

Испит спремати по овом тексту.

Делове текста између маркера

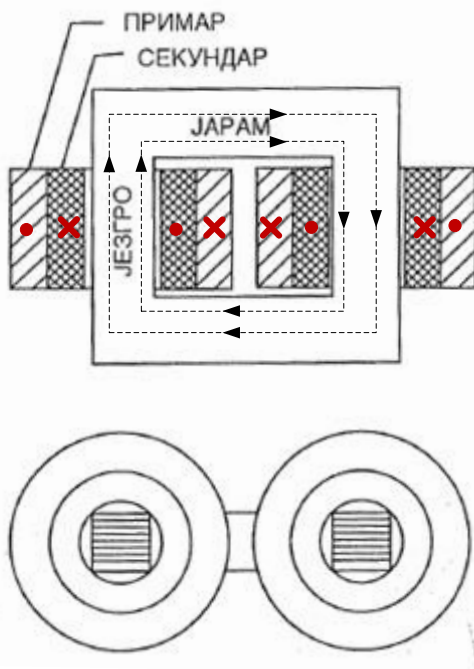
и

прочитати информативно (из тог дела градива неће се постављати питања на испиту)

2. ОСНОВЕ КОНСТРУКЦИЈЕ И ПРАЗАН ХОД ТРАНСФОРМАТОРА

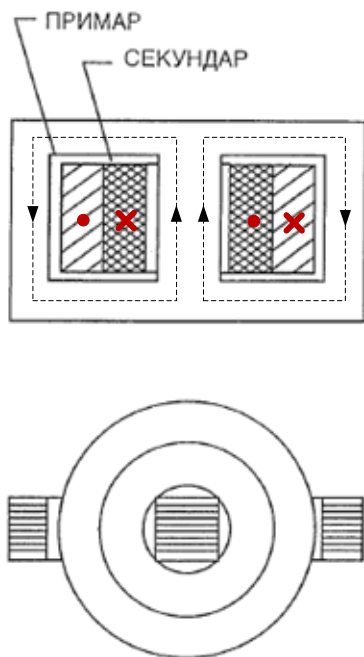
2. 1. Основе конструкције језгра и намотаја

Конструкција трансформатора може да буде таква да се има константан магнетни флуks по запремини магнетног кола, или да се он раздељује (тада се у појединим деловима магнетног кола мења вредност магнетног флуksа). Чешћи је случај да је магнетни флуks константан. Пример магнетног кола са константним магнетним флуksом, код монофазног трансформатора, приказан је на слици 2.1. Магнетни флуks је константан, док је смер магнетног поља у левом и десном стубу магнетног кола супротан. У приказаном примеру, намотаји примара и секундара су подељени на два дела, при чему је смер мотања намотаја такав да се електромоторне сила обе половине намотаја примара, односно обе половине намотаја секундара, сабирају. Може се рећи и да је смер мотања намотаја такав да се магнетопобудне силе обе половине намотаја примара, односно обе половине намотаја секундара, сабирају. На слици су приказани смерови струја у намотајима примара и секундара, а испрекиданим линијама приказане су линије флуksа у магнетном колу.



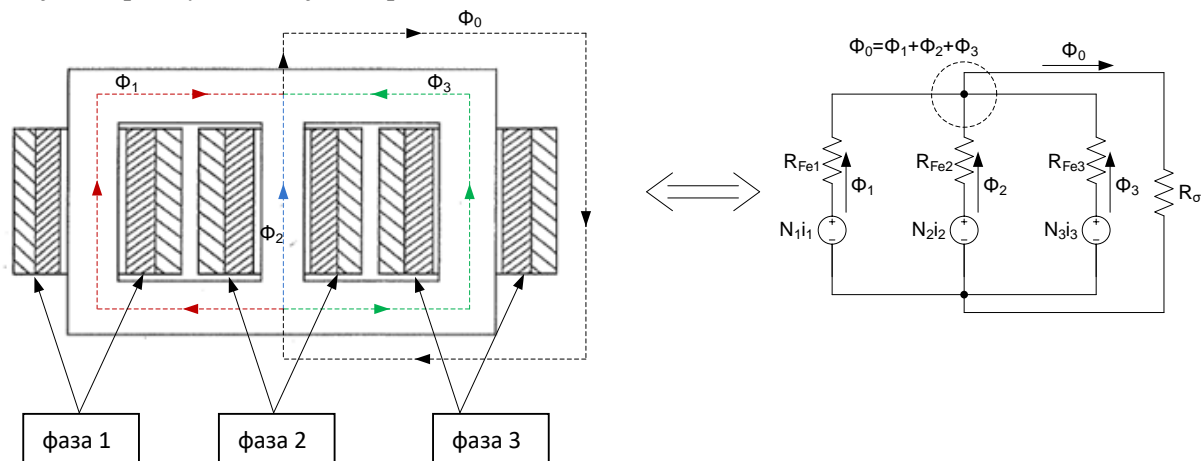
Слика 2.1

Пример монофазног трансформатора код кога се магнетни флуks раздељује на два дела приказан је на слици 2.2. Ознаке на слици 2.2 имају исто значење као и на слици 2.1. Услед раздељивања флуksа на два дела, магнетни флуks у јарму (хоризонтални део магнетног кола) и у два крајња стуба је упола мањи од магнетног флуksа у средишњем стубу. Имајући у виду да је магнетна индукција ограничена величина ($B(H)$ крива улази у засићење), **пресек јарма и крајњих стубова може бити упола мањи од пресека средњег стуба.**



Слика 2.2

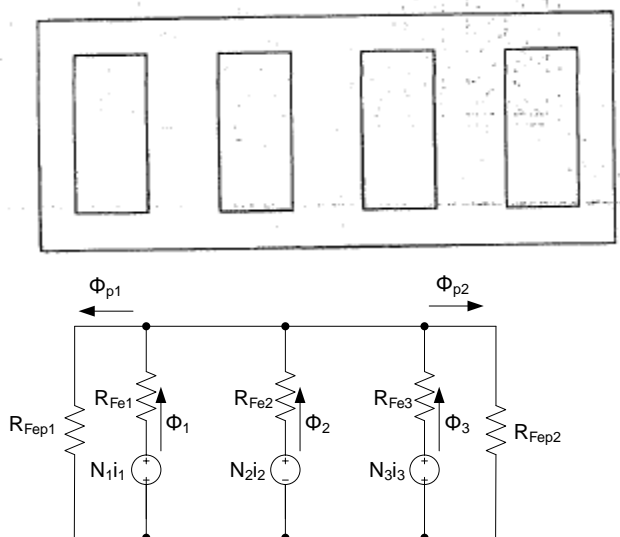
Доминантни тип трансформатора у електроенергетици је трофазни трансформатор, код кога се на примар прикључује трофазни, у највећем броју случајева симетричан, систем напона, а на секундару се јавља симетричан систем напона чија је ефективна вредност напона одређена преносним односом намотаја примара и секундара. У већини случајева, магнетно коло се састоји од три стуба, како је то приказано на слици 2.3.



Слика 2.3

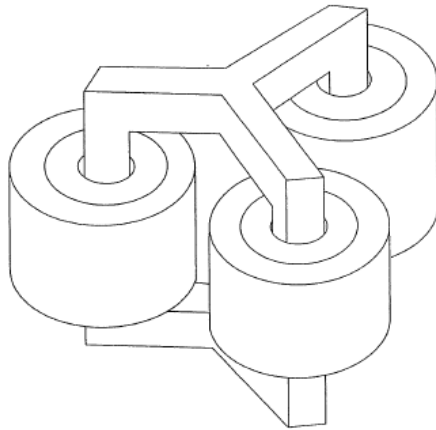
Читава "физика" генерисања магнетног поља и електромоторне силе описана у уводном делу се примењује на један стуб, односно намотај примара и намотај секундара који су мотани на тај стуб. У уравнотеженим (симетричним) трофазним системима фазни напони су померени за трећину периоде – угао $2\pi/3$ рад и збир њихових тренутних вредности је једнак нули. Флукс у свакој од фаза касни за напоном у тој фази за четвртину периоде – угао $\pi/2$ рад). Због тога је збир магнетних флуксева кроз три стуба једнак нули. У случају приказаном на слици 2.3 то значи да се у тачки спајања магнетних кола сваке од фаза (средишња тачка изнад средњег стуба), где се флуксеви сабирају, флукс поништава, односно "нестаје". Дакле, путања на којој резултујућа магнетопобудна сила ствара флукс обухвата: а) за крајње фазе стуб и доњи и горњи јарам, б) за средњу фазу само средњи стуб.

До "поништавања флукса" изнад средњег стуба долази само у случају симетричног рада (симетрични напони доведени на примар и симетрично трофазно оптерећење или симетрични (трополни) кратак спој). У осталим случајевима, који јесу од интереса у пракси, збир флуксева не мора бити једнак нули и такав би се резултујући флукс, у случају тростубног трофазног трансформатора (слика 2.3), затварао кроз ваздух. Магнетни отпор дела путање флукса кроз ваздух, чија је магнетна пермеабилност мала, је велики. На слици 2.3 су квалитативно приказане путање магнетног флукса појединачних фаза, као и путања резултантног флукса који постоји у случају несиметрије. Еквивалентно магнетно коло садржи магнетопобудне силе које су резултат разлике струја кроз примар и секундар, и магнетне флуксе. Са $R_{Fe1,2,3}$ означени су магнетни отпори делова магнетног кола, док R_σ означава магнетни отпор на путу резултантног флукса Φ_0 (доминантно ваздух). О несиметричним режимима рада трансформатора ће бити говора при крају курса. Смањење магнетног отпора на путу резултујућег флукса Φ_0 постиже се постављањем два додатна стуба - слика 2.4 (за разлику од стубова са намотајима, за које је уобичајени термин "главни стуб", за та 2 додатна стуба се користи термин "повратни стуб", асоцирајући тако на повратни пут флукса услед несиметрије. У два повратна стуба нема флукса када трансформатор ради у симетричном режиму.

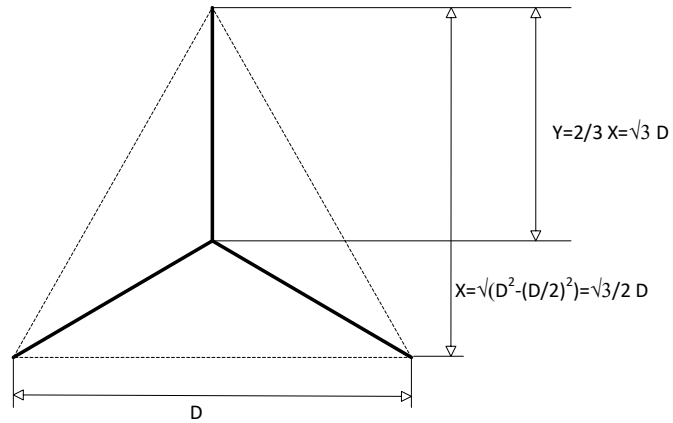


Слика 2.4

Варијанта потпуно симетричног магнетног кола трофазног трансформатора (делови магнетних кола који припадају појединим фазама су међусобно идентични) приказана је на слици 2.5. Из геометрије се лако може одредити укупна дужина јарма и њена вредност упоредити са дужином јарма за изведбу приказану на слици 2.3. За изведбу трансформатора приказану на слици 2.3. дужина јарма износи приближно $2D$ (2 пречника намотаја). За изведбу трансформатора приказану на слици 2.5 дужина јарма је једнака 3 пута $2/3$ тежишне дужи једнакостраничног троугла странице једнаке пречнику намотаја D , тј. $((3 \times 2/3 \times \sqrt{3}/2 D) / \sqrt{3} D) = \sqrt{3} D$ – видети слику 2.6. Дакле, дужина јарма за изведбу приказану на слици 2.5 је мања него за изведбу приказану на слици 2.3 (однос је $\sqrt{3}/2$ пута), што значи да је и утрошак материјала за изведбу приказану на слици 2.5 мањи за наведени износ (уштеда $100 * (1 - \sqrt{3}/2) = 13.4\%$).

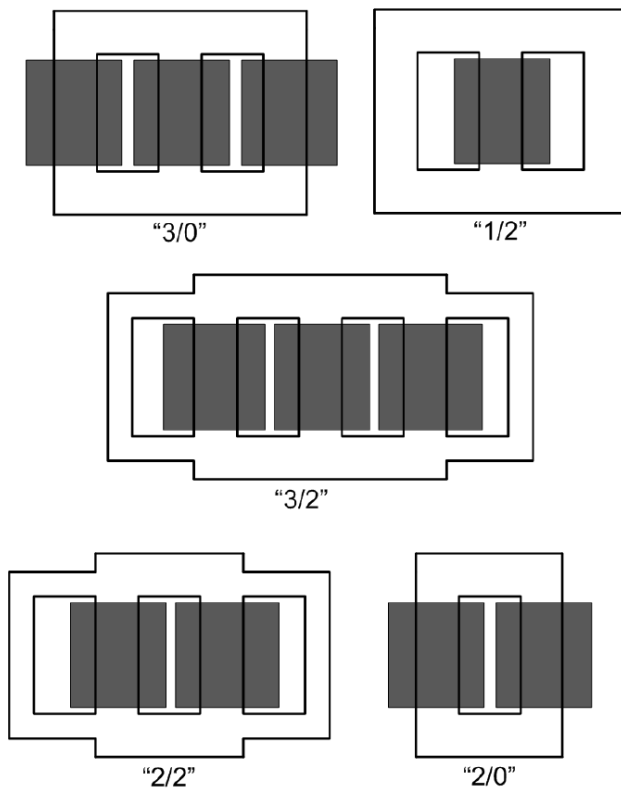


Слика 2.5



Слика 2.6

На слици 2.7 су приказани типични облици језгра. Први број испод цртежа означава број главних стубова (са намотајима), док други број означава број повратних стубова.

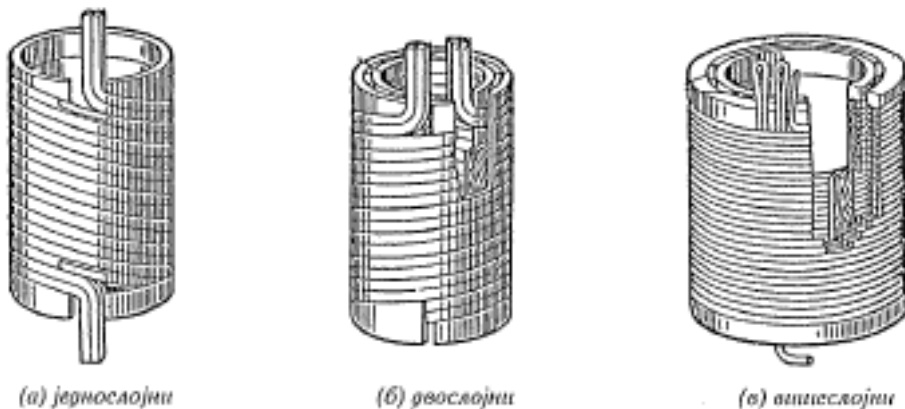


Слика 2.7

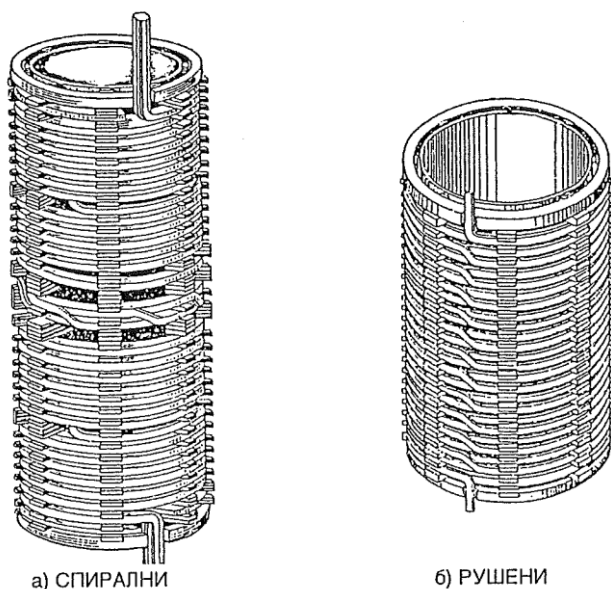
Основна "подела" намотаја је на слојне (цилиндричне) и диск (колутне) намотаје. Код оба типа намотаја мотање се врши тако да се индуковане електромоторне силе у навојцима сабирају. Суштинска разлика између ова два типа намотаја је у **диелектричним напрезањима**, односно вредностима напона којима је изложена електрична изолација и према којој се она димензионише. Слојни намотаји (слика 2.8) се мотају по целој висини простора између доњег и горњег јарма. У случају вишеслојних намотаја, напонско напрезање између проводника суседних слојева на врху или дну намотаја је једнако електромоторној сили по навојку помножену са бројем навојака у два суседна слоја. Диск намотаји (слика 2.9) се формирају тако да се проводници намотавају у радијалном смеру; по завршетку једног диска, прелази се на следећи аксијални ниво, односно формира се следећи диск сачињен од проводника мотаних у радијалном смеру. У пракси се примењују различите технологије самих намотавања, зависно

од њихове практичне изводљивости (примера ради, разликују се практично изводљиви начини мотања за мање и веће пресеке). Код диск намотаја број навојака на коме се сабирају електромоторне силе и чији збир карактерише напонско напрезање између проводника је мањи него код вишеслојних намотаја. Већ је поменуто да се потребне изолационе карактеристике, које зависе од напона којима је изложена изолација, постижу правилним одабиром уљно-папирне изолације (чврстом изолацијом проводника и уљем, које такође представља изолациони материјал).

При формирању слоја или диска могуће је намотавати **више радијално или аксијално паралелисаних проводника**, како би се имала прихватљива вредност густине струје кроз проводник, од које зависе губици и пораст температуре. Један од битних фактора је да се обезбеди симетрија, како би се спречила **појава циркулационих струја унутар намотаја**; ово се постиже систематским **транспонованем проводника паралелних проводника** - на пример, ако се мотају два паралелна проводника у радијалном смеру, сваки од проводника треба приближно подједнако да се налази на унутрашњој, односно спољашњој позицији.



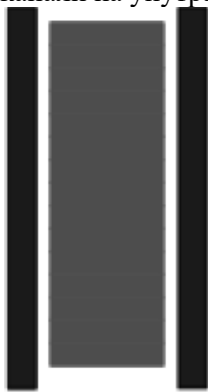
Слика 2.8



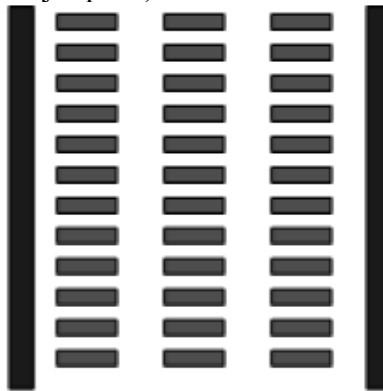
Слика 2.9

Када се говори о типовима намотаја, они се могу карактерисати и са становишта додира између проводника и уља, као медијума за хлађење – топлота се са проводника, прво провођењем кроз слој чврсте изолације, а затим струјањем са спољашње површи изолације на уље, преноси ка уљу. На слици 2.10 су шематски приказане варијанте распореда канала за хлађење који се срећу у пракси (на слици је дат попречни пресек једног намотаја у вертикалној равни, при чему сиви део приказује проводнике, а бела боја одговара простору који је испуњен уљем). Аксијално, аксијално и радијално и zig-zag хлађење се примењују и код слојних и код диск

намотаја, док се дупли zig-zag и лавиринт хлађење користе код диск намотаја. Код аксијалног хлађења, у општем случају, постоје и канали унутар намотаја (на слици су приказани само канали на унутрашњој и спољашњој страни).



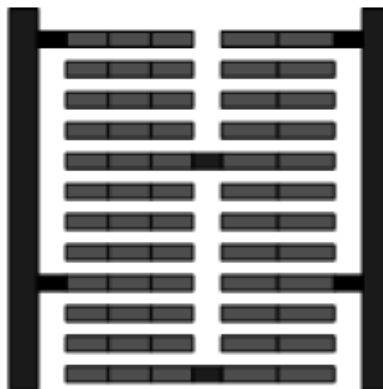
Аксијално



Аксијално и радијално



Zig-zag



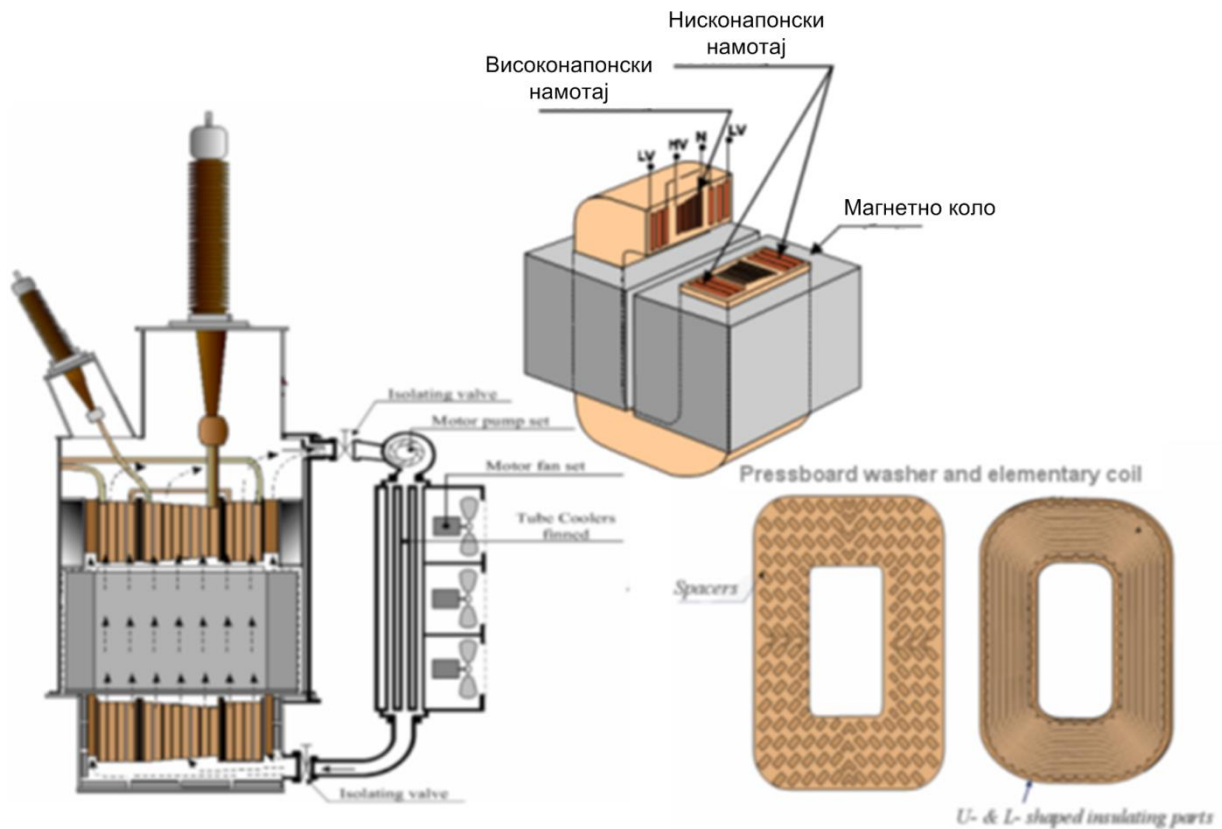
Дупли zig-zag



Лавиринт

Слика 2.10

До сада је било речи о "core type" трансформаторима, код којих се прво израде доњи јарам и стубови магнетног кола, затим се израђени намотаји постављају на стуб, а потом магнетно коло комплетира слагањем лимова горњег јарма. На слици 2.11 је приказан "shell type" трансформатор, код кога се око формираних намотаја, сачињених од појединачних дискова, слаже магнетно коло.



Слика 2.11

2. 2. Празан ход трансформатора

Празан ход трансформатора означава стање у коме на секундар није прикључено оптерећење, односно кроз секундарни намотај не протиче струја. Са примарне стране трансформатор се „види“ као гвоздена пригушница (намотај чији је простор унутар навојака испуњен магнетним језгром). Кроз примарне намотаје тада тече струја која ствара магнетопобудну силу (NI) која доводи до магнетног флукса ($N\Phi$, где је Φ флукс кроз магнетно језгро – флукс Φ је једнак односу NI и магнетног отпора циркулацији флукса кроз затворену контуру) који генерише електромоторну силу приближно једнаку напону доведеном на примар. Доминантни део струје празног хода чини струја која ствара ову магнетопобудну силу, а која касни за напоном за четвртину периоде (има реактивни карактер) (I_μ). Поред реактивне компоненте струје празног хода, постоји и њена активна компонента (I_a), чији је производ са напоном једнак снази губитака у језгру. Слика 2.15 и пропратни текст детаљно објашњавају таласни сложенопериодични облик струје празног хода, који настаје као резултат динамичког магнетног хистерезиса магнетног материјала. Уколико би се радна тачка на кривој магнећења успоставила на линеарном делу карактеристике, и струја магнећења и губици у гвожђу би били мали. Да би трансформатор био израђен економично, радна тачка се поставља близу колена карактеристике магнећења (зависност магнетне индукције од јачине магнетног поља $B(H)$), која представља карактеристику магнетног материјала. Због тога је за остварење магнетног флукса у зони њихове највеће вредности потребан додатни пораст струје магнећења у односу на случај да је радна тачка на линеарном делу карактеристике. Последица померања радне тачке ка колелу криве магнећења има за последицу и повећање површине хистерезисне петље, а самим тим и повећање губитака у језгру. Повећање струје магнећења и снаге губитака су нежељене појаве, због чега је потребан компромис између 1. потребе за повећањем максималне магнетне индукције (имајући у виду да је магнетни флукс (Φ), који је једнак производу магнетне индукције (B) и пресека језгра (S_{Fe}), константан, јасно је да се тиме смањује потребан

пресек и штеди на потребном материјалу за магнетно коло) и 2. смањењем струје магнећења (тима и реактивне снаге) и губитака у језгру.

2. 2. 1 Струја магнећења и губици у магнетном колу

У фази пројектовања трансформатора врши се израчунавање струје празног хода (њене активне компоненте, којом су одређени губици, као гарантована вредност трансформатора, и њене реактивне компоненте, која је потребна за магнећење магнетног кола и која квари фактор снаге). На вредност струје празног хода утичу крива (карактеристика) магнећења, која зависи од материјала, и квалитета и броја спојева, односно саставака лимова.

Магнетопобудна сила (једнака производу броја навојака и струје магнећења) одређује се из Амперовог закона,

$$\oint \vec{H} d\vec{l} = N I_{\mu} \quad (2.1)$$

при чему је путања магнетног поља делом кроз магнетни материјал, а делом кроз ваздух (на саставцима између лимова). Јачина магнетног поља (\vec{H}) у магнетном материјалу се одређује из криве магнећења $B(H)$, полазећи од вредности магнетне индукције коју је усвојио пројектант. Из вредности магнетног поља (\vec{H}) једноставно се одређује компонента $\oint \vec{H} d\vec{l}$ која се односи на део путање кроз магнетни материјал. Одређивање компоненте $\oint \vec{H} d\vec{l}$ на преласку између лимова (на пример лимова стубова и јарма) је компликованије. Оно зависи од конструкционих решења, пре свега од врсте преклопа (да ли је са преклопом 45° или 90°) - слика 2.12, као и од броја преклопа. У пракси се по правилу користе емпиријске криве, са којих се, у зависности од магнетне индукције, читавају вредности из којих се може одредити компонента $\oint \vec{H} d\vec{l}$ на преласку између лимова.

Корак који следи након одређивања ових вредности је израчунавање струје магнећења, користећи израз (2.1).

Други начин одређивања струје магнећења је преко магнетног отпора. Укупни магнетни отпор магнетног кола једнак је збиру магнетног отпора преносу флукса кроз гвожђе и кроз преносу флукса ваздушне зазоре између лимова:

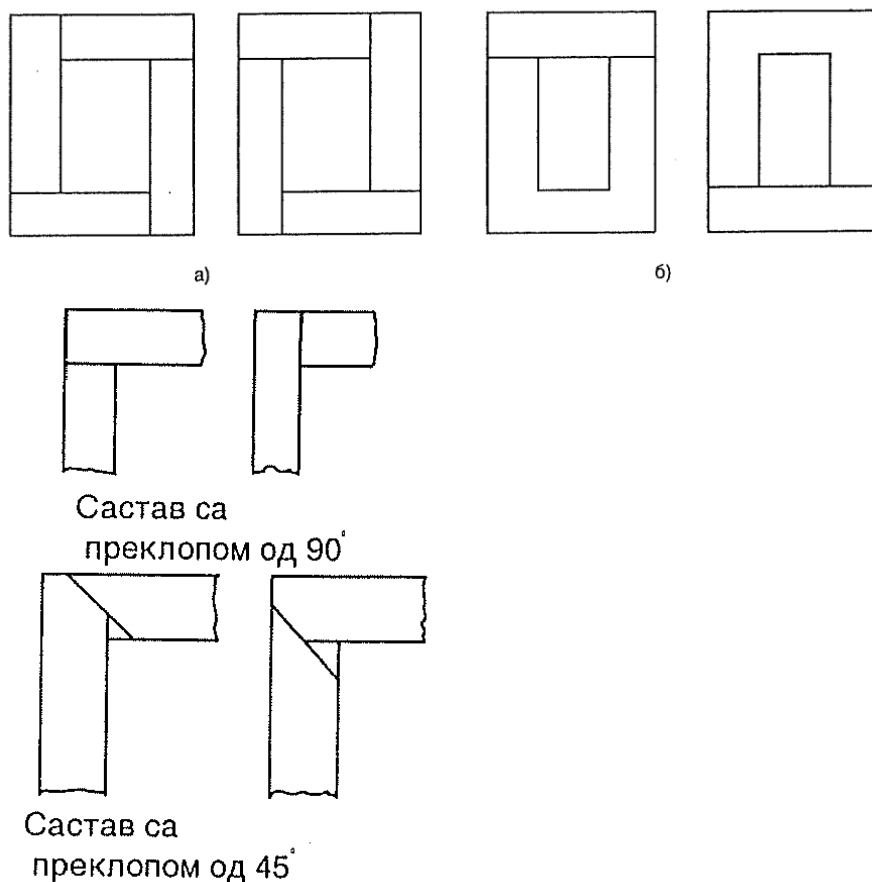
$$R_{Fe} = \frac{1}{\mu_{Fe}} \frac{l_{Fe}}{S_{Fe}} + \frac{1}{\mu_0} \frac{l_0}{S_0} \quad (2.2)$$

Да би магнетопобудна сила ($N I_{\mu}$) и струја магнећења (I_{μ}), потребни за остварење магнетног флукса Φ , били што мањи, отпор магнетног кола (R_{Fe}) треба да буде што мањи ($\Phi = (N I_{\mu}) / R_{Fe}$). То се постиже повећањем квалитета лима (веће μ_{Fe} , односно, прецизније речено, већи однос магнетне индукције и магнетног поља у радној тачки на колениу карактеристике магнећења) и таквом конструкцијом (слагањем лимова) којом се постиже што мањи број и дужина деоница путање флукса кроз ваздух, и што већи њихов попречни пресек.

Смањење губитака у магнетном колу се постиже применом квалитетнијих лимова (губици по јединици запремине услед магнетног хистерезиса треба да буду што мањи; поред тога, коришћењем легура у које је додат материјал попут силицијума смањује се проводност, а тиме и губици услед вихорних струја). Друга мера којом се смањују губици у језгру је примена танких, међусобно изолованих, лимова (стандардно 0.35mm и 0.30mm; за више фреквенције и до 0.1mm), чиме се смањују губици услед вихорних струја. У наставку текста ће се дати детаљи за сваки од наведених елемената.

При слагању лимова магнетног кола тежи се смањењу магнетног отпора простирању флукса кроз ваздух. То се остварује наизменичним слагањем лимова (два могућа начина приказана су на сликама 2.12 а) – 4 преклопа и б) – два преклопа). У зонама где путања магнетног флукса у једном слоју лимова пролази кроз ваздушне зазоре (у решењу под а) на четири споја између лимова стубова и горњег, односно доњег, јарма, а у решењу б) на два споја између стубова и јарма), флукс ће имати паралелну путању преко преклопа ка слоју лимова испод и изнад

посматраног слоја. Јасно је да и између слојева постоји ваздушни зазор, али је површина кроз коју пролази магнетни флуks већа, па је магнетни отпор по овим паралелним путањама мањи од магнетног отпора кроз спојеве лимова који су у истој равни. Напоменимо да је због начина израде трансформатора (након израде намотаја, они се одозго постављају на стубове магнетног кола), немогуће један слој магнетног кола направити из једног дела, без спојева лимова.

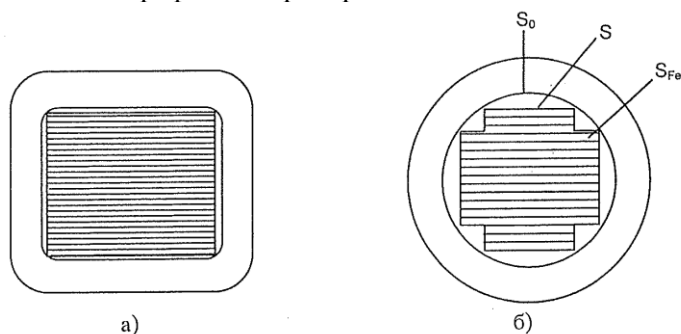


Слика 2.12

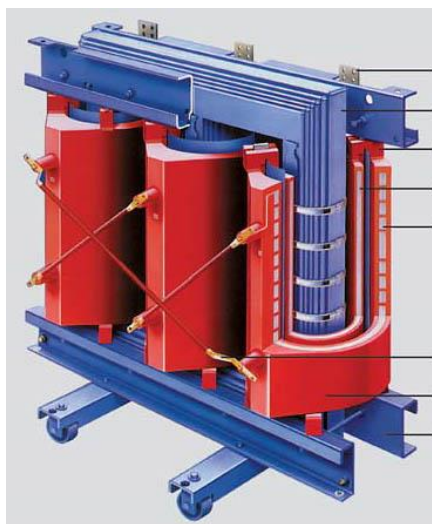
Један од важних практичних аспеката је испуна простора унутар намотаја. Из објашњења које следи видеће се да повећање испуне овог простора активним магнетним материјалом (гвожђем) резултује смањењем количине материјала и смањењем цене. **Полазни податак при пројектовању је флуks кроз магнетно коло. Следећа вредност која се усваја за одабрани материјал магнетног кола је вредност максималне магнетне индукције, од које зависи струја магнетнења и губици. Делењем флуksа и усвојене магнетне индукције добија се потребан пресек гвожђа магнетног кола. Са повећањем степена испуне простора унутар навојака смањује се потребни унутрашњи пречник навојка, а тиме и обим навојака намотаја, што као директну практичну последицу има смањење количине материјала (бакра или алуминијума) за израду намотаја.**

На слици 2.13 је приказан принцип испуне простора. Због непогодности савијања жице под малим углом, решење са правоугаоним попречним пресеком (слика а)) среће се само код веома малих трансформатора. Намотаји се по правилу изводе као кружни, односно цилиндрични (слика б)). Због поменуте потребе за уштедом простора унутар кружног намотаја, језгро се израђује од пакета лимова различите ширине – на слици б) је приказан случај три пакета лимова, са две различите ширине. Повећањем броја пакета лимова различитих ширина (вишеструки крстасти пресек), повећава се искоришћење простора (постиге се "боља испуна"). **Произвођачи трансформатора имају стандардна решења ширине лимова и броја пакета у зависности од пречника кружних навојака око магнетног кола, која представљају емпиријски добијен оптимум између максималне испуне простора и практичне реализације сечења и слагања лимова.**

Као илустрација, на слици 2.14 је приказан пресек сувог трансформатора. Један од битних елемената који се тичу конструкције је да она буде таква да се не дозволи формирање циркулационих струја кроз металне делове (на пример профиле за причвршћивање језгра и притезне шrafoве), а до којих може да дође услед постојања флуksног обухвата кроз затворене металне контуре. Другим речима, треба применити електрично слабо проводне материјале (на пример дрво) за елементе за причвршћивање или извршити изоловање металних шина и металних шrafoва за причвршћивање.



Слика 2.13



Слика 2.14

Материјал за израду лимова је челик легиран силицијумом, који побољшава магнетне особине челика, како у погледу губитака, тако и у погледу магнетног отпора. Обично је то хладно ваљани материјал (3% Si) са *оријентисаном кристалном структуром*, који има колено на карактеристици магнећења на приближно 1,7 Т. Лимови се постављају тако да линије магнетног флуksа иду у *правцу ваљања* (овакав лим је пример *анизотропног* материјала). Раније је доминантно коришћен *топло ваљани лим* (са 4% Si), који има веће губитке и мању индукцију засићења (колено на карактеристици магнећења је приближно на 1,4 Т).

Лимови се израђују у виду дугих трака које се секу поступком који најмање ремети њихову структуру.

Како би се постигла међусобна електрична изолованост лимова (ради смањења вихорних струја), материјал се термички обрађује (једном или више пута), тако да му се на површини створи слој оксида који делује као изолатор.

Значајан технолошки напредак је постигнут крајем прошлог века применом "супероријентисаних лимова" (технологија развијена у Јапану - комплетнија оријентација кристалне структуре, уз примену стакластог филма за изолацију лимова и другачија термичка обрада). За ове лимове се користи комерцијална ознака HI-B (*high B*).

У табели 2.1 је приказано опадање губитака у магнетном материјалу за горе поменуте технологије израде лимова.

Табела 2.1

Године	1910–1940.	1940–1970.	1980–2000.
Материјал	Топло ваљан	Хладно ваљан оријентисан	HI-B
W/kg за 1,5 T	2,5–2,0	2,0–1,0	0,7–0,5

Актуелни тренутак развоја у области магнетних материјала карактерише развој материјала за трансформаторе високих учестаности, који се користе у претварачима у обновљивим изворима енергије [1].

Треба раздвојити фактор испуне круга, који се постиже применом пакета лимова различите ширине и однос површине чистог гвожђа и површи коју заузимају гвожђе и изолација између лимова. Ако уведемо следеће ознаке:

S_O – површина круга описаног око језгра полупречника R ,

S – површина попречног пресека језгра и

S_{Fe} – површина попречног пресека чистог гвожђа језгра.

S_{Fe} је мање од S због изолације између лимова. Њихов однос се дефинише као фактор испуне гвожђа ($k_{Fe} = S_{Fe} / S$). Однос S и S_O се дефинише као геометријски фактор испуне круга ($k_O = S / S_O$). Коначно, укупни фактор испуне круга, дефинисан као однос површине гвожђа и површине круга описаног око попречног пресека магнетног кола, износи $\alpha_{Fe} = S_{Fe} / S_O = k_{Fe} k_O$.

У табели 2.2 су дате основне карактеристике: дебљина (d), сачинилац испуне гвожђа (k_{Fe}) и јединични губици при 50 Hz (W/kg), за лимове који су били у широкој употреби.

Табела 2.2

Материјал	Тип	d [mm]	K_{Fe}	W/kg при $B_m = 1,5$ T	W/kg при $B_m = 1,7$ T
TERNI	M4	0,27	0,965	0,84	1,24
	M5	0,30	0,97	0,91	1,32
	M6	0,35	0,975	1,01	1,47
NIPON STEEL HI-B	M-0H	0,30	0,97	0,79	1,04
	M-2H	0,30	0,97	0,86	1,13
	ZDKH (ласер)	0,23	0,98	0,60	0,85

Напомена. – Старији типови трансформатора имају као изолацију лимова лак за који је $K_{Fe} = 0,9$.

2. 2. 2 Магнетне карактеристике лимова

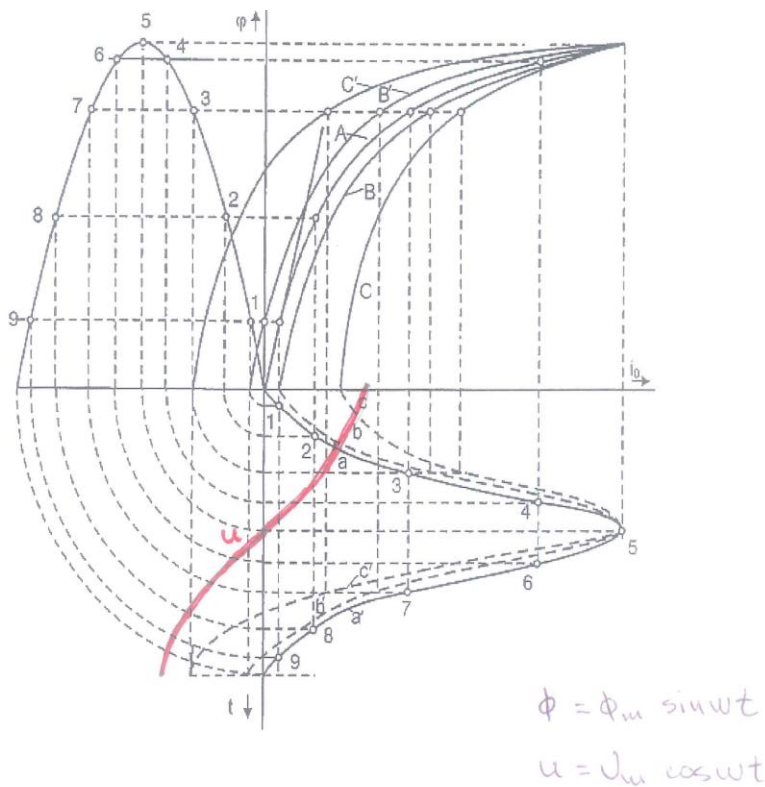
На слици 2.15 су приказане статичка и динамичка магнетна карактеристика, у форми зависности флукса φ од струје празног хода i_0 . Уобичајена форма магнетне карактеристике, као основне карактеристике материјала, је $B(H)$. За фиксиран пресек магнетног кола (S_{Fe}), φ је сразмерно са B ($\varphi = B S_{Fe}$), а за фиксан број навојака (N) и димензије магнетног кола (S_{Fe} , l_{Fe}), полазећи од Амперовог закона ($N i_0 = H l_{Fe}$), и везе $H l_{Fe} = (B / \mu_{Fe}) l_{Fe} = ((\varphi / S_{Fe}) / \mu_{Fe}) l_{Fe}$, закључује се да је H сразмерно са струјом празног хода i_0 . Дакле, за фиксан број навојака и димензије магнетног кола, зависности $\varphi(i_0)$ и $B(H)$ су истог облика, а разликују се само размере на апсциси и ординати. При претходном расуђивању није узет у обзир магнетни отпор ваздушних зазора (видети израз (2.2)), односно примењена је апроксимација да је он занемарљиво мали. **Статичка карактеристика (крива А)** је представљена кривом линијом у средини, која представља вредности магнетне индукције (магнетног флукса φ) одређене при различитим константним вредностима магнетног поља (струје празног хода i_0), при чему се магнетно поље повећава корак по корак из размагнећеног стања.

Криве В и С представљају динамичке магнетне карактеристике, приказане на половини простопериодичног циклуса. Крива В одговара ситуацији када је учестаност мала, због чега је промена флукса у току времена спора, генерисане вихорне струје у језгру мале, а последично су мали и губици услед вихорних струја.

Таласни облик струје, у случају да се на крајеве намотаја доведе простопериодични напон (u) може се добити полазећи од магнетних карактеристика. На слици 2.15 постоје две временске осе – временска оса за струју и напон је окренута на доле, а за магнетни флукс на лево. Исти тренутак на ове две осе се добија једноставном ротацијом, како је то приказано у трећем квадранту графика. Услед мале вредности пада напона на отпорности намотаја, са великом тачношћу се може усвојити да се напон уравни са контраелектромоторном силом:

$$u = Ri + e \underset{Ri \rightarrow 0}{\approx} e = -d\psi / dt = -N \cdot d\phi / dt \quad (2.3)$$

Као што се види из претходног израза, контраелектромоторна сила је једнака изводу магнетног флукса - простопериодична вредност напона повлачи за собом да је и промена магнетног флукса простопериодична, и да предњачи у односу на напон за четвртину периоде), како је то приказано на слици.



Слика 2.15

Полазећи од таласног облика магнетног флукса и $\phi(i_0)$ карактеристике, одређује се таласни облик струје магнећења.

Прво теоријско разматрање, у циљу квалитативног разумевања, извршиће се на основу статичке карактеристике а), а затим ће се уважити и утицај реалне динамичке карактеристике магнећења.

Основни хармоник струје а) је чисто реактиван, односно пролази кроз нулу када напон пролази кроз максимум (минимум), и достиже максимум када напон пролази кроз нулу. Ова струја фазно касни за напоном за четвртину периоде.

Крива б) је добијена користећи динамичку карактеристику за простопериодичне ниске учестаности (В). Површина хистерезиса при ниским учестаностима приближно представља

губитке услед хистерезиса, јер су они тада доминантни у односу на губитке услед вихорних струја. Уочава се да долази до фазног помераја основног хармоника струје празног хода (струја више није једнака нули када напон достиже максималну вредност), односно у њој се појављује и активна компонента.

Са повећањем учестаности појављују се и губици у току једне периоде простопериодичног сигнала. Ова појава се може еквивалентирати ширењем хистерезиса, уз задржавање тачке максимума на $\varphi(i_0)$ кривој (крива С). Користећи овакав приступ, добија се крива промене струје s). Са криве струје се види да долази до њеног даљег фазног помераја, односно до пораста фактора снаге. Криве хистерезиса и струје празног хода су фреквенцијски зависне, као последица повећања ширине хистерезиса са повећањем учестаности.

Из таласног облика струје се види да је струја сложенепериодична, односно да поред основног хармоника мрежне учестаности садржи и више хармонике. Спектрални састав струје (ефективна вредност и фазни став сваког хармоника) може се одредити применом Фуријеове трансформације. Оријентационе вредности виших хармоника у односу на основни хармоник струје магнетнења ($I_{1\mu}$) износе $I_{3\mu}=0.5 I_{1\mu}$ за трећи хармоник, $I_{5\mu}=0.1 I_{1\mu}$ за пети хармоник, $I_{7\mu}=0.02 I_{1\mu}$ за седми хармоник, а активна струја основног хармоника $I_a=0.4 I_{1\mu}$. Следи да је ефективна вредност струје празног хода

$$I_0 = \sqrt{I_{1\mu}^2 + I_{3\mu}^2 + I_{5\mu}^2 + I_{7\mu}^2 + I_a^2}$$

$$I_0 = I_{1\mu} \sqrt{1^2 + 0.5^2 + 0.1^2 + 0.02^2 + 0.4^2}$$

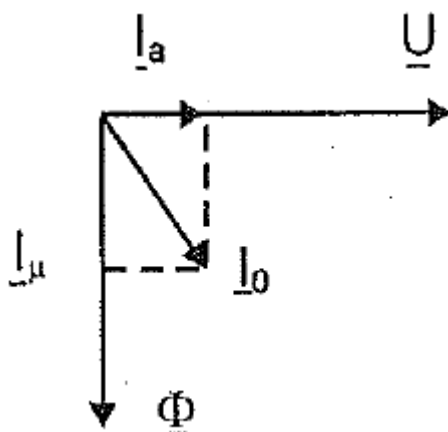
$$I_0 = 1.1918 I_{1\mu}$$

Ефективна вредност "неактивне" компоненте струје износи

$$I_\mu = I_{1\mu} \sqrt{1^2 + 0.5^2 + 0.1^2 + 0.02^2}$$

$$I_\mu = 1.1227 I_{1\mu}$$

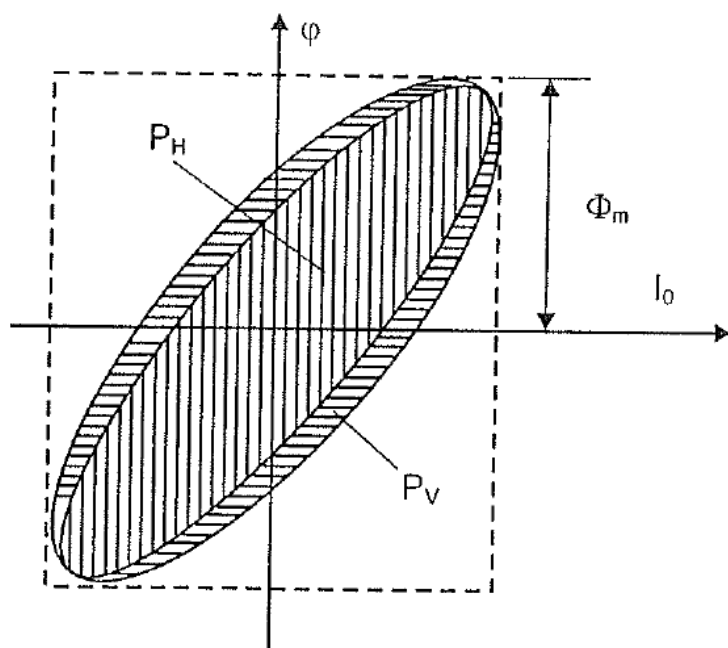
Уколико би се при анализама радних режима електроенергетских мрежа у којима се налази трансформатор уважило реално постојање сложенепериодичних струја, морала би да се врши анализа сложенепериодичних мрежа, због чега се у пракси прибегава апроксимацији да је струја простопериодична, али се њена реактивна компонента повећава са $I_{1\mu}$ на $I_\mu = 1.1227 I_{1\mu}$ (видети слику 2.16).



Слика 2.16

Опција претходно примењеном начину линеаризације хистерезисне карактеристике магнетног кола је да се хистерезисни циклус замени елипсом (слика 2.17). На овај начин магнетни материјал се линеаризује, односно може се описати комплексном пермеабилношћу: $\underline{\mu} = \mu' -$

$j \mu''$. μ представља однос максималних вредности магнетне индукције и магнетног поља, док је површ елипсе одређена вредношћу μ и фазним ставом комплексне пермеабилности $\underline{\mu}$. На слици 2.17 су нацртане две елипсе: унутрашња, која одговара кривој В на слици 2.15, и спољашња, која одговара кривој С на слици 2.15. Површ елипсе расте са порастом учестаности. Увођење линеаризације преко елипсе значи следеће. За простопериодични напон магнетни флуks и магнетна индукција ће бити простопериодични и предњачиће у односу на напон за четвртину периоде, а магнетно поље \underline{H} ($\underline{B} = \underline{\mu} \underline{H}$) ће имати и компоненту која је у фази са напоном. То значи да ће и струја празног хода имати активну компоненту. Из приказа магнетске карактеристике наведеном елипсом не могу се одредити виши хармоници струје празног хода.



Слика 2.17

Дакле, површина хистерезиса, односно елипсе којом се еквивалентира хистерезис, представља губитке енергије по јединици запремине материјала у једном циклусу простопериодичне промене напона (унутрашња елипса (P_H) описује само магнетни хистерезис, док спољашња елипса (P_V) описује и магнетни хистерезис и губитке услед вихорних струја). Запреминска густина снаге губитака у јединици времена је једнака производу губитака у једном циклусу и броја циклуса у јединици времена.

Размотримо прво губитке услед магнетног хистерезиса. Зависност површине хистерезиса од магнетне индукције се са задовољавајућом тачношћу може приказати **емпиријским изразом**

$$P_H = k_H B_m^n \quad (2.4)$$

Типична вредност експонента n (за типичне облике магнетног хистерезиса) варира у опсегу 1.7 до 2.2; за инжењерске процене се може узети средња вредност $n = 2$. Вредност снаге губитака по јединици запремине једнак је

$$P_{VFeH} = f P_H \quad (2.5)$$

односно

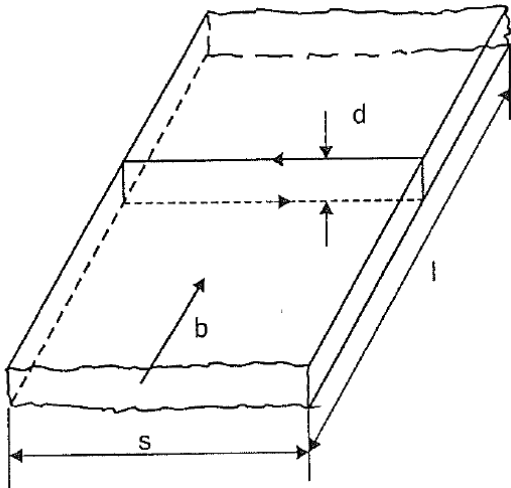
$$P_{VFeH} = f k_H B_m^2 \quad (2.6)$$

У пракси се среће и израз за губитке по јединици масе (P_{FeH}) су једнаки

$$P_{FeH} = f k_H' B_m^2 \quad (2.7)$$

где k_H' представља нови коефицијент сразмерности (однос k_H/k_H' је једнак густини материјала).

Аналитички израз за губитке услед вихорних струја (P_{FeV}) се може одредити полазећи од следећег упрошћеног приступа, примењеног на лим ширине s , дебљине d и дужине l , при чему је вредност магнетне индукције у правцу приказаном на слици 2.18 једнака b .



Слика 2.18

Флуке кроз лим износи

$$\varphi = b s d \quad (2.8)$$

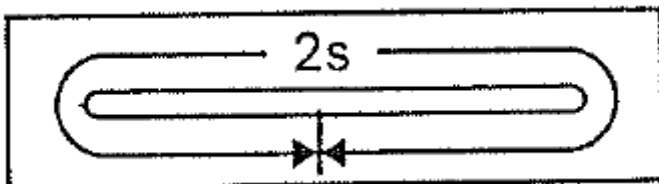
а генерисана електромоторна сила

$$e = \frac{d\varphi}{dt} = s d \frac{db}{dt} \quad (2.9)$$

Отпорност путање струје се приближно одређује полазећи од претпоставке да је дужина струјне путање $L = 2s$, а попречни пресек $S = l d / 2$ (слика 2.19), на основу чега се има

$$R = \rho \frac{L}{S} = \frac{4 \rho s k}{l d} \quad (2.10)$$

где k представља корекциони коефицијент који узима у обзир одступање до кога доводи примена усвојеног приближног модела у односу на стварност.



Слика 2.19

Тренутна снага загревања у једном лиму износи

$$p_{v1}(t) = e i = \frac{e^2}{R} = \frac{l d}{4 \rho s k} s^2 d^2 \left(\frac{db}{dt}\right)^2 \quad (2.11)$$

Снага загревања у пакету у коме има n лимова, укупне запремине

$$V = l d s n, \quad (2.12)$$

износи

$$p_{vn}(t) = \frac{l d s n}{4 \rho k} d^2 \left(\frac{db}{dt}\right)^2 = \frac{V d^2}{4 \rho k} \left(\frac{db}{dt}\right)^2 = \frac{m d^2}{4 \rho \gamma k} \left(\frac{db}{dt}\right)^2 \quad (2.13)$$

где је m (kg) маса пакета и γ (kg/m³) густина материјала пакета.

За стандардни случај простопериодичног напајања:

$$b = B_m \sin \omega t \quad (2.14)$$

$$\frac{db}{dt} = 2 \pi f B_m \cos \omega t \quad (2.15)$$

долази се до следеће форме за средњу вредност снаге губитака (у току једне периоде) по јединици масе пакета ($P_{FeV} = p_{vn} / m$)

$$P_{FeV} = k_v' d^2 f^2 B_m^2 \quad (2.16)$$

где је k_v' нови коефицијент сразмерности, који у себи садржи коефицијент k и карактеристике магнетног материјала ($k_v' = \pi^2 m / (\rho \gamma k)$). **Губици су, дакле, сразмерни са квадратом дебљине лимова, квадратом фреквенције и квадратом максималне магнетне индукције.** Коефицијент сразмерности k_v' зависи од врсте магнетног материјала и мора бити доступан како би се за лимове усвојене дебљине одредили губици при примењеној фреквенцији и максималној магнетној индукцији усвојеној од стране пројектанта. Најчешћи случај у пракси је да се вредност овог коефицијента не даје посебно, већ се кроз каталожке податке даје “обједињено” са коефицијентом k_H' (видети текст испод (2.18)).

На основу претходно изнетог, укупни губици у гвожђу, по јединици масе, износе

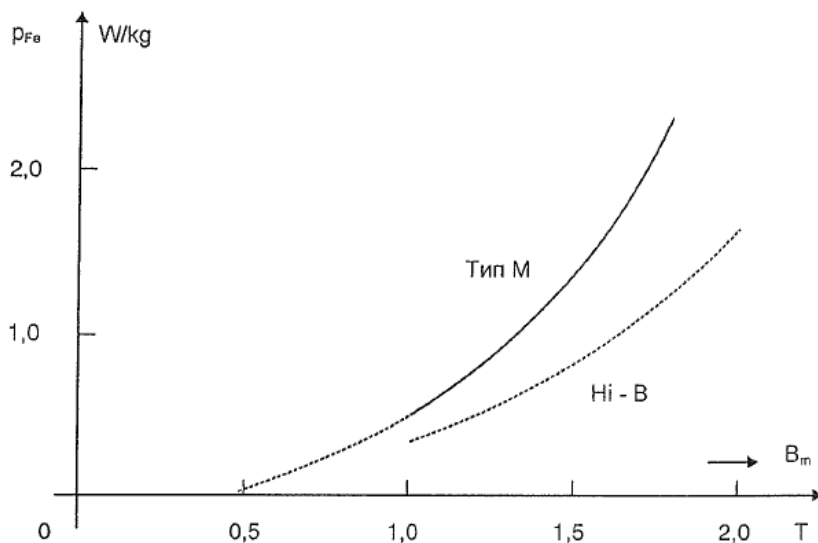
$$P_{Fe} = P_{FeH} + P_{FeV} \quad (2.17)$$

Вредност магнетне индукције је главна величина коју усваја пројектант (учестаност је задата, а дебљина лима је ограничена на оно што нуди произвођач трансформаторских лимова), тако да је са практичног становишта погодно имати криве зависности губитака по јединици масе материјала у функцији вредности магнетне индукције (оријентациона зависност за често коришћене материјале у пракси за учестаност 50 Hz је приказана на слици 2.20). Зависност губитака у функцији максималне вредности магнетне индукције на слици 2.20 је дата за једну вредност дебљине лима и фиксну учестаност. Овим графиком су „обухваћени“ коефицијенти k_v' , k_H' и експонент n у изразу (2.4). До наведене карактеристике се може доћи мерењима на пакету лимова постављеном унутар намотаја на који се доводе различите вредности напона напајања, при чему се мере вредности снаге које се преузима из мреже.

Поред дефинисања губитака за конкретан лим, емпиријски приступ, заснован на мерењу струје празног хода, омогућава дефинисање фактора који није могуће једноставно одредити

прорачунски, као што је отпор преносу флукса кроз ваздушне зазоре између лимова (други сабирак у изразу (2.2)).

У савременим уређајима енергетске електронике, поготово у претварачима у обновљивим изворима енергије (солар и ветар), масовно се користе топологије претварача које садрже високофреквентни трансформатор за подизање напона од соларног / ветро генератора ка мрежи. Разлог је што се повећањем учестаности (f) повећава вредност електромоторне силе (напона) по навојку ($f B_m S$), па се, за укупни задати напон и фиксирану вредност B_m може смањити S . Један од најважнијих техничких аспеката у реализацији оваквих претварача су губици (како због енергетске ефикасности, тако и због загревања) у магнетном колу високофреквентног трансформатора за подизање напона. Презентација могућности оптимизације ових трансформатора се може наћи у [1] - на материјале који се користе за израду магнетног кола односе се слајдови 46 - 49.



Слика 2.20

Ограничење максималне вредности магнетне индукције B_m је значајно не само због губитака, већ и због вредности струје магнећења, која такође нелинеарно расте са растом B_m . Пораст струје магнећења је штетан јер се повећава реактивна снага, односно квари укупни фактор снаге на примару трансформатора. Поред тога, са порастом B_m расте и струја укључења трансформатора (проблем високих ударних вредности струје при укључењу трансформатора ће се анализирати у каснијем делу курса).

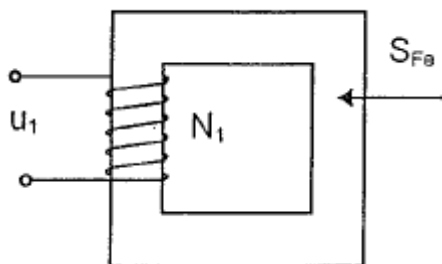
2. 3. Израчунавање магнетног флукса и максималне вредности магнетне индукције у квазистационарном режиму

Приближна вредност магнетног флукса кроз магнетно коло и максималне магнетне индукције може се одредити из празног хода, при примару прикљученом на номинални наизменични напон u_1 . У условима празног хода у примару ће се индуковати контраелектромоторна сила (индуковани напон)

$$e_1 = \frac{d\Psi_1}{dt} = N_1 \frac{d\varphi}{dt} \quad (2.18)$$

φ представља магнетни флукс у језгру, а ψ_1 укупан флукс кроз свих N_1 навојака примара. Претходни израз је написан под приближном, али доста прецизном, претпоставком да се

магнетни флуks φ затвара кроз гвожђе пресека S_{Fe} (слика 2.21) – $\varphi = B S_{Fe}$, тако да сваки од навојака обухвата флуks φ ($\psi_1 = N_1 \varphi$).



Слика 2.21

Једначина напонске равнотеже гласи

$$u_1 = e_1 + R_1 i_1, \quad (2.19)$$

где је R_1 отпорност, а i_1 струја примарног намотаја. Уврштавањем израза за електромоторну силу у претходни израз долази се до

$$u_1 = N_1 \frac{d\varphi}{dt} + R_1 i_1. \quad (2.20)$$

Релативна вредност струје празног хода је мала (од 0.2 % до 3 % у односу на номиналну струју – видети табелу 2.3 на крају поглавља). Такође, мала је и вредност отпорности примарног намотаја R_1 , због чега се у празном ходу сабирак $R_1 i_1$ може занемарити, после чега претходни израз постаје

$$u_1 = N_1 \frac{d\varphi}{dt}. \quad (2.21)$$

Из претходног израза се закључује да ће се у случају да се на примар трансформатора прикључи простопериодични напон

$$u_1 = U_{1 \max} \cos(\omega t) \quad (2.22)$$

кроз магнетно коло успоставити магнетни флуks

$$\varphi = \Phi_{\max} \sin(\omega t) \quad (2.23)$$

Индукована електромоторна сила у једном навојку је

$$e_{11} = \omega \Phi_{\max} \cos(\omega t) = 2 \pi f B_{\max} S_{Fe} \cos(\omega t) \quad (2.24)$$

Укупна електромоторна сила, индукована у свих N_1 навојака примара, износи

$$e_1 = N_1 \omega \Phi_{\max} \cos(\omega t) = 2 \pi f N_1 B_{\max} S_{Fe} \cos(\omega t) \quad (2.25)$$

Ова електромоторна сила уравнотежава напон доведен на примар (ово је, у временском домену, исказано изразом (2.21)), тако да се има

$$u_1 = 2 \pi f N_1 B_{\max} S_{Fe} \cos(\omega t) \quad (2.26)$$

Максимална вредност напона је једнака

$$U_{1 \max} = 2 \pi f N_1 B_{\max} S_{Fe} \quad (2.27)$$

а његова ефективна вредност

$$U_1 = \frac{2 \pi}{\sqrt{2}} f N_1 B_{\max} S_{Fe} \quad (2.28)$$

односно

$$U_1 = 4.44 f N_1 B_{\max} S_{Fe}. \quad (2.29)$$

Претходни израз се једноставно може трансформисати у форму која је погодна за практични задатак одређивања потребног пресека магнетног кола и броја навојака да би се магнетна индукција подесила на циљану вредност:

$$S_{Fe} N_1 = \frac{U_1}{4.44 f B_{\max}} \quad (2.30)$$

Трансформацијом израза (2.29) може се написати и следећа потенцијално корисна релација:

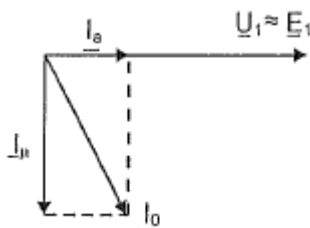
$$\Phi_{\max} = \frac{U_1}{4.44 f N_1}, \quad (2.31)$$

где Φ_{\max} представља максималну вредност магнетног флукса $\Phi_{\max} = B_{\max} S_{Fe}$. Дакле, магнетни флукс, односно његова максимална вредност, сразмеран је прикљученом напону, а обрнуто сразмеран фреквенцији и броју навојака.

Пројектовање трансформатора представља вишекритеријумски оптимизациони проблем, са циљем остварења што мањег утрошка материјала (тимае и што ниже цене), при чему се морају остварити сви задате техничке карактеристика (на пример губици у гвожђу и струја магнећења).

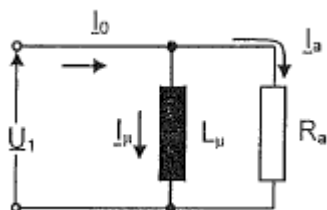
2. 4. Одређивање елемената заменске шеме којима се описује струја која магнети језгро и покрива губитке у магнетном језгру

Од практичног је интереса формирати заменску шему, преко индуктивности и отпора, којом се може описати трансформатор у празном ходу, чији је примарни намотај прикључен на напон. У претходном тексту је објашњено како се одређују активна и реактивна струја празног хода трансформатора и анализирана њихова зависност од радне тачке на кривој магнећења. Радна тачка на магнетној карактеристици се по правилу, из економских разлога, пројектује тако да је у њој однос магнетне индукције и магнетног поља (односа магнетног флукса и струје магнећења) мањи у односу на вредност која се има на линеарном делу криве магнећења. По правилу, вредност напона на примару трансформатора је приближно константна, односно не мења се много у односу на номиналну вредност. У тим случајевима се може приближно сматрати да комплексна вредност струје празног хода \underline{I}_0 , односно обе њене компоненте - реактивне I_μ , којом се врши магнећење магнетног кола, и активне I_a , којом се описују губици у језгру (слика 2.22), приближно константна.



Слика 2.22

Еквивалентна шема која одговара фазорском дијаграму са слике 2.22 је приказана на слици 2.23.



Слика 2.23

Компонента струје магнећења је одређена индуктивношћу магнећења L_μ (елемент у шеми за простопериодичне режиме се може представити и реактансом магнећења $X_\mu = \omega L_\mu$). Активна компонента струје, која одговара губицима у језгру, одређена је активном оторношћу R_a . Подсетимо се да је у празном ходу вредност губитака у намотају примара мала (мала је струја празног хода и мали је отпор примарног намотаја R_l), због чега се у празном ходу може изоставити отпор R_l , односно у шеми користити само грана магнећења, како је то приказано на слици 2.23. Коначно, поновимо да **због нелинеарности магнетног кола вредности L_μ и R_a зависе од напона и учестаности** – у пракси се сматра да су ове вредности константне у околини номиналне радне тачке трансформатора, када су ефективна вредност напона на примару и учестаност близу номиналних вредности.

Типичне вредности струје празног хода (као релативне вредности у односу на номиналну струју) i_0 , као и фактор снаге у празном ходу, приказане су у табели 2.3.

Табела 2.3

Мали једнофазни трансформатори			Трофазни трансформатори		
S_n , VA	i_0 , %	$\cos \varphi_0$	S_n , kVA	i_0 , %	$\cos \varphi_0$
25	22	0,28	10	3	0,35
125	16		100	0,8	
1 000	13	0,35	10 000	0,3	
4 000	8		300 000	0,18	

Литература

[1] https://infoscience.epfl.ch/record/231022/files/EPE2017_MFT_TUTORIAL_v1.pdf?version=1