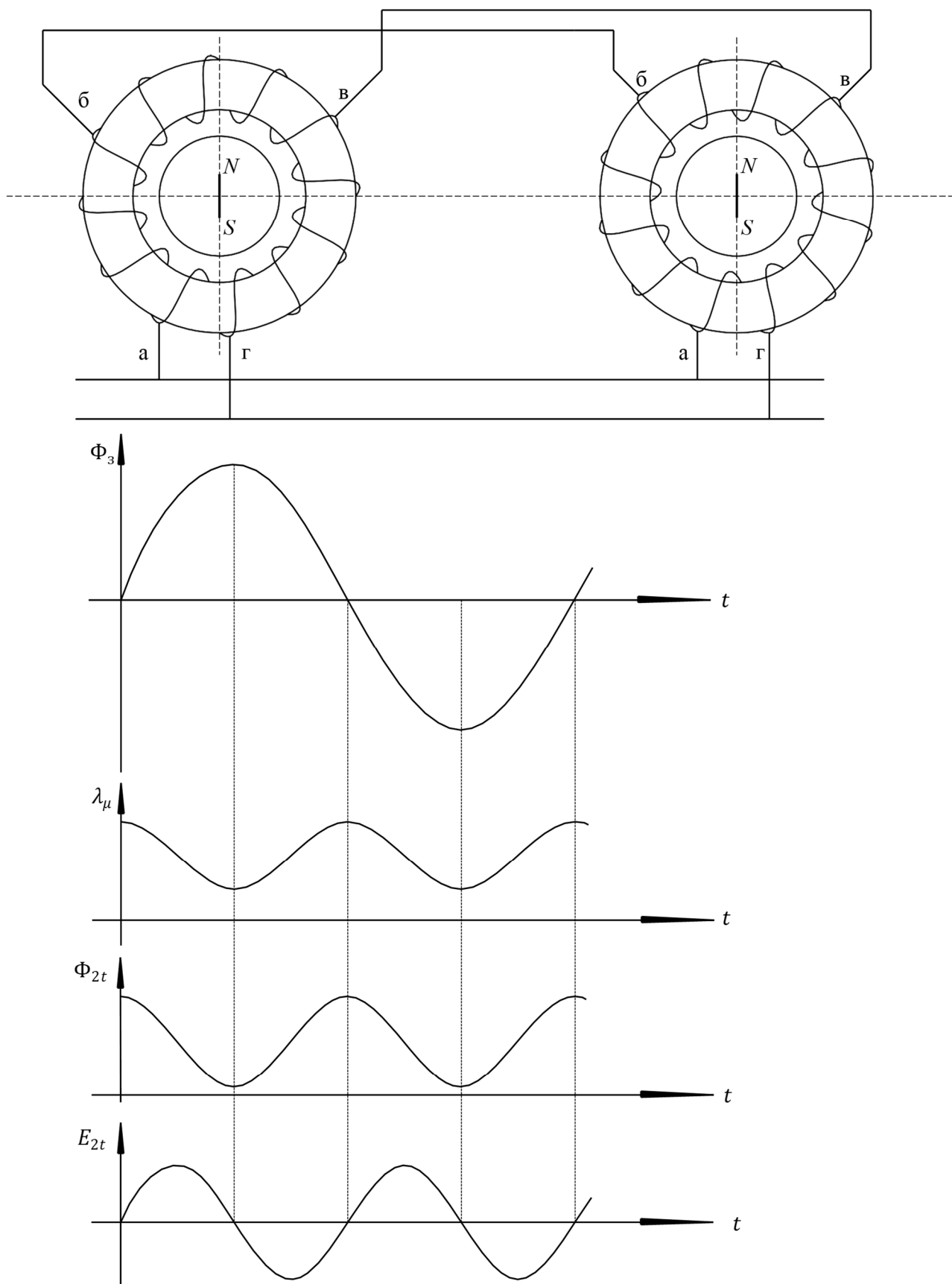


Рис 2.13. Принципова схема індукторної магнітної системи синхронного зв'язку (а) і зміна електромагнітних величин функціонування магнесину (б)

2.5. Висновок до розділу 2

2.5.1. Однофазні сельсини є ключовими елементами систем синхронного зв'язку для точної передачі кутових переміщень. Вони працюють у трансформаторному або індикаторному режимах і поділяються на контактні й безконтактні типи. Безконтактні конструкції забезпечують більшу надійність, але є складнішими й дорожчими. Точність систем визначається погрішністю синхронізації, а демпферні обмотки покращують динамічну стабільність.

2.5.2. У трансформаторному режимі сельсини забезпечують синхронізацію за допомогою ЕРС, індукованих в обмотках синхронізації. Сигнал похибки перетворюється підсилювачем і керує виконавчим двигуном. Надійність передачі забезпечується за рахунок синусних обмоток, оптимізації зазорів і точного виготовлення елементів. Характерною є можливість стабільного обертання при збереженні точності, хоча виникають похибки через реакцію обмоток і опір ліній зв'язку.

2.5.3. Індикаторний режим дозволяє візуалізувати кутове положення об'єкта. Системи цього типу забезпечують відображення кута повороту через співвідношення ЕРС у СД і СП. Синхронізуючий момент залежить від кута розузгодження. Похибки виникають через тертя, симетрію ЕМС, а також впливи гармонік. Застосування явнополюсних конструкцій підвищує точність за рахунок збільшення моменту на початковому етапі обертання.

2.5.4. Підрозділ розкриває застосування складніших систем синхронного зв'язку для задач із підвищеним моментом навантаження та складними кутовими співвідношеннями. Магнесини забезпечують точну передачу сигналу на короткі відстані. Підсилювально-редукторні й трифазні системи дозволяють обертання з високими моментами, а диференціальні сельсини дають змогу математично комбінувати кути. Такі системи ефективно функціонують в автоматизованих механізмах і електроприводах.

3. ОБЕРТОВІ ТРАНСФОРМАТОРИ

3.1. Способи генерації сигналів і варіанти будови обертових трансформаторів

У залежності від призначення і умов функціонування, обертові (поворотні) трансформатори (ОТ) поділяються на двохполюсні, багатопольсні і полюсосуміщені (двох-багатопольсні), а також на контактні і безконтактні [8-12]. Вказані різновиди мікроелектромашин об'єднані індукційним принципом дії, однак відрізняються від статичних електромагнітних перетворювачів електромагнітним зв'язком первинних і вторинних фаз обмоток, який змінюється у залежності від кута повороту ротора за законом синуса. Це надає можливість зміни вихідного сигналу у відповідності з призначенням за певними функціями кутової координати γ .

Двохполюсні ОТ містять в статорі і в роторі по дві ортогональні симетричні розподілені фази (рис 3.1, а) та їх ЕМС відповідають асинхронній ЕМ з фазним ротором. Одна з двох фаз статора або ротора призначена для збудження ЕМС від мережі однофазного струму та ще одна або дві з чотирьох фаз використовуються для компенсації дії МРС реакції ротора. Відповідно вихідними є дві або одна роторні і інколи статорні фази.

В контактних варіантах ОТ роторні фази з'єднані з трьома або чотирма кільцями та мають контакти ковзання із щітками. Для можливості використання трьох контактних кілець перші кінці роторних фаз приєднані до двох контактних кілець, а другі кінці з'єднані та сполучені з третім кільцем (рис 3.1, б).

Безконтактне виконання, ОТ можливо у випадку функціонування у системах з обмеженим кутом повороту, тобто в поворотних трансформаторах. Обмеження величини і безконтактність конструкції досягаються з'єднанням роторних фаз із клемами живлення і навантаження через чотири гнучкі провідники у вигляді спіральних пружин з кінцями, що закріплені на статорі і роторі. При відсутності обмеження обертання безконтактне сполучення ротора ОТ здійснюється за допомогою перехідних кільцевих трансформаторів (рис 3.2). Однак це значно підвищує масогабаритні показники, тому що на відміну від однофазного сельсину (рис 3.3) в корпусі статора і на валу ротора встановлюються статичні і рухомі частини двох перехідних трансформаторів.

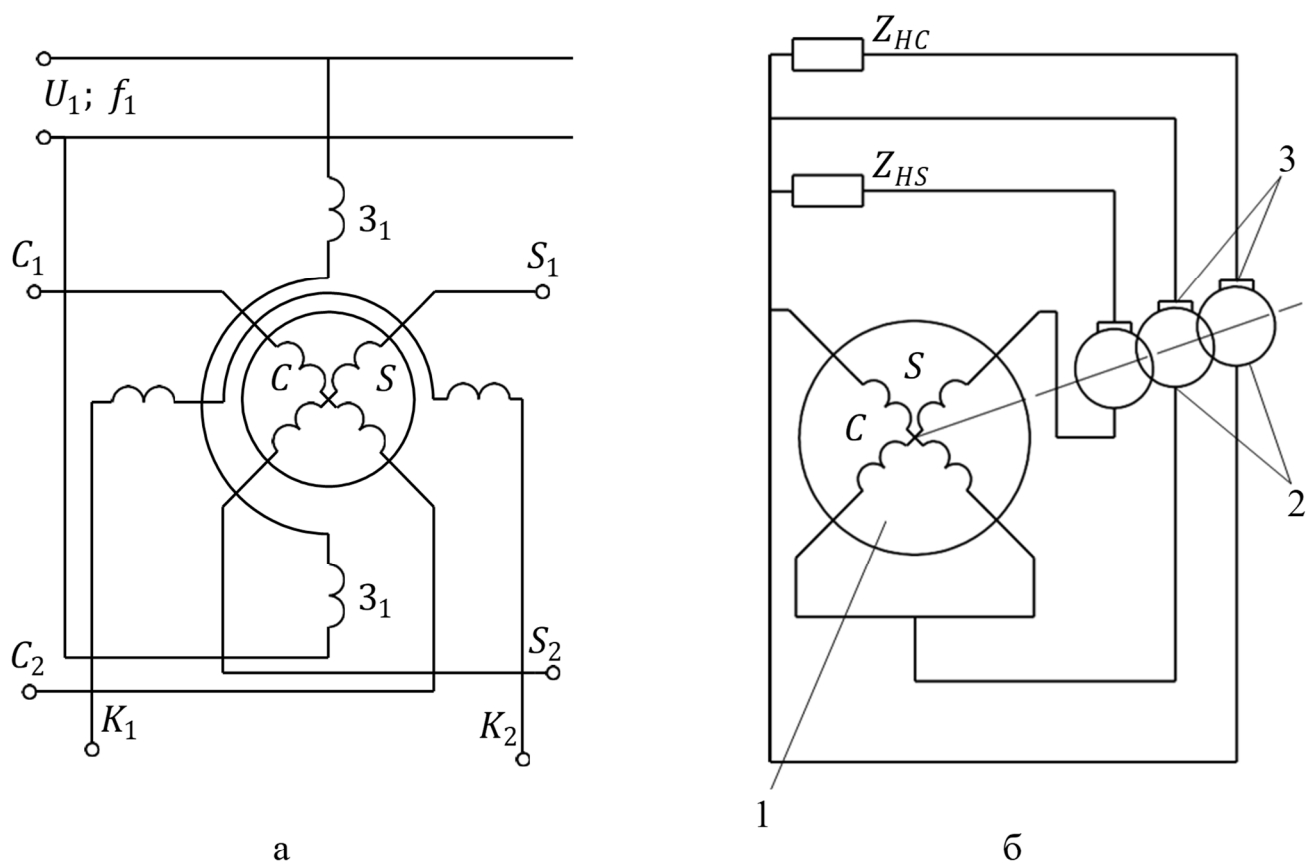


Рис. 3.1. Принципова електрична схема (а) і схема електричного кола ротора з трьохкільцевим контактом ковзання (б) синусно-косинусного обертового трансформатора:

1 – ротор; 2 – контактне кільце; 3 – щітка.

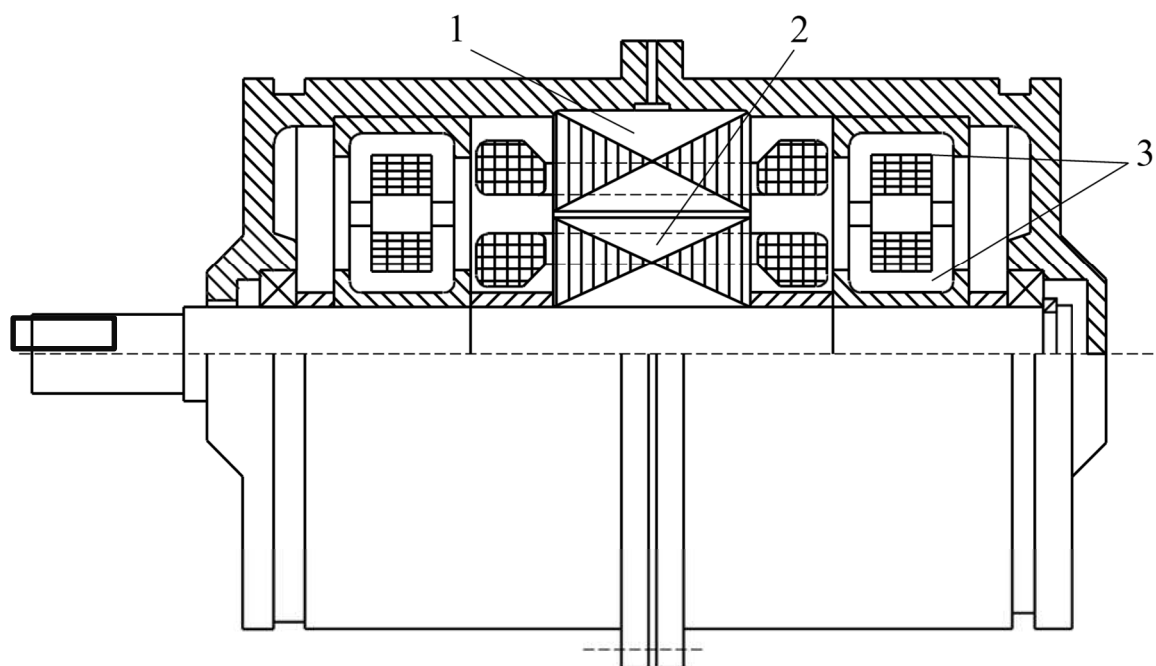


Рис. 3.2. Схема безконтактного обертового трансформатора з перехідними кільцевими трансформаторами:

1 – статор; 2 – ротор; 3 – кільцевий трансформатор.

Багатополюсні і полюсосуміщені ОТ використовуються в системах передачі або перетворення кута високої точності та містять ЕМС як з розподіленими, так і з згуртованими котушковими групами фаз.

Для суттєвого зменшення похибок відображення кута використовується принцип електромагнітної редукції вихідного сигналу, за яким період зміни вихідної напруги $U_{\text{вих}}$ по амплітуді при числі пар полюсів складає $2\pi/p$. В такому ОТ одному оберту провідної вісі відповідає p періодів $U_{\text{вих}}$. Тому при однакових відносних погрішностях зміни $U_{\text{вих}}$, погрішність багатополюсного ОТ, що виражена в кутових одиницях є у p разів меншою ніж у двохополюсного ОТ.

Багатополюсні ОТ з розподіленими фазами, у зв'язку із складнощами їх розміщення у ЕМС мікромашини, виконуються з $p \leq 4$. Такі ОТ використовуються у випадках, коли передача кута відбувається в обмеженому діапазоні або відсутності фіксації взаємного розташування статора і ротора, зокрема, у пристроях передачі кута качки рухомої системи відносно стабілізованої платформи, наприклад, стабілізація лінії пострілу артилерійських систем кораблів і бронетехніки.

Для високоточних передач використовуються багатополюсні ОТ з $p = 60 \dots 180$. Особливістю ЕМС з такою кількістю полюсів є невелике відношення активної довжини до діаметра активної поверхні статора ($l_{\delta} / D = 0,1 \dots 0,3$) і менша чутливість до технологічних погрішностей виготовлення елементів ЕМС та посадочних і замкових поверхонь конструктивної частини. Однак в ОТ з багатополюсними ЕМС та згуртованими обмотками синусний закон зміни $U_{\text{вих}}$ створюється обранням певних співвідношень зубцевого кроку і пазового розкриття у сукупності із скосом пазів. Звичайно подібні ОТ містять однофазну обмотку збудження на роторі і двофазну обмотку синхронізації на статорі. Поширеним є вбудоване виконання багатополюсних ОТ, які не мають вала, підшипників та деяких інших конструктивних елементів, тобто статор і ротор закріплені у частинах механізму або приладу.

Найбільш поширеними багатополюсними ОТ є редуктосин і індуктосин.

У ЕМС редуктосину використовується принцип електромагнітної редукції на основі зубцевих гармонік МП при певному співвідношенні зубців статора і ротора z_1 і z_2 , наприклад $z_1/z_2 = 4/3$ або $z_1/z_2 = 5/4$. Принципову електричну схему редуктосину наведено на рис 3.3, а. Будову вказаного ОТ пояснює схема фрагменту поперечного розрізу ЕМС (рис 3.4, б). Статор редуктосину містить первину фазу $3_1 3_2$ збудження і дві вторинні ортогональні фази $S_1 S_2$ і $C_1 C_2$ навантаження (рис 3.3, а). Ротор із зубцевою активною

поверхнею не містить обмоток. Згуртовані котушки фази збудження встановлені на кожен із зубців, а котушки вихідних фаз розташовані з чергуванням та у кожній парі сполучені за диференційною схемою, тобто узгоджено і зустрічно протилежно відносно котушок збудження [8].

Потік збудження редуктосину наводить ЕРС та створює МП взаємоіндукції. Кожна з котушок вихідних фаз визначається взаємною індуктивністю з котушкою фази збудження спільного зубця. Вказана взаємоіндуктивність змінюється згідно з функцією провідності магнітного кола λ_M , яка визначається провідністю робочого зазору, що залежить від кута повороту ротора γ (рис 3.3, в). Вирази взаємоіндуктивності фазних котушок на парі зубців мають вигляд:

$$M'_{MP} = w_1 w_2 [\lambda_{MO} + \Delta\lambda_{MO} \sin(z_2 \gamma)];$$

$$M''_{MP} = w_1 w_2 [\lambda_{MO} - \Delta\lambda_{MO} \sin(z_2 \gamma)],$$

де λ_{MO} і $\Delta\lambda_{MO}$ - постійна складова і амплітуда змінної складової провідності λ_M магнітного кола (рис. 3.3, в).

Використання протилежного включення фаз (рис 3.3, б) компенсує в суміжних парах котушок ЕРС, які визначаються провідністю λ_{MO} та призводить до складання ЕРС, що визначається коливанням провідності магнітного кола і відповідно взаємоіндуктивності (3.1) з амплітудою, що залежить від $\Delta\lambda_{MO}$. Тому закон зміни ЕРС вихідних фаз наближається до синусоїдального:

$$\dot{E}_{so} = -j\omega_1 (M'_{MP} - M''_{MP}) = -j2\omega_1 \dot{I}_{10} \Delta\lambda_{MO} \sin(z_2 \gamma);$$

$$\dot{E}_{so} = -j\omega_1 (M'_{MP} + M''_{MP}) = -j2\omega_1 \dot{I}_{10} \Delta\lambda_{MO} \sin(z_2 \gamma),$$

де $\omega_1 = 2\pi f_1$ - кругова частота струму I_{10} фази збудження неробочого ходу при частоті кола збудження f_1 .

Статор індуктосину містить обмотку з двох ортогональних фаз, а ротор містить однофазну обмотку. Синусна залежність M_{mi} первинної і вторинної обмоток досягається обранням певного співвідношення ширини провідника b_{ni} і полюсного ділення τ_i на радіусі r_i у межах діаметрів $D_{пн}$ і $D_{пв}$ торцевої печатної обмотки (рис 3.4, в).

Частота живлення статора індуктосину 10...100 кГц, а обмотки при відсутності феромагнітного осердя мають практично активний опір.

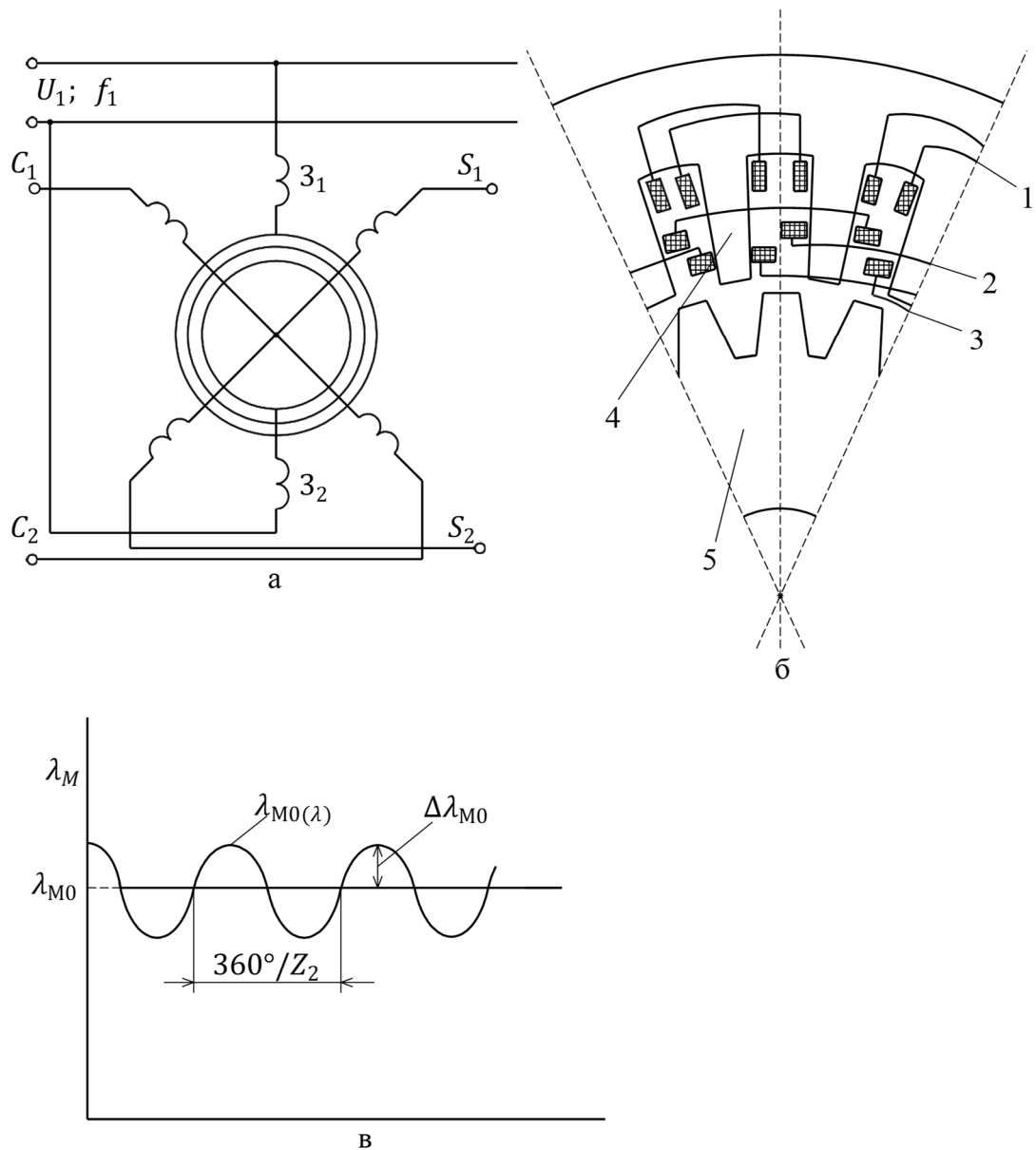


Рис 3.3. Принципова електрична схема (а), схематичний фрагмент поперечного перерізу активної частини (б) і функціональна залежність магнітної провідності кола індукційного редуктосину: 1, 2 і 3 – частини статорних фаз $3_1 3_2$, $S_1 S_2$, $C_1 C_2$; 4 – статор; 5 – ротор.

Можливими є два режими роботи індуктосину відповідно до двох способів живлення фаз статора: фазового і амплітудного. Згідно першого способу статор живиться двофазною напругою і створює кругове обертове

МП. У цьому режимі вимір кута розузгодження фаз статора і ротора зводиться до виміру фази струму роторної обмотки. Згідно іншому способу фази статора підключені до синусоїдальних напруг, що співпадають по фазі, тобто фазні МРС також співпадають по фазі і є пульсуючими. Вимір кута розузгодження здійснюється при нульовому вихідному сигналі з фази ротора.

Точність функціонування індуктосину залежить від рівня погрешностей, що обумовленні величиною різниці амплітудних значень взаємної індуктивності фаз статора, неточністю фазового зсуву напруг живлення, ємнісним зв'язком фаз (проявляється при $f_l > 100$ кГц) та інтенсивністю вищих гармонік МП.

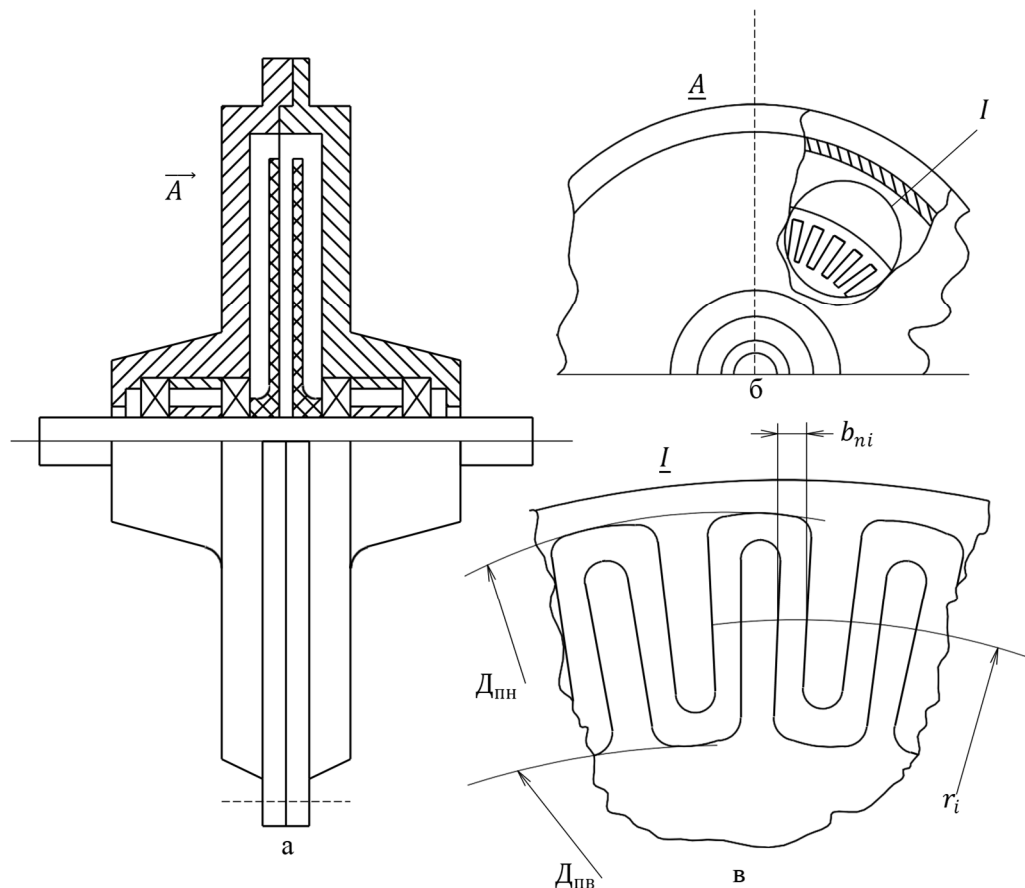


Рис. 3.4. Схема принципової конструкції (а, б) та фрагмент печатної обмотки (в) індуктосину

Полюсосуміщені ОТ підвищують технічний рівень так званих двоканальних точних систем дистанційної передачі кута, тому що замість двохмашинної системи з каналом грубого відрахунку з багатополюсним ОТ використовується один суміщений ОТ. У останньому каналом грубого

підрахунку є фаза з числом пар полюсів $p = 1$, а каналом точного підрахунку є фаза з $p > 2$. Фази з $p = 1$ і $p > 2$ укладається у спільні пази статора, а p періодів точного сигналу укладаються у один період грубого сигналу. Вказане суміщення полюсності фаз і каналів можливо при умові максимального наближення розподілу МРС до синусоїдального, при якому відсутня взаємоіндуктивність різнополюсних фаз і відповідно канали грубого і точного підрахунків є практично незалежними.

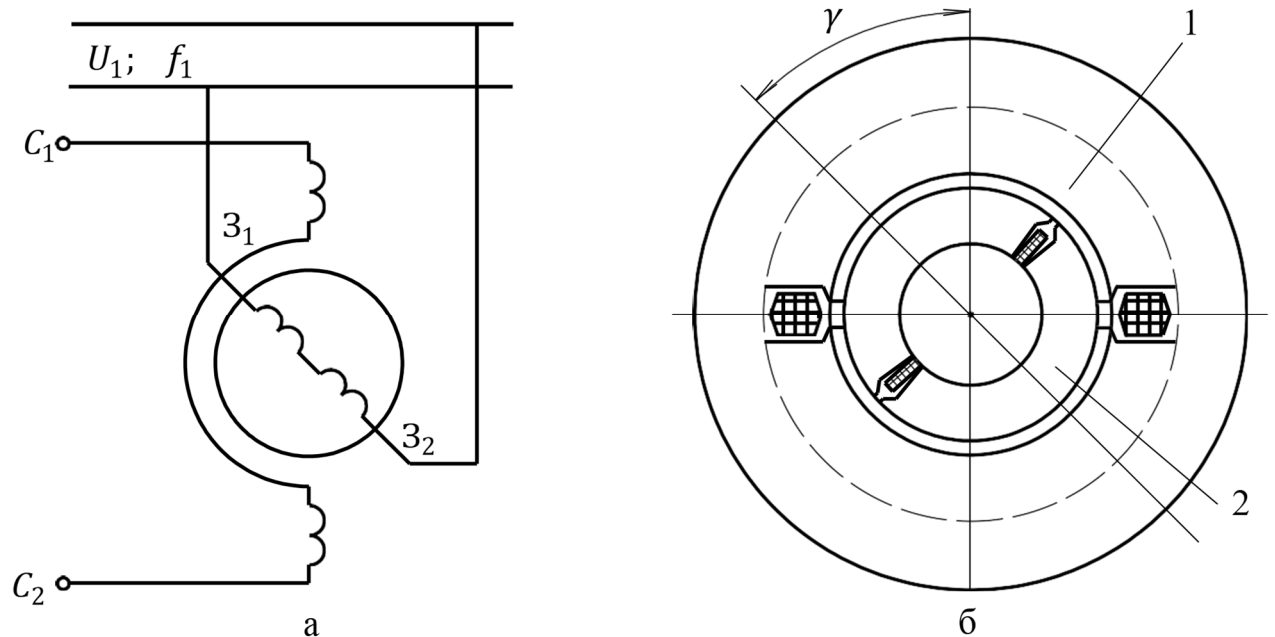


Рис. 3.5. Принципові електрична (а) і конструктивна (б) схеми функціонального перетворення: 1 – статора; 2 – ротора.

Іншими різновидами ОТ є функціональні перетворювачі і індукційні потенціометри, які уявляють собою однофазні ОТ із зміною вихідного сигналу за певним, наприклад, лінійним законом у залежності від γ .

На роторі вказаних перетворювачів розташована обмотка збудження $3_1 3_2$, а статор містить вторинну сигнальну обмотку (рис 3.5, а). Обранням певних законів розподілу витків по пазах статора і ротора (рис 3.5, б) можливо отримати бажані функції зміни взаємної індуктивності обмоток і вихідну функцію сигналу. Вихідна функціональна залежність викривляється при зміні навантаження. Тому подібні мікромашини схеми (рис 3.5) проектується на задане постійне навантаження.

3.2. Особливості генерації гармонічних сигналів кутового переміщення

В синусно-косинусному ОТ при підключенні статорної фази збудження

3_13_2 до напруги U_1 частоти f_1 (рис 3.1, а) і повороті (сумісно з ротором) синусної фази S_1S_2 на кут γ відносно ортогонального положення (вісь $q-q$) взаємоіндуктивності синусній і косинусній роторних фаз M_{MS} і M_{MC} змінюються за законом, який при певних умовах є синусним:

$$M_{MS} = w'_1 w'_2 \lambda_{M0} \sin \gamma; M_{MC} = w'_1 w'_2 \lambda_{M0} \cos \gamma,$$

де w'_1 - ефективна (з урахуванням обмоткового коефіцієнту) кількість витків фази збудження; $w_s = w_c = w'_2$ - ефективна кількість витків фази навантаження; λ_{M0} - магнітна провідність магнітного кола ОТ.

Вказаними умовами є припущення, що відповідають ідеалізованому ОТ. Таким припущенням є: синусоїдальність розподілу МРС і МП за кутовою координатою γ , тобто вищі та нижчі гармоніки МРС, провідності, насичення та несиметрії магнітного кола відсутні; втрати у магнітопроводі відсутні; власні параметри фаз статора і ротора попарно однакові і постійні.

МРС F_{10} і магнітний потік Φ_{d0} збудження на режимі неробочого ходу (при опорах навантаження $Z_{HS} = Z_{HC} = \infty$) визначається виразами:

$$F_{10} = 2\sqrt{2}w'_1 I_{10}/\pi; \Phi_{d0} = K_\Phi F_{10}$$

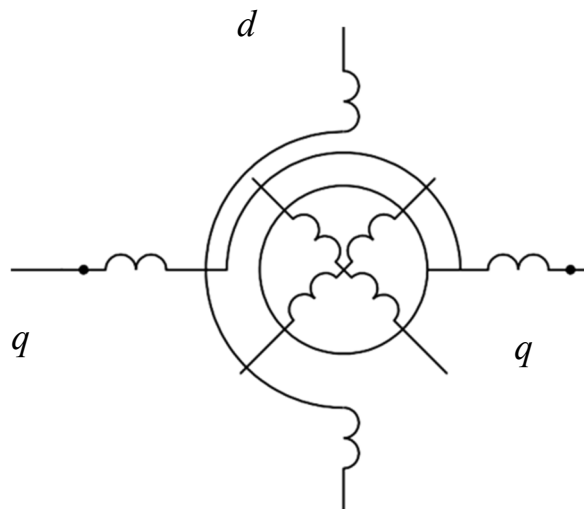
де I_{10} - діюче значення струму неробочого ходу фази збудження; K_Φ - залежний від λ_{M0} і головних розмірів l_δ і τ магнітного кола коефіцієнт пропорційності,

$$K_\Phi = 2\lambda_M l_\delta \tau / \pi.$$

При конструктивно-технологічному забезпеченні зміни реальної $M_{MS(C)}$ що наближається до (3.3), ЕРС вторинних фаз ОТ на режимі неробочого руху визначаються виразами:

$$E_{SO} = E_{SOM} \sin \gamma; E_{CO} = E_{COM} \cos \gamma, \quad (3.4)$$

де $E_{S(C)OM}$ - діюче значення ЕРС неробочого руху (статичного стану вторинних фаз) у положенні максимального потокозчеплення (за віссю $d-d$).



Величини E_{SOM} і E_{COM} , як і величини аналогічних ЕРС навантаження

вторинних фаз E_{SM} і E_{CM} , пов'язані з ЕРС неробочого руху E_{10} і ЕРС навантаження E_1 фази збудження співвідношеннями:

$$E_{SOM} = E_{COM} = k_{TP} E_{10};$$

$$E_{SM} = E_{CM} = k_{TP} E_1;$$

де k_{TP} — коефіцієнт трансформації вторичної фази відносно первинної фази,

$$k_{TP} = w'_1/w'_2.$$

Діючі значення ЕРС само і взаємоіндукції фази збудження E_{10} і E_1 залежать від продольних потоків Φ_{d0} і Φ_d неробочого руху і навантаження:

$$E_{10} = \pi\sqrt{2}w'_1f_1\Phi_{d0}; \quad E_1 = \pi\sqrt{2}w'_1f_1\Phi_d.$$

На режимі неробочого руху стан кола збудження ОТ визначається рівнянням

$$U_1 = -E_{10} + I_{10}Z_1,$$

де Z_1 — власний комплексний параметр фази статора.

При однофазному включенні, тобто сполученні однієї з вторинних фаз з опором $Z_{HS(C)}$ і розімкненому стані компенсаційної фази K_1K_2 статора (рис. 3.6, а) у вторинної фази виникає струм навантаження

$$I_{S(C)} = E_{S(C)} / (Z_2 + Z_{HS(C)}), \quad (3.6)$$

де $E_{S(C)}$ — діюче значення ЕРС вторинної фази при довільному значенні кута γ ; Z_2 і $Z_{HS(C)}$ — власний комплексний параметр і опір навантаження вторинної фази.

Струм (3.6) створює МРС $F_{S(C)}$ і магнітний потік $\Phi_{S(C)}$ реакції ротора:

$$F_{S(C)} = \frac{2\sqrt{2}w_2I_{S(C)}}{\pi}; \quad \Phi_{S(C)} = k_\Phi F_{S(C)}. \quad (3.7)$$

Магнітний потік $\Phi_{S(C)}$ спрямований вздовж вісі S_1S_2 (C_1C_2) і уявляється, на основі методу двох реакцій [12], векторним підсумком продовженого потоку $\Phi_{S(C)d}$ і поперечного потоку $\Phi_{S(C)q}$ (рис. 3.6, б і г)

$$\Phi_{sd} = \Phi_s \sin \gamma; \quad \Phi_{cd} = \Phi_s \cos \gamma; \quad (3.8)$$

$$\Phi_{sq} = \Phi_s \cos \gamma; \quad \Phi_{cq} = \Phi_s \sin \gamma.$$

Продовжні складові потоку $\Phi_{S(C)d}$ (рис. 3.6, б і г) компенсуються зростанням струму і МРС фази збудження. Цей струм і МРС фази збудження зростають з значень I_{10} і F_{10} до навантажувальних значень I_1 і F_1 . При цьому магнітний потік ОТ під навантаженням практично не змінюється і створює в обмотці 3_13_2 ЕРС взаємоіндукції E_1 , яка, сумісно з падінням напруги на певному опорі фази Z_1 зрівноважує U_1 :

$$\dot{\Phi}_d = \kappa_\Phi (\dot{F}_1 + \dot{F}_{s(c)d}) \cong \Phi_{d0}; \quad U_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1.$$

Складова Φ_d підсумкового магнітного потоку ОТ у фазі $S_1 S_2$ наводить ЕРС взаємоіндукції E_{SM} , а складова магнітного потоку $\Phi_{s(q)}$ у вказаній фазі наводить ЕРС самоіндукції E_{SL} . Величини ЕРС E_{SM} і E_{SL} визначаються з урахуванням (3.4), (3.5) і (3.8) виразами:

$$E_{SM} = \pi\sqrt{2}w_2 f_1 \Phi_d \sin \gamma = \kappa_{\text{тр}} E_1 \sin \gamma;$$

$$E_{SL} = \pi\sqrt{2}w_2 f_1 \Phi_s \cos \gamma.$$

Величина ЕРС E_{SL} (3.9) може бути визначена через падіння напруги на головному індуктивному опорі x_{sq} синусної фази за поперечною віссю $q-q$

$$\dot{E}_{SL} = -j\dot{I}_s x_{sq} = -j\dot{I}_s \omega_1 L_{sq}, \quad (3.10)$$

де L_{sq} - головна індуктивність фази $S_1 S_2$ за віссю $q-q$.

$$L_{sq} = (w'_2 \cos \gamma)^2 \lambda_{M0}, \quad (3.11)$$

На основі (3.6) і (3.11) вираз (3.10) перетворюється до вигляду

$$\dot{E}_{SL} = -\frac{jE_s \omega_1 (w'_2 \cos \gamma)^2 \lambda_{M0}}{Z_2 + Z_{\text{HS}}} = -\dot{a} E_s \cos^2 \gamma \quad (3.12)$$

де $\dot{a}$ - коефіцієнт поперечної реакції синусної фази ротора

$$\dot{a} = \frac{j\omega_1 w_2^2 \lambda_{M0}}{Z_2 + Z_{\text{HS}}}. \quad (3.13)$$

ЕРС синусної фази під навантаженням визначається, з урахуванням (3.12), як підсумок двох ЕРС (3.9):

$$\dot{E}_S = \dot{E}_{SM} + \dot{E}_{SL} = \kappa_{\text{тр}} \dot{E}_1 \sin \gamma - \dot{a} \dot{E}_s \cos^2 \gamma; \quad (3.14)$$

$$\dot{E}_S = \kappa_{\text{тр}} \dot{E}_1 \sin \gamma / (1 - \dot{a} \cos^2 \gamma).$$

Аналогічним чином ЕРС одноосного включення фази ротора $C_1 C_2$ на опір навантаження Z_{HC} при розімкненому стані фази статора $K_1 K_2$ визначаються виразом

$$\dot{E}_C = \kappa_{\text{тр}} \dot{E}_1 \cos \gamma / (1 - \dot{b} \sin^2 \gamma), \quad (3.15)$$

де $\dot{b}$ - коефіцієнт поперечної реакції косинусної фази ротора,

$$\dot{b} = \frac{j\omega_1 w_2^2 \lambda_M}{Z_2 + Z_{HC}}. \quad (3.16)$$

З виразів (3.14) і (3.15) слід, що при одноосному навантаженні ОТ відбувається перекручення синусного закону вихідного сигналу яке визначається коефіцієнтами (3.13) і (3.16) реакції вихідних синусної і косинусної фаз. У зв'язку з комплексністю вказаних коефіцієнтів відбувається перекручення $E_{S(C)}$ як по амплітуді, так і по фазі і при одноосному включенні ОТ не відповідає призначенню.

При сумісному навантаженні вторинних фаз $S_1 S_2$ і $C_1 C_2$ опорами Z_{HS} і Z_{HC} (рис. 3.6, в) поперечні магнітні потоки вторинних фаз ОТ направлені зустрічно (рис. 3.6, г). Це означає, що при двохосному включенні підсумковий магнітний потік за віссю $q-q$ та перекручення вихідних сигналів зменшуються

$$\dot{\Phi}_{\Sigma q} = \dot{\Phi}_{sq} + \dot{\Phi}_{cq} < \dot{\Phi}_{s(c)q}. \quad (3.17)$$

Оскільки вихідна напруга ОТ повинна відповідати синусному закону, застосовуються технічні рішення компенсації квадратичних погрішностей, що враховуються коефіцієнтами перекручення вихідних фаз:

$$K_{PS} = \frac{1}{1 - \dot{a} \cos^2 \gamma}; \quad K_{PC} = \frac{1}{1 + \dot{b} \sin^2 \gamma}, \quad (3.18)$$

де $\dot{a}$ і $\dot{b}$ залежать від співвідношення і характеру активних R_2 і $R_{HS(C)}$ та реактивних складових x_2 і $x_{HS(C)}$ опорів Z_2 і $Z_{HS(C)}$.

Крім остаточного значення квадратичної погрішності (3.18), що визначається принципом дії та є наслідком її недостатньої компенсації, в ОТ також виникають загальні типові погрішності, що обумовлені будовою індукційних мікромашин.

Особливістю технологічних погрішностей ОТ є їх подвійний вплив на вихідний сигнал. Вказані погрішності виявляються у вигляді проявлення остаточної ЕРС, що, по-перше, викривлює відображення вихідного сигналу відносно заданої ідеальної функції і по-друге, змінює фазу вихідного сигналу. Крім того, технологічні погрішності призводять до наведення ЕРС в квадратичній фазі потоком збудження, що ускладнює симетризування ОТ.

Існуючі типові погрішності обумовлені конструкцією і умовами експлуатації та послабляються відомими конструктивними і технологічними способами та технічними рішеннями поліпшення показників індукційних машин і мікромашин (синусні обмотки, скіс пазів, підвищення точності і

якості виготовлення).

На основі рівня комплексних погрішностей встановлені класи точності ОТ. При визначенні класу точності приймаються до уваги п'ять показників [8-10].

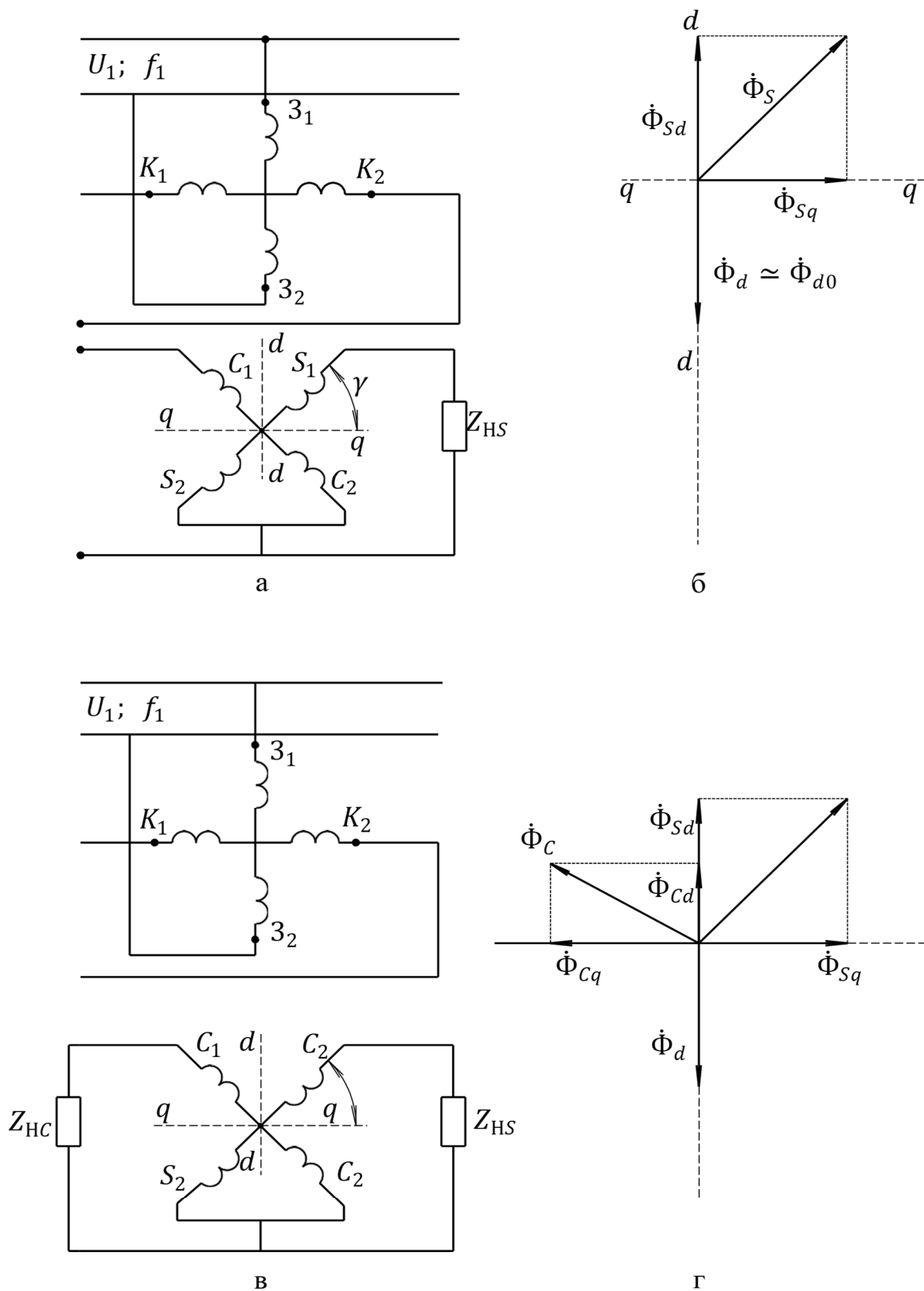


Рис. 3.6. Принципові електричні схеми і векторні діаграми складових магнітного потоку синусно-косинусного обертового трансформатора при одноосьовому (а, б) і двоосьовому (в, г) включеннях

Першим показником є відношення напівсуми абсолютних значень найбільшого позитивного і найбільшого негативного відхилень у встановлених межах повороту ротора до найбільшого значення вихідної ЕРС.

Другим показником є асиметрія нульових положень ротора ОТ, під яким

розуміються відхилення дійсних нульових положень ротора (з мінімальною напругою вихідних фаз) від теоретичних положень, що кратні $\pi/2$. Цей показник визначається як напівсума абсолютних значень найбільшого позитивного і найбільш негативного відхилень.

Третім показником є ЕРС квадратичної фази, що визначається як відношення максимального у межах обороту, значення ЕРС квадратичної фази до напруги збудження.

Четвертим показником є залишкова ЕРС, що визначається як відношення максимальної залишкової ЕРС з усіх нульових положень ротора до максимальної вихідної ЕРС.

П'ятим показником є різниця коефіцієнтів трансформації, яка визначається відношенням різниці коефіцієнтів трансформації синусної і косинусної фаз до найбільшого з цих коефіцієнтів.

Клас точності ОТ встановлюється за найгіршим з вказаних вище показників.

3.3. Обґрунтування способів компенсації квадратичної похибки

Найбільш простими технічними рішеннями послаблення квадратичних погрішностей є схемні рішення з використанням власних фаз ОТ.

На основі векторних діаграм (рис. 3.6, б і г) можна зробити висновок, що для компенсації квадратичної похибки та суттєвого зниження коефіцієнтів (3.18) може бути використана фаза, що розташована на поперечній вісі q - q ОТ. У цієї фази магнітні потоки (3.8) і (3.17) наводять ЕРС E_K

$$E_K = \pi\sqrt{2}w_1f_1\Phi_q$$

де магнітний потік Φ_q , у залежності від схеми одноосного або двохосного включення (рис. 3.6, а і в), приймає значення $\Phi_{s(c)q}$ і $\Phi_{q\Sigma}$.

Якщо фаза K_1K_2 сполучена з опором Z_{HK} навантаження, то під дією E_K виникає електричний струм I_K . Цей струм створює МРС F_K і магнітний потік Φ_K , які послаблюють і спроможні компенсувати дію поперечної МРС і потоку $\Phi_{s(c)q}$, або потоку $\Phi_{q\Sigma}$.

Сполучення фази K_1K_2 з опором Z_{HK} (рис. 3.7, а) відповідає так званому первинному симетризуванню і є першим способом компенсації квадратичної погрішності ОТ.

Умовою компенсації квадратичної погрішності первинним симетризуванням є рівність величин і протифазність магнітних потоків Φ_K і $\Phi_{s(c)q}$ або Φ_K і $\Phi_{q\Sigma}$ (рис. 3.7, б, в і г).

У загальному випадку між кожною з двох ідентичних фаз статора з

кількістю витків w_1 , що включені за схемою (рис. 3.7, а) і ідентичними фазами ротора, що включені за схемою (рис. 3.6, в) існує індукційний зв'язок, якому відповідають рівняння фазних напруг:

$$\dot{U}_1 = j\omega_1 \dot{I}_1 L_{1\Sigma} + j\omega_1 \dot{I}_S M_{MS} + j\omega_1 \dot{I}_C M_{MC} + \dot{I}_1 R_1; \quad (3.19)$$

$$\dot{U}_S = -j\omega_1 \dot{I}_S L_{2\Sigma} - j\omega_1 \dot{I}_1 M_{MS} - j\omega_1 \dot{I}_K M_{MC} - \dot{I}_S R_2; \quad (3.20)$$

$$\dot{U}_C = -j\omega_1 \dot{I}_C L_{2\Sigma} - j\omega_1 \dot{I}_1 M_{MS} + j\omega_1 \dot{I}_K M_{MC} - \dot{I}_C R_2; \quad (3.21)$$

$$\dot{U}_K = -j\omega_1 \dot{I}_K L_{1\Sigma} - j\omega_1 \dot{I}_S M_{MS} + j\omega_1 \dot{I}_C M_{MC} - \dot{I}_K R_2, \quad (3.22)$$

де $L_{1\Sigma}$ і $L_{2\Sigma}$ - повні індуктивності статорної і роторної фаз, що складаються із взаємоіндуктивності M_M і індуктивностей розсіяння $L_{1\tau}$ і $L_{2\tau}$ статорної і роторної фаз:

$$L_{1\Sigma} = M_M + L_{1\tau}; \quad L_{2\Sigma} = M_M + L_{2\tau}; \quad (3.23)$$

В рівняннях (3.21) і (3.22) для фаз $C_1 C_2$ і $K_1 K_2$ величини ЕРС взаємоіндукції $j\omega_1 \dot{I}_C M_{MC}$ і $j\omega_1 \dot{I}_K M_{MC}$ є позитивними, тому що при положенні ротора відносно вісі $d-d$ відповідно до рис. 3.6, а, магнітні потоки по відношенню до фаз $S_1 S_2$ і $C_1 C_2$ направлені протилежно.

Після підстановки виразів (3.23) в рівняння (3.19)-(3.22) останні перетворюються до вигляду:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{I}_1 Z_1 + jx_M (\dot{I}_1 + \dot{I}_S \sin \gamma + \dot{I}_C \cos \gamma); \\ \dot{U}_S &= -\dot{I}_S Z_2 - jx_M (\dot{I}_S + \dot{I}_1 \sin \gamma + \dot{I}_K \cos \gamma); \\ \dot{U}_C &= -\dot{I}_C Z_2 - jx_M (\dot{I}_C + \dot{I}_1 \cos \gamma - \dot{I}_K \sin \gamma); \\ \dot{U}_K &= -\dot{I}_K R_1 - jx_M (\dot{I}_K + \dot{I}_S \cos \gamma - \dot{I}_C \sin \gamma); \end{aligned} \right\} \quad (3.24)$$

де Z_1 , Z_2 і x_M визначаються виразами:

$$Z_1 = R_1 + jx_1; \quad Z_2 = R_2 + jx_2; \quad x_M = \omega_1 w_1 w_2 \lambda_M.$$

Струми навантаження вторинних фаз ротора і компенсаційної фази статора можуть бути виражені через відповідні фазні напруги U_S , U_C і U_K :

$$\dot{I}_S = \frac{\dot{U}_S}{Z_{HS}}; \quad \dot{I}_C = \frac{\dot{U}_C}{Z_{HC}}; \quad \dot{I}_K = \frac{\dot{U}_K}{Z_{HK}}; \quad (3.25)$$

Рівняння системи (3.24) у сукупності із співвідношеннями (3.25) при заданому U_1 і відомих параметрах електричних кіл надають можливість

визначення залежності напруг: U_S, U_C і U_K , а також струмів: I_1, I_S, I_C і I_K від параметрів.

Наприклад у випадку, якщо розімкнена роторна фаза C_1C_2 , рішеннями вказаної системи є вирази для напруги U_S ($Z_C = \infty$) фази навантаження S_1S_2 і струму навантаження первинної фази збудження 3_13_2 [10]:

$$U_{S(Z_C=\infty)} = \frac{-U_1 \sin \gamma}{\frac{Z_S}{Z_{HS}} \left(1 + \frac{Z_1}{jx_M}\right) + \frac{Z_1}{Z_{HS}} + \frac{jx_M(Z_K - Z_1) \cos^2 \gamma}{Z_{HS}(Z_K + jx_M)}}; \quad (3.26)$$

$$I_{S(Z_C=\infty)} = \frac{1 - \frac{(jx_M)^2 \cos^2 \gamma}{Z_S Z_K \left(1 + \frac{jx_M}{Z_S}\right)^2}}{Z_S + \left(\frac{jx_M Z_S}{jx_M + Z_S}\right) + \frac{(jx_M)^2 \left(1 - \frac{Z_1}{Z_K}\right) \cos^2 \gamma}{Z_S \left(1 + \frac{jx_M}{Z_S}\right)^2}}, \quad (3.27)$$

де Z_S, Z_C і Z_K – підсумок власних комплексних параметрів і навантаження

$$\text{фаз } S_1S_2, C_1C_2 \text{ і } K_1K_2, \quad (3.28)$$

$$Z_S = Z_2 + Z_{HS}; \quad Z_C = Z_2 + Z_{HC}; \quad Z_K = Z_2 + Z_{HK}.$$

Вхідний опір ОТ, що вимірюється на клеммах фази 3_13_2 при умові навантаження фази K_1K_2 статора (рис 3.7, а) і включенні ротора за схемою (рис 3.7, а)

$$Z_{OTS} = \frac{Z_1 + \frac{jx_M Z_S}{jx_M + Z_S} + \frac{(jx_M)^2 (1 - Z_1/Z_K) \cos^2 \gamma}{Z_S (1 + jx_M/Z_S)}}{1 - \frac{(jx_M)^2 \cos^2 \gamma}{Z_S Z_K (1 + jx_M/Z_S)}}. \quad (3.29)$$

На основі рівняння (3.26) можна стверджувати, що при $Z_K = Z_1$ утворюється компенсація квадратичної погрішності. З співвідношення $Z_K = Z_1$ з урахуванням (3.28), виходить:

$$Z_K = Z_1 + Z_{HK} = Z_1; \quad Z_{HK} = 0. \quad (3.30)$$

Таким чином, первинна компенсація квадратичної погрішності настає при замиканні фази K_1K_2 накоротко. Однак співвідношення (3.30) є вірним, якщо опір джерела, що живить ОТ дорівнює нулю, тобто ОТ сполучений з мережею безкінечної потужності. Загальною умовою первинного симетризування є симетрія комплексних опорів електричних кіл фаз збудження і компенсації

$$Z_{дж} + Z_L = Z_{HK} \quad (3.31)$$

де $Z_{дж}$ і Z_L - опори джерела та ЛЗ джерела і ОТ.

З рівнянь (3.26), (3.27) і (3.29) при $Z_K = Z_1$ виходить, що за допомогою первинної компенсації можливо усунення впливу поперечної реакції ротора лише на вихідну напругу $U_{S(C)}$. Вихідний опір ОТ є незалежним від кута

повороту . Однак вхідний струм і вхідний опір при такому схемному рішенні є функціональними залежностями від γ .

З векторної діаграми (рис 3.6, г) і виразу (3.17) також виходить, що квадратичну погрішність (3.18) можливо компенсувати створенням умови компенсації $\dot{\Phi}_{sq}$ і $\dot{\Phi}_{sc}$, тобто $\Phi_{\Sigma q} = 0$, якщо

$$\Phi_{sq} = \Phi_{sc}. \quad (3.32)$$

На основі (3.7) і (3.8) умову (3.32) можна записати у вигляді рівняння

$$w_2 I_S \cos \gamma = w_2 I_C \sin \gamma. \quad (3.33)$$

Після підстановки виразів струму (3.6), (3.33) перетворюється

$$\frac{E_S w_2 \cos \gamma}{Z_2 + Z_{HS}} = \frac{E_C w_2 \sin \gamma}{Z_2 + Z_{HC}}. \quad (3.34)$$

На основі співвідношень (3.4) і (3.5), (3.34) перетворюється до кінцевого вигляду

$$\frac{\kappa_{TP} E_1 \sin \gamma \cos \gamma}{Z_2 + Z_{HS}} = \frac{\kappa_{TP} E_1 \cos \gamma \sin \gamma}{Z_2 + Z_{HC}}. \quad (3.35)$$

На основі рівняння (3.35) можна зробити висновок, що умовою і другим способом компенсації квадратичної погрішності є забезпечення рівності комплексних опорів електричних кіл вторинних фаз, тобто ідентичності опорів навантаження:

$$Z_2 + Z_{HS} = Z_2 + Z_{HC} = Z_2 + Z_H; \quad Z_{HS} = Z_{HC} = Z_H. \quad (3.36)$$

Включення ротора ОТ за схемою (рис. 3.6, б) з виконанням умови (3.36) має назву вторинного симетризування.

Магнітне коло ОТ є ненасиченим і якщо знехтувати намагнічувальним струмом, можна скласти рівняння умови рівноваги продовжних МРС у вигляді

$$w_2 I_S \sin \gamma + w_2 I_C \cos \gamma = -I_1 w_1.$$

На основі підстановки (3.6) та з урахуванням співвідношень (3.4), (3.37) $\kappa_{TP} = w_2/w_1$ з умови (3.37), що відповідає векторній діаграмі потоків (рис. 3.6, г) можна отримати вираз первинного струму навантаження

$$-I_1 = \frac{\kappa_{TP}^2 E_1 \sin^2 \gamma}{Z_2 + Z_{HS}} = \frac{\kappa_{TP}^2 E_1 \cos^2 \gamma}{Z_2 + Z_{HC}}. \quad (3.38)$$

При виконанні умови вторинного симетризування (3.36), (3.38) перетворюється до вигляду

$$-I_1 = \frac{\kappa_{TP}^2 E_1}{Z_2 + Z_H}. \quad (3.39)$$

З (3.39) виходить, що при постійному навантаженні і вторинному симетризуванні вхідні струм та опір є незалежними від кута γ . Однак вихідний опір ОТ з вторинним симетризуванням є залежним від γ . Тому при змінному навантаженні ОТ другий спосіб компенсації квадратичної погрішності не використовується.

Максимальну точність відображення кутового переміщення забезпечує

сумісне (комбіноване) первинно-вторинне симетризування за схемою (рис 3.8), а ОТ з чотирма фазами ЕМС є найбільш поширеними.

Якщо ОТ є симетризованим, ЕРС та напруги вторинних фаз змінюються практично за синусними законами:

$$U_S = \underline{\kappa}_U U_1 \sin \gamma; \quad U_C = \underline{\kappa}_U U_1 \cos \gamma, \quad (3.40)$$

де $\underline{\kappa}_U$ – комплексний коефіцієнт трансформації ОТ по напрузі.

Напруги U_S і U_C , як і у статичного індукційного перетворювача, відрізняються від фазних ЕРС на величину падіння на власних параметрах і є залежними від типу навантаження, наприклад

$$\dot{U}_S = \dot{E}_S - \dot{I}_S Z_2 = E_S / (1 + Z_2 / Z_{HS}). \quad (3.41)$$

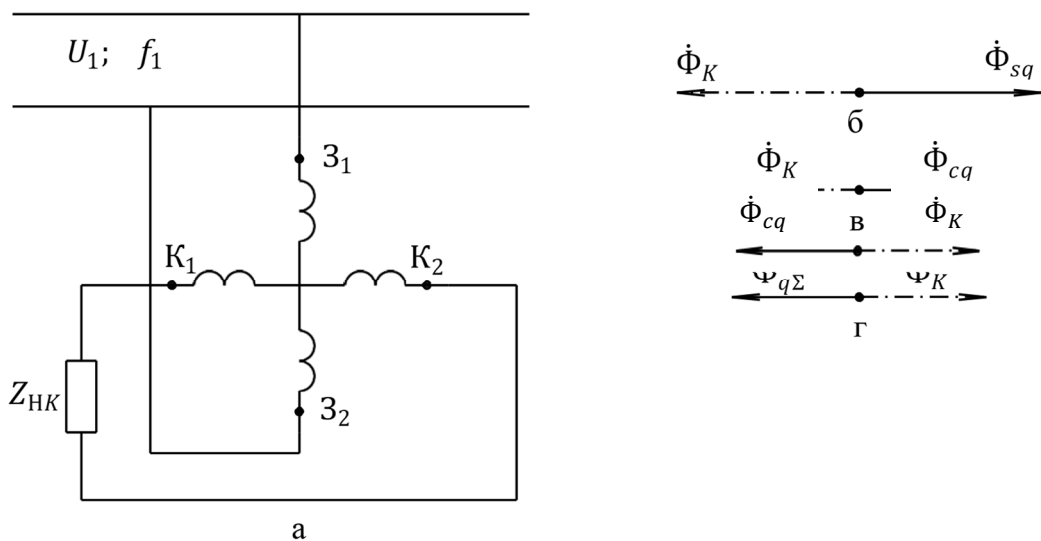


Рис. 3.7. Електрична схема (а) та варіанти векторної діаграми (б, в і г) магнітних потоків обертового трансформатора первинного симетрування

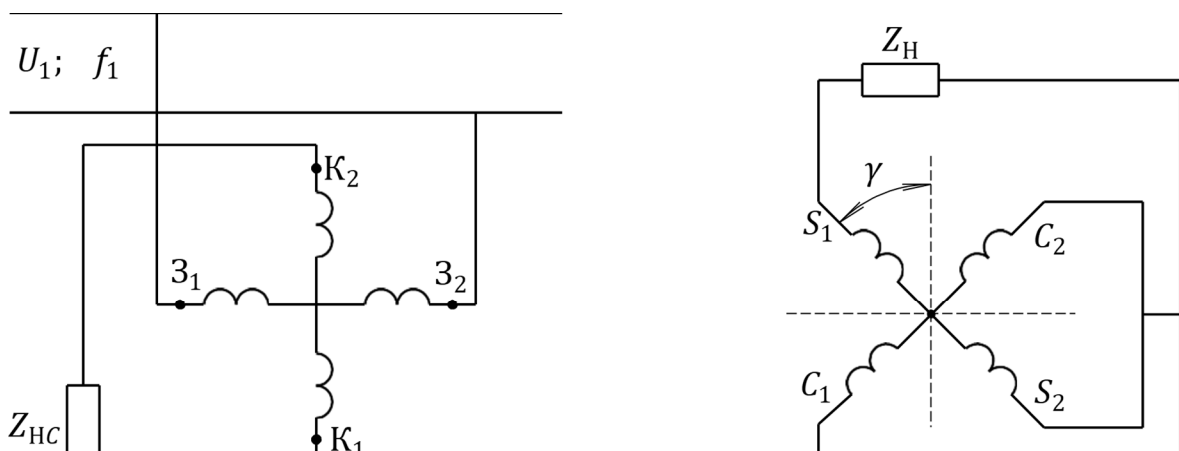


Рис. 3.8. Електричні схеми первинного (а) і вторинного (б) електричних кіл синусно-косинусного обертового трансформатора при комбінованому первичному і вторичному симетруванні

При ємнісному характері навантаження можливе явище резонансу і підвищення напруги до $U_{S(C)} > E_{S(C)}$. Тому фаза вихідної напруги синусно-косинусного ОТ відрізняється від фази напруги збудження U_1 на кут φ_U і дискретно змінюється на 180° через 180° кута повертання ротора, а K_U відрізняється від K_{TP} .

$$\underline{K_U} = \hat{K}_U e^{j\varphi_U}$$

де $\hat{K}_U$ і φ_U - модуль і аргумент K_U .

3.4. Можливості функціонального перетворення сигналів і координат

Для забезпечення зв'язку за кутовою координатою деяких елементів і ланок електромеханічних систем часто необхідна лінійна залежність сигналу від кутового переміщення. Крім того, необхідне вирішення задач узгодження амплітуд і фаз ділянок електромеханічних систем і приладів. Вказані задачі вирішуються за допомогою так званих функціональних ОТ.

Досить задовільну лінійність вихідної характеристики забезпечує початкова ділянка вихідної характеристики ОТ з синусною обмоткою. Однак умовою створення практично лінійного сигналу у менш обмеженому діапазоні $\gamma = \pm 60^\circ$ є певна величина K_{TP} та сполучення фаз первинних і вторинних кіл за схемами (рис. 3.9).

У схемі (рис 3.9, а) з первинним симетризуванням компенсаційна фаза K_1K_2 є закороченою, а фаза збудження Z_1Z_2 і косинусна фаза C_1C_2 з'єднані послідовно і підключені до кола збудження з напругою U_1 . Вихідною є синусна фаза S_1S_2 з опором навантаження Z_{HS} . Поперечний магнітний потік, що створюється струмами вторинних фаз компенсується фазою K_1K_2 . При створенні умов досить повній компенсації ЕРС фаз створюються продовжним магнітним потоком. При нехтуванні незначним падінням напруг на фазних опорах та з урахуванням (3.4) та (3.5) можна скласти рівняння напруг і ЕРС кіл збудження та навантаження:

$$\begin{aligned} U_1 &\cong E_1 + E_C \cos \gamma = E_1 (1 + K_{TP} \cos \gamma); \\ U_2 &= U_S \sin \gamma = K_{TP} E_1 \sin \gamma, \end{aligned} \quad (3.42)$$

де U_2 - вихідна напруга на опорі Z_{HS} синусної фази.

З (3.41) і (3.42) визначається залежність між U_1 і U_2 у вигляді

$$U_2 = K_{TP} U_1 \sin \gamma (1 + K_{TP} \cos \gamma) \quad (3.43)$$

Аналіз (3.43) показує, що у діапазоні зміни кута повороту ротору $\pm 60^\circ$ максимальне наближення вказаної залежності до лінійної функції досягається

при $k_{\text{ТР}} = k_{\text{ТРЛ}} = 0,536$. При цьому погрішність неспівпадіння (3.42) з лінійною функцією у згаданому діапазоні γ , згідно з [10] складає усього 0,06%. Урахування в (3.41) і (3.42) впливу власних параметрів визначає величину $k_{\text{ТРЛ}} = 0,55 \dots 0,56$ [8-10].

У зв'язку з тим, що компенсація дії реакції якоря первинним симетризуванням є незалежною від навантаження, ОТ з $k_{\text{ТРЛ}}$ та схемою сполучення фаз (рис. 3.9, а) забезпечує практично лінійну залежність (3.43), без додаткового викривлення вихідної характеристики. Крім того, перевагою схеми включення (рис. 3.9, а) є незалежність вихідного опору від величини γ .

У схемі (рис. 3.9, б) з вторинним симетризуванням навантаження $Z_{\text{НС}}$ сполучене з колом послідовного з'єднання компенсаційної фази K_1K_2 і синусної фази S_1S_2 . Схема (рис. 3.9, б), у відповідності з властивістю "взаємності" чотирьохполюсника, створює вихідний сигнал, що є аналогічним (3.43). Опір навантаження $Z_{\text{НС}}$ косинусної фази підбирається згідно з умовою вторинного симетризування, яка для лінійного ОТ визначається рівнянням

$$Z'_2 + Z'_H \cong 2(Z_1 + Z'_2 + Z'_{\text{НС}})$$

де Z'_2, Z'_H і $Z'_{\text{НС}}$ - приведені до кількості витків первинної фази опори відповідно кожної з вторинних фаз і опори їх навантаження.

Ознакою лінійного ОТ з вторинним симетризуванням є незалежність вхідного опору від кута γ . Недоліком включення лінійного ОТ на вторинне симетризування є неможливість використання схеми (рис. 3.9, б) в системах зі змінним навантаженням.

Вихідні характеристики лінійних ОТ за схемами (рис. 3.9, а і б) відповідають рис. 3.10.

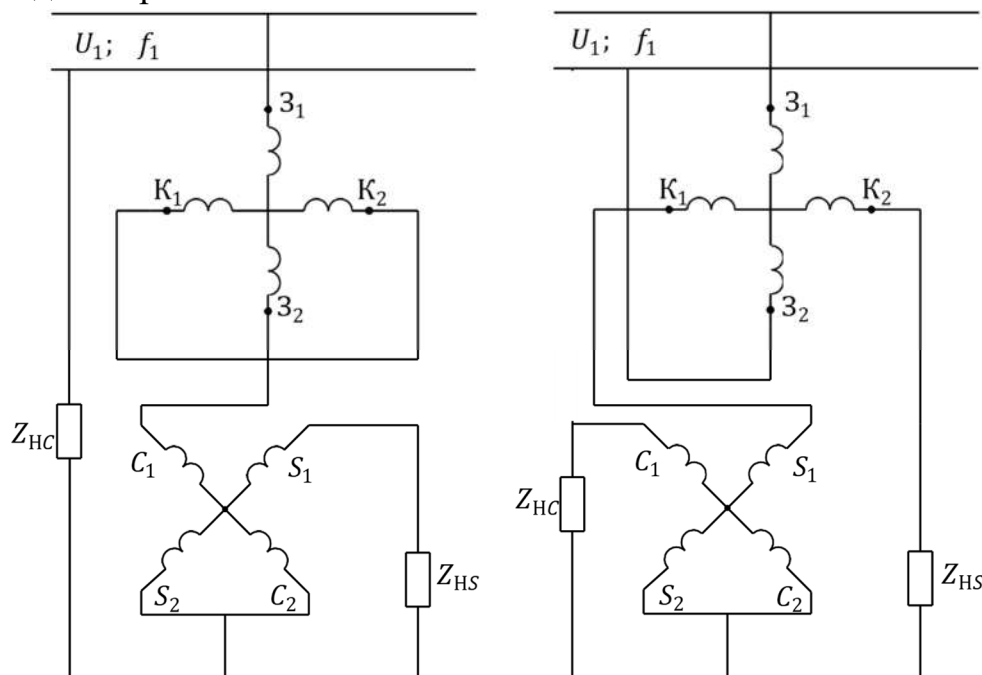


Рис. 3.9. З'єднання фаз лінійного обертового трансформатора за схемами з'єднань з первинними симетруванням (а) та з вторинним симетруванням (б)

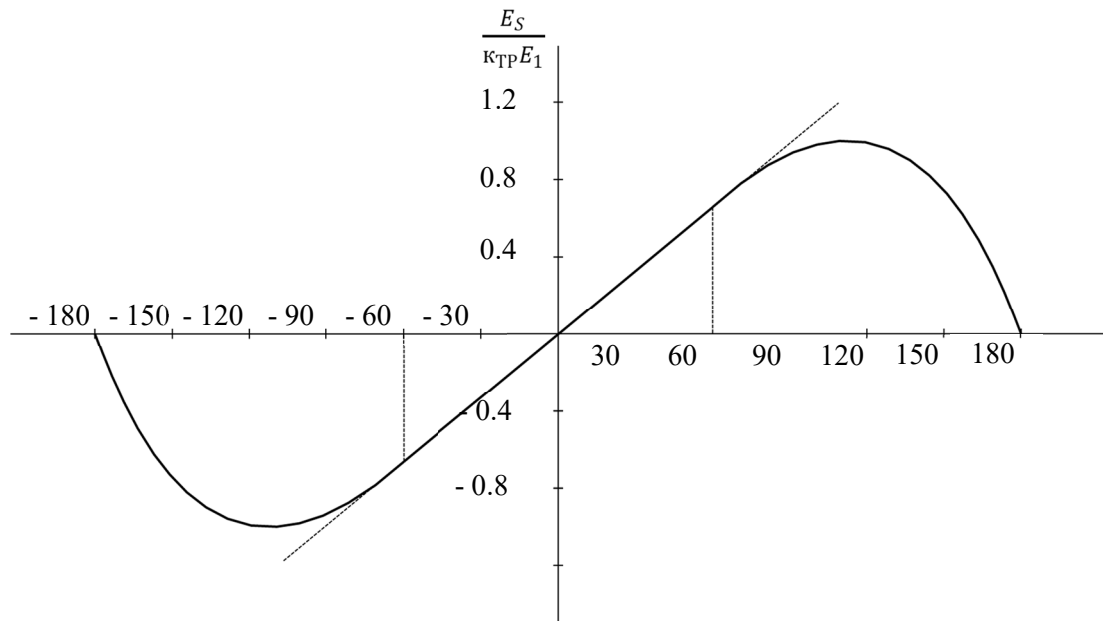


Рис. 3.10. Вихідна характеристика лінійного обертового трансформатора.

Задачі узгодження амплітуд та перетворення координат вихідних напруг ланок і каскадів пристроїв автоматизації, вирішуються за допомогою електромеханічних систем у яких головним елементом є синусно-косинусний ОТ.

Каскадні сполучення ОТ, що призначені для узгодження вихідних напруг системних ланок при умові забезпечення відсутності зміни функціональних залежностей сигналів мають назву масштабних. Сполучення фаз масштабних ОТ відповідає первинному симетризуванню. На фазу збудження надається вихідний сигнал U_1 попереднього каскаду. Вихідна напруга ОТ є напругою синусної фази ротора $U_s = U_2$ і є входною напругою наступного каскаду. У відповідності з (3.40) при фіксованому γ напруга U_2 змінюється пропорційно U_1 з масштабним коефіцієнтом $k_U \sin \gamma$. Необхідний масштаб k_U забезпечується та фіксується повертанням ротора через механічну передачу.

Інколи в каскадах систем автоматики виникає необхідність перетворення сигналів, що змінюються у відповідності з декартовими координатами, у сигнали, які відповідають полярним координатам. Подібне перетворення здійснюється електромеханічною системою за принциповою схемою (рис. 3.11, а), яка забезпечує роботу ОТ у режимі “побудовника”, тобто перетворювача координат. У цьому режимі призначенням ОТ є визначення довжини Z і аргументу φ_Z вектора по його складовим x і y (рис. 3.11, б).

У системі (рис. 3.11, а) фази статора ОТ $Z_1 Z_2$ і $K_1 K_2$ живляться від напруг

U_y, U_x , що є пропорційними катетам x і y трикутника (рис. 3.11, б).

Роторна синусна фаза S_1S_2 підключена до навантаження з функціонуванням за сигналами управління у полярних координатах. Роторна косинусна фаза C_1C_2 призначена для передачі сигналу на підсилювач П та обмотку управління асинхронного виконавчого двигуна ВД. Ротори ОТ і ВД пов'язані редуктором Р. МРС фаз статора ОТ створюють пульсуючі магнітні потоки Φ_3 і Φ_K (рис. 3.11, в) амплітуди яких у насиченому магнітному колі ОТ є практично пропорційними U_x і U_y . Геометричне складання потоків Φ_3 і Φ_K створює результуючий потік Φ_δ , що розташований у зазорі ОТ відносно осей Z_1Z_2 і K_1K_2 під кутом φ_Z трикутника напруг. Магнітний потік Φ_δ наводить у фазах ротора ОТ ЕРС E_S і E_C . Сигнал косинусної фази C_1C_2 підсилюється і створює напругу управління ВД. Ротор ВД через редуктор повертає ротор ОТ на кут $\gamma = \varphi_Z$, тобто до положення вісі фази C_1C_2 , що є перпендикулярним вісі пульсації Φ_δ . При цьому вісь фази S_1S_2 співпадає з віссю Φ_δ і напруга U_S синусної фази є пропорційною гіпотенузі Z трикутника (рис. 3.11, б).

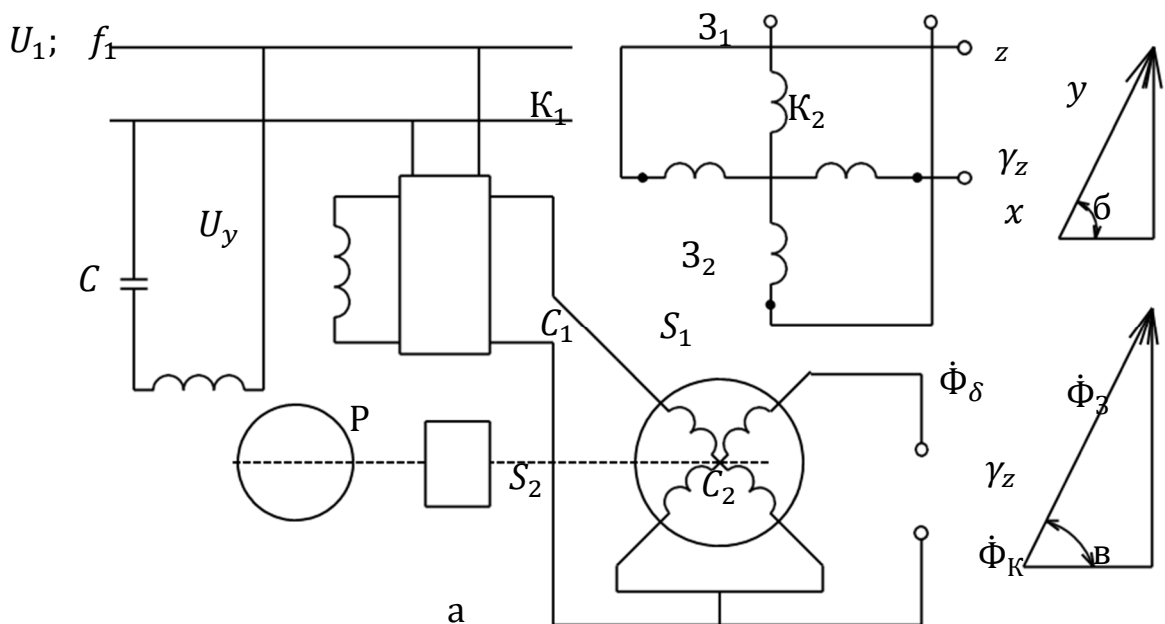


Рис. 3.11. Електромеханічна система (а) і векторні діаграми (б і в)

перетворення декартової системи координат в полярну систему з синусно-

косинусним обертовим трансформатором. За допомогою ОСТ також вирішуються задачі перетворення однієї декартової координати в іншу шляхом повертання осей на заданий кут γ_Z .

На принциповій схемі ОТ (рис. 3.12, а) координатні вісі OX' і OY' першої системи суміщені з фазами Z_1Z_2 і K_1K_2 статора, а вісі OX' і OY' другої системи, що зсунута відносно першої системи на γ_Z , суміщені з фазами S_1S_2 і C_1C_2 ротора. При живленні фаз статора напругами U_1 і U_2 величини напруг фаз ротора, відповідно до (3.40) визначається виразами, що відповідають

формулам перетворення координат:

$$\dot{U}_S = \underline{\kappa_U}(\dot{U}_1 \sin \gamma_3 + \dot{U}_2 \cos \gamma_3); \quad (3.44)$$

$$\dot{U}_C = \underline{\kappa_U}(\dot{U}_1 \cos \gamma_3 - \dot{U}_2 \sin \gamma_3).$$

Крім режимів, систем і призначень, які означені вище, ОТ використовуються як фазообертачі, що створюють фазообертання на режимах двохфазного і однофазного збудження.

Першому режиму двохфазного збудження відповідає живлення ортогональних фаз статора напругами, що однакові за амплітудою та зсунуті по фазі на кут 90° . Створюється кругове обертове МП, що наводить ЕРС обертання у вихідних фазах. Часова фаза цієї ЕРС по відношенню до фази напруги збудження відповідає куту повороту ротора. Схема двохфазного збудження фазообертача не відрізняється від схеми (рис. 3.12, а), при цьому $jU_1 = U_2$. Такий режим визначається рівняннями (3.44) і (3.45), що перетворюються до вигляду:

$$\dot{U}_S = \underline{\kappa_U}(j\dot{U}_1 \sin \gamma_3 + \dot{U}_1 \cos \gamma_3) = \underline{\kappa_U}\dot{U}_1 e^{j\gamma}; \quad (3.46)$$

$$\dot{U}_C = \underline{\kappa_U}(j\dot{U}_1 \cos \gamma_3 - \dot{U}_1 \sin \gamma_3) = \underline{\kappa_U}\dot{U}_1 e^{j(90+\gamma)}. \quad (3.47)$$

Другому режиму відповідає схема однофазного живлення (рис. 3.12, б). Цей режим ґрунтується на сполученні кіл вторинних фаз з ємністю C_δ і активним опором R_δ , а компенсаційна фаза статора забезпечує первинне симетризування. Фази і C_1C_2 ротора з додатковими елементами C_δ і R_δ сполучені паралельно з опором навантаження Z_H (рис. 3.12, б) та створюють вихідну напругу $U_{\text{вих}}$.

Вираз вказаної напруги можна отримати на основі вузлових потенціалів точок a і b (рис. 3.12, б) [8]

$$\dot{U}_{\text{вих}} = \dot{U}_{ab} = \dot{U}_S Y_S + \frac{\dot{U}_C Y_C}{Y_S + Y_C + Y_H}, \quad (3.48)$$

де Y_S , Y_C і Y_H – комплексні провідності електричних кіл фаз і навантаження.

Комплексні провідності кіл вторинних фаз пов'язані з їх власним параметром Z_2 виразами:

$$Y_S = \frac{1}{Z_2 + \frac{1}{j\omega_1 C_D}}; \quad Y_C = \frac{1}{Z_2 + R_Y}.$$

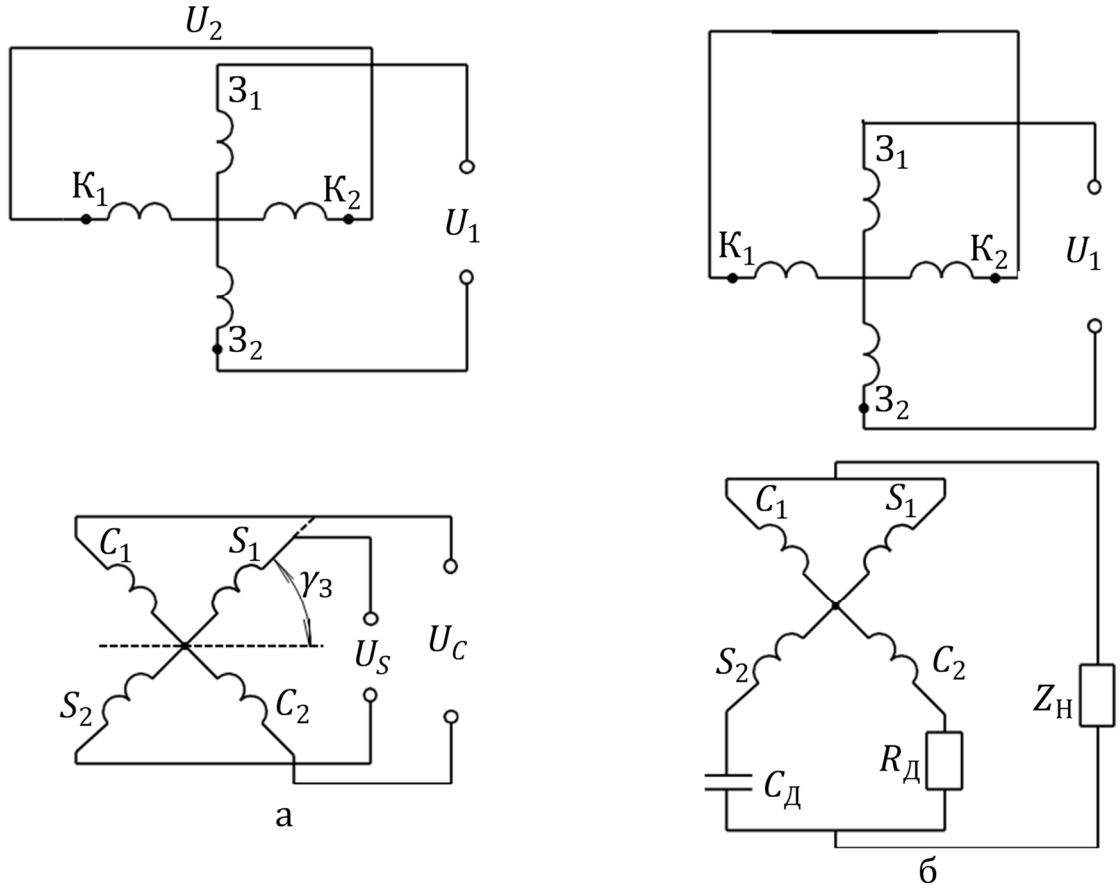


Рис. 3.12. Схеми включення обертового трансформатора на режими перетворення координат і фазообертання з двозаним живленням (а) та на режим фазообертання з однофазним живленням (б)

При виконанні умови комплексної ортогональності провідностей (3.49), вираз (3.48) приймає, з урахуванням (3.40), вигляд:

$$Y_S = jY_C;$$

$$\dot{U}_{\text{вих}} = \underline{\kappa_U} \dot{U}_1 \left(\frac{\cos \gamma + j \sin \gamma}{1 + j + \frac{Y_H}{Y_C}} \right) = \underline{\kappa_U} \dot{U}_1 \frac{e^{j\gamma}}{1 + j + \frac{Y_H}{Y_C}}. \quad (3.50)$$

З (3.50) можна отримати умови, яким повинні відповідати опори фаз та додаткових елементів:

$$R_2 = x_2; \quad R_D + R_2 = \frac{1}{\omega_1 C_D} - x_2.$$

У високочастотних синусно-косинусних ОТ звичайно $R_2 > x_2$ і до кіл вторинних фаз необхідно підключати опори

$$\Delta R_2 = x_2 - R_2.$$

Вирази (3.46), (3.47) і (3.50) свідчать про циклічну кругову залежність фаз вихідних напруг від кута повертання.

Фазообертач схем (рис. 3.12, а і б) широко використовуються в аналого-цифрових перетворювачах типу “кут-фаза-код.”

3.5. Системи дистанційної передачі кутового переміщення підвищеної точності

Заміна у системах дистанційної передачі кутового переміщення сельсинів, що працюють у трансформаторному режимі, на двохполюсні синусно-косинусні, ОТ дозволяє знизити кутову погрішність до $\Delta\theta = 1 \dots 5$ [8]. Підвищена точність ОТ обумовлена зниженими електромагнітними навантаженнями, тобто гіршим використанням ЕМС відносно сельсинів. Відповідно за потужністю вихідного сигналу двохполюсний ОТ поступається двохполюсному сельсину з однаковими масогабаритними показниками. Тому зміна сельсинів на ОТ у випадках необхідності підвищення точності синхронного зв'язку стала можливою на основі розвитку електронних систем і суттєвого зниження масогабаритних показників підсилювачів потужності.

Основу трансформаторної системи синхронної передачі (рис. 3.13) складають два ОТ (датчик ОТД і приємник-приймач ОТП). Ротор ОТД і ротор ОТП механічно пов'язані відповідно з ведучою (провідною) віссю O_1 механізму M_1 і відомою віссю O_2 іншого механізму (пристрою) M_2 . Крім того, ротор ОТП пов'язаний через редуктор P з ротором асинхронного виконавчого двигуна ВД. Вторинні роторні (рис. 3.13) або інколи статорні фази ОТД і ОТП об'єднані лінією зв'язку ЛЗ у коло синхронізації при зустрічному з'єднанні. Фаза Z_1Z_2 збудження ОТД підключена до однофазної напруги і створює у робочому зазорі пульсуючий магнітний потік. Вторинні фази S_1S_2 і C_1C_2 ОТД розташовані відносно вісі потоку збудження під кутом γ_d та у них, у зв'язку з наявністю симетризування (симетрія кіл сполучених фаз), згідно з (3.40), створюються напруги:

$$U_{SD} = k_{TP} U_1 \sin \gamma_d; \quad U_{CD} = k_{TP} U_1 \cos \gamma_d \quad (3.51)$$

Наявність напруг (3.51) викликає у колі синхронізації електричні струми, що створюють у ЕМС ОТП фазні МРС. В узгодженому положенні $\gamma_p = \gamma_d$ (рис. 3.13) результуюча продовжна МРС фаз ротора ОТП дорівнює нулю.

Тому продовжний магнітний потік і ЕРС фази $3_1 3_2$ ОТП, що сполучена через підсилювач Π з обмоткою управління $J_1 J_2$ ВД, відсутні. При розузгодженні ($\gamma_D - \gamma_{\Pi} = \theta$) з підсилювача надається напруга на обмотку управління ВД. Ротор ВД обертається і через редуктор P повертає ротор ОТП і об'єкти синхронізації $M_1 M_2$ до узгодженого положення $\theta \cong 0$.

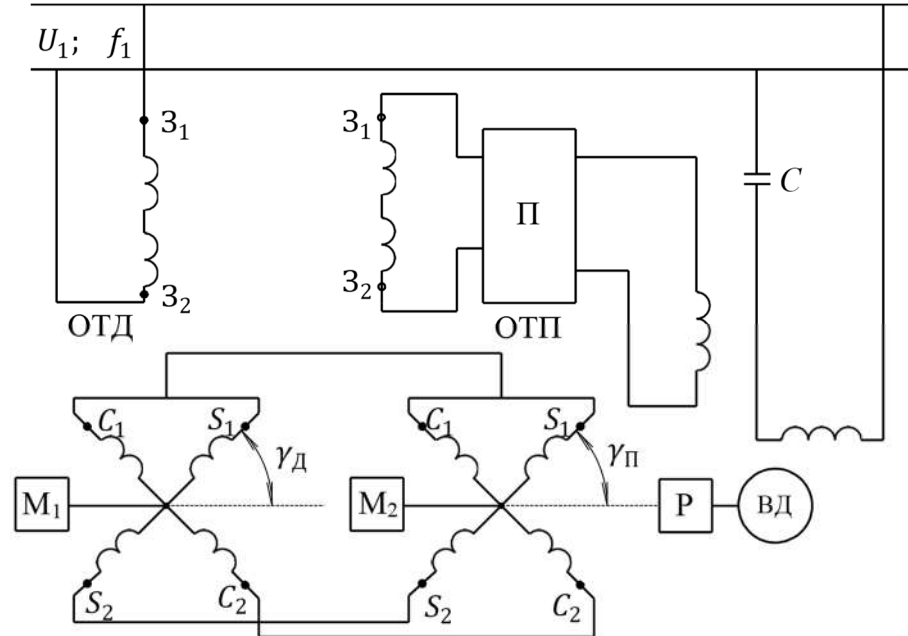


Рис. 3.13. Система синхронного зв'язку на дво полюсних синусо-косинусних обертових трансформаторах

У деяких системах приладів і автоматики та системах перетворення кута повороту в цифровий код вимоги до точності є вельми жорсткими і допустимі погрішності складають $\Delta\theta = 3...10''$. Подібної точності у ЕМС дво полюсного контактного або безконтактного ОТ традиційної конструктивної схеми (рис 3.2) досягнути неможливо по технологічним причинам (практична наявність ексцентриситету зазору та інших видів несиметрії магнітного кола, погрішність у скосі пазів...).

Як вже згадувалось, зниження погрішностей передачі кута досягається використанням у якості давача(датчика) системи синхронного зв'язку багатополісного ОТ з розподіленими фазами або згуртованими котушками обмоток. Для створення синусної залежності вихідного сигналу від γ , згідно з [8], кількість пазів, в залежності від числа пар полюсів p , повинна складати $20p$ для статора і $12p$ для ротора. Без значного підвищення габаритів досягнення $p > 4$ у ОТ з розподіленими пазами неможливо і реальними є значення $p=2$ або $p=3$. Тому виграш за точністю досягається головним чином зменшенням чутливості до технологічних погрішностей. Сучасні багатополісні ОТ забезпечують погрішність відображення кутового переміщення $\Delta\theta = 20...40''$ [8].

Іншим способом зниження погрішностей трансформаторних засобів синхронного зв'язку є використання двоканальних систем. Подібні системи працюють за методом грубого і точного обчислювальних каналів підрахунків та з механічною або електричною редукцією між каналами грубого і точного підрахунків.

Двоканальні системи з механічною редукцією містять два давача ОТД_Г і ОТД_Т і два приймача ОТП_Г і ОТП_Т у вигляді двохполюсних ОТ. Обмотками синхронізації є статорні синусні і косинусні фази, а обмотками збудження $3_{1Г}, 3_{2Г}, 3_{1Т}, 3_{2Т}$ і управління $У_{1Г}, У_{2Г}, У_{1Т}, У_{2Т}$ - роторні фази (рис. 3.14). Вали давачів з'єднанні через редуктор Р_Д з передавальним відношенням $K_{пр} > 1$. Кути повороту фаз (роторів) $\gamma_{ДГ}$ і $\gamma_{ДТ}$ каналів грубого і точного підрахунків та величина розузгодження $\Theta_{Г}$ між $\gamma_{ДГ}$ і кутом $\gamma_{ПГ}$ фаз приймача каналу грубого відрахунку визначаються виразами:

$$\gamma_{ДТ} = K_{пр}\gamma_{ДГ}; \quad \Theta_{Г} = \gamma_{ДГ} - \gamma_{ПГ} \quad (3.52)$$

Вали приймачів ОТП1 і ОТП2 також з'єднанні через редуктор Р_П з передаточним відношенням $K_{пр}$. Вихідні напруги каналів грубого і точного підрахунків, відповідно з (3.40) і (3.52) визначаються:

$$U_{Г} = U_{Гmax} \sin \gamma_{ДГ}; \quad U_{Т} = U_{Тmax} \sin(K_{пр}\gamma_{ДГ}), \quad (3.53)$$

де $U_{Г(Т)max}$ - максимальні діючі значення вихідних напруг каналів грубого і точного відрахунків.

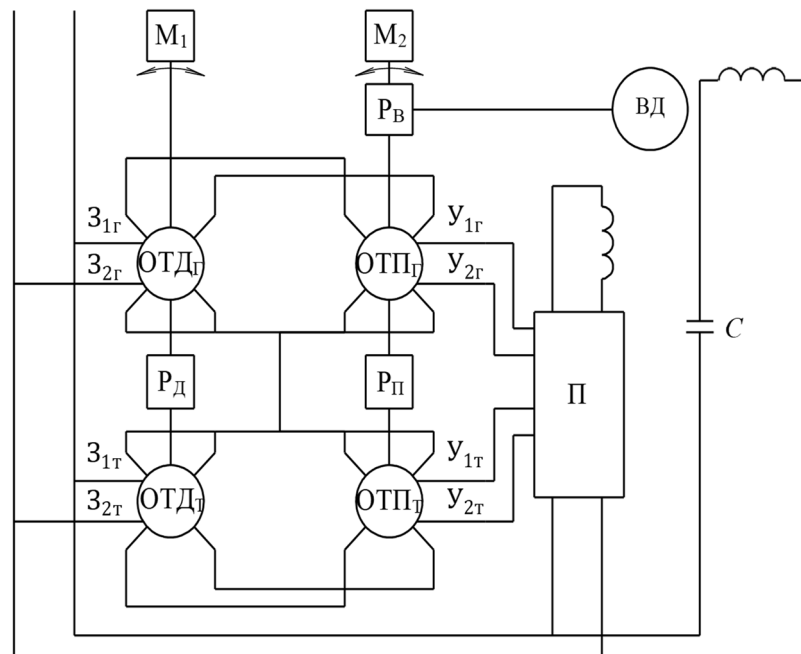


Рис. 3.14. Двоканальна система синхронного зв'язку з механічною редукцією погрішностей на двохполюсних синусно-косинусних обертових трансформаторах

Вихідні сигнали (3.53) з фаз $U_{1Г}U_{2Г}$ і $U_{1Т}U_{2Т}$ надходять до підсилювача П, що живить обмотку управління виконавчого двигуна ВД. Двигун ВД через виконавчий редуктор P_B повертає ротор ОТП₁, а також через редуктор $P_П$ повертає об'єкт управління і ротор ОТП₂. Підсилювач П працює таким чином, що при малому куті розузгодження $\Theta_Г$ для управління ВД використовується вихідний сигнал каналу точного відрахунку, а при значних $\Theta_Г$ здійснюється управління за сигналом грубого відрахунку. При цьому слідкуюча система узгоджується з погрішністю каналу точного відрахунку. Особливістю системи (рис. 3.14) є те, що канал точного підрахунку має $k_{ПР}$ положень стійкого зрівноваження у межах оберту вхідної вісі $\gamma_{дГ} = 360^\circ$. При непарних значеннях $k_{ПР}$ точка нестійкого урівноваження каналу грубого відрахунку не співпадає з точкою стійкого урівноваження каналу точного відрахунку (рис. 3. 15, а), що повністю забезпечує самосинхронізацію системи. Якщо $k_{ПР}$ є парним, точка стійкого урівноваження співпадає з точкою нестійкого урівноваження каналу грубого підрахунку, тобто виникає “хибний нуль” з $\gamma_Г = 180^\circ$ (рис. 3.15 б). Усунення вказаного явища здійснюється додаванням напруги зсуву $U_{ЗС}$ постійної амплітуди (пунктирна пряма на рис. 3.15, б). При цьому датчику або приймачу каналу грубого підрахунку задається початковий кут зсуву $\gamma_{ЗС}$ і рівняння вихідної напруги каналу грубого відрахунку приймає вид:

$$U_Г = U_{Гmax} \sin(\gamma_Г - \gamma_{ЗС}) + U_{ЗС}. \quad (3.54)$$

Величини $\gamma_{ЗС}$ і $U_{ЗС}$ повинні бути підібрані таким чином щоб виконувалася умова

$$U_{ЗС} = U_{Гmax} \sin \gamma_{ЗС}. \quad (3.55)$$

Виконання (3.55) можливо, якщо у (3.54) $U_Г = 0$ при $\gamma_Г = 0$ та $\gamma_Г = 180^\circ + 2\gamma_{ЗС}$. Це означає, що точки стійкої рівноваги обох каналів співпадають, а точка нестійкої рівноваги каналу грубого відрахунку (підрахунку) зсувається відносно найближчої точки стійкої рівноваги каналу точного підрахунку на кут $2\gamma_{ЗС}$ (пунктирна крива на рис. 3.15, б). Кут $2\gamma_{ЗС}$ повинен бути меншим ніж просторовий на півперіод кривої напруги каналу точного відрахунку, тобто

$$2\gamma_{ЗС} < \frac{360^\circ}{2k_{ПР}}.$$

Точність системи (рис. 3.14) визначається остаточними сигналами каналів після відпрацювання розузгодження ($\theta = 0$) об'єктів синхронізації M_1

і M_2 . Величини погрішностей $\Delta\theta_\Gamma$ і $\Delta\theta_T$ каналів грубого і точного від(під)рахунків знаходяться у співвідношенні

$$\frac{\Delta\theta_\Gamma}{K_{\Pi P}} = \Delta\theta_T.$$

Однак співвідношення (3.56) є справедливим у випадку, якщо кутова похибка $\Delta\theta_p$ у зчепленні редуктора дорівнює нулю. Реальна погрішність $\Delta\theta_{\tau\Sigma}$ системи (рис. 3.14) враховує вказану похибку механічної передачі

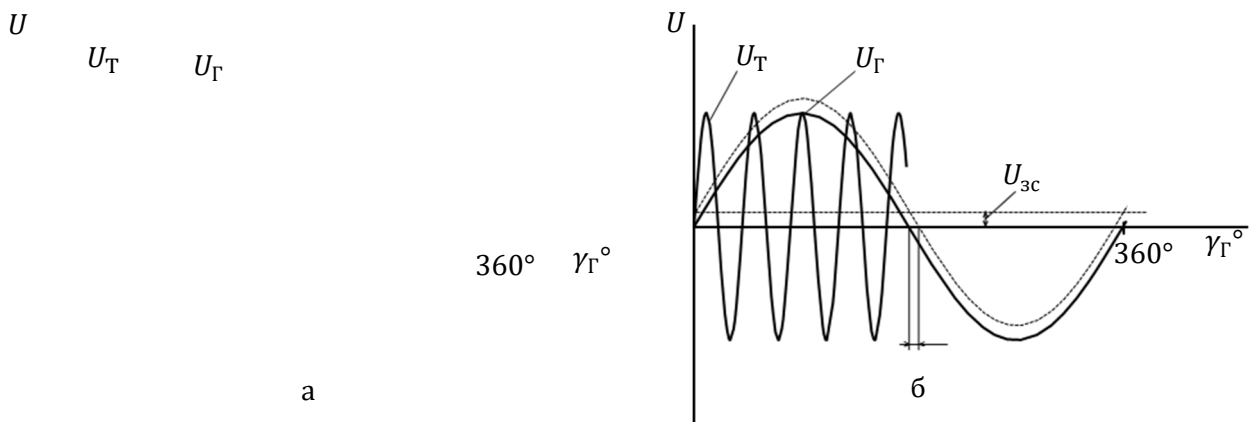
$$\Delta\theta_{\tau\Sigma} = \frac{\Delta\theta_\Gamma}{K_{\Pi P}} + \Delta\theta_p. \quad (3.57)$$

З (3.57) слід, що підвищення $K_{\Pi P}$ надає можливість зниження $\Delta\theta_{\tau\Sigma}$ до межі $\Delta\theta_{\tau\Sigma} \approx \Delta\theta_p$. Тому, згідно з [8] $K_{\Pi P} \leq 33$.

Подальше зниження погрішностей та створення високоточних систем дистанційної синхронної передачі забезпечується використанням в двоканальній системі принципу електромагнітної редукції. При заміні в електромеханічній системі (рис. 3.14) двоканальних ОТД_T і ОТП_T на багатополюсні ОТ з кількістю пар полюсів p_T та при заміні редукторів P_D і P_Π прямим механічним зв'язком, вираз (3.56) перетворюється до вигляду

$$\Delta\theta_T = \frac{\Delta\theta_\Gamma}{p_T}$$

Найбільш високу точність у двоканальній синхронній слідкуючій передачі забезпечують багатополюсні ОТ типу редуктосин (рис. (2).3, б) і індуктосин. Більш прогресивним технічним рішенням двоканальної системи є утворення каналів грубого і точного підрахунків у єдиної ЕМС



полюсосуміщеного ОТ. Таке технічне рішення знижує масогабаритні

показники та виключає операцію суміщення нулів каналів підрахунку системи.

Крім трансформаторних синхронних передач на ОТ також використовуються індикаторні синхронні передачі на індуктосинах, які також

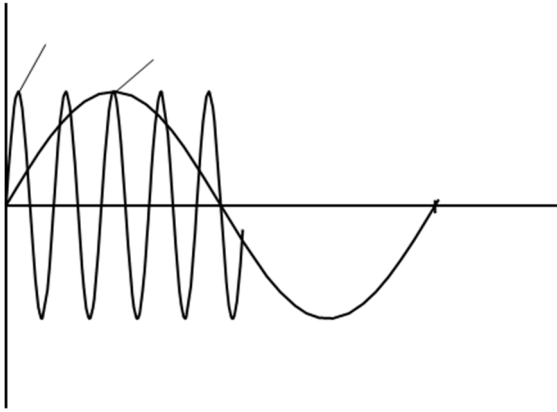


Рис. 3.15. Просторові періоди напруг грубого і точного відрахунків двоканальної редукторної системи синхронного зв'язку при непарному значенні (а) і парному значенні (б) передаточного відношення

характеризуються підвищеною точністю відносно індикаторних систем на сельсинах.

На рис. 3.16 наведено типові структурні схеми особливо точних (прецизійних) слідкуючих систем з індикаторною ланкою на індуктосинах.

У системі з фазовим режимом роботи індуктосину (рис. 3.16, а) напруга генератора 1 через фазорозчіплювач 2 та підсилювачі 3 і 4 надається з фазовим зсувом 90° на статорні фази індуктосину 5. Напруга з виходу індуктосину через підсилювач 6 і фазообертач 7 надходить до входу фазочутливого випрямляча 8, опорна напруга якого задається генератором. Підсилювач 9 і виконавчий двигун 10 через редуктор 11 повертають ротор фазообертача на кут розузгодження відповідно із сигналом на виході фазочутливого випрямляча.

У системі з амплітудним режимом роботи індуктосину (рис. 3.16, б) напруга від генератора 1 надходить на двохполюсний ОТ 2 з якого сигнали, що змінюються згідно з (3.40), надаються через підсилювачі 3 і 4 на фази статору індуктосину 5. Напруга з ротору індуктосину через підсилювач 6 надається до входу фазочутливого випрямляча 7, опорна напруга якого задається генератором. Вихідний сигнал з випрямляча надходить через підсилювач 8 до виконавчого двигуна 9, який через редуктор 10 повертає ротор ОТ до усунення сигналу розузгодження.

У кожній із систем (рис. 3.16) повертання ротора індуктосину на кут γ відповідає повороту ротора ОТ - фазообертача (рис. 3.16, а) або ротора

двохполюсного ОТ (рис. 3.16, б) на кут P_{iy} , де P_i - кількість пар полюсів індуктосину, що у P_i разів знижує погрішність.

Головним призначенням індуктосинів є їх використання у презиційних перетворювачах код-кут (амплітудний режим роботи) і кут-код (фазовий режим роботи).

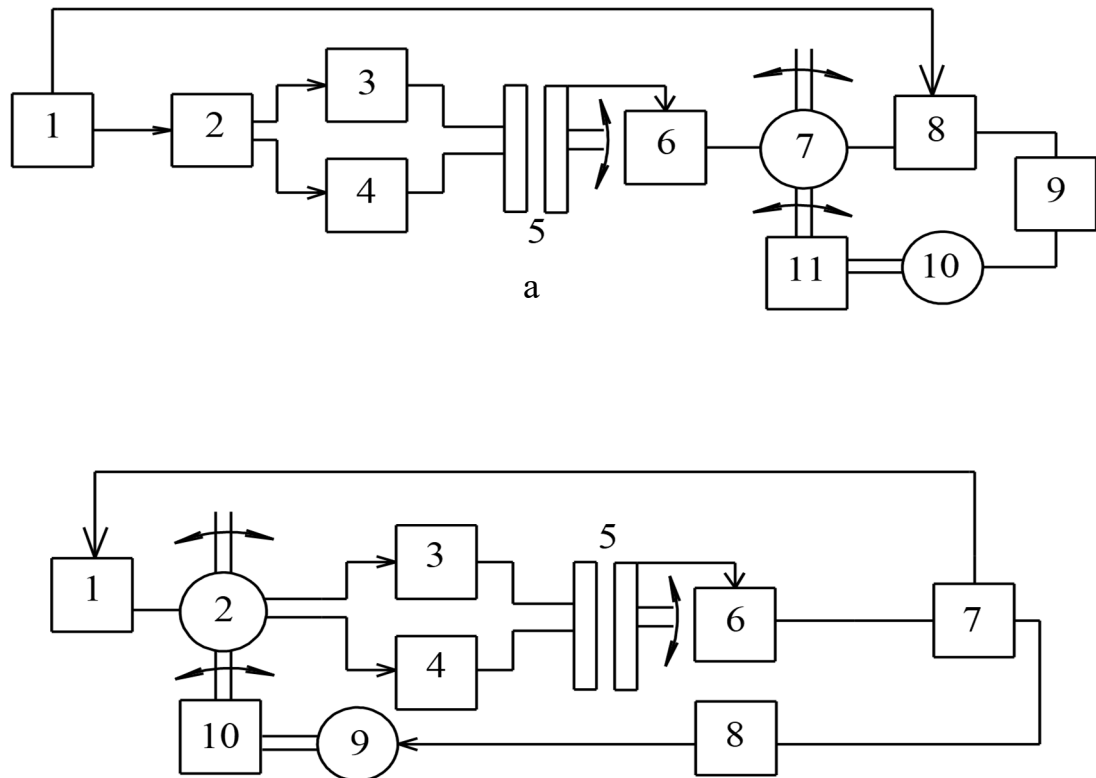


Рис. 3.166. Структурні схеми слідкової системи з андуктосином уц фазовому режимі (а) і в аплітудному режимі (б).

3.6. Висновок до розділу 3

3.6.1. Різновидом елементів, що застосовуються в електромеханічних системах автоматизації і приладних комплексів є інформаційні мікроелектромашини, тобто ОТ, які вирішують задачі вимірювання кута, тригонометричного визначення і перетворення координат, складання і розкладання функцій, а також дистанційної передачі кута з підвищеною точністю.

3.6.2. Головним призначенням таких мікромашин є перетворення механічного кута у повороту вала в електричний сигнал, що є пропорційним заданим функціональним залежностям від координати γ .

3.6.3. Залежності використовуються для рішення математичних задач і автоматичного регулювання електромеханічних пристроїв та приладів.

3.6.4. В сучасних автоматичних системах обертові та поворотні трансформатори застосовуються як датчики кутів точних систем стабілізації і вимірювачі кутів розузгодження перетворювачів вал-цифра та як регулятори коефіцієнтів підсилення та елементи програмних і обчислювальних приладів.

4. УМОВИ БЕЗПЕЧНОЇ ТА НАДІЙНОЇ РОБОТИ ІНФОРМАЦІЙНИХ ЕЛЕКТРОМАШИН ПЕРЕТВОРЕННЯ СИГНАЛІВ КУТОВОГО ПЕРЕМІЩЕННЯ

Безпечна та точна робота інформаційних електромашин (сельсинів, магнесинів, інших синхронних давачів кутового положення) у системах управління, приладобудуванні та навігаційних комплексах вимагає суворого дотримання експлуатаційних норм, спрямованих на збереження точності, стабільності та довговічності. Для забезпечення безпеки персоналу та обладнання необхідно виключати можливість механічного пошкодження чи електротравм при обслуговуванні, для чого доступ до вузлів, що обертаються, та електричних з'єднань повинен бути захищеним, а монтаж та демонтаж проводиться при повністю знеструмленій системі. Критично важливим є підтримання мінімально допустимого радіального зазору між ротором та статором (зазвичай 0.05-0.15 мм), оскільки його зменшення внаслідок зносу підшипників або механічних пошкоджень призводить до затирання, локального перегріву, виходу з ладу та суттєвого зниження точності передачі сигналу; регулярний контроль зазору та своєчасна заміна підшипників є обов'язковими.

Електромагнітна сумісність досягається ретельним екрануванням силових та сигнальних ланцюгів для мінімізації впливу зовнішніх полів та перешкод, що особливо критично для авіаційних та космічних застосувань з високими вимогами до надійності. Живлення повинно бути стабілізованим та відповідати номінальним параметрам напруги та частоти, оскільки їх відхилення (особливо напруги більше $\pm 5\%$) викликають додаткове нагрівання обмоток, зниження ККД, зростання похибки та нелінійних спотворень вихідного сигналу. Для запобігання перегріву, особливо при тривалій роботі в індикаторному режимі або під навантаженням, необхідно забезпечити достатнє природне або примусове охолодження, дотримуючись гранично допустимої температури корпусу та обмоток, вказаної виробником (зазвичай не вище 80-90°C для класу ізоляції В або F).

Температурна компенсація та стабілізація параметрів досягаються вибором матеріалів з низьким ТКЛР та застосуванням схмотехнічних методів компенсації впливу температури на опір обмоток та магнітні властивості сердечників. Правильність функціонування після монтажу чи обслуговування контролюється вимірюванням опору ізоляції обмоток відносно корпусу та між собою (має бути не нижче 10 МОм для нових та 1-2 МОм при експлуатації), перевіркою симетрії опорів обмоток статора у трифазних системах

(відхилення не більше $\pm 2\%$), а також проведенням холостих випробувань для оцінки струму холостого ходу, його симетрії та відсутності надмірного гулу чи вібрації. Для підтримки високої точності протягом усього терміну служби необхідно здійснювати періодичну калібрування та перевірку характеристик перетворення (наприклад, похибки синхронізації для сельсинів) з використанням еталонних стендів згідно з графіком профілактичного обслуговування, яке також включає огляд механічних вузлів, очищення контактів та перевірку з'єднань. При роботі в диференціальних схемах додаткова увага приділяється узгодженості параметрів всіх давачів у ланцюгу, оскільки їх розбаланс різко знижує точність сумарного сигналу. Для запобігання накопиченню залишкової напруги після відключення живлення у високочутливих системах рекомендується забезпечити шлях її розряду. Дотримання цих умов гарантує довгострокову, безпечну та точну роботу інформаційних електромашин у відповідності до високих вимог сучасних автоматизованих систем.

5. ЗАКЛЮЧЕННЯ

В роботі розглянуті принципи дії і будови, а також елементи теорії сельсинів і обертових трансформаторів та систем отримання вихідної напруги, що пропорційна певної функції кута повороту.

Особливістю теорії названих електричних мікромашин, що базується на загальній теорії ЕМ, є приділення особливої уваги питанням погрешностей, що пов'язані з структурами обмоток, складанням статорних і роторних осердь, ексцентриситетом зазору, наявністю пазів, зубців, насичення, тертя, контактів, ковзання. Точність відображення сигналів збільшується в першу чергу зниженням насичення осердь і використання ЕМС, що знаходиться у протиріччі з масогабаритними показниками. В свою чергу зниження таких показників є важливим і необхідним при застосуванні названих мікромашин в обчислювальних і приладних комплексах. Необхідним уявляється розумний компроміс проектування, що стосується обрання електромагнітних навантажень і класів точності виготовлення вузлів і деталей сельсинів і обертових трансформаторів.

У першому розділі кваліфікаційної роботи було розглянуто загальні підходи до оцінки якості асинхронних електричних машин. Детально проаналізовано методику визначення комплексного показника якості з урахуванням таких параметрів, як ККД, масогабаритні характеристики, рівень вібрацій, акустичні властивості, надійність та технологічність. Визначено основні критерії вибору аналогів для порівняльної оцінки, а також наведено формули розрахунку коефіцієнтів якості та рівня якості на основі експертного оцінювання. Особливу увагу приділено оцінці надійності електричних машин як критерію їх придатності до експлуатації.

У другому розділі досліджено функціональні особливості однофазних сельсинів як елементів систем синхронного зв'язку. Розглянуто принципи їх роботи у трансформаторному та індикаторному режимах, схеми підключення, типи обмоток та магнітопроводів. Описано як контактні, так і безконтактні конструкції сельсинів, зокрема варіанти з кільцевим перехідним трансформатором та індукторним збудженням. Проаналізовано вплив геометричних і електромагнітних параметрів на точність передачі кутового положення, а також наведено залежності фазних ЕРС і МРС від кута розузгодження.

У третьому розділі розглянуто конструкції обертових трансформаторів різних типів, зокрема двополюсних, багатополісних, полюсосуміщених, а

також редуктосинів, індуктосинів та функціональних перетворювачів. Проаналізовано процес формування вихідної напруги, що залежить від кута повороту ротора, описано принципи створення синусно-косинусних сигналів. Значну увагу приділено питанням точності, зокрема впливу конструктивних похибок, розподілу обмоток, асиметрії магнітного поля та ексцентриситету повітряного зазору. Розглянуто методи компенсації квадратичної похибки за допомогою схемного симетризування та узгодження навантаження фаз.

Такий підхід дозволив комплексно охарактеризувати електромагнітні мікромашини обертового типу, встановити їхні переваги, обмеження та перспективи застосування у сучасних системах точного кутового позиціонування та автоматичного керування.

6. ПЕРЕЛІК ЛІТЕРАТУРИ

1. Fednagan W. M. Handbook of transformers design and application. Boston: McGraw-Hill, 1993. 232p.
2. Ставинский А. А., Проблема и направления дальнейшей эволюции устройств электротехники. *Електротехніка і електромеханіка*. 2004. № 1. С. 57-61.
3. Шинкаренко В. Ф. Основи теорії еволюції електротехнічних систем. Київ : Наукова думка, 2002. 288 с.
4. Білинський Й. Й., Огороднік К. В., Юкиш М. Й. Електронні системи : навч. посіб. Вінниця : ВНТУ, 2011. 208 с. URL: https://shron1.chtyvo.org.ua/Bilynskiy_Yosyp/Elektronni_systemy.pdf?PHPSESSID=0lqtdi51u17gciuqivemcseui7
5. Безвесільна О. М., Толочко Т. О. Елементи і пристрої автоматики та систем управління : конспект лекцій : навч. посіб. Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2023. URL: <https://ela.kpi.ua/server/api/core/bitstreams/101326b6-5d30-4fb3-b9a5-ac3fd7fc94c3/content>
6. Електронне та мікропроцесорне обладнання автомобілів : навч. посіб. / уклад. : Ю. І. Пиндус, Р. Р. Заверуха. Тернопіль : ТНТУ, 2016. 209 с. URL: https://elartu.tntu.edu.ua/bitstream/123456789/18167/1/EMOA_Lect_FullText.pdf
7. Гуржій А. М., Возненко Л. І., Поворознюк Н. І., Самсонов В. В. Основи інформаційних технологій : навч. посіб. для здобувачів професійної (професійно-технічної) освіти. Київ : Літера ЛТД, 2023. 288 с. URL: https://lib.imzo.gov.ua/wa-data/public/site/books2/posibnyky-prof-tech/Osnovy_inform_tehnologiy.pdf

Навчальне видання

Ставинський Андрій Андрійович

Циганов Олександр Миколайович

СПЕЦІАЛЬНІ ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ

ЧАСТИНА 1 "ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ СИСТЕМ АВТОМАТИКИ"

НАВЧАЛЬНИЙ ПОСІБНИК

Редактор: А. А. Ставинський

Формат 60x84 1/16. Ум. друк. арк. ____

Тираж 20 прим. Зам. № ____

Надруковано у видавничому відділі

Миколаївського національного аграрного університету

54020, м. Миколаїв, вул. Георгія Гонгадзе, 9

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 4490 від 20.02.2013 р.