

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
МИКОЛАЇВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ АГРАРНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Інженерно-енергетичний факультет

Кафедра електроенергетики, електротехніки та електромеханіки

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ

Методичні рекомендації

до виконання курсового проекту для здобувачів вищої освіти освітнього ступеня «Бакалавр» спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» денної та заочної форм навчання

МИКОЛАЇВ
2021

УДК 621.313
Е50

Рекомендовано до друку методичною радою Інженерно-енергетичного факультету Миколаївського національного аграрного університету від _____ 2021р., протокол № ____.

Укладачі:

А. А. Ставинський – д-р техн. наук, професор, зав. кафедрою електроенергетики, електротехніки та електромеханіки, Миколаївський національний аграрний університет;

О. М. Циганов – асист. кафедри електроенергетики електротехніки та електромеханіки, Миколаївський національний аграрний університет;

М. Л. Ведутенко – директор ТОВ «Воделектросервіс».

Рецензенти:

С. М. Новогрецький – канд. техн. наук, доцент, кафедри СЕС, Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова;

Л. В. Вахоніна – канд. фіз.-мат. наук, доцент кафедри електроенергетики, електротехніки та електромеханіки, Миколаївський національний аграрний університет.

СПИСОК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

ТТ –трифазний трансформатор

СПМ – симетричний просторовий магнітопровід

АЧ – активна частина

ЕМС – електромагнітна система

ВПМ – витий просторовий магнітопровід

ЕРС – електрорушійна сила

МРС – магніторушійна сила

ОВН – обмотка високої напруги

ОНН – обмотка низької напруги

ККД – коефіцієнт корисної дії

СНХ – струм неробочого ходу

ПЕРЕДМОВА

В електротехнічних системах і комплексах різноманітних галузей промисловості використовуються трифазні трансформатори (ТТ) малої та середньої потужності, дроселі і реактори. До вказаних електромагнітних пристроїв, особливо призначених для використання на транспортних засобах, ставляться особливі вимоги: зменшити можливі масогабаритні показники та підвищити енергетичні показники. У цьому на виробництво електромагнітних пристроїв щороку витрачається тисячі тонн дорогої електротехнічної сталі та обмоткової міді. Тому вирішити актуальне завдання розробки та виробництва ТТ зі зниженою матеріалоємністю дуже важливо.

Проблему підвищення технічного рівня ТТ можна розв'язати, застосувавши симетричний просторовий магнітопровід (СПМ). Існуючі схеми просторових магнітопроводів використовуються для ТТ підвищеної потужності і за своїми конструктивно-технологічними особливостями не задовольняють вимог, які ставляться для трансформаторів малої та середньої потужності масового випуску. З метою поліпшення масогабаритних показників шляхом використання просторової схеми активної частини (АЧ), при виробництві малих ТТ можуть бути використані конструкції магнітопроводів із шестигранним або трикутним внутрішнім контуром та стержні конфігурації, яка вписується в секторну форму ярма. При цьому стержні можуть виконуватися зі стрічкових заготівок з круглим внутрішнім контуром, із концентричних заготівок із круглим внутрішнім контуром, або мати іншу конфігурацію.

Навчальний посібник укладено за результатами деяких наукових досліджень авторів, містить матеріали з питань зниження матеріалоємності, а також знайомить із методикою електромагнітних розрахунків та проектних досліджень ТТ.

1. ОСОБЛИВОСТІ КОНСТРУКЦІЇ, ТЕХНОЛОГІЇ ВИГОТОВЛЕННЯ ЕЛЕМЕНТІВ АКТИВНОЇ ЧАСТИНИ ТА РОБОЧОГО ПРОЦЕСУ ТРИФАЗНИХ ТРАНСФОРМАТО- РІВ ПРОСТОРОВОЇ СХЕМИ

1.1. Електромагнітні системи трифазних трансформаторів

Електромагнітні системи (ЕМС) сучасних силових, вимірювальних та інших спеціальних однофазних та ТТ складаються з концентричних або галетних обмоток і магнітопроводу. Основою трансформатора є магнітопровід. Конструктивна схема, геометричні форма і співвідношення елементів магнітопроводу визначають не тільки втрати електротехнічної сталі, але й експлуатаційні показники, масу і вартість обмоткових матеріалів [1–3].

Практикою трансформаторобудування протягом десятиріч основною схемою розташування окремих частин магнітопроводу була визначена планарна схема [1–3]. У цій схемі подовжні вісі всіх стержнів розташовані в одній площині, що обумовлює відмінності в параметрах фаз, які викликані несиметрією конструкції. При цьому одним з напрямків удосконалення трифазних силових і спеціальних трансформаторів є використання симетричних просторових ЕМС [1, 4–7].

У планарних трансформаторах (рис. 1.1) середньої та великої потужності магнітопроводи виконуються з листів і пакетів електротехнічної сталі різних розмірів, що ускладнює виробництво. Магнітопроводи малих ТТ та початкових габаритів В ТТ середньої потужності виконуються способом шихтовки з Ш-подібних пластин (рис. 1.2,*а*) або способом намотки зі стрічки електротехнічної сталі (рис. 1.2,*б*) з використанням в обох варіантах прямокутного перерізу стержнів. Це

обумовлено тим, що конструкції планарних ТТ середньої і великої потужності за складністю і вартістю складання не можуть бути зібрані

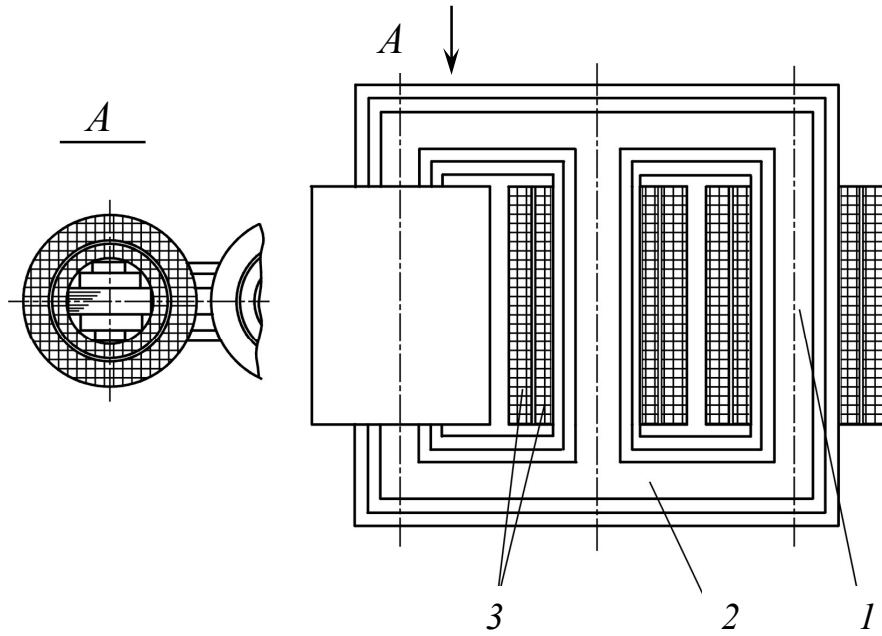


Рис. 1.1. Активна частина трансформаторів середньої і великої потужності: 1 – стержень; 2 – ярмо; 3 – котушки обмотки

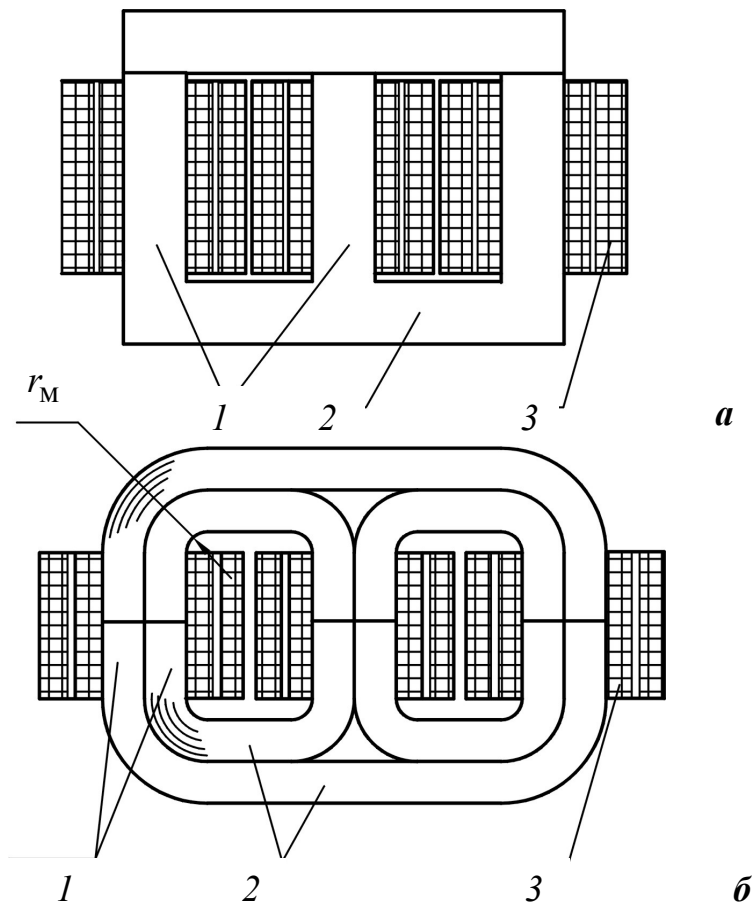


Рис. 1.2. Штамповано-шихтована (а) и вита (б) планарні електромагнітні системи трансформаторів малої потужності:

1 – стержень; 2 – ярмо; 3 – котушка обмотки

при масовому автоматизованому виробництві [3]. Однак істотним недоліком при виробництві малих ТТ із шихтованим магнітопроводом є підвищена кількість штампованих відходів сталі. Трифазні площинні виті магнітопроводи вимагають застосування високих технологій [1,8]. Магнітний потік стержня знаходиться як геометрична сума потоків двох навитих магнітно не пов'язаних кільцевих контурів прямокутної форми (перехід потоку з одного контуру в інший практично неможливий). Тому магнітний потік та індукція в кожному кільці пов'язані з аналогічними величинами стержневого шихтованого трансформатора співвідношеннями [1]:

$$\Phi_{\text{я}} = 2 \cdot \Phi_{\text{с}} / \sqrt{3}; \quad B_{\text{я}} = 2 \cdot B_{\text{с}} / \sqrt{3}, \quad (1.1)$$

де $\Phi_{\text{я}}$ і $\Phi_{\text{с}}$ – магнітні потоки, відповідно, у ярмах і стержнях; $B_{\text{я}}$ і $B_{\text{с}}$ – амплітуди середніх значень індукції, відповідно, у ярмах і стержнях.

Через указані причини варіанти ТТ із планарним витим магнітопроводом за показником питомої матеріалоємності поступається штампованому аналогу [1,8].

В останні десятиріччя в спеціальних та розподільних ТТ малої і середньої потужності все більш широке розповсюдження знаходять просторові ЕМС [1,4–7]. У симетричній просторовій ЕМС вісі стержнів і ярм розміщені в трьох площинах під кутом 120° . Крім того, відомі також авіаційні та перетворюючі трансформатори з обертовим магнітним полем, шихтованим магнітопроводом і розподіленими обмотками [9].

Класифікація трифазних СПМ за типом виробництва (рис.1.3) подана в [10].

Симетричні просторові електромагнітні системи були запропоновані винахідником трифазних індукційних перетворювачів М.О. Даліво-Добровольським [11].

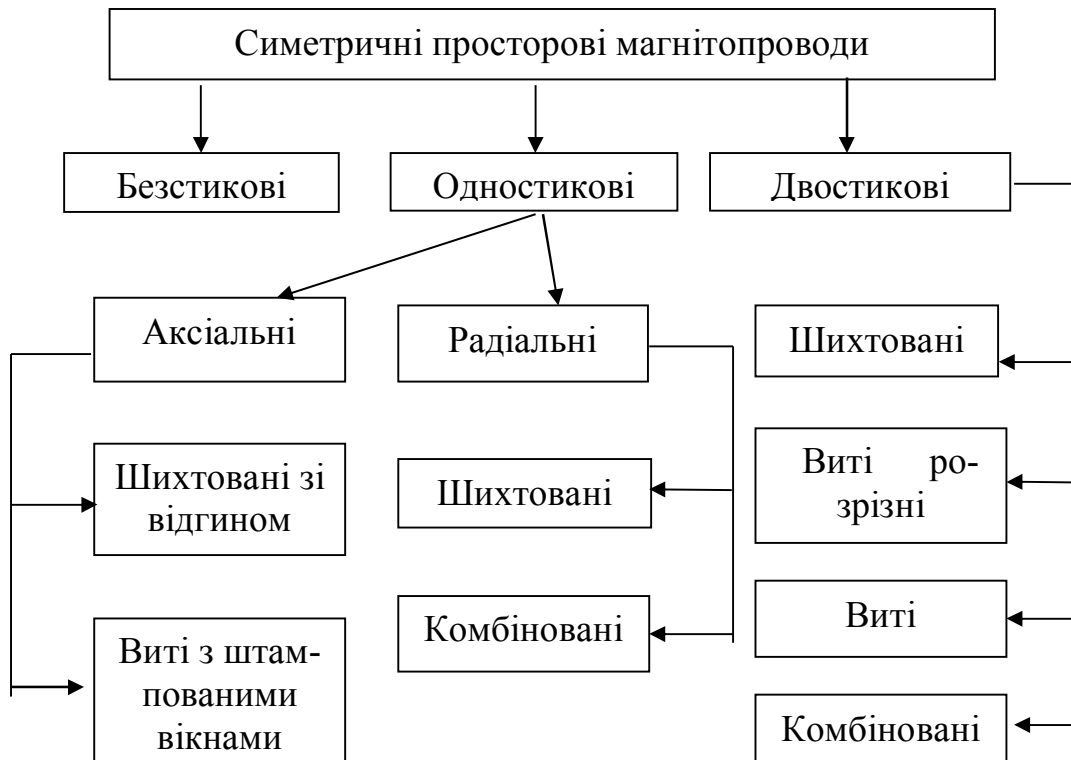


Рис.1.3. Класифікація симетричних просторових магнітопроводів для трифазних трансформаторів

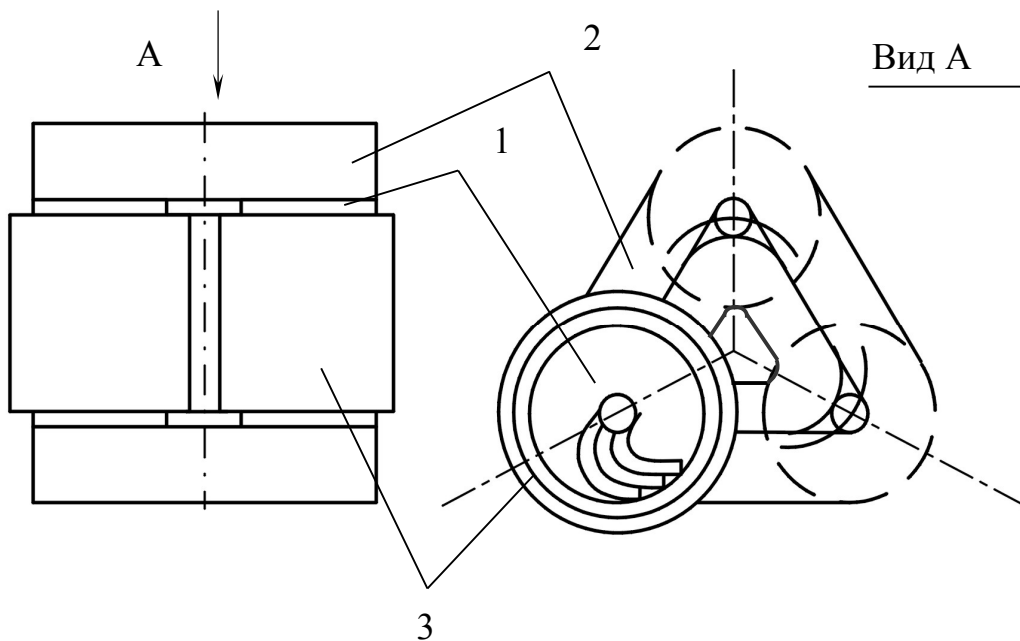


Рис.1.4. Стикова просторова магнітна система силових трифазних трансформаторів із шихтованими стержнями (1), витими ярмами (2) та концентричними котушками (3) обмотки

Стиковий СПМ (рис.1.4) складається зі стержнів, які зроблені з пакетів плоских пластин або з вигнутих за евольвентною формою пластин одного розміру (вид А). Ярма трикутної форми намотуються з стрічкової електротехнічної сталі. Магнітний потік і площа поперечного перерізу сталі ярма в такій системі, згідно з даними [1]:

$$\Phi_{\text{я}} = \Phi_{\text{с}} / \sqrt{3}; \quad \Pi_{\text{я}} = \Pi_{\text{с}} / \sqrt{3}, \quad (1.2)$$

де $\Pi_{\text{я}}$ и $\Pi_{\text{с}}$ – площини поперечного перерізу стержня при рівності їх середніх значень індукції.

Однак у магнітопроводі (рис.1.4) стержні з'єднані шістьма ярмовими ділянками, тоді як у планарному магнітопроводі [1–3] чотири ділянки ярма. Тому, з урахуванням збільшення загальної довжини ярма, маса активної сталі і витрати холостого ходу знижуються не відповідно з $\sqrt{3}$, згідно з рівняннями (1.2), а на 12...15 %. Згідно з даними [1], у зв'язку з наявністю двох стиків на фазу, струм неробочого ходу зростає на 50...90 % для трансформаторів потужністю 630...160 кВ.А і на 90...140 % – для трансформаторів 110...25 кВ.А відносно шихтованої і плоскої системи з чергуванням шарів сталі.

З робіт [1,3] також відомо про навіту нерозрізну симетричну магнітну систему з трьома роздільними кільцевими контурами замикання магнітного потоку. На спеціальному верстаті обмотки намотуються після складання системи на стержні. Магнітопровід подібної системи (рис.1.5) в 2...3 рази знижує струм неробочого ходу та зменшує втрати в сталі трансформатора, однак індукція в кожному стержні відповідає розрахунковим даним за (1.1), що обумовлює підвищену масу сталі. Його використання реально можливе в трансформаторах потужністю до 630 кВ.А.

Зниження питомої матеріалоемності просторової триконтурної ЕМС шляхом усунення недоліку, який визначався розрахунком за формулою (1.1), можливе при створенні магнітного зв'язку витих контурів. Отримати названий зв'язок можна, забезпечивши конструктивно-технологічні стики контурів по вісях симетрії просторової ЕМС (вісях результуючих перерізів стержнів).

Згідно з матеріалами [1], для забезпечення стиків стержневої частини кожного з суміжних контурів і збільшення коефіцієнта заповнення кола, який описано навколо стержнів, кільця роблять складними і піддають деформації – вигинають радіусом R_k (рис. 1.5) та відпаляють. Іншим способом забезпечення стикового з'єднання складових частин стержнів є намотка кожного з контурів декількома стрічками зі змінною шириною та осьовим зсувом за певною закономірністю (у функції забезпечення площини стику).

Існують також конструкції ТТ з аксіальним напрямком потоку стержнів і шихтованим (рис. 1.6,*a*) або стрічковим (рис. 1.6,*б*) стиковим магнітопроводом зі стержнями, з'єднаними зіркою [1,7]. Крім того, відомі і використовуються [4–6] шихтовані і комбіновані СПМ з аксіальним (рис. 1.7,*a*) і радіальним (рис. 1.7, *б*, *в*) напрямками потоку стержнів та кільцевими замкненими ярмами шестигранної форми.

У конструкції (рис. 1.6,*a*; рис. 1.7,*a*) стержні збираються з ідентичних пластин і мають прямокутний переріз. Ярма роблять також шихтованими з пластин або з вигнутих під кутом 120° смуг сталі.

У конструкції (рис. 1.6,*б*) з вузловим складним стиком магнітопровод збирається з ідентичних елементів, які роблять скісним розрізанням витих замкнених заготовок прямокутної форми.

Радіальний шихтований магнітопровід (рис. 1.7,*б*) зумовлює значну кількість відходів електротехнічної сталі при виробництві, а в комбінованому магнітопроводі (рис. 1.7,*в*) напівярма навиваються зі стрічки, а стержні виконуються з вигнутих під кутом 120° смуг сталі.

Технологічна досконалість ЕМС і технічний рівень виробництва ТТ визначаються технологічною матеріалоемністю або рівнем відходів електротехнічної сталі, а також трудоемністю виготовлення

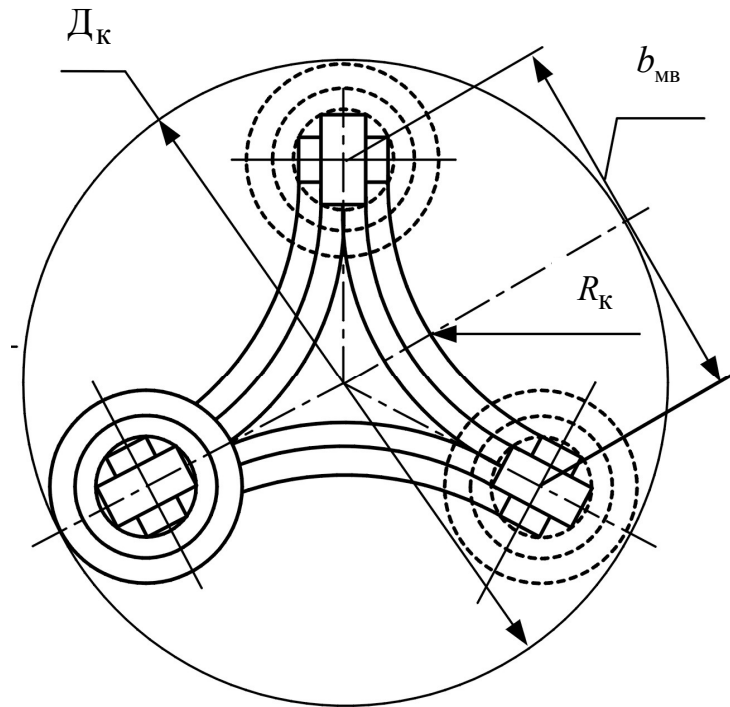


Рис. 1.5. Схема перерізу навитої нерозрізної електромагнітної системи трифазного трансформатора середньої потужності

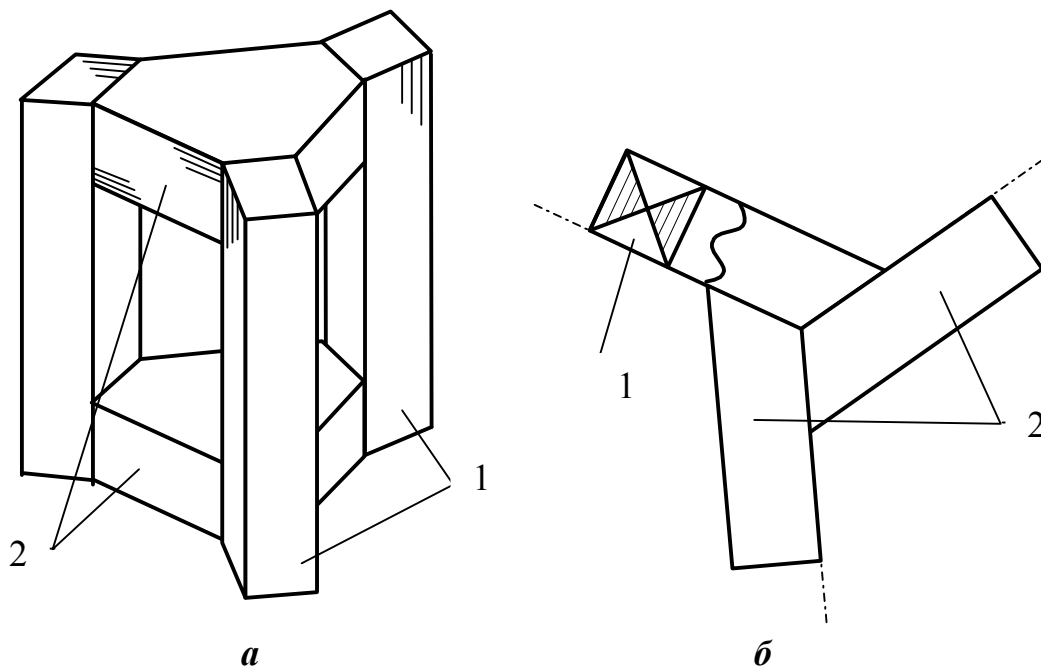


Рис. 1.6. Симетричні стикові "зіркові" магнітопроводи за технологіями шихтовки (*a*) і навивки (*б*) електротехнічної сталі:

1 – стержень; 2 – ярмо

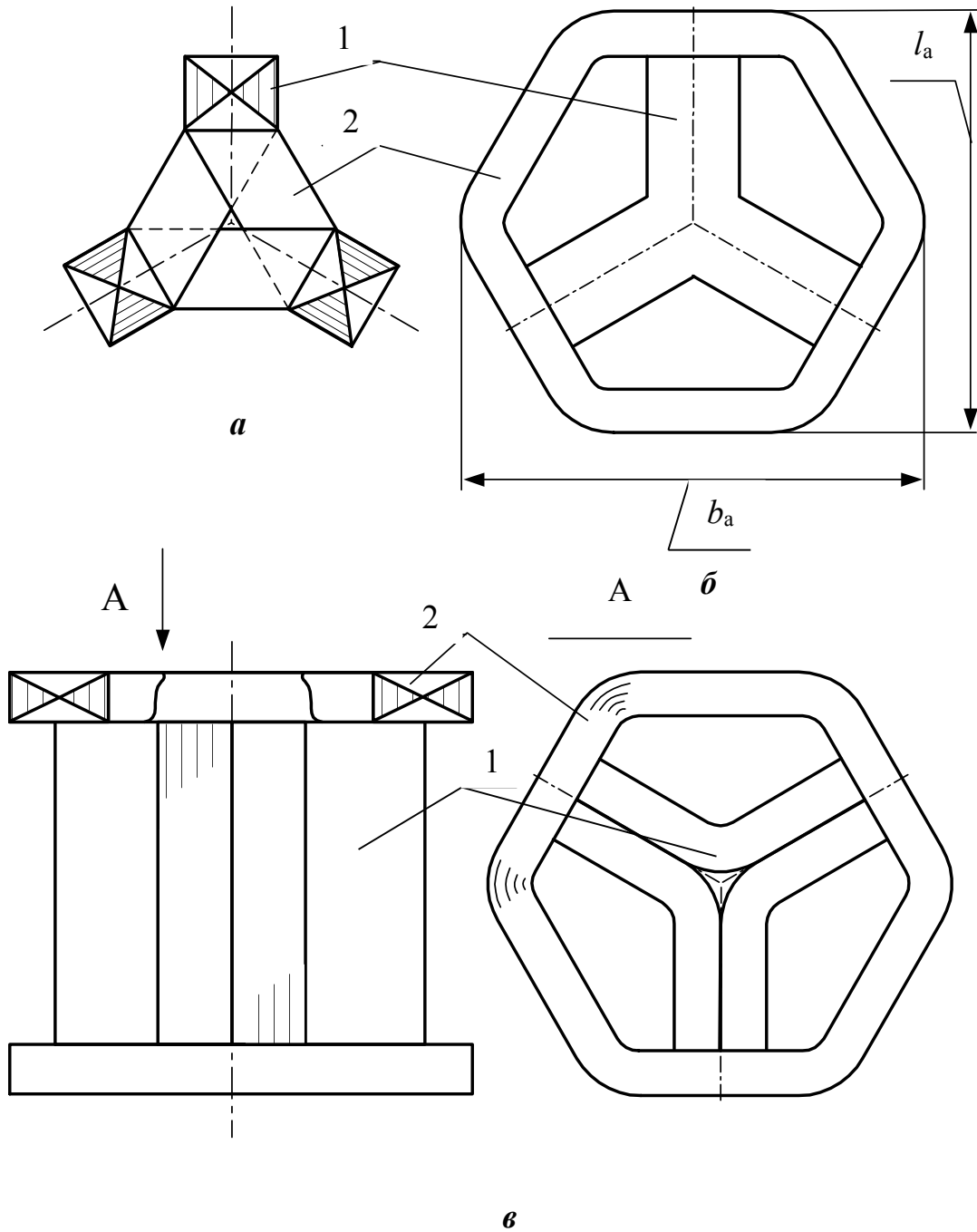


Рис. 1.7. Просторові магнітопроводи з замкненими ярмами аксіально-го шихтованого (а), радіального шихтованого (б) і радіального комбінованого (в) типу:
1 – стержень, 2 – ярмо.

магнітопроводів. Конструкторсько-технологічний рівень ЕМС підвищується зі зменшенням кількості складових частин магнітопроводу, що відрізняються формою та геометричними розмірами, зменшенням кількості площин стиків, що не співпадають; ізначається ступенем поєднання шарів сталі стержнів і ярма, а також зменшенням кількості одиниць технологічної оснастки та обладнання для виготовлення одного магнітопроводу. Згідно даних [3,8], найбільш прогресивними, наприклад щодо технології і трудоємності виробництва є виті стрічкові магнітопроводи.

Спільним недоліком перелічених конструкцій СПМ (рис. 1.4 – рис.1.7) є недостатнє використання (низькі коефіцієнти) геометричного простору, який обмежений контуром кола, описаного відносно периферійних поверхонь АЧ або контуром габаритних розмірів АЧ [10]:

$$K_{го} = \Pi_{ап} / \Pi_{кк} ; K'_{го} = \Pi_{ап} / \Pi_{гр} , \quad (1.3)$$

де $\Pi_{ап}$ – площа активного перетину (перетину, який обмежений контурами периферійних поверхонь магнітопроводу й обмоток); $\Pi_{кк}$ – площа контуру описаного кола (з діаметром D_k , рис.1.7,а); $\Pi_{гр}$ – площа контуру габаритних розмірів АЧ (b_a і l_a , рис.1.7,б).

Коефіцієнти (1.3) разом із питомою та технологічною матеріалоемністю є найважливішими (особливо для систем спеціального, наприклад, транспортного електрообладнання) показниками якості СПМ та ЕМС у цілому. Названі коефіцієнти визначаються міжосьовою відстанню $b_{мв}$ (див. рис.1.5) геометричних центрів перерізів стержнів.

Серед існуючих конструкцій і технологій виготовлення [1–8] мінімальну кількість активних елементів та одиниць оснастки мають СПМ (див. рис. 1.5 і 1.6, *б*), в яких також збігаються напрямки шихтовки шарів сталі стержнів і ярма. Однак їх загальним недоліком є значна відстань $b_{\text{МВ}}$ та найбільш низьке відношення активного і геометричного просторів ($K_{\text{Г0}} = 0,3 \dots 0,4$). Суттєвим недоліком ЕМС (див. рис. 1.5) також є складність технології утворення стику бокових поверхонь стержневих частин витих контурів для забезпечення їх магнітного зв'язку. У шихтованих витих СПМ (рис. 1.6; рис. 1.7, *а*, *в*) перекриваються площини стиків, при цьому необхідно, щоб співпадали кут розрізання заготовок та використовувалася ФМКМ- паста для зменшення магнітного опору технологічних зазорів стиків. Крім того, у конструкціях (див. рис. 1, *а*; рис. 1.7, *а*, *в*) перехрещуються напрямки шихтовки, що, у свою чергу вимагає ізолювання частини стиків для забезпечення зниження додаткових втрат.

Коефіцієнти (1.3) можуть бути суттєво підвищені (до значень $0,7 \dots 0,8$) при зменшенні $b_{\text{МВ}}$ шляхом забезпечення паралельності стінок обмоткових вікон на основі нетрадиційних конфігурацій стержнів, котушок і ярем ЕМС ТТ [10,12–16].

Організація автоматизованого виробництва ЕМС ТТ малої і середньої потужності зі зниженою питомою та технологічною матеріалоемністю, а також співпаданням напрямків шихтовки стержнів і ярем можливе на основі названого способу у витих просторових магнітопроводах (ВПМ) (рис. 1.8). Названі магнітопроводи містять стрічкові ярма з шестигранним або трикутним внутрішнім контуром і стержні, що виконуються зі стрічкової заготовки з тригранним внутрішнім контуром або з концентричних заготовок розрізанням по осях під кутами 120° . При складанні перекриваються ділянки контурів трьох стержнів між площинами розрізів заготовки та відповідні ділянки зовнішнього і внутрішнього контурів ярма при обмоткових вікнах із паралельними

стінками (рис.1.9,*a*). Забезпечується практично безвідходне виробництво (відходи мінімальні), адже ширина обмоткового вікна набагато більша від ширини ріжучого інструмента (нитка електрода, алмазний диск) [17].

Технологію розрізання по осях вершин граней (рис. 1.9,*a*) можна використати при виготовленні магнітопроводів із діаметром

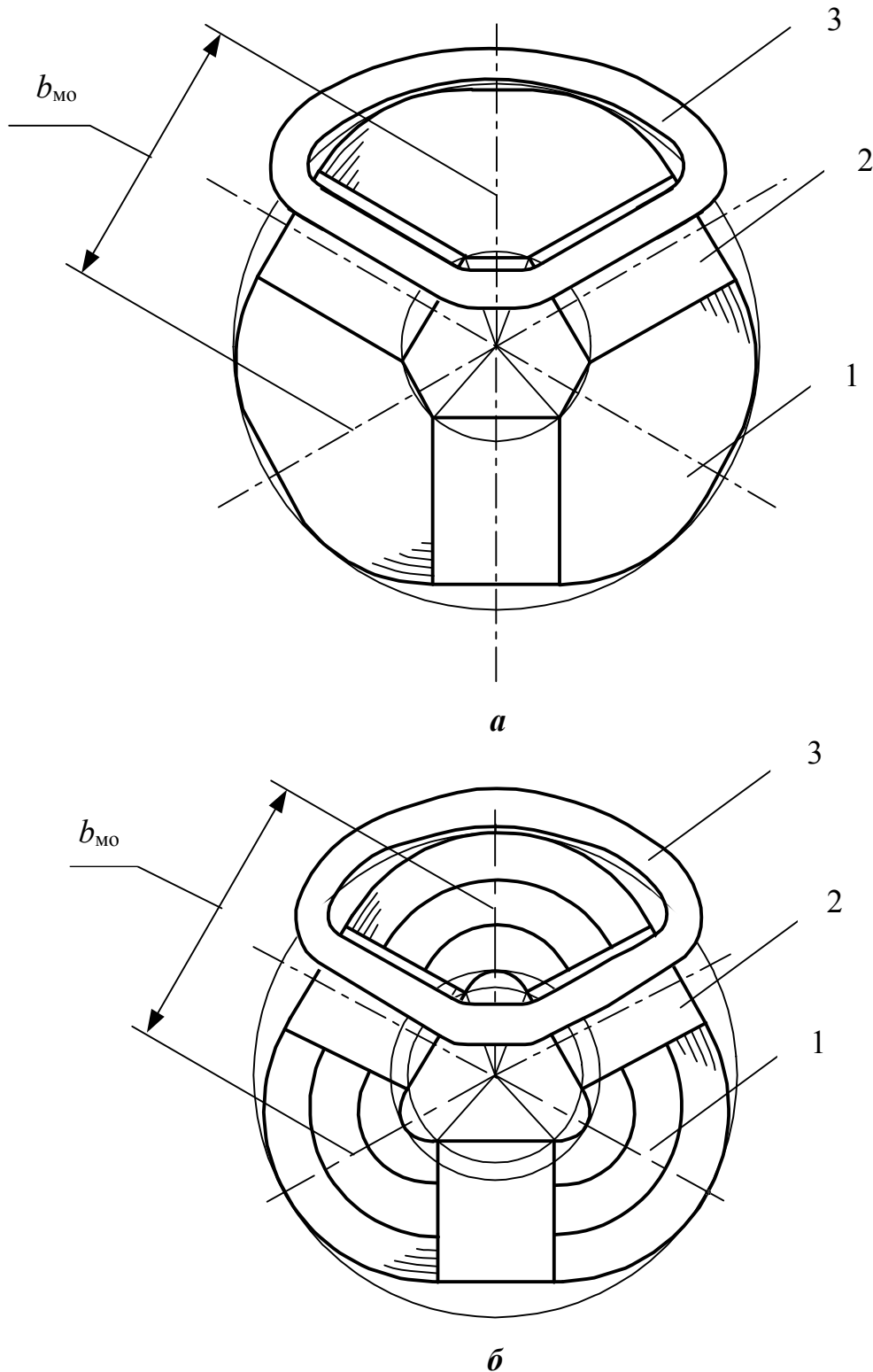


Рис. 1.8. Просторова електромагнітна система з витим стиковим магнітопроводом із шестиграним внутрішнім контуром (*a*) і трикутним внутрішнім контуром (*б*):
1 – стержень; 2 – ярмо; 3 – котушка обмотки

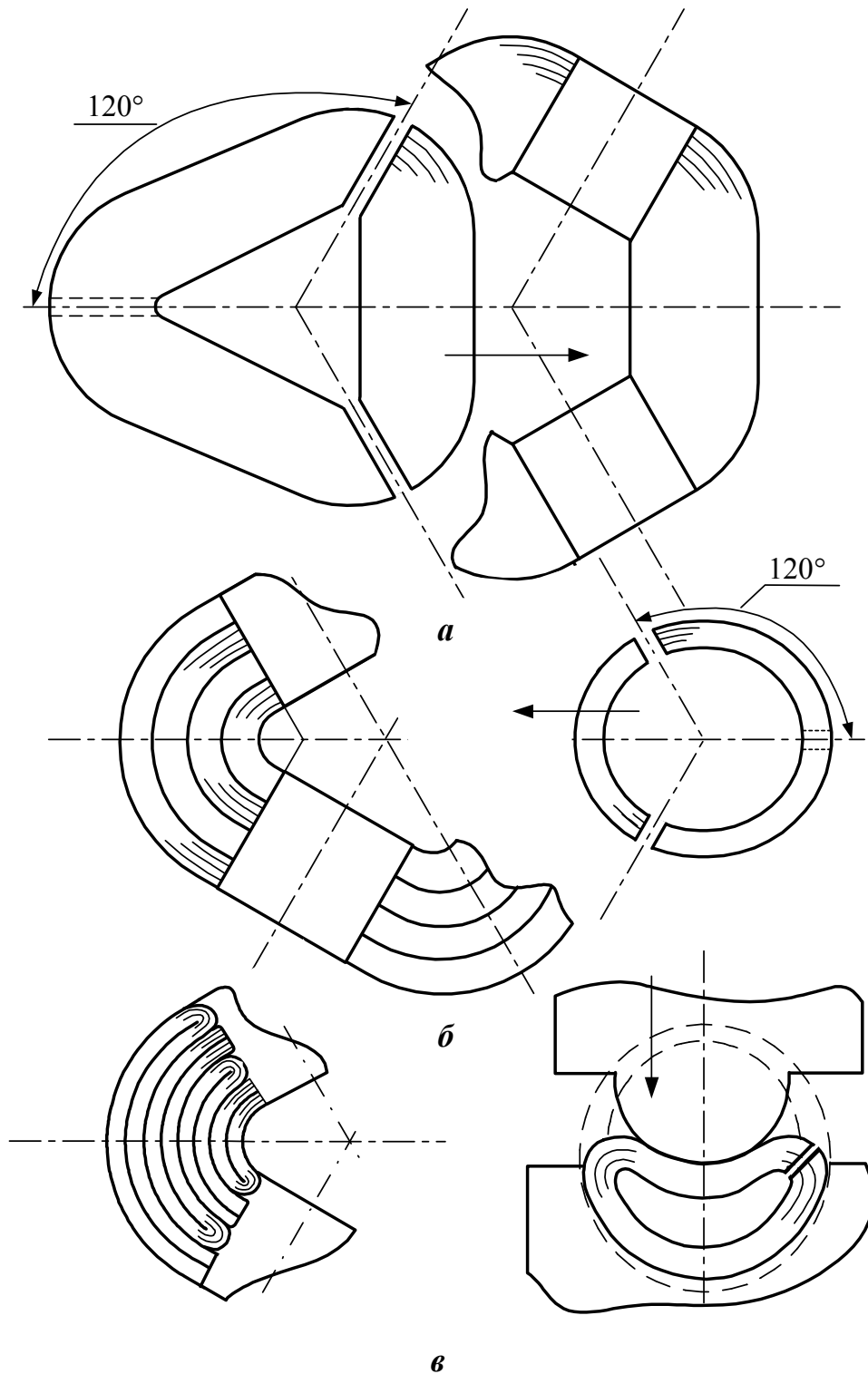


Рис. 1.9. Варіанти технологічних способів виготовлення стержнів:
a – розрізання по осях вершин граней; **б** – складання частин кільцевих заготівок; **в** – складання пресованих заготівок.

описаного кола до 150 мм для ТТ малої потужності та підвищеної частоти. Стержні магнітопроводів більших розмірів можуть бути складені з частин концентричних заготівок (рис. 1.9,**б**), які також розрізуються під кутами 120° або пресуються (рис. 1.9,**в**) із подальшим усуненням замикаючого шару сталі, наприклад, віддаленням закруглень [17].

Конструктивна схема ТТ відкритого виконання малої потужності з магнітопроводом (див. рис. 1.8,**a**) подана на рис.1.10, а загальний вигляд ТТ середньої потужності захищеного виконання із зовнішнім кожухом та з магнітопроводом (див. рис. 1.8,**б**) наведено на рис.1.11. Названі конструкції (рис.1.10, рис.1.11) дозволяють зменшити матеріаломісткість та суттєво зменшити габаритні розміри, чим забезпечується компактність ТТ [10,15,16].

Перелічені особливості і переваги обумовлюють необхідність розробки та впровадження у виробництво ТТ, що містять просторові магнітопроводи з паралельними стінками обмоткових вікон (для систем спеціального, наприклад, транспортного електрообладнання – авіаційно-космічного, морського, залізничного тощо, і для загальнопромислового призначення та використання – силові, перетворювальні, вимірювальні трансформатори).

1.2. Рівняння математичної фізики та особливості розподілу магнітного поля в витих просторових стикових магнітопроводах з замкненими витими ярмами

Електромагнітне поле будь-якого електромагнітного пристрою визначається двома показниками: зв'язком напруженості магнітного поля \bar{H} зі щільністю електричного струму $\bar{\Delta}$, а також напруженості електричного поля \bar{E} та швидкості зміни індукції \bar{B} магнітного поля в часі t .

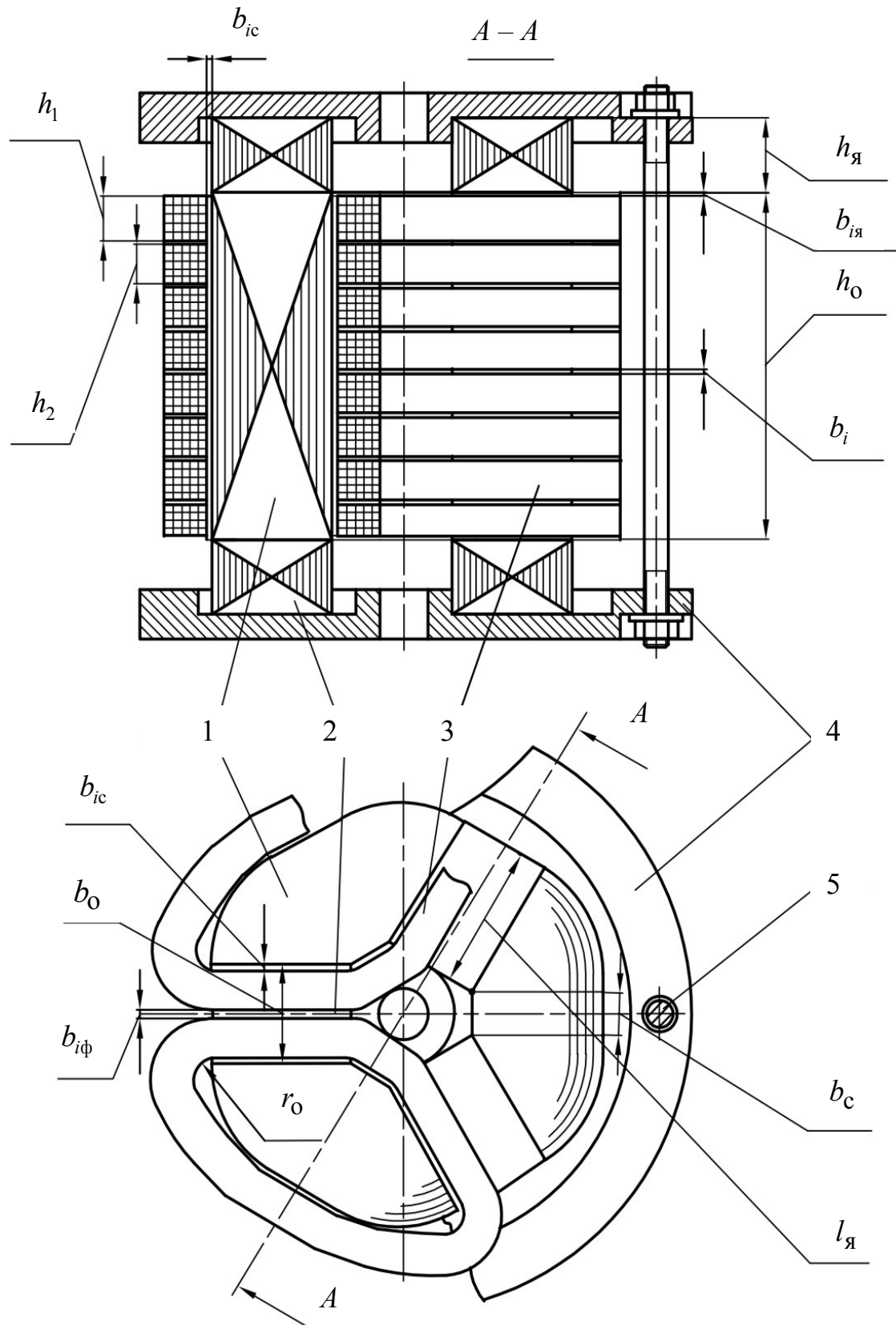


Рис. 1.10. Схема трифазного трансформатора малої потужності з шестигранним внутрішнім контуром магнітопровода:

- 1 – стержень; 2 – ярмо; 3 – котушка обмотки;
4 – основа остова; 5 – шпилька стяжки.

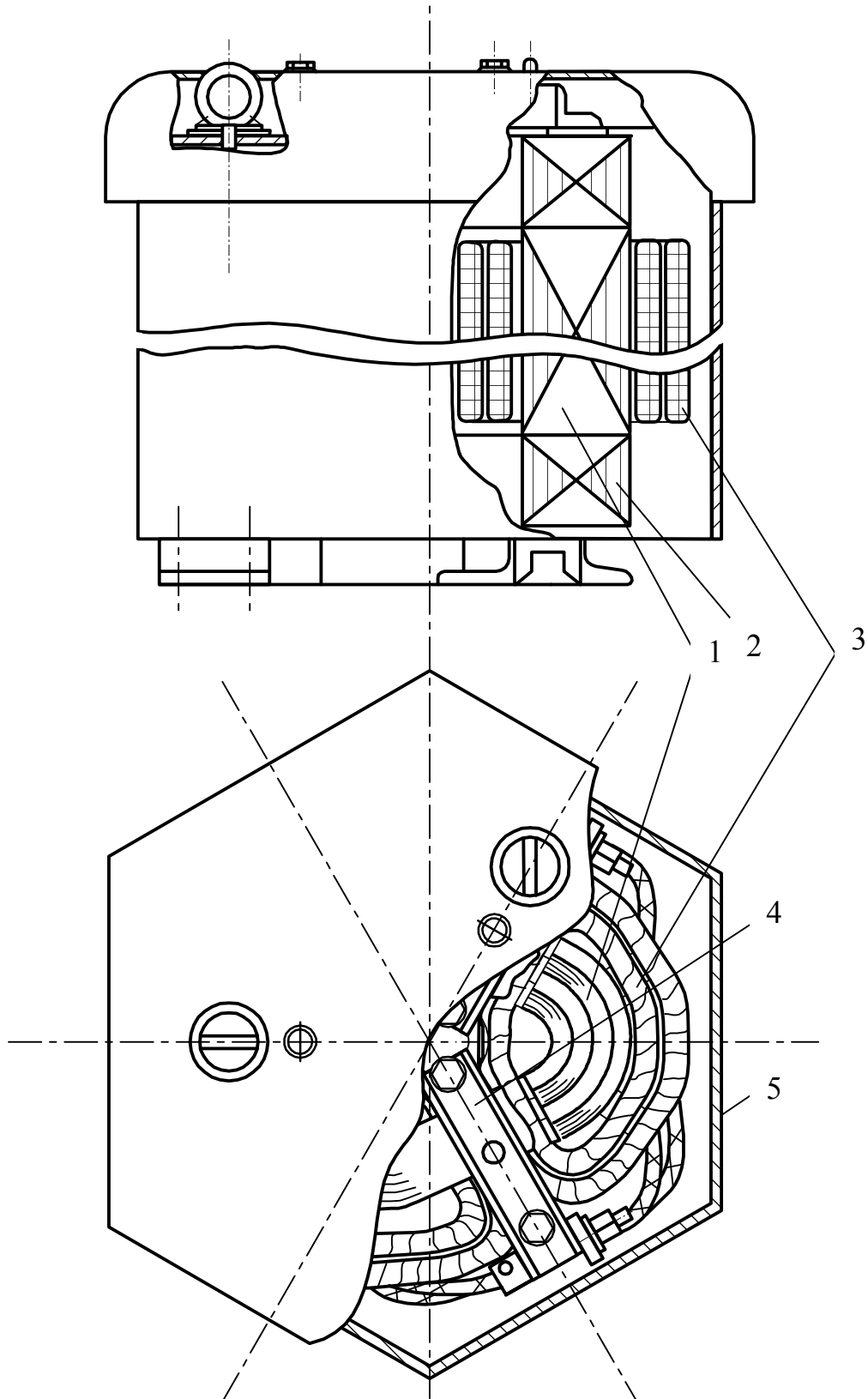


Рис. 1.11. Трифазний “сухий” трансформатор середньої потужності з просторовим магнітопроводом і захисним кожухом:
 1 – стержень; 2 – ярмо; 3 – обмотка; 4 – остов; 5 – кожух.

Названі показники мають назву рівнянь Максвела [18–20]:

$$\text{Rot} \bar{H} = \bar{\Delta}; \quad \text{Rot} \bar{E} = -\partial \bar{B} / dt,$$

де $\bar{\Delta}$ – сукупність щільності струму провідності та електричного зсуву (при змінному намагнічуванні).

Перше рівняння Максвела являє собою закон повного струму в диференціальній формі. З нього методами теорії поля можна отримати інтегральну форму закону повного струму в диференціальній формі та інтегральну форму закону повного потоку ділянки або гілки магнітного кола:

$$\oint \bar{H} d\bar{l} = \sum_{i=1}^{i=n} F_i; \quad \Phi_i = F_i / R_{\mu i},$$

де $d\bar{l}$ – елемент довжини розповсюдження силових ліній поля; F_i , Φ_i , $R_{\mu i}$ – відповідно магнітна напруга, магнітний потік та магнітний опір i -ї ділянки магнітного кола.

Однак перехід від першого рівняння Максвела до виразу потоку дуже складний. Труднощі переходу визначаються тим, що межі середовищ із різними магнітними проникливостями (ділянки магнітного кола з проникливостями μ_i) мають складну форму, а характеристики намагнічування феромагнітних осердь нелінійні.

Друге рівняння Максвела без значних труднощів зводиться до диференціальних рівнянь напруг U_k окремих контурів електричного кола та пов'язує параметри електричного контуру з потоком Φ_i :

$$U_k + e_k = U_k - d\psi_k / dt = U_k - w_k \partial \Phi_i / \partial t = i_k R_k,$$

де e_k – індукційна в контурі електрорушійна сила (ЕРС) при поточкозчепленні ψ_k контуру з магнітним потоком Φ_i ; i_k – струм електричного контуру (обмотки) з числом витків w_k ; R_k – активний опір контуру.

При аналітичному розрахунку електромагнітне поле складних кіл (електромагнітних та електромеханічних пристроїв) при частотах до 1000 Гц розглядається як квазістаціонарне магнітне поле і

підрозділяється на два поля: головне поле та поле розсіювання, які розглядаються незалежно. Крім того, квазістаціонарне магнітне поле може бути вихровим і потенціальним. *Вихровими* прийнято називати поля, ротор яких відрізняється від нуля. В усіх точках простору, де проходять струми, $Rot \bar{H} = \bar{\Delta}$ і поле вихрове (зони простору з обмотками). В областях простору, де $\bar{\Delta} = 0$, $Rot \bar{H} = 0$, магнітне поле можна розглядати як потенціальне. У просторі з потенціальним полем можна прийняти, що $\bar{H} = -grad U_m$, де U_m – скалярний магнітний потенціал (абстрактне розрахункове поняття, яке є аналогом електричних потенціалів електричного кола та введено для спрощення рішень польових завдань [18–20]).

Потенціальне поле для областей, які не зайняті струмом, визначається рівнянням Лапласа для скалярного потенціалу U_m . Назване рівняння, наприклад, у прямокутній системі координат x, y, z має вигляд [18–20]

$$\nabla^2 U_m = \mu_x \frac{\partial^2 U_m}{\partial x^2} + \mu_y \frac{\partial^2 U_m}{\partial y^2} + \mu_z \frac{\partial^2 U_m}{\partial z^2} = 0, \quad (1.4)$$

де μ_x, μ_y, μ_z – магнітні проникливості середовища по вісях x, y, z .

Рішенням рівняння Лапласа є значення потенціалу U_m , через які знаходяться складові напруженості поля:

$$H_x = -\frac{\partial U_m}{\partial x}; \quad H_y = -\frac{\partial U_m}{\partial y}; \quad H_z = -\frac{\partial U_m}{\partial z}.$$

Різниця потенціалів між будь-якими точками простору, зайнятого полем, уявляє собою падіння магнітної напруги

$$F_{12} = U_{m1} - U_{m2} = \int_1^2 \bar{H}_l d\bar{l}.$$

Вирішення задач розрахунку вихрових полів здійснюється із використанням поняття векторного потенціалу \bar{A} , ротор якого дорівнює магнітній індукції ($B = rot \bar{A}$).

Векторний потенціал у будь-якій точці поля пов'язаний рівнянням Пуассона зі щільністю струму в тій же точці [18–20]:

$$\nabla^2 \bar{\Delta} = -\mu \bar{\Delta} = \frac{\partial^2 \bar{A}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \bar{A}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \bar{A}}{\partial z^2}. \quad (1.5)$$

Тримірні квазістаціонарні магнітні поля, які описуються рівняннями Лапласа і Пуассона, визначити дуже складно. Оскільки осердя електромагнітних пристроїв виконують з окремих ізольованих шарів електротехнічної сталі, а конфігурація поля вздовж однієї з координат в елементарних шарах не змінюється, замість трьохмірних рівнянь (1.4) або (1.5) вирішують відповідні двомірні рівняння. Розв'язання завдань здійснюється на основі граничних умов аналітичним або чисельним методами. При цьому область розповсюдження електромагнітного поля розбивається на ряд підобластей з умовно постійним середнім значенням індукції. При прийнятих допусках і введенні поняття *магніторушійної сили (МРС) F_{Σ}* , можна виконувати перехід від першого рівняння Максвела до рівняння потоку ділянки магнітного кола та розрахунок електромагнітного поля в підобластях – гілках магнітного кола (заступної схеми області розповсюдження поля)

$$F_{\Sigma} = \sum_{i=1}^{l=n} F_i,$$

де F_i – магнітна напруга ділянок магнітного кола; n – кількість ділянок.

Прикладом аналітичного рішення польової задачі є *якісний (приблизний) аналіз* розподілу напруженості або індукції електромагнітного поля в елементах магнітного кола ВПМ ТТ [21]. Названий аналіз виконується в ідеалізованій моделі, в якій, разом із допусками квазістаціонарності, виключенням поверхневого і граничного ефектів, а також нехтуючи втратами в сталі, магнітна проникливість μ магнітопроводу приймається постійною [18–20]. Однак у моделі, що розглядається, з метою забезпечення можливості зміни насичення в

радіальному напрямку (координати R_i , рис. 1.12 і 1.13), при можливості аналітичного рішення, μ вважається постійною в межах будь-якого заданого окремого витка електротехнічної сталі і визначається середнім значенням індукції в його поперечному перетині. Також, згідно з допущеннями квазістаціонарності, розглядається задача магнітостатики, яка дозволяє виключити в математичних виразах частотно-часовий компонент.

ЕМС ТТ (див. рис.1.8) відповідають відомим умовам [11,22] створення обертової МРС. Відповідно виявляється, що по контурах магнітного кола замикається обертове двополюсне магнітне поле взаємодії об'єднаних обмоток зі скороченим кроком (в обмотковому вікні знаходяться частини котушок, що належать різним фазам). Результуюча МРС $F_{\Sigma}(\alpha, t)$ ТТ створює поле з розподілом у просторі і часі (координати α, t) відповідно з виразом [22]

$$B_{\Sigma}(\alpha, t) = \lambda_{m\Sigma}(\alpha)F_{\Sigma}(\alpha, t), \quad (1.6)$$

де $\lambda_{m\Sigma}(\alpha)$ – результуюча провідність технологічного зазору, що відповідає провідності магнітного кола.

Згідно прийнятої концепції обертової МРС, запроваджується поняття *полюсного ділення* τ і *кроку* u обмотки варіантів ЕМС (рис. 1.8, **a** і **б**).

На рис.1.12, **a** і **б** зображені варіанти геометрії і лінійна розгортка за віссю u АЧ із симетричним ВПМ у декартовій системі координат (рис.1.12, **в**). Періодичний розподіл МРС обмотки (рис.1.13, **a, в**) у фіксований момент часу (максимуму струму однієї з фаз), наприклад A , може бути поданим у вигляді ступінчастої кривої (рис.1.13, **г**). При цьому у площинно - паралельній інтерпретації просторова координата α (рис.1.12, **a**) реального магнітопроводу пов'язана з тангенціальною координатою x лінійної розгортки АЧ та ЕМС (рис.1.12, **a**) відомим співвідношенням [11,22]

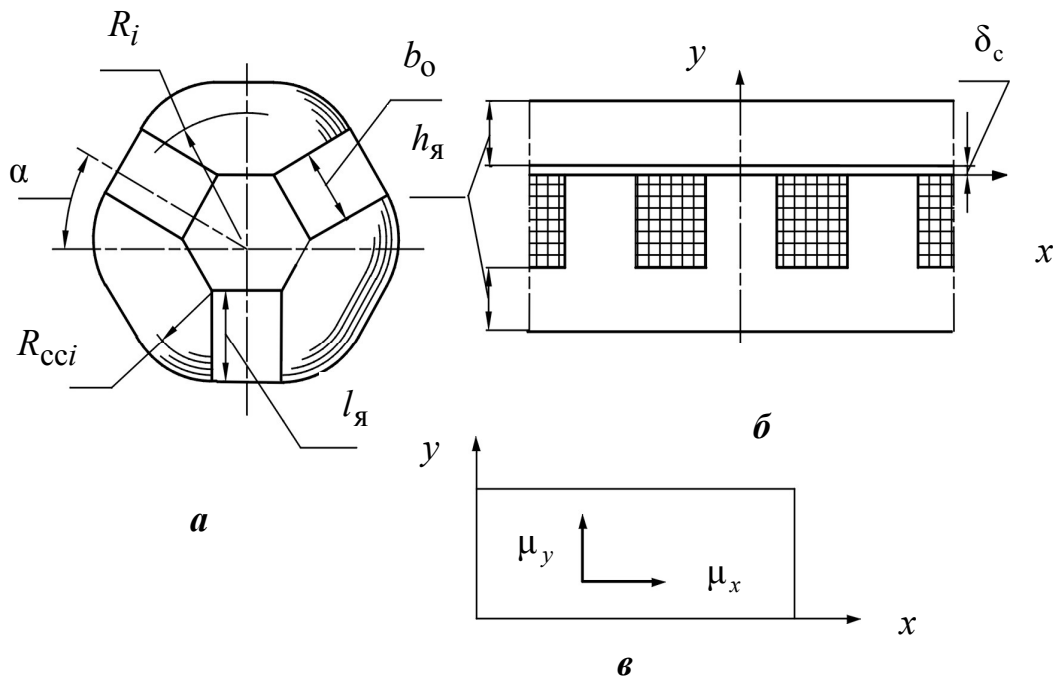


Рис. 1.12. Варіант конфігурації (а) і розрахункові схеми (б), (в) елементарних шарів магнітопроводу

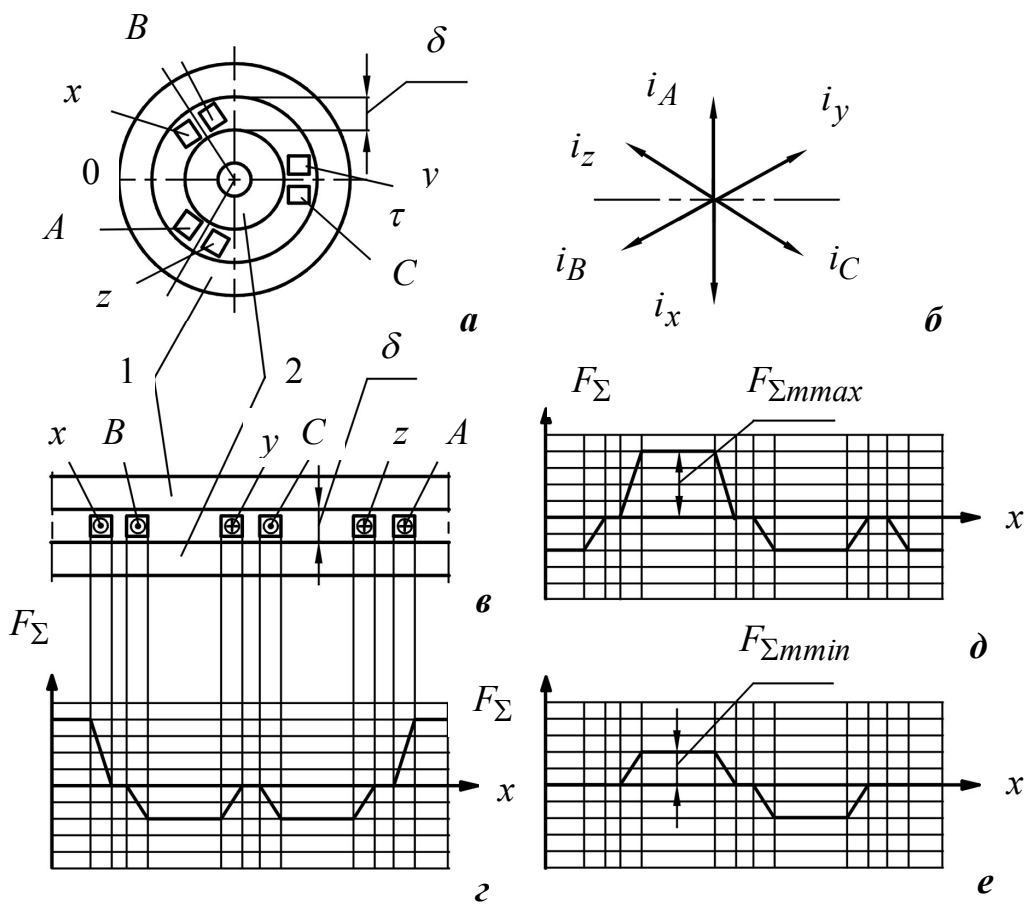


Рис. 1.13. Ідеалізована модель просторової електромагнітної системи (а), діаграма струмів (б), лінійна розгортка (в) і розподіл МРС (z – e): 1,2 – ярма

$$\alpha = \pi x / \tau_i,$$

де τ_i – поточне значення полюсного ділення ЕМС на радіальній координаті R_i .

Якщо представити трансформатор в режимі холостого ходу спрощеною і ідеалізованою моделлю, тобто складеним з двох ярем с $\mu = \infty$ и трьох котушок сосредоточеної трифазної обмотки з кроком $y \approx 2\tau/3$, наприклад дискового виконання, яка встановлена в гладкому зазорі δ між ярмами (див. рис. 1.13, **a**), то розподіл МРС у відповідності з векторною діаграмою струмів (див. рис. 1.13, **б**), а також лінійної розгортки (рис. 1.13, **в**) вказаної моделі, може бути представлено кривою (див. рис. 1.13, **г**). При цьому МРС F_Σ сягає максимального значення амплітуди $F_{\Sigma mmax}$ при наявності в однієї з фаз максимального значення струму, наприклад струму фази A $i_A = I_m$ (див. рис. 1.13, **г**), або струму фази B $i_B = I_m$ (див. рис. 1.13, **д**) і сягає мінімального значення амплітуди $F_{\Sigma mmin}$ при нульовому значенні струму однієї з фаз, наприклад $i_A = 0$ (див. рис. 3.2, **е**).

Пульсуюча МРС кожної з фаз А, В, С (див. рис. 1.13, **a**) розкладається до ряду Фур'є на нечітні и чітні гармоніки

$$F'_\Sigma(x) = \sum_{\nu=1}^{\infty} F_{\Sigma m \nu} \cos \frac{\nu \pi x'}{\tau_i}, \quad (1.7)$$

де координата x' визначається фазою ψ_ν положення висшої гармоніки МРС відносно першої гармоніки МРС,

$$x' = x + \psi_\nu.$$

Оскільки сумарна МРС трифазної обмотки дорівнює сумі МРС окремих фаз з врахуванням їх зсувів у часі і просторі [18], результуюча МРС $F_\Sigma(x)$ моделі визначається сумою чітних и нечітних гармонік $\nu = 1 \dots \infty$ при відсутності гармонік кратних трьом ($\nu = 3c$; $c = 1, 2, 3 \dots \infty$).

Вказане на рис. 1.13, **a** і **б** "суміщене" розташування сторін котушок обмотки приведе до зміщення амплітудних значень хвиль ν - х гармонік МРС напівфаз $F_{\text{пф}\nu}$ [18] відносно "традиційного" положення (пунктирні лінії на рис. 1.13, **б** і 1.14). Для нижчих гармонік порядку $\nu=1$ і $\nu=2$ кути зміщення складають відповідно 60° і 120° .

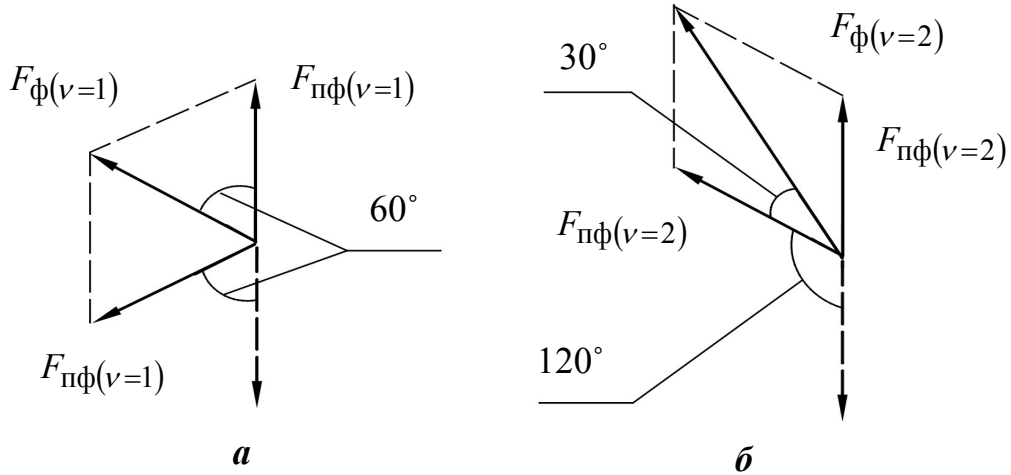


Рис. 1.14. Векторні діаграми гармонічних складових МРС напівфаз порядку $\nu=1$ (**a**) і $\nu=2$ (**б**).

З діаграми (див. рис. 3.3) слід, що гармонічні складові МРС порядків $\nu=1$ і $\nu=2$ послаблюються відповідно в $K_{R\nu}$ раз:

$$K_{R(\nu=1)} = \frac{F_{\text{ф}(\nu=1)}}{2F_{\text{пф}(\nu=1)}} = \frac{F_{\text{пф}(\nu=1)}}{2F_{\text{пф}(\nu=1)}} = 0,5; \quad (1.8)$$

$$K_{R(\nu=2)} = \frac{F_{\text{ф}(\nu=2)}}{2F_{\text{пф}(\nu=2)}} = \frac{2F_{\text{пф}(\nu=2)} \sin 60^\circ}{2F_{\text{пф}(\nu=2)}} = 0,866. \quad (1.9)$$

При цьому з виразів (1.8) і (1.9) випливає, що відносні значення амплітуд вказаних гармонік $\nu=1$ і $\nu=2$ відносно до низшої робочої гармоніки при числі пар полюсів $p=1$ обмотки складають:

$$F_{1m}^* = \frac{K_{R(\nu=1)}}{K_{Rp}} \cdot \frac{p}{\nu} = \frac{0,5 \cdot 1}{0,5 \cdot 1} = 1;$$

$$F_{2m}^* = \frac{K_{R(\nu=2)}}{K_{Rp}} \cdot \frac{p}{\nu} = \frac{0,866 \cdot 1}{0,5 \cdot 2} = 0,866.$$

На основі відомих способів гармонічного аналізу, наприклад з

роботи [23], крива $F_{\Sigma}(x)$ (рис. 1.13, *з-е*) розкладається на гармонічні складові з яких домінуючими є гармоніки низького порядку. Названа крива $F_{\Sigma}(x)$ приблизно визначається сумою $F_{\Sigma}^{*}(x)$ двох гармонік $F_{\Sigma 1}^{*}(x)$ и $F_{\Sigma 2}^{*}(x)$ з відносними амплітудами порядку $\nu=1$ и $\nu=2$ (рис. 1.15). Коливання амплітуди $\Delta F_{\Sigma m}$ (різниця $F_{\Sigma mmax}$ і $F_{\Sigma mmin}$, див. рис. 1.13, *д і е*) обумовлене взаємною зміною положення гармонік $F_{\Sigma 1}(x)$ и $F_{\Sigma 2}(x)$, а також других висших гармонік розкладу $F_{\Sigma}(x)$ в ряд Фур'є при зміні координати часу.

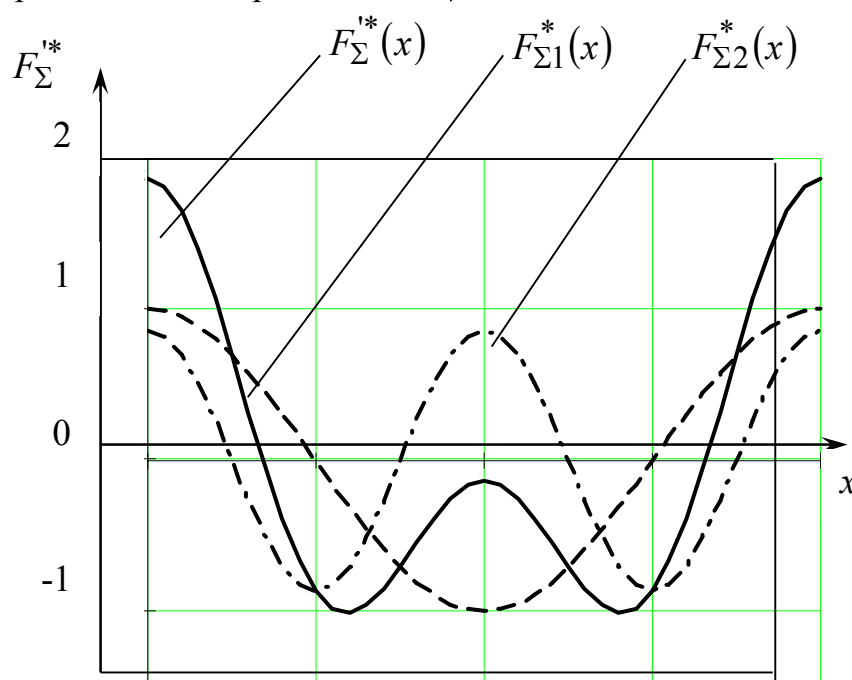


Рис. 1.15. Основні гармоніки розкладу в ряд Фур'є кривої МРС обмотки трансформатора просторової магнітної системи при максимальному значенні амплітуди МРС

Відповідно до роботи [22], $\lambda_{m\Sigma}(\alpha, t)$ реальних магнітопроводів представлено у вигляді виразів, які мають постійну складову і гармонічні ряди. При цьому, в зв'язку з відсутністю рухомих елементів, склад гармонічних рядів $\lambda_{m\Sigma}(\alpha)_i$ визначається геометрією магнітопроводів, які симетричні відносно продольної вісі стержня (оси y лі-

нійної розгортки) и з періодом $2\pi/3$ повторюють (на будь якому радіусі R_i) конфігурацію вздовж координати α (оси x , рис. 1.12,б). Вказаний кут і симетрія магнітопроводів визначають гармонічний склад і періоди нечітних гармонік провідності зазору

$$\nu_{\delta} = 3k\alpha; k = 2c + 1; c = 0,1,2,\dots\infty.$$

Оскільки первинна і вторинна обмотки розташовані в одних й тих ж "пазах" – обмоткових вікнах і в статичних ЕМС відсутні рухомі ділянки магнітопроводу, для прийнятих фаз струмів (див. рис. 1.13,б) та начала координат (див. рис. 1.13,в) відомий вираз [22] провідності $\lambda_{m\Sigma}(\alpha, t)$ відносно низької гармоніки обертової МРС (порядку $\nu = 1$) спрощується

$$\lambda_{m\Sigma}(\alpha)_i = \lambda_{m0i} \left[1 + \sum_{k=1}^{k=\infty} \lambda_{mki} \cos(3k\alpha) \right], \quad (1.10)$$

де λ_{m0i} і λ_{mki} – постійна складова і амплітуда k -ої гармоніки провідності технологічного стикового зазору на координаті R_i .

Розподіл (1.10) приблизно (при $k=1$) представлено кривою (рис. 1.16).

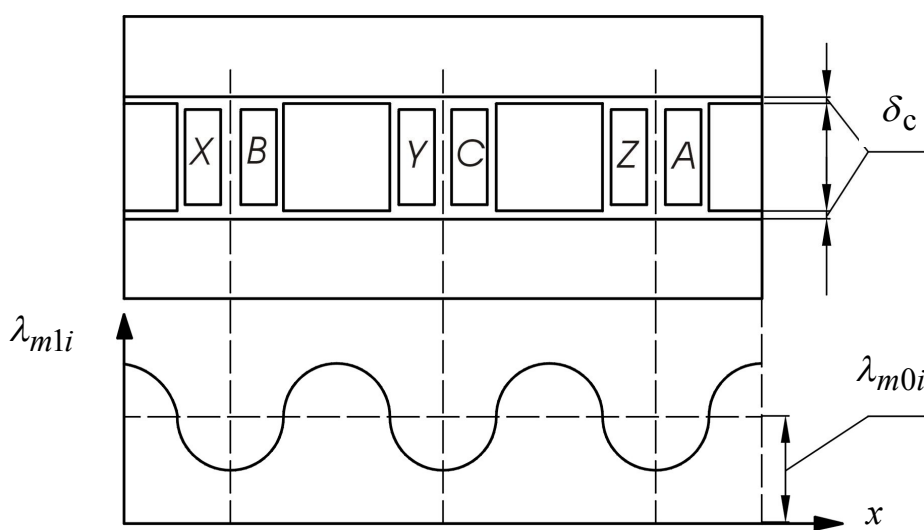


Рис. 1.16. Розподіл основної складової провідності магнітного кола

Согласно (1.6), (1.7) и (1.10) вигляд кривих розподілу магнітного поля ТТ з СПМ перекручується та ускладнюється парними і непарними гармоніками МРС ($\nu \neq 3c$) і гармоніками провідності, кратним трьом, однак згадані криві, у зв'язку з вказаними вище електромагнітними і геометричними особливостями, є періодичними функціями.

З викладеного слід, що функція (1.6), та скалярний магнітний потенціал при приблизному якісному аналізі і аналітичному рішенні рівняння Лапласа можуть бути подані у вигляді добутку гармонічних рядів.

Аналіз добутку (1.7) і (1.10) показує, що будь-яка комбінація пар гармонік ν , k складових $B_{\delta}(x)_i$, за виключенням відсутній в ряді (1.7) пари $\nu = 3$; $k = 1$, створює парні і непарні гармоніки результуючого порядку ν , які складаються з відповідними гармоніками першої складової і рівняння (1.6) спрощується до вигляду [21]

$$B_{\delta}(x)_i = \sum_{\nu=1}^{\infty} B_{\delta\nu i} \cos \frac{\nu\pi x}{\tau_i}. \quad (1.11)$$

Позначення раніше рівняння (1.4) Лапласа в декартових координатах може бути використано в областях (ділянках) магнітного кола (рис.1.12, б) у двомірному вигляді

$$M_x \frac{\partial^2 U_m}{\partial x^2} + M_y \frac{\partial^2 U_m}{\partial y^2} = 0. \quad (1.12)$$

Можливість використання двомірних координат обумовлена площинною конфігурацією ділянок елементарних шарів сталі в зонах b_0 і b_c магнітопроводу (рис.1.12, а), а також (рис.1.12, б) відомою конструктивною особливістю електромагнітних пристроїв [11,22] $\delta_c \ll \tau_i$, де δ_c – величина стикового технологічного зазору. Названа особливість дозволяє в теорії електричних машин розглядати електромагнітні процеси в площинній лінійній розгортці.

Можливість двомірного вигляду рівняння Лапласа зумовлена двома факторами. По-перше, для будь-якого замкненого контуру магнітної силової лінії є справедливим закон повного струму, тому МРС магнітного кола незмінна вздовж $Z_i(R_i)$, а у виразі (1.4), для випадку аналізу поля в стиковому зазорі δ_c $\partial U_m / \partial z \approx 0$. По-друге, у варіантах ВПМ (див. рис. 1.8) виткі стрічки розділені шаром ізоляції (оксиди, лак), а зрівнювальний потік уздовж вісі Z демпфірується вихровими струмами. Тому у виразі (1.4) для випадку аналізу розподілу поля в стержнях і ярмі $M_{x(y)} \gg M_z$, $M_z \approx 0$

У зв'язку з названими конструктивно-технологічними особливостями, тримірне завдання аналізу поля по рівнянню (1.4) зводиться до двомірної задачі визначення розподілу компонентів індукції і напруженості поля в заданій області лінійної розгортки випрямленого магнітного кола в межах ділянок одного будь-якого витка електротехнічної сталі магнітопроводу.

Вигляд рішення рівняння (1.12) задач магнітостатики у вільних від струму ділянках ЕМС, що відображено на рис.1.12, **в**, залежить від граничних умов конкретних елементів магнітного кола.

Загальне рішення задачі методом розділення змінних [20,23] має вигляд

$$U_m = U_{m0} + \sum_{v=1}^{\infty} (C_1 e^{v\chi_{\mu} \pi y / \tau_i} + C_2 e^{-v\chi_{\mu} \pi y / \tau_i}) \cos(v\pi x / \tau_i), \quad (1.13)$$

де C_1 і C_2 – коефіцієнти, що відповідають початковим умовам; $\chi_{\mu i}$ – відомий коефіцієнт [18–20], що ураховує анізотропність електротехнічної сталі (при наявності) на радіусі R_i

$$\chi_{\mu} = \sqrt{\mu_x / \mu_y}.$$

Складові напруги електромагнітного поля є похідними від U_m :

$$H_x = -\frac{\partial U_m}{\partial x} = \frac{\pi}{\tau_i} \sum_{v=1}^{\infty} v (C_1 e^{\frac{v\pi\chi_{\mu} y}{\tau_i}} + C_2 e^{-\frac{v\pi\chi_{\mu} y}{\tau_i}}) \sin \frac{v\pi x}{\tau_i}; \quad (1.14)$$

$$H_y = -\frac{\partial U_m}{\partial y} = \frac{\pi\chi\mu}{\tau_i} \sum_{v=1}^{\infty} v(C_1 e^{\frac{v\pi\chi\mu y}{\tau_i}} - C_2 e^{-\frac{v\pi\chi\mu y}{\tau_i}}) \cos \frac{v\pi x}{\tau_i}. \quad (1.15)$$

З (1.14) і (1.15) випливає, що головним геометричним параметром, що визначає розподіл поля вздовж напрямку росту координати R_i , є величина τ_i трансформатора, яка для конфігурації (див. рис. 1.8) визначається відповідно виразами:

$$\tau_i = (3b_o + 3b_c + 2\pi R_{cci}) / 2 = 1,5(b_o + b_c) + \pi R_{cci}; \quad (1.16)$$

$$\tau_i = 1,5b_o + \pi(R_{cci} + b_c / \sqrt{3}). \quad (1.17)$$

У випадку аналізу магнітного поля в ярмі в розрахунковій області (див. рис. 1.12, **в**) тангенціальна $\mu_{\text{яxi}}$ і нормальна $\mu_{\text{яyi}}$ магнітні проникливості сталі на радіусі R_i і зона зміни Δy :

$$\mu_{\text{яxi}} \geq \mu_{\text{яyi}}; \Delta y = h_{\text{я}}.$$

При цьому C_1 і C_2 визначаються наступними межовими умовами.

При $y = 0$, відповідно до (1.15), нормальна складова індукції $B_{\text{яi}}$ на R_i -м радіусі ярма повторює закон розподілу індукції в технологічному зазорі:

$$\begin{aligned} B_{\text{яi}(y=0)} &= \mu_{\text{яi}} H_{\text{яi}(y=0)} = \mu_{\text{яi}} \frac{\pi}{\tau_i} \sum_{v=1}^{\infty} v(C_1 - C_2) \cos\left(\frac{v\pi x}{\tau_i}\right) = \\ &= \sum_{v=1}^{\infty} B_{\delta vi} \cos \frac{v\pi x}{\tau_i}, \end{aligned} \quad (1.18)$$

де $H_{\text{яi}}$ – напруженість магнітного поля на R_i -м радіусі ярма; $B_{\delta vi}$ – амплітуда v -ї гармоніки розподілу індукції на координаті R_i межі ярма і технологічного зазору при магнітній проникливості ярма на радіусі R_i ,

$$\mu_{\text{яxi}} = \mu_{\text{яyi}} = \mu_{\text{яi}}.$$

При $y = h_{\text{я}}$ нормальна складова індукції в ярі дорівнює нулю

$$B_{\text{я}i}(y=h_{\text{я}}) = \mu_{\text{я}i} \frac{\pi}{\tau_i} \sum_{v=1}^{\infty} v \left(C_1 e^{\frac{v\pi\chi_{\mu_i} h_{\text{я}}}{\tau_i}} - C_2 e^{-\frac{v\pi\chi_{\mu_i} h_{\text{я}}}{\tau_i}} \right) \cos \frac{v\pi x}{\tau_i} = 0. \quad (1.19)$$

При одночасному вирішенні рівнянь (1.18) і (1.19) визначають постійні C_1 і C_2 :

$$C_1 = \frac{\tau_i B_{\delta v_i}}{v \sqrt{\mu_{\text{я}xi} \mu_{\text{я}yi}}} \frac{e^{-v\pi\chi_{\mu_i} h_{\text{я}} / \tau_i}}{2 \text{sh}(v\pi\chi_{\mu_i} h_{\text{я}} / \tau_i)}; \quad (1.20)$$

$$C_2 = \frac{\tau_i B_{\delta v_i}}{v \sqrt{\mu_{\text{я}xi} \mu_{\text{я}yi}}} \frac{e^{v\pi\chi_{\mu_i} h_{\text{я}} / \tau_i}}{2 \text{sh}(v\pi\chi_{\mu_i} h_{\text{я}} / \tau_i)}. \quad (1.21)$$

Підстановка (1.20) і (1.21) в (1.14) і (1.15) визначає вирази компонент індукції магнітного поля в елементарному шарі яра [21]:

$$B_{\text{я}iy} = \sum_{v=1}^{\infty} B_{\delta v_i} \frac{\text{sh}[v\pi\chi_{\mu_i} (h_{\text{я}} - y) / \tau_i]}{\text{sh}(v\pi\chi_{\mu_i} h_{\text{я}} / \tau_i)} \cos \frac{v\pi x}{\tau_i};$$

$$B_{\text{я}ix} = \chi_{\mu_i} \sum_{v=1}^{\infty} B_{\delta v_i} \frac{\text{ch}[v\pi\chi_{\mu_i} (h_{\text{я}} - y) / \tau_i]}{\text{sh}(v\pi\chi_{\mu_i} h_{\text{я}} / \tau_i)} \sin \frac{v\pi x}{\tau_i}. \quad (1.22)$$

Згідно з даними [11–22], форма кривої розподілу магнітного поля в ділянках магнітного кола індукційних перетворювачів визначається вищими гармоніками порядку $v \leq 7$. При цьому електромагнітний стан нейтралі і насичення яра визначається першою (головною) і третьою (при наявності) гармоніками.

Максимальне і середнє значення тангенціальних складових першої і третьої гармонік розподілу індукції на нейтралі яра $x = \tau_i / 2$ для магнітопровода (див. рис. 1.8, **a**) визначають з урахуванням (1.22) рівняннями:

$$B_{\text{я}1m_i} = \chi_{\mu_i} B_{\delta 1i} \frac{\text{ch} \left[\frac{\pi\chi_{\mu_i} (h_{\text{я}} - y)}{1,5(b_o + b_c) + \pi R_{\text{cci}}} \right]}{\text{sh} \left[\frac{\pi\chi_{\mu_i} h_{\text{я}}}{1,5(b_o + b_c) + \pi R_{\text{cci}}} \right]}; \quad (1.23)$$

$$B_{\text{я}1m_{ci}} = \frac{1}{h_{\text{я}}} \int_0^{h_{\text{я}}} B_{\text{я}1m_i} dy = B_{\delta 1i} \frac{1,5(b_o + b_c) + \pi R_{\text{cci}}}{\pi h_{\text{я}}}; \quad (1.24)$$

$$B_{\text{я}3m_i} = -\chi_{\mu_i} B_{\delta 3i} \frac{\text{ch} \left[\frac{3\pi\chi_{\mu_i} (h_{\text{я}} - y)}{1,5(b_o + b_c) + \pi R_{\text{cci}}} \right]}{\text{sh} \left[\frac{3\pi\chi_{\mu_i} h_{\text{я}}}{1,5(b_o + b_c) + \pi R_{\text{cci}}} \right]}; \quad (1.25)$$

$$B_{\text{я}3m_{ci}} = \frac{1}{h_{\text{я}}} \int_0^{h_{\text{я}}} B_{\text{я}3m_i} dy = -B_{\delta 3i} \frac{1,5(b_o + b_c) + \pi R_{\text{cci}}}{3\pi h_{\text{я}}}. \quad (1.26)$$

Максимальне і середнє значення тангенціальних складових першої і третьої гармонік розподілу індукції на нейтралі ярма $x = \tau_i/2$ для магнітопроводу (рис. 1.8,б) визначають з урахуванням (1.22) виразами:

$$B_{\text{я}1m_i} = \chi_{\mu_i} B_{\delta 1i} \frac{\text{ch} \left[\frac{\pi\chi_{\mu_i} (h_{\text{я}} - y)}{1,5b_o + \pi(R_{\text{cci}} + b_c/\sqrt{3})} \right]}{\text{sh} \left[\frac{\pi\chi_{\mu_i} h_{\text{я}}}{1,5b_o + \pi(R_{\text{cci}} + b_c/\sqrt{3})} \right]}; \quad (1.27)$$

$$B_{\text{я}1m_{ci}} = \frac{1}{h_{\text{я}}} \int_0^{h_{\text{я}}} B_{\text{я}1m_i} dy = B_{\delta 1i} \frac{1,5b_o + \pi(R_{\text{cci}} + b_c/\sqrt{3})}{\pi h_{\text{я}}}; \quad (1.28)$$

$$B_{\text{я}3m_i} = -\chi_{\mu_i} B_{\delta 3i} \frac{\text{ch} \left[\frac{3\pi\chi_{\mu_i} (h_{\text{я}} - y)}{1,5b_o + \pi(R_{\text{cci}} + b_c/\sqrt{3})} \right]}{\text{sh} \left[\frac{3\pi\chi_{\mu_i} h_{\text{я}}}{1,5b_o + \pi(R_{\text{cci}} + b_c/\sqrt{3})} \right]}; \quad (1.29)$$

$$B_{\text{я}3m_{ci}} = \frac{1}{h_{\text{я}}} \int_0^{h_{\text{я}}} B_{\text{я}3m_i} dy = -B_{\delta 3i} \frac{1,5b_o + \pi(R_{\text{cci}} + b_c/\sqrt{3})}{3\pi h_{\text{я}}}, \quad (1.30)$$

де в (1.24), (1.26) і (1.28), (1.30) інтегрування здійснюється (інтеграл не залежить від шляху) при $y = 0$; $B_{\delta 1i}$ і $B_{\delta 3i}$ – амплітуди першої і третьої гармонік індукції зазору на координаті R_i .

З (1.23)–(1.30) слідує, що поточне значення середніх величин першої і третьої гармонік на нейтралі ярма зростає в напрямку координати R_i (див. рис.1.1). При цьому третя гармоніка індукції знижує насичення нейтралі ярма.

Аналогічно на основі рішення рівняння (1.12) для області (див. рис. 1.12,*a*) з $y = \delta'_{ci}$ можна визначити, що складові напруженості магнітного поля в стиковому технологічному зазорі визначаються рівняннями:

$$H_{\delta_{ix}} = \frac{\pi}{\tau_i} \sum_{v=1}^{\infty} v F_{\Sigma m v} \frac{\text{sh}[v\pi(\delta'_{ci} - y)/\tau_i]}{\text{sh}(v\pi\delta'_{ci}/\tau_i)} \sin \frac{v\pi x}{\tau_i}; \quad (1.31)$$

$$H_{\delta_{iy}} = \frac{\pi}{\tau_i} \sum_{v=1}^{\infty} v F_{\Sigma m v} \frac{\text{ch}[v\pi(\delta'_{ci} - y)/\tau_i]}{\text{sh}(v\pi\delta'_{ci}/\tau_i)} \cos \frac{v\pi x}{\tau_i}. \quad (1.32)$$

Рівняння (1.31) і (1.32) дає можливість визначити, що ослаблення нормальної складової напруженості поля в технологічному зазорі δ_c знижується в напрямку збільшення радіальної координати.

Крім того, слід відзначити, що середня величина індукції і насичення шарів сталі стержня варіантів ВПМ (рис.1.8) зменшуються зі зростанням радіуса R_i .

1.3 Особливості розподілу теплового поля по об'єму активної частини трифазного просторового трансформатора

Найбільш суттєвим обмеженням зниження матеріалоемності електромагнітних пристроїв шляхом підвищення використання активного об'єму є нагрівання ізоляції.

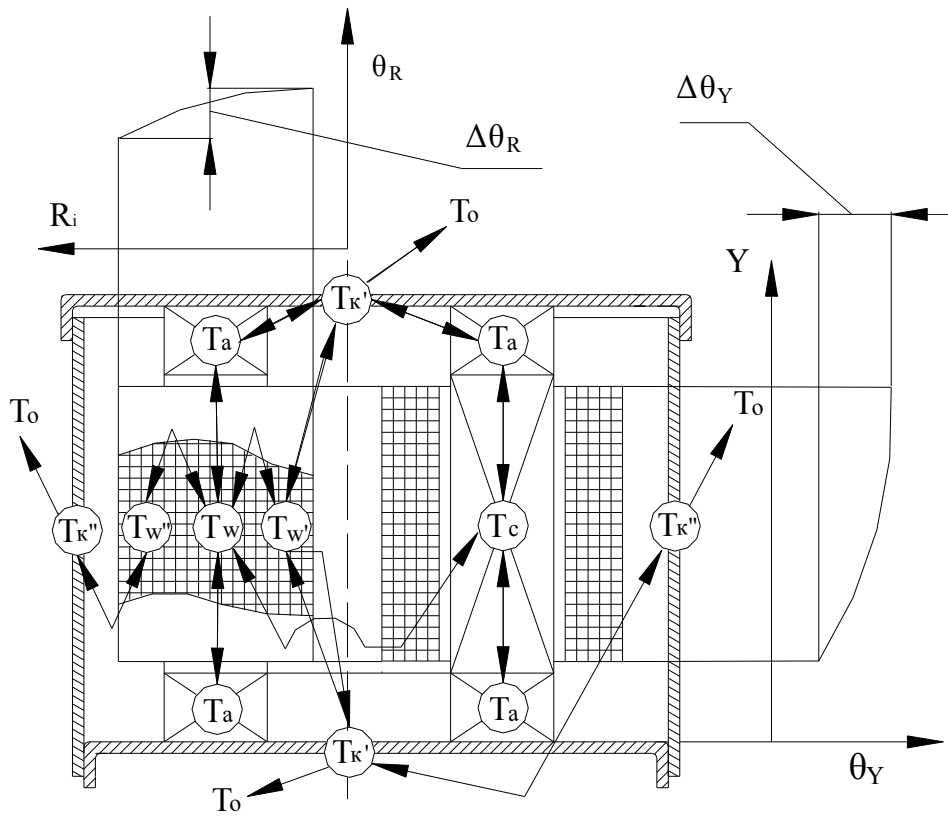
Конфігурація, об'єм і маса кожного з елементів АЧ ТТ конструкцій (див. рис.1.8) змінюються в напрямку зростання радіальної координати R_i (див. рис.1.12,*a*). У тому ж радіальному напрямку від внутрішнього D_B до зовнішнього D_3 діаметрів контурних кіл СПМ змінюються індукція та втрати в сталі, а основні поверхні охолодження АЧ дислоковані у зоні зовнішніх контурів і торцевих поверхонь.

Вказана специфіка зумовлює нерівномірність розподілу теплового поля в напрямку зростання радіальної координати R_j і максимальне значення температури просторового ТТ може мати місце в зоні обмоток, що відповідає D_B . Температура зовнішніх поверхонь обмоток змінюється в радіальному і осьовому напрямках відповідно до кривих (рис. 1.17,*a*). При цьому додатково до відомого осьового $\Delta\theta_y$ градієнта температури [26] за висотою трансформатора виникає радіальний температурний градієнт $\Delta\theta_R$ (див. рис.1.17,*a*) [27].

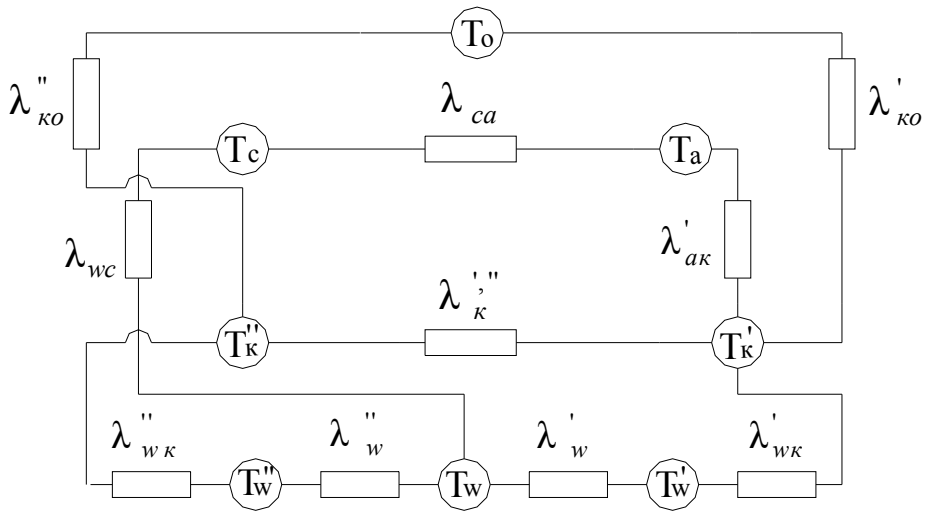
На рис.1.17,*a* позначено: T_o – температура навколишнього середовища; $T_{K'(K'')}$ – середня температура торцевої (циліндричної) частини оболонки; $T_{a(c)}$ – температура ярма (стержня); T_{wma} , T_w' , T_w'' – середні температури обмотки в зоні обмоткового вікна та внутрішньої і зовнішньої зон обмоток зовні меж магнітопроводу.

У зв'язку з названими особливостями, у випадку роботи просторового ТТ із середньою температурою обмоток, що наближається до допустимої для класу його ізоляції, температура в зоні D_B може перевищити межу допуску, що негативно позначиться на надійності та терміні використання.

Враховуюче все викладене викладене, метою теплового розрахунку ТТ із ВПМ є визначення радіального розподілу $\theta(R_i)$ температури обмоток (у напрямку зростання координати R_i). Для вирішення вказаної задачі необхідно враховувати зміни електричних втрат $P_{ел(2)}$ первинної (вторинної) обмотки і втрат у сталі P_{ci} , а також поверхонь S_{oi} охолодження АЧ при зміні R_i [26,27]:



a



б

Рис.1.17. Схеми активної частини і розподіл максимальної температури поверхонь обмоток:

a – радіальний та осьовий розподіли температури за продольним перерізом; *б* – еквівалентна заступна схема

$$\left. \begin{aligned} P_{\text{еп1(2)}} &= \frac{3w_j I_j}{\gamma_j \Pi_{\text{эфj}}} \left[\int_{D_B/2}^{D_H/2} dl_i(R_i) dR_i \right]; \\ P_{ck_i} &= \int_{D_B/2}^{D_H/2} B_{k_i}^2(R_i) dR_i \int_{D_B/2}^{D_H/2} m_{k_i}(R_i) dR_i; \\ S_{oi} &= 2\pi \int_{D_B/2}^{D_H/2} R_i dR_i \equiv R_i^2, \end{aligned} \right\} \quad (1.33)$$

де γ_j, I_j, w_j – провідність, фазний струм і число витків кожної з обмоток; $\Pi_{\text{эфj}}$ – ефективний перетин витка первинної (вторинної) обмотки; $dl_i(R_i)$ – елемент довжини витка в радіальному напрямку; B_{k_i} і m_{k_i} – середнє значення індукції і маса k -го елемента магнітопровода на радіусі R_i .

Існують різні методи дослідження теплових процесів електромагнітних пристроїв, однак найбільш доцільним для проведення інженерних розрахунків з урахуванням (1.33) є відомий, наприклад наведений у [28], метод еквівалентних теплових заступних схем. Згідно з даним методом, активна і конструктивна частина трансформатора, згідно з названими тепловими зв'язками (рис.1.17,а), розбиваються в осьовому напрямку, а також у напрямку зростання R_i на n_i ділянок. При цьому середня температура в межах кожної n_i -ї ділянки вважається постійною. Теплопередача від поверхонь охолодження до зовнішнього середовища також приймається постійною, а теплопровідності теплових зв'язків n ділянок вважаються незалежними на будь-якої координаті і не є функціями температури. На основі названих відомих допущень усталений температурний режим кожного i -го елемента трансформатора можна, з урахуванням (1.33) описати у вигляді диференціальним лінійним рівнянням з постійними коефіцієнтами

$$\lambda_{r_i} \left(\frac{\partial \theta_i^2}{\partial R_i^2} + \frac{1}{R_i} \frac{\partial \theta_i}{\partial R_i} \right) + \lambda_\alpha \frac{1}{R_i^2} \frac{\partial^2 \theta_i}{\partial \alpha^2} + \lambda_z \frac{\partial^2 \theta_i}{\partial z^2} = \Delta \theta(R_i, \alpha, z), \quad (1.34)$$

де $\lambda_{R_i}, \lambda_\alpha, \lambda_z$ – теплопровідності i -го елемента по вісям циліндричної системи координат на R_i ; $\Delta\theta_i$ – перевищення температури i -го елемента.

Для вирішення системи диференціальних рівнянь типу (1.34) активний об'єм ТТ підрозділяється в радіальному й осьовому напрямках на n пов'язаних тепловими потоками елементів. У відповідності з названими тепловими зв'язками, наприклад за рис. 1.17,*a*, складається теплова заступна схема (рис. 1.17,*б*), згідно з якої рівняння типу (1.34), для випадку усталеного нагріву з градієнтом температури i -го елемента $\Delta\theta_{i\infty}$, замінюється системою алгебраїчних рівнянь

$$\begin{vmatrix} \lambda_{11} & \dots & \lambda_{1n} \\ \vdots & & \vdots \\ \lambda_{n1} & \dots & \lambda_{nn} \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} \theta_1 \\ \vdots \\ \theta_n \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} P_1 \\ \vdots \\ P_n \end{vmatrix}, \quad (1.35)$$

де λ_{ij} – теплова провідність від i -го елемента до j -го (i і j змінюються від 1 до n ; на рис. 1.17,*a* $n = 8$); P_i – утрати в i -м елементі.

Для вирішення системи (1.35) необхідно визначити величину і знак теплової провідності λ_{ij} з урахуванням напрямку теплових потоків, геометрії і конструктивних особливостей кожного i -го елемента на радіусі R_i , який є середнім радіусом перерізу елемента в напрямку від внутрішнього до зовнішнього контурів АЧ. У цілому складається система з n -рівнянь теплового балансу, що враховують теплові зв'язки n_a активних і n_k конструктивних елементів:

$$n = n_a + n_k; n \geq 12 \dots 15.$$

Мінімальна кількість рівнянь для приблизної оцінки можливого радіального градієнта температури $\Delta\theta_R$ (різності між середніми температурами T_w' і T_w'') обмоток у зоні D_B і D_3 складає $n = 8$ при напрямках теплових потоків схеми температурних зв'язків (рис. 1.17,*a*), а також еквівалентної теплової заступної схеми (рис. 1.17,*б*).

На рис. 1.17,б позначено: $\lambda'_{\text{ко}}$ і $\lambda''_{\text{ко}}$ – температурні провідності зв'язку елементів оболонки з зовнішнім середовищем; λ_{ca} – провідність зв'язку стержнів і ярма; λ_{wc} – провідність зв'язку обмотки і стержнів; $\lambda'_{\text{ак}}$ – провідність від ярма до торця оболонки; $\lambda''_{\text{к}}$ – провідність зв'язку циліндричної і торцевих ділянок оболонки; λ'_w і λ''_w – теплові зв'язки середньої і периферійної частини обмотки.

Необхідно відзначити, що завдання розрахунку теплового стану ЕМС з ВПМ досить складне і потребує визначення і дослідної перевірки теплових провідностей при прийнятому типі охолодження (повітряне, масляне), а також чисельного моделювання.

Для зниження можливого $\Delta\theta_R$ необхідна інтенсифікація тепловідводу з поверхонь АЧ в зоні D_B . Така інтенсифікація можлива із застосуванням спеціальних технічних рішень, наприклад примусової автоматичної вентиляції [29] осьової зони “сухого” ТТ або центрального наскрізного каналу з ребрами (радіаторами) корпусу масляного ТТ, із вбудованим вентилятором (рис. 1.18,а).

На принциповій електричній схемі (рис. 1.18,б) трансформатора Т, згідно з даними [29], двигун ДВ вбудованого вентилятора вмикається за допомогою давачів R_θ кола виміру температури. Вказане коло також містить блок УД управління вентилятора і котушку ЛК лінійного контактора Л пуску ДВ.

Будова і дія блоку УД може бути аналогічною відомому температурному захисту із здавачами (позисторами або терморезисторами). Указані давачі встановлюють у зону ділянок обмотки з максимальною температурою.

Іншим більш простим вирішенням завдання зниження температури обмоток є установка у вільний простір по вісі просторового ТТ теплопроводячого стержня з немагнітного матеріалу. Такий стержень повинен бути пов'язаний із корпусними або стяжними елементами,

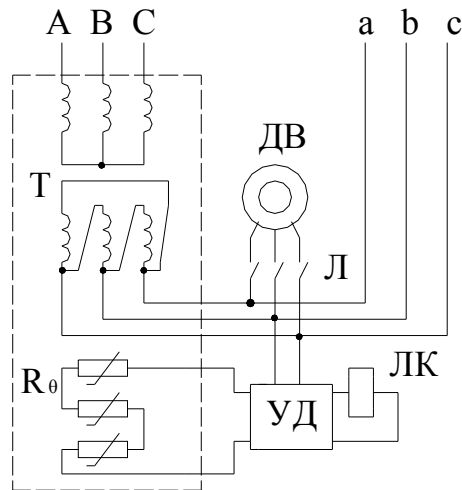
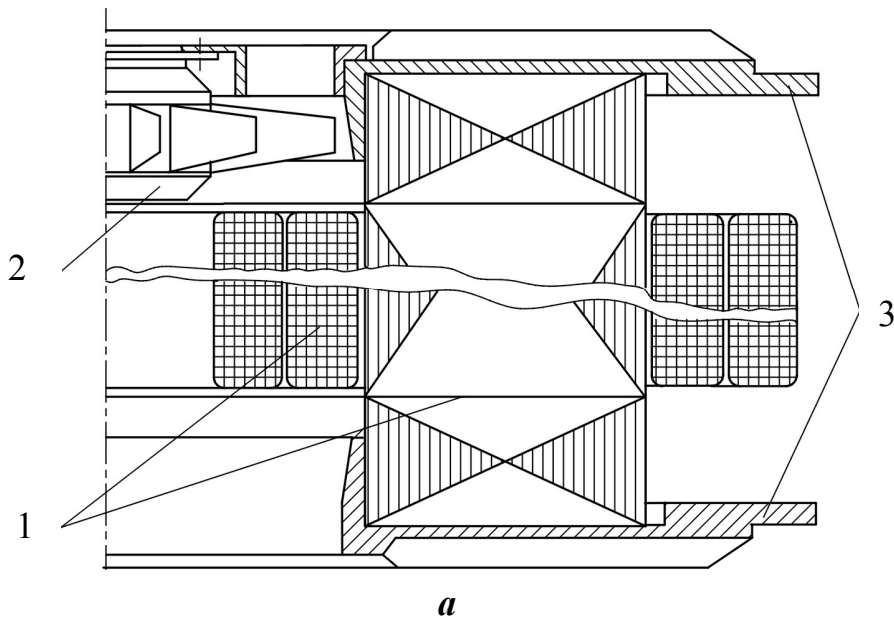


Рис. 1.18. Вбудована примусова вентиляція просторового трифазного трансформатора:

a – схема трансформатора (1 – активна частина; 2 – електровентилятор; 3 – елементи остова); *б* – принципова схема електроприводу вентиляції

що містять виступи (ребра) охолодження. Замість теплопроводячого стержня осьова вільна зона АЧ може бути використана для встановлення двофазного термосифону, що містить конденсатор та випарювач [28]. Конденсатор пов'язаний з охолоджуючими елементами корпусу, а випарювач повинен мати безпосередній тепловий зв'язок з обмоткою.

2. МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ МАСО-ВАРТІСНОГО АНАЛІЗУ АКТИВНОЇ ЧАСТИНИ

2.1. Початкові дані, основні електричні величини і геометричні співвідношення

При проектуванні трансформатора необхідно забезпечити відповідність сучасним вимогам економічності його виробництва й експлуатації, а також електричної, механічної прочності та нагрівостійкості обмоток та інших частин. Цього можна досягти, правильно вибравши головні розміри й обмоткові дані трансформатора на основі конструктивної і параметричної оптимізації, раціонально підібравши його конструкції та матеріали активної і конструктивної частин, а також правильно організувавши технологічні процеси виготовлення.

Початковими даними для проекту є номінальна повна потужність трансформатора S_n , кВ.А, яка відповідає потужності вторинної обмотки; кількість фаз $m=3$; частота f , Гц; номінальні лінійні напруги первинної обмотки U_1 і вторинної обмотки U_2 , В; коефіцієнт потужності навантаження $\cos\varphi_2$; схема і група з'єднань обмоток; конструктивне виконання і засіб охолодження; режим навантаження; характер установки. Якщо трансформатор трьохобмотковий, у завданні вказуються номінальні вторинні потужності S_{21} , S_{22} ; вторинні напруги U_{21} , U_{22} і коефіцієнти потужності $\cos\varphi_{21}$, $\cos\varphi_{22}$ двох вторинних обмоток і навантажень. Крім указаних даних, для загальнопромислових розподільних трансформаторів можуть бути вказані значення падіння напруги ΔU під навантаженням (рис. 2.1), значення напруги короткого замикання U_k , а також додаткові умови відповідності вимогам певних державних стандартів.

Розрахунок трансформатора починається з визначення основних електричних величин: номінальних потужностей, лінійних, фазних напруг і струмів.

Активна потужність вторинної обмотки двохобмоткового та активна потужність вторинних обмоток трьохобмоткового трансформатора, кВт [2,3]:

$$\left. \begin{aligned} P_{2н} &= S_{н} \cos \varphi_2; \\ P_{2н} &= P_{21} + P_{22} = S_{21} \cos \varphi_{21} + S_{22} \cos \varphi_{22}. \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

Попередній розрахунковий лінійний струм первинної обмотки, А

$$I_{1н} = P_{2н} \cdot 10^3 / (\sqrt{3}U_1 \eta' \cos \varphi_1'), \quad (2.2)$$

де η' і $\cos \varphi_1'$ – попередні розрахункові енергетичні коефіцієнти трансформатора.

Величина коефіцієнта корисної дії (ККД) трансформаторів з $S_2 \leq 0,3$ кВ.А знаходиться в межах $\eta = 0,7 \dots 0,93$, а для трансформаторів із $S_2 = 0,3 \dots 30$ кВ.А – у межах $\eta = 0,93 \dots 0,98$. Попередній ККД обирається по кривій рис.2.2 [3]. Попередня величина $\cos \varphi_1'$ обирається в межах

$$\cos \varphi_1' = 1 / \sqrt{1 + (I_{оп} / I_{оа})^2} = 1 / \sqrt{1 + (0,4 \dots 0,5)^2} = 0,89 \dots 0,93,$$

де $I_{оа}$, $I_{оп}$ – реактивна і активна складові струму неробочого ходу.

Номінальний лінійний струм, А, вторинної обмотки і номінальні лінійні струми, А, двох вторинних обмоток двох- та трьохобмоткового трансформаторів:

$$\left. \begin{aligned} I_{2н} &= S_{н} \cdot 10^3 / (\sqrt{3}U_2); \\ I_{21} &= S_{21} \cdot 10^3 / (\sqrt{3}U_{21}); \quad I_{22} = S_{22} \cdot 10^3 / (\sqrt{3}U_{22}). \end{aligned} \right\} \quad (2.3)$$

Основою конструкції трансформатора є магнітопровід. Його розміри і геометричні співвідношення визначають головні розміри активної частини, геометрію обмотки і показники всього трансформатора. Головними геометричними параметрами магнітопроводу і трансформатора в цілому є площини перерізу сталі стержня Π_c та обмоткового вікна Π_o [1–3]. Одному і тому ж Π_c можуть відповідати

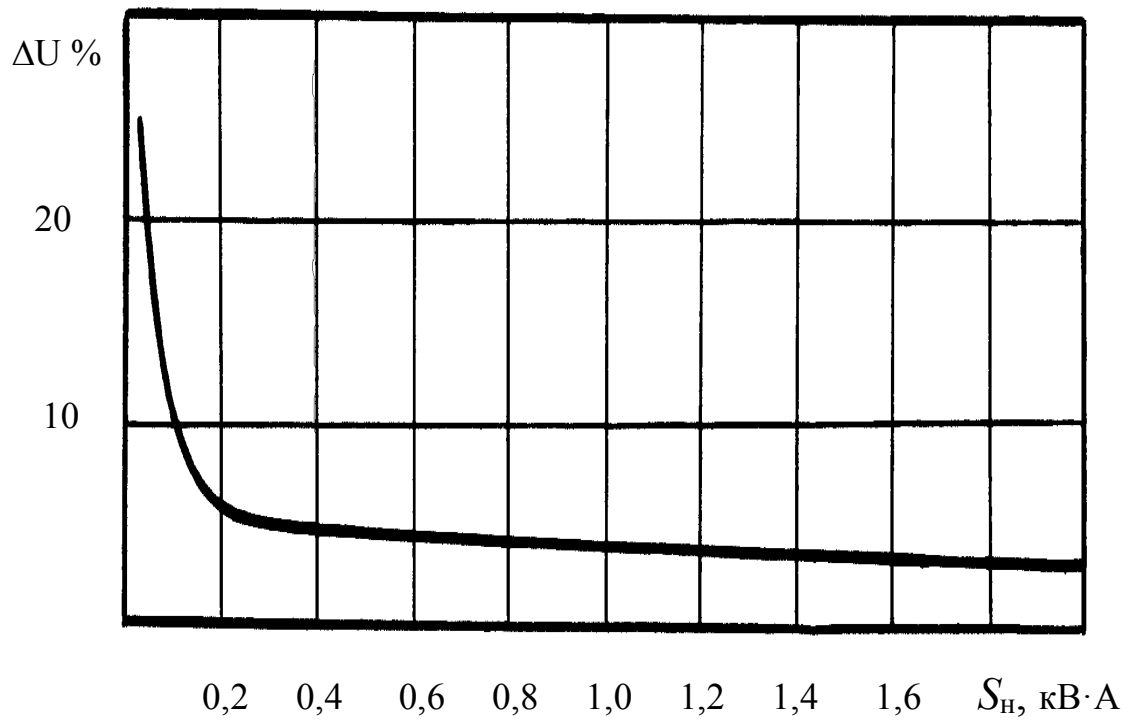


Рис. 2.1 Залежність падіння напруги від потужності

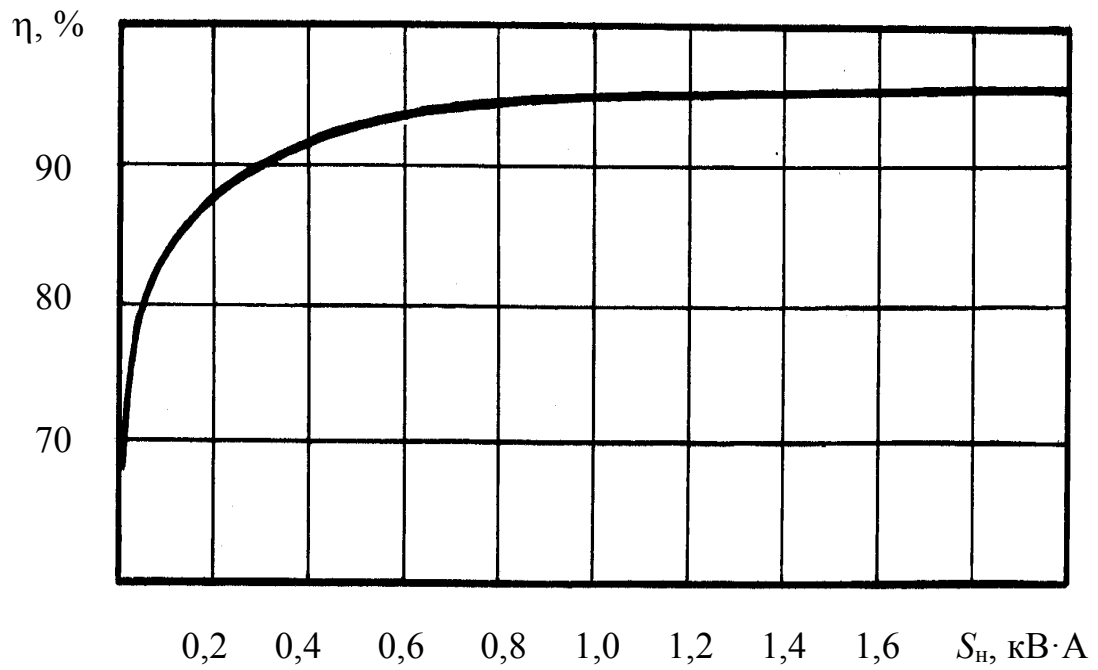


Рис. 2.2. Залежність коефіцієнта корисної дії від потужності

різні співвідношення середньої довжини витків l_{12} обмоток, ширини b_o і висоти h_o обмоткового вікна .

Відмітною особливістю ТТ з просторовим магнітопроводом, яка ускладнює розрахунки, є можливість забезпечення розрахункового перерізу стержня Π_c при різних геометричних співвідношеннях елементів конфігурації стержнів та ярма. Ці співвідношення залежать від величин зовнішнього D_3 і внутрішнього D_B діаметрів контурних кіл, піврізність яких визначає довжину ярма, а також відношення величин граней b_c і b_o внутрішнього контуру магнітопроводу (рис.2.3 і 2.4) [12–14].

Згідно з вказаними рисунками, радіальна довжина $l_{я}$, см, ярма кожного з технічних рішень трансформатора визначається виразом

$$l_{я} = (D_3 - D_B)/2 = D_B (a - 1)/2, \quad (2.4)$$

де a – співвідношення діаметрів D_3 / D_B .

У виразі (2.4) D_B – діаметр кола вписаного шестигранника з гранями b_o і b_c ; D_3 – розрахунковий діаметр,

$$D_3 = D_B + 2l_{я}.$$

Величини граней b_c , і b_o , см, ярма пов'язані з їх центральними кутами α_c та α_o співвідношеннями:

$$b_c = D_3 \sin(\alpha_c/2); \quad (2.5)$$

$$b_o = D_B \sin(\alpha_o/2). \quad (2.6)$$

Оскільки сума α_c і α_o завжди складає кут $2\pi/3$, грань b_o може бути визначена через α_c

$$b_o = D_B \sin\left(\frac{\pi}{3} - \frac{\alpha_c}{2}\right). \quad (2.7)$$

З урахуванням (2.4) і (2.5) площа перерізу сталі стержня Π_c , для ВПМ (див. рис.2.3 і 2.4), може бути подана у вигляді

$$\begin{aligned} \Pi_c &= (b_c l_{я} + \pi l_{я}^2/3) \cdot K_{3c} = \\ &= 0,5 K_{3c} K_K D_B^2 (a - 1) [\sin(\alpha_c/2) + \pi(a - 1)/6]; \end{aligned} \quad (2.8)$$

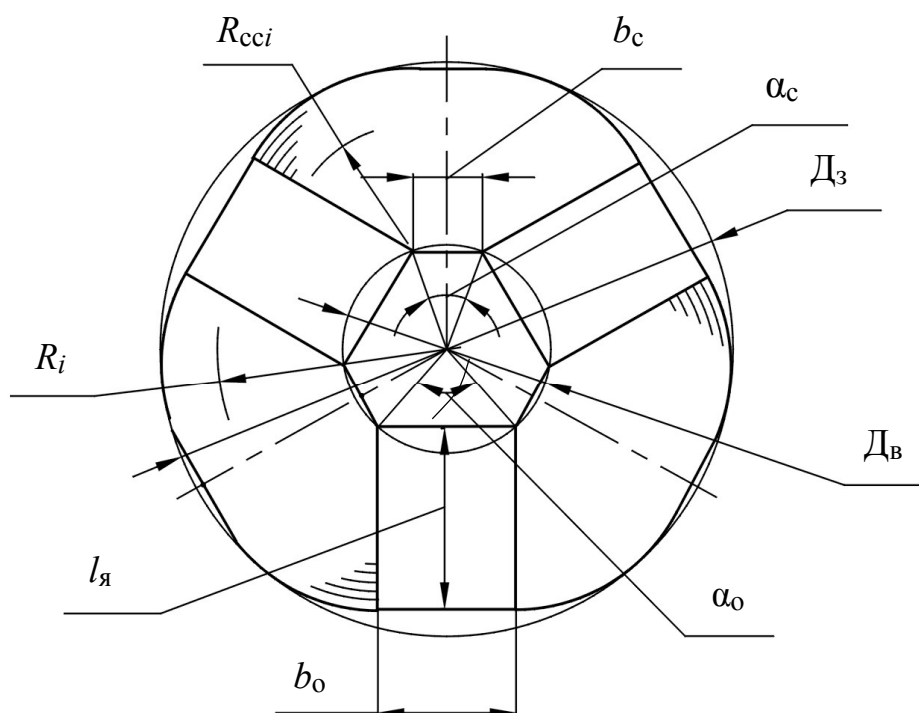


Рис. 2.3. Варіант конфігурації і геометричні параметри магнітопроводу з шестиграним внутрішнім контуром

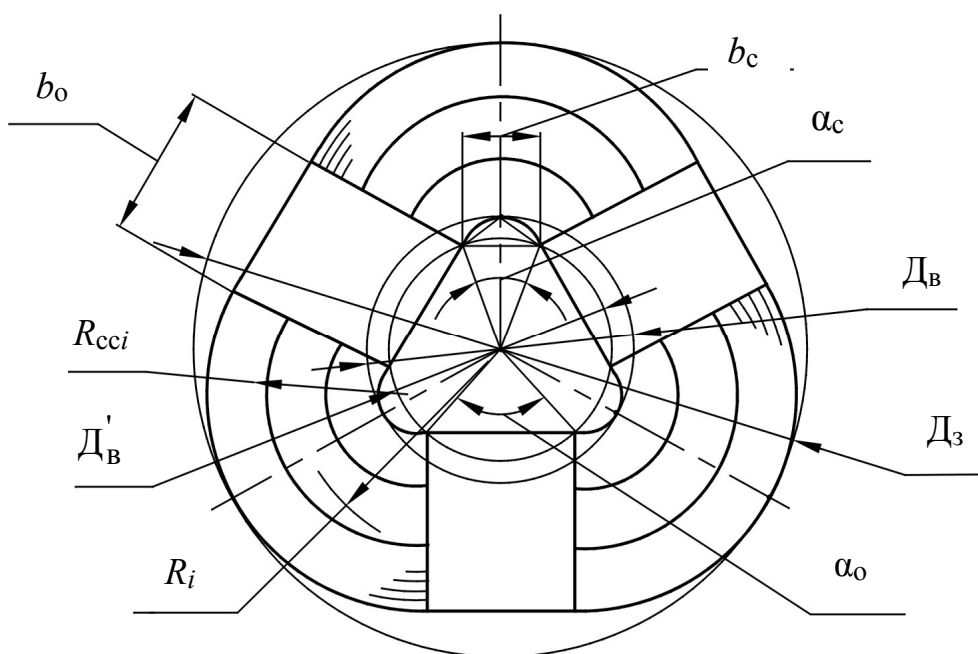


Рис. 2.4. Варіант конфігурації і геометричні параметри магнітопроводу з трикутним внутрішнім контуром

$$\Pi_c = \frac{\pi}{3} D_B^2 (a-1) \left[\frac{a-1}{4} + i \frac{\sin(\alpha_c/2)}{\sqrt{3}} \right] K_{zc} K_k, \quad (2.9)$$

де K_{zc} і K_k – коефіцієнти заповнення магнітопроводу та контуру стержня (див. рис. 1.9,в) сталлю.

Ефективні перетини витків первинної і вторинної, або вторинних обмоток при з'єднанні, наприклад, трикутник/зірка двох- та трьохобмоткового трансформаторів, дорівнюють:

$$\left. \begin{aligned} \Pi_{\text{еф1}} &= I_{1\text{н}} / (\sqrt{3}\Delta_1) = n_{\text{ел1}} S_{\text{ел1}}; \\ \Pi_{\text{еф2}} &= I_{2\text{н}} / \Delta_2 = n_{\text{ел2}} S_{\text{ел2}}; \\ \Pi_{\text{еф21(2)}} &= I_{21(2)\text{н}} / \Delta_{21(2)} = n_{\text{ел21(2)}} S_{\text{ел21(2)}}. \end{aligned} \right\} \quad (2.10)$$

У виразах (2.10) $\Pi_{\text{еф}}$ – перетин витків, см^2 ; $\Delta_{1(2)}$ і $\Delta_{21(2)}$ – щільність струму, $\text{А}/\text{см}^2$; $n_{\text{ел1(2)}}$ і $n_{\text{ел21(2)}}$ – кількість елементарних провідників в одному ефективному (як правило, $n_{\text{ел1(2)}} \leq 3$); $S_{\text{ел1(2)}}$ і $S_{\text{ел21(2)}}$ – площа перетину елементарного неізолюваного провідника, згідно з даними табл. 2.1, 2.2, або 2.3 відповідно первинної (вторинної) і вторинних обмоток двох- та трьохобмоткового трансформаторів.

Коефіцієнти напруг і коефіцієнти напруг і потужностей відповідно двох - та трьохобмоткового трансформатора [2] дорівнюють:

$$\left. \begin{aligned} K_{U1} &= 1 - \Delta U\% / 200; \\ K_{U2} &= K_{U21(2)} = 1 + \Delta U\% / 200; \\ K_{P21(2)} &= P_{21(2)} / P_2. \end{aligned} \right\} \quad (2.11)$$

де $\Delta U\%$ – падіння напруги згідно рис. 2.1.

Площина і геометрія перерізу обмоткового вікна залежать від коефіцієнта K_{z0} заповнення обмоткового вікна провідниковим матеріалом обмоток та чисел витків w_1 і w_2 ($w_{21(2)}$) первинної і вторинної (вторинних) обмоток.

Названа площа Π_0 , см^2 , для трьохобмоткового трансформатора визначається виразом

Таблиця 2.1. Діаметри і площини перетину круглих мідних проводів марки ПЕТВ і ПЕТ-155

Номіналь- ний ді- метр неі- зол. про- воду	Середнє значення діаметра ізол. проводу	Площина перетину неізол. проводу, мм ²	Номіналь- ний ді- метр неі- зол. про- воду	Середнє значення діаметра ізол. проводу	Площина перетону неізол. проводу, мм ²
мм			мм		
0,08	0,10	0,00502	(0,53)	0,585	0,221
0,09	0,11	0,00636	0,56	0,615	0,246
0,10	0,122	0,00785	0,60	0,655	0,283
0,112	0,134	0,00985	0,63	0,69	0,312
0,125	0,147	0,01227	(0,67)	0,73	0,353
(0,132)	0,154	0,01368	0,71	0,77	0,396
0,14	0,162	0,01539	0,75	0,815	0,442
0,15	0,18	0,01767	0,80	0,865	0,503
0,16	0,19	0,0201	0,85	0,915	0,567
0,17	0,20	0,0227	0,90	0,965	0,636
0,18	0,21	0,0255	0,95	1,015	0,709
(0,19)	0,22	0,0284	1,0	1,08	0,785
0,20	0,23	0,0314	1,06	1,14	0,883
(0,212)	0,242	0,0353	1,12	1,20	0,985
0,224	0,259	0,0394	1,18	1,26	1,094
(0,236)	0,271	0,0437	1,25	1,33	1,227
0,25	0,285	0,0491	1,32	1,405	1,368
(0,265)	0,30	0,0552	1,40	1,485	1,539
0,28	0,315	0,0616	1,50	1,585	1,767
(0,30)	0,335	0,0707	1,60	1,685	2,011
0,315	0,35	0,0779	1,70	1,785	2,27
0,335	0,37	0,0881	1,80	1,895	2,54
0,355	0,395	0,099	1,90	1,995	2,83
0,375	0,415	0,1104	2,0	2,095	3,14
0,40	0,44	0,1257	2,12	2,22	3,53
0,425	0,565	0,1419	2,24	2,34	3,94
0,45	0,49	0,159	2,36	2,46	4,36
(0,475)	0,515	0,1772	2,50	2,60	4,91
0,50	0,545	0,1963			

Таблиця 2.2. Діаметри і площини перетину круглих мідних проводів марки ПСД і ПСДК

Діаметр, мм	Перетин, мм ²	Подвійна ізоляція, мм	Діаметр, мм	Перетин, мм ²	Подвійна ізоляція, мм
2,44	4,68	0,33	3,80	11,34	0,33
2,63	5,43	0,33	4,10	13,2	0,33
2,83	6,29	0,33	4,50	15,9	0,33
3,05	7,31	0,33	4,80	18,09	0,33
3,28	8,41	0,33	5,00	19,63	0,33
3,53	9,69	0,33	5,20	21,22	0,33

Таблиця 2.3. Номінальні розміри і перетини прямокутного обмоткового мідного проводу

Розміри а і b – в мм, перетини в мм²

b\ a	1,4	1,6	1,8	2,0	2,24	2,5	2,8	3,15	3,55	4,0
4,0	5,39	6,19	6,84	7,64	8,60	9,45	10,7			
4,5	6,09	6,99	7,74	8,64	9,72	10,7	12,1	13,6		
5,0	6,79	7,79	8,64	9,64	10,8	12,0	13,5	15,2	17,2	
5,6	7,63	8,75	9,72	10,8	12,2	13,5	15,1	17,1	19,3	21,5
6,0	8,19	9,39	10,4	11,6	13,1	14,5	16,3	18,4	20,8	23,1
6,7	9,17	10,5	11,7	13,0	14,7	16,2	18,2	26	23,2	25,9
7,5	10,3	11,8	13,1	14,6	16,4	18,2	20,5	23,1	26,1	29,1
8,0	11,0	12,6	14,0	15,6	17,6	19,5	21,9	24,7	27,9	31,1
8,5	11,7	13,4	14,9	16,6	18,7	20,7	23,3	26,2	29,6	33,1
10,0	13,8	15,8	17,6	19,6	22,0	24,5	27,5	31,0	35,0	39,1

$$\Pi_0 = h_0 b_0 = \lambda_0 b_0^2 = 2(\Pi_{\text{еф}1} w_1 + \Pi_{\text{еф}21} w_{21} + \Pi_{\text{еф}22} w_{22}) / K_{30}, \quad (2.12)$$

де λ_0 – коефіцієнт геометрії обмоткового вікна,

$$\lambda_0 = h_0 / b_0. \quad (2.13)$$

Після підстановки (2.2), (2.3), (2.10), (2.11) вираз (2.12), наприклад, для трьохобмоткового трансформатора, має вид

$$\Pi_0 = \frac{2P_2 \cdot 10^3}{\sqrt{3}K_{30}} \left(\frac{w_1}{\sqrt{3}U_1 \Delta_1 \eta' \cos \varphi_1} + \frac{w_{21} K_{p21}}{U_{21} \Delta_{21}} + \frac{w_{22} K_{p22}}{U_{22} \Delta_{22}} \right). \quad (2.14)$$

Електрорушійна сила одного витка обмотки трансформатора U_B , B , визначається відомим виразом [1–3]

$$U_B = 4,44 f B_c \Pi_c \cdot 10^{-4}, \quad (2.15)$$

де B_c – середнє значення амплітуди індукції, Тл, у стержні, яка залежить від розподілу індукції $B_s(R_i)$ у технологічному проміжку, а також в інших елементах магнітопроводу.

Вираз (2.15) з урахуванням (2.11) дозволяє визначити числа витків обмоток первинної та вторинної напруг при прийнятому з'єднанні трикутник/зірка:

$$\left. \begin{aligned} w_1 &= \frac{K_{U1} U_{\phi 1}}{U_B} = \frac{K_{U1} U_1 \cdot 10^4}{4,44 f B_c \Pi_c}; \\ w_2 &= \frac{K_{U2} U_{\phi 2}}{U_B} = \frac{K_{U2} U_2 \cdot 10^4}{4,44 \sqrt{3} f B_c \Pi_c}; \\ w_{21(2)} &= \frac{K_{U2} U_{\phi 2}}{U_B} = \frac{K_{U2} U_{21(2)} \cdot 10^4}{4,44 \sqrt{3} f B_c \Pi_c}, \end{aligned} \right\} \quad (2.16)$$

де $U_{\phi 1(2)}$ і $U_{\phi 21(2)}$ – фазні напруги первинної (вторинної) і вторинних обмоток двох- і трьохобмоткового трансформаторів.

Після підстановки (2.16) вираз (2.14) має вид

$$\Pi_0 = \frac{P_2 \cdot 10^7}{6,66 f B_c \Pi_c K_{30}} \left(\frac{K_{U1}}{\Delta_1 \eta' \cos \varphi_1} + \frac{K_{U21} K_{p21}}{\Delta_{21}} + \frac{K_{U22} K_{p22}}{\Delta_{22}} \right) = \frac{K_{\text{пл}}}{\Pi_c K_{30}}, \quad (2.17)$$

де $K_{\text{пд}}$ – коефіцієнт початкових даних і прийнятих електромагнітних навантажень [12–14].

Величина $K_{\text{пд}}$ для двох- і трьохобмоткового трансформатора відповідно визначається виразом :

$$\left. \begin{aligned} K_{\text{пд}} &= \frac{P_2 \cdot 10^7}{6,66 f B_c} \left(\frac{K_{U1}}{\Delta_1 \eta \cos \varphi_1} + \frac{K_{U2}}{\Delta_2} \right); \\ K_{\text{пд}} &= \frac{P_2 \cdot 10^7}{6,66 f B_c} \left(\frac{K_{U1}}{\Delta_1 \eta \cos \varphi_1} + \frac{K_{U21} K_{p21}}{\Delta_{21}} + \frac{K_{U22} K_{p22}}{\Delta_{22}} \right). \end{aligned} \right\} \quad (2.18)$$

Вирази (2.7), (2.13), (2.17) і (2.18) визначають залежність між Π_c , λ_o , α_c та D_B

$$\Pi_c = \frac{K_{\text{пд}}}{\lambda_o b_o^2 K_{30}} = \frac{K_{\text{пд}}}{\lambda_o D_B^2 \sin^2 \left(\frac{\pi}{3} - \frac{\alpha_c}{2} \right) K_{30}}. \quad (2.19)$$

З рівності лівих частин рівнянь (2.8) і (2.19), а також (2.9) і (2.19) відповідно визначається залежність D_B , см, від початкових даних та геометричних параметрів [13,14]:

$$D_B = \sqrt[4]{\frac{2K_{\text{пд}}}{\lambda_o (a-1) \left[\sin \frac{\alpha_c}{2} + \frac{\pi(a-1)}{6} \right] \sin^2 \left(\frac{\pi}{3} - \frac{\alpha_c}{2} \right) K_{30} K_{3c} K_K}}; \quad (2.20)$$

$$D_B = \sqrt[4]{\frac{3K_{\text{пд}}}{\pi \lambda_o (a-1) \left[\frac{\sin(\alpha_c/2)}{\sqrt{3}} + \frac{a-1}{4} \right] \sin^2 \left(\frac{\pi}{3} - \frac{\alpha_c}{2} \right) K_{30} K_{3c} K_K}}. \quad (2.21)$$

Висота ярма трансформаторів (рис.2.3 і рис.2.4) відповідно визначається виразом [13,14]:

$$h_{\text{я}} = D_B K_B \left[\sin(\alpha_c/2) + \pi(a-1)/6 \right] / \sqrt{3}; \quad (2.22)$$

$$h_{\text{я}} = \frac{\pi}{3\sqrt{3}} D_B \left(\frac{a-1}{2} + \frac{2}{\sqrt{3}} \sin \frac{\alpha_c}{2} \right) K_B K_K, \quad (2.23)$$

де K_B – коефіцієнт відношення значень індукції стержня і ярма, $K_B = 0,9 \dots 1,2$.

З (2.8), (2.9) і (2.20)–(2.23) слідує, що головними незалежними розрахунковими геометричними параметрами (керованими змінними)

є відношення “ a ” та “ λ_0 ” [12–14]. Додатковим розрахунковим геометричним параметром є кут α_c .

2.2. Варіанти конфігурацій і середні довжини витків обмоток

Практикою трансформаторобудування визначені два основних типи обмоток – галетні (що чергуються) та концентричні [1–3]. Відповідно для двох типів магнітопроводів (див. рис.2.3 і 2.4) можливі дві конфігурації котушок ЕМС (див. рис.1.8), які відрізняються діаметром або перетином обмоткового проводу. При збільшенні діаметра круглого провідника відповідно збільшуються радіуси кутових зон котушок та підвищується середня довжина витка та матеріалоемність обмоток.

З метою зниження матеріалоемності ефективний провідник (виток) складається з декількох елементарних провідників (технологічним вважається $n \leq 3$ [1–3]), однак в окремих випадках $n_{\text{ел}}$ збільшується до 8...10.

Коефіцієнт K_{30} заповнення обмоткового вікна та матеріалоемність трансформаторів та інших електромагнітних пристроїв також визначається класом напруги обмотки високої напруги (ОВН) та обмотки низької напруги (ОНН) та залежить від довжини ізоляційних проміжків (див. рис. 1.10). Згідно з рис. 1.10 ізоляційні проміжки між котушками і стержнями та ярмами виконують рівними b_{ic} та $b_{iя}$, а також між котушками ВН і НН однієї фази b_i та між котушками сусідніх фаз $b_{i\phi}$. Величини ізоляційних проміжків, залежно від потужності, класу та типу трансформаторів, подано в табл. 2.4, 2.5 і 2.6.

У цілому K_{30} визначається коефіцієнтом K_0 заповнення обмоток провідниковим матеріалом з урахуванням розбухання ізоляції при пропитці, а також коефіцієнтів $K_{3г}$ і $K_{3в}$ – з урахуванням

Таблиця 2.4. Ізоляція обмоток трансформаторів малої потужності, мм

Між катушкою і ярмом $b_{i\alpha}$	Між катушкою і стержнем $b_{i\sigma}$	Між катушками ВН і НН однієї фази b_i	Між катушками сміжних фаз $b_{i\phi}$
2...5	1...2	0,5...1,0	3...5

Таблиця 2.5. Ізоляція обмоток сухих трансформаторів, см

$U_{\text{вип.}}$ кВ	Від ярма НН $b_{\alpha 1}$	Від ярма ВН $b_{\alpha 2}$	Між катушкою і стержнем $b_{i\sigma}$	Між катушками ВН і НН однієї фази b_i	Між катушками сміжних фаз $b_{i\phi}$
3	1,5	1,5	1,0	1,0	1,0
10	3,0	2,0	1,4	1,5	1,0
16	3,5	4,5	2,7	2,2	2,5
24	9,0	8,0	4,0	4,0	4,5

Таблиця 2.6. Ізоляція обмоток масляних трансформаторів, см

$S_{\text{н.}}$ к.ВА $U_{\text{вип.}}$ кВ	Від ярма НН $b_{\alpha 1}$	Від ярма ВН $b_{\alpha 2}$	Між катушкою і стержнем $b_{i\sigma}$	Між катушками ВН і НН однієї фази b_i	Між катушками сміжних фаз $b_{i\phi}$
$\frac{25...250}{5}$	1,5	2,0	0,4	0,9	0,8
$\frac{400...630}{5}$	3,0	3,0	0,5	0,9	1,0
$\frac{1000...2500}{5}$	5,0	5,0	1,5	2,0	1,8
$\frac{630...1600}{18;25;35}$	5,0	5,0	1,5	2,0	1,8
$\frac{2500...6300}{18;25;35}$	5,0	5,0	1,75	2,0	1,8
$\frac{\geq 630}{45}$	5,0	5,0	2,0	2,7	1,8

горизонтальних і вертикальних ізоляційних проміжків,

$$K_{30} = K_o K_{3г} K_{3в}.$$

Середня довжина витка котушки галетної обмотки з $d_{ел} \leq 1,8$ мм відповідно до рис.2.5 визначається виразом

$$l'_w = 2(l_я + b_c) + \frac{\pi}{3} \left(l_я + \frac{b_o}{4} \right) + 2LM + \pi \left(KL + \frac{b_o}{4} \right) + \frac{\pi b_o}{6}, \quad (2.24)$$

де KL і LM – сторони прямокутника (рис. 2.5),

$$KL = l_я - l_я \cos(\pi/6) = 0,134l_я; \quad (2.25)$$

$$LM = (l_я/2) - KL = 0,366l_я. \quad (2.26)$$

З урахуванням (2.25) і (2.26), а також (2.4–2.6), вираз (2.24) має вигляд

$$l'_w = 2b_c + 1,57b_o + 4,2l_я = D_в [2K_{\alpha 1} + 1,57K_{\alpha 2} + 2,1(a-1)]. \quad (2.27)$$

Середня довжина витка l''_w котушки галетної обмотки з $d_{ел} > 1,8$ мм у відповідно до рис. 2.6 визначається виразом

$$l''_w = 2l_я + 2b_c + 2DR + (4\pi/3)(DP + b_o/4) + \pi b_o/6, \quad (2.28)$$

де DR і DP – довжини відрізків (рис. 2.7),

$$DR = l_я \operatorname{tg}(\pi/6) = 0,577l_я; \quad (2.29)$$

$$DP = DR \operatorname{tg}(\pi/6) = 0,333l_я. \quad (2.30)$$

З урахуванням (2.29), (2.30) і (2.4–2.6), вираз (2.28) має вигляд $l''_w = 2b_c + 1,571b_o + 4,55l_я = D_в [2K_{\alpha 1} + 1,571K_{\alpha 2} + 2,275(a-1)].$ (2.31)

На рис. 2.7 і 2.8 подано варіанти дискових котушок ЕМС (див. рис. 1.8,б).

Середня довжина витка l'_w галетної обмотки з $d_{ел} \leq 1,8$ мм, відповідно до рис. 2.7. визначається виразом:

$$l'_w = \frac{\pi}{3} \left(l_я + R_я + \frac{b_o}{4} \right) + 2AB + \pi \left(AC + \frac{b_o}{4} \right) + \frac{\pi b_o}{3} + 2l_я + b_c, \quad (2.32)$$

де AC і AB – сторони прямокутника (див. рис. 2.7),

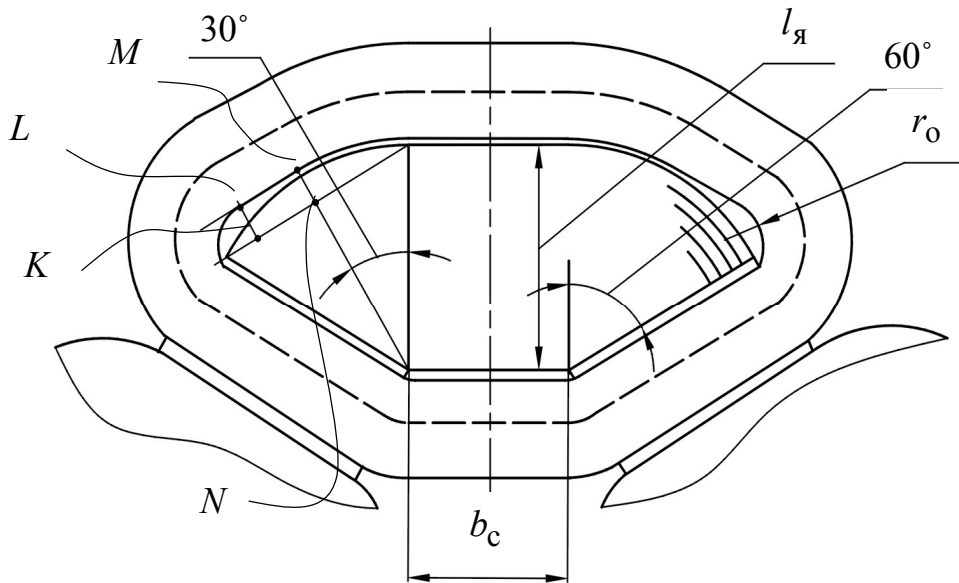


Рис. 2.5. Конфігурація котушки обмотки галетної АЧ з шестигранним внутрішнім контуром ярма і діаметром обмоткового проводу

$$d_{\text{ел}} \leq 1,8 \text{ мм}$$

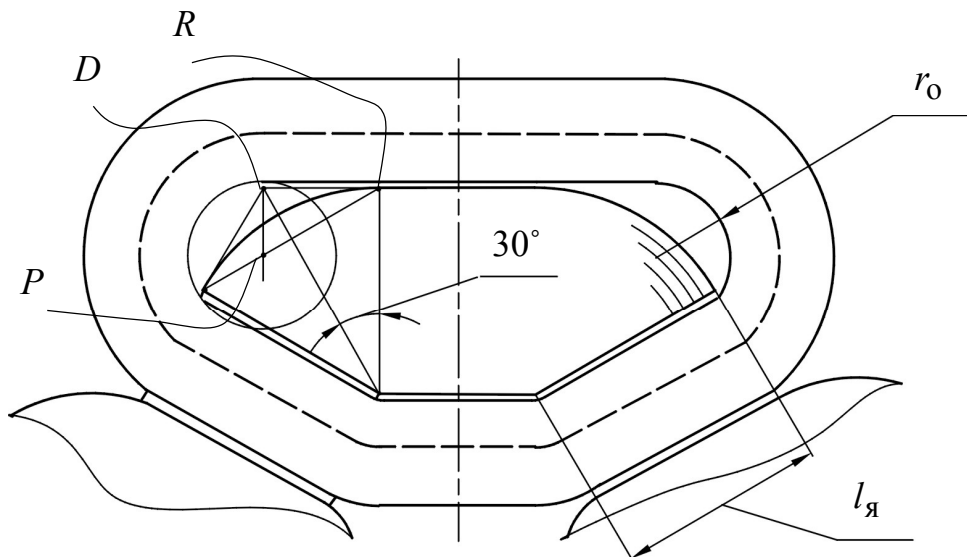


Рис. 2.6. Конфігурація котушки галетної обмотки АЧ з шестигранним внутрішнім контуром ярма і діаметром обмоткового проводу

$$d_{\text{ел}} > 1,8 \text{ мм}$$

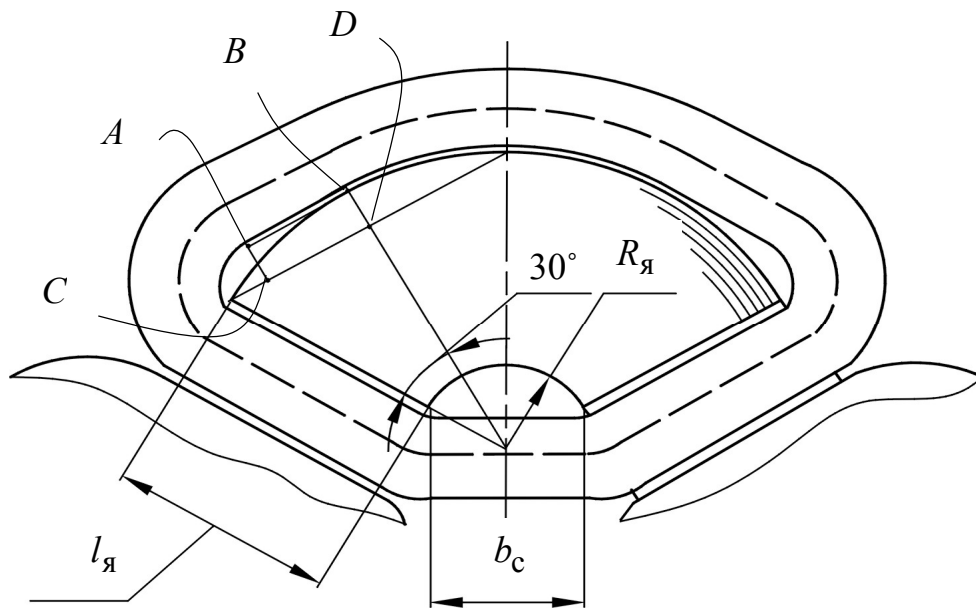


Рис. 2.7. Конфігурація котушки галетної обмотки АЧ з трикутним внутрішнім контуром ярма і діаметром елементарного провідника

$$d_{\text{ел}} \leq 1,8 \text{ мм}$$

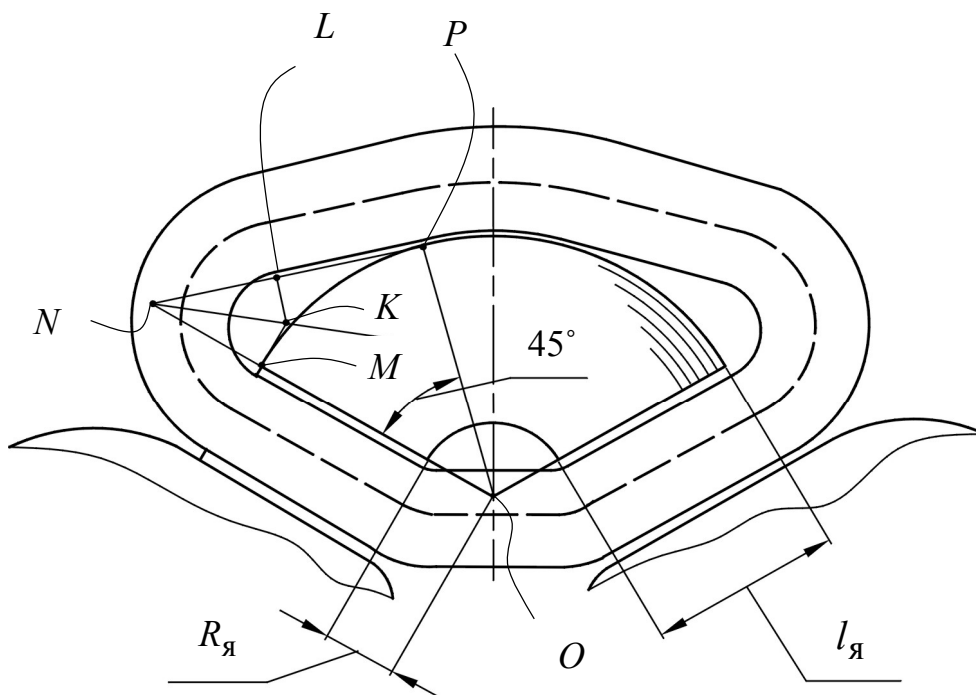


Рис. 2.8. Конфігурація котушки галетної обмотки АЧ з трикутним внутрішнім контуром ярма і діаметром елементарного провідника

$$d_{\text{ел}} > 1,8 \text{ мм}$$

$$AC = (l_{\text{я}} + R_{\text{я}}) - (l_{\text{я}} + R_{\text{я}})\cos(\pi/6) = 0,134(l_{\text{я}} + R_{\text{я}}); \quad (2.33)$$

$$AB = (l_{\text{я}} + R_{\text{я}})/2 - AC = 0,366(l_{\text{я}} + R_{\text{я}}). \quad (2.34)$$

З урахуванням (2.4), (2.9), (2.11), (2.12), (2.33) і (2.34) вираз (2.21) матиме вигляд

$$\begin{aligned} l'_w &= 2,572b_c + 1,439b_o + 4,723l_{\text{я}} = \\ &= D_{\text{в}}[2,572K_{\alpha 1} + 1,439K_{\alpha 2} + 2,362(a - 1)]. \end{aligned} \quad (2.35)$$

Середня довжина витка l''_w галетної обмотки з $d_{\text{ст}} > 1,8$ мм, відповідно до рис. 2.8, визначається виразом

$$\begin{aligned} l''_w &= \frac{\pi}{6} \left(l_{\text{я}} + R_{\text{я}} + \frac{b_o}{4} \right) + 2LP + \\ &+ 1,5\pi \left(MK + \frac{b_o}{4} \right) + \frac{\pi b_o}{3} + 2l_{\text{я}} + b_c, \end{aligned} \quad (2.36)$$

де LP і MK – довжини відрізків (рис. 2.8), котрі визначаються з трикутників ONP , NKM і NKL :

$$NO = PO/\cos(\pi/4) = 1,414(l_{\text{я}} + R_{\text{я}});$$

$$NM = NO - MO = 1,414(l_{\text{я}} + R_{\text{я}}) - (l_{\text{я}} + R_{\text{я}});$$

$$MK = NM \operatorname{tg}(\pi/8) = 0,198(l_{\text{я}} + R_{\text{я}}); \quad (2.37)$$

$$\begin{aligned} LP &= NP - NL = NP - NM = \\ &= (l_{\text{я}} + R_{\text{я}}) - 0,414(l_{\text{я}} + R_{\text{я}}) = 0,586(l_{\text{я}} + R_{\text{я}}). \end{aligned} \quad (2.38)$$

З урахуванням (2.37), (2.38), а також (2.4), (2.9), (2.11), (2.12) вираз (2.36) матиме вигляд

$$\begin{aligned} l''_w &= 2,517b_c + 1,57b_o + 4,628l_{\text{я}} = \\ &= D_{\text{в}}[2,517K_{\alpha 1} + 1,57K_{\alpha 2} + 2,314(a - 1)]. \end{aligned} \quad (2.39)$$

У наш час більшість усіх трансформаторів (загальнопромислових силових і спеціальних) виконуються з концентричними обмотками [1–3]. При концентричному розташуванні ОНН звичайно розташовується всередині, а ОВН – зовні. При розташуванні ОВН зовні спрощується вивід від неї відгилень для регулювання напруги, а також

поліпшуються умови створення надійної ізоляції між даною обмоткою і стержнем. Однак через те, що діаметр елементарного обмоткового проводу в ОНН часто перевищує аналогічний розмір ОВН, масогабаритні показники конструкцій ТТ з прямокутним перерізом стержнів (див. рис. 1.2, 1.6, 1.7), а також ТТ (див. рис. 1.8), що розглядаються, при такому розташуванні концентричних обмоток збільшуються, так як збільшується радіус ізгику обмотки r_0 (див. рис. 2.6, 2.8). Тому в ТТ малої та середньої потужності просторової конструкції з напругою ОВН до 1000 В і концентричною системою котушок є доцільним внутрішнє розташування ОВН.

Ділянки b_1 і b_2 , що забезпечують розташування в обмотковому вікні ширини b_0 первинної і вторинної концентричних обмоток двохобмоткового трансформатора:

$$b_1 = 2\Pi_{\text{эф1}}W_1/K_{30}h_0 ; \quad (2.40)$$

$$b_2 = 2\Pi_{\text{эф2}}W_2/K_{30}h_0 , \quad (2.41)$$

де коефіцієнт K_{30} для трансформаторів малої потужності напругою до 1000 В вважається однаковим для первинної і вторинної обмоток.

На рис. 2.9 і 2.10 зображено варіанти котушок концентричних обмоток.

Середні довжини витків l'_{w1} і l'_{w2} котушок концентричних обмоток двохобмоткового трансформатора також залежать від діаметра елементарного обмоткового проводу і для конфігурації рис. 2.9,а з $d_{\text{ел}} \leq 1,8$ мм визначаються виразами:

$$l'_{w1} = \frac{2\pi}{3}(l_{\text{я}} + b_{\text{с}}) + \frac{\pi}{3}\left(l_{\text{я}} + \frac{b_1}{2}\right) + 2LM + \pi\left(LK + \frac{b_1}{2}\right) + \frac{\pi b_1}{3}, \quad (2.42)$$

$$l'_{w2} = \frac{2\pi}{3}(l_{\text{я}} + b_{\text{с}}) + \frac{\pi}{3}\left[l_{\text{я}} + \left(b_1 + \frac{b_2}{2}\right)\right] + 2LM + \pi\left[LK + \left(b_1 + \frac{b_2}{2}\right)\right] + \frac{2\pi}{3}\left(b_1 + \frac{b_2}{2}\right). \quad (2.43)$$

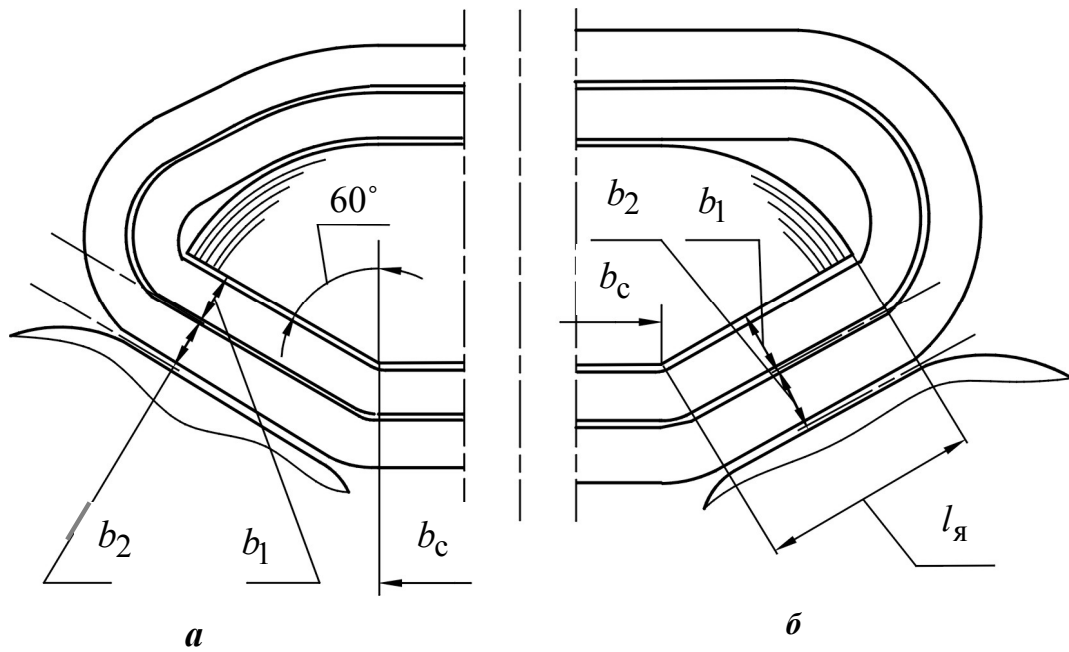


Рис. 2.9. Концентричні котушки обмотки АЧ з шестигранним внутрішнім контуром ярма і діаметрами обмоткового проводу

$$d_{\text{ел}} \leq 1,8 \text{ мм (a)} \text{ і } d_{\text{ел}} > 1,8 \text{ мм (б)}$$

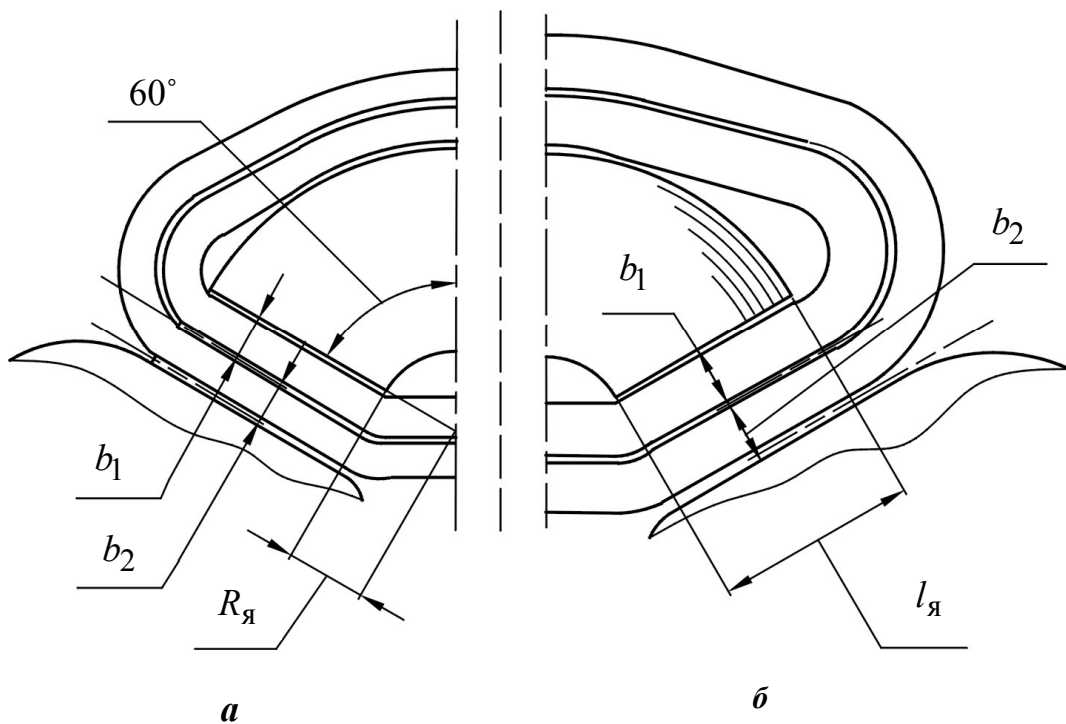


Рис. 2.10. Концентричні котушки обмотки АЧ з трикутним внутрішнім контуром ярма і діаметрами обмоткового проводу

$$d_{\text{ел}} \leq 1,8 \text{ мм (a)} \text{ і } d_{\text{ел}} > 1,8 \text{ мм (б)}$$

З урахуванням (2.3), (2.5), а також (2.25) і (2.26) вирази (2.42) і (2.43) мають вигляд:

$$l'_{w1} = 2b_c + 3,142b_1 + 4,2l_{я} = D_B [2K_{\alpha 1} + 2,1(a-1)] + 3,142b_1; \quad (2.44)$$

$$\begin{aligned} l'_{w2} &= 2b_c + 6,284 \left(b_1 + \frac{b_2}{2} \right) + 4,2l_{я} = \\ &= D_B [2K_{\alpha 1} + 2,1(a-1)] + 6,284 \left(b_1 + \frac{b_2}{2} \right). \end{aligned} \quad (2.45)$$

Середні довжини витків l''_{w1} і l''_{w2} котушок концентричних обмоток з $d_{ел} > 1,8$ мм, відповідно до рис. 2.9,**б**, визначаються виразами:

$$l''_{w1} = 2l_{я} + 2b_c + 2OR + \frac{4\pi}{3} \left(OP + \frac{b_1}{2} \right) + \frac{4\pi}{3} \frac{b_1}{2}; \quad (2.46)$$

$$l''_{w2} = 2l_{я} + 2b_c + 2OR + \frac{4\pi}{3} \left[OP + \left(b_1 + \frac{b_2}{2} \right) \right] + \frac{4\pi}{3} \left(b_1 + \frac{b_2}{2} \right). \quad (2.47)$$

З урахуванням (2.4), (2.5), а також (2.29) і (2.30) вирази (2.46) і (2.47) матимуть вигляд:

$$l''_{w1} = 2b_c + 3,142b_1 + 4,55l_{я} = D_B [2K_{\alpha 1} + 2,275(a-1)] + 3,142b_1; \quad (2.48)$$

$$\begin{aligned} l''_{w2} &= 2b_c + 6,284 \left(b_1 + \frac{b_2}{2} \right) + 4,55l_{я} = \\ &= D_B [2K_{\alpha 1} + 2,275(a-1)] + 6,284 \left(b_1 + \frac{b_2}{2} \right). \end{aligned} \quad (2.49)$$

Середні довжини витків l'_{w1} і l'_{w2} котушок концентричних обмоток з $d_{ел} \leq 1,8$ мм, відповідно до рис. 2.10,**а** аналогічно визначаються виразами:

$$l'_{w1} = \frac{\pi}{3} \left(l_{я} + R_{я} + \frac{b_1}{2} \right) + 2AB + \pi \left(AC + \frac{b_1}{2} \right) + \frac{\pi b_1}{6} + 2l_{я} + b_c; \quad (2.50)$$

$$\begin{aligned} l'_{w2} &= \frac{\pi}{3} \left[l_{я} + R_{я} + \left(b_1 + \frac{b_2}{2} \right) \right] + 2AB + \pi \left[AC + \left(b_1 + \frac{b_2}{2} \right) \right] + \\ &+ \frac{\pi}{3} \left(b_1 + \frac{b_2}{2} \right) + 2l_{я} + b_c; \end{aligned} \quad (2.51)$$

З урахуванням (2.9), (2.33), (2.34), вирази (2.50) і (2.51) матимуть вигляд:

$$\begin{aligned} l'_{w1} &= 2,572b_c + 2,878b_1 + 4,723l_{я} = \\ &= D_B \left[2,572K'_{\alpha 1} + 2,36(a-1) \right] + 2,878b_1; \end{aligned} \quad (2.52)$$

$$\begin{aligned} l'_{w2} &= 2,572b_c + 5,754 \left(b_1 + \frac{b_2}{2} \right) + 4,723l_{я} = \\ &= D_B \left[2,572K'_{\alpha 1} + 2,36(a-1) \right] + 5,754 \left(b_1 + \frac{b_2}{2} \right). \end{aligned} \quad (2.53)$$

Середні довжини витків l''_{w1} і l''_{w2} концентричних обмоток з $d_{\text{ел}} > 1,8$ мм відповідно до рис. 2.10, б визначаються виразами:

$$\begin{aligned} l''_{w1} &= \frac{\pi}{6} \left(l_{я} + R_{я} + \frac{b_1}{2} \right) + 2LP + \\ &+ 1,5\pi \left(MK + \frac{b_1}{2} \right) + \frac{\pi}{3} \frac{b_1}{2} + 2l_{я} + b_c; \end{aligned} \quad (2.54)$$

$$\begin{aligned} l''_{w2} &= \frac{2\pi}{3} \left[l_{я} + R_{я} + \left(b_1 + \frac{b_2}{2} \right) \right] + 2LP + \\ &+ 1,5\pi \left[MK + \left(b_1 + \frac{b_2}{2} \right) \right] + \frac{\pi}{3} \left(b_1 + \frac{b_2}{2} \right) + 2l_{я} + b_c. \end{aligned} \quad (2.55)$$

З урахуванням (2.7), (2.37), (2.38), вирази (2.54) і (2.55) матимуть вигляд:

$$\begin{aligned} l''_{w1} &= 2,517b_c + 3,14b_1 + 4,628l_{я} = \\ &= D_B \left[2,517K'_{\alpha 1} + 2,314(a-1) \right] + 3,14b_1; \end{aligned} \quad (2.56)$$

$$\begin{aligned} l''_{w2} &= 2,517b_c + 6,28 \left(b_1 + \frac{b_2}{2} \right) + 4,628l_{я} = \\ &= D_B \left[2,517K'_{\alpha 1} + 2,314(a-1) \right] + 6,28 \left(b_1 + \frac{b_2}{2} \right). \end{aligned} \quad (2.57)$$

2.3. Геометрична оптимізація активної частини

Можливість геометричної оптимізації АЧ ТТ з ВПМ визначається на прикладі ЕМС (див. рис.1.8).

На основі співвідношень (2.4), (2.6), (2.8), (2.20) і (2.22) можна визначити масу сталі ВПМ конструкції (рис.2.3)

$$\begin{aligned} m_M &= 3\gamma_c [\lambda_o b_o \Pi_c + 2h_y (b_o l_y + \Pi_c)] = \\ &= 1,5\gamma_c \left(\sqrt[4]{2K_{\text{пд}} / (K_{30} K_{3c})} \right)^3 K_M, \end{aligned} \quad (2.58)$$

де γ_c – питома маса електротехнічної сталі; K_M – коефіцієнт зміни маси магнітопроводу (див. рис.2.3), який не залежить від початкових даних та електромагнітних навантажень і є функцією виключно трьох геометричних параметрів a , λ_o і α_c

$$\begin{aligned} K_M &= 2 \left(\sqrt[4]{1 / \{ K_{\alpha 2}^2 \lambda_o (a-1) [K_{\alpha 1} + \pi(a-1)/6] \}} \right)^3 \times \\ &\times \left\{ \frac{K_{3c} K_{\alpha 2}}{2} \lambda_o (a-1) \left(K_{\alpha 1} + \pi \frac{a-1}{6} \right) + \frac{K_B}{\sqrt{3}} \left(K_{\alpha 1} + \pi \frac{a-1}{6} \right) \times \right. \\ &\left. \times (a-1) \left[K_{\alpha 2} + K_{3c} \left(K_{\alpha 1} + \pi \frac{a-1}{6} \right) \right] \right\}. \end{aligned} \quad (2.59)$$

У зв'язку з тим, що маса і показники трансформатора при заданій B_c визначаються величинами $\Delta_{1(2)}$ і K_{30} , а при аналізі трансформаторів малої та середньої потужності [2,3] допускається, що матеріалоемність обмоток практично не залежить від їх конструкції, для спрощення аналізу приймається галетна конструкція обмотки з рівними середніми довжинами l_w витків первинної і вторинної фаз (див. рис. 1.8,а і рис. 2.5). У такому випадку маса обмотки визначається на основі (2.10)–(2.14) і (2.16) рівнянням

$$\begin{aligned} m_o &= 3\gamma_o l_w (w_1 \Pi_{\text{еф1}} + w_2 \Pi_{\text{еф2}}) = \sqrt{3} \gamma_o l_w P_{2\text{н}} \times \\ &\times \left(\frac{w_1}{U_1 \Delta_1 \eta \cos \varphi_1} + \frac{w_2}{U_2 \Delta_2} \right) = \frac{\gamma_o l_w P_{2\text{н}}}{4,44 f B_c \Pi_c} \times \\ &\times \left(\frac{K_{U1}}{\Delta_1 \eta \cos \varphi_1} + \frac{K_{U2}}{\Delta_2} \right) = 1,5 \gamma_o K_{\text{пд}} \frac{l_w}{\Pi_c}, \end{aligned} \quad (2.60)$$

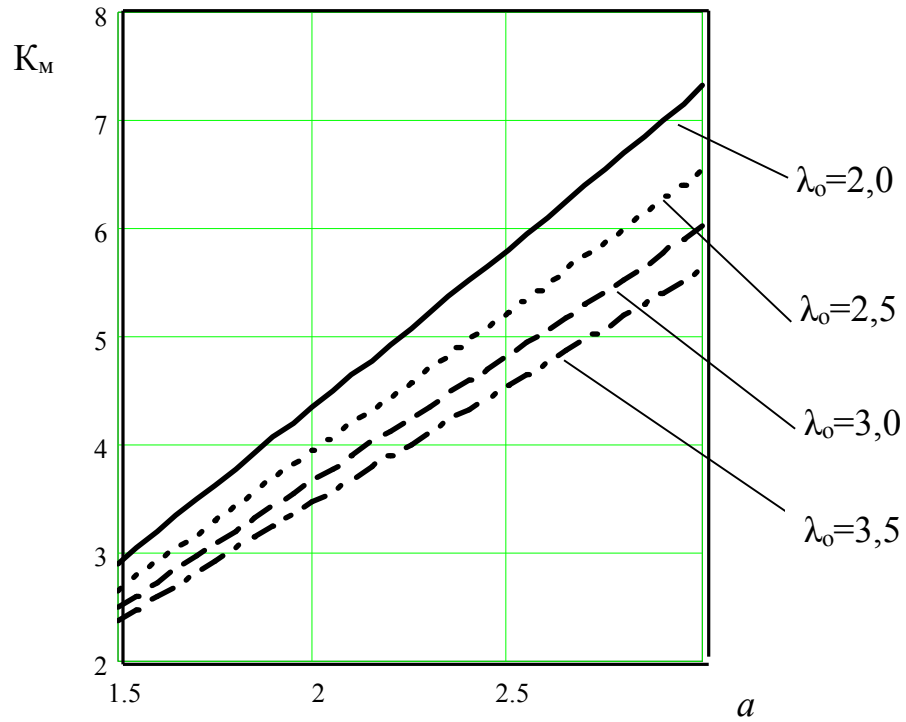


Рис. 2.11. Залежність коефіцієнта маси магнітопровода від головних геометричних параметрів

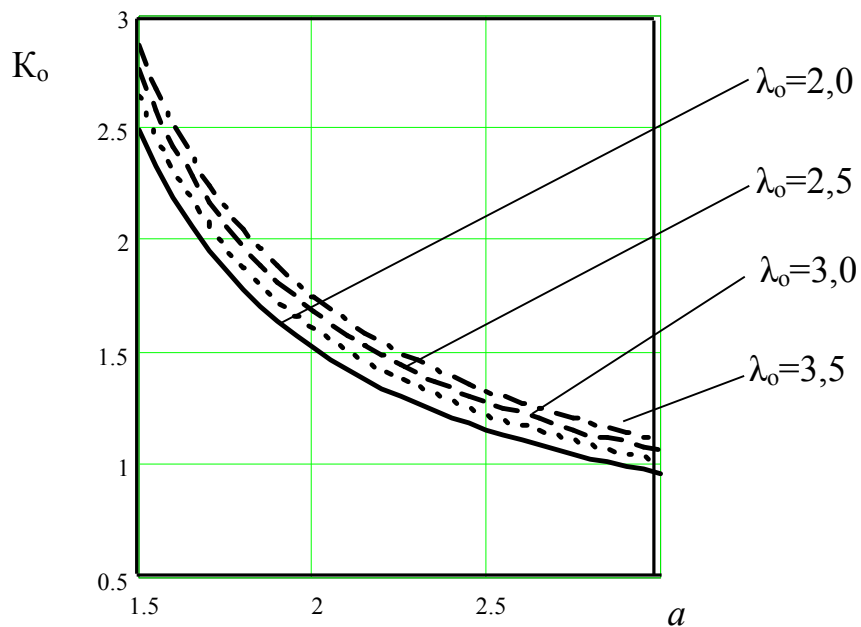


Рис. 2.12. Залежність коефіцієнта маси обмоткової міді від головних геометричних параметрів

де γ_o – питома маса обмоткової міді (алюмінію), l_w – середня довжина витка, що визначається за формулою (2.27).

З урахуванням (2.8) і (2.27), рівняння (2.60) матиме вигляд

$$\begin{aligned} m_o &= 1,5\gamma_o D_B^3 K_{30} K_{a2}^2 \lambda_o [2K_{a1} + 1,57K_{a2} + 2,1(a-1)] = \\ &= 1,5\gamma_o \left(\sqrt[4]{2K_{\text{пд}} / (K_{30} K_{3c})} \right)^3 K_o, \end{aligned} \quad (2.61)$$

де K_o – коефіцієнт зміни маси обмотки з котушками (див. рис.2.5), який є функцією виключно геометричних параметрів a , λ_o і α_c ,

$$\begin{aligned} K_o &= 2 \left(\sqrt[4]{1 / \{ K_{a2}^2 \lambda_o (a-1) [K_{a1} + \pi(a-1)/6] \}} \right)^3 \times \\ &\times K_{30} K_{a2}^2 \lambda_o [2K_{a1} + 1,57K_{a2} + 2,1(a-1)]. \end{aligned} \quad (2.62)$$

Приклади залежностей показників матеріалоемності магніто проводу K_M та обмотки K_o ЕМС (див. рис. 1.8,а) подано на рис. 2.11 і 2.12.

Рівняння (2.58), (2.59) і (2.61), (2.62) визначають масу і вартість активної частини трансформатора (див. рис. 2.3):

$$m_a = m_M + m_o = 1,5\gamma_c \left(\sqrt[4]{2K_{\text{пд}} / (K_{30} K_{3c})} \right)^3 K_a; \quad (2.63)$$

$$c_a = c_{\text{пс}} m_M + c_{\text{по}} m_o = 1,5c_{\text{пс}} \gamma_c \times \left(\sqrt[4]{2K_{\text{пд}} / (K_{30} K_{3c})} \right)^3 K_c, \quad (2.64)$$

де K_a і K_c – коефіцієнт зміни маси і вартості активної частини при питомих вартості електротехнічних сталі і міді (алюмінію) відповідно $c_{\text{пс}}$ і $c_{\text{по}}$:

$$K_a = K_M + \gamma_o K_o / \gamma_c; \quad (2.65)$$

$$K_c = K_M + \gamma_o c_{\text{по}} K_o / (\gamma_c c_{\text{пс}}). \quad (2.66)$$

Приклад залежностей показника матеріалоемності (2.65) АЧ ТТ конструкції (див. рис. 1.10) від геометричних співвідношень активної частини наведено на рис. 2.13.

Графіки (рис.2.11 – рис.2.13) аналітичних залежностей K_M , K_o і K_a отримані при $\alpha_c = 30^\circ$ у межах змін основних координат $a = 2 \dots 3$ і

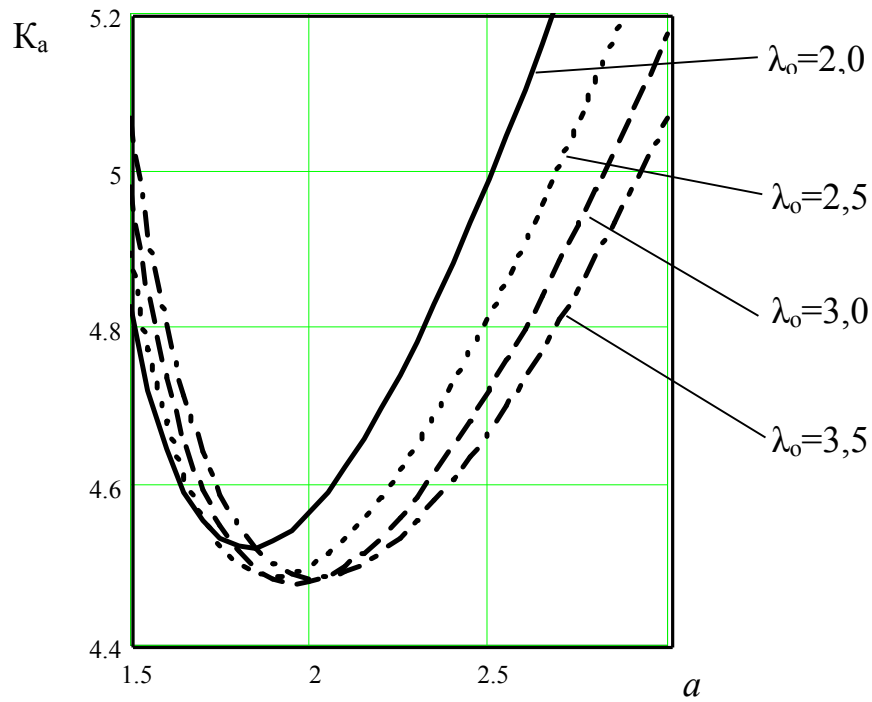


Рис. 2.13. Залежність коефіцієнта маси активної частини трансформатора з шестигранним внутрішнім контуром ярма і паралельними стінками обмоткових вікон від головних геометричних параметрів

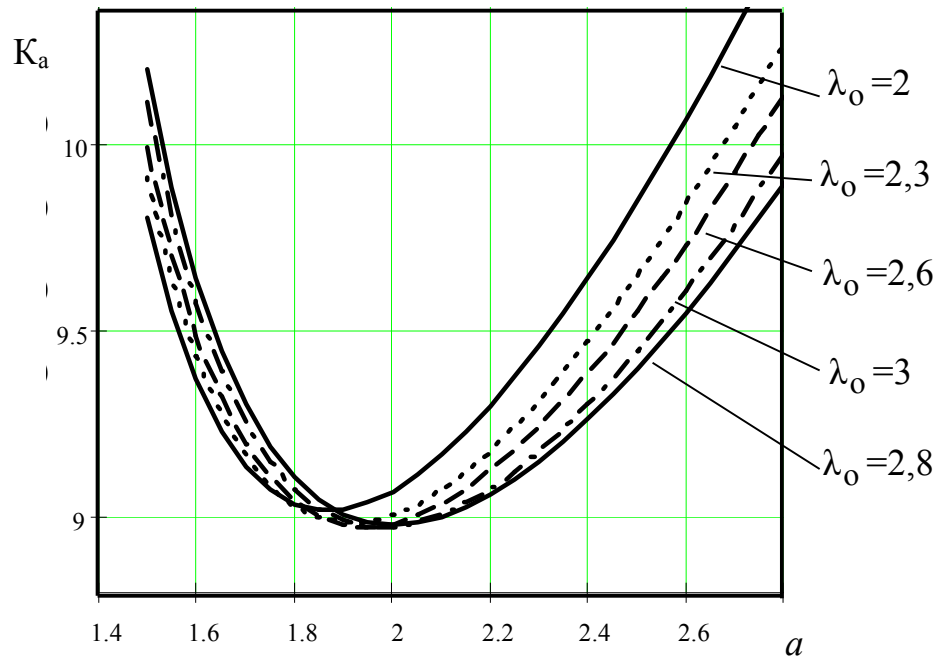


Рис. 2.14. Залежності коефіцієнта маси активної частини просторового трансформатора з тригранним внутрішнім контуром ярма і паралельними стінками обмоткових вікон від головних геометричних параметрів

$\lambda_o = 2...3$ та значеннях коефіцієнтів: $K_B = 1$; $K_{3c} = 0,93$; $K_{3o} = 0,34$.

Аналогічно маса ВПМ трансформатора (див. рис. 2.4) визначається на основі (2.4), (2.6), (2.9) і (2.21) рівнянням

$$m_M = \gamma_c (V_c + V_y) = \pi \gamma_c K_{3c} \left(\sqrt[4]{K_{пд} / (\pi K_{3o} K_{3c})} \right)^3 K_M, \quad (2.67)$$

K_M – коефіцієнт зміни маси для конфігурації ВПМ (рис.2.4)

$$K_M = (a-1) \left(\sqrt[4]{3 / \left[K_k \lambda_o (a-1) \left(\frac{a-1}{4} + \frac{K_{a1}}{\sqrt{3}} \right) K_{a2}^2 \right]} \right)^3 \times \\ \times \left\{ K_{a2} \lambda_o \left(\frac{a-1}{4} + \frac{K_{a1}}{\sqrt{3}} \right) + \frac{2K_B K_y}{3\sqrt{3}} \times \right. \\ \left. \times \left[\pi \left(\frac{a-1}{2} + \frac{2K_{a1}}{\sqrt{3}} \right) + 3K_{a2} \right] \left(\frac{a-1}{2} + \frac{K_{a1}}{\sqrt{3}} \right) \right\}. \quad (2.68)$$

Маса обмотки з галетними котушками (див. рис.2.7) для просторового трансформатора з магнітопроводом (див. рис.2.4) визначається з урахуванням (2.10)–(2.14) і (2.16) рівнянням

$$m_o = 3\gamma_o l_w (w_1 \Pi_{e\phi 1} + w_2 \Pi_{e\phi 2}) = \\ = \frac{\gamma_o l_w P_2}{4,44 f B_c \Pi_c} \left(\frac{K_{U1}}{\Delta_1 \eta \cos \varphi_1} + \frac{K_{U2}}{\Delta_2} \right) = 1,5 \gamma_o K_{пд} \frac{l_w}{\Pi_c}, \quad (2.69)$$

де l_w – середня довжина витка варіанту конфігурації котушки, що визначається за формулою (2.35).

З урахуванням вище названих виразів для відповідної конфігурації котушки обмотки рівняння (2.69) матиме вигляд

$$m_o = 3\gamma_o K_{3o} \left(\sqrt[4]{K_{пд} / (\pi K_{3o} K_{3c})} \right)^3 K_o, \quad (2.70)$$

де K_o – коефіцієнт маси обмоткового матеріалу для ВПМ (див. рис.2.4)

$$K_o = \lambda_o \left(\sqrt[4]{3 / \lambda_o (a-1) \left(\frac{a-1}{4} + \frac{K_{a1}}{\sqrt{3}} \right) K_{a2}^2} \right)^3 K_{a2}^2 \times \\ \times [1,181(a-1) + 1,286K_{a1} + 0,7195K_{a2}]. \quad (2.71)$$

З урахуванням (2.67), (2.68) і (2.70), (2.71) залежності маси і вартості активних матеріалів ЕМС (див. рис. 1.8,б) від геометричних співвідношень АЧ можна представити як рівняння:

$$m_a = m_m + m_o = \pi \gamma_o K_{zc} \left(\sqrt[4]{K_{пд} / (\pi K_{zo} K_{zc})} \right)^3 K_a; \quad (2.72)$$

$$c_a = c_{yc} m_m + c_{yo} m_o = \pi c_{yc} \gamma_c K_{zc} \left(\sqrt[4]{K_{пд} / (\pi K_{zo} K_{zc})} \right)^3 K_c; \quad (2.73)$$

$$K_a = K_m + 3 \gamma_o K_{zo} K_o / (\pi \gamma_c K_{zc}); \quad (2.74)$$

$$K_c = K_m + 3 c_{yo} \gamma_o K_{zo} K_o / (\pi c_{yc} \gamma_c K_{zc}). \quad (2.75)$$

Приклад зміни залежностей (2.74) при $K_{к=1}$, $K_B=1$, $K_{я=1}$, $K_{zc}=0,93$, $K_{zo}=0,34$ для конфігурації (див. рис.2.4) подано на рис. 2.14. Названі залежності (рис. 2.14) розраховані при $\alpha_c=20^\circ$ у межах зміни основних перемінних $a=1,5 \dots 3,0$ і $\lambda_o=2 \dots 3,0$.

При розрахунку показників (рис. 2.11– 2.14) матеріалами є: магнітопровід – холоднокатана електротехнічна сталь з $\gamma_c = 7650 \text{ кг/м}^3$; обмотка – електротехнічна мідь з $\gamma_m = 8900 \text{ кг/м}^3$.

Вирази (2.59), (2.62) і (2.68), (2.71) та залежності (рис.2.13 і рис.2.14) свідчать про те, що керовані змінні (a , λ_o і α_c) забезпечують згідно з матеріалами [13,14,16], можливість визначення всіх показників ТТ з СПМ. На основі варіації і пошуку величини вказаних змінних, а також співвідношень B_c , Δ_1 і Δ_2 , які відповідають при заданих обмеженнях (ΔU , U_k , $\Delta \theta$) критерію оптимізації, можна виконати оптимізацію трансформатора. Як критерій оптимізації, залежно від призначення трансформатора, обирають мінімум маси або мінімум вартості АЧ, мінімум суми електричних та магнітних втрат АЧ, тобто максимум коефіцієнту корисної дії або більш складний критерій мінімум втрат на виробництво та експлуатацію протягом терміну роботи ресурсу.

Розрахунок трансформатора в цілому є математично невизначеним завданням з багатьма рішеннями, оскільки кількість невідомих конструктивних та електромагнітних параметрів більша від кількості рівнянь. У зв'язку з цим, частина параметрів (електромагнітних) задається з історично складеного досвіду проектування і виробництва трансформаторів відповідно до рекомендацій посібників з проектування. Для ТТ (див. рис. 1.10 і 1.11) з ЕМС (див. рис. 1.8) вказаними параметрами є електромагнітні навантаження: індукція у стержні B_c , а також щільності струмів первинної і вторинної обмоток Δ_1 і Δ_2 . Згідно з даними [1–3] середнє значення індукції в стержні для холоднокатаної ізотропної сталі при $f=50$ Гц знаходиться, відповідно, в межах 1,3...1,6 Тл, а при $f=400$ Гц – у межах 0,8...1,3 Тл. Значення індукції у ярмі B_y становить (0,9...1,2) B_c . При використанні у ярмі анізотропної сталі вказане значення може бути збільшене до 1,7 Тл. Згідно з [1–3] щільності струму обмоток малих "сухих" трансформаторів при потужності до 100 В.А – $\Delta_{1(2)}=350...450$ А/см², а при потужності до 1 кВт – $\Delta_{1(2)}=250...350$ А/см². Згідно з [1] при потужності понад 1 кВт.А для масляних трансформаторів і мідної обмотки $\Delta_{1(2)}=400...500$ А/см², а для "сухих" трансформаторів $\Delta_{1(2)}=180...280$ А/см². У "сухих" трансформаторах із концентричними обмотками, через гірші умови охолодження щільність струму у внутрішній обмотці приймається меншою, ніж у зовнішній. Щільність струму в алюмінієвих обмотках рекомендується нижча від вказаних значень (для обмоток з міді) в 1,4...1,6 разу.

Обмотки трансформатора ізолюються одна від одної, інших струмоведучих частин, елементів магнітопроводу і конструкційних деталей. При робочих напругах вище 6000 В між обмотками, струмоведучими частинами і деталями трансформатора виконуються ізоляційні проміжки (рис.1.10), величини яких визначаються випробною напругою і при розрахунку враховуються відповідним зниженням коефіцієнта заповнення [1]. Для обмоток з круглого проводу з емалевою

ізоляцією на напругу до 1000 В величина K_{30} складає 0,32...0,38. Для обмоток з прямокутного проводу на напругу до 3000 В (провід марки ПСД) $K_{30} = 0,22...0,36$. Для обмоток з прямокутного проводу на напругу 6...10 кВ $K_{30} = 0,14...0,23$.

На масогабаритні показники трансформатора також впливають величини K_{3c} і K_k , які відповідно залежать від типу ізоляції, товщини сталі та типу конструкції і технології виготовлення стержнів (див. рис. 1.9). Для сталей товщиною 0,5; 0,35 і 0,28 мм K_{3c} відповідно складає при лаковій ізоляції 0,93; 0,91 і 0,88, а при оксидній ізоляції – 0,95; 0,93 і 0,91. Для конструкції (див. рис. 1.9, *a* і *б*) $K_k = 1$, а для конструкції (рис. 1.9, *в*), $K_k = 0,9...0,95$.

Для визначення геометричних та обмоткових даних згідно із заданими U_1 , U_2 , S_n і f та прийнятими електромагнітними навантаженнями за (2.1) – (2.3), (2.11) і (2.18) розраховуються величини P_2 , I_1 , I_2 , $K_{U1(2)}$ і $K_{нд}$. За (2.20) і (2.21) розраховують D_v , через оптимальні відношення a і λ_o знаходять D_3 , а за (2.7) і (2.13) розраховують b_o і h_o . За (2.19) і (2.22) або (2.23) знаходять величини P_c і $h_{я}$, а використовуючи (2.10) і табл. 2.1, 2.2, або 2.3 відповідно до схеми з'єднання обмоток, визначають перетини та число витків. Перетини $S_{ел1(2)}$, $S_{ел21(2)}$ провідників, які входять (2.10), округляють до табличного значення, а число витків (2.16) округляються до найближчого цілого значення. Здійснюється перевірка можливості розташування обмоток у межах b_o і h_o обмоткового вікна з урахуванням ізоляційних проміжків (рис. 1.10, 1.11), які обираються залежно від потужності, типу конструкції та випробувальної напруги $U_{вип}$, В, трансформатора за допомогою табл. 2.4, 2.5, або 2.6 [1]. При виборі конфігурації і кількості елементарних провідників у процесі конструювання обмотки, необхідно звертати увагу на забезпечення прийнятої величини K_{30} та при необхідності корегувати значення цього коефіцієнту. Також, при необхідності, за відповідними виразами корегуються керовані змінні a і λ_o та значення $\Delta_{1(2)}$, $\Delta_{21(2)}$, $K_{нд}$ і D_v .

Раціональним геометричним співвідношенням АЧ, близьким до оптимальною, відповідають значення геометричних параметрів (керуваних змінних): $a = 1,8 \dots 2,3$; $\lambda_o = 2,6 \dots 3,2$ $\alpha_c = 30 \dots 15^\circ$.

Порядок розрахунку оптимальної геометрії і обмоткових даних ЕМС (див. рис. 1.8) з використанням $K_{\text{пд}}$ [13,14] може бути поетапним. Оптимізація може складатися з двох етапів [32]. У першому етапі визначаються оптимальні співвідношення розмірів при заданому критерії оптимізації і фіксованих значеннях електромагнітних навантажень, наприклад, за названою вище методикою (див. рис. 2.13, 2.14) [13–14]. Тобто виконується геометрична оптимізація з використанням коефіцієнтів K_m (2.59), (2.68) і K_o (2.62) і (2.71). На другому етапі оптимізуються електромагнітні навантаження при оптимальних співвідношеннях розмірів і заданих обмеженнях на основі розрахунку параметрів і характеристик трансформатора. Другий етап виконується з використанням відомих методів оптимізації, наприклад, за координатним спуском [33]. Цільова функція, наприклад (2.72) або (2.73), визначається згаданим методом за допомогою послідовних змін Δ_1 , Δ_2 (або Δ_{21} , Δ_{22}) і B_c та при задоволенні обмежень за температурою обмоток ($\Delta\theta$) і другим можливим обмеженням ($U_k \dots$) виконується повна оптимізація АЧ.

3. ПИТАННЯ ПРОЄКТУВАННЯ ТРИФАЗНИХ ТРАНСФОРМАТОРІВ З ВИТИМИ ПРОСТОРОВИМИ СТИКОВИМИ МАГНІТОПРОВОДАМИ

3.1. Визначення складових виразу закону повного струму в магнітопроводах із замкненими витими ярмами

Для відповідності величини магнітного потоку номінальної потужності обмотковим даним ТТ з ВПМ є необхідним урахування зміни насичення і значень індукції в елементах магнітного кола у функції $R_i(R_{cci})$ [21] на основі більш точної методики розрахунку.

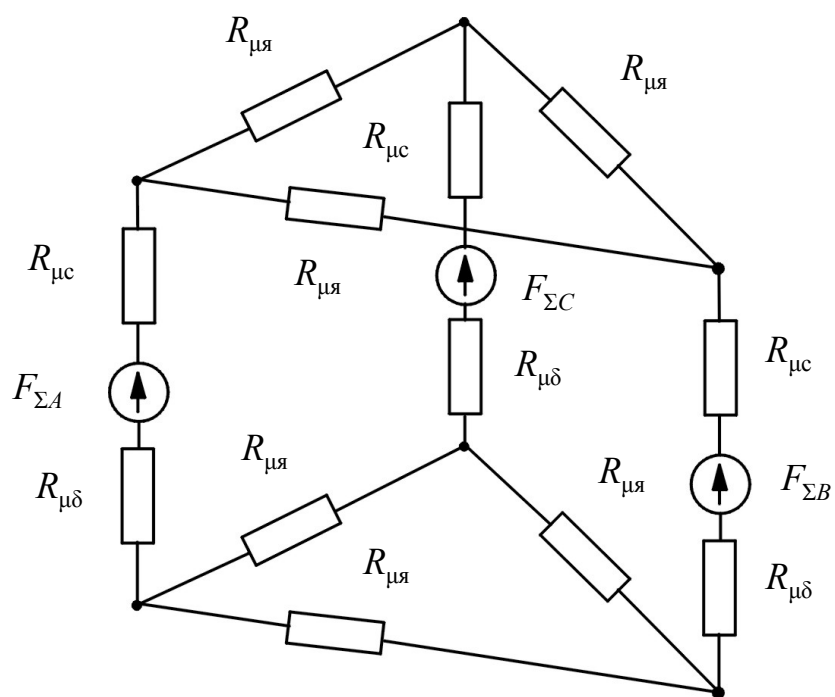
Формули розрахунку магнітного кола отримані в [30] на основі заступної схеми (рис. 3.1) технічних вирішень (див. рис. 1.8) просторових ЕМС. Схема (див. рис.3.1) містить з'єднання опорів $R_{\mu\alpha}$ ярма у вигляді двох симетричних трикутників з вершинами, пов'язаними ділянками, що містять опори зазору $R_{\mu\delta}$, опори стержнів $R_{\mu c}$ та збуджуюче магнітне поле фазні МРС F_{Σ} з відповідними індексами фаз.

При прийнятому вище допущенні постійності магнітної проникливості магнітопроводу в межах окремих ділянок витків сталі зони стержнів $\mu_{ci} \approx const$ і ділянок ярма $\mu_{\alpha i} \approx const$ на радіусі R_i , кожен з трикутників магнітних опорів ярма може бути перетворений на зірку з опорами, які визначаються відомою формулою

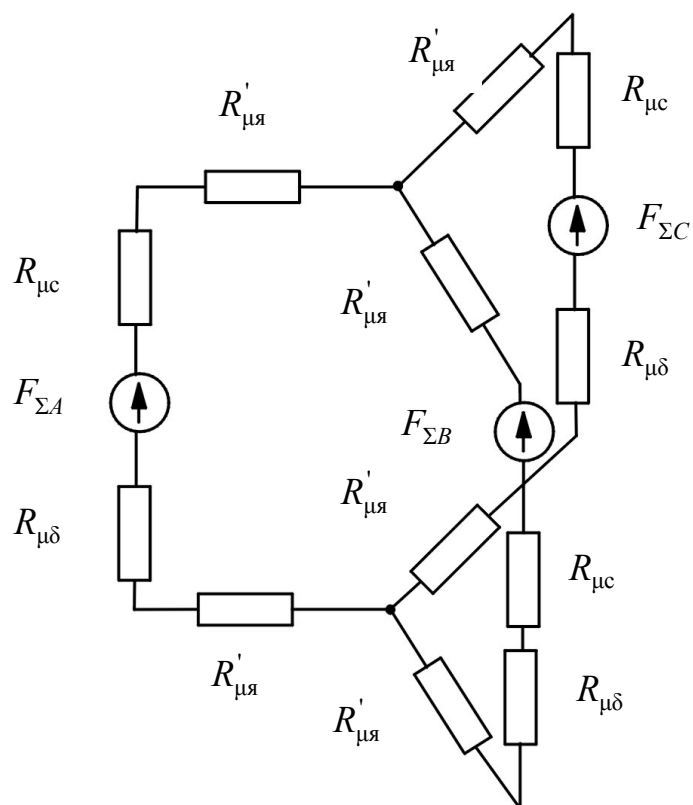
$$R'_{\mu\alpha} = R_{\mu\alpha} R_{\mu\alpha} / (R_{\mu\alpha} + R_{\mu\alpha} + R_{\mu\alpha}) = R_{\mu\alpha} / 3. \quad (3.1)$$

Перетворення (3.1) приблизно справедливо при $B_c = B_{\alpha} < 1,6$ Тл (ізотропна сталь) і $B_c = B_{\alpha} < 1,7$ Тл (анізотропна сталь) і дозволяє приблизно визначити магнітний потік фази (стержня) i -ї ділянки ВПМ, наприклад з двома стиками, на радіусі R_i у вигляді виразу

$$\Phi_{ci} = B_{ci} \Pi_{ci} = F_{\Sigma} / (R_{\mu ci} + 2R_{\mu\delta i} + 2R_{\mu\alpha i} / 3), \quad (3.2)$$



a



б

Рис. 3.1. Реальна (*a*) і перетворена (*б*) заступні схеми просторової електромагнітної системи трифазного трансформатора:

$R_{\mu\alpha}$ – магнітний опір; $R_{\mu\delta}$ – магнітний опір стикового зазору; $R_{\mu\alpha}'$ – магнітний опір ярма

де B_{ci} – середнє значення індукції в елементарному шарі сталі стержня на радіусі R_i ; $R_{\mu ci}$, $R_{\mu \delta i}$ і $R_{\mu \text{я}i}$ – магнітні опори елементарних ділянок відповідно стержня, зазору і ярма на R_i .

Вказані опори визначаються виразами:

$$R_{\mu ci} = h_c / (\mu_{ci} \Pi_{ci}); \quad (3.3)$$

$$R_{\mu \delta i} = \delta'_{ci} / (\mu_0 \Pi_{ci}); \quad (3.4)$$

$$R_{\mu \text{я}i} = \zeta_i l_{\text{я}i} / (\mu_{\text{я}i} \Pi_{\text{я}i}), \quad (3.5)$$

де μ_{ci} і $\mu_{\text{я}i}$ – магнітні проникливості i -х ділянок стержнів і ярем, які відповідають середнім значенням індукції в стержні B_{ci} і ярмі $B_{\text{я}i}$ на R_i ; ζ_i , $l_{\text{я}i}$ і $\Pi_{\text{я}i}$ – відповідно коефіцієнт нерівномірності розподілу, довжина силової лінії поля в ярмі і площа перерізу елементарної ділянки ярма на радіусі R_i при товщині $\delta_{\text{ш}}$ елементарного шару (стрічки) електротехнічної сталі:

$$\Pi_{\text{я}i} = h_{\text{я}} \delta_{\text{ш}}. \quad (3.6)$$

Магнітний потік, що приходить на елементарний шар ярма, визначається відповідно з (1.2) виразом

$$\Phi_{\text{я}i} = \Phi_{ci} / \sqrt{3} = B_{ci} b_{ci} \delta_{\text{ш}} / \sqrt{3}, \quad (3.7)$$

де Φ_{ci} – магнітний потік в i -й ділянці стержня в межах, що визначаються шириною $\delta_{\text{ш}}$ стрічки електротехнічної сталі

$$\Phi_{ci} = B_{ci} b_{ci} \delta_{\text{ш}}. \quad (3.8)$$

Максимальна величина індукції на радіусі R_i елементарного шару сталі прямих ділянок ярма визначається з урахуванням (3.5)–(3.7) і, згідно з [1], з урахуванням третьої гармонічної виразом

$$B_{\text{я}i} = 0,877 \frac{\Phi_{\text{я}i}}{\Pi_{\text{я}i}} = 0,877 \frac{B_{ci} b_{ci}}{\sqrt{3} h_{\text{я}}}. \quad (3.9)$$

Площина стержня Π_{ci} визначається формулою

$$\Pi_{ci} = b_{ci} \delta_{\text{ш}}, \quad (3.10)$$

де b_{ci} – довжина елементарного шару сталі стержня на радіусі R_i , для кожного з двох варіантів конфігурації ВПМ (див. рис. 2.3 і 2.4) відповідно визначається виразом

$$b_{ci} = b_c + 2\pi R_{cci}/3; \quad (3.11)$$

$$b_{ci} = 2\pi(R_{cci} + b_c/\sqrt{3})/3. \quad (3.12)$$

З (3.2), з урахуванням (3.3)–(3.6) і (3.10) виходить вираз результуючої фазної МРС має вигляд

$$F_{\Sigma} = B_{ci} \Pi_{ci} \left(\frac{h_c}{\mu_{ci} \Pi_{ci}} + \frac{2\delta'_{ci}}{\mu_0 \Pi_{ci}} + \frac{2\zeta_i l_{яi}}{3\mu_{яi} \Pi_{яi}} \right);$$

$$F_{\Sigma} = H_{ci} h_c + 2H_{\delta i} \delta'_{ci} + \frac{2B_{ci} b_{ci} \zeta_i l_{яi} H_{яi}}{3B_{яi} h_{я}}, \quad (3.13)$$

де H_{ci} , $H_{\delta i}$ і $H_{яi}$ – відповідно напруженості магнітного поля в стержні, в стику над стержнем ($B_{\delta i} \approx B_{ci}$) і у ярмі на координаті R_i ,

$$H_{ci} = B_{ci}/\mu_{ci}; \quad H_{\delta i} = B_{\delta i}/\mu_0 \approx B_{ci}/\mu_0; \quad H_{яi} = B_{яi}/\mu_{яi}.$$

З урахуванням (3.9), рівняння (3.13) спрощується до вигляду

$$F_{\Sigma} = H_{ci} h_c + 2H_{\delta i} \delta'_{ci} + \frac{1,754 B_{ci} b_{ci} \zeta_i l_{яi} H_{яi} \sqrt{3} h_{я}}{3B_{ci} b_{ci} h_{я}} =$$

$$= H_{ci} h_c + 2H_{\delta i} \delta'_{ci} + 1,754 \zeta_i l_{яi} H_{яi} / \sqrt{3}. \quad (3.14)$$

Величина $l_{яi}$, що входить в (3.14) для конфігурацій (див. рис. 2.3 та 2.4) відповідно, визначається виразами:

$$l_{яi} \approx h_{я} + b_o + b_c + 2\pi R_{cci}/3; \quad (3.15)$$

$$l_{яi} \approx h_{я} + b_o + 2\pi(R_{cci} + b_c/\sqrt{3})/3. \quad (3.16)$$

Величина ζ_i може бути визначена аналітично при допущенні постійності тангенціальної складової магнітної проникливості $\mu_{яxi}$ у межах одного витка з використанням даних виразів (1.24), (1.26) і (1.28), (1.30) для середніх значень першої і третьої гармонік тангенціальної складової індукції на нейтралі ярма відповідно з [30,31].

Вказані тангенціальні складові першої, другої і третьої гармонік індукції у ярмі визначаються (при $v=1$, $v=2$ і $v=3$) з (1.22) виразами:

$$B_{\text{яix}(v=1)} = \chi_{\mu i} B_{\delta 1i} \frac{\text{ch}[\pi \chi_{\mu i} (h_{\text{я}} - y) / \tau_i]}{\text{sh}(\pi \chi_{\mu i} h_{\text{я}} / \tau_i)} \sin \frac{\pi x}{\tau_i}; \quad (3.17)$$

$$B_{\text{яix}(v=2)} = \chi_{\mu i} B_{\delta 2i} \frac{\text{ch}[2 \pi \chi_{\mu i} (h_{\text{я}} - y) / \tau_i]}{\text{sh}(2 \pi \chi_{\mu i} h_{\text{я}} / \tau_i)} \sin \frac{2 \pi x}{\tau_i}; \quad (3.18)$$

$$B_{\text{яix}(v=3)} = \chi_{\mu i} B_{\delta 3i} \frac{\text{ch}[3 \pi \chi_{\mu i} (h_{\text{я}} - y) / \tau_i]}{\text{sh}(3 \pi \chi_{\mu i} h_{\text{я}} / \tau_i)} \sin \frac{3 \pi x}{\tau_i}. \quad (3.19)$$

Величина частини МРС, що використовується на проведення магнітного потоку вздовж ярма на координаті R_i з урахуванням (1.22) і (3.17)–(3.19) визначається при $y=0$ виразом

$$\begin{aligned} F_{\text{яi}} &= \int_0^{\tau_i} H_{\text{яxi}} dx = \frac{\chi_{\mu i}}{\mu_{\text{яxi}}} \int_0^{\tau_i} \sum_{v=1}^{\infty} B_{\delta vi} \frac{\sin(v \pi x / \tau_i)}{\text{th}(v \pi \chi_{\mu i} h_{\text{я}} / \tau_i)} dx \approx \\ &\approx \frac{\chi_{\mu i}}{\mu_{\text{яxi}}} \left[\int_0^{\tau_i} \frac{B_{\delta 1i} \sin(\pi x / \tau_i)}{\text{th}(\pi \chi_{\mu i} h_{\text{я}} / \tau_i)} dx + \int_0^{\tau_i} \frac{B_{\delta 2i} \sin(2 \pi x / \tau_i)}{\text{th}(2 \pi \chi_{\mu i} h_{\text{я}} / \tau_i)} dx + \int_0^{\tau_i} \frac{B_{\delta 3i} \sin(3 \pi x / \tau_i)}{\text{th}(3 \pi \chi_{\mu i} h_{\text{я}} / \tau_i)} dx \right] \approx \\ &\approx \frac{2 \chi_{\mu i} \tau_i}{\pi \mu_{\text{яxi}}} \left[\frac{B_{\delta 1i}}{\text{th}(\pi \chi_{\mu i} h_{\text{я}} / \tau_i)} + \frac{B_{\delta 3i}}{3 \text{th}(3 \pi \chi_{\mu i} h_{\text{я}} / \tau_i)} \right], \quad (3.20) \end{aligned}$$

де $H_{\text{яxi}}$ – тангенціальна складова напруженості магнітного поля на координаті R_i

$$H_{\text{яxi}} = B_{\text{яix}} / \mu_{\text{яxi}}.$$

При прийнятій в математичній моделі концепції обертового переміщення, магнітна напруженість ярма $F_{\text{яi}}$ у практичних розрахунках приблизно визначається за середнім значенням індукції на нейтралі ярма [20,31]. Оскільки величина другої гармоніки індукції (3.18) та інших парних гармонік на нейтралі ярма, а також складові сумарної МРС, обумовлені парними гармоніками, дорівнюють нулю,

середнє значення індукції на нейтралі $B_{ямси}$ і величина $F_{яі}$ при нехтуванні вищими складовими індукції порядку $\nu \geq 5$ визначаються виразами:

$$\begin{aligned} B_{ямси} &\approx B_{я1мси} + B_{я3мси}; \\ F_{яі} &\approx \zeta_i \tau_i (B_{я1мси} + B_{я3мси}) / \mu_{яхи}. \end{aligned} \quad (3.21)$$

З рівнянь (3.20) і (3.21) маємо рівняння

$$\zeta_i (B_{я1мси} + B_{я3мси}) = \frac{2\chi_{\mu i}}{\pi} \left[\frac{B_{\delta 1i}}{\text{th}(\pi\chi_{\mu i} h_{я}/\tau_i)} + \frac{B_{\delta 3i}}{3\text{th}(3\pi\chi_{\mu i} h_{я}/\tau_i)} \right]. \quad (3.22)$$

З урахуванням (1.24), (1.26) і (1.28), (1.30) рівняння (3.22) має вигляд

$$\zeta_i \frac{\tau_i}{\pi h_{я}} (B_{\delta 1i} - B_{\delta 3i}) = \frac{2\chi_{\mu i}}{\pi} \left[\frac{B_{\delta 1i}}{\text{th}(\pi\chi_{\mu i} h_{я}/\tau_i)} + \frac{B_{\delta 3i}}{3\text{th}(3\pi\chi_{\mu i} h_{я}/\tau_i)} \right]. \quad (3.23)$$

З (3.23) з урахуванням (1.16) і (1.17) отримаємо вирази ζ_i для кожної з конфігурацій магнітопроводів (див. рис.2.3 і 2.4):

$$\begin{aligned} \zeta_i = \frac{2h_{я}\chi_{\mu i}}{(1-K_{3i})[1,5(b_o + b_c) + \pi R_{cci}]} &\left[\frac{1}{\text{th}\{\pi h_{я}\chi_{\mu i}/[1,5(b_o + b_c) + \pi R_{cci}]\}} + \right. \\ &\left. + \frac{K_{3i}}{3\text{th}\{3\pi h_{я}\chi_{\mu i}/[1,5(b_o + b_c) + \pi R_{cci}]\}} \right]; \end{aligned} \quad (3.24)$$

$$\begin{aligned} \zeta_i = \frac{2h_{я}\chi_{\mu i}}{(1-K_{3i})[1,5b_o + \pi(R_{cci} + b_c/\sqrt{3})]} &\left[\frac{1}{\text{th}\{\pi h_{я}\chi_{\mu i}/[1,5b_o + \pi(R_{cci} + b_c/\sqrt{3})]\}} + \right. \\ &\left. + \frac{K_{3i}}{3\text{th}\{3\pi h_{я}\chi_{\mu i}/[1,5b_o + \pi(R_{cci} + b_c/\sqrt{3})]\}} \right], \end{aligned} \quad (3.25)$$

де K_{3i} – коефіцієнт амплітуди третьої гармоніки індукції, що залежить від геометричних співвідношень b_o і b_{ci} на радіусі R_j ,

$$K_{3i} = B_{\delta 3i}/B_{\delta 1i}. \quad (3.26)$$

3.2. Розрахунок розподілу індукції в елементах магнітопроводу та визначення струму неробочого ходу

Геометричні співвідношення та маси елементів активної частини (див. рис. 1.8) змінюються в радіальному напрямку. При цьому величини середніх значень індукції і насичень ярем і стержнів відповідно зростають та зменшуються зі зростанням радіальної координати R_i (рис.3.2), а послаблення нормальної складової напруженості поля в технологічному проміжку δ_c знижується в напрямку зростання R_i [21].

З вказаних причин розрахунок намагнічувального струму і втрат у сталі трансформаторів (див. рис.1.10, 1.11) за прийнятим на початку проектування середнім значенням B_c неминуче призведе до значних похибок. Тому для забезпечення практично коректних розрахунків, необхідно враховувати зміну насичення і визначити залежності індукції в елементах магнітного кола у функції радіуса $B_\delta(R_i)$ (рис. 3.3) [30].

Для визначення залежності $B_\delta(R_i)$ як базисний елемент магнітного кола доцільно вибрати елемент з постійною та незалежною від R_i магнітною проникністю μ_0 , тобто технологічний проміжок магнітопроводу величиною δ_c (рис. 3.3), а також метод послідовних наближень. Величина δ_c залежить від якості обробки стикових поверхонь ярем та стержнів і знаходиться в межах 0,003...0,008 см.

Розрахунок розподілу індукції $B_\delta(R_i)$ уздовж осі aa' стержня (див. рис.2.3 і 2.4) виконується на основі закону повного струму – для будь-якого замкненого контуру магнітної силової лінії на будь-якому радіусі R_i від внутрішнього до зовнішнього контурів ярма для магніторушійної сили F_Σ однієї фази справедливий вираз

$$\oint H_l dl = F_{\delta_i} + F_{c_i} + F_{я_i} = F_\Sigma = const, \quad (3.27)$$

де F_{δ_i} , F_{c_i} і $F_{я_i}$ – відповідно значення магнітних напруг одного або двох проміжків, стержня та ярма на координаті R_i .

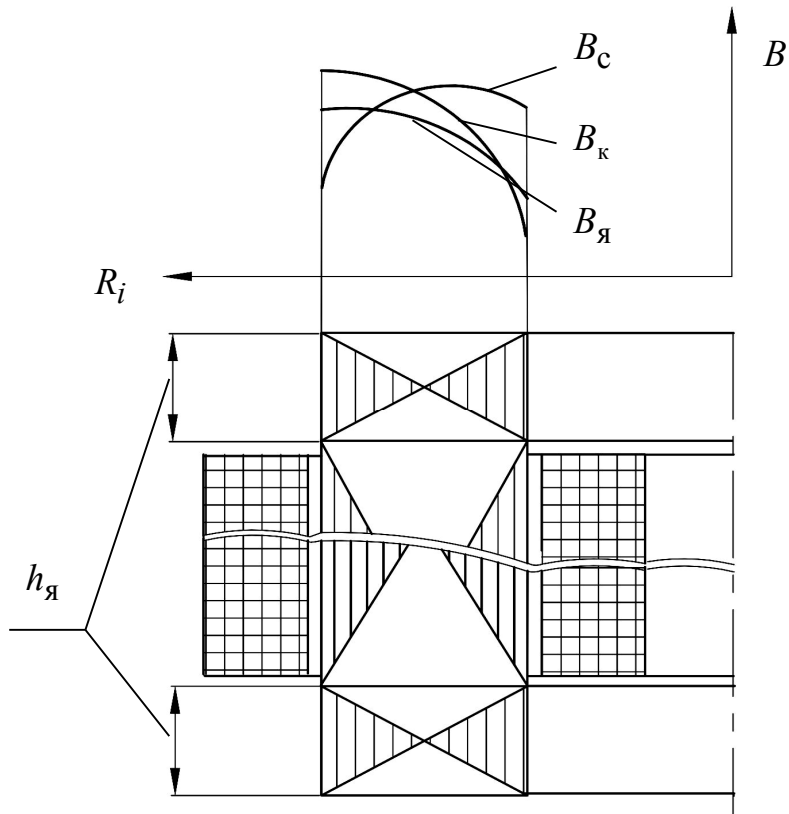


Рис. 3.2 Розподіл індукції в елементах магнітопроводу

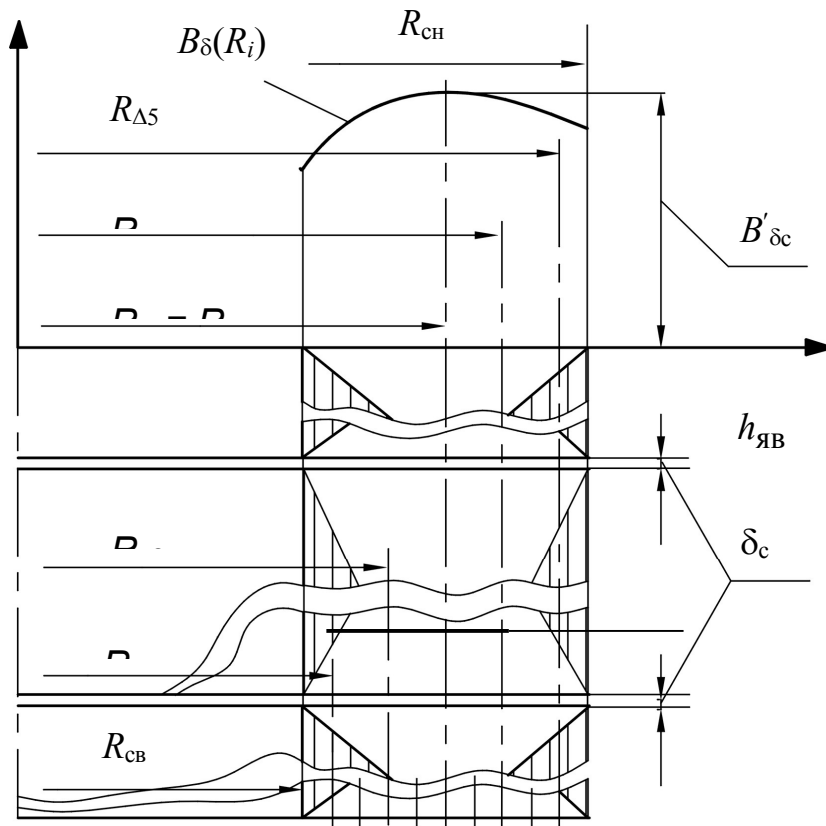


Рис. 3.3. Розподіл індукції в стиковому технологічному зазорі

Значення F_{δ_i} , А, для двох стиків магнітопроводу розраховуються за величинами індукцій B_{δ_i} на радіусі R_{Δ_i} (рис.3.3), що відповідає радіусу R_i при $\mu_0=4\pi\cdot 10^{-9}$ Гн/см

$$F_{\delta_i} = 2B_{\delta_i}\delta'_i 10^{-4} / \mu_0, \quad (3.28)$$

де δ'_i – еквівалентний стиковий проміжок на радіусі R_{Δ_i} .

Величина δ'_i , см, при поточних значеннях кроку обмоткового вікна та ширини розгортки i - го шару сталі стержня на координаті R_{Δ_i} , залежно від конфігурації ВПМ (рис.2.3 або рис.2.4), визначається виразом:

$$\delta'_i = \delta_m \frac{10\delta_m + b_o + b_c + 2\pi R_{cci}/3}{10\delta_m + b_c + 2\pi R_{cci}/3}; \quad (3.29)$$

$$\delta'_i = \delta_m \frac{10\delta_m + b_o + 2\pi(R_{cci} + b_c/\sqrt{3})/3}{10\delta_m + b_c + 2\pi(R_{cci} + b_c/\sqrt{3})/3}. \quad (3.30)$$

де R_{cci} – відповідно змінні від 0 до l_y поточний радіус скруглення стержня (див. рис.2.3) та збільшення радіусу скруглення стержня (див. рис.2.4) на координаті R_{Δ_i} .

Значення F_{c_i} , А, розраховуються за величинами напруженості H_{c_i} , які відповідають індукціям стержня $B_{c_i} \approx B_{\delta_i}$ на R_{Δ_i} -й координаті стержня

$$F_{c_i} = H_{c_i} h_o. \quad (3.31)$$

Значення F_{y_i} розраховуються за величинами напруженості H_{y_i} , які відповідають середнім індукціям ярма B_{y_i} на R_{Δ_i} -й координаті стержня. Для конфігурацій магнітопроводу (диф. рис.2.3 і 2.4) F_{y_i} , з урахуванням (3.15) і (3.16) відповідно, визначається:

$$F_{y_i} = \zeta_{y_i} 2H_{y_i} (h_y + b_o + b_c + 2\pi R_{cci}/3) / \sqrt{3}; \quad (3.32)$$

$$F_{y_i} = \zeta_{y_i} 2H_{y_i} [h_y + b_o + 2\pi(R_{cci} + b_c/\sqrt{3})/3] / \sqrt{3}. \quad (3.33)$$

Магнітна напруженість ярма H_{y_i} вище вказаних конфігурацій, відповідно визначається за індукцією B_{y_i} :

$$B_{\text{я}i} = B'_{ci} (b_c + 2\pi R_{cci}/3) / (h_{\text{я}} \sqrt{3}); \quad (3.34)$$

$$B_{\text{я}i} = B'_{ci} \left[2\pi (R_{cci} + b_c / \sqrt{3}) / 3 \right] / (h_{\text{я}} \sqrt{3}). \quad (3.35)$$

Величини $H_{c(\text{я})i}$ визначаються залежно від $B_{c(\text{я})i}$ за основною кривою намагнічування вибраної сталі. У табл.3.1 наведено основну криву намагнічування холоднокатаної ізотропної сталі марки 2412.

Величини ζ_i визначаються за (3.24) або (3.25) та залежать від довжини витків сталі на координатах $R_{\Delta i}$, висоти ярма та коефіцієнта χ_i магнітних проникливостей уздовж та впоперек прокату, для ізотропних сталей $\chi_{\mu i} \approx 1$, а для анізотропних сталей типу 3404...3416 $\chi_{\mu i} \approx 1,1...1,4$ при $B_{\text{я}i} = 1,2...1,8$ Тл. При цьому коефіцієнт амплітуди третьої гармоніки (3.26) приблизно приймається рівним $K_{3i} = 0,2...0,3$.

Порядок розрахунку розподілу $B_{\delta}(R_i)$ такий. Радіальна довжина магнітопровода на осі $a-a'$ стержня розбивається на $n_{\Delta} = 5...15$ (непарне число) елементарних ділянок $\Delta l_{\text{я}} = l_{\text{я}} / n_{\Delta}$. За значенням індукції на середній ділянці проміжку (координата $R_{\Delta c} = R_{c\text{в}} + l_{\text{я}} / 2$, рис. 3.3), що приблизно дорівнює заданій на початку проектування індукції у стержні $B'_{\delta c} \approx (0,9...1,1)B_c$, за (2.1)–(2.9) визначається амплітудне значення МРС фази F'_{Σ} . На кожній ділянці задається середнє значення індукції $B'_{\delta i}$ і відповідно для середнього радіуса $R_{\Delta i}$ за (3.27) – (3.35) визначається $F''_{\Sigma i}$, котре порівнюється зі значенням F'_{Σ} . Зміни $R_{\Delta i}$ при визначенні $F''_{\Sigma i}$ відповідає зміна в (3.29) –(3.35) координати R_{cci} , а $B'_{\delta i}$ змінюється в межах приблизно $0,6...1,3B_c$.

Розрахунок $B_{\delta i}$ вважається закінченим, якщо відносна похибка збігу величин $F''_{\Sigma i}$ і F'_{Σ} не перевищує заданої величини

$$\left| (F''_{\Sigma i} - F'_{\Sigma}) / F'_{\Sigma} \right| < 0,05. \quad (3.36)$$

Приклад залежності $B_{\delta}(R_i)$ наведено на рис.3.3. Знання вказаної залежності дозволяє визначити магнітний потік та середню

Таблиця 3.1. Основна крива намагнічування сталі 2412

<i>B</i> , Тл	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
	<i>H</i> , А/см									
0,4	0,67	0,68	0,69	0,7	0,71	0,72	0,73	0,74	0,75	0,76
0,5	0,77	0,78	0,79	0,8	0,81	0,83	0,84	0,86	0,87	0,89
0,6	0,90	0,92	0,94	0,96	0,97	0,99	1,01	1,03	1,05	1,07
0,7	1,09	1,11	1,13	1,15	1,17	1,19	1,22	1,24	1,27	1,3
0,8	1,33	1,35	1,38	1,41	1,44	1,47	1,5	1,54	1,58	1,62
0,9	1,66	1,70	1,74	1,79	1,84	1,87	1,94	1,99	2,05	2,11
1,0	2,17	2,23	2,30	2,37	2,44	2,52	2,6	2,69	2,77	2,86
1,1	2,95	3,04	3,14	3,24	3,34	3,44	3,55	3,66	3,77	3,88
1,2	3,99	4,11	4,23	4,35	4,47	4,60	4,73	4,86	5,0	5,4
1,3	5,85	6,30	6,80	7,35	7,95	8,60	9,3	10,0	10,7	11,5
1,4	12,3	13,2	14,2	15,2	16,3	17,5	18,7	20,1	21,6	23,2
1,5	25,0	26,8	28,7	30,8	33,0	35,4	38	40,9	43,8	47,0
1,6	50,0	53,8	57,6	62,0	66,5	71,2	76,5	82,0	88,0	94,0
1,7	100	105	110	115	120	125	131	137	143	149
1,8	156	162	168	175	183	191	200	209	219	229
1,9	239	250	262	274	287	300	320	360	420	500
2,0	590	680	770	860	950	1040	1130	1220	1310	1400
2,1	1490	1580	1670	1760	1850	1940	2030	2120	2210	2300
2,2	2390	2480	2570	2660	2750	2840	2930	3020	3110	3200
2,3	3290	3338	3470	3560	3650	3740	3830	3920	4010	4100
2,4	4190	4280	4370	4460	4550	4640	4730	4820	4910	5000

розрахункову індукцію стержня:

$$\Phi_{c\Sigma} = \int_{R_{CB}}^{R_{C3}} B_{\delta}(R_i) l_{\text{я}} dR_i \approx \sum_{i=1}^{i=n_{\Delta}} \Delta l_{\text{я}} b_{ci} B_{\delta i} = \frac{l_{\text{я}}}{n_{\Delta}} \sum_{i=1}^{i=n_{\Delta}} b_{ci} B_{\delta i}; \quad (3.37)$$

$$B_{cp} = \Phi_{c\Sigma} / \Pi_c. \quad (3.38)$$

Алгоритм розрахунку розподілу магнітного поля в стиковому зазорі подано на рис. 3.4.

Площина стержня кожної з конфігурацій ВПМ (див. рис. 2.3 і 2.4) відповідно визначається так:

$$\Pi_c = b_c l_{\text{я}} + \pi l_{\text{я}}^2 / 3; \quad (3.39)$$

$$\Pi_c = \pi (l_{\text{я}} + 2b_c / \sqrt{3}) l_{\text{я}} / 3. \quad (3.40)$$

На основі (3.37), (3.39) і (3.40) середня індукція (3.380 варіантів магнітопроводів (див. рис.2.3 і 2.4) відповідно визначається:

$$B_{cp} = \frac{1}{n_{\Delta} (b_c + \pi l_{\text{я}} / 3)} \sum_{i=1}^{i=n_{\Delta}} B_{\delta i} (b_c + 2\pi R_{cci} / 3); \quad (3.41)$$

$$B_{cp} = \frac{1}{n_{\Delta} (l_{\text{я}} + 2b_c / \sqrt{3})} \sum_{i=1}^{i=n_{\Delta}} B_{\delta i} (R_{cci} + b_c / \sqrt{3}). \quad (3.42)$$

Якщо B_{cp} і B_c не збігаються, корегується значення $B_{\delta c}$ і розрахунок B_{cp} повторюється за (3.27) – (3.35) та (3.41) або (3.42) до збігу величин B_{cp} і B_c із заданою похибкою

$$|(B_{cp} - B_c) / B_{cp}| < 0,05. \quad (3.43)$$

На основі виконання умови (3.43) визначається дійсна розрахункова МРС фази $F'_{\Sigma} = F_{\Sigma}$ та реактивна складова частина струму неробочого ходу (СНХ)

$$I_{0p} = F_{\Sigma} / (\sqrt{2} W_1 K_v), \quad (3.44)$$

де K_v – коефіцієнт [1], який враховує наявність у намагнічувальному струмі вищих гармонік. Якщо первинна обмотка з'єднана в трикутник, то для $B_c = 1,0 \dots 1,2$ Тл величина $K_v = 1,25 \dots 1,32$; для $B_c = 1,2 \dots 1,4$ Тл –

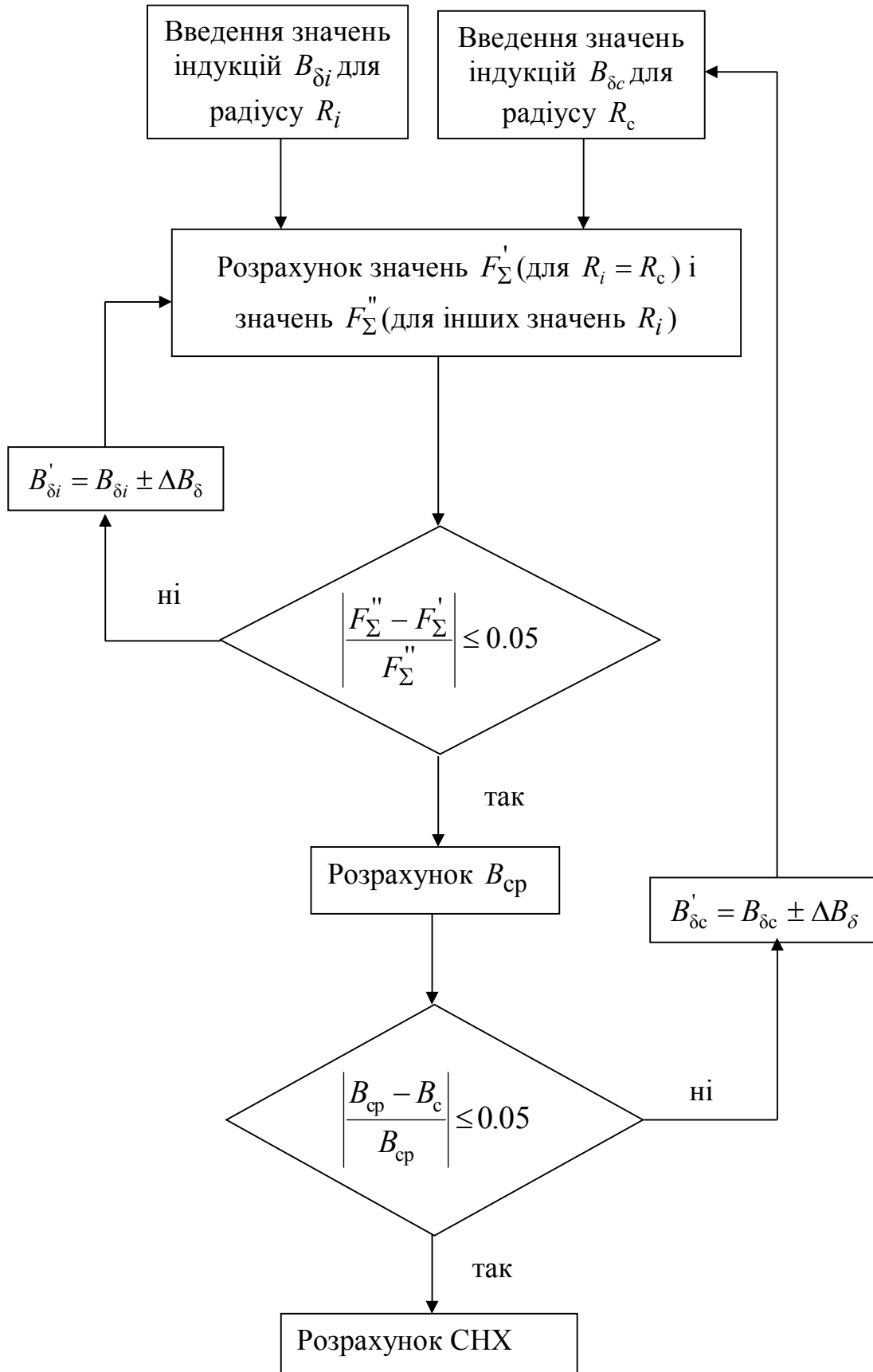


Рис. 3.4. Блок-схема розрахунку індукції в технологічному стиковому зазорі витого просторового магнітопроводу

$K_v = 1,6 \dots 1,58$. Якщо первинна обмотка з'єднана в зірку, то $K_v \approx 1$.

Втрати в сталі P_c трансформатора визначаються коефіцієнтами об'ємних втрат стержнів K_{pc} , прямих (на довжини b_o) ділянок ярем K_{pj} і кутових ділянок ярем K_{pk} , а також залежать від впливу деформації і якості відпалювання електротехнічної сталі та в цілому від технічного рівня і культури виробництва. Технічний рівень виробництва враховується коефіцієнтом додаткових втрат магнітопроводу, величина якого може бути приблизно прийнята 1,2

$$P_c = 1,2(K_{pc} + K_{pj} + K_{pk})K_{zc}\gamma_c \cdot 10^{-6} \text{ Вт.} \quad (3.43)$$

Коефіцієнти об'ємних втрат елементів магнітопроводу, що входять у (3.43), обчислюються за середнім значенням індукцій кожного i -го елемента ділянки стержнів B_{ci} , прямих і кутових ділянок ярем B_{ji} і B_{ki} , а також за величинами об'ємів указаних елементів магнітного кола в межах Δl_j на радіусі $R_{\Delta i}$:

$$K_{pc} = 3h_0\Delta l_j P_{1/50} (f/50)^{1,5} \sum_{i=1}^{i=n_\Delta} b_{ci} B_{ci}^2; \quad (3.44)$$

$$K_{pj} = 6b_0 h_j \Delta l_j P_{1/50} (f/50)^{1,5} \sum_{i=1}^{i=n_\Delta} K_{dzi} B_{ji}^2; \quad (3.45)$$

$$K_{pk} = 6h_j \Delta l_j P_{1/50} (f/50)^{1,5} \sum_{i=1}^{i=n_\Delta} K_{dzi} b_{ci} B_{ki}^2, \quad (3.46)$$

де $P_{1/50}$ – питомі втрати в електротехнічній сталі при індукції 1 Тл і частоті перемагнічування 50 Гц.

Для сталі марки 2412 при товщині стрічки $\delta_c = 0,5$ і $0,35$ мм $P_{1/50}$ складає 1,3 і 1,15 Вт/кг. Для сталі марки 3413 при $\delta_c = 0,5$ і $0,35$ мм $P_{1/50}$ відповідно дорівнює 0,8 і 0,6 Вт/кг уздовж текстури (на прямих ділянках ярма). Однак у кутових зонах ярма (магнітний потік проходить під кутом $40 \dots 70^\circ$) питомі втрати в текстурованій сталі 3413 зростають у 3,8...4 рази відносно вказаних значень, а при намотці із вказаної сталі стержнів (потік у поперек текстури) питомі втрати зростають в 3,5...4 рази [1].

Розрахункова величина індукції кутових зон ярма просторового стикового магнітопроводу згідно з [3] визначається виразом

$$B_{ki} = 0,87(B_{ci} + B_{яi})/2 \text{ Тл.}$$

З урахуванням (3.11) і (3.12) вирази (3.44) і (3.46) для конструкцій і конфігурацій ВПМ (див. рис.2.3 і 2.4) мають до вигляд:

$$K_{pc} = 3h_o \Delta l_{я} P_{1/50} \left(\frac{f}{50} \right)^{1,5} \sum_{i=1}^{i=n_{\Delta}} \left(b_c + \frac{2\pi R_{cci}}{3} \right) B_{ci}^2 ;$$

$$K_{pc} = 3h_o \Delta l_{я} P_{1/50} \left(\frac{f}{50} \right)^{1,5} \sum_{i=1}^{i=n_{\Delta}} \frac{2\pi}{3} \left(R_{cci} + \frac{b_c}{\sqrt{3}} \right) B_{ci}^2 ;$$

$$K_{pk} = 6h_{я} \Delta l_{я} P_{1/50} \left(\frac{f}{50} \right)^{1,5} \sum_{i=1}^{i=n_{\Delta}} \left(b_c + \frac{2\pi R_{cci}}{3} \right) B_{ki}^2 ;$$

$$K_{pk} = 6h_{я} \Delta l_{я} P_{1/50} \left(\frac{f}{50} \right)^{1,5} \sum_{i=1}^{i=n_{\Delta}} \frac{2\pi}{3} \left(R_{cci} + \frac{b_c}{\sqrt{3}} \right) B_{ki}^2 .$$

Величина $K_{дз}$, що входить у (3.45) і (3.46), є коефіцієнтом додаткових втрат ярем від третьої гармоніки магнітного потоку, який розраховується за формулою [1]

$$K_{дзи} = 1 + 0,55 \left[(K_{Bi}/1,11)^2 - 1 \right],$$

де K_{Bi} – коефіцієнт форми кривої індукції, який для діапазону $B_{яi}$ від 1,0 до 1,5 Тл може бути прийнятим від 1,28 до 1,43.

Активна складова частина СНХ залежить від втрат (3.43)

$$I_{0a} = P_c / (3U_{\phi 1}) \text{ А.} \quad (3.47)$$

Величина СНХ трансформатора визначається з використанням (3.44) і (3.47) відомим виразом

$$I_0 = \sqrt{I_{0p}^2 + I_{0a}^2} \text{ А.} \quad (3.48)$$

3.3. Розрахунок параметрів та показників режиму навантаження

При визначенні параметрів та показників ТТ використана методика книги [2].

Маси провідникового матеріалу обмоток двохобмоткового трансформатора

$$m_{o1(2)} = \Pi_{\text{еф}1(2)} w_{1(2)} l_{w1(2)} \gamma'_o \text{ кг.}$$

де γ'_o – питома маса провідникового матеріалу обмоток, для міді – $\gamma'_o = 8,9 \cdot 10^{-3} \text{ кг/см}^3$, а для алюмінію – $2,6 \cdot 10^{-3} \text{ кг/см}^3$.

Маси провідникового матеріалу фази первинної і вторинних обмоток трьохобмоткового трансформатора, кг:

$$m_{o1} = \Pi_{\text{еф}1} w_1 l_{w1} \gamma'_o; \quad m_{o21(2)} = \Pi_{\text{еф}21(2)} w_{21(2)} l_{w21(2)} \gamma'_o.$$

Втрати у фазі кожної з обмоток при 75°C , Вт:

$$P_{\text{ел}1(2)} = P_{\text{елу}} (\Delta_{1(2)} \cdot 10^{-2})^2 m_{o1(2)}; \quad P_{\text{ел}21(2)} = P_{\text{елу}} (\Delta_{21(2)} \cdot 10^{-2})^2 m_{o21(2)},$$

де $P_{\text{елу}}$ – питомі втрати обмотки, (Вт/кг)·(А/мм²); для міді $P_{\text{елу}}=2,4$; для алюмінію – 13,2 [2].

При температурі обмоток, відмінної від 75°C , необхідно врахувати температурний коефіцієнт зміни опору [1–3].

Втрати короткого замикання двох- і трьохобмоткового трансформаторів, Вт:

$$P_{\text{к}} = 3(P_{\text{ел}1} + P_{\text{ел}2}); \quad P_{\text{к}} = 3(P_{\text{ел}1} + P_{\text{ел}21} + P_{\text{ел}22}).$$

Відносні активні падіння напруг обмоток двохобмоткового трансформатора складають

$$\Delta U_{a1(2)} = 100 P_{\text{ел}1(2)} / (\sqrt{3} U_{1(2)} I_{1(2)}) \text{ \%}.$$

Відносні активні падіння напруг первинної і вторинних обмоток трьохобмоткового трансформатора, %:

$$\Delta U_{a1} = 100 P_{\text{ел}1} / (\sqrt{3} U_1 I_1); \quad \Delta U_{a21(2)} = 100 P_{\text{ел}21(2)} / (\sqrt{3} U_{21(2)} I_{21(2)}).$$

Активні опори обмоток, Ом:

$$r_{1(2)} = P_{\text{ел}1(2)} / I_{\Phi 1(2)}^2; \quad r_{21(2)} = P_{\text{ел}21(2)} / I_{\Phi 21(2)}^2,$$

де $I_{\Phi 1(2)}$ і $I_{\Phi 21(2)}$ – для двох- та трьохобмоткового трансформатора залежать від схеми з'єднання обмоток; наприклад, при схемі трикутник/зірка $I_{\Phi 1} = I_1 / \sqrt{3}$ та $I_{\Phi 2} = I_2$.

Активні опори короткого замикання, Ом:

$$\begin{aligned} r_k &= r_1 + r'_2 = r_1 + r_2 (w_1 / w_2)^2; \\ r_{k1,21} &= r_1 + r'_{21} = r_1 + r_{21} (w_1 / w_{21})^2; \\ r_{k1,22} &= r_1 + r'_{22} = r_1 + r_{22} (w_1 / w_{22})^2. \end{aligned}$$

Відносні індуктивні падіння напруги в первинній (вторинній) обмотці двохобмоткового трансформатора

$$\Delta U_{L1(2)} = \frac{I_{1(2)} w_{1(2)} l_{w1(2)} b_{12}}{6,66 h_0 \Pi_c B_c} \cdot 10^{-2} \%,$$

де b_{12} – приведена відстань між котушками обмотки.

Для концентричних обмоток двохобмоткового трансформатора

$$b_{12} = b_i + (b_1 + b_2) / 3,$$

де b_i – величина ізоляційного проміжку між котушками ОВН і ОНН (див. табл. 2.4 – 2.6).

Для галетної обмотки

$$b_{12} = \frac{1}{(n_k - 1)^2} \left[b_i + (n_k - 1) \frac{h_1 + h_2}{3} \right],$$

де n_k – кількість галет (секцій) обмотки за висотою стержня; h_1 і h_2 – висота секцій (див. рис. 1.10).

Відносні індуктивні падіння напруги пар обмоток трьохобмоткового трансформатора віднесені до потужності первинної обмотки, %:

$$\Delta U_{L1,21} = \frac{(I_1 w_1 l_{w1} + I_{21} w_{21} l_{w21} P_1 / P_{21}) b_{1,21}}{3,33 h_0 \Pi_c B_c} \cdot 10^{-2};$$

$$\Delta U_{L1,22} = \frac{(I_1 w_1 l_{w1} + I_{22} w_{22} l_{w22} P_1 / P_{22}) b_{1,22}}{3,33 h_0 \Pi_c B_c} \cdot 10^{-2},$$

де P_1 – потужність, що споживається $P_1 \approx P_2/\eta_\epsilon$; $b_{1,21(22)}$ – приведена відстань між котушками обмотки.

Для концентричних обмоток трьохобмоткового трансформатора:

$$b_{1,21} = b_i + (b_1 + b_{21})/3; \quad b_{1,22} = b_i + (b_1 + b_{22})/3.$$

Для галетних обмоток трьохобмоткового трансформатора:

$$b_{1,21} = \frac{1}{(n_k - 1)^2} \left[b_{i1,21} + (n_k - 1) \frac{h_1 + h_{21}}{3} \right];$$

$$b_{1,22} = \frac{1}{(n_k - 1)^2} \left[b_{i1,22} + (n_k - 1) \frac{h_1 + h_{22}}{3} \right],$$

де $b_{i1,21}$ та $b_{i1,22}$ – величини ізоляційних проміжків між первинною і кожною з вторинних обмоток; h_{21} і h_{22} – висоти галет (секцій) вторинних обмоток.

Індуктивні падіння напруги окремих обмоток трьохобмоткового трансформатора, %:

$$\Delta U_{L1} = \frac{I_1 w_1 l_{w1} b_{1,21}}{3,33 h_0 \Pi_c B_c} \cdot 10^{-2}; \quad \Delta U_{L21} = \Delta U_{L1,21} - \Delta U_{L1};$$

$$\Delta U'_{L1} = \frac{I_1 w_1 l_{w1} b_{1,22}}{3,33 h_0 \Pi_c B_c} \cdot 10^{-2}; \quad \Delta U_{L22} = \Delta U_{L1,22} - \Delta U'_{L1}.$$

Індуктивні опори короткого замикання двохобмоткового трансформатора, приведені до первинної обмотки, Ом

$$x_k = x_1 + x_2' = \frac{(\Delta U_{L1} + \Delta U_{L2}) U_1}{100 I_1}.$$

Індуктивні опори короткого замикання пар обмоток трьохобмоткового трансформатора, приведені до первинної обмотки, Ом:

$$x_{k1,21} = x_1 + x_{21}' = \frac{\Delta U_{L1,21} U_1}{100 I_1}; \quad x_{k1,22} = x_1 + x_{22}' = \frac{\Delta U_{L1,22} U_1}{100 I_1}.$$

Повні опори короткого замикання двох- та трьохобмоткового трансформатора, Ом:

$$Z_k = \sqrt{r_k^2 + x_k^2}; \quad Z_{k1,21} = \sqrt{r_{k1,21}^2 + x_{k1,21}^2}; \quad Z_{k1,22} = \sqrt{r_{k1,22}^2 + x_{k1,22}^2}.$$

Напряга короткого замикання двохобмоткового трансформатора

$$U_k = 100I_1 Z_k / U_1, \%$$

Напруги короткого замикання пар обмоток трьохобмоткового трансформатора, %:

$$U_{k1,21} = 100I_1 Z_{k1,21} / U_1; \quad U_{k1,22} = 100I_1 Z_{k1,22} / U_1.$$

Номінальна величина ККД трансформатора

$$\eta_H = P_2 / [P_2 + (P_c + P_k)10^{-3}].$$

Активна і реактивна складові струму первинної обмотки двохобмоткового трансформатора, А:

$$I_{1a} \approx S_2 \cdot 10^3 [\cos \varphi_2 / \sqrt{3} \eta_H U_1];$$

$$I_{1p} \approx I_{op} + S_2 \cdot 10^3 [\sin \varphi_2 / \sqrt{3} \eta_H U_1].$$

Активна і реактивна складові струму первинної обмотки трьохобмоткового трансформатора, А:

$$I_{1a} \approx \frac{S_{21} \cos \varphi_{21} + S_{22} \cos \varphi_{22}}{\sqrt{3} \eta_H U_1} \cdot 10^3; \quad I_{1p} \approx I_{op} + \frac{S_{21} \sin \varphi_{21} + S_{22} \sin \varphi_{22}}{\sqrt{3} \eta_H U_1} \cdot 10^3.$$

Величина коефіцієнта потужності трансформатора

$$\cos \varphi_1 = 1 / \sqrt{1 + (I_{1p} / I_{1a})^2}.$$

Зміна напруги під навантаженням для двох- та трьохобмоткового трансформатора, %:

$$\Delta U = \Delta U_{a1} \cos \varphi_1 + \Delta U_{a2} \cos \varphi_2 + \Delta U_{L1} \sin \varphi_1 + \Delta U_{L2} \sin \varphi_2;$$

$$\Delta U_{1,21} = \Delta U_{a1} \cos \varphi_1 + \Delta U_{a21} \cos \varphi_{21} + \Delta U_{L1} \sin \varphi_1 + \Delta U_{L21} \sin \varphi_{21};$$

$$\Delta U_{1,22} = \Delta U_{a1} \cos \varphi_1 + \Delta U_{a22} \cos \varphi_{22} + \Delta U_{L1}' \sin \varphi_1 + \Delta U_{L22} \sin \varphi_{22}.$$

Фазні напруги на зажимах вторинних обмоток трьохобмоткового трансформатора, В:

$$U_{\varphi 21} = U_1 (1 - \Delta U_{1,21} / 100) w_{21} / w_1; \quad U_{\varphi 22} = U_1 (1 - \Delta U_{1,22} / 100) w_{22} / w_1.$$

Залежність ККД від навантаження для двох- і трьохобмоткового трансформатора:

$$\eta = \frac{K_H P_{2H} 10^3}{K_H P_{2H} 10^3 + P_c \left(1 + \frac{\Delta U}{200} - K_H \frac{\Delta U}{200} \right)^2 + K_H^2 (P_K - I_{op}^2 r_1) + I_{op}^2 r_1} ;$$

$$\eta_{1,21} = \frac{(K_{H21} P_{21H} + P_{22H}) 10^3}{(P_{22H} + K_{H22} P_{21H}) 10^3 + P_c \left(1 + \frac{\Delta U_{1,21}}{200} - K_{H21} \frac{\Delta U_{1,21}}{200} \right)^2 + K_{H21}^2 (P_K - I_{op}^2 r_1) + I_{op}^2 r_1} ;$$

$$\eta_{1,22} = \frac{(K_{H22} P_{22H} + P_{21H}) 10^3}{(P_{21H} + K_{H22} P_{22H}) 10^3 + P_c \left(1 + \frac{\Delta U_{1,22}}{200} - K_{H22} \frac{\Delta U_{1,22}}{200} \right)^2 + K_{H22}^2 (P_K - I_{op}^2 r_1) + I_{op}^2 r_1} ,$$

де K_H , K_{H21} і K_{H22} – коефіцієнти, які характеризують відношення часткового та номінального навантажень вторинних обмоток ($K_H = K_{H21(2)} = 0,2 \dots 1,4$).

Маса магнітопроводу

$$m_M = 3 \gamma'_c K_{зс} [\Pi_c h_o + 3(\Pi_c + b_o I_{я}) h_{я}] \text{ кг},$$

де γ'_c – щільність матеріалу магнітопроводу, для сталі $\gamma'_c = 7,65 \cdot 10^{-3}$ кг/см³.

Маса АЧ трансформатора

$$m_a = m_M + 3(m_{o1} + m_{o21} + m_{o22}) \text{ кг}.$$

4. ПРИКЛАД РОЗРАХУНКУ ТРИФАЗНОГО ТРАНСФОРМАТОРА З ВИТИМ СТИКОВИМ ПРОСТОРОВИМ МАГНІТОПРОВОДОМ

4.1. Вибір електромагнітних навантажень, розрахунок головних розмірів, геометричних співвідношень і обмоткових даних

4.1.1. Проектне завдання:

$S_H = 6,3 \text{ кВ}\cdot\text{А}; S_{21} = 3,7 \text{ кВ}\cdot\text{А}; S_{22} = 2,6 \text{ кВ}\cdot\text{А}; m = 3; f = 50 \text{ Гц};$
 $U_1 = 660 \text{ В}; U_{21} = 220 \text{ В}; U_{22} = 18 \text{ В}; \cos\varphi_{21} = 1, \cos\varphi_{22} = 1; \Delta U = 2\%;$
 схема і група з'єднання обмоток: трикутник /зірка /зірка; виконання – “сухий” захищений; тип магнітопроводу – витий двостиковий з тригранним внутрішнім контуром; призначення – силовий трансформатор системи електрообладнання підводно-технічного комплексу; матеріал обмоток – мідь; критерій оптимізації – мінімум маси трансформатора.

4.1.2. Сумарна активна потужність вторинних обмоток трьохобмоткового трансформатора

$$P_{2H} = S_{21} \cos\varphi_{21} + S_{22} \cos\varphi_{22} = 3,7 \cdot 1 + 2,6 \cdot 1 = 6,3 \text{ кВт.}$$

4.1.3. Попередній розрахунковий лінійний струм первинної обмотки

$$I_{1H} = P_{2H} \cdot 10^3 / (\sqrt{3} \cdot U_1 \cdot \eta_\epsilon \cdot \cos\varphi'_1) =$$

$$= 6,3 \cdot 10^3 / (\sqrt{3} \cdot 660 \cdot 0,9 \cdot 0,912) = 6,715 \text{ А,}$$

де $\cos\varphi'_1 = 1 / \sqrt{1 + 0,45^2} = 0,912$, $\eta_\epsilon = 0,9$ – попередні розрахункові енергетичні коефіцієнти трансформатора.

4.1.4. Номінальні лінійні струми вторинних обмоток трьохобмоткового трансформатора, А:

$$I_{21} = S_{21} \cdot 10^3 / (\sqrt{3} U_{21}) = 3,7 \cdot 10^3 / (\sqrt{3} \cdot 220) = 9,71;$$

$$I_{22} = S_{22} \cdot 10^3 / (\sqrt{3} U_{22}) = 2,6 \cdot 10^3 / (\sqrt{3} \cdot 18) = 83,395.$$

4.1.5. Попередні електромагнітні навантаження приймаються рівними: $B_c = 1,3$ Тл; $\Delta_1 = 252$ А/см²; $\Delta_{21} = 275$ А/см²; $\Delta_{22} = 295$ А/см².

4.1.6. Коефіцієнти напруг і потужностей первинної і вторинних обмоток:

$$K_{U1} = 1 - \frac{\Delta U\%}{200} = 1 - \frac{1}{200} = 0,995;$$

$$K_{U2} = 1 + \frac{\Delta U\%}{200} = 1 + \frac{1}{200} = 1,005;$$

$$K_{p21} = \frac{P_{21}}{P_2} = \frac{3,7}{6,3} = 0,587; \quad K_{p22} = \frac{P_{22}}{P_2} = \frac{2,6}{6,3} = 0,413.$$

4.1.7. Коефіцієнт початкових даних

$$K_{пд} = \frac{P_2 \cdot 10^7}{6,66 \cdot f \cdot B_c} \cdot \left(\frac{K_{U1}}{\Delta_1 \eta_e \cos \varphi_1} + \frac{K_{U21} K_{p21}}{\Delta_{21}} + \frac{K_{U22} K_{p22}}{\Delta_{22}} \right) =$$

$$= \frac{6,3 \cdot 10^7}{6,66 \cdot 50 \cdot 1,3} \cdot \left(\frac{0,995}{252 \cdot 0,9 \cdot 0,912} + \frac{1,005 \cdot 0,587}{275} + \frac{1,005 \cdot 0,413}{295} \right) = 1217.$$

4.1.8. Коефіцієнти кута стержня ($\alpha_c = 15... 30^\circ$, приймається $\alpha_c = 30^\circ$).

$$K_{\alpha 1} = \sin \frac{\alpha_c}{2} \left(\cos \frac{\alpha_c}{2} + \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \frac{\alpha_c}{2} \right) =$$

$$= \sin \frac{30^\circ}{2} \left(\cos \frac{30^\circ}{2} + \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \frac{30^\circ}{2} \right) = 0,289;$$

$$K_{\alpha 2} = \sin \left(\frac{\pi}{3} - \frac{\alpha_c}{2} \right) / \left(\cos \frac{\alpha_c}{2} + \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \frac{\alpha_c}{2} \right) =$$

$$= \sin \left(\frac{\pi}{3} - \frac{30^\circ}{2} \right) / \left(\cos \frac{30^\circ}{2} + \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \frac{30^\circ}{2} \right) = 0,634.$$

4.1.9. Коефіцієнт зміни маси магнітопроводу при $K_K = 1,0$ і $K_B = 1,0$

$$\begin{aligned}
K_M &= (a-1) \left(\sqrt[4]{3} / \left[\lambda_0 (a-1) \left(\frac{a-1}{4} + \frac{K_{\alpha 1}}{\sqrt{3}} \right) K_{\alpha 2}^2 \right] \right)^3 \times \\
&\times \left\{ K_{\alpha 2} \lambda_0 \left(\frac{a-1}{4} + \frac{K_{\alpha 1}}{\sqrt{3}} \right) + \frac{2}{3\sqrt{3}} \left[\pi \left(\frac{a-1}{2} + \frac{2K_{\alpha 1}}{\sqrt{3}} \right) + 3K_{\alpha 2} \right] \left(\frac{a-1}{4} + \frac{K_{\alpha 1}}{\sqrt{3}} \right) \right\} = \\
&= (a-1) \left(\sqrt[4]{3} / \left[\lambda_0 (a-1) \left(\frac{a-1}{4} + \frac{0,289}{\sqrt{3}} \right) 0,634^2 \right] \right)^3 \times \\
&\times \left\{ 0,634 \lambda_0 \left(\frac{a-1}{4} + \frac{0,289}{\sqrt{3}} \right) + \frac{2}{3\sqrt{3}} \left[\pi \left(\frac{a-1}{2} + \frac{2 \cdot 0,289}{\sqrt{3}} \right) + 3 \cdot 0,634 \right] \times \right. \\
&\quad \left. \times \left(\frac{a-1}{4} + \frac{0,289}{\sqrt{3}} \right) \right\}.
\end{aligned}$$

4.1.10. Коефіцієнт зміни маси обмотки

$$\begin{aligned}
K_O &= \lambda_0 \left(\sqrt[4]{3} / \lambda_0 (a-1) \left(\frac{a-1}{4} + \frac{K_{\alpha 1}}{\sqrt{3}} \right) K_{\alpha 2}^2 \right)^3 K_{\alpha 2}^2 \times \\
&\times [1,181(a-1) + 1,286K_{\alpha 1} + 0,7195K_{\alpha 2}] = \\
&= \lambda_0 \left(\sqrt[4]{3} / \lambda_0 (a-1) \left(\frac{a-1}{4} + \frac{0,289}{\sqrt{3}} \right) \cdot 0,634^2 \right)^3 \cdot 0,634^2 \times \\
&\times [1,181(a-1) + 1,286 \cdot 0,289 + 0,7195 \cdot 0,634].
\end{aligned}$$

4.1.11. Залежності маси АЧ від керованих змінних координат a і λ_0

$$\begin{aligned}
K_a &= K_M + 3\gamma_0 K_{30} K_O / (\pi \gamma_c K_{3c}) = \\
&= K_M + 3 \cdot 8900 \cdot 0,38 \cdot K_O / (\pi \cdot 7650 \cdot 0,91),
\end{aligned}$$

де $\gamma_0 = 8900 \text{ кг/м}^3$ – щільність міді обмоткового проводу; K_{30} – коефіцієнт заповнення обмоткового вікна ($K_{30} = 0,32 \dots 0,38$) приймається рівним 0,34; $\gamma_c = 7650 \text{ кг/м}^3$ – щільність електротехнічної сталі 2412; $K_{3c} = 0,91$ – коефіцієнт заповнення магнітопроводу сталлю.

4.1.12. Геометрична оптимізація головних розмірів

Оптимізація виконується за розрахунками K_a при варіації a і λ_0 .

Залежності $K_a = F(a, \lambda_0)$ при зміні координат $a = 1,6 \dots 2,4$; $\lambda_0 = 2,3,5$ наведено на рис. 4.1.

Згідно з вказаними залежностями оптимальними координатами при $\alpha_c = 30^\circ$ визначені:

$$a = 1,9; \lambda_0 = 3.$$

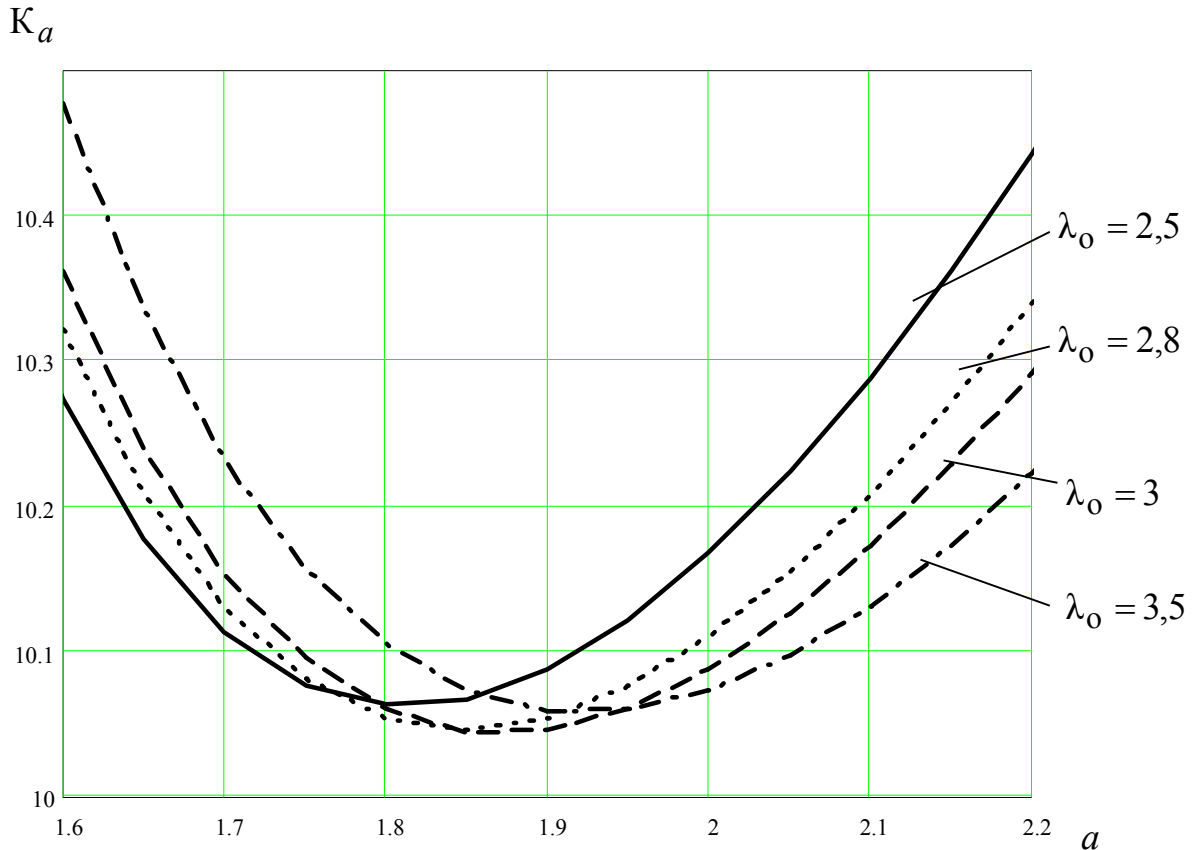


Рис. 4.1. Геометрична оптимізація головних розмірів та конфігурації активної частини

4.1.13. Внутрішні діаметри описаного кола магнітопроводу, см:

$$D_B = \sqrt[4]{\frac{3K_{пд}}{\pi K_{30} K_{3c} \lambda_0 (a-1) \left(\frac{a-1}{4} + \frac{K_{\alpha 1}}{\sqrt{3}} \right) K_{\alpha 2}^2}} =$$

$$= \sqrt[4]{\frac{3 \cdot 1217}{\pi \cdot 0,34 \cdot 0,91 \cdot 3(1,9-1) \cdot \left[\frac{0,289}{\sqrt{3}} + \frac{(1,9-1)}{3} \right] \cdot 0,634^2}} = 9,7;$$

$$D'_B = \frac{D_B}{\left(\cos \frac{\alpha_c}{2} + \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \frac{\alpha_c}{2} \right)} = \frac{9,7}{\left(\cos \frac{30^\circ}{2} + \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \frac{30^\circ}{2} \right)} = 8,7.$$

4.1.14. Зовнішній діаметр описаного кола магнітопроводу

$$D_3 = a \cdot D_B = 1,9 \cdot 9,7 = 18,4, \text{ см.}$$

4.1.15. Ширина обмоткового вікна магнітопроводу

$$b_0 = D_B \cdot K_{\alpha 2} = 9,7 \cdot 0,634 = 6,2, \text{ см.}$$

4.1.16. Ширина стержня

$$b_c = D_B \cdot K_{\alpha 1} = 9,7 \cdot 0,289 = 2,8, \text{ см.}$$

4.1.17. Висота обмоткового вікна магнітопроводу

$$h_0 = \lambda_0 \cdot b_0 = 3 \cdot 6,2 = 18,4, \text{ см.}$$

4.1.18. Площина перерізу стержня

$$\begin{aligned} \Pi_c &= \frac{\pi}{3} K_{3c} D_B^2 (a-1) \left(\frac{a-1}{4} + \frac{K_{\alpha 1}}{\sqrt{3}} \right) = \\ &= \frac{\pi}{3} \cdot 0,91 \cdot 9,7^2 (1,9-1) \left(\frac{1,9-1}{4} + \frac{0,289}{\sqrt{3}} \right) = 31,58, \text{ см}^2. \end{aligned}$$

4.1.19. Висота ярма трансформатора

$$\begin{aligned} h_{\text{я}} &= \frac{\Pi_c K_B}{\sqrt{3} K_{3c} l_{\text{я}}} = \frac{2\pi K_B D_B}{3\sqrt{3}} \left(\frac{a-1}{4} + \frac{K_{\alpha 1}}{\sqrt{3}} \right) = \\ &= \frac{2\pi \cdot 1 \cdot 9,7}{3\sqrt{3}} \left(\frac{1,9-1}{4} + \frac{0,289}{\sqrt{3}} \right) = 4,6, \text{ см.} \end{aligned}$$

4.1.20. Довжина ярма трансформатора

$$l_{\text{я}} = \frac{(D_H - D_B)}{2} = \frac{(18,4 - 9,7)}{2} = 4,4, \text{ см.}$$

4.1.21. Площини перетину витків первинної і вторинних обмоток при з'єднанні трикутник / зірка, см²:

$$\Pi'_{\text{еф1}} = \frac{I_{1H}}{\sqrt{3} \cdot \Delta_1} = \frac{6,715}{\sqrt{3} \cdot 252} = 15,4 \cdot 10^{-3};$$

$$\begin{aligned} \Pi'_{\text{эф}21} &= \frac{I_{21}}{\Delta_{21}} = \frac{9,71}{275} = 0,0353; \\ \Pi'_{\text{эф}22} &= \frac{I_{22}}{\Delta_{22}} = \frac{83,395}{295} = 0,283. \end{aligned}$$

4.1.22. Діаметри та кількість елементарних провідників в ефективному:

$$\begin{aligned} n_{\text{ел}1} &= \Pi'_{\text{эф}1} / S_{\text{ел}1} = 0,015 / 0,0154 \approx 1; \\ n_{\text{ел}21} &= \Pi'_{\text{эф}21} / S_{\text{ел}21} = 0,035 / 0,0353 \approx 1; \\ n_{\text{ел}22} &= \Pi'_{\text{эф}22} / S_{\text{ел}22} = 0,283 / 0,0353 \approx 8. \end{aligned}$$

Для первинної і двох вторинних обмоток обираються круглі мідні проводи марки ПЕТ – 155. З табл. 2.1 діаметрів і площин перетинів названих проводів обираються кількість елементарних провідників і стандартні діаметри з площинами перетинів: $\Pi_{\text{эф}1}$; $\Pi_{\text{эф}21}$; $\Pi_{\text{эф}22}$ найбільш близькими до розрахункових $\Pi'_{\text{эф}1}$, $\Pi'_{\text{эф}21}$, $\Pi'_{\text{эф}22}$: $d_1 = 1,4$ мм; $d_{21} = 2,12$ мм; $d_{22} = 2,12$ мм; $S_{\text{ел}1} = 1,54$ мм²; $S_{\text{ел}21} = 3,53$ мм²; $S_{\text{ел}22} = 3,53$ мм².

4.1.23. Уточнювання електромагнітних навантажень:

$$\Delta_1 = I_{1\text{н}} / (\sqrt{3} \Pi_{\text{эф}1}) = 6,715 / \sqrt{3} \cdot 0,0154 = 252, \text{ А/см}^2;$$

$$\Delta_{21} = I_{21} / \Pi_{\text{эф}21} = 9,71 / 0,0353 = 275, \text{ А/см}^2;$$

$$\Delta_{22} = I_{22} / \Pi_{\text{эф}22} = 83,395 / 0,283 = 295, \text{ А/см}^2;$$

$$\begin{aligned} B_c &= \frac{P_2 \cdot 10^7}{6,66 \cdot f \cdot K_{\text{пд}}} \cdot \left(\frac{K_{U_1}}{\Delta_1 \eta \cos \varphi_1} + \frac{K_{U_{21}} K_{p_{21}}}{\Delta_{21}} + \frac{K_{U_{22}} K_{p_{22}}}{\Delta_{22}} \right) = \\ &= \frac{6,3 \cdot 10^7}{6,66 \cdot 50 \cdot 1,217} \cdot \left(\frac{0,995}{252 \cdot 0,9 \cdot 0,912} + \frac{1,005 \cdot 0,587}{275} + \frac{1,005 \cdot 0,413}{295} \right) = 1,3, \text{ Тл.} \end{aligned}$$

4.1.24. Число витків обмоток:

$$W_1 = \frac{K_{U1} \cdot U_1 \cdot 10^4}{4,44 \cdot f \cdot B_c \cdot \Pi_c} = \frac{0,995 \cdot 660}{4,44 \cdot 50 \cdot 1,3 \cdot 31,58} = 721;$$

$$W_{21} = \frac{K_{U21} \cdot U_{21} \cdot 10^4}{\sqrt{3} \cdot 4,44 \cdot f \cdot B_c \cdot \Pi_c} = \frac{1,005 \cdot 220}{\sqrt{3} \cdot 4,44 \cdot 50 \cdot 1,3 \cdot 31,58} = 140;$$

$$W_{22} = \frac{K_{U22} \cdot U_{22} \cdot 10^4}{\sqrt{3} \cdot 4,44 \cdot f \cdot B_c \cdot \Pi_c} = \frac{1,005 \cdot 18}{\sqrt{3} \cdot 4,44 \cdot 50 \cdot 1,3 \cdot 31,58} = 12.$$

4.2. Розрахунок розподілу індукції в технологічному зазорі та струму неробочого ходу

У магнітопроводі використовується стрічкова нетекстурована ($\chi_\mu = 1$) холоднокатана електротехнічна сталь марки 2412. Технологічний стиковий зазор приймається рівним 0,05 мм та забезпечується шліфівкою стикових поверхонь.

4.2.1. На середній ділянці зазору (радіус скруглення стержня R_{ccc}) приймається індукція $B_{\delta c} = B_c = 1,45$ Тл та за кривою намагнічування (табл. 3.1) визначається магнітна напруженість середньої ділянки стержня $H_{cc} = 17,5$ А/см.

4.2.2. Радіус скруглення стержня на середній ділянці

$$R_{ccc} = l_{я} / 2 = 4,4 / 2 = 2,2, \text{ см.}$$

4.2.3. Еквівалентний стиковий зазор на радіусі R_{ccc}

$$\begin{aligned} \delta' &= \delta_m \frac{10\delta_m + b_0 + b_c + 2\pi R_{ccc} / 3}{10\delta_m + b_c + 2\pi R_{ccc} / 3} \\ &= 0,0015 \frac{10 \cdot 0,0015 + 6,2 + 2,8 + 2 \cdot \pi \cdot 2,2 / 3}{10 \cdot 0,0015 + 2,8 + 2 \cdot \pi \cdot 2,2 / 3} = 0,011, \text{ см.} \end{aligned}$$

4.2.4. Значення МРС у технологічному зазорі на середній ділянці

$$F_{\delta c} = 2B_{\delta c} \delta' \cdot 10^{-4} / \mu_0 = 2 \cdot 1,45 \cdot 0,011 \cdot 10^{-4} / (4 \cdot \pi \cdot 10^{-9}) = 244,68, \text{ А.}$$

4.2.5. Значення МРС у стержні на середній ділянці

$$F_{cc} = H_{cc} h_0 = 17,5 \cdot 18,4 = 322,715, \text{ А.}$$

4.2.6. Поліосне ділення середньої ділянки

$$\begin{aligned} \tau_c &= 1,5b_0 + \pi(R_{ccc} + b_c/\sqrt{3}) = 1,5 \cdot 6,2 + \pi(2,2 + 2,8/\sqrt{3}) = \\ &= 21,15, \text{ см.} \end{aligned}$$

4.2.7. Коефіцієнт нерівномірності розподілу індукції у ярмі для середньої ділянки

$$\begin{aligned} \zeta_c &= \frac{2h_{я}}{(1-K_3)\tau_c} \left[\frac{1}{\text{th}\{\pi h_{я}/\tau_c\}} + \frac{K_3}{3 \cdot \text{th}\{3\pi h_{я}/\tau_c\}} \right] = \\ &= \frac{2 \cdot 4,6}{(1-0,3) \cdot 21,15} \left[\frac{1}{\text{th}\{\pi 4,6/21,15\}} + \frac{0,3}{3 \cdot \text{th}\{3\pi 4,6/21,15\}} \right] = 1,11, \end{aligned}$$

де K_3 – коефіцієнт амплітуди третьої гармоніки індукції ($K_3 = 0,2 \dots 0,3$), приймається рівним 0,3.

4.2.8. Індукція в ярмі на середній ділянці

$$\begin{aligned} B_{яc} &= B_{\delta c} \left[2\pi(R_{ccc} + b_c/\sqrt{3})/3 \right] / (h_{я} \sqrt{3}) = \\ &= 1,45 \left[2\pi(2,2 + 2,8/\sqrt{3})/3 \right] / (4,6 \cdot \sqrt{3}) = 1,45, \text{ Тл.} \end{aligned}$$

По кривій намагнічування (табл. 3.1) визначається магнітна напруженість ярма на середній ділянці: при $B_{яc} = 1,45$ Тл, $H_{яc} = 17,5$ А/см².

4.2.9. МРС ярма для середньої ділянки

$$\begin{aligned} F_{яc} &= \zeta_c 2H_{яc} (h_{я} + b_0 + b_c + 2\pi R_{ccc}/3) / \sqrt{3} = \\ &= 0,777 \cdot 2 \cdot 17,5 \cdot (4,6 + 6,2 + 2,8 + 2 \cdot \pi \cdot 2,2/3) / \sqrt{3} = 419,439, \text{ А.} \end{aligned}$$

4.2.10. Значення сумарної МРС середньої ділянки магнітного кола трансформатора

$$F'_{\Sigma c} = F_{\delta c} + F_{cc} + F_{яc} = 244,676 + 322,715 + 419,439 = 986,8, \text{ А.}$$

4.2.11. Приймається кількість розрахункових ділянок, на які поділено ярмо, $n = 5$ та визначається довжина $\Delta l_{я}$ і радіус R_{cc1} округлення першого елемента ярма, см:

$$\Delta l_{\text{я}} = l_{\text{я}}/n = 4,4/5 = 0,873; R_{\text{cc1}} = \Delta l_{\text{я}}/2 = 0,873/2 = 0,436.$$

4.2.12. Еквівалентний стиковий проміжок на радіусі R_{cc1}

$$\begin{aligned} \delta' &= \delta_m \frac{10\delta_m + b_0 + b_c + 2\pi R_{\text{cc1}}/3}{10\delta_m + b_c + 2\pi R_{\text{cc1}}/3} = \\ &= 0,0015 \frac{10 \cdot 0,0015 + 6,2 + 2,8 + 2 \cdot \pi \cdot 0,436/3}{10 \cdot 0,0015 + 2,8 + 2 \cdot \pi \cdot 0,436/3} = 0,014, \text{ см.} \end{aligned}$$

4.2.13. Індукція в технологічному зазорі на першій ділянці приймається рівною $B_{\delta 1} = 1,55$ Тл; по кривій намагнічування (табл. 3.1) визначається напруженість $H_{\text{c1}} = 35,4$ А/м.

4.2.14. МРС в технологічному зазорі на першій ділянці

$$F_{\delta 1} = 2B_{\delta 1}\delta' \cdot 10^{-4} / \mu_0 = 2 \cdot 1,55 \cdot 0,014 \cdot 10^{-4} / (4 \cdot \pi \cdot 10^{-9}) = 356,77, \text{ А.}$$

4.2.15. Значення МРС в стержні на першій ділянці

$$F_{\text{c1}} = H_{\text{c1}}h_0 = 35,4 \cdot 18,4 = 652,81, \text{ А.}$$

4.2.16. Поліусне ділення першої ділянки

$$\begin{aligned} \tau_1 &= 1,5b_0 + \pi(R_{\text{cc1}} + b_c/\sqrt{3}) = 1,5 \cdot 6,2 + \pi(0,436 + 2,8/\sqrt{3}) = \\ &= 15,67, \text{ см.} \end{aligned}$$

4.2.17. Коефіцієнт нерівномірності розподілу індукції у ярмі для першої ділянки

$$\begin{aligned} \zeta_1 &= \frac{2h_{\text{я}}}{(1 - K_3)\tau_1} \left[\frac{1}{\text{th}\{\pi h_{\text{я}}/\tau_1\}} + \frac{K_3}{3 \cdot \text{th}\{3\pi h_{\text{я}}/\tau_1\}} \right] = \\ &= \frac{2 \cdot 4,6}{(1 - 0,3) \cdot 15,67} \left[\frac{1}{\text{th}\{\pi 4,6/15,67\}} + \frac{0,3}{3 \cdot \text{th}\{3\pi 4,6/15,67\}} \right] = 1,237, \end{aligned}$$

4.2.18. Індукція в ярмі на першій ділянці

$$\begin{aligned} B_{\text{я1}} &= B_{\delta 1} \left[2\pi(R_{\text{cc1}} + b_c/\sqrt{3})/3 \right] / (h_{\text{я}}\sqrt{3}) = \\ &= 1,55 \left[2\pi(0,436 + 2,8/\sqrt{3})/3 \right] / (4,6 \cdot \sqrt{3}) = 0,84, \text{ Тл.} \end{aligned}$$

4.2.19. МРС у ярмі для першої ділянки

$$F_{\text{я1}} = \zeta_1 2H_{\text{я1}}(h_{\text{я}} + b_0 + b_c + 2\pi R_{\text{cc1}}/3) / \sqrt{3};$$

$$F_{я1} = 1,237 \cdot 2 \cdot 1,44 \cdot (4,6 + 6,2 + 2,8 + 2 \cdot \pi \cdot 0,436/3) / \sqrt{3} = 15,47, \text{ А},$$

де, згідно з даними табл. 3.1, при $B_{я1} = 0,84$ Тл, $H_{я1} = 1,44$ А/см.

4.2.20. Значення сумарної МРС першої ділянки магнітного кола трансформатора

$$F_{\Sigma 1}'' = F_{\delta 1} + F_{c1} + F_{я1} = 356,77 + 652,81 + 15,47 = 1025, \text{ А}.$$

4.2.21. Перевірка відносної похибки МРС першої ділянки відносно МРС на середній ділянці

$$\left| (F_{\Sigma 1}'' - F_{\Sigma}') / F_{\Sigma 1}'' \right| = |(1025 - 986,8) / 1025| = 0,037 \leq 0,05.$$

Похибка знаходиться в допустимих межах, тому індукція прийнята правильно. Якщо F_{Σ}' і $F_{\Sigma 1}''$ не збігаються, індукція $F_{\delta 1}$ коректується та розрахунок $F_{\Sigma 1}''$ повторюється.

4.2.22. Радіус елемента ярма на другій ділянці

$$R_{cc2} = R_{cc1} + \Delta l_{я} = 0,436 + 0,873 = 1,31, \text{ см}.$$

4.2.23. Еквівалентний стиковий проміжок на радіусі R_{cc2}

$$\begin{aligned} \delta' &= \delta_m \frac{10\delta_m + b_0 + b_c + 2\pi R_{cc2}/3}{10\delta_m + b_c + 2\pi R_{cc2}/3} \\ &= 0,0015 \frac{10 \cdot 0,0015 + 6,2 + 2,8 + 2 \cdot \pi \cdot 1,31/3}{10 \cdot 0,0015 + 2,8 + 2 \cdot \pi \cdot 1,31/3} = 0,012, \text{ см}, \end{aligned}$$

4.2.24. Індукція в технологічному зазорі на другій ділянці приймається $B_{\delta 2} = 1,54$ Тл; по кривій намагнічування (табл. 3.1) визначається напруженість $H_{c2} = 33,0$ А/см.

4.2.25. Значення МРС у технологічному зазорі на другій ділянці

$$F_{\delta 2} = 2B_{\delta 2} \delta' \cdot 10^{-4} / \mu_0 = 2 \cdot 1,54 \cdot 0,012 \cdot 10^{-4} / (4 \cdot \pi \cdot 10^{-9}) = 293,19, \text{ А}.$$

4.2.26. Значення МРС у стержні на другій ділянці

$$F_{c2} = H_{c2} h_0 = 33,0 \cdot 18,4 = 608,55, \text{ А}.$$

4.2.27. Поліусне ділення другої ділянки

$$\tau_2 = 1,5b_0 + \pi(R_{cc2} + b_c/\sqrt{3}) = 1,5 \cdot 6,2 + \pi(1,31 + 2,8/\sqrt{3}) = 18,41, \text{ см}.$$

4.2.28. Коефіцієнт нерівномірності розподілу індукції у ярмі для другої ділянки

$$\zeta_2 = \frac{2h_{я}}{(1-K_3)\tau_2} \left[\frac{1}{\text{th}\{\pi h_{я}/\tau_2\}} + \frac{K_3}{3 \cdot \text{th}\{3\pi h_{я}/\tau_2\}} \right] =$$

$$= \frac{2 \cdot 4,6}{(1-0,3) \cdot 18,41} \left[\frac{1}{\text{th}\{\pi 4,6/18,41\}} + \frac{0,3}{3 \cdot \text{th}\{3\pi 4,6/18,41\}} \right] = 1,161.$$

4.2.29. Індукція в ярмі на другій ділянці

$$B_{я2} = B_{\delta 2} \left[2\pi (R_{cc2} + b_c / \sqrt{3}) / 3 \right] / (h_{я} \sqrt{3}) =$$

$$= 1,54 \left[2\pi (1,31 + 2,8 / \sqrt{3}) / 3 \right] / (4,6 \cdot \sqrt{3}) = 1,186 \text{ Тл},$$

де, згідно з даними табл. 3.1, при $B_{я2} = 1,186$ Тл, $H_{я2} = 3,88$ А/см.

4.2.30. МРС у ярмі для другої ділянки

$$F_{я2} = \zeta_2 2H_{я2} (h_{я} + b_0 + b_c + 2\pi R_{cc2} / 3) / \sqrt{3} =$$

$$= 1,161 \cdot 2 \cdot 3,88 \cdot (4,6 + 6,2 + 2,8 + 2 \cdot \pi \cdot 1,31 / 3) / \sqrt{3} = 87,72 \text{ А}.$$

4.2.31. Значення сумарної МРС другої ділянки магнітного кола трансформатора

$$F_{\Sigma 2}'' = F_{\delta 2}'' + F_{c2}'' + F_{я2}'' = 293,19 + 608,55 + 87,72 = 989,5 \text{ А}.$$

4.2.32. Перевірка відносної похибки МРС другої ділянки відносно МРС на середній ділянці

$$\left| (F_{\Sigma 2}'' - F_{\Sigma}'') / F_{\Sigma}'' \right| = |(989,5 - 986,8) / 989,5| = 2,66 \cdot 10^{-3} \leq 0,05.$$

Похибка знаходиться в допустимих межах, тому розрахунок не потрібно повторювати.

4.2.33. Радіус елемента ярма на четвертій ділянці

$$R_{cc4} = R_{cc3} + \Delta l_{я} = 2,2 + 0,873 = 3,07 \text{ см}.$$

4.2.34. Еквівалентний стиковий проміжок на радіусі R_{cc4}

$$\delta' = \delta_m \frac{10\delta_m + b_0 + b_c + 2\pi R_{cc4} / 3}{10\delta_m + b_c + 2\pi R_{cc4} / 3},$$

$$\delta' = 0,0015 \frac{10 \cdot 0,0015 + 6,2 + 2,8 + 2 \cdot \pi \cdot 3,07/3}{10 \cdot 0,0015 + 2,8 + 2 \cdot \pi \cdot 3,07/3} = 9,75 \cdot 10^{-3}, \text{ см,}$$

4.3.35. Індукція в технологічному зазорі на четвертій ділянці приймається $B_{\delta 4} = 1,23$ Тл; по кривій намагнічування (табл. 3.1) визначається напруженість $H_{c4} = 4,35$ А/см.

4.2.36. МРС у технологічному зазорі на четвертій ділянці

$$F_{\delta 4} = 2B_{\delta 4}\delta' \cdot 10^{-4} / \mu_0 = 2 \cdot 1,23 \cdot 9,75 \cdot 10^{-7} / (4 \cdot \pi \cdot 10^{-9}) = 190,82, \text{ А.}$$

4.2.37. Значення МРС у стержні на четвертій ділянці

$$F_{c4} = H_{c4}h_0 = 4,35 \cdot 18,4 = 80,22, \text{ А.}$$

4.2.38. Полісне ділення четвертої ділянки

$$\begin{aligned} \tau_4 &= 1,5b_0 + \pi(R_{cc4} + b_c/\sqrt{3}) = 1,5 \cdot 6,2 + \pi(3,07 + 2,8/\sqrt{3}) = \\ &= 23,89, \text{ см.} \end{aligned}$$

4.2.39. Коефіцієнт нерівномірності розподілу індукції у ярмі для четвертої ділянки

$$\begin{aligned} \zeta_4 &= \frac{2h_{я}}{(1 - K_3)\tau_4} \left[\frac{1}{\text{th}\{\pi h_{я}/\tau_4\}} + \frac{K_3}{3 \cdot \text{th}\{3\pi h_{я}/\tau_4\}} \right] = \\ &= \frac{2 \cdot 4,6}{(1 - 0,3) \cdot 23,89} \left[\frac{1}{\text{th}\{\pi 4,6/23,89\}} + \frac{0,3}{3 \cdot \text{th}\{3\pi 4,6/23,89\}} \right] = 1,075, \end{aligned}$$

4.2.40. Індукція у ярмі на четвертій ділянці

$$\begin{aligned} B_{я4} &= B_{\delta 4} \left[2\pi(R_{cc4} + b_c/\sqrt{3})/3 \right] / (h_{я} \sqrt{3}) = \\ &= 1,23 \left[2\pi(3,07 + 2,8/\sqrt{3})/3 \right] / (4,6 \cdot \sqrt{3}) = 1,513, \text{ Тл.} \end{aligned}$$

4.2.41. МРС у ярмі на четвертій ділянці

$$\begin{aligned} F_{я4} &= \zeta_4 2H_{я4}(h_{я} + b_0 + b_c + 2\pi R_{cc4}/3) / \sqrt{3} = \\ &= 1,075 \cdot 2 \cdot 26,8 \cdot (4,6 + 6,2 + 2,8 + 2 \cdot \pi \cdot 3,07/3) / \sqrt{3} = 682,84, \text{ А,} \end{aligned}$$

де, згідно з даними табл. 3.1 при $B_{я4} = 1,513$ Тл, $H_{я2} = 26,8$ А/см.

4.2.42. Значення сумарної МРС четвертої ділянки магнітного кола трансформатора

$$F_{\Sigma 4}'' = F_{\delta 4} + F_{c 4} + F_{я 4} = 190,82 + 80,22 + 682,84 = 953,9, \text{ А.}$$

4.2.43. Перевірка відносної похибки МРС четвертої ділянки відносно МРС на середній ділянці

$$\left| (F_{\Sigma 4}'' - F_{\Sigma}') / F_{\Sigma 4}'' \right| = |(953,9 - 986,8) / 953,9| = 0,035 \leq 0,05 .$$

Похибка знаходиться в допустимих межах, тому розрахунок не потрібно повторювати.

4.2.44. Радіус елемента ярма на п'ятій ділянці

$$R_{cc5} = R_{cc4} + \Delta l_{я} = 3,07 + 0,873 = 3,94, \text{ см.}$$

4.2.45. Еквівалентний стиковий проміжок на радіусі R_{cc5}

$$\begin{aligned} \delta' &= \delta_m \frac{10\delta_m + b_0 + b_c + 2\pi R_{cc5}/3}{10\delta_m + b_c + 2\pi R_{cc5}/3} \\ &= 0,0015 \frac{10 \cdot 0,0015 + 6,2 + 2,8 + 2 \cdot \pi \cdot 3,94/3}{10 \cdot 0,0015 + 2,8 + 2 \cdot \pi \cdot 3,94/3} = 9,16 \cdot 10^{-3}, \text{ см,} \end{aligned}$$

4.2.46. Індукція в технологічному зазорі на четвертій ділянці приймається $B_{\delta 5} = 1,04 \text{ Тл}$; по кривій намагнічування (табл. 3.1) визначаємо напруженість $H_{c5} = 2,44 \text{ А/см}$.

4.2.47. МРС у технологічному зазорі на п'ятій ділянці

$$F_{\delta 5} = 2B_{\delta 5}\delta' \cdot 10^{-4} / \mu_0 = 2 \cdot 1,04 \cdot 9,16 \cdot 10^{-7} / (4 \cdot \pi \cdot 10^{-9}) = 151,63, \text{ А.}$$

4.2.48. МРС у стержні на п'ятій ділянці

$$F_{c5} = H_{c5}h_0 = 2,44 \cdot 18,4 = 45, \text{ А.}$$

4.2.49. Плюсне ділення п'ятої ділянки

$$\begin{aligned} \tau_5 &= 1,5b_0 + \pi(R_{cc5} + b_c/\sqrt{3}) = 1,5 \cdot 6,2 + \pi(3,94 + 2,8/\sqrt{3}) = \\ &= 26,63 \text{ (см)}. \end{aligned}$$

4.2.50. Коефіцієнт нерівномірності розподілу індукції у ярмі для п'ятої ділянки:

$$\zeta_5 = \frac{2h_{я}}{(1 - K_3)\tau_5} \left[\frac{1}{\text{th}\{\pi h_{я}/\tau_5\}} + \frac{K_3}{3 \cdot \text{th}\{3\pi h_{я}/\tau_5\}} \right];$$

$$\zeta_5 = \frac{2 \cdot 4,6}{(1 - 0,3) \cdot 26,63} \left[\frac{1}{\text{th}\{\pi 4,6/26,63\}} + \frac{0,3}{3 \cdot \text{th}\{3\pi 4,6/26,63\}} \right] = 1,05,$$

4.2.51. Індукція у ярмі на п'ятій ділянці

$$\begin{aligned} B_{я5} &= B_{\delta 5} \left[2\pi (R_{cc5} + b_c / \sqrt{3}) / 3 \right] / (h_{я} \sqrt{3}) = \\ &= 1,04 \left[2\pi (3,94 + 2,8 / \sqrt{3}) / 3 \right] / (4,6 \cdot \sqrt{3}) = 1,518, \text{ Тл.} \end{aligned}$$

4.2.52. МРС у ярмі для п'ятої ділянки

$$\begin{aligned} F_{я5} &= \zeta_5 2H_{я5} (h_{я} + b_0 + b_c + 2\pi R_{cc5} / 3) / \sqrt{3} = \\ &= 1,05 \cdot 2 \cdot 28,7 \cdot (4,6 + 6,2 + 2,8 + 2 \cdot \pi \cdot 3,94 / 3) / \sqrt{3} = 777,6, \text{ А,} \end{aligned}$$

де, згідно з даними табл. 3.1, при $B_{я5} = 1,518$ Тл, $H_{я5} = 28,7$ А/см.

4.2.53. Значення сумарної МРС п'ятої ділянки магнітного кола трансформатора

$$F_{\Sigma 5}'' = F_{\delta 5}'' + F_{c5}'' + F_{я5}'' = 151,63 + 45 + 777,6 = 974,2, \text{ А.}$$

4.2.54. Перевірка відносної похибки МРС п'ятої ділянки відносно МРС на середній ділянці

$$\left| (F_{\Sigma 5}'' - F_{\Sigma}'') / F_{\Sigma}'' \right| = |(974,2 - 986,8) / 974,2| = 0,013 \leq 0,05.$$

Похибка знаходиться у допустимих межах, тому розрахунок не потрібно повторювати.

4.2.55. Значення середньої розрахункової індукції

$$\begin{aligned} B_{cp} &= \frac{B_{\delta 1}(b_c + 2\pi R_{cc1}/3) + B_{\delta 2}(b_c + 2\pi R_{cc2}/3) + B_{\delta c}(b_c + 2\pi R_{ccc}/3)}{n(b_c + \pi l_{я}/3)} + \\ &+ \frac{B_{\delta 4}(b_c + 2\pi R_{cc4}/3) + B_{\delta 5}(b_c + 2\pi R_{cc5}/3)}{n(b_c + \pi l_{я}/3)} = \\ &= \frac{1,55(2,8 + 2\pi \cdot 0,436/3) + 1,54(2,8 + 2\pi \cdot 1,31/3) + 1,45(2,8 + 2\pi \cdot 2,2/3)}{5(2,8 + \pi \cdot 4,4/3)} + \\ &+ \frac{1,23(2,8 + 2\pi \cdot 3,07/3) + 1,04(2,8 + 2\pi \cdot 3,94/3)}{5(2,8 + \pi \cdot 4,4/3)} = 1,296 \approx 1,3, \text{ Тл.} \end{aligned}$$

4.2.56. Перевірка відносної розрахункової похибки середньої індукції

$$\left| \frac{(B_{\text{cp}} - B_c)}{B_{\text{cp}}} \right| = |(1,296 - 1,3)/1,296| = 3,072 \cdot 10^{-3} \leq 0,05.$$

Розрахункова крива розподілу індукції в магнітопроводі показана на рис.4.2.

Значенню $B_{\text{cp}} = 1,3$ Тл відповідає сумарна МРС $F_{\Sigma} = 986,8$ А.

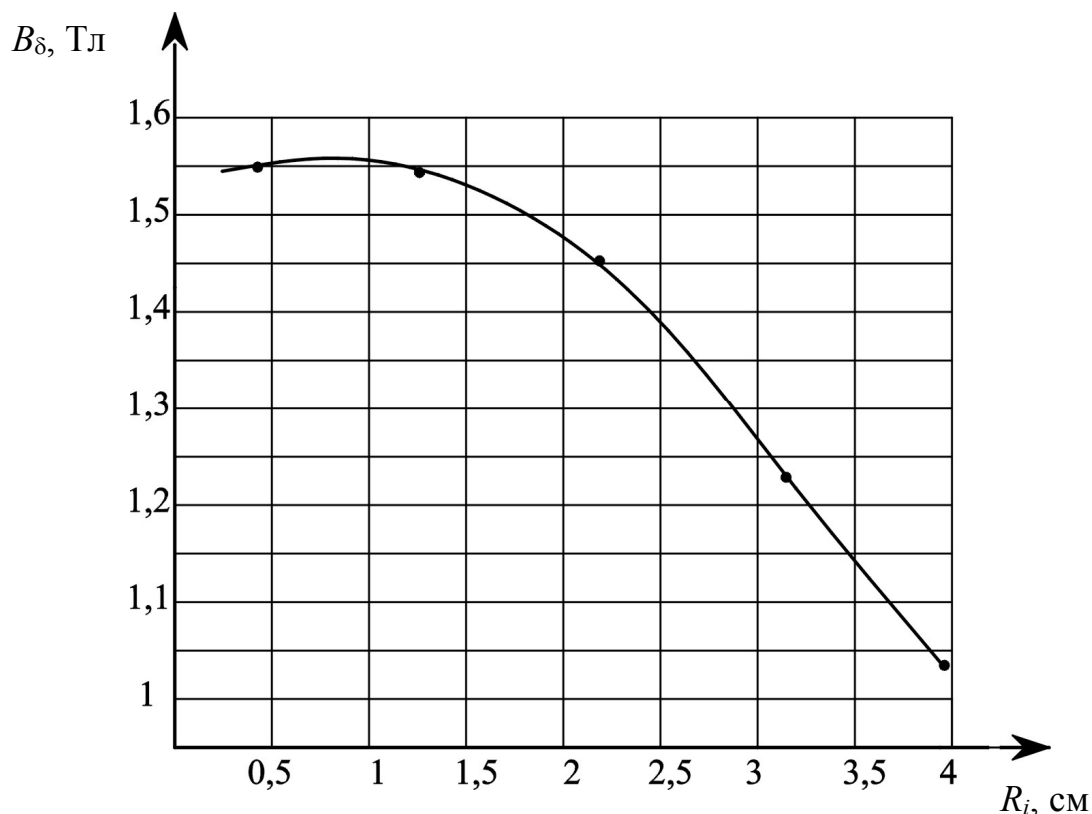


Рис. 4.2. Графік розподілу індукції в стиковому зазорі магнітопровода

4.2.57. Реактивна складова СНХ

$$I_{0p} = \frac{F_{\Sigma}}{\sqrt{2}W_1K_v} = \frac{986,8}{\sqrt{2} \cdot 721 \cdot 1,28} = 0,691 \text{ А},$$

де $K_v = 1,28$ – коефіцієнт, який враховує наявність у намагнічувальному струмі вищих гармонік.

4.2.58. Розрахункова величина індукції кутових зон ярма просторового стикового магнітопроводу визначається виразами, Тл:

$$B_{\text{к1}} = 0,87(B_{\text{c1}} + B_{\text{я1}})/2 = 0,87(1,55 + 0,84)/2 = 1,04;$$

$$B_{к2} = 0,87(B_{с2} + B_{я2})/2 = 0,87(1,54 + 1,186)/2 = 1,19;$$

$$B_{кс} = 0,87(B_{сс} + B_{яс})/2 = 0,87(1,45 + 1,45)/2 = 1,26;$$

$$B_{к4} = 0,87(B_{с4} + B_{я4})/2 = 0,87(1,23 + 1,513)/2 = 1,19;$$

$$B_{к5} = 0,87(B_{с5} + B_{я5})/2 = 0,87(1,04 + 1,518)/2 = 1,113.$$

4.2.59. Коефіцієнт додаткових втрат від третьої гармоніки поля у ярмі

$$K_{д3i} = 1 + 0,55 \left[(K_{Bi}/1,11)^2 - 1 \right] = 1 + 0,55 \left[(1,3/1,11)^2 - 1 \right] = 1,204,$$

де K_{Bi} – коефіцієнт форми кривої індукції, котрий для діапазону $B_{яi}$ від 1,0 до 1,5 Тл може бути прийнятим від 1,28 до 1,43.

4.2.60. Коефіцієнти об'ємних втрат елементів магнітопроводу:

$$K_{рс} = 3h_0 \Delta l_{я} P_{1/50} \left(\frac{f}{50} \right)^{1,5} \left[\frac{2}{3} \pi \left(R_{сс1} + \frac{b_c}{\sqrt{3}} \right) B_{\delta 1}^2 + \frac{2}{3} \pi \left(R_{сс2} + \frac{b_c}{\sqrt{3}} \right) B_{\delta 2}^2 + \right. \\ \left. + \frac{2}{3} \pi \left(R_{сс3} + \frac{b_c}{\sqrt{3}} \right) B_{\delta 3}^2 + \frac{2}{3} \pi \left(R_{сс4} + \frac{b_c}{\sqrt{3}} \right) B_{\delta 4}^2 + \frac{2}{3} \pi \left(R_{сс5} + \frac{b_c}{\sqrt{3}} \right) B_{\delta 5}^2 \right] =$$

$$= 3 \cdot 18,4 \cdot 0,873 \cdot 1,15 \left(\frac{50}{50} \right)^{1,5} \left[\frac{2}{3} \pi \left(0,436 + \frac{2,8}{\sqrt{3}} \right) 1,55^2 + \frac{2}{3} \pi \left(1,31 + \frac{2,8}{\sqrt{3}} \right) 1,54^2 + \right. \\ \left. + \frac{2}{3} \pi \left(2,2 + \frac{2,8}{\sqrt{3}} \right) 1,45^2 + \frac{2}{3} \pi \left(3,07 + \frac{2,8}{\sqrt{3}} \right) 1,23^2 + \frac{2}{3} \pi \left(3,94 + \frac{2,8}{\sqrt{3}} \right) 1,04^2 \right] = 3827;$$

$$K_{ря} = 6b_0 h_{я} \Delta l_{я} P_{1/50} \left(\frac{f}{50} \right)^{1,5} K_{д3} (B_{я1}^2 + B_{я2}^2 + B_{яс}^2 + B_{я4}^2 + B_{я5}^2) =$$

$$= 6 \cdot 6,2 \cdot 4,6 \cdot 0,873 \cdot 1,15 \left(\frac{50}{50} \right)^{1,5} \times \\ \times 1,204 (0,84^2 + 1,186^2 + 1,45^2 + 1,513^2 + 1,518^2) = 1802;$$

$$K_{рк} = 3h_{я} \Delta l_{я} P_{1/50} \left(\frac{f}{50} \right)^{1,5} K_{д3} \left[\frac{2}{3} \pi \left(R_{сс1} + \frac{b_c}{\sqrt{3}} \right) B_{к1}^2 + \frac{2}{3} \pi \left(R_{сс2} + \frac{b_c}{\sqrt{3}} \right) B_{к2}^2 + \right. \\ \left. + \frac{2}{3} \pi \left(R_{сс3} + \frac{b_c}{\sqrt{3}} \right) B_{к3}^2 + \frac{2}{3} \pi \left(R_{сс4} + \frac{b_c}{\sqrt{3}} \right) B_{к4}^2 + \frac{2}{3} \pi \left(R_{сс5} + \frac{b_c}{\sqrt{3}} \right) B_{к5}^2 \right];$$

$$\begin{aligned}
K_{\text{рк}} &= 3 \cdot 4,6 \cdot 0,873 \cdot 1,15 \left(\frac{50}{50}\right)^{1,5} 1,204 \times \\
&\times \left[\frac{2}{3} \pi \left(0,436 + \frac{2,8}{\sqrt{3}}\right) 1,04^2 + \frac{2}{3} \pi \left(1,31 + \frac{2,8}{\sqrt{3}}\right) 1,19^2 + \right. \\
&+ \frac{2}{3} \pi \left(2,2 + \frac{2,8}{\sqrt{3}}\right) 1,26^2 + \frac{2}{3} \pi \left(3,07 + \frac{2,8}{\sqrt{3}}\right) 1,19^2 + \\
&\left. + \frac{2}{3} \pi \left(3,94 + \frac{2,8}{\sqrt{3}}\right) 1,113^2 \right] = 1805,
\end{aligned}$$

де $P_{1/50}$ – питомі втрати в електротехнічній сталі при індукції 1 Тл і частоті перемагнічування 50 Гц.

4.2.61. Втрати в сталі трансформатора

$$\begin{aligned}
P_c &= 1,2(K_{\text{рс}} + K_{\text{ря}} + K_{\text{рк}})K_{\text{зс}}\gamma_c 10^{-6} = \\
&= 1,2(3827 + 1802 + 1805)0,91 \cdot 7650 \cdot 10^{-6} = 62,1, \text{ Вт.}
\end{aligned}$$

4.2.62. Активна складова СНХ

$$I_{0a} = P_c / (3U_{\phi 1}) = 62,1 / (3 \cdot 380) = 0,054, \text{ А.}$$

4.2.63. Величина СНХ визначається виразом

$$I_0 = \sqrt{I_{0p}^2 + I_{0a}^2} = \sqrt{0,691^2 + 0,054^2} = 0,693, \text{ А.}$$

4.3. Визначення втрат короткого замикання та характеристик

4.3.1. Середня довжина витка галетної обмотки

$$\begin{aligned}
l_W &= 2D_B [1,181(a-1) + 1,286k_{\alpha 1} + 0,7195k_{\alpha 2}] = \\
&= 2 \cdot 9,7 [1,181(1,9-1) + 1,0893 \cdot 0,289 + 0,7854 \cdot 0,634] = 36,66, \text{ см.}
\end{aligned}$$

4.3.2. Маса провідникового матеріалу фаз первинної і вторинних обмоток трансформатора, кг:

$$\begin{aligned}
m_{o1} &= \Pi_{\text{еф}1} W_1 l_W \gamma_o' = 15,4 \cdot 10^{-3} \cdot 721 \cdot 36,66 \cdot 8,9 \cdot 10^{-3} = 3,62; \\
m_{o21} &= \Pi_{\text{еф}21} W_{21} l_W \gamma_o' = 35,3 \cdot 10^{-3} \cdot 140 \cdot 36,66 \cdot 8,9 \cdot 10^{-3} = 1,61;
\end{aligned}$$

$$m_{o22} = \Pi_{\text{еф}22} W_{22} l_W \gamma'_o = 0,283 \cdot 12 \cdot 36,66 \cdot 8,9 \cdot 10^{-3} = 1,12,$$

де γ'_o – питома маса провідникового матеріалу обмоток, для міді – $8,9 \cdot 10^{-3}$ кг/см³.

4.3.3. Втрати у фазі кожної з обмоток при 75°C, Вт:

$$\begin{aligned} P_{\text{ел}1} &= P_{\text{елу}} \Delta_1^2 \Pi_{\text{еф}1} W_1 l_{W1} \gamma'_o = \\ &= 2,4 \cdot 2,52^2 \cdot 15,4 \cdot 10^{-3} \cdot 721 \cdot 36,66 \cdot 8,9 \cdot 10^{-3} = 55,151; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_{\text{ел}21} &= P_{\text{елу}} \Delta_{21}^2 \Pi_{\text{еф}21} W_{21} l_{W21} \gamma_W = \\ &= 2,4 \cdot 2,75^2 \cdot 0,0353 \cdot 140 \cdot 36,66 \cdot 8,9 \cdot 10^{-3} = 29,27; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_{\text{ел}22} &= P_{\text{елу}} \Delta_{22}^2 \Pi_{\text{еф}22} W_{22} l_{W22} \gamma_W = \\ &= 2,4 \cdot 2,95^2 \cdot 0,283 \cdot 12 \cdot 36,66 \cdot 8,9 \cdot 10^{-3} = 23,12. \end{aligned}$$

де $P_{\text{елу}} = 2,4$ (Вт/кг)·(А/мм²) – питомі втрати міді.

4.3.4. Утрати короткого замикання

$$P_K = 3(P_{\text{ел}1} + P_{\text{ел}21} + P_{\text{ел}22}) = 3(55,151 + 29,27 + 23,12) = 322,61, \text{ Вт.}$$

4.3.5. Відносні активні падіння напруги первинної і вторинної обмоток трансформатора:

$$\Delta U_{a1} \% = 100 P_{\text{ел}1} / (\sqrt{3} U_1 I_1) = 100 \cdot 55,151 / (\sqrt{3} \cdot 660 \cdot 6,715) = 0,718;$$

$$\Delta U_{a21} \% = 100 P_{\text{ел}21} / (\sqrt{3} U_{21} I_{21}) = 100 \cdot 29,27 / (\sqrt{3} \cdot 220 \cdot 9,71) = 0,791;$$

$$\Delta U_{a22} \% = 100 P_{\text{ел}22} / (\sqrt{3} U_{22} I_{22}) = 100 \cdot 23,12 / (\sqrt{3} \cdot 18 \cdot 83,395) = 0,889.$$

4.3.6. Активні опори обмоток трансформатора, Ом:

$$r_1 = P_{\text{ел}1} / I_{\phi 1}^2 = 55,151 / 3,877^2 = 3,67;$$

$$r_{21} = P_{\text{ел}21} / I_{\phi 21}^2 = 29,27 / 9,71^2 = 0,31;$$

$$r_{22} = P_{\text{ел}22} / I_{\phi 22}^2 = 23,12 / 83,395^2 = 3,3 \cdot 10^{-3},$$

де при заданій схемі з'єднань обмоток $I_{\phi 21} = I_{21}$; $I_{\phi 22} = I_{22}$;

$$I_{\Phi 1} = I_{1H} / \sqrt{3} = 6,715 / \sqrt{3} = 3,877, \text{ А.}$$

4.3.7. Активні опори короткого замикання, Ом:

$$\begin{aligned} r_{к1,21} &= r_1 + r'_{21} = r_1 + r_{21} (W_1 / W_{21})^2 = \\ &= 3,67 + 0,32(721/140)^2 = 11,9; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} r_{к1,22} &= r_1 + r'_{22} = r_1 + r_{22} (W_1 / W_{22})^2 = \\ &= 3,67 + 3,3 \cdot 10^{-3} (721/12)^2 = 15,67. \end{aligned}$$

4.3.8. Приведена відстань між котушками галетних обмоток, см:

$$\begin{aligned} b_{1,21} &= \frac{1}{(n_k - 1)^2} \left[b_{i1,21} + (n_k - 1) \frac{h_1 + h_{21}}{3} \right] = \\ &= \frac{1}{(3 - 1)^2} \left[0,5 + (3 - 1) \frac{9,4 + 4,5}{3} \right] = 2,44; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} b_{1,22} &= \frac{1}{(n_k - 1)^2} \left[b_{i1,22} + (n_k - 1) \frac{h_1 + h_{22}}{3} \right] = \\ &= \frac{1}{(3 - 1)^2} \left[0,5 + (3 - 1) \frac{9,4 + 2,5}{3} \right] = 2,11, \end{aligned}$$

де $n_k = 3$ – кількість котушок за висотою стержня; $b_{i1,21} = b_{i1,22} = 0,5$, см – ізоляційний проміжок між котушками; $h_1 = 9,4$ см; $h_{21} = 4,5$ см; $h_{22} = 2,5$ см – висоти котушок первинної і вторинних обмоток по вісі стержня.

4.3.9. Потужність первинної обмотки трансформатора

$$P_1 = P_2 / \eta_{\epsilon} = 6,3 / 0,9 = 7, \text{ кВт.}$$

4.3.10. Відносні індуктивні падіння напруги пар обмоток трьохобмоткового трансформатора, віднесені до потужності первинної обмотки, %:

$$\Delta U_{L1,21} = \frac{l_W (I_1 W_1 + I_{21} W_{21} P_1 / P_{21}) b_{1,21}}{3,33 h_0 \mu_c B_c} \cdot 10^{-2};$$

$$\Delta U_{L1,21} = \frac{36,66(6,715 \cdot 721 + 9,71 \cdot 140 \cdot 7/3,7)2,44}{3,33 \cdot 18,4 \cdot 31,58 \cdot 1,3} \cdot 10^{-2} = 2,63;$$

$$\begin{aligned} \Delta U_{L1,22} &= \frac{l_W (I_1 W_1 + I_{22} W_{22} P_1 / P_{22}) b_{1,22}}{3,33 h_0 \Pi_c B_c} \cdot 10^{-2} = \\ &= \frac{36,66(6,715 \cdot 721 + 83,395 \cdot 12 \cdot 7/2,6)2,11}{3,33 \cdot 18,4 \cdot 31,58 \cdot 1,3} \cdot 10^{-2} = 2,31. \end{aligned}$$

4.3.11. Індуктивні падіння напруги окремих обмоток, %:

$$\begin{aligned} \Delta U_{L1} &= \frac{I_1 W_1 l_W b_{1,21}}{3,33 h_0 \Pi_c B_c} \cdot 10^{-2} = \\ &= \frac{6,715 \cdot 721 \cdot 36,66 \cdot 2,44}{3,33 \cdot 18,4 \cdot 31,58 \cdot 1,3} \cdot 10^{-2} = 1,72; \end{aligned}$$

$$\Delta U_{L21} = \Delta U_{L1,21} - \Delta U_{L1} = 2,63 - 1,72 = 0,91;$$

$$\begin{aligned} \Delta U'_{L1} &= \frac{I_1 W_1 l_W b_{1,22}}{3,33 h_0 \Pi_c B_c} \cdot 10^{-2} = \\ &= \frac{6,715 \cdot 721 \cdot 36,66 \cdot 2,11}{3,33 \cdot 18,4 \cdot 31,58 \cdot 1,3} \cdot 10^{-2} = 1,48; \end{aligned}$$

$$\Delta U_{L22} = \Delta U_{L1,22} - \Delta U'_{L1} = 2,31 - 1,48 = 0,83.$$

4.3.12. Індуктивні опори короткого замикання пар обмоток триобмоткового трансформатора, приведені до первинної обмотки, Ом:

$$x_{к1,21} = x_1 + x'_{21} = \frac{\Delta U_{L1,21} U_1}{100 I_1} = \frac{2,63 \cdot 660}{100 \cdot 6,715} = 2,59;$$

$$x_{к1,22} = x_1 + x'_{22} = \frac{\Delta U_{L1,22} \% U_1}{100 I_1} = \frac{1,48 \cdot 660}{100 \cdot 6,715} = 2,27.$$

4.3.13. Опори короткого замикання трансформатора, Ом:

$$Z_{к1,21} = \sqrt{r_{к1,21}^2 + x_{к1,21}^2} = \sqrt{11,9^2 + 2,59^2} = 12,18;$$

$$Z_{к1,22} = \sqrt{r_{к1,22}^2 + x_{к1,22}^2} = \sqrt{15,67^2 + 2,27^2} = 15,83.$$

4.3.14. Напруги короткого замикання пар обмоток триобмоткового трансформатора, %:

$$U_{k1,21}\% = 100I_1Z_{k1,21}/U_1 = 100 \cdot 6,715 \cdot 12,18/660 = 12,39;$$

$$U_{k1,22}\% = 100I_1Z_{k1,22}/U_1 = 100 \cdot 6,715 \cdot 15,83/660 = 16,11.$$

4.3.15. Номінальна величина ККД трансформатора

$$\eta_H = P_2 / [P_2 + (P_c + P_k)10^{-3}] = 6,3 / [6,3 + (62,1 + 322,61)10^{-3}] = 0,942.$$

4.3.16. Залежність ККД від навантаження ($K_H = 0,1 \dots 1,4$):

$$\eta_{1,21} = \frac{(K_{H21}P_{21H} + P_{22H})10^3}{(P_{22H} + K_{H22}P_{21H})10^3 + P_c \left(1 + \frac{\Delta U_{1,21}\%}{200} - K_{H21} \frac{\Delta U_{1,21}\%}{200}\right)^2 + K_{H21}^2(P_k - I_{op}^2 r_1) + I_{op}^2 r_1};$$

$$\eta_{1,22} = \frac{(K_{H22}P_{22H} + P_{21H})10^3}{(P_{21H} + K_{H22}P_{22H})10^3 + P_c \left(1 + \frac{\Delta U_{1,22}\%}{200} - K_{H22} \frac{\Delta U_{1,22}\%}{200}\right)^2 + K_{H22}^2(P_k - I_{op}^2 r_1) + I_{op}^2 r_1};$$

$$\eta = 1 - \frac{(K_H P_k + P_c)10^3}{(K_H S_H \cos\phi_2 + K_H^2 P_k + P_c)}.$$

Характеристика залежності ККД від навантаження представлена на рис. 4.3.

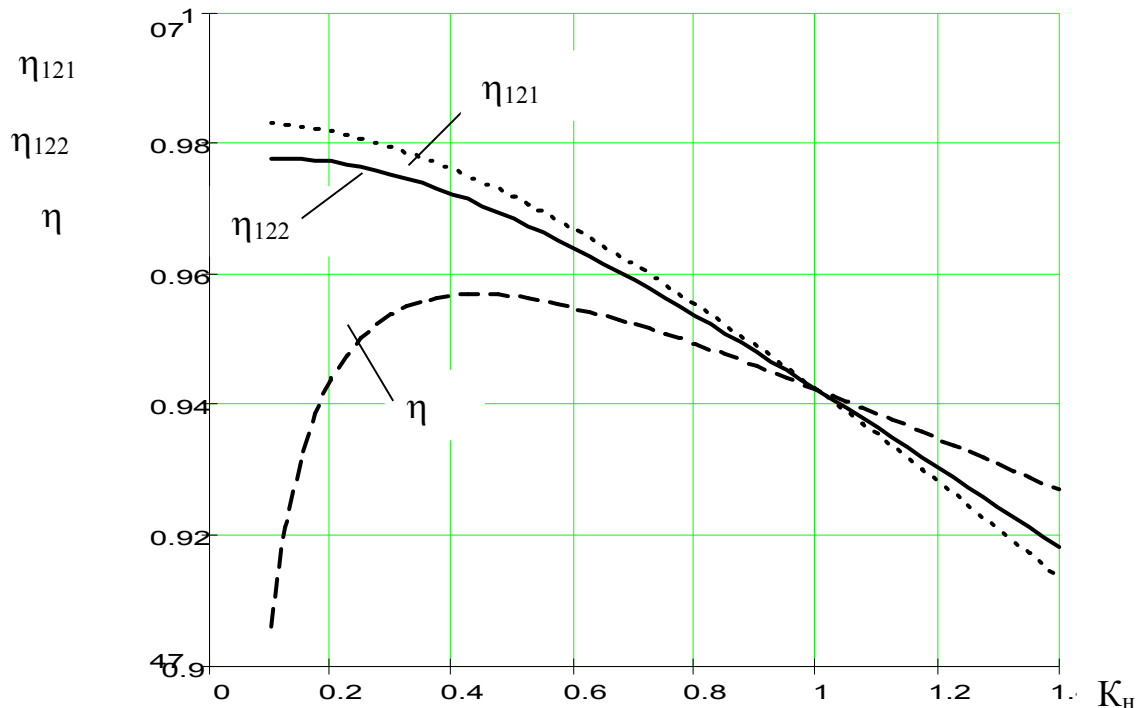


Рис. 4.3. Залежність ККД від навантаження

4.3.17. Активна і реактивна складові струму первинної обмотки:

$$I_{1a} = \frac{S_{21} \cos \varphi_{21} + S_{22} \cos \varphi_{22}}{\sqrt{3} \eta_H U_1} 10^3 = \frac{3,7 \cdot 1 + 2,6 \cdot 1}{\sqrt{3} \cdot 0,944 \cdot 660} 10 = 6,869 \text{ (A)};$$

$$I_{1p} = I_{op} + \frac{S_{21} \sin \varphi_{21} + S_{22} \sin \varphi_{22}}{\sqrt{3} \eta_H U_1} 10^3 = 0,691 \text{ (A)}.$$

4.3.18. Величина коефіцієнта потужності

$$\cos \varphi_1 = 1 / \sqrt{1 + (I_{1p} / I_{1a})^2} = 1 / \sqrt{1 + (0,691 / 6,865)^2} = 0,995 .$$

4.3.19. Зміна напруги під навантаженням, %:

$$\begin{aligned} \Delta U_{1,21} &= \Delta U_{a1} \cos \varphi_1 + \Delta U_{a21} \cos \varphi_{21} + \Delta U_{L1} \sin \varphi_1 + \\ &+ \Delta U_{L21} \sin \varphi_{21} = 0,718 \cdot 1 + 0,791 \cdot 1 = 1,678; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta U_{1,22} \% &= \Delta U_{a1} \% \cos \varphi_1 + \Delta U_{a22} \% \cos \varphi_{22} + \Delta U'_{L1} \% \sin \varphi_1 + \\ &+ \Delta U_{L22} \% \sin \varphi_{22} = 0,718 \cdot 1 + 0,89 \cdot 1 = 1,753 . \end{aligned}$$

4.3.20. Фазні напруги на вторинних обмотках, В:

$$\begin{aligned} U_{\phi 21} &= U_1 (1 - \Delta U_{1,21} / 100) W_{21} / W_1 = \\ &= 660 (1 - 1,68 / 100) 140 / 721 = 126; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} U_{\phi 22} &= U_1 (1 - \Delta U_{1,22} \% / 100) W_{22} / W_1 = \\ &= 660 (1 - 1,75 / 100) 12 / 721 = 10,79 . \end{aligned}$$

4.3.21. Маса магнітопроводу трансформатора

$$\begin{aligned} m_M &= \gamma'_c K_{3c} [3 \Pi_c h_o + 6 (\Pi_c + b_o l_{я}) h_{я}] = \\ &= 7,65 \cdot 10^{-3} \cdot 0,91 [3 \cdot 31,58 \cdot 18,4 + 6 (31,58 + 6,2 \cdot 4,4) 4,6] = 23,46, \text{ кг.} \end{aligned}$$

4.3.22. Маса АЧ трансформатора

$$\begin{aligned} m_a &= m_M + 3(m_{o1} + m_{o21} + m_{o22}) = \\ &= 23,46 + 3(3,62 + 1,61 + 1,12) = 42,5, \text{ кг.} \end{aligned}$$

ПІСЛЯМОВА

У наші часи досягнуто певної межі підвищення техніко-економічних показників електромеханічних та електромагнітних перетворювачів із традиційним виконанням ЕМС на основі існуючих “резервів” конструкції і технології, а також сучасних методів автоматизованого проектування й оптимізації. Подальше удосконалення продукції електромашинно - та трансформаторобудування можливе на основі нових оригінальних конструктивних і технологічних рішень з використанням сучасних магнітних та електроізоляційних матеріалів, а також більш адекватних методик електромагнітних розрахунків.

Вивчення існуючих та розробка нових електромеханічних пристроїв повинне здійснюватися з урахуванням сучасних досягнень теорії і практики електромеханіки.

У посібнику розглянуто новий напрямок удосконалення трифазних електромагнітних перетворювачів та апаратів на основі використання просторової схеми магнітопроводу з паралельними стінками обмоткових вікон, намічено шляхи подальшого розвитку методики розрахунку магнітного кола з урахуванням нерівномірності розподілу магнітного поля в магнітопроводі.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Тихомиров П. М. Расчет трансформаторов : учеб. пособ. Москва : Ленанд, 2014. 528 с.
2. Лизунов С. Д., Лоханин А. К. Силовые трансформаторы. Справочная книга. Москва : Энергоатомиздат, 2009. 616 с.
3. Белопольский И. И., Каретникова Е. И., Пикалова Л. Г. Расчет трансформаторов и дросселей малой мощности. Москва : Альянс, 2008. 400с.
4. Heathcote Martin J., Arnold Ray, J & P Transformer Book (Hardback). GB Elsevier Science & Technology, 2016. 1008p. URL : https://books.google.com.ua/books/about/J_and_P_Transformer_Book.html?id=ZlhtzgAACAAJ&redir_esc=y (дата звернення: 28.04.2021).
5. Almen J., Breitholte M. Performance evolution of amorphous hexa-core for distribution transformers. Chalmers university of Technologi. Gothenburg. 2012. 40 p. URL : <https://publications.lib.chalmers.se/records/fulltext/167013.pdf> (дата звернення: 28.04.2021).
6. Иванов-Смоленский А. В. Электромагнитные поля и процессы в электрических машинах и их физическое моделирование. Москва : Энергия, 1969. 304 с.
7. Андронов С. А. Методы оптимального проектирования : текст лекций. Санкт-Петербург : ГуАП, 2001.169с.
8. Домбровский В.В. Справочное пособие по расчету электромагнитных полей в электрических машинах. Ленинград : Энергоатомиздат, 1983. 256 с.
9. Матухно В. А. Байдак Ю. В., Томлейн П. Моделювання поля температури розподільчого трансформатора. *Холодильна*

техніка та технологія. 2017. Т. 53. Вип. 2. С. 29-38. URL : http://nbuv.gov.ua/UJRN/htit_2017_53_2_7 (дата звернення: 28.04.2021.).

10. Киш Л. Нагрев и охлаждение трансформаторов / под ред. Г. Е. Тарле. Москва : Энергия, 1980. 208 с.
11. Яковлев А. И. Электрические машины с уменьшенной материалоемкостью. Москва : Энергоатомиздат, 1989. 240 с.

ЗМІСТ

СПИСОК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	3
ПЕРЕДМОВА.....	4
1. ОСОБЛИВОСТІ КОНСТРУКЦІЇ, ТЕХНОЛОГІЇ ВИГОТОВЛЕННЯ ЕЛЕМЕНТІВ АКТИВНОЇ ЧАСТИНИ ТА РОБОЧОГО ПРОЦЕСУ ТРИФАЗНИХ ТРАНСФОРМАТОРІВ ПРОСТОРОВОЇ СХЕМИ.....	5
1.1 Електромагнітні системи трифазних трансформаторів..	5
1.2 Рівняння математичної фізики та особливості розподілу магнітного поля у витих просторових стикових магнітопроводах із замкненими ярмами.....	17
1.3 Особливості розподілу теплового поля по об'єму активної частини трифазного просторового трансформатора.....	342
2. МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ МАСОВАРТІСНОГО АНАЛІЗУ АКТИВНОЇ ЧАСТИНИ.....	41
2.1 Початкові дані, основні електричні величини і геометричні співвідношення.....	41
2.2 Варіанти конфігурації і середні довжини витків обмоток.....	51
2.3 Геометрична оптимізація активної частини та розрахунків головних розмірів і обмоткових даних.....	61
3. ПИТАННЯ ПРОЕКТУВАННЯ ТРИФАЗНИХ ТРАНСФОРМАТОРІВ ІЗ ВИТИМИ ПРОСТОРОВИМИ СТИКОВИМИ МАГНІТОПРОВОДАМИ.....	70
3.1 Визначення складових виразу закону повного струму в магнітопроводі із замкненими витими ярмами.....	70
3.2 Розрахунок розподілу індукції в елементах магнітоп-	

роводу та визначення струму неробочого ходу.....	76
3.3 Розрахунок параметрів та показників режиму навантаження.....	85
4. ПРИКЛАД РОЗРАХУНКУ ТРИФАЗНОГО ТРАНСФОРМАТОРА З ВИТИМ СТИКОВИМ ПРОСТОРОВИМ МАГНІТОПРОВОДОМ.....	90
4.1 Вибір електромагнітних навантажень, розрахунок головних розмірів, геометричних співвідношень і обмоткових даних.....	90
4.2 Розрахунок розподілу індукції в технологічному зазорі та струму неробочого ходу.....	96
4.3 Визначення втрат короткого замикання та характеристик.....	106
ПІСЛЯМОВА.....	112
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ.....	113

Навчальне видання

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ

Методичні рекомендації

Укладачі: **Ставинський Андрій Андрійович**
Циганов Олександр Миколайович
Ведутенко Максим Леонідович

Формат 60x84 1/16. Ум. друк. арк. 7,5.

Тираж 20 прим. Зам. № _____

Надруковано у видавничому відділі
Миколаївського національного університету
54020, м. Миколаїв, вул. Георгія Гонгадзе, 9
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 4490 від 20.02.2013р.