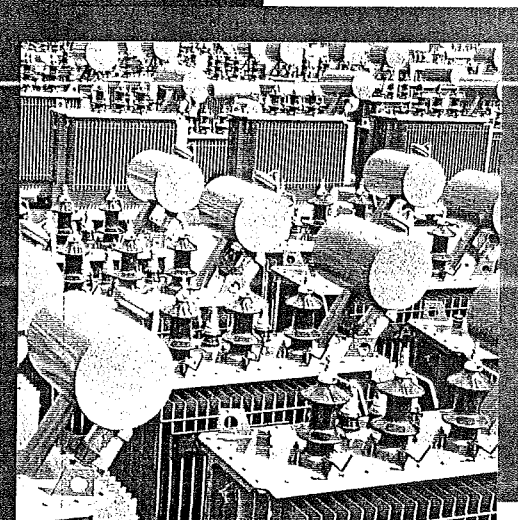


БОРЪЕ КАЛИЋ
РАДОВАН РАДОСАВЉЕВИЋ

ТРАНСФОРМАТОРИ



ТРАНСФОРМАТОРИ

БОРЪЕ КАЛИЋ
РАДОВАН РАДОСАВЉЕВИЋ

К. Б. 36276



9 788617 362766



Др ЂОРЂЕ КАЛИЋ • др РАДОВАН РАДОСАВЉЕВИЋ

ТРАНСФОРМАТОРИ

Др БОРЪЕ КАЛИЋ • др РАДОВАН РАДОСАВЉЕВИЋ

ТРАНСФОРМАТОРИ

Рецензенти
др МИЛОШ ПЕТРОВИЋ
др ДРАГАН ПЕТРОВИЋ

Уредник
ДРАГОЉУБ ВАСИЋ

Одговорни уредник
др ПЕТАР ПИЈАНОВИЋ

Директор и главни уредник
РАДОСЛАВ ПЕТКОВИЋ

ПРЕДГОВОР

Првом издању

Овај уџбеник је намењен студентима треће године профила електроенергетски системи и индустријска енергетика – Електротехничког факултета у Београду. Стога је скоро у потпуном складу са новим, скраћеним програмом који се примењује од школске 1989/1990. године. Упркос строго ограниченој намени, уџбеник може да послужи и практичарима. У ту сврху додато је и последње поглавље о одржавању, превентиви и заштити.

Молим читаоце и кориснике овог уџбеника да ме упозоре на све уочене пропусе и грешке које уоче, што ћу примити са захвалношћу.

1. XII 1990. године

Аутор

Другом издању

У другом издању су исправљене све уочене грешке, текст побољшан и учињен јаснијим а већина слика поново нацртана, тако да ће студентима бити олакшано схватање ове материје.

Примери (нумерички) сада су убачени у текст на одговарајућа места.

Аутори

1. ОСНОВЕ ПРАКСЕ И ТЕОРИЈЕ	
1.1. Шта је трансформатор	9
1.2. Примена трансформатора	10
1.3. Конструкција и класификација трансформатора	11
1.4. Кратак историјски преглед	14
1.5. Принцип рада, основне једначине и главни проблеми	15
1.6. Инжењерски приступ решавања техничких проблема	17
2. ТРАНСФОРМАТОР У ПРАЗНОМ ХОДУ	
2.1. Магнетско коло	20
2.2. Магнетске карактеристике лимова	23
2.3. Празан ход трансформатора	35
2.4. Израчунавање струје празног хода	38
2.5. Нумерички примери и задаци	41
3. ТРАНСФОРМАТОР ПОД ОПТЕРЕЂЕЊЕМ И У КРАТКОМ СПОЈУ	
3.1. Идеални оптерећени трансформатор	44
3.2. Случај синусоидалног напона и свођење импеданси	46
3.3. Реални трансформатор и његове еквивалентне шеме	47
3.4. Огледи кратког споја и празног хода	52
3.5. Израчунавање реактанси распадања	58
3.6. Нумерички примери и задаци	65
4. ГУБИЦИ СНАГЕ, СТЕПЕН ИСКОРИШЋЕЊА И ПРОМЕНА НАПОНА	
4.1. Губици у гвожђу	68
4.2. Губици у бакру	68
4.3. Утицај расутог флукса на повећање активног отпора и губитака у бакру (скин-ефекат и ефекат близине)	70
4.4. Степен искоришћења снаге	79
4.5. Супрапроводни намотаји	83
4.6. Нумерички примери и задаци	86
5. ТОПЛОТНИ ПРОБЛЕМИ	
5.1. Термички проблеми и номинална снага	89
5.1.1. Топлотни извори	89
5.1.2. Ограничавање температуре	91
5.2. Температуре и хлађење у устаљеном стању	94
5.2.1. Пренос топлоте	94
5.2.2. Приближни распоред температурног пораста θ	98
5.2.3. Температура најтоплије тачке	98
5.2.4. Врсте хлађења	101
5.3. Нестационарна стања	102
5.3.1. Упрошћена теорија са једном временском константом	103

5.3.2. Корекције	106
5.4. Димензиона анализа	108
5.5. Нумерички примери и задаци	110
6. ПРЕЛАЗНЕ ПОЈАВЕ	
6.1. Укључење неоптерећеног трансформатора	114
6.2. Ударни кратак спој	120
6.2.1. Механичке силе и њивов прорачун	123
6.2.2. Карактер и дејство сила	128
6.3. Пренапонске појаве	130
6.3.1. Почетна расподела напона	132
6.3.2. Прелазни процес и коначна расподела напона	137
6.3.3. Последице пренапона и заштита од њих	139
6.4. Нумерички примери и задаци	141
7. ТРОФАЗНИ ТРАНСФОРМАТОРИ – ПАРАЛЕЛНИ РАД	
7.1. Трофазни трансформатори	144
7.2. Спрезање трофазних трансформатора	144
7.2.1. Примене појединих спрега	145
7.2.2. Фазни ставови између примарних и секундарних напона и групе спрега	147
7.2.3. Особине појединих спрега	151
7.3. Паралелни рад	153
7.3.1. Разлике у односу трансформације	155
7.4. Нумерички примери и задаци	158
8. УПУТ У ПРОРАЧУН	
8.1. Одређивање основних димензија	161
8.2. Одређивање карактеристичних величина	163
8.3. Термички прорачун трансформатора	164
8.4. Израчунавање укупне масе	165
8.5. Степен искоришћења снаге и промена напона	165
9. НЕСИМЕТРИЧНИ РАД ТРОФАЗНИХ ТРАНСФОРМАТОРА	
9.1. Еквивалентне шеме за несиметричне појаве	167
9.2. Несиметрични режими без струја нултог система	171
9.2.1. Трофазни кратак спој за спрегу Yy	173
9.2.2. Двофазни кратак спој за спрегу Yy	174
9.2.3. Једнофазни (двополни) кратак спој за спрегу Yd	174
9.2.4. Двофазни (двополни) кратак спој за спрегу Dy	176
9.3. Несиметрични режими уз постојање нултих компонената секундарних струја	177
9.3.1. Спрега Dyn	177
9.3.2. Спрега Yyn	181
9.4. Нумерички примери и задаци	185
10. СПЕЦИЈАЛНИ ТРАНСФОРМАТОРИ	
10.1. Претварачи броја фаза	188
10.2. Тронапогајни трансформатори	191
10.3. Аутотрансформатори	194
10.4. Трансформатори за статичке енергетске претвараче	197
10.5. Трансформатори са изводиима	200
10.5.1. Област примене	200
10.5.2. Мерење извода у безнапонском стању и под оптерећењем	200

10.5.3. Техника мерења извода под оптерећењем	200
10.5.4. Електрични и геометријски положај навојака за подешавање („регулацију“) напона	201
10.5.5. Промена реактансе расипања	202
10.5.6. Аутоматски бирачи извода	202
10.5.7. Опсег регулације	203
10.6. Допунски трансформатори	203
10.7. Мерни трансформатори	203
10.7.1. Напонски трансформатори	203
10.7.2. Струјни трансформатори	204
10.8. Трансформатори за широки опсег фреквенција	204
10.9. Суви трансформатори	207
10.10. Нумерички примери и задаци	208
11. ПРИГУШНИЦЕ	
11.1. Области примене	212
11.2. Конструкциони облици	213
11.3. Прорачун пригушница	215
11.4. Заситљиве пригушнице	218
12. ПРЕВЕНТИВА, ОДРЖАВАЊЕ И ЗАШТИТА	
12.1. Контрола и превентива	224
12.2. Радови на одржавању	226
12.3. Детекција и сигнализација кварова	227
12.4. Заштита помоћу искључења трансформатора	229
12.5. Заштита без искључења трансформатора	229
13. ЛИТЕРАТУРА	
	230

1. ОСНОВЕ ПРАКСЕ И ТЕОРИЈЕ

1.1. ШТА ЈЕ ТРАНСФОРМАТОР

Пре него што се одговори на ово питање, корисно је подсетити се улоге трансформатора у развоју данашњег електроенергетског система, позивајући се на основна знања из елементарне техничке културе. – За економичан и поуздан, дакле, технички оправдан пренос енергије на даљину, неопходан је *високи напон* – утолико виши, уколико су даљине преноса и пренете снаге значајније. Данас су стандардни напони 110, 220 и 400 kV. С друге стране, производња енергије у синхроним генераторима технички је најефикаснија кад је напон реда (10 ... 20) kV. А употреба електричне енергије, из више разлога, мора да се обавља на *ниском напону* (100–500 V); због безбедности особља, проблема изолованости итд. Наравно, примењују се врло различити напони. Ове проблеме разних напона и међусобне изолованости кола која се налазе на различитим напонским нивоима решава примена трансформатора – наизменичних напона и струја; они су веома економични, немају покретних делова – једино што запремају простор и помало зује. Може се рећи да су трансформатори главни разлог зашто се крајем прошлог века напустио систем једносмерне струје у корист наизменичног трофазног система.

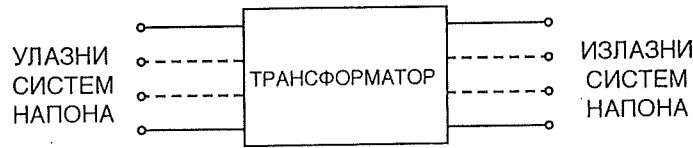
На овом месту корисно је цитирати дефиницију трансформатора Међународне електротехничке комисије (IEC Публикација 76), коју су преузели и наши прописи.

„ТРАНСФОРМАТОР је статички апарат који, помоћу електромагнетске индукције, претвара један систем наизменичних струја у један или више система наизменичних струја исте фреквенције и обично различитих вредности напона и струја.“

На постављено питање шта је трансформатор може се одговорити са гледишта *корисника*, а то значи објаснити какве су му *својне карактеристике*, и са гледишта *конструктора*, што се своди на објашњавање његових *унутрашњих облика*. Електроенергетичари треба да се позабаве са оба ова аспекта.

Корисник може да посматра трансформатор као „црну кутију“ са два краја или више крајева на улазу и два краја или више крајева на излазу (сл.1.1). Улазни крајеви се везују за извор наизменичног напона једног нивоа, а на излазне крајеве се прикључује потрошач који добија напон исте фреквенције али, другог нивоа, при чему су улазно или *примарно* коло и излазно или *секундарно* коло најчешће међусобно изоло-

вани. Према томе, корисник тражи од трансформатора да му величину напона прилагоди његовим потребама, уз додатне захтеве: 1) да поузданост буде што је могуће већа, тј. да се напајање потрошача не прекида осим изузетно (рецимо услед преоптерећења које би могло да изазове претерано и опасно загревање трансформатора или услед пробоја изолације као последице атмосферског пражњења или дотрајалости); и 2) да текући трошкови или трошкови експлоатације буду што је могуће мањи, при чему се првенствено мисли на губитке енергије и цену одржавања.



Слика 1.1. – Општа блок-шема трансформатора

1.2. ПРИМЕНА

Вероватно да нема области електротехнике у којој трансформатори нису заступљени. У електроенергетским системима служе за спрезање генератора, мрежа, водова, потрошачких подручја и осталог. У електромоторним погонима, електричној вучи, електролизи и електротермији има много примера различитих примена трансформатора. Скоро свуда се појављује исправљачки трансформатор. Још је бројнија примена трансформатора у аутомобилима, радиотехници, телекомуникацијама и уопште на подручју електронике; најчешће се примењују у колима за напајање, прилагођење импеданси, пренос импулса итд.

Из овог кратког прегледа може се закључити да су трансформатори многобројни (у електроенергетским системима има их на десетине хиљада) и да је опсег снага огroman (снага се креће од делова mW до хиљаду MVA). Већи трансформатори се израђују као трофазне јединице.

Трансформатори се у енергетици примењују:

- за пренос електричне енергије – за ниске (до 1 kV), средње (до 35 kV), високе (до 220 kV) и највише напоне (> 220 kV);
- у дистрибутивним мрежама, 0,4 до 110 kV.

Трансформатори могу бити:

- регулациони – којима се излазни напон мења према потреби;
- исправљачки – који на излазу имају везан диодни или тиристорски исправљач;

- трансформатори за електричне пећи (лучне, отпорне, индукционе...);
- испитни, за високе напоне, за врло јаке струје;
- мерни (струјни и напонски „редуктори“).

Као илустрација броја трансформаторских станица и њихових инсталисаних снага дају се подаци из 1987/88. год. за Југославију и то за електропривреду (таб. 1.1) и за дистрибутивне организације (таб. 1.2).

Табела 1.1. – Трансформаторске станице електропривреде – 1988.г.

Примарни напон kV	400	220	110	Укупно
Број станица	32	42	543	617
Инсталисана снага, MVA	18 950	14 560	30 374	63 884

Табела 1.2. – Трансформаторске станице дистрибутивних организација – 1987.г.

Примарни/секундарни напон, kV/kV	110 / x	35 / x	x / 0,4	Укупно
Број станица	289	1 380	75 359	77 028
Инсталисана снага, MVA	14 517	12 482	22 162	49 161

Једна трансформаторска станица садржи од 1 до 4 трансформатора (у највећем броју случајева 2). Укупна инсталисана снага електрана у бившој Југославији била је 20 794 MW.

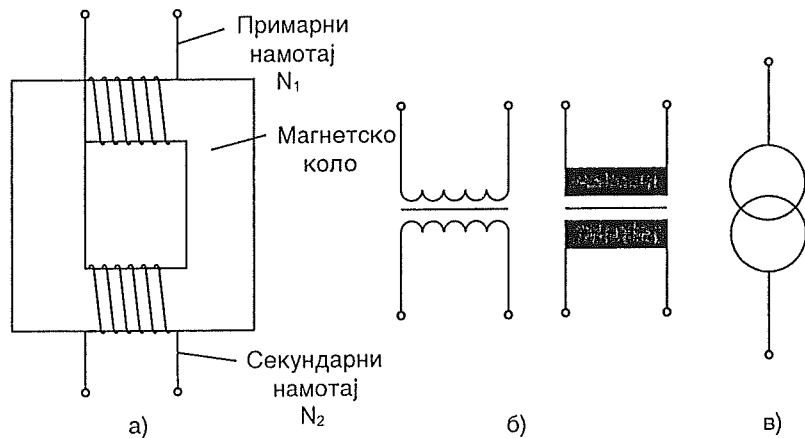
Може се закључити да је у електроенергетском систему тадашње Југославије било близу 200 000 трансформатора, са укупном инсталисаном снагом која премашује снагу електрана око пет и по пута.

1.3. КОНСТРУКЦИЈА И КЛАСИФИКАЦИЈА ТРАНСФОРМАТОРА

Конструктор трансформатора мора да добро познаје унутрашњост трансформатора – „дрне кутије“ (сл. 1.1), што за корисника није много важно.

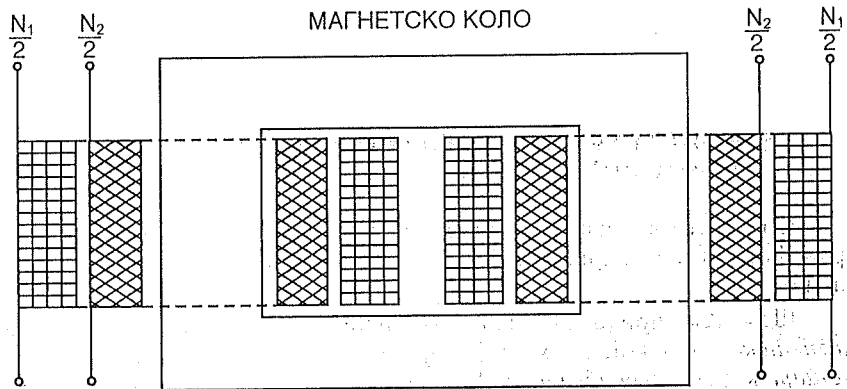
Шематски приказано, најједноставнији трансформатор има једно магнетско коло, које обухватају најчешће два електрично одвојена навојаја, који се зову примар са N_1 навојака и секундар са N_2 навојака. На сл. 1.2а дат је врло uproшћено изглед, а на сл. 1.2б и в разне врсте шема.

Магнетско коло начињено је од гвоздених, специјално легираних лимова зато што гвожђе има велику магнетну пермеабилност μ , а смањење губитака енергије у гвожђу постиже се ламелираном конструкцијом, тј. применом танких лимова уместо масивног магнетског кола.



Слика 1.2. – (а) Ујрошћен изглед трансформатора; (б) уобичајене шеме; (в) једнофазна шема

Намотаји су смештени просторно један што ближе другом, због боље магнетске спреге али су и довољно размакнути ради боље електричне изолованости. Обично, се мотају један преко другог (цилиндрични или цевасте намотаји) или су делови намотаја наизменично поређани, а то су *секције*. Практично се никад не прави распоред намотаја који се види на сл. 1.2а, већ се по једна половина примара и секундара поставља једна преко друге, како је то шематски приказано на сл. 1.3.



Слика 1.3. – Реални распоред намотаја (пресек)

Познато је да је принцип рада трансформатора индуковање електромоторне силе (e_{ms}) у секундару ако на примару постоји наиз-

менични напон. Пошто индуковани напон у сваком навојку (бројно једнак електромоторној сили) износи:

$$e_1 = \frac{d\phi}{dt},$$

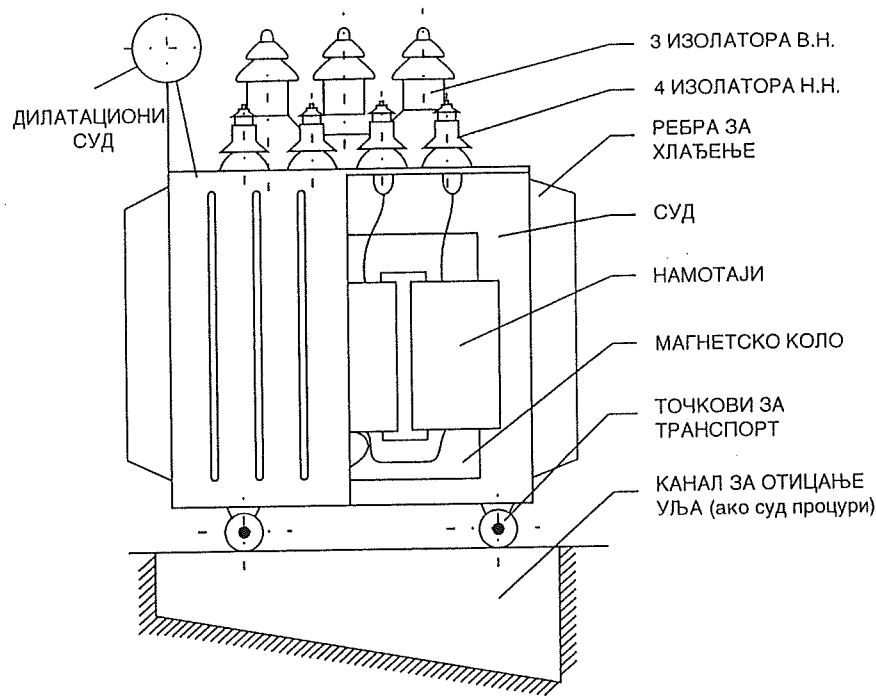
где је: ϕ – магнетски флуks кроз посматрани навојак; t – време, очигледно је да за добијање већих напона треба везивати навојке на ред, тако да се добије обухваћени флуks $\psi = N\phi$ и индуковани напон $e = Ne_1$; а магнетски флуks треба да буде што јачи и што више концентрисан, тј. да се што је могуће већи део флуksа који створи примар обухвати са навојцима секундара. Зато се и употребљавају феромагнетски лимови, са што већом пермеабилношћу; како линије магнетског флуksа иду путем најмањег отпора, само мали део њих мимоилази секундарни намотај пролазећи околу кроз ваздух.

Као при свакој трансформацији енергије (овде се енергија претвара из електричне у електричну друкчијег напона), појављују се губици енергије, и то у виду топлоте. Поред негативног економског ефекта, повишава се температура, што може да буде опасно. Зато се предузимају мере да се хлађење трансформатора побољша. С обзиром на *начине хлађења*, енергетски трансформатори се деле на *суве* или *ваздушне* и *уљне*. Први најчешће немају никаква нарочита средства или направе за побољшање хлађења; изузетно им се може додати вентилатот за принудну циркулацију ваздуха. Ти трансформатори се монтирају директно у орман са другом опремом, или се стављају у сопствени жичани или лимени оклоп, ради заштите од случајног додира са деловима под напоном. Друга врста, углавном већих номиналних снага, користи *уље* за две функције: а) као *размењивач топлоте*, са ефикаснијим њеним преносом до околне средине, и б) као *изолационо средство*, с обзиром на добре диелектричне особине уља, тако да се ретко може видети снажни високонапонски трансформатор без уља. Практично сви трансформатори снаге веће од 10 MVA су уљни трансформатори.

Имајући у виду све што је речено, може се дати скица изгледа једног типичног трофазног трансформатора високог напона који се хлади природном циркулацијом уља (сл. 1.4).

Према броју и начину спрезања *намотаја*, трансформатори се могу поделити на:

- једнофазне (по један намотај примара и секундара);
- трофазне (по три намотаја примара и секундара спрегнута у звезду или троугао);
- шестофазне;
- трофазно-двофазне;



Слика 1.4. – Типичан трофазни трансформатор

– тронамотајне – најчешће са два трофазна намотаја примара и једним трофазним намотајем секундара или са једним трофазним намотајем примара и два трофазна намотаја секундара;

– аутотрансформаторе (намотаји са изводом).

Једна делимична класификација трансформатора по примени дата је на крају одељка 1.2.

1.4. КРАТАК ИСТОРИЈСКИ ПРЕГЛЕД

- 1835 Фарадеј (*Michael Faraday*) открио појаву електромагнетске индукције.
- 1862 Примена *индуктора* са наизменичним напоном (Морис, Јаблочков).
- 1885 Први индустријски трансформатор као део дистрибутивног система патентирала фирма *GANZ* у Будимпешти (*Miksa Dery, Otto Blathy, Karoly Zipernovskiy*). Била су то два базна облика језгра од гвоздене жице.

- 1890 Вишефазни системи ушли у употребу (*Никола Тесла*). Први трофазни трансформатор (фирма *ASEA*, Шведска).
- 1900 Смањени губици у гвожђу додавањем силицијума.
- 1925 Побољшано хлађење принудном циркулацијом уља и ваздуха.
- 1934 Почела примена хладноваљаног лима са оријентисаним гранулатом: максимална магнетска индукција повећана за 20–25%.
- 1952 Први трансформатор за напон 400 kV.
- 1970 Први трансформатор снаге 1 000 MVA.
- 1985 Код сувих трансформатора пређена граница од 10 MVA по јединици. Примена магнетних лимова са супероријентисаном структуром и површина са ласерском обрадом ради смањења губитака.
- 1991 Реализован супрапроводни трансформатор снаге 100 kVA.
- 1991 > Квалитативни скокови у технологији израде лимова и изолације.

1.5. ПРИНЦИП РАДА, ОСНОВНЕ ЈЕДНАЧИНЕ И ГЛАВНИ ПРОБЛЕМИ

Принцип рада трансформатора је електромагнетска индукција. Када се, на примар, прикључи наизменични напон, кроз њега ће протећи струја; она ствара променљиво – наизменично магнетско поље које са своје стране *индукује* у сваком навојку *емс*, односно напон. При томе, треба разликовати два случаја: на крајеве секундара *није* прикључена никаква импеданса; тада се каже да је трансформатор у *празном ходу* – нема секундарне струје, а струја у примару је релативно мала и скоро сасвим *реактивна*; на секундар је прикључена импеданса – трансформатор је *ооптерећен* и у секундару постоји струја, а у примару ће се појавити приметно јача струја него у празном ходу.

Да бисмо објаснили суштину те појаве, и добили извесне једноставне односе који нас у први мах могу задовољити, довољно је да се, осим Фарадејевог закона индукције примени још само Закон о одржању енергије. Овај последњи даје за *идеални* монофазни трансформатор:

$$u_1 i_1 = u_2 i_2 \quad (1.1)$$

где су: *u* и *i* – тренутне вредности напона и струја примара (индекс 1) и секундара (индекс 2). Наведена једнакост важи ако нема ни акумулације ни губитака енергије у посматраном временском интервалу.

Под идеалним трансформатором подразумева се онај који ради без губитака снаге; додамо ли му још једну особину – да се магнетски флуks

који производи примар у *војној* обухвати и са навојцима секундарра, другим речима да *нема расипања* магнетског флукса – онда ће за таква идеални трансформатор важити следеће чињенице:

1) Флукс који се обухвата са сваким навојком примара и секундарра исти је, и нека износи Φ .

2) Ако је Φ исто, онда је и $d\Phi/dt$ исто.

3) За индуковане *емс*, односно напоне важи:

– за примар: $u_1 = N_1 d\Phi/dt$;

– за секундар: $u_2 = N_2 d\Phi/dt$.

(не водећи засад рачуна о међусобним смеровима).

Из ове две једноставне једначине добија се:

$$\frac{u_1}{u_2} = \frac{N_1}{N_2}. \quad (1.2)$$

Однос напона примара и секундарра једнак је односу броја навојака примара и секундарра. То је тзв. *Закон напонске равнотеже*.

Из једначине (1.1) се добија, узимајући у обзир (1.2):

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{N_1}{N_2}. \quad (1.3)$$

Однос струја примара и секундарра реципрочан је односу броја навојака примара и секундарра. Ово је *Закон о равнотежи струја*. Ако се једначина (1.3) напише у облику:

$$N_1 i_1 = N_2 i_2,$$

види се да она у ствари изражава једнакост магнетопобудних сила (или ампернавојака) примара и секундарра. Доцније ће се видети физички смисао ове једнакости. Засад ће се само напоменути да при $i_2 = 0$, тј. у празном ходу, струја i_1 није нула код реалног трансформатора, због коначне вредности магнетске пермеабилности и због губитака енергије у гвожђу.

Може се закључити да у празном ходу постоји само равнотежа напона, а да се при оптерећењу њој придружује и равнотежа струја.

Ово су најбитније одлике трансформатора. Он је и по конструкцији и по основним физичким законима релативно *проси* уређај. Међутим, код реалног трансформатора постоји читав низ проблема, од којих су неки врло сложени. Њих треба да реше или корисници или конструктори трансформатора, а понекад је потребна њихова тесна сарадња. Најважни од тих проблема су следећи:

Губици енергије. – Иако је степен искоришћења енергије врло велики (99,5% код највећих трансформатора), ово питање је значајно за електропривреду, јер је *број* трансформатора врло велики. Осим тога, губитак од 0,5% представља врло значајну топлотну енергију ако трансформатор има снагу реда 1 000 MVA. Због тога се за магнетско коло употребљава што *квалитивнији* лим одређено хемијског састава и оптималне дебљине, а *пресек бакарних* проводника узима се што већи – до границе одређене економичношћу инвестиција или неким другим фактором техничке природе.

Величина трансформатора. – Лако се може показати да степен искоришћења расте са већим димензијама трансформатора, па је тенденција ка градњи што већих јединица разумљива. Међутим, код већих трансформатора потребно је побољшати хлађење због температурних ограничења, тако да због улагања у пумпе и вентилаторе и ту дакле постоји економска граница.

Расипање магнетског флукса. – Никад се не може постићи да се сав флукс примара обухвати са свим навојцима секундарра, што има реперкусије на *пад напона*, *дојунске губишке* у бакру, *механичке силе* на намотаје, *загревање делова конструиције* и др.

Нелинеарност магнетског кола. – Између осталог, она изазива *изобличење* струје празног хода и *јак струјни удар* при укључењу.

Пораст температуре. – То је најважнији, практично и једини фактор који *ограничава* *оптерећење* трансформатора, односно одређује његову номиналну снагу.

Несиметрична оптерећења и поремећаји. – Код трофазних трансформатора овакве појаве могу изазвати разне проблеме.

Прелазне појаве. – Оне настају како у редовном погону, при укључивању и искључивању, тако и у ванредним стањима – као што су атмосферска пражњења, кратки спојеви и др.

Зујање и бука. – Данас је актуелна заштита од „звучног загађења“ које ствара трансформатор, као и многи други електроенергетски уређаји.

Сви ови аспекти, изузев последњег, биће детаљно разматрани у даљем тексту.

1.6. ИНЖЕЊЕРСКИ ПРИСТУП РЕШАВАЊА ТЕХНИЧКИХ ПРОБЛЕМА

Строга анализа која би узимала у обзир све факторе и утицаје често је врло сложена и тешка, а понекад и не омогућава да се дође до решења. Зато је неопходно да се технички проблеми решавају на инжењерски начин, који се своди на занемаривање извесних величина или одређених периода времена. При томе треба строго пазити да се не занемари нека битна величина која може да има суштински значај у по-

сматраном проблему. У даљем излагању видеће се да се трансформатор може представити на разне начине, понекад врло упрошћено, тј. са великим занемаривањима, али која немају већи утицај на проблем који се анализира. Која ће се све занемаривања усвојити, тј. каква *еквивалентна шема* узети, зависи од типа проблема који се решава. Тако се узима:

– *идеални трансформатор* (сл. 1.5), дефинисан онако како је то раније учињено, за брзи прорачун напона и струја, кад није потребна велика тачност;

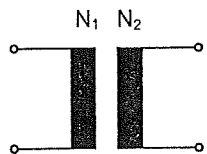
– трансформатор као *редна реактанса* (сл. 1.6) за прорачуне енергетских мрежа, када се ради о великим и највећим трансформаторима, специјално за прорачун *струја крајког споја*;

– трансформатор као *редна импеданса* (сл. 1.7) за израчунавање *пада напона* под оптерећењем;

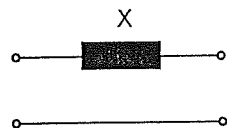
– *трансформатор као паралелна импеданса* (сл. 1.8) за израчунавање *струје магнећења*, губитака у *жвожђу* и уопште испитивању прилика у празном ходу;

– трансформатор као *низ редних и паралелних кондензатора* (сл.1.9) за проучавање расподеле напона у брзим *пренапонским појавама*;

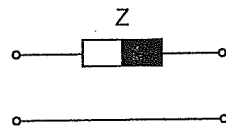
– трансформатор као *мрежа термичких отпорности* за проучавање *усталених шоклопних стања*; ова мрежа се допуњава *кондензаторима* којима се представљају термички капацитети када се анализирају прелазне топлотне појаве (сл. 1.10).



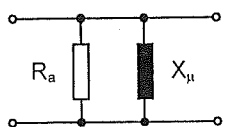
Слика 1.5



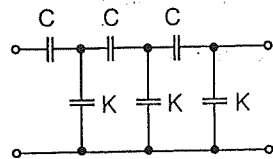
Слика 1.6



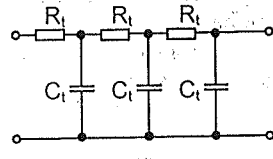
Слика 1.7



Слика 1.8



Слика 1.9



Слика 1.10

Оваква упрошћења се већ дуго користе и у теорији и у практичним прорачунима. Најбољи увид у физику појава и у оправданост занемаривања за сваки конкретни случај може се стећи ако се почне од простијих шема, које се после поступно допуњују до постизања довољне тачности израчунавања. При томе се морају узимати у обзир и неки важни практични подаци, о особинама материјала, као и о уобичајеним савременим

конструкцијама. Вредност сваке упрошћене теорије мора да буде верификована у пракси, иначе она нема смисла.

Зато ће следеће излагање да буде подељено у појединачне области, и сваки одређени проблем биће посебно третиран, везујући се за претходно објашњено градиво у врло малој мери.

Инжењери морају увек имати у виду све претпоставке везане за неку теорију, односно еквивалентну шему, како се не би десило да се та шема примењује када нека од тих претпоставки не важи.

2. ТРАНСФОРМАТОР У ПРАЗНОМ ХОДУ

2.1. МАГНЕТСКО КОЛО

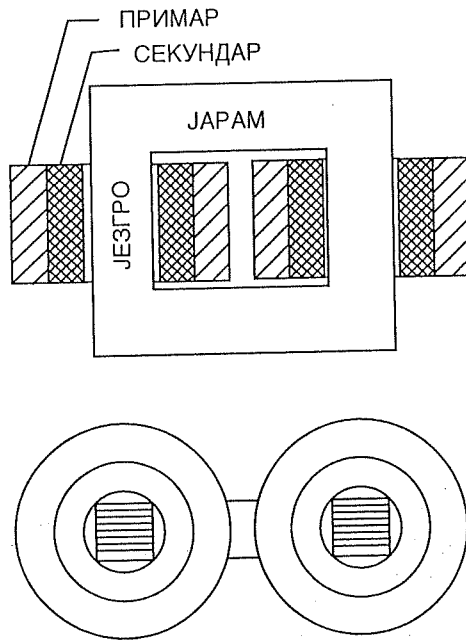
Празан ход трансформатора означава такво стање када на његове секундарне крајеве није ништа прикључено, тј. нема струје у секундарном намотају. Са примарне стране посматрано, тада је трансформатор обична пригушница – самоиндуктивност са гвозденим језгром. Пошто су феромагнетске особине језгра променљиве (пермеабилност μ_{Fe} није ни константна ни једнозначна), проучавању празног хода трансформатора посвећује се посебна пажња.

Тежи се да μ_{Fe} буде што веће, а губици енергије у гвозђу што мањи. Тако се сваки магнетни материјал цени на основу две особине: *карактеристичке магнећења* и *специфичних губитака*, изражених у W/kg, при одређеној вредности магнетне индукције, нпр. 1,5 T, и одређеној фреквенцији, нпр. 50 Hz.

Најпре ће се проучити облици и најважнији конструкциони детаљи магнетског кола, а узред ће се изложити и основни типови намотаја.

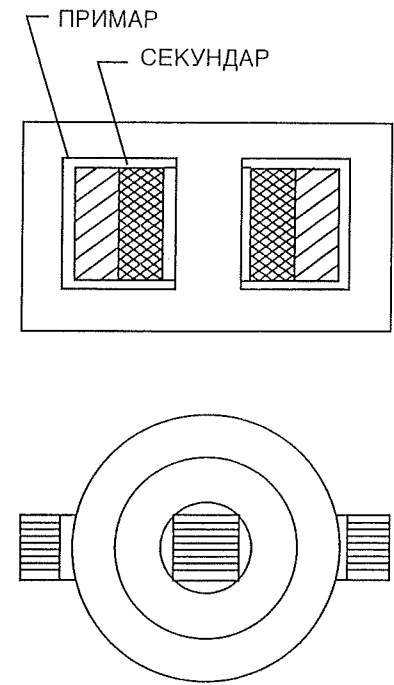
Постоје два основна типа магнетског кола: 1) са *језгрима* (сл. 2.1) и 2) у облику *оклоја* (сл. 2.2). Принцип је да се у првом случају намотаји деле у два дела, а у другом се магнетски флуks дели на два дела. Ово важи за једнофазни трансформатор; код трофазних то није тако јасно изражено, јер код оба типа долази до дељења флуksа – тип са језгрима дат је на сл. 2.3, а оклопљени на сл. 2.4.

Слика 2.1

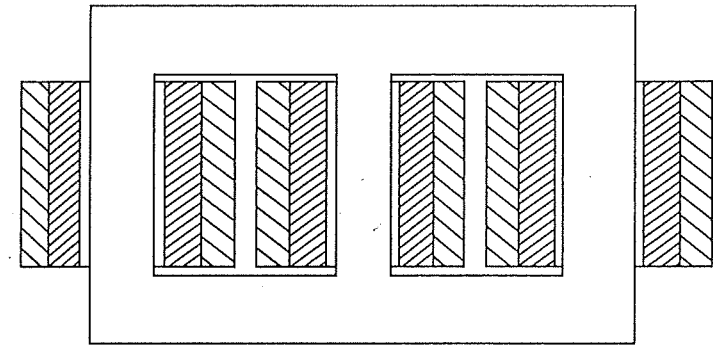


Засад ће се трофазни трансформатори оставити по страни; треба само знати да је тип са језгрима (сл. 2.3) готово искључиво у употреби ако постоји бар приближна симетрија трофазних напона, што је у стварности скоро увек случај; у специјалним приликама мора се обезбедити *повраћени флуks* за флуks и тада се употребљава магнетско коло са 5 језгара (сл. 2.5). Једна од варијаната потпуно симетричног трофазног магнетског кола приказана је на сл. 2.6. Под условима симетричних флуksова, у средњем (осном) језгру флуks је увек нула те то језгро нема функцију и сме се уклонити.

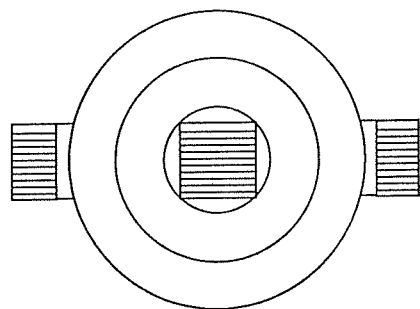
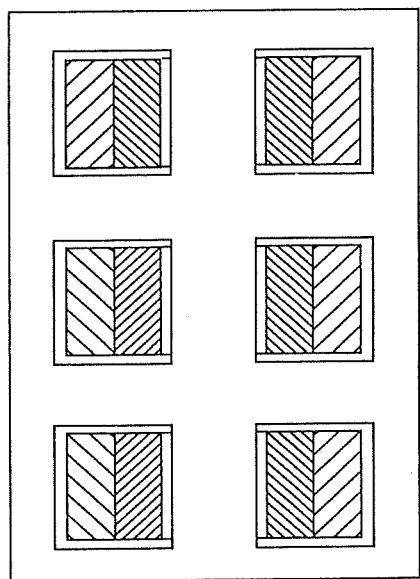
Ако се погледају намотаји приказани на сл. 2.1 до 2.4, види се да су *цилиндрични* и да сваки фазни намотај чини једну компактну целину. Зато је други назив за њих *целни* а трећи *концентрични*. Ови намотаји се изводе мотањем по целој висини навојног простора. Могу бити *једнослојни*, *двослојни* и *вишеслојни* (сл. 2.7а, б, в).



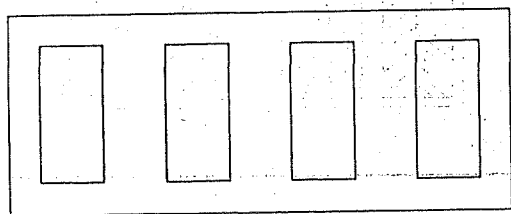
Слика 2.2



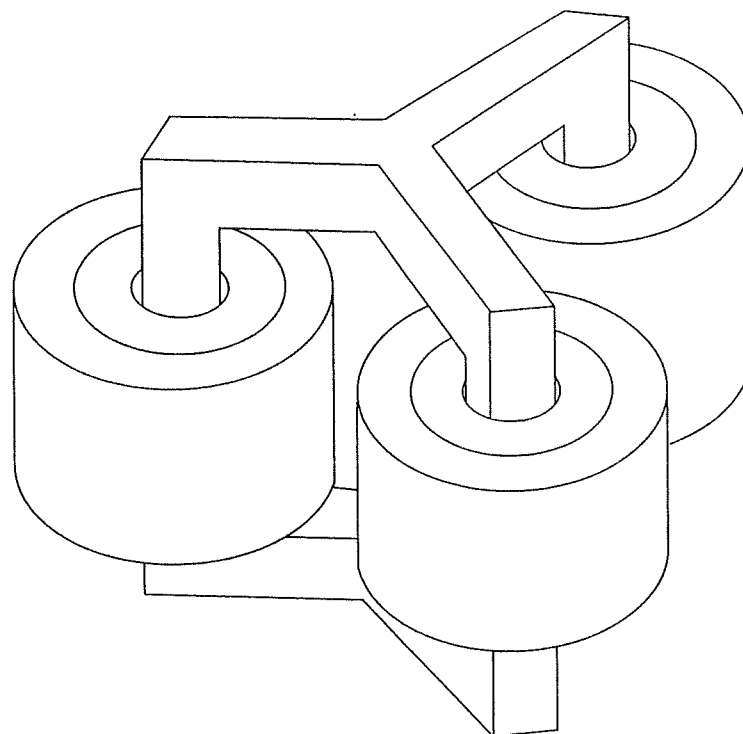
Слика 2.3



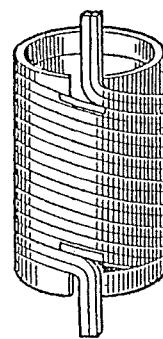
Слика 2.4



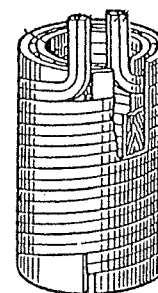
Слика 2.5



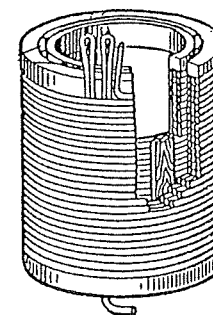
Слика 2.6



(а) једнослојни



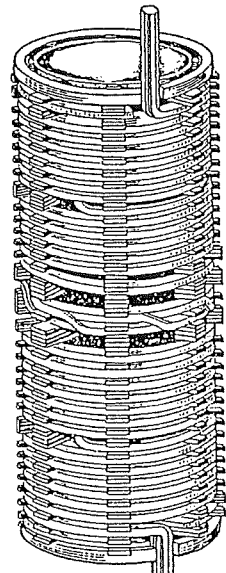
(б) двојслојни



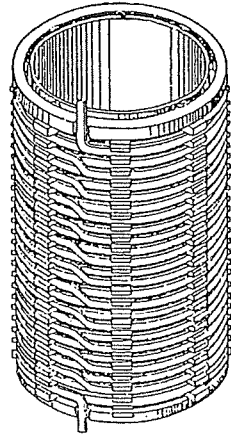
(в) вишеслојни

Слика 2.7. – Цилиндрични намотаји

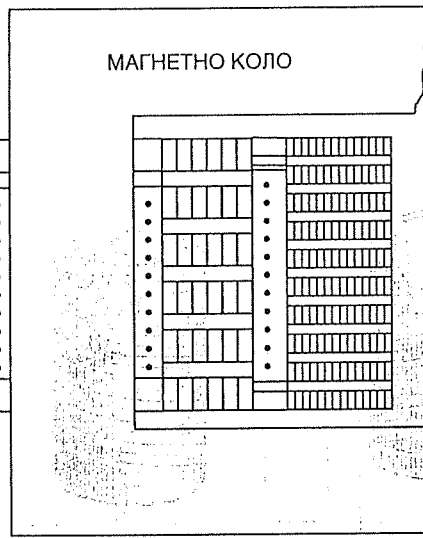
Друга врста намотаја су они са мотањем у облику *дискова* – *колуџи*ова. Могу се повезивати на различите начине, па формирају *колуџине* или *прсејенасије* намотаје (сл. 2.8) у виду *спиралног* или *рушеног* намотаја.



а) СПИРАЛНИ



б) РУШЕНИ



в) ПРЕСЕК

Слика 2.8. – Колуџини намотаји

Трећа врста намотаја су *наизменични колуџини* или *наизменични прсејенасији*, где се делови примара и секундара – *секције* – ређају наизменично (сл. 2.9). На тој слици NN означава нисконапонску, а VN високонапонску секцију.

Да струја магнетезања или побуде не би била претерано велика, циљ је да магнетски отпор читавог магнетског кола буде што мањи. Знајући да је израз за магнетску отпорност:

$$R = \frac{l}{\mu S},$$

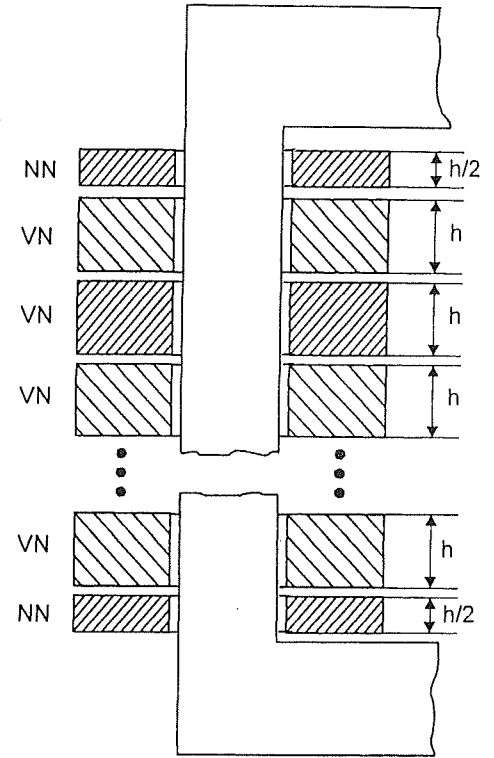
као и да код трансформатора постоји део путање кроз гвожђе (индекс Fe) и део кроз ваздушне процепе, односно саставке и преклопке (индекс 0), при чему су оба ова дела везана на ред, имаће се за цело магнетско коло:

$$R = \frac{l}{\mu_{Fe} S_{Fe}} + \frac{l_0}{\mu_0 S_0}.$$

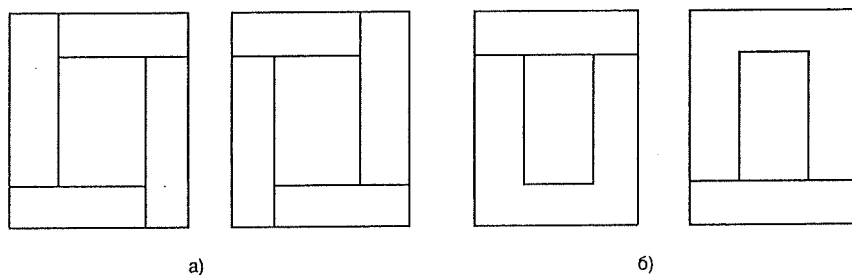
Тежи се, дакле, узимању што квалитетнијег лима (μ_{Fe} што веће) и усвајању такве конструкције и реализације магнетског кола које је што мање и што краћих ваздушних процепа (l_0 што мање).

Да би губици били што мањи, лимови треба и у том погледу да буду што квалитетнији. Ради смањења губитака снаге услед вихорних струја лимови треба да буду што тањи (стандард је 0,30 и 0,35 mm; за високе фреквенције и врло строге захтеве иде се и до 0,10 mm). Разлози за ово биће теоријски образложени.

Лимови се слажу на разне начине, увек се руководећи напред изложеним принципима. Често се слажу наизменично, тако да се саставци, односно процепи јављају час на једном, час на другом крају (сл. 2.10 а и б).

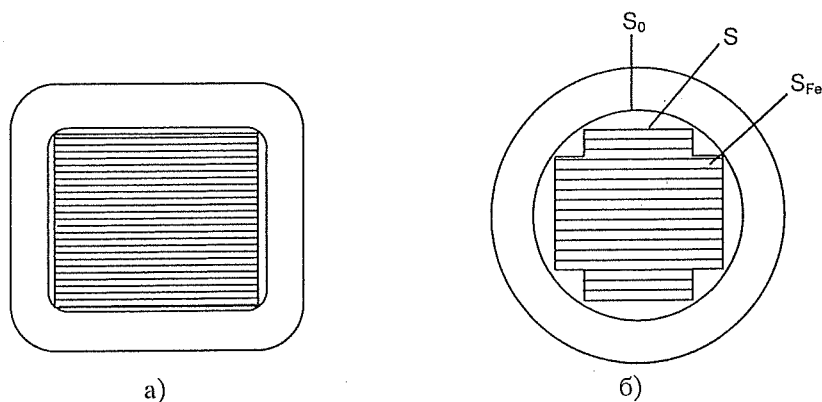


Слика 2.9



Слика 2.10

Пресек магнетског кола правоугаон је само за сасвим мале трансформаторе (сл. 2.11а). Ако се води рачуна о испуни простора за намотаје, то није практично, пошто се бакарна жица на може савијати под тако оштрим углом, без заобљења. Зато се за мале, средње и велике трансформаторе праве намотаји кружног, тј. цилиндричног облика а магнетско коло се прилагођава том кругу, узимајући две или више различитих ширина лимова (сл. 2.11б).



Слика 2.11

Са три, четири или још више различитих ширина лимова (вишеструки крстасти пресек) може се постићи знатно боље искоришћење простора или, како се друкчије каже, *боља испуна*. Највећи трансформатори имају језгра са крстастим пресеком степена сложености од неколико десетина.

Овде се неће објашњавати детаљи о причвршћивању и стезању лимова и намотаја.

Материјал лимова је челик легиран са силицијумом, који побољшава магнетске особине челика, како у погледу губитака, тако и магнетског отпора. Обично је то *хладно ваљани* материјал (3% Si) са *оријентисаном кристалном структуром* (колена на карактеристици магнећења од приближно 1,7 Т). При конструисању и при изради треба пазити да се лимови поставе тако да линије магнетског флукса иду у *правцу ваљања* (овакав лим је пример анизотропног материјала). Раније се искључиво употребљавао, а и данас понекад, *топло ваљани лим* (са 4% Si), који има приметно веће губитке и мању индукцију засићења (колена на карактеристици магнећења од $\approx 1,4$ Т).

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

Да би се постигла изолација између 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. Раније се међу лимове стављала, а и данас се то понекад чини, танка хартија.

У најновије време Јапанци су унапредили технолошки поступак и постигли *комплетнију оријентацију* а применом стакластог филма за изолацију лимова и друкчијом термичком обрадом смањили губитке; за тај материјал се каже да је *супероријентисан*, а трговачки му је назив *HI-B (high B)*. Помоћу ласерске обраде површине губици се смањују.

На пресеку језгра разликују се три значајне величине:

S_0 – површина круга описаног око језгра пречника R ;

S – површина пресека језгра;

S_{Fe} – површина пресека чистог гвожђа језгра.

Површина $S_{Fe} < S$ због изолације између лимова. Коefицијент испуне гвожђа дат је изразом:

$$K_{Fe} = S_{Fe} / S,$$

а коefицијент испуне круга:

$$\alpha_{Fe} = S_{Fe} / S_0.$$

Историјски посматрано, губици су опадали како је приказано у табели 2.1.

Табела 2.1

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

У табели 2.2 дате су вредности дебљина, сачинилаца испуне гвожђа и јединичних губитака за 50 Hz за данас најпримењиваније лимове.

Табела 2.2

Материјал	Тип	d [mm]	K_{Fe}	W/kg при $B_m = 1,5 \text{ T}$	W/kg при $B_m = 1,7 \text{ T}$
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 $K_{Fe} = 0,9$.

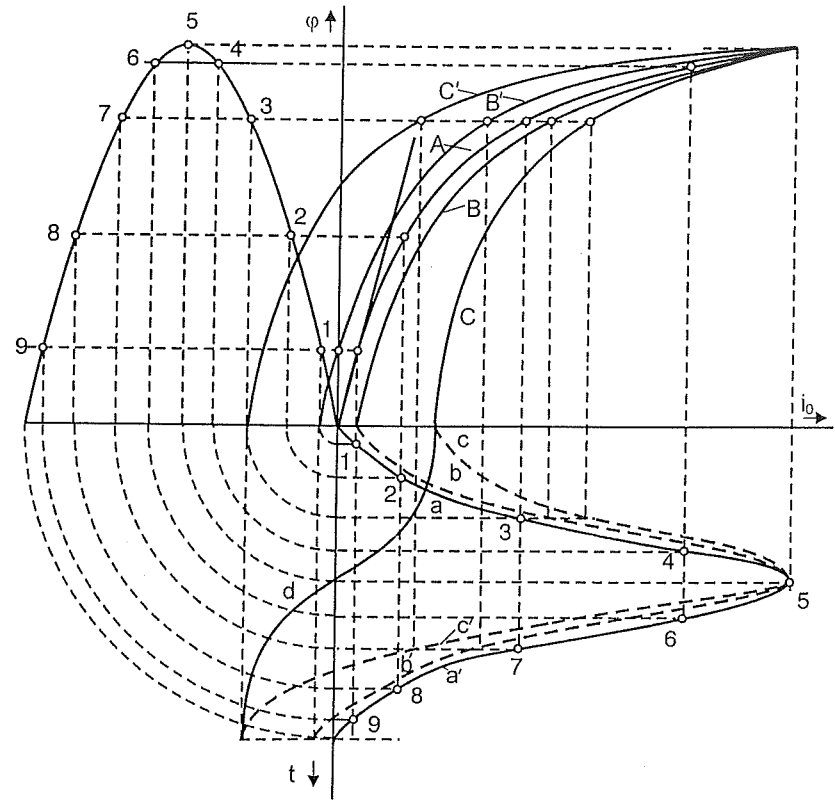
2.2. МАГНЕТСКЕ КАРАКТЕРИСТИКЕ ЛИМОВА

Лимови се карактеришу губицима енергије и кривом магнећења, тј. магнетском индукцијом у функцији магнетског поља или магнетопобудне силе или струје магнећења.

Губици настају из два разлога – услед хистерезиса и услед вихорних струја. Посматраће се најпре идеални лим – без губитака енергије. Однос $B = f(H)$ није линеаран и стога ни однос $\phi = f(i)$ није линеаран. Линеарни односи би важили кад би магнетско коло било искључиво од ваздуха; тада су за случај да је напон косинусна функција времена струја магнећења и флукс који ствара та струја су чисте синусоиде (занемарена је, наравно, активна отпорност намотаја). Ако постоји гвожђе, за синусоидални флукс, струја магнећења ће јако одступати од синусоидалног облика, и то тим више што је засићење, тј. закривљење карактеристике магнећења јаче.

На сл. 2.12 приказано је како се конструише крива магнећења (или идеалног празног хода) трансформатора са гвозденим језгром. Најпре је узета зависност $\phi = f(i_0)$ без хистерезиса (крива А која је једнозначна и иде по средини хистерезисног циклуса). Добија се крива струје а.

Сада ће се учинити један корак ближе реалности: узмеће се да постоји само хистерезис при врло спорим променама (мала фреквенција); крива флукса постаје двозначна – има узлазну (В) и силазну грану (В'). Полазећи опет од синусоиде флукса, може се сад наћи нова крива струје б (сл. 2.12); она се од претходне разликује по томе што је несиметрична. Ова несиметрија долази због тога што се при порасту флукса иде доњом, а при опадању горњом граном, што има за последицу појаву активне компоненте струје, која покрива губитке активне снаге у језгру (у овом случају само хистерезисне губитке). Треба се подсетити да су ти губици у току једнога циклуса сразмерни површини који обухвата хистерезисна петља, крива (ВВ').



Слика 2.12

Ако, најзад, узмемо у обзир и губитке услед вихорних струја, хистерезисна петља постаће знатно шириа (CC'). Губици услед вихорних струја расту са фреквенцијом, тако да хистерезисна петља важи само за једну једину посматрану фреквенцију. На сличан начин добиће се крива струје с у функцији времена, која сада показује још јачу несиметрију, јер јој је активна компонента већа. Затим је нацртана и крива d – укупна активна компонента струје, која је добијена одузимањем ордината криве а од криве с. Види се да она има приближно ток косинусне функције и у фази је са напонам.

Посматрањем криве струје а–d може се констатовати следеће.

– Крива струје садржи више хармонике, од којих је најзначајнији *шрећи*.

– Максимална вредност кривих а, б и с је иста јер за $\omega t = \pi/2$ њој не доприноси ни хистерезис (тачка максимума је увек иста!) ни активна компонента d, јер је на том месту равна нули.

– Виши хармоници *мало* утичу на ефективну вредност струје магнетнења. Ово се показује на следећи начин.

Ако се узме (подаци добијени снимањем и разлагањем на хармонике):

- 3. хармоник $I_{3\mu}$ се креће до $0,5 I_{1\mu}$;
- 5. хармоник $I_{5\mu}$ се креће до $0,1 I_{1\mu}$;
- 7. хармоник $I_{7\mu}$ се креће до $0,02 I_{1\mu}$;
- активна компонента I_a се креће највише до $0,4 I_{1\mu}$, и опада са порастом снаге трансформатора, имаће се за ефективну вредност струје празног хода:

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

$$= I_{1\mu} \sqrt{1^2 + 0,5^2 + 0,1^2 + 0,02^2 + 0,4^2} = 1,193 I_{1\mu}.$$

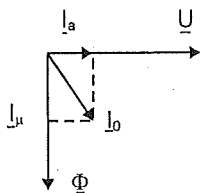
Виши хармоници повећавају ефективну вредност за највише 19%.

– Утицај активне компоненте на ефективну вредност је још мањи. Ако се изостави последњи сабирак под кореном, добија се:

$$I'_0 = \sqrt{1,265} = 1,125 I_{1\mu},$$

што значи да је разлика мања од 7%.

Као што се види, није велика грешка ако се струја, која је сложенопериодична функција времена, апроксимира својим првим хармоником. Активна компонента струје такође може да се замени својим првим хармоником – грешка је још мања. Ипак се у пракси често тражи већа тачност, па се уместо првог хармоника узима (за струју празног хода) еквивалентна простопериодична функција времена са истом ефективном вредношћу као реална нехармонична струја. На тај начин и



Слика 2.13

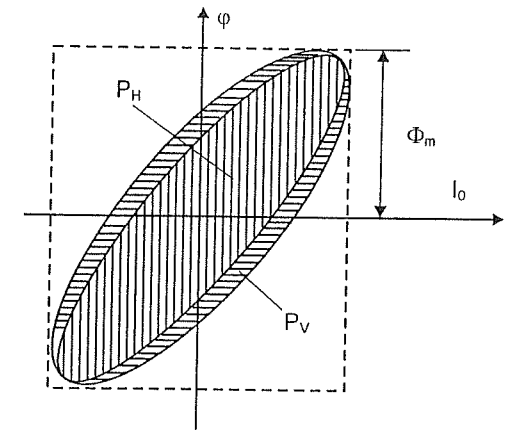
флуks, па према томе и напон и активна и реактивна компонента струје магнетнења постају простопериодичне функције времена и могу се представити комплексним величинама, односно фазорима (сл. 2.13). Тада хистерезисни циклус, заједно са својом површином која представља губитке снаге у току једнога циклуса, постаје *елипса* (сл. 2.14). На тај начин је магнетни материјал у неку руку линеаризован; као такав, он се у теоријској електротехници описује *комплексним параметром*:

$$\underline{\mu} = \mu' - j\mu''$$

и назива се *привидна пермеабилност*; μ' је пермеабилност (у уобичајеном смислу речи) а μ'' *фактор губитака*. Уколико је однос μ''/μ' већи, елип-

са на сл. 2.14 обухвата већу површину, тј. губици су већи.

На сл. 2.14 нацртане су две елипсе: првом, унутрашњом, обухваћени су хистерезисни губици P_H , док се друга односи на реалнији случај, кад постоје и губици услед вихорних струја P_V . Пошто обе врсте губитака зависе од *фреквенције*, нарочито они услед вихорних струја, *једна дајћа елипса важи само за једну фреквенцију*.



Слика 2.14

Врати ли се сада стварном облику петље, утврдиће се иста чињеница: она обухвата све већу површину уколико фреквенција расте. Енергија губитака услед хистерезиса у току једнога циклуса сразмерна је *површини* хистерезисне петље BB' ; у јединици времена има се дакле, *снага* која је f пута већа од енергије у току једнога циклуса:

$$P_{FeH} = f P_{FeH, 1}$$

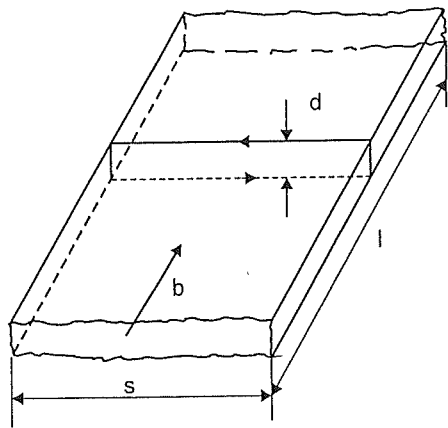
Осим тога, познато је да су губици сразмерни са n -тим степеном максималне магнетске индукције B_m , тако да је:

$$P_{FeH} = f k_H B_m^n,$$

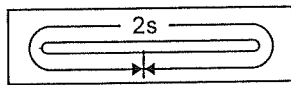
где: n варира најчешће од 1,7 до 2,2 (што зависи од квалитета/врсте лима, и од самог B_m); за рачунање је згодно да се узме као некаква просечна вредност $n = 2$:

$$P_{FeH} = k_H f B_m^2.$$

Друга врста губитака у гвожђу потиче од вихорних струја. Упркос употреби танких лимова, у њима се ипак индукују приметне струје које изазивају губитке и загревање лимова. Расподелу и укупни ефекат ових струја је врло тешко срчунати са довољном тачношћу, поготову кад се зна да материјал има променљиве особине и да је анизотропан. Ипак се може показати, бар квалитативно, који фактори најбитније утичу на губитке услед вихорних струја. – Ако се уочи (сл. 2.15) један лим ширине s , дужине l и дебљине d , а са правцем индукције b приказаним на слици, флуks ће кроз попречни пресек бити:



Слика 2.15



Слика 2.16

$$\phi = b s d.$$

Индукована $e m c$ у назначеној контури имаће смер назначен на сл. 2.15 и интензитет дат са:

$$e = \frac{d\phi}{dt} = s d \frac{db}{dt}.$$

Да би се израчунала отпорност путање струје, упроставиће се ситуација тако што ће се сматрати да је средња дужина путање струје $L = 2 s$, а да је пресек $S = l d / 2$ (сл. 2.16), па се добија:

$$R = \rho L / S = 4 \rho s k / (l d);$$

где је k – корекциони фактор који узима у обзир смањену вредност за e у унутрашњости лима и друге непрецизности.

Тренутна вредност снаге развијене у једном лиму износи:

$$P_{vl}(t) = e i = \frac{e^2}{R} = \frac{l d}{4 \rho s k} s^2 d^2 \left[\frac{db}{dt} \right]^2.$$

Ако у читавом пакету има n лимова и ако се узме у обзир да је њихова запремина:

$$V = l d s n,$$

тренутна снага укупних губитака услед вихорних струја износи:

$$P_v(t) = \frac{l d s n}{4 \rho k} d^2 \left[\frac{db}{dt} \right]^2 = \frac{V d^2}{4 \rho k} \left[\frac{db}{dt} \right]^2 = \frac{m d^2}{4 \rho \gamma k} \left(\frac{db}{dt} \right)^2,$$

где је m маса и γ специфична маса пакета.

За редован случај из праксе – напајање из извора простопериодичног напона биће:

$$b = B_m \sin \omega t \quad \text{и} \quad \frac{db}{dt} = 2 \pi f B_m \cos \omega t,$$

тако да се добија коначан израз за средњу вредност снаге губитака услед вихорних струја за цео број периода:

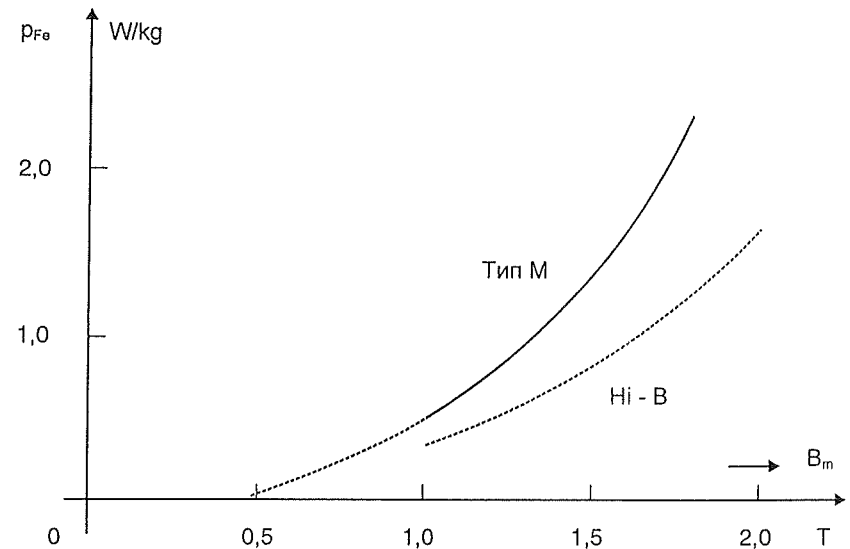
$$P_v = k'_v d^2 f^2 B_m^2,$$

где је k'_v – нови сачинилац сразмерности. Губици су, дакле, пропорционални са квадрантом дебљине лимова, квадрантом фреквенције и квадрантом максималне зусијине флуksа.

Конструктори трансформатора морају имати снимљене карактеристике губитака и магнећења за сваки лим који се употребљава. Укупни губици у гвожђу су тако:

$$P_{Fe} = P_{Fe,H} + P_{Fe,V} = k_H f B_m^2 + k_V f^2 B_m^2.$$

Одавде се извлачи закључак да се са магнетском индукцијом не сме ићи предалеко. Практично се даје крива губитака P_{Fe} , у W/kg, као функција од B_m за најчешће примењиване лимове (сл. 2.17).



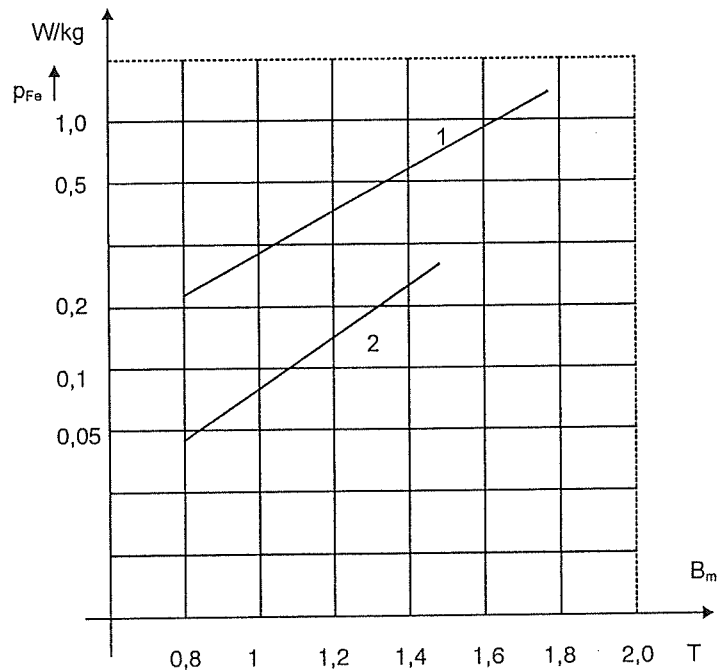
Слика 2.17

Развој нових врста и облика лимова иде у следећим правцима: 1) обрада површине лимова ласерским зразима, 2) производња врло танких лимова (чак до 0,15 mm), 3) површинска обрада хемијским и механичким средствима и 4) примена нових материјала.

У последње време појавио се један сасвим нов материјал, аморфни метал, који се производи директно из растопљене масе. То је у ствари

стакласна аморфна леџура, која се састоји од око 80% гвожђа и 20% бора са силицијумом.

На сл. 2.18 представљени су специфични губици у зависности од магнетске индукције на 50 Hz, и то за: оријентисани хладно ваљани лим (1) и жарени аморфни лим (2).



Слика 2.18. – Специфични губици лимова у зависности од максималне магнетске индукције

До неке значајне примена аморфних лимова у изради трансформатора ипак није дошло. Главни разлози за то су:

- висока цена;
- исувише мала дебелина лимова (тешко за руковање);
- ограничена ширина траке;
- релативно ниска вредност индукције засићења;
- ниска вредност сачиниоца испуне (због немогућности да се исправе неравнине), који износи око 80% (данас је он са уобичајеним лимовима око 95%).

Због свега овога, трансформатори са језгрима од аморфног стакластог лим имају веће димензије и масе од оних са оријентисаним, хладно ваљаним лимовима високог квалитета.

Ако се трансформатор пројектује за више фреквенције, губици и загревање лим могу да представљају озбиљан проблем. Зато се често

код трансформатора у авионима ($f = 400$ Hz) или код индукционог загревања ($f = 1 \dots 100$ kHz и више) због губитака у гвожђу (првенствено услед вихорних струја) мора B_m смањити веома много у поређењу са стандардном фреквенцијом од 50 Hz.

Ако се поново погледа на криву магнетчења, видеће се да постоји још један разлог за ограничење B_m . Ако се иде далеко у област засићења, појавиће се превелика струја магнетчења која би изазвала велики утршак реактивне снаге, тј. рђав $\cos \phi$, као и недозвољено велике ударе струје при укључењу, што ће се излагати касније.

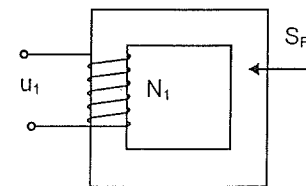
Наравно, узимање сувише мале индукције довело би до слабог искоришћења материјала и трансформатор би био претерано велики и прескуп. Из тога следи закључак да B_m треба изабрати у колону криве $B = f(H)$.

2.3. ПРАЗАН ХОД ТРАНСФОРМАТОРА

Кад је секундар отворен, а примар прикључен на наизменични напон u_1 , у њему ће се индуовати електромоторна сила (индуковани напон):

$$e_1 = \frac{d\psi_1}{dt} = N_1 \frac{d\phi}{dt}$$

Овде је ϕ магнетски флуks у језгру, а ψ_1 укупни флуks који обухватају свих N_1 навојака примара. Прећутно се узима да цео флуks протиче кроз гвожђе пресека S_{Fe} (сл. 2.19), тј да сваки навојак обухвата читав флуks ϕ , што није далеко од истине због мале вредности флуksа расипања.



Слика 2.19

Једначина напонске равнотеже, тј. израз II Кирхофовог закона, гласи: Сума свих електромоторних и електроотпорних сила једнака је нули. Дакле:

$$u_1 - e_1 - R_1 i_1 = 0.$$

Овде је R_1 отпорност а i_1 струја примарног намотаја. Дакле:

$$u_1 = e_1 + R_1 i_1 = N_1 \frac{d\phi}{dt} + R_1 i_1.$$

Код већине енергетских трансформатора је R_1 релативно мало, а i_1 као струја празног хода је такође врло мала (0,2 ... 3%) I_n – види табелу

2.3 пред крај овог поглавља, па се производ $R_1 i_1$ у току читаве анализе празног хода сме занемарити спрема u_1 . Тако се има:

$$u_1 = N_1 \frac{d\phi}{dt} \quad (2.1)$$

Ако се на примар трансформатора прикључи простопериодичан напон

$$u_1 = U_{1m} \cos \omega t$$

заменом у (2.1) добија се временска промена флукса кроз сваки навојак:

$$\phi = \Phi_m \sin \omega t. \quad (2.2)$$

Индуковани напон једног навојка је:

$$E_{11} = \frac{d\phi}{dt} = \omega \Phi_m \cos \omega t = 2\pi f B_m S_{Fe} \cos \omega t. \quad (2.3)$$

За свих N_1 навојака, односно за прикључени напон, има се максимална вредност, изостављајући $\cos \omega t$:

$$U_{1m} = N_1 2\pi f B_m S_{Fe}.$$

За праксу је, међутим, важна ефективна вредност:

$$U_1 = E_1 = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f N_1 B_m S_{Fe} = 4,44 f N_1 B_m S_{Fe}. \quad (2.4)$$

Ово је прва важна једначина теорије трансформатора: индукована $e.m.f.$, односно напон празног хода сразмеран је са фреквенцијом, бројем примарних навојака, максималном вредношћу магнетске индукције и пресеком магнетског кола.

Друга важна једначина добија се из (2.4) стављањем: $\Phi_m = B_m S_{Fe}$:

$$\Phi_m = \frac{U_1}{4,44 f N_1}. \quad (2.5)$$

Флукс, тј. његова максимална вредност, директно је сразмеран прикљученом напону, а обрнуто сразмеран фреквенцији и броју навојака.

Изведени изрази важе не само за трансформаторе, већ и за обртне машине увек када је магнетска индукција простопериодична функција времена.

Ако се у циљу налажења израза за струју празног хода уведе самоиндуктивност L_μ , биће:

$$\psi_1 = L_\mu i_1. \quad (2.6)$$

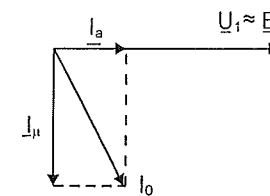
Стављајући ово у једначину (2.2) и поредећи је са (2.3), може се закључити да струја заостаје за напоном тачно за 90° , што је опште позната чињеница. Из ранијег излагања се зна, међутим, да једначина (2.6) није сасвим тачна, јер: а) карактеристика магнетског гвозденог језгра није права линија па L_μ није константно, и б) у гвожђу постоје губици енергије, које мора да покрива мрежа на коју је примар прикључен.

Последица чињенице а) је, да струја нема синусоидалан облик и да њена вредност није сразмерна са напоном. Последица чињенице б) је, да струја празног хода има активну компоненту, па заостаје за мање од 90° иза фазора напона.

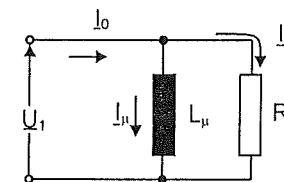
У даљем излагању разматраће се скоро искључиво *сигналан примарни напон*, јер су енергетски трансформатори редовно прикључени на мрежу чији је напон приближно једнак *номиналној* вредности; тада се за практична рачунања сме узети да је L_μ *константно*. Раније је показано да је утицај виших хармоника на ефективну вредност струје магнетског гвозденог језгра мали и да може да буде значајан кад се проучава празан ход, али ако се узме да је крајњи циљ проучавање рада трансформатора *под оптерећењем*, када је струја 30 до 1 000 пута већа, очигледно је да се ови хармоници смеју занемарити. Отуда, остајући на терену еквивалентних синусних величина, може се прихватити *константношћу* L_μ и, следствено томе, важење комплексног рачуна и фазорских дијаграма.

Комплексна струја празног хода I_0 има на тај начин две компоненте; једну чисто реактивну jI_μ и једну чисто активну I_a (сл. 2.20), која покрива губитке у гвожђу (и евентуално сасвим мале губитке у бакру, који се редовно занемарују, барем код енергетских трансформатора). Дакле:

$$I_0 = I_a - jI_\mu.$$



Слика 2.20



Слика 2.21

Ако се сада запита којој једноставној шеми одговара овај фазорски дијаграм, лако се запажа да је еквивалентна шема у најпростијем облику дата паралелном спрегом једне чисте самоиндуктивности L_μ и једне активне отпорности R_a (сл. 2.21).

Наравно да се може увести и реактиванса магнећења:

$$X_{\mu} = \omega L_{\mu},$$

при чему треба водити рачуна да је она константна само за дати, рецимо номинални напон, односно за напоне у његовој најближој околини, и за дату фреквенцију.

2.4. ИЗРАЧУНАВАЊЕ СТРУЈЕ ПРАЗНОГ ХОДА

За магнећење једног одређеног магнетског кола важне су његове конструкционе карактеристике, особине материјала и начин његове употребе. Намотаји сами по себи нису важни, него су важни и магнетопобудна сила (NI) или магнетско поље ($H = NI/l$) и магнетска индукција, односно густина магнетског флукса B .

Струја празног хода и њене компоненте могу се измерити на већ готовом трансформатору. Потребно је, међутим, ове струје израчунати још у фази пројектовања, како би готов трансформатор при испитивању задовољио у погледу гарантованих губитака у гвожђу – што је везано за вредност активне компоненте струје празног хода, а такође и у погледу реактивне снаге која квари фактор снаге мреже – што је везано за реактивну компоненту струје празног хода.

При израчунавању струје магнећења мора се узети као основа:

- 1) крива или карактеристика магнећења која зависи од материјала,
- 2) квалитет и број спојева, односно саставака лимова и
- 3) особине примењене конструкције (рупе за закивке, клинове и сл.), које смањују проводност магнетског кола.

У литератури се могу наћи криве, добијене мерењем и искуством, за допунски магнетски отпор који настаје услед рупа избушених у лиму због механичког учвршћења.

На сл. 2.22 дата је ефективна вредност H (у ампернавојцима по метру) за одређене вредности максималне индукције B_m , а на сл. 2.23 магнетопобудна сила, односно пад магнетског напона за различите врсте саставака лимова.

Ако је задато:

- максимална индукција B_m ;
- дужина магнетског кола Σl_i ;
- број саставака n ,

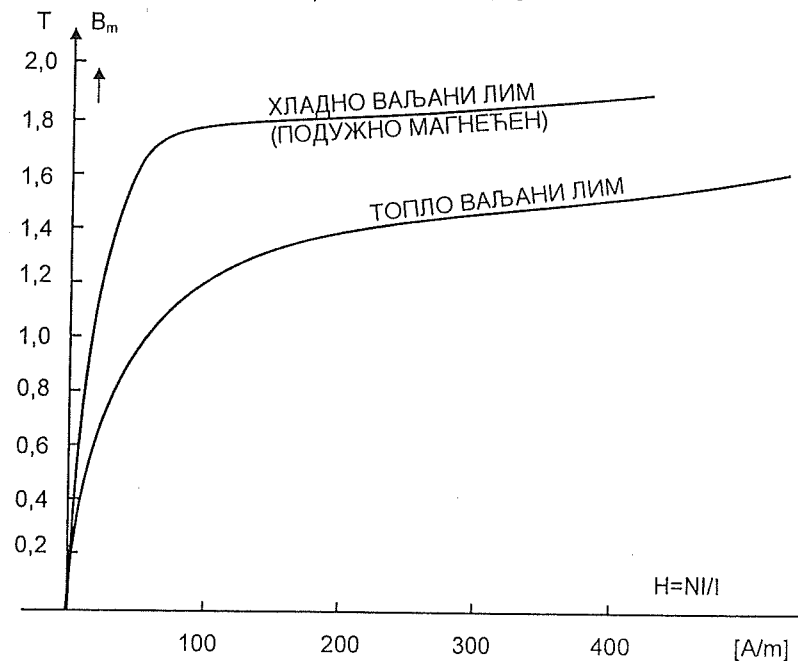
онда се из датих кривих (сл. 2.22 и 2.23) за два начина сечења и слагања лимова, директно добија магнетопобудна сила (у ампернавојцима):

$$NI_{\mu} = H \Sigma l_i + n F_1, \quad (2.7)$$

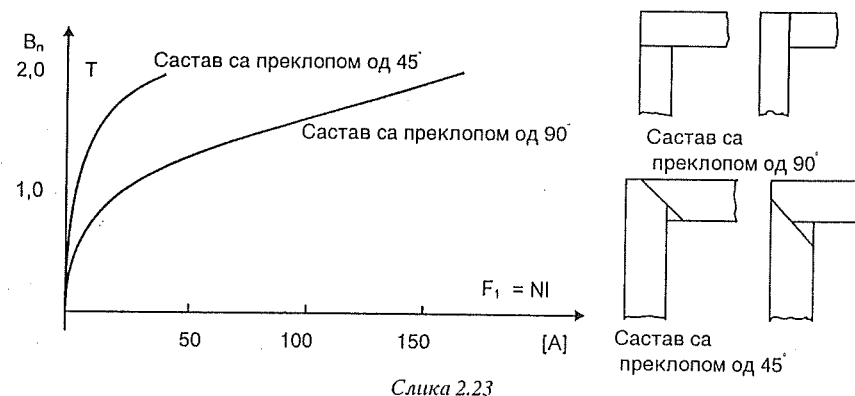
тј.:

Слика 2.22 се понекад даје са друкчије израженом апсцисом – као специфичном реактивном снагом q_0 (у VA/kg). У том случају се добијена вредност множи са масом језгра m_{Fe} ; ово је приказано (са измењеном апсцисом и ординатом) на сл. 2.24; а сл. 2.23 се може дати друкчије, са апсцисом и q_s (у VA/cm²), и та вредност треба да се помножи са површином пресека језгра S_{Fe} и бројем n саставака. Тако се добија укупна реактивна снага магнећења:

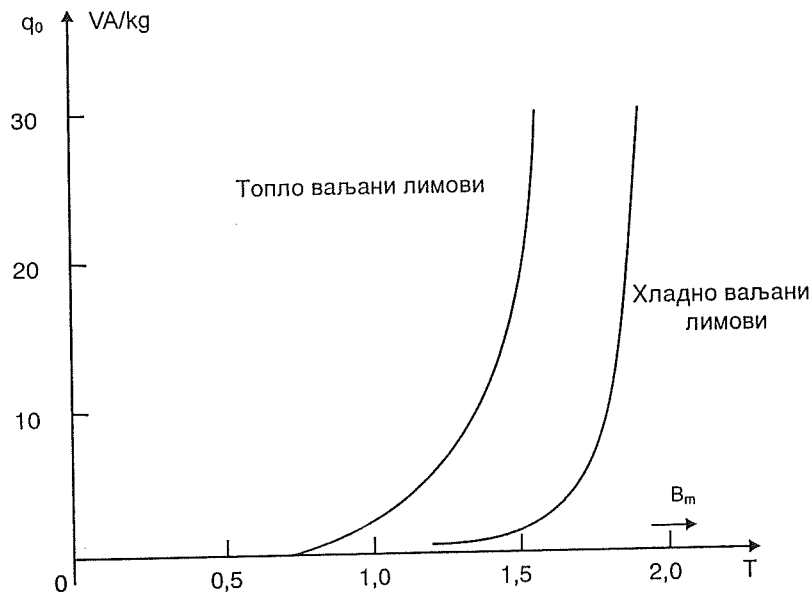
$$Q_{\mu} = m_{Fe} q_0 + n S_{Fe} q_s. \quad (2.8)$$



Слика 2.22



Слика 2.23



Слика 2.24

Одавде се добија *релативна вредности* струје магнећења ако се подели са номиналном снагом трансформатора:

$$i_{\mu} = Q_{\mu} / S_n,$$

а њена апсолутна вредност ако се подели са напоном U_n :

$$I_{\mu} = Q_{\mu} / U_n \quad (2.9)$$

за случај једнофазног, односно са $\sqrt{3} U_n$ за случај трофазног трансформатора:

$$I_{\mu} = Q_{\mu} / (\sqrt{3} U_n) \quad (2.10)$$

Тешкоћа у примени израза (2.8) је што понекад не постоје подаци о броју саставака n . Зато се за израчунавање реактивне снаге магнећења често користи израз:

$$Q_{\mu} = m_{Fe} q_0 + 440 B_m E_{11}. \quad (2.11)$$

У табели 2.3 дате су типичне релативне вредности струје празног хода i_0 , у процентима од номиналне струје.

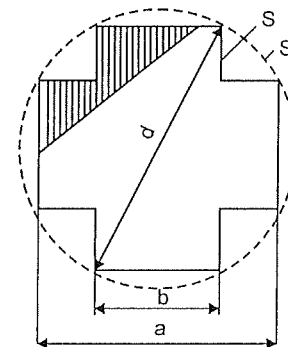
Табела 2.3

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	

2.5. НУМЕРИЧКИ ПРИМЕРИ И ЗАДАЦИ

1. У каквом односу треба да стоји ширина лимова a и b према пречнику описаног круга d да би површина крстастог пресека S трансформатора на слици била што је могуће већа? Колико је повећање искоришћења површине круга према оном које се има при квадратном пресеку језгра?

Решења



Слика 2.25

$$b = \sqrt{d^2 - a^2}$$

$$S = 2ab - b^2 = 2a\sqrt{d^2 - a^2} + a^2 - d^2$$

$$\frac{dS}{da} = 0: 5a^4 - 5a^2d^2 + d^4 = 0$$

$$a = 0,85d; \quad b = 0,526d; \quad S = 0,617d^2$$

$$\alpha_{Fe} = \frac{S}{S_0} = \frac{4K_{Fe} \cdot S}{\pi d^2} = 0,786 K_{Fe}$$

При квадратном пресеку $d = a\sqrt{2}$, $S = a^2 = \frac{1}{2}d^2$; $\alpha_{Fe} = 0,637K_{Fe}$, па је искоришћење површине круга код крстастог пресека за око 15% већа од квадратног пресека.

2. Једнофазни енергетски трансформатор примарног напона 4 000 V, секундарног напона 220 V, 50 Hz, ради при максималној вредности густине флука $B_m = 1,25$ T. Средња дужина путање флука кроз језгро $l_{Fe} = 1,4$ m, а попречни пресек језгра $S_{Fe} = 160 \cdot 10^{-4} \text{m}^2$. Половина хистерезисне петље дата је у табели (за 50 Hz).

B [T]	0	0,3	0,6	0,8	1	1,1	1,2	1,25
H [A/m]	44	69	100	128	168	209	297	356
H [A/m]	-44	-17	15	48	109	162	275	356

Губици у гвожђу за дату фреквенцију и густину флукса су $1,3 \text{ W/kg}$. Ако се занемаре омски отпор и флукс расипања, израчунати:

- број навојака примарног и секундарног намотаја;
- ефективну вредност еквивалентног хармоничног таласа струје празног хода и њених компонената.

Решења

- $N_1 = 901$; $N_2 = 50$
- $I_0 = 0,391 \text{ A}$; $I_a = 0,057 \text{ A}$; $I_\mu = 0,387 \text{ A}$.

3. Једнофазни енергетски трансформатор има на примару $N_1 = 130$ навојака занемарљивог омског отпора а прикључен је на хармоничан напон ефективне вредности $U_1 = 380 \text{ V}$, 50 Hz . Површина пресека чистог гвожђа је $S_{\text{Fe}} = 108 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$, а маса гвожђа 100 kg . Магнетске карактеристике (снага побуде и активни губици по килограму масе) дате су табеларно за фреквенцију 50 Hz .

B_{max} [T]	0,8	1	1,2	1,25	1,3	1,35	1,4
p_{Fe} [W/kg]	0,52	0,86	1,28	1,41	1,56	1,78	2,12
s_0 [VA/kg]	1,59	3,86	12,3	16,3	24,3	34	46

Израчунати:

- Снагу губитка у гвожђу и снагу побуде – празног хода;
- Ако прикључен напон остане константан а фреквенција се повећа на 60 Hz , наћи нову снагу побуде усвајајући да је снага побуде сразмерна фреквенцији при константној густини флукса;
- Ако би се на примар трансформатора уместо задатог довео напон са правоугаоим таласним обликом основне фреквенције 50 Hz , једнаких позитивних и негативних полуталаса и амплитуде $E[\text{V}]$, какав би у том случају изгледао временски ток флукса? Одредити E тако да максимална вредност флукса за оба напона буде иста.

Решења

- $P_{\text{Fe}} = 130 \text{ W}$; $S_0 = 1 280 \text{ VA}$
- $S_0 = 480 \text{ VA}$
- $E = 343,2 \text{ V}$

4. Ефективни напон од 200 V , прикључен на примарни намотај једнофазног трансформатора даје флукс у језгру:

$$\varphi = 9 \cdot 10^{-3} \cos \omega t \text{ [Wb]}$$

и струју празног хода:

$$i_0 = \sqrt{2} (\sin \omega t + 0,5 \sin 3\omega t + 5 \cos \omega t + 2 \cos 3\omega t) \text{ [A]}.$$

Израчунати уз занемарење омског отпора примара:

- губитке у гвожђу;
- примљену реактивну снагу;
- ефективну вредност струје празног хода.

Решења

- $P_{\text{Fe}} = 223,6 \text{ W}$
- $Q = 1 077 \text{ VAR}$
- $I_0 = 5,5 \text{ A}$

5. Енергетски трансформатор снаге $S_n = 200 \text{ kVA}$, $U_{1n} = 10 \text{ kV}$, 50 Hz испитиван је у огледу празног хода, при чему је измерено:

Уз занемарење омског отпора примара, израчунати:

Оглед	U [kV]	f [Hz]	P_0 [W]
а	10	50	960
б	11,5	60	1 171

а) губитке услед хистерезиса P_H и губитке услед вихорних струја P_V при номиналном напону и фреквенцији, усвајајући Штајнмецов коефицијент $n = 1,7$;

б) процентуалну промену губитака услед хистерезиса и услед вихорних струја ако се простопериодичан напон 10 kV , 50 Hz замени напоном правоугаоног таласног облика са једнаким симетричним позитивним и негативним полупериодама ефективне вредности 10 kV , 50 Hz .

Решења

- $P_H = P_V = 480 \text{ W}$
- $\Delta P_H = 19,5\%$ (повећање); $\Delta P_V = 0\%$.

3. ТРАНСФОРМАТОР ПОД ОПТЕРЕЂЕЊЕМ И У КРАТКОМ СПОЈУ

3.1. ИДЕАЛНИ ОПТЕРЕЂЕНИ ТРАНСФОРМАТОР

Да би се стекао увид у физичке појаве и да би се поставиле најбитније једначине трансформатора кад има струје у секундару (трансформатор је оптерећен), згодно је увести појам *идеалног трансформатора*. Он има следеће особине:

- 1) активна отпорност примара R_1 и секундара R_2 не постоје, тј. $R_1 = R_2 = 0$;
- 2) сав флукс обухвата намотаје примара и секундара ($\Phi_1 = \Phi_2$);
- 3) магнетни отпор гвозденог кола не постоји ($\mu_{Fe} \rightarrow \infty$);
- 4) губитака у гвожђу нема ($P_{Fe} = 0$).

Већи се трансформатори, ако нису сувише штедљиво димензионисани, веома приближавају овој идеалној слици, али је – наравно – никад не достижу у потпуности.

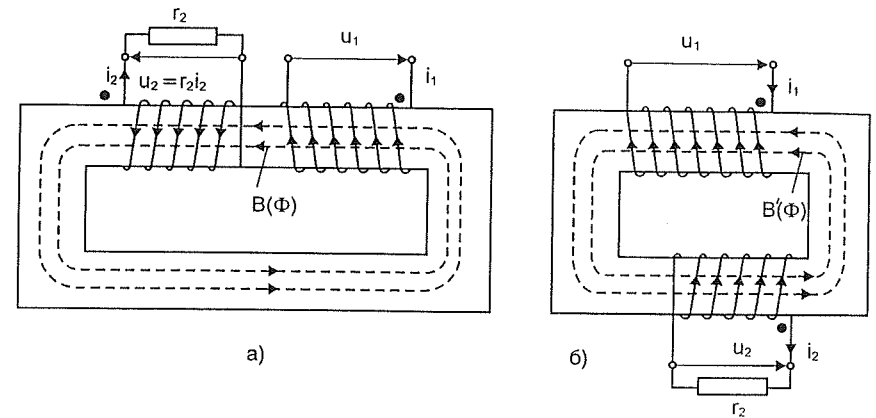
Позивајући се на сл. 3.1, о смеровима струја и флуксова може се рећи следеће.

1) Побудна, примарна струја ствара магнетско поље чији се смер одређује по правилу десне завојнице (или десне руке).

2) Смер индукованог напона у секундару је такав да индукована струја (која је истовремена са индукованим напонем, јер је на секундар прикључена чисто активна отпорност r_2) својим флуksom тежи да поништи флукс који ју је изазвао. Та струја је, дакле, по уобичајеним конвенцијама, негативна. Међутим, у даљем тексту ће се тај смер на слици 3.1 усвојити као референтни позитивни.

3) На сл. 3.1а намотај секундара је намотан у *суiproинном* смеру од намотаја примара. На сл. 3.1б намотај секундара је само померен трансформаторно на доње језгро.

4) По дефиницији, *хомологни крајеви*, су почеци оба намотаја ако су они мотани у истом смеру; следи даље да су то почетак једног и завршетак другог ако су мотани у супротним смеровима – као на посматраним сликама. – Постоји још једно, практичније правило: хомологни крај за *примар* је онај где струја (према усвојеном смеру) *улази* у намотај, а за *секундар* онај крај где струја *излази* из намотаја што је у сагласности са претходно усвојеним референтним позитивним смером струје у секундару. Хомологни крајеви су на сл. 3.1 означени пуним тачкама.



Слика 3.1

Једначине напонске равнотеже гласе:

– за примар, који је пријемник или потрошач електричне енергије;

$$u_1 - e_1 = 0,$$

где је:

$$e_1 = \frac{d\psi_1}{dt} = N_1 \frac{d\phi}{dt}$$

$$u_1 = e_1 = N_1 \frac{d\phi}{dt}; \quad (3.1)$$

– за секундар, који је са гледишта корисника *извор* електричне енергије:

$$u_2 = e_2 = N_2 \frac{d\phi}{dt} = r_2 i_2. \quad (3.2)$$

Дељењем једн. (3.1) и (3.2) добија се поново однос трансформације или *преносни однос*:

$$u_1/u_2 = N_1/N_2 = n, \quad (3.3)$$

тј. познати закон да трансформатор мења напон у односу бројева навојака.

За стварање флукса у магнетском колу, а који је дефинисан диференцијалном једначином (3.1) није, теоријски, потребна никаква (а практично то значи сасвим мала) магнетопобудна сила, пошто је, по усвоје-

ним претпоставкама, магнетска отпорност једнака нули. Узимајући у обзир усвојене смерове струја, укупна $m \dot{u} c$ за дато магнетско коло је:

$$N_1 i_1 - N_2 i_2 = 0, \quad (3.4)$$

одакле се добија познати израз:

$$i_1/i_2 = N_2/N_1 = 1/n, \quad (3.5)$$

који је већ изведен на основу Закона о одржању енергије.

Сви изложени изрази су општег карактера и важе за произвољни временски облик напона.

3.2. СЛУЧАЈ СИНУСОИДАЛНОГ НАПОНА И СВОЂЕЊЕ ИМПЕДАНСИ

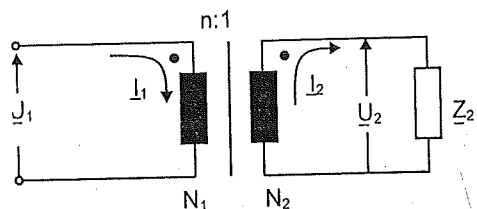
У претходном излагању није било речи о томе каква је функција времена напон u_1 . Ако се узме, како је то најчешће, да је он простопериодична функција времена, моћи ће да се употребе комплексни рачун и фазорски дијаграми и да се уведу ефективне вредности, импедансе и др.

У овом случају се шема трансформатора са сл. 3.1 може представити као на сл. 3.2. Користећи већ нађене изразе за општи случај, може се закључити:

- напони \underline{U}_1 и \underline{U}_2 , пошто су истовремени, у фази су;
- и струје \underline{I}_1 и \underline{I}_2 су у фази, узимајући у обзир назначене хомологне крајеве и усвојене референтне смерове;
- сви досад изведени изрази могу се написати у комплексном облику:

$$\underline{U}_1 = \frac{N_1}{N_2} \underline{U}_2 \quad (3.6)$$

$$\underline{I}_1 = \frac{N_2}{N_1} \underline{I}_2. \quad (3.7)$$



Поделитемо ли ове две једначине, имаћемо:

$$\underline{U}_1/\underline{I}_1 = (N_1/N_2)^2 \underline{U}_2/\underline{I}_2.$$

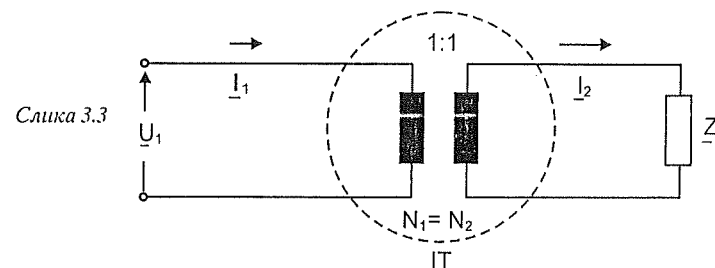
Слика 3.2

Очигледно је да је $\underline{U}_2/\underline{I}_2 = \underline{Z}_2$ вредност прикључене импедансе на крајевима секундару; исто тако, однос $\underline{U}_1/\underline{I}_1 = \underline{Z}_1$ представља импедансу која се „види“ са примарне стране или, друкчије речено, *пресликану импедансу секундару*:

$$\underline{Z}_1 = (N_1/N_2)^2 \underline{Z}_2 = n^2 \underline{Z}_2 = \underline{Z}'_2.$$

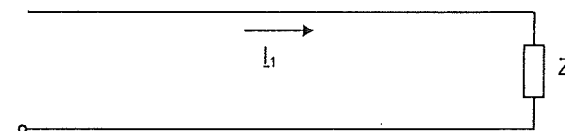
Каже се још да је то *импеданса секундару сведена на примар*. Ово је импеданса у општем случају, па важи и за резистансе R и за реактансе X .

Еквивалентна шема идеалног оптерећеног трансформатора може се представити друкчије – ако се посматрају појаве само на примарној страни – идеалним трансформатором ИТ чији је преносни однос 1:1 и импедансом сведеном на примар (сл. 3.3).



Слика 3.3

Пошто је струја у примару и секундару иста (збир ампернавојака нула!), са гледишта примара ништа се не губи ако се идеални трансформатор преносног односа 1 : 1 сасвим изостави (сл. 3.4).



Слика 3.4

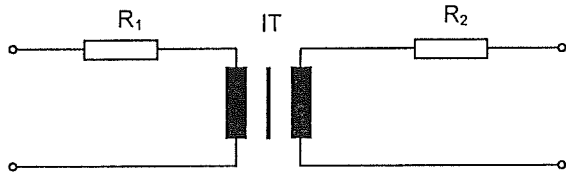
У овој еквивалентној шеми трансформатора уопште нема, а струја је одређена сведеном импедансом секундару.

3.3. РЕАЛНИ ТРАНСФОРМАТОР И ЊЕГОВЕ ЕКВИВАЛЕНТНЕ ШЕМЕ

Иако је приступ теорији трансформатора преко спрегнутих кола, сопствених и међусобних индуктивности могућ и исправан, боље је, ради лакшег схватања физичких појава и доцније анализе, поћи од идеали-

зованог трансформатора па поступно скидати ограде, тј. усвојена упрошћења. Тако се, корак по корак, приближава реалности: успостављају се поступно, једна по једна, разне, све сложеније еквивалентне шеме.

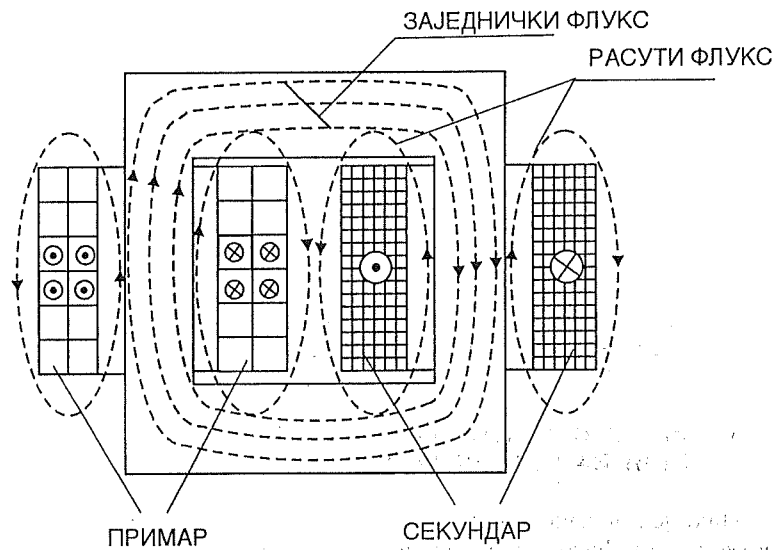
1) *Активне отпорности* намотаја примара и секундара редовно се узимају у обзир као *концентрисани параметри* R_1 и R_2 , дакле као отпорници везани на ред са одговарајућим намотајем (сл. 3.5), што задовољава готово све анализе. Губици активне снаге (Џулова топлота) и падови напона израчунавају се са довољном тачношћу.



Слика 3.5

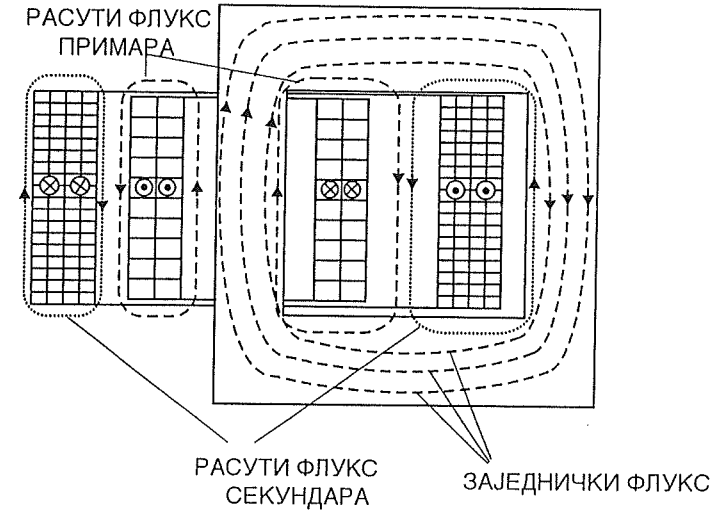
2) *Расипање магнетског флукса*. – Ако се проуче путање магнетског флукса код трансформатора чији је примар на једном, а секундар на другом језгру (што је погодно за проучавање) (сл. 3.6), лако се уочава да постоје:

- заједнички флукс који обухвата и примарни и секундарни намотај;
- расути флукс примара;
- расути флукс секундара.



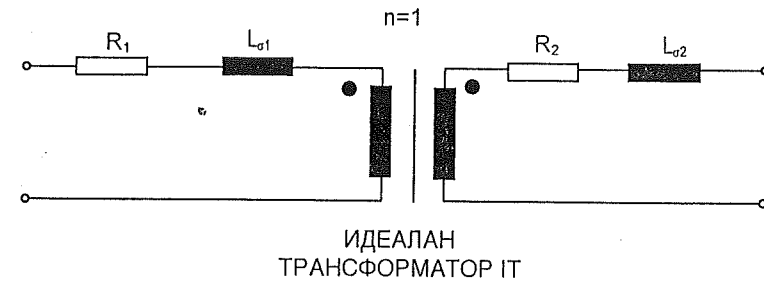
Слика 3.6

Наравно, у природи су путање нешто друкчије него на овој, врло упрошћеној слици. Заједнички флукс не одступа много од приказаног; он пролази готово стопроцентно кроз гвожђе. Расути флуксови пролазе углавном (не потпуно као на скици) кроз ваздух. Такође, добар део флукса *не* обухвата се са *свим* навојцима посматраног намотаја. Конструкција са примаром на једном, а секундаром на другом језгру употребљава се само у специјалним случајевима када се захтева велико расипање и „лабава“ магнетска спрега, на пример код трансформатора за заваривање. Намотаји се постављају један преко другог (сл. 3.7) или се њихове секције наизменично ређају.



Слика 3.7

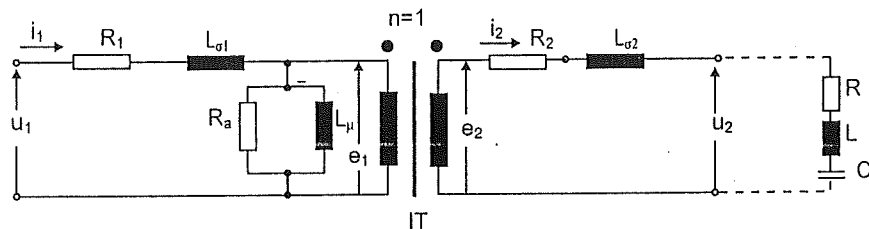
Сваком од ових расутих флукова одговара једна самоиндуктивност L_0 (пошто је увек $\phi = Li$) тако да се долази до еквивалентне шеме приказане на сл. 3.8.



Слика 3.8

3) *Несавршености магнејског кола.* – Као што је већ речено приликом проучавања трансформатора у празном ходу, за одржавање магнетског флукса у реалном гвожђу потребна је *струја магнећења* i_{μ} , а због губитака снаге и *активна компонента* струје i_a . Тамо је већ била успостављена и еквивалентна шема за празан ход, а која се састоји од паралелне везе L_{μ} и R_a . Сад само треба утврдити место на малопре уведеној шеми (сл. 3.8), тј. где да се укомпонује овај spoj. Пошто је реч о гвожђу и примару, очигледно је да он треба да буде директно на крајевима примара идеалног трансформатора.

На сл. 3.9 дата је *идеална* еквивалентна шема енергетског трансформатора, погодна за *скоро све проблеме* који ће бити проучавани. За многе од њих биће дозвољено да се понека компонента изостави.



Слика 3.9

Пређе ли се сад на *простој периодичне функције времена*, а у први мах занемарујући *нелинеарности*, моћи ће да се уведе *комплексни радун, фазори и импедансе*. Шема 3.9 остаје иста, само се уместо малих слова уводе комплексне ознаке:

$$u \rightarrow \underline{U}, \quad i \rightarrow \underline{I}, \quad e \rightarrow \underline{E},$$

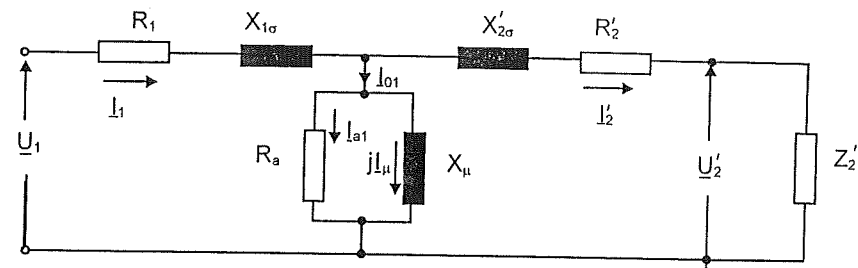
а уместо индуктивности L уводе се реактансе X , и уместо комбинације R, L и C – импеданса Z .

Ако се још секундарне импедансе сведу на примар, добиће се еквивалентна шема трансформатора погодна за проучавање *простопериодичних појава* са примарне стране (сл. 3.10). Дакле, изоставља се (идеални) трансформатор и све импедансе на секундарној страни множе се квадратом броја навојака:

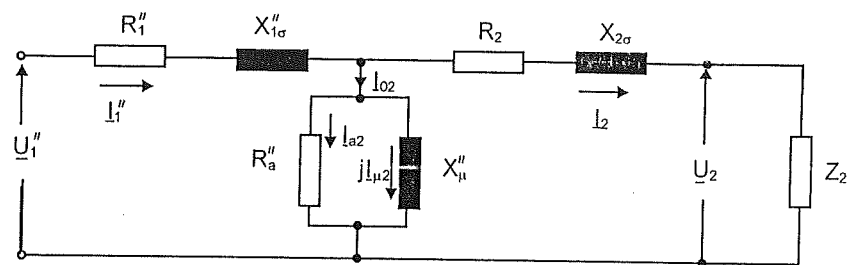
$$\underline{Z}'_2 = n^2 \underline{Z}_2 = (N_1/N_2)^2 \underline{Z}_2.$$

Ако је потребно проучавати појаве на секундарној страни, врши се свођење на секундар (сл. 3.11).

Ове две шеме називају се *еквивалентне T-шеме трансформатора*. Оне прилично верно, а у много чему чак врло верно, приказују напонске и струјне прилике у трансформатору, кад се ради о појавама у доста



Слика 3.10



Слика 3.11

широкој околини фреквенција енергетских система (50 Hz), отприлике у опсегу 5...500 Hz.

Шеме на сликама 3.10 и 3.11 имају још неке значајне предности:

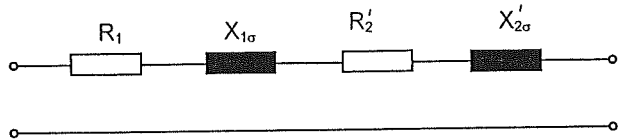
а) Према усвојеним смеровима, напони примара и секундара су у фази, а такође и струје, што се поклапа са смером енергије слева надесно, тј. енергија пролази кроз трансформатор од примара ка секундару.

б) У односу на грану магнећења – отпорности R_{μ} и реактансу X_{μ} , струје примара и секундара имају супротне смерове ($I_0 = I_1 - I'_2$), што одговара физичком процесу унутар трансформатора – да је струја секундра, као изазвана величина, супротног смера од струје примара, дакле има „размагнетишуће“ дејство. То се може и математички изразити. Како је:

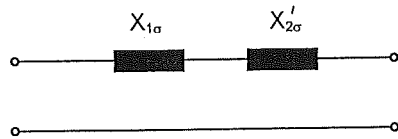
$$\begin{aligned} I_0 &\approx I_{\mu} \\ I_{\mu} &= I_1 - I'_2 = I_1 - \frac{N_2}{N_1} I_2 \quad \cdot N_1 \\ N_1 I_{\mu} &= N_1 I_1 - N_2 I_2 \\ E_m &= E_1 + E_2 \end{aligned} \quad (3.8)$$

Дакле, $m\bar{i}c$ магнећења је алгебарска сума „магнетишуће“ $m\bar{i}c$ примара и „размагнетишуће“ $m\bar{i}c$ секундарна.

За приближна израчунавања (и то за врло добре приближности!) Т-шема се упрошћава тако што се сасвим уклони попречна грана (сл. 3.12) – кад су струја магнећења и струја за покривање губитака у гвожђу релативно веома мале спрам номиналне струје, а нарочито кад се проучавају кратки спојеви или кад се ради о врло великим трансформаторима. Оваква шема примениће се за израчунавања падова (или тачније: промена) напона у трансформатору.



Слика 3.12



Слика 3.13

За проучавање струја кратких спојева у сложеној мрежи примењује се чак шема приказана на сл. 3.13, тј. без отпорности, јер се ради о врло великим трансформаторима код којих су реактансе за бар ред величине веће од отпорности.

3.4. ОГЛЕДИ КРАТКОГ СПОЈА И ПРАЗНОГ ХОДА

Помоћу следећа два огледа могу се експериментално на једноставан начин одредити:

- параметри еквивалентне шеме и
- губици снаге,

као и још неке важне карактеристике трансформатора.

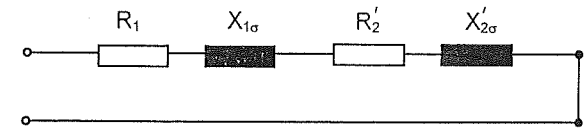
Оглед крајњког споја изводи се у лабораторији фабрике, ређе на терену, тако што се секундарни крајеви кратко споје, а примар се напаја врло малим напонем (2...10% од номиналног) и тежи се да се постигне номинална струја – тачно или приближно. Могуће је радити и обратно – кратко се споји страна која је у номиналном раду примар, а напајање се даје преко секундарна. Која ће се алтернатива применити зависи од инструментације која је на располагању и других практичних аспеката.

За енергетске трансформаторе празан ход се најчешће изводи напајањем са нисконапонске стране а кратак спој напајањем са високонапонске стране јер се тако понекад иста опрема користи за оба огледа.

Током огледа мери се:

- напон напајања, који се назива напон кратког споја U_k ;
- струја примара I_k ($I_k = I_n$, тачно или приближно);
- снага узета из мреже P_k – снага кратког споја.

Пошто је напон веома мали, струја магнећења I_μ , поготову и струја услед губитака у гвожђу I_a смеју се занемарити спрам номиналне струје, тако да је еквивалентна шема дата на сл. 3.14.



Слика 3.14

Дефинише се и израчунава:

– импеданса кратког споја:

$$Z_k = U_k / I_k = U_{kn} / I_n; \quad (3.9)$$

– активна отпорност кратког споја

$$R_k = P_k / I_k^2 = P_{kn} / I_n^2; \quad (3.10)$$

– реактанса кратког споја

$$X_k = \sqrt{Z_k^2 - R_k^2}. \quad (3.11)$$

На основу наведене еквивалентне шеме добија се:

$$R_1 + R_2' = R_k$$

$$X_{1\sigma} + X_{2\sigma}' = X_k.$$

Лако се може показати да је, ако разлика у дебљини изолације није претерано велика:

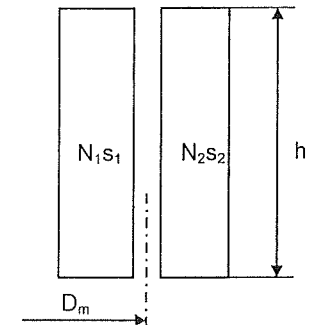
$$R_1 \approx R_2' \quad \text{и} \quad X_{1\sigma} \approx X_{2\sigma}'$$

одакле следи, приближно:

$$R_1 = R_2' = R_k / 2 \quad \text{и} \quad X_{1\sigma} = X_{2\sigma}' = X_k / 2.$$

Показаће се сада да приближна једнакост отпорности сведених на исту страну трансформатора важи под извесним условима. Ако се узме да су густине струја J и релативне површине пресека изолације, тј. испуне бакра исте за примарни и секундарни намотај, на основу Закона о једнакости ампернавојака, важиће $N_2 I_2 = N_1 I_1$. Пошто је струја $I = J \cdot s$, тада је (сл. 3.15):

$$N_2 s_2 = N_1 s_1.$$



Слика 3.15

(Са s је обележен попречни пресек проводника намотаја.) Отпорност једног намотаја износи $R = N\rho/l$, где је l обим (дужина) једног навојка. Ако су l_1 и l_2 приближно исти, биће:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{N_1 \rho l}{S_1} \frac{s_2}{N_2 \rho l} = \frac{N_1}{N_2} \frac{N_1}{N_2} = n^2,$$

односно:

$$R_1 = R_2 n^2 = R'_2.$$

Фазорски дијаграм струја и напона кратког споја је сасвим једноставан троугао (сл. 3.16); угао φ_k је скоро 90° , тј. $\cos \varphi_k \approx 0$, нарочито за веће трансформаторе (таб. 3.1), па је:

$$\underline{U}_k = (R_k + jX_k) I_k. \quad (3.12)$$

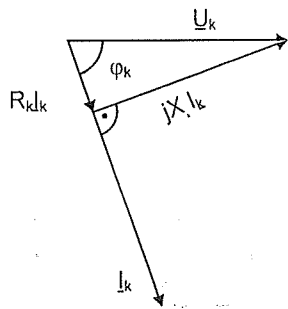
Троугао кратког споја често се представља у релативним јединицама, а још чешће у процентима (сл. 3.17); струја је тада, по конвенцији, номинална.

Једноставно се изводе следећи важни практични изрази:

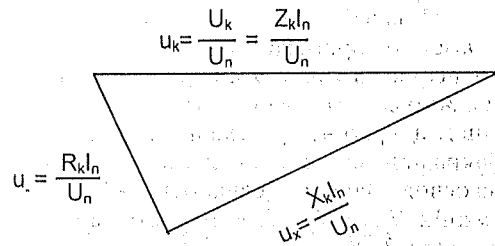
$$u_k = \frac{U_k}{U_n} = \frac{Z_k I_n}{U_n} \quad (3.13)$$

$$u_r = \frac{R_k I_n}{U_n} = \frac{P_k}{S_n} \quad (3.14)$$

$$u_x = \frac{X_k I_n}{U_n} = \sqrt{u_k^2 - u_r^2}. \quad (3.15)$$



Слика 3.16



Слика 3.17

Овде је $S_n = U_n I_n$ номинална привидна снага трансформатора.

Процентуалне вредности добијају се из релативних само множењем са 100, на пример:

$$u_{k(\%)} = 100 u_k = 100 \frac{U_k}{U_n} [\%] \quad (3.16)$$

Врло је корисно уочити да је:

$$u_{k(\%)} = z_{k(\%)} \quad (3.17)$$

што се доказује једноставно на овај начин:

$$u_{k(\%)} = 100 \frac{U_k}{U_n} = 100 \frac{Z_k I_n}{U_n} = 100 \frac{Z_k}{Z_n} = z_{k(\%)}.$$

У табели 3.1 дате су типичне вредности за u_k и $\cos \varphi_k$ за трансформаторе разних номинаних снага.

Табела 3.1

S_n , kVA	1	10	100	1 000	10 000	100 000
$u_{k(\%)}$	2,6	3	4	5	8,4	17,5
$\cos \varphi_k$	0,77	0,66	0,30	0,14	0,06	0,013

Снага измерена са номиналном струјом једнака је снази губитака у баку под номиналним оптерећењем:

$$P_k = P_{Cu1,n} + P_{Cu2,n} \quad (3.18)$$

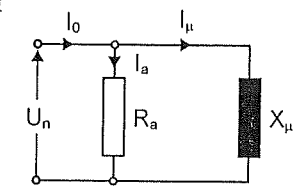
што је важан допунски податак из овог огледа.

Оглед *йразноџ хода* изводи се са отвореним секундаром, кад се на примар прикључи номинални (или овоме близак) напон; како је раније речено често се напаја са стране секундара, при чему је за избор стране најчешће меродавна висина напона – узима се ниски, а не високи напон – и инструменти који се имају на располагању.

Током огледа мери се:

- напон напајања U_0 , приближно или тачно једнак са U_n ;
- струја примара I_0 ;
- снага узета из мреже P_0 .

Већ је раније било показано да је пад напона на редној импеданси тако мали да се сме сасвим занемарити, па за празан ход важи еквивалентна шема паралелне везе R_a и X_μ (сл. 3.18).



Слика 3.18

Израчунава се:

– адмитиванса или импеданса празног хода:

$$Y_0 = \frac{1}{Z_0} = \frac{I_0}{U_0};$$

– кондуктиванса или активна отпорност:

$$G_a = 1/R_a = P_0/U_0^2;$$

– сусцејиванса или реактанса магнећења:

$$B_\mu = 1/X_\mu = \sqrt{Y_0^2 - G_a^2}.$$

На тај начин су добијена оба параметра еквивалентне шеме.

Снага измерена у огледу празног хода једнака је губицима у гвожђу, веома приближно:

$$P_0 = P_{Fe}.$$

Кад трансформатор ради под оптерећењем, важи потпуна еквивалентна шема (сл. 3.10), па је индуковани напон E_1 нешто мањи од $U_1 = U_n$. Због нелинеарности је за тачније добијање параметара X_μ и R_a пожељно да се оглед празног хода изведе и за неколико вредности напона $U_0 < U_n$.

Ако се употребе довољно тачни инструменти, помоћу овог мерења секундарног напона добија се и преносни однос:

$$n = U_1/U_{20}.$$

Овај однос сме да одступа од декларисане вредности са толеранцијом одређеном прописима. О значају ове тачности биће речи у одељку 7.3.1.

Трофазни трансформатори. – На трофазне системе у уравнотеженим условима може се применити све што је досад речено, с тим да се односи на *једну фазу*. Код трофазних трансформатора као номиналне вредности обично се дају:

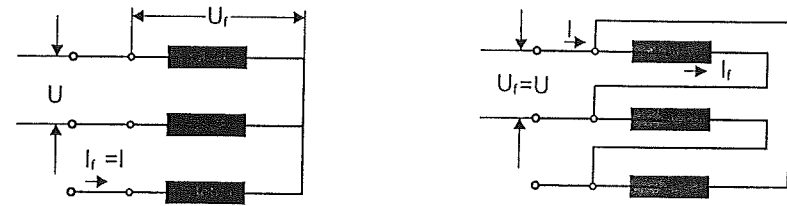
– укупна номинална снага

$$S_n = 3S_{n1};$$

– номинални линијски напон U_n , који је за случај спреге у звезду $U = \sqrt{3} U_f$ (в. сл. 3.19а);

– номинална линијска струја I , која је за случај спреге у троугао $I = \sqrt{3} I_f$ (в. сл. 3.19б).

Напомиње се да се линијски напони и струје обележавају без индекса (U, I) док фазне величине при означавању имају индекс f (U_f, I_f).



а.

б.

Слика 3.19

Еквивалентна шема трансформатора црта се и проучава *за једну фазу*. Ако се не прецизира, онда се претпоставља да су и примар и секундар везани у звезду, и не улазећи у то да ли је то стварно тако, па се после по потреби израчунавају стварне вредности. Тада важи:

$$S_{n1} = \frac{1}{3} S_n \quad P_1 = \frac{1}{3} P$$

$$U_1 = U_f = \frac{U}{\sqrt{3}} \quad I_1 = I_f = I.$$

Понекад је zgodно да се изврши свођење на једну фазу у спрези троугао. Тада важи:

$$S_{n1} = \frac{1}{3} S_n \quad P_1 = \frac{1}{3} P$$

$$U_1 = U_f = U \quad I_1 = I_f = \frac{I}{\sqrt{3}}.$$

Корисно је извршити проверу преко израза за привидну снагу:

– за звезду: $S = 3S_1 = 3U_1 I_1 = 3U_f I_f = \sqrt{3} IU$;

– за троугао: $S = 3S_1 = 3U_1 I_1 = 3U_f I_f = \sqrt{3} IU$.

Такође је zgodно да се провери и однос импеданси.

За случај звезде има се:

$$Z_Y = \frac{U_1}{I_1} = \frac{U_f}{I_f} = \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{U}{I},$$

а за случај троугла:

$$Z_D = \frac{U_1}{I_1} = \frac{U_f}{I_f} = \sqrt{3} \frac{U}{I},$$

одакле се дељењем добија познати однос:

$$Z_Y/Z_D = 1/3. \quad (3.19)$$

3.5. ИЗРАЧУНАВАЊЕ РЕАКТАНСИ РАСИПАЊА

Досад је показано како се на готовом трансформатору експериментално добијају параметри еквивалентне шеме. Међутим, ако трансформатор није готов, у фази пројектовања, потребно је имати могућност да се они добију рачуном.

Зашто је толико важно поље расипања? Није једини разлог само утврдити колики је флуks расипања већ њега треба што тачније познавати, укључујући и приближно конфигурацију поља расипања, јер од тога зависе:

- 1) сама реактанса расипања, и с њом у вези:
 - струја кратког споја;
 - пад, односно промена напона у нормалном раду;
- 2) електромагнетске силе на намотаје, поготову у хаваријским режимима;
- 3) повећање активних отпора намотаја услед скин-ефекта, и с тим у вези:
 - повећање губитака у бакуру;
 - допунско повишење температуре намотаја;
- 4) индуковање струја у деловима конструкције, што има за последицу:
 - повећање губитака и
 - допунско повишење температуре тог дела (на пример, суда).

Под *расућим флуksом једног намотаја* (на пример, примара) подразумева се део флуksа тог намотаја који се не обухвата навојцима другог намотаја (рецимо секундара). Међутим, у присуству гвозђа ствар се може знатно упростити, па се понекад употребљава и ова дефиниција: расути флуks је онај који не следи читавим својим током прописану путању кроз гвоздено језгро.

Приближно се, дакле, може тврдити да се поља расипања налазе у *ваздушним просторима* трансформатора, укључујући ту и оне делове које заузимају намотаји, изолација и сл.

Корисно је, а и за извођење веома погодно, да се дефинише *укућно поље расипања*; по Роговском (*Rogowsky*), то је поље које стварају магнетопобудне силе чији је збир нула. Овај парадокс ће одмах да се разјасни. Већ је било утврђено да је збир *м и с* примара и секундара једнак *м и с* магнећења:

$$E_1 + E_2 = E_M,$$

односно:

$$N_1 I_1 - N_2 I_2 = N_1 I_M$$

$$N_1 (I_1 - I_M) = N_2 I_2$$

$$N_1 I_1' - N_2 I_2 = 0, \quad (3.20)$$

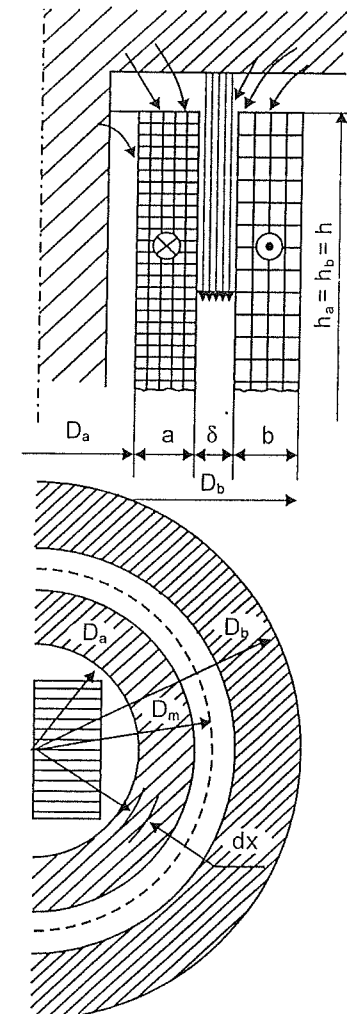
где је: I_1' компонента оптерећења струје примара, односно део за који се повећа струја примара изнад вредности I_M , коју има у празном ходу, до вредности I_1 коју има при оптерећењу секундара струјом I_2 .

У празном ходу постоји само струја $I_1 = I_M$, која ствара флуks у језгру, са занемарљивим расипањем. При оптерећењу се флуks у језгру практично не мења (ствара га и даље струја I_M), а појављује се расипање, повећање струје примара за I_1' и струја I_2 . Очигледно је да струје I_1' и I_2 стварају флуks расипања, а према релацији (3.20) њихова укупна *м и с* једнака је нули. Такође је очигледно да магнетски флуks који ствара овај нутли збир *м и с* не може имати путање које обухватају оба намотаја, већ само такве путање које се обухватају, у потпуности или делимично, само једним индивидуалним намотајем.

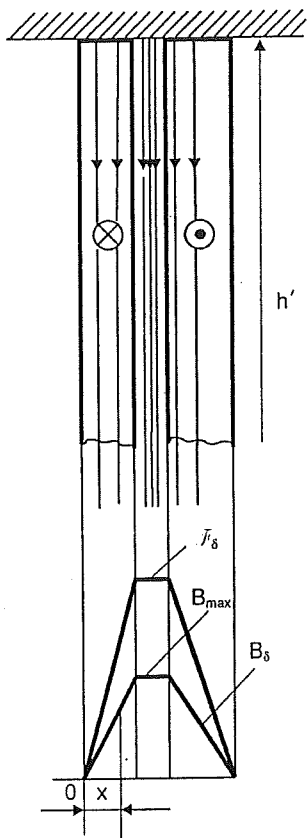
Према томе, кад постоји гвоздено језгро може се усвојити следећи приступ поступку прорачуна расутог флуksа, самоиндуктивности и реактансе расипања.

1) Посматра се само ваздушни простор (у објашњеном смислу).

2) Узима се да у намотајима примара и секундара постоје струје чије су *м и с* подједнаке и супротног смера.



Слика 3.20



Слика 3.21

Самоиндуктивност и реактанса расипања зависе од облика, димензија и међусобног распореда примарног и секундарног намотаја, односно њихових делова.

Детаљније ће се размотрити само најједноставнија варијанта: концентрични цилиндрични (цевасте) намотаји једнаких висина (сл. 3.20 и 3.21).

Примена закона о циркулацији вектора $H\vec{l}$

$$\oint \vec{H} d\vec{l} = \Sigma Ni$$

са обзиром да је по вертикалним путањама H константно, дозвољава да се изведу следећи закључци:

$M\vec{u}$ с унутар намотаја „а“ почиње од нуле (0) и расте линеарно са ординатом x , јер када се x повећава од D_a до $(D_a + a)$, контура се обухвата са све већим бројем навојака, који линеарно расте. У ваздушном процесу δ обухваћени су сви навојци намотаја „а“. $M\vec{u}$ с F_δ је ту константна и износи $N_a I_a$ (сл. 3.21).

Што се тиче намотаја „б“, претпоставиће се да је $N_a = N_b$, из чега следи:

$$I_a = I_b = I,$$

са супротним смером, тако да F_δ почевши од $(D_b - b)$ до D_b линеарно опада. За D_b је $F_\delta = 0$

(сл. 3.21).

Посматраће се оба намотаја одједном, тако да се добијају укупно поље расипања и збирна самоиндуктивност $L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2}$ (раздвајање је тешко). Тако се сматра да примар и секундар образују један јединствен намотај са истим N и I ; у језгру нема флукса (сл.3.22).

Ради упрошћења претпоставиће се да нема савијања путања магнетског флукса, тј. занемарује се утицај углова; зато се уводи еквивалентна путања флукса у прозору h' (сл. 3.20 и 3.21).

Посматрајући скицу 3.23, може се установити следеће:

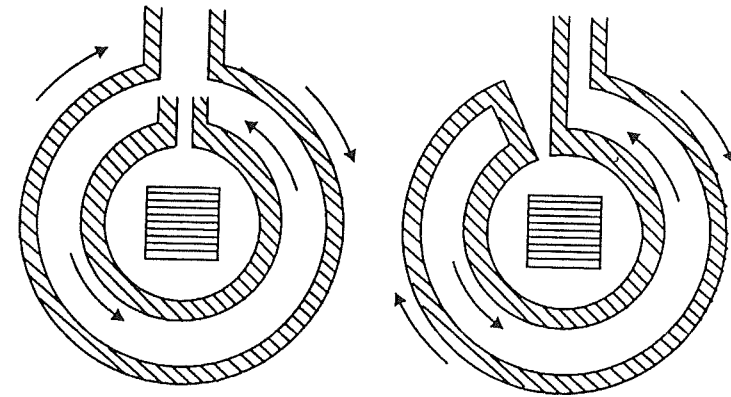
$$\frac{B}{x} = \frac{B_{\max}}{a} \rightarrow B = \frac{B_{\max}}{a} x,$$

за леву, узлазну грану; и

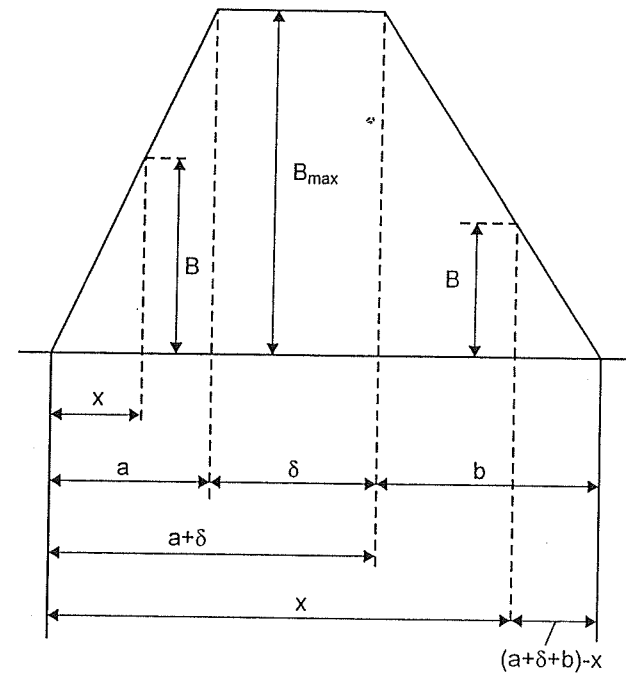
$$\frac{B}{a + \delta + b - x} = \frac{B_{\max}}{b}$$

$$\rightarrow B = \frac{B_{\max}}{b} (a + \delta + b - x),$$

за десну, силазну грану.



Слика 3.22



Слика 3.23

За B_{\max} у процепу δ важи:

$$\begin{aligned} H_{\max} h' &= N I \\ H_{\max} &= \frac{B_{\max}}{\mu_0} \\ B_{\max} &= \mu_0 \frac{N I}{h'} \end{aligned}$$

За израчунавање читаве реактансе кратког споја, која износи $X_k = \omega L_k = \omega (L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2})$, полази се од енергије магнетског поља. Ако је i тренутна вредност струје, тренутна енергија биће:

$$w = \frac{1}{2} L_k i^2.$$

Ако се уочи максимална вредност струје I_m , биће:

$$W_m = \frac{1}{2} \frac{X_k}{\omega} I_m^2.$$

Одавде се добија, узимајући у обзир да је $I_m = \sqrt{2} I$:

$$X_k = \frac{\omega W_m}{I^2}, \quad (3.21)$$

Енергија се рачуна по образцу:

$$W_m = \frac{1}{2} \int_{(v)} B_m H_m dV = \frac{1}{2\mu_0} \int_{(v)} B_m^2 dV. \quad (3.22)$$

Ову енергију најлакше је израчунати ако се запремина V подели на три дела и сваки део третира посебно.

1) У ваздушном процепу δ је $B = B_{\max}$, дакле у простору константна величина. Запремина је, приближно:

$$V = \pi D_m \delta h'.$$

а индукција у тренутку када достиже своју највећу могућу вредност B_m :

$$B_m = \mu_0 \frac{N I_m}{h'}.$$

Тако се добија:

$$W_{m,a} = \frac{1}{2\mu_0} \mu_0^2 \frac{N^2 I_m^2}{h'^2} \pi D_m \delta h' = \frac{\mu_0}{h'} (N I)^2 \pi D_m \delta$$

2) У запремини коју обухвата намотај „а“, на растојању x је индукција:

$$B_x = B_m \frac{x}{a} = \mu_0 \frac{N I_m x}{h' a},$$

а елемент запремине:

$$dV = \pi (D_a + 2x) h' dx.$$

Енергија магнетског поља је:

$$\begin{aligned} W_{m,a} &= \frac{1}{2\mu_0} \int_0^a \left(\mu_0 \frac{N I_m x}{h' a} \right)^2 \pi (D_a + 2x) h' dx = \\ &= \frac{\mu_0 \pi}{a^2 h'} (N I)^2 \left[D_a \frac{x^3}{3} + 2 \frac{x^4}{4} \right]_0^a = \frac{\mu_0 \pi}{h'} (N I)^2 a \left(\frac{D_a}{3} + \frac{a}{2} \right) \end{aligned}$$

што приближно износи:

$$W_{m,a} = \frac{\mu_0}{h'} (N I)^2 \pi \frac{D_m a}{3}.$$

3) Аналогно се добија и за запремину намотаја „б“:

$$W_{m,b} = \frac{\mu_0}{h'} (N I)^2 \pi \frac{D_m b}{3}.$$

Укупна магнетска енергија је тако:

$$W_m = W_{m,a} + W_{m,\delta} + W_{m,b} = \mu_0 \pi N^2 \frac{D_m}{h'} \left(\frac{a}{3} + \delta + \frac{b}{3} \right) \hat{I}. \quad (3.23)$$

Ако се сад погледа сл. 3.21, видеће се да висина h' са којом је рађено није исто што и h_a , односно h_b ; пре свега, мало је идеализована слика

путања магнетског флукса које нису, бар при врху (и дну) намотаја паралелне, него се закривљују услед дејства углова; а намотаји се својим горњим делом не наслањају на јарам. Стога је висина h' једна *еквивалентна* висина: њен однос према стварној висини $h_a = h_b = h$ изражава се преко *коэффицијента Роговског* $k_R < 1$:

$$h' = \frac{h}{k_R}, \quad (h' > h), \quad (3.25)$$

где k_R зависи од димензија намотаја и он за уобичајене односе код цилиндричних намотаја износи приближно (цитира се без доказа):

$$k_R \approx 1 - \frac{a + \delta + b}{\pi h}. \quad (3.25)$$

Из (3.21) и (3.23), а узимајући у обзир (3.24), добија се:

$$X_k = \frac{\omega W_m}{I^2} = \omega \mu_0 \pi \frac{D_m k_R}{h} \left(\frac{a}{3} + \delta + \frac{b}{3} \right) N^2 = \omega \mu_0 \pi \frac{D_m k_R}{h} \delta' N^2. \quad (3.26)$$

Овде се δ' зове *еквивалентни* или *сведени* размак између примара и секундара.

Константни део израза (3.26), за $f = 50$ Hz и ваздух $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m, може се израчунати нумерички:

$$\omega \mu_0 \pi = 1,239 \cdot 10^{-3}$$

па је коначно

$$X_k = 1,239 \cdot 10^{-3} \frac{D_m k_R}{h} \delta' N^2. \quad (3.27)$$

Случај колућних намотаја. – Израз за реактансу расипања може се и овде извести, примењујући претходна извођења на један парцијални пар полуколутова примара и секундара. („М“ на сл. 3.24).

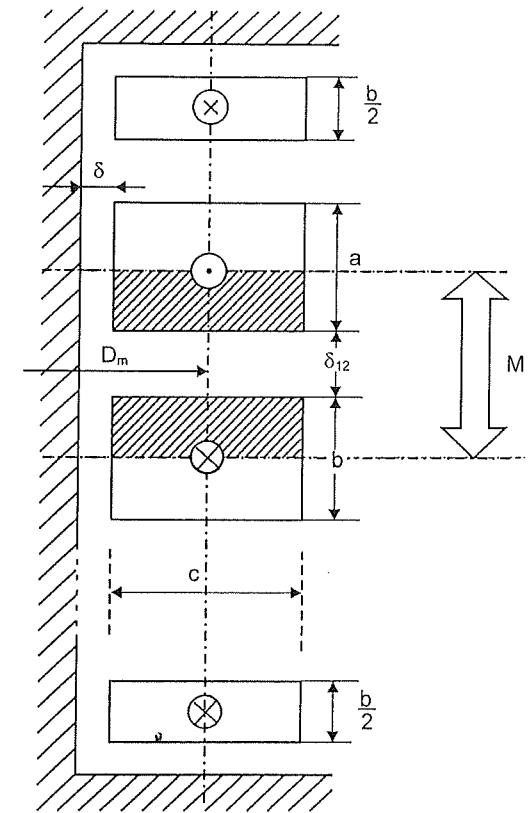
Ако постоји n целих колутова (први и последњи се раунају као $\frac{1}{2}$) формула за реактансу расипања гласи:

$$X_k = \omega \mu_0 \pi \frac{D_m k'_R}{n c} \delta'', \quad (3.28)$$

где је:

$$\delta'' = \frac{a}{6} + \delta_{12} + \frac{b}{6}$$

и k'_R – сачинилац Роговског; овај је сложена функција од a , b , δ и δ_{12} и може се одредити помоћу упрошћене формуле или помоћу дијаграма, у шта се овде нећемо упустати.



Слика 3.24

3.6. НУМЕРИЧКИ ПРИМЕРИ И ЗАДАЦИ

1. Једнофазни енергетски трансформатор снаге $S_n = 50$ kVA, напона $U_1/U_{02} = 230/115$ V, испитиван је преко огледа празног хода и кратког споја, при чему је измерено:

У празном ходу: $U_{1n} = 230$ V, $P_0 = 320$ W, $I_{01} = 9,8$ A

У кратком споју: $I_k = I_{1n}$, $U_{k1} = 9,2$ V, $P_k = 600$ W

Одредити:

а) параметре еквивалентног кола трансформатора са примарне и секундарне стране;

б) релативне вредности струје празног хода и напона кратког споја.

Решења

а)

$$P_0 \approx P_{Fe} \quad (P_{Cu} \approx 0)$$

$$I_{a1} = \frac{E_1}{R_{a1}} = \frac{P_0}{U_1} = \frac{320}{230} = 1,39 \text{ A}$$

$$I_{\mu 1} = \sqrt{I_{01}^2 - I_{a1}^2} = \sqrt{9,8^2 - 1,39^2} = 9,7 \text{ A}$$

$$R_{a1} = \frac{U_1}{I_{a1}} = \frac{230}{1,39} = 165,5 \ \Omega$$

$$X_{\mu 1} = \frac{U_1}{I_{\mu 1}} = \frac{230}{9,7} = 23,7 \ \Omega$$

$$R_{m1} = R_{a1} X_{\mu 1}^2 / (R_{a1}^2 + X_{\mu 1}^2) = 3,33 \ \Omega$$

$$X_{m1} = X_{\mu 1} R_{a1}^2 / (R_{a1}^2 + X_{\mu 1}^2) = 23,2 \ \Omega$$

$$P_k \approx P_{Cu} \quad (P_{Fek} \approx 0)$$

$$I_{1n} = \frac{S_n}{U_{1n}} = \frac{510 \cdot 10^3}{230} = 217,4 \text{ A}$$

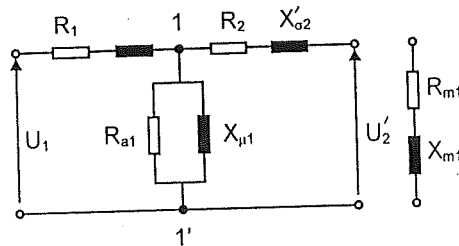
$$R_{k1} = \frac{P_k}{I_{1n}^2} = \frac{600}{217,4^2} = 12,7 \cdot 10^{-3} \ \Omega$$

$$R_1 \approx R_2' = \frac{R_k}{2} = 6,35 \cdot 10^{-3} \ \Omega$$

$$Z_{k1} = \frac{U_{k1}}{I_{k1}} = \frac{9,2}{217,4} = 42,3 \cdot 10^{-3} \ \Omega$$

$$X_{k1} = \sqrt{Z_{k1}^2 - R_k^2} = 40,4 \cdot 10^{-3} \ \Omega$$

$$X_{\sigma 1} = X'_{\sigma 2} = \frac{X_{k1}}{2} = 20,2 \cdot 10^{-3} \ \Omega$$



Слика 3,25

Отпори и рекатансе посматрани или мерени на страни секундару су за n^2 пута мањи од оних на примару, где је:

б)

$$n = \frac{N_1}{N_2} \equiv \frac{U_1}{U_{02}} = 2$$

$$R_2 = R_1'' = 1,59 \cdot 10^{-3} \ \Omega; \quad X_{\sigma 2} = X_{\sigma 1}'' = 5 \cdot 10^{-3} \ \Omega$$

$$R_{a2} = 41,4 \ \Omega; \quad X_{\mu 2} = 5,93 \ \Omega$$

$$i_0 = \frac{I_{01}}{I_{n1}} 100 = \frac{I_{02}}{I_{n2}} 100 = \frac{9,8}{217,4} = 4,5\%$$

$$u_k = \frac{U_{k1}}{U_{n1}} 100 = \frac{U_{k2}}{U_{n2}} 100 = \frac{9,2}{230} 100 = 4\%$$

2. Испитивањем трофазног енергетског трансформатора снаге $S_n = 600 \text{ kVA}$, напона $U_1/U_{02} = 11\ 000/660 \text{ V}$, спреге Yd, измерено је: у огледу празног хода: 660 V , 16 A ; $4,8 \text{ kW}$ (са ниженапонске стране) у огледу кратког споја: 500 V , 30 A ; $8,2 \text{ kW}$ (са вишенапонске стране). Одредити параметре еквивалентног електричног кола са примарне стране, као и релативне вредности струје празног хода и напона кратког споја.

Решења

$$R_{k1} = 3,04 \ \Omega; \quad X_{k1} = 9,12 \ \Omega; \quad R_{a1} = 25,2 \ \text{k}\Omega; \quad X_{\mu 1} = 6,85 \ \text{k}\Omega$$

$$I_{\alpha 1} = 0,252 \text{ A}; \quad I_{\mu 1} = 0,926 \text{ A}; \quad i_0 = 3,05\%; \quad u_k = 4,55\%$$

3. Енергетски трансформатор за 50 Hz има цилиндричне намотаје примара и секундару висине $h = 0,3 \text{ m}$, пречник средњег навојка примара и секундра $D_m = 0,2 \text{ m}$, ширину намотаја примара $a = 20 \text{ mm}$, ширину намотаја секундару $b = 30 \text{ mm}$, ширину међупростора између намотаја $\delta = 10 \text{ mm}$ и број навојака примара $N_1 = 600$. Израчунати коефицијент Роговског и реактансу расипања трансформатора са примарне стране.

Решења

$$k_R = 0,9363; \quad X_{k1} = 7,42 \ \Omega$$

4. ГУБИЦИ СНАГЕ, СТЕПЕН ИСКОРИШЋЕЊА И ПРОМЕНА НАПОНА

4.1. ГУБИЦИ У ГВОЖЂУ

О губицима снаге у гвожђу било је речи у Одељку 2.1, о магнетним материјалима, као и у Одељку 3.4, о празном ходу.

Конструктор користи податке о материјалу. Ако њих има довољно, ако су поуздани (обично се дају специфични губици у W/kg, као функција индукције у гвожђу B_{\max} за одређену фреквенцију), и ако се узму у обзир корекције на основу поређења прорачунских резултата и оних добијених мерењем на готовим трансформаторима – са овим се у фази пројектовања добијају доста поуздани резултати.

Ако ни карактеристике материјала, ни подаци о конструкцији трансформатора нису познати са довољном тачношћу, резултати огледа на готовом трансформатору су једини меродавни; може се рећи да коректно изведен експеримент даје у овом смислу најтачније и најпоузданије резултате.

Све најбитније о огледу добијања губитака у гвожђу речено је у Одељку 3.4. Због малог фактора снаге у огледу празног хода за веће трансформаторе треба користити ватметре за $\cos \varphi = 0,1$ а често и кондензаторе за компензацију реактивне снаге.

4.2. ГУБИЦИ У БАКРУ

Поред губитака у празном ходу, а то су практично само губици у гвожђу, у литератури и прописима, третирају се и *губици услед оштрећења*, који се обично деле на три дела.

1) *цуловски губици у намотајима* – скоро увек су од бакра; треба знати да се назив „губици у бакру“ генерализује, обухватајући све губитке снаге који настају услед Цуловог ефекта;

2) *дојунски губици* – услед повећања отпора намотаја који настаје због расутог флукса, односно услед индукованих локалних струја у проводницима;

3) *други дојунски губици* у конструкционим деловима услед индукованих паразитних струја.

Губици под (1) израчунавају се по уобичајеној формули $\Sigma(RI^2)$, где се R одређује из геометријских димензија и познате специфичне отпорности материјала намотаја (бакар а понекад и алуминијум). Губици

под (2) узимају се у обзир помоћу нарочитог корекционог фактора (*Филдов сачинилац*), а губици под (3) на основу емпиријских формула.

Детаљније о губицима под (2) биће речи у следећем одељку, о онима под (3) неће се говорити на нивоу овог курса, а о губицима под (1) даћемо у наставку најважније податке.

Формула за губитке је једноставна:

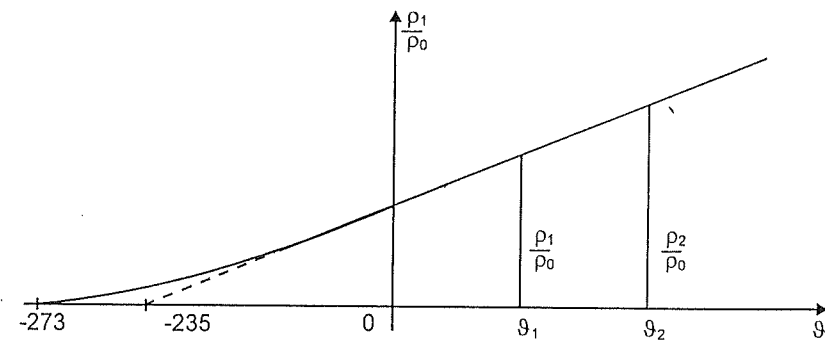
$$P_{g,1} = \Sigma(RI^2) = \Sigma\left(\rho \frac{l}{s} I^2\right)$$

Струја I је задата, најчешће номинална, а дужина l и пресек s такође се знају из геометријских података. Међутим, ρ – које у првом реду зависи од природе материјала – није константно, већ зависи од температуре. Опсег радних температура је врло велики, тако да се не може говорити о константности ових губитака чак и кад је струја стална (изузев у устаљеном стању и строго сталној температури околине). Уобичајено је да се отпор R_2 на температури ϑ_2 израчунава из отпора R_1 (који је познат) на температури ϑ_1 из формуле (за бакарне намотаје)

$$R_2 = R_1 \frac{235 + \vartheta_2}{235 + \vartheta_1}$$

На температури апсолутне нуле $\vartheta = -273^\circ \text{C}$, $\rho \rightarrow 0$ за све метале. Када се изврши линеаризација криве промене ρ са ϑ , добија се фиктивна нула отпорности за бакар на -235°C (а за алуминијум на -225°C). Из сличности труглова (сл. 4.1) добија се:

$$\frac{\rho_2}{\rho_1} = \frac{R_2}{R_1} = \frac{235 + \vartheta_2}{235 + \vartheta_1}$$



Слика 4.1

Тај пораст температуре није нимало безначајан. На пример, за $\vartheta_1 = 25^\circ \text{C}$ и $\vartheta_2 = 75^\circ \text{C}$ (уобичајена радна температура усвојена прописима као референтна) израчунава се као:

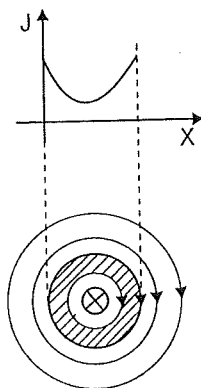
$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{235 + 75}{235 + 25} = 1,192,$$

дакле, пораст је од скоро 20%.

4.3. УТИЦАЈ РАСУТОГ ФЛУКСА НА ПОВЕЋАЊЕ АКТИВНОГ ОТПОРА И ГУБИТАКА У БАКРУ (ПОВРШИНСКИ ЕФЕКТ И ЕФЕКТ БЛИЗИНЕ)

Магнетска индукција расутог поља индукује у проводницима e и m које изазивају локалне струје; оне се затварају:

- у самим масивним проводницима;
- у паралелним гранама намотаја, ако је проводник намотаја израђен од снопа тањих проводника који се при намотавању навојака међусобно *трансионују* (промени им се положај у разним навојцима), тако да се локалне струје пониште.



Слика 4.2

По дефиницији, те локалне струје *не излазе ван граница намотаја*, тј. не појављују се у спољашњем колу. Зато се и зову *вихорне струје*. Оне, сабирајући се са главном струјом, доводе до *неједнолике густине струје* по попречном пресеку. Понекад се струја концентрише само близу површине проводника – отуда назив *површински ефект* (енгл. – *skin effect*). Такав је случај код усамљеног проводника округлог пресека (сл. 4.2), чија струја ствара магнетско поље и око проводника и у њему. Јасно је да се централни део обухвата са више флукса него спољашњи – онај који је ближи површини; тај централни део има зато већу самоиндуктивност, тиме и већи индуктивни отпор, те струја у њему има мању густину.

Код две паралелне шине правоугаоног пресека са струјама супротних смерова (сл. 4.3) струја се концентрише у слојеве блиске један другом стога што се удаљенији слојеви обухватају са више флукса. Зато се то овде назива *ефект близине* (енгл. – *proximity effect*).

Намотаји примара и секундара су у пресеку правоугаоници и имају супротне струје, па се могу посматрати као две блиске правоугаоне шине. Очигледно је да ће поједини проводници имати сложену расподелу густине у пресеку као резултат кумулативног деловања и површин-

ског ефекта и ефекта близине. Такође се може закључити да ће сви проводници у неком изабраном аксијалном правцу имати приближно исту расподелу густине по пресеку.

Неравномерна расподела струје по попречном пресеку еквивалентна је смањењу ефективне површине пресека, а то значи да се активна отпорност повећава у односу на отпорност према једносмерној струји.

Када се проучава утицај ове неравномерне расподеле струје на повећање губитака (не разматрајући случај кад има паралелних грана), згодно је да се укупна струја унутар трансформатора I посматра као резултантна струја две компоненте I_s и I_v које стварају исте губитке као и струја I .

1) Компонента струје оптерећења $I_s = I_2 = I'_1$ појављује се у спољном колу и равномерно се распоређује по површини пресека. Сматраће се такође да магнетско поље (флукс) расипања потиче само од ове компоненте.

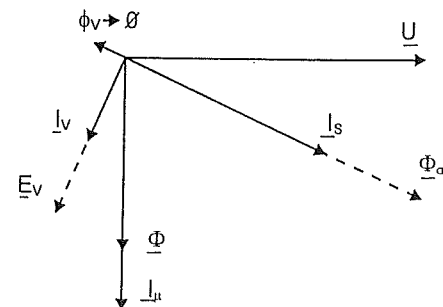
2) Локалне – вихорне струје I_v затварају се у унутрашњости сваког проводника намотаја не излазећи ван намотаја. Њихов је допринос у флуксу расипања бројно занемарљив, $\Phi_v \rightarrow 0$. Реактивна компонента вихорне струје која ствара тај флукс је због тога такође занемарљива, $I_{rv} \rightarrow 0$. Векторски, флукс Φ_v има супротан смер од Φ_σ (Ленцово правило).

Због еквиваленције у погледу губитака, тј.:

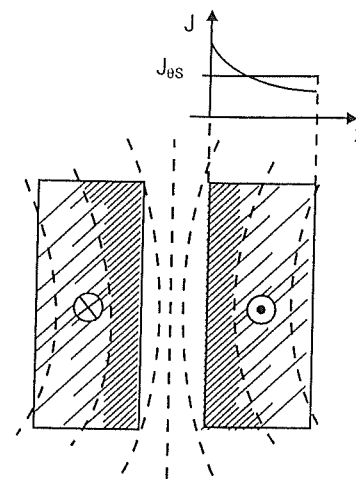
$$RI^2 = RI_s^2 + RI_v^2,$$

очигледно је да струје I_s и I_v морају да буду у квадратури, односно да је фазни став I_v померен за $\pi/2$ од I_s (сл. 4.4). Струја I_v има само активну компоненту која је зато у фази са индукованим напонем \underline{E}_v ; фазни померај напона \underline{E}_v и флукса Φ_σ је такође $\pi/2$.

У наставку ће се извести формула за фактор повећања губитака услед вихорних струја (Филдов сачинилац).



Слика 4.4

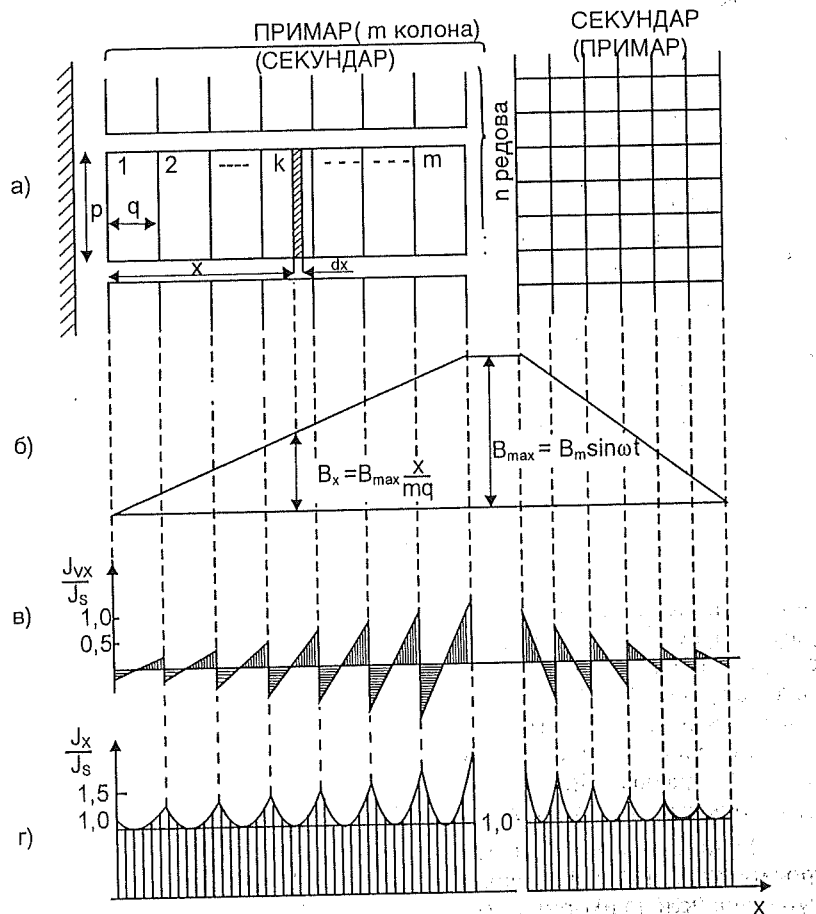


Слика 4.3.

Нека је површина попречног пресека проводника примара (аналогно и секундара) $s = p q$, и нека намотај има m колона и n врста (сл. 4.5а). У сваком проводнику имамо компоненту равномерне густине струје оптерећења ефективне вредности $J_s = I_s/s$, која је под претпоставком синусно променљиве струје у времену дата изразом:

$$j_s(x, t) = j_s(t) = J_s \sqrt{2} \sin \omega t = \frac{J_s}{pq} \sqrt{2} \sin \omega t \neq f(x).$$

Већ је било показано да је индукција расипања и густина расутог флукса код цилиндричног намотаја (сл. 2.23 и сл. 4.5б):



Слика 4.5

$$B_x = \frac{B_{\max}}{mq} x,$$

где је:

$$B_{\max} = B_m \sin \omega t = \frac{NI_s \sqrt{2}}{h'} \mu_0 \sin \omega t,$$

што постаје, ако се замене $N = m \cdot n$ и $I_s = p \cdot q \cdot J_s$:

$$B_{\max} = \frac{\sqrt{2}}{h'} \mu_0 m n p q J_s \sin \omega t.$$

У елементарној површини $p \cdot dx$ на растојању x , поред густине j_s , постоји и компонента густине струје од вихорне струје j_{vx} , која је због скин-ефекта функција како растојања x , тако и времена t . Сагласно ранијим разматрањима, све елементарне површине на растојању x (у свим проводницима k -те колоне) имају исту резултантну густине струје j_x са ефективном вредношћу J_x .

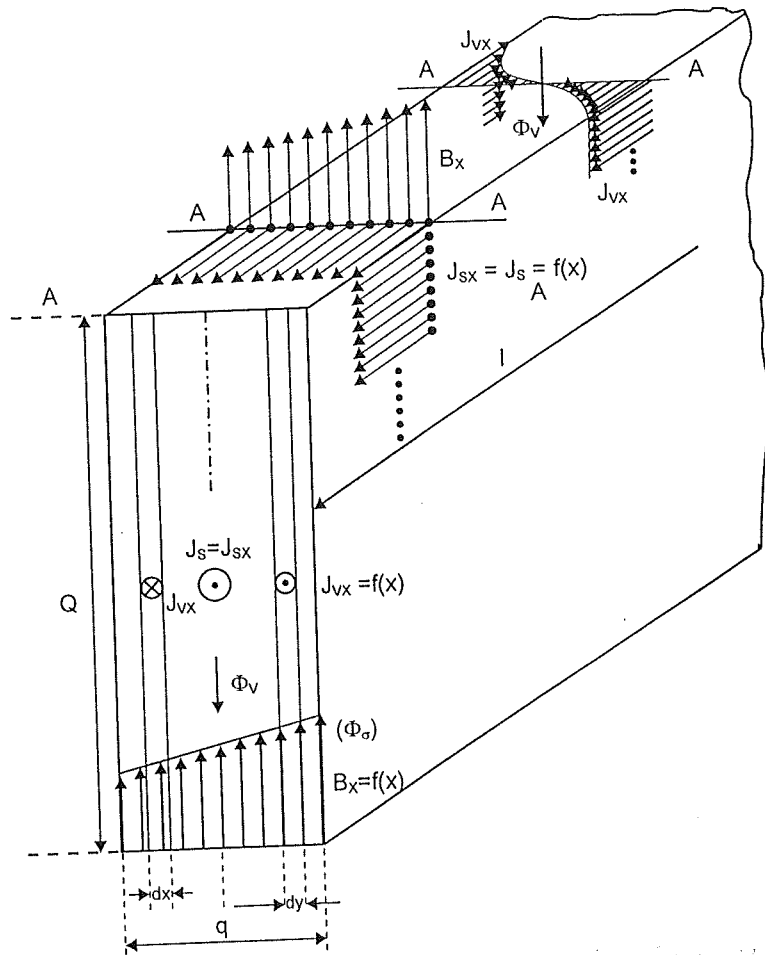
На слици 4.6 дата је расподела густине струје у пресеку А-А проводника k -те колоне. Смерови флукова и густина струја су у сагласности са векторским дијаграмом на сл. 4.4. На први поглед се чини да се густине струје J_{sx} и J_{vx} на десној страни сабирају, а на левој одузимају. Не треба, међутим, заборавити да су густине, као и струје, такође временски померене за $\pi/2$, па ће зато ефективне вредности струје на месима подједнако удаљених од осе проводника бити исте, што се може уочити са дијаграма на сл. 4.7.

Са прстеном дебљине dx (у посматраном проводнику) обухвата се флуks у гвожђу Φ и део флуksа расипања Φ_x (слике 4.6 и 4.8); њихова промена индукује у том прстену две $e.m.c$ је:

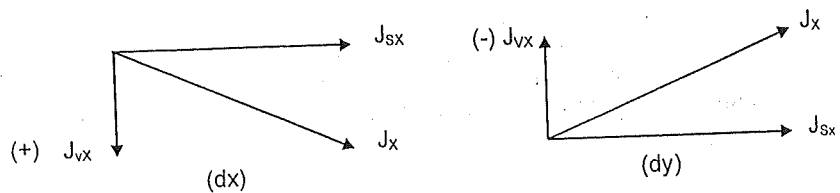
$$e + e_x = - \frac{\partial \Phi}{\partial t} - \frac{\partial \Phi_x}{\partial t}.$$

Флуks Φ_x меродаван за тачку x обухвата се само са делом намотаја у унутрашњости, тј. са кружним прстеном чија је површина $l_{sr} x$, где је: l_{sr} – средња дужина једног навојка; а средња вредност магнетске индукције, због линеарне зависности од x , износи $B_x/2$, па је израз за тај флуks:

$$\Phi_x = B_{x, sr} l_{sr} x = \frac{1}{2} B_{\max} \frac{x^2}{mq} l_{sr} \sin \omega t. \quad (4.2)$$

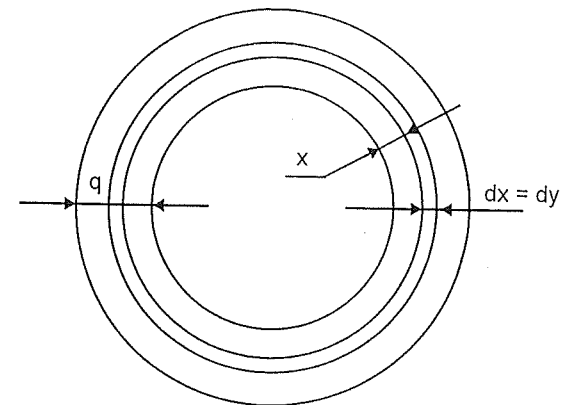


Слика 4.6



Слика 4.7

Слика 4.8



Примена II Кирхофовог правила на прстен dx даје:

$$u - \Sigma e - \frac{\delta I_x}{\delta g_x} = 0,$$

где је: $\delta I_x = j_x p dx$ елементарна струја, а

$$\delta g_x = \frac{1}{\rho} \frac{p dx}{l_{sr}}$$

елементарана специфична проводност. Сада је:

$$u = -e - e_x - j_x l_{sr} \rho. \quad (4.3)$$

Следи:

$$e_x = -\frac{d\phi_x}{dt} = -\frac{1}{2} \omega B_{max} \frac{x^2}{m q} l_{sr} \cos \omega t. \quad (4.4)$$

Пошто ни u ни e не зависе од x , а e_x очигледно зависи, онда j_x мора да буде функција од x . Ако се уведе израз за укупну густину:

$$j_x = j_s + j_{vx}, \quad (4.5)$$

који означава да једна компонента, фиксна, зависи од спољашње струје, а друга да представља густину вихорне струје која се затвара у самом проводнику, онда та вихорна струја (односно њена густина) мора у

читавај запремини проводника да има укупну вредност једнаку нули, што примењено на пресек pq даје:

$$\iint_{(S)} j_{vx} dS = 0 \quad \text{или} \quad \int_{x=q(k-1)}^{x=qk} j_{vx} dx = 0.$$

Ако се (4.5) стави у (4.3), имаће се:

$$j_{vx} = -j_s + \frac{u+e}{l_{sr} \rho} + \frac{e_x}{l_{sr} \rho}.$$

Интеграл у узетим границама има вредност једнаку нули:

$$\left(-j_s + \frac{u+e}{l_{sr} \rho} \right) \Big|_{x=q(k-1)}^{x=qk} - \frac{1}{l_{sr} \rho} \int_{x=q(k-1)}^{x=qk} e_x dx = 0$$

Из (4.3) и (4.5) се има:

$$\frac{u+e}{l_{sr} \rho} - j_s = \frac{l_x}{l_{sr} \rho} - j_{vx}.$$

Стави ли се то у претходну једначину, имаће се:

$$\frac{e_x}{l_{sr} \rho} - j_{vx} = \frac{1}{q l_{sr} \rho} \int_{x=q(k-1)}^{x=qk} e_x dx$$

$$j_{vx} = \frac{1}{l_{sr} \rho} \left(e_x - \frac{1}{q} \int_{q(k-1)}^{qk} e_x dx \right).$$

Стави ли се за e_x његова вредност (4.4) и изврши интеграљење, добија се:

$$j_{vx} = \frac{1}{l_{sr} \rho} \frac{\omega}{2} B_{\max} \frac{l_{sr}}{n q} \cos \omega t \left(x^2 - \frac{1}{q} \left. \frac{x^3}{3} \right|_{q(k-1)}^{qk} \right).$$

Уведе ли се израз за B_{\max} у функцији густине струје J_s ,

$$B_{\max} = \frac{\mu_0 J_s \sqrt{2} p q m n}{h'},$$

затим $\cos \omega t = \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right)$ и израчуна вредност:

$$\frac{1}{q} \left. \frac{x^3}{3} \right|_{q(k-1)}^{qk} = \frac{q^3 k^3 - q^3 (k-1)^3}{3q} = q^2 k(k-1) + \frac{q^2}{3},$$

добиће се коначно:

$$j_{vx} = \alpha^2 J_s \sqrt{2} \left[x^2 - q^2 k(k-1) - \frac{q^2}{3} \right] \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right)$$

где је:

$$\alpha^2 = \frac{\omega}{2} \mu_0 \frac{p n}{\rho h'}.$$

Фазор густине струје \underline{j}_{vx} је функција од x , а има ефективну вредност:

$$J_{vx} = \alpha^2 J_s \left[x^2 - q^2 k(k-1) - \frac{q^2}{3} \right]$$

и по фази заостаје тачно $\frac{\pi}{2}$ од фазора густине струје \underline{j}_s . На слици 4.5в нацртана је за сваки пресек примара приближна слика функције J_{vx}/J_s .

Стави ли се $\omega = 2 \pi f$, израз за α^2 имаће облик:

$$\alpha^2 = \frac{\pi \mu_0 f p}{\rho h'} n.$$

Резултантна густина струје J_x је, због померања од $\frac{\pi}{2}$ дата изразом:

$$J_x = \sqrt{J_s^2 + J_{vx}^2}.$$

На сл. 4.5г нацртана је приближно зависност J_x/J_s .

За израчунавање укупних губитака мора се узети у обзир да је J_x другачија за сваку од m колона. Ако се изврши интеграција за k -ту колону, добија се:

$$\Delta P_{Cu} = \int_{q(k-1)}^{qk} (J_x \rho dx)^2 \frac{\rho l_{sr}}{\rho dx} = J_s^2 \rho q l_{sr} \rho + \Delta P_{Cu \text{ dop}},$$

где су допунски губици у бакуру услед вихорних струја функција од α^4 и q^4 . За свих m колона израчунава се *средњи сачинилац повећања губица* (Филдов фактор) дефинисан као:

$$k_f = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \frac{\Delta P_{Cu} + P_{Cu \text{ dop}}}{\Delta P_{Cu}}.$$

После дужих математичких операција, користећи формуле за суму редних бројева од 1 до m и суму њихових квадрата добија се:

$$k_f = 1 + (q \alpha)^4 \frac{m^2 - 0,2}{9}.$$

Уводећи ознаку:

$$\xi^2 = (q \alpha)^2 = q^2 \frac{\pi \mu_0 f}{\rho} \frac{p}{h'} n$$

и занемарујући сабирак 0,2 за $m \geq 4$ добија се:

$$k_f = 1 + \xi^4 \frac{m^2}{9}. \quad (4.6)$$

Ради лакше дискусије, ставиће се $n p \approx h'$, па ће се имати за релативно повећање губитака:

$$\Delta k_f \approx \left(\frac{\pi \mu_0 f}{\rho} \right)^2 \frac{m^2 q^4}{9}. \quad (4.7)$$

Одавде се лако закључује:

– повећање губитака јако расте (са четвртим степеном) димензије q , тј са ширином проводника;

– оно је сразмерно квадрату фреквенције (слично је већ било нађено код вихорних струја у лимовима магнетских кола);

– оно је обрнуто сразмерно квадрату специфичног отпора ρ , одакле следе два закључка:

(1) губици услед вихорних струја већи су за бакар него за алуминијум;

(2) насупротив основним губицима у бакуру, губици услед вихорних струја опадају, и то зачајније, са порастом температуре намотаја.

Једноставним тражењем минимума укупних губитака може се наћи критична ширина q проводника. Ако конструктор, тежећи смањењу губитака у бакуру, повећава пресек проводника узимајући све већу ширину q , активна отпорност ће се смањивати, али то неће бити случај са укупним губицима снаге; после прекорачења критичне ширине q , укупни губици неће опадати, већ расти! За ту критичну ширину удео губитака услед вихорних струја износи 33%.

За случај проводника округлог пресека може се на сличан начин израчунати Филдов фактор и добити:

$$k_{f(0)} \approx 1 + \xi_0^4 \frac{m^2}{19,4}, \quad (4.8)$$

где је:

$$\xi_0^2 = \frac{\pi d^2}{4} \frac{4 d n \mu_0 f}{\rho h'} = \frac{\pi \mu_0 f d^3}{\rho h'} n \quad (4.9)$$

d пречник изоловане жице.

Као што се види на слици 4.5, највеће вредности вихорних струја настају у навојцима који се налазе спрам процепа између примара и секундара; ту је и опасност од *локалних прегревања* највећа.

4.4. СТЕПЕН ИСКОРИШЋЕЊА СНАГЕ

По дефиницији, степен искоришћења снаге је однос корисне (или излазне) и утрошене (или улазне) активне снаге. Знајући да се разлика тих снага назива укупним губицима ΣP_g који се претварају у принципијелно изгубљену топлотну снагу, може се написати:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + \Sigma P_g} = \frac{P_1 - \Sigma P_g}{P_1}. \quad (4.10)$$

Пошто се за трансформатор као номинална величина даје *привидна снага*, онда ће ако је трансформатор оптерећен номиналном снагом активна снага зависити од $\cos \varphi$. За случај да је струја I_2 различита од номиналне, и ако се обележи:

$$\beta = \frac{I_2}{I_{2n}} = \frac{U_{2n} I_2}{U_{2n} I_{2n}} = \frac{S}{S_n}$$

и

$$P_2 = S \cos \varphi = \beta S_n \cos \varphi,$$

добија се:

$$\eta = \frac{\beta S_n \cos \varphi}{\beta S_n \cos \varphi + P_{Cu} + P_{Fe}} \quad (4.11)$$

Узимајући да су губици у гвожђу једнаки губицима у празном ходу P_0 (није сасвим тачно, јер B_m зависи од E , које је мање када је оптерећење веће), а да су губици у бакру једнаки снази кратког споја, коригованој због тога што у том огледу температура није могла да буде 75°C (стандардизована радна температура), дакле означавајући P_{Cu} сад са P_{k75} — добијамо:

$$\eta = \frac{\beta U_{2n} I_{2n} \cos \varphi}{\beta U_{2n} I_{2n} \cos \varphi_n + \beta^2 P_{k75} + P_0} \quad (4.12)$$

Препоруке ИЕС за енергетске трансформаторе због мале разлике поистовећују снагу губитака у гвожђу P_{Fe} са снагом измереном у огледу празног хода P_0 , као и снагу губитака у бакру P_{Cu} са снагом губитака измереним у огледу кратког споја P_k , уз прерачунавање потоњих на референтну температуру од 75°C на следећи начин.

Нека се оглед кратког споја изводи на температури ϑ_1 . Тада важи (за трофазни трансформатор):

$$P_{k\vartheta_1} = P_{Cu\vartheta_1} + P_{d\vartheta_1} = 3(R_1 + R_2') I_1^2 + P_{d\vartheta_1} \quad (4.13)$$

где су R_1 и R_2' отпори измерени једносмерном струјом. Даље је:

$$P_{Cu75} = \frac{235 + 75}{235 + \vartheta_1} P_{Cu\vartheta_1}$$

$$P_{d75} = \frac{235 + \vartheta_1}{235 + 75} P_{d\vartheta_1}$$

па је:

$$P_{k75} = P_{Cu75} + P_{d75} \quad (4.14)$$

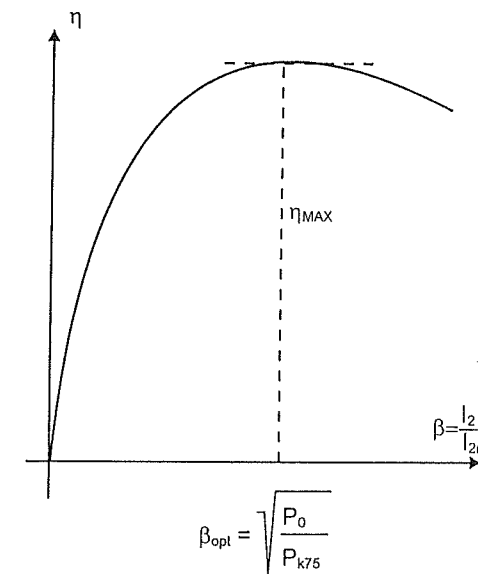
(Треба уочити да је коефицијент температурне корекције за губитке услед вихорних струја реципрочна вредност коефицијента за губитке у бакру услед једносмерне струје.)

Степен искоришћења снаге као функција од β (слика 4.9) има максимум и он се може наћи изједначавањем првог извода $\frac{d\eta}{d\beta}$ са нулом. Тако се добија:

$$\beta U_{2n} I_{2n} \cos \varphi_n + \beta^2 P_{k75} + P_0 - \beta (U_{2n} I_{2n} \cos \varphi_n + 2 \beta P_{k75}) = 0,$$

што даје:

$$\beta^2 P_{k75} = P_0 \quad (4.15)$$



Слика 4.9.

Максимум степена искоришћења снаге наступа кад губици у бакру постану једнаки губицима у гвожђу. Према томе, пошто конструктор може да изабере вредност P_{k75}/P_0 у прилично широким границама (на пример избором густине струје и густине флукса), максимум η се може постићи при жељеном релативном оптерећењу β . За трансформаторе

који раде 24 часа дневно под пуним оптерећењем очигледно треба да је $\beta_{\text{opt}} = 1$, а за оне из градске дистрибутивне мреже, који раде под пуним оптерећењем само неколико часова дневно, средње релативно оптерећење је $\beta_{\text{SR}} < 1$.

С обзиром на то да је дијаграм оптерећења у току дана, и у току године, веома променљив, не могу се дати на основу досадашњих разматрања никаква општа правила о томе како треба распоредити губитке да би *смањен искоришћења енергије* (у току године) η_G био максималан. Као оријентација може се рећи да ће степен искоришћења енергије:

$$\eta_G = \frac{\int_0^{IG} P(t) dt}{\int_0^{IG} P(t) dt + \int_0^{IG} P_g(t) dt} \quad (4.16)$$

бити бољи ако максимум степена искоришћења снаге (η) не наступи при нормалном, већ при неком мањем оптерећењу. Треба, дакле, да буде: $\beta < 1$ и најчешће се β спушта до 0,4. Ниже вредности β од ове значе смањење P_0 а то повлачи мању количину магнетског материјала и већи утрошак скупљег материјала за намотаје, који не може да се надокнади уштедом у погонским трошковима. Избор оптималног β је очигледно функција и трошкова израде и трошкова експлоатације трансформатора.

4.5. СУПРАПРОВОДНИ НАМОТАЈИ

Идеја о трансформатору без губитака у намотајима је врло привлачна, јер би се тако губици услед оптерећења свели на нулу. Степен искоришћења снаге био би знатно побољшан, јер ови губици представљају претежни део укупних губитака.

Ова уштеда у укупним трошковима експлоатације повлачи за собом инвестиције за *криосистеми* у који се смештају намотаји, као и инвестиције за друге помоћне инсталације за хлађење, односно добијање течног хелијума или азота као расхладног средства, а не треба заборавити ни трошкове за енергију потребну за рад ове опреме.

Оно што у највећој мери спречава практичну примену у техници супрапроводних трансформатора јесте чињеница да овакав трансформатор по запремини није уопште мањи од уобичајеног, „нормалног“ трансформатора. Супрапроводност *несијаје* изнад једне одређене, критичне вредности наизменичног магнетског поља. Чак и код конструкције намотаја са смањеним расипањем уз употребу специјалних супрапроводних материјала, и при идеалним условима показало се да запремина супрапроводних трансформатора не може ни теоријски да буде мања од запремине уобичајених. У последње време су, додуше, извршени про-

рачуни, па и детаљни пројекти супрапроводних трансформатора све до снаге од 1 000 MVA.

Досад је усвету направљено неколико прототипова супрапроводних трансформатора, од којих ћемо споменути најновији, који је хибридног типа и има следеће карактеристике:

- снага 100 kVA;
- NN намотај од нобијум-титанског супрапроводног кабла, хлађен течним хелијумом;
- VN намотај од бакра, хлађен течним азотом;
- криостатни суд са двослојном структуром који омогућава два система хлађења;
- магнетско језгро је на собној температури;
- омски отпор 0,53%;
- напон кратког споја 38,6%;
- губици празног хода 338 W;
- губици услед оптерећења 745 W.

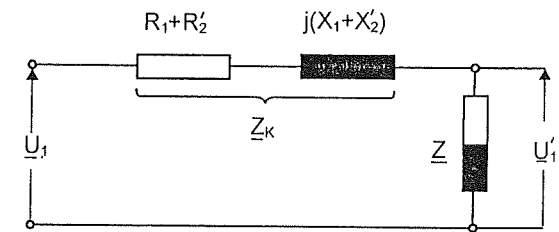
Садашња процена је да су супрапроводни намотаји још не баш тако блиска будућност.

4.6. ИЗРАЧУНАВАЊЕ ПРОМЕНЕ НАПОНА И РЕЛАТИВНЕ ВРЕДНОСТИ

Једна од важних карактеристика трансформатора, кад ради у мрежи електроенергетског система, јесте пад напона који изазива његово оптерећење: како под извесним условима (који ретко наступају у пракси) тај пад може да буде негативан, често се говори о *промени напона*. Ради се, наравно, о одступању напона секундара при оптерећењу од оног у празном ходу.

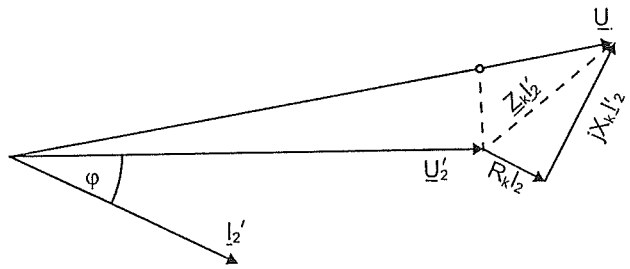
Ако се подсети да је у огледу кратког споја за постизање номиналне струје било потребно свега неколико процената (2... 6% најчешће) номиналног напона, јасно је да ни пад напона не може да буде велики, бар не за трансформаторе који се најчешће израђују.

За прорачун промене напона може се користити потпуна еквивалентна шема. Код добро конструисаних трансформатора, међутим, струја у попречној грани је толико мала да практично нимало не доприноси тој промени напона. Стога се за ову сврху адмитанса попречне гране сме занемарити, те еквивалентна шема има сасвим једноставан изглед (сл. 4.10). На рад са импедансом оптерећења Z налази се само импеданса кратког споја трансформатора Z_k .



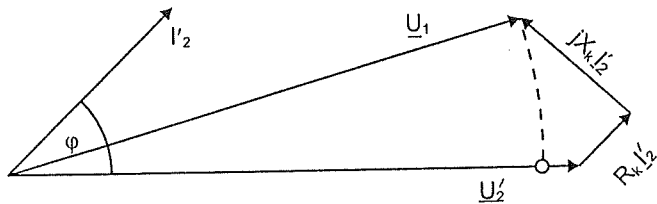
Слика 4.10.

На слици 4.11. приказан је фазорски дијаграм ове шеме, и то за индуктивни карактер оптерећења. Напон \underline{U}_1 добија се кад се напону \underline{U}_2 додају падови напона $R_k I_2'$ (у фази са струјом) и $X_k I_2'$ (у квадратури са струјом). Фазор промене напона је $Z_k I_2'$.



Слика 4.11

Кад је струја оптерећења капацитивна, фазорски дијаграм се нешто разликује (слика 4.12). Види се да је $|\underline{U}_1| < |\underline{U}_2'|$.



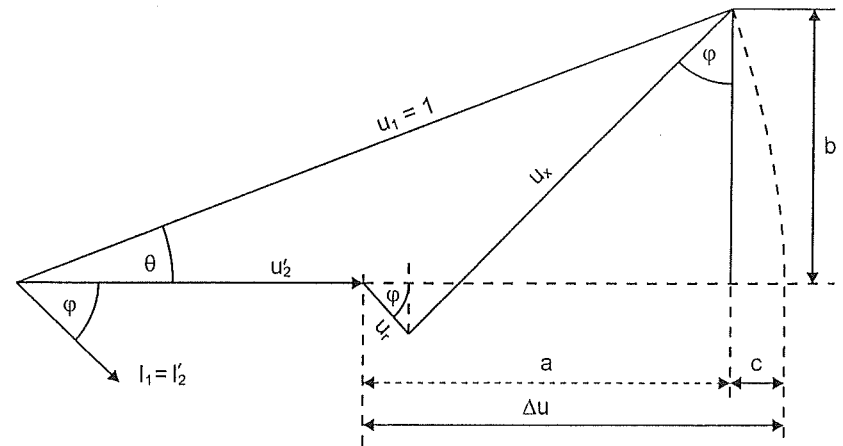
Слика 4.12

Израчунавање промене напона, које се своди на израчунавање разлике интензитета фазора \underline{U}_1 и \underline{U}_2' (тј. $\Delta U = |\underline{U}_1| - |\underline{U}_2'|$ што је, у ствари, промена секундарног напона сведена на примар), започеће цртањем дијаграма са релативним или процентуалним вредностима, који су већ уведени у одељку 3.4 који се односи на кратки спој. Узимајући за $u_1 = 1$ (слика 4.13), могу се поставити следећи односи:

$$\begin{aligned} u_2' + a &= u_1 \cos \theta \\ u_1 - \Delta u + a &= u_1 \sqrt{1 - \sin^2 \theta} \\ \sin \theta &= \frac{b}{u_1} \end{aligned} \quad (4.17)$$

Развијајући $\sqrt{1 - \sin^2 \theta}$ у ред, за мале вредности θ сме се узети:

$$\sqrt{1 - \sin^2 \theta} \approx 1 - \frac{\sin^2 \theta}{2}$$



Слика 4.13

Из (4.17) добија се:

$$\Delta u = u_1 - u_1 \left[1 - \frac{1}{2} \left(\frac{b}{u_1} \right)^2 \right] + a = a + \frac{1}{2} \frac{b^2}{u_1} = a + \frac{b^2}{2}, \quad (4.18)$$

где је:

$$\left. \begin{aligned} a &= u_r \cos \phi + u_x \sin \phi \\ b &= u_x \cos \phi - u_r \sin \phi \end{aligned} \right\} \quad (4.19)$$

У процентуалним вредности је: $u_1 \% = 100$

$$\Delta u \% = a \% + \frac{b \%^2}{200} \quad (4.20)$$

У многим практичним случајевима (индуктивно оптерећење, већи трансформатор) $\frac{b \%^2}{200}$ се сме занемарити спрам $a \%$, тако да је често довољно тачно радити са формулом:

$$\Delta u \approx a = u_r \cos \phi + u_x \sin \phi. \quad (4.21)$$

На тај начин се лако долази до релативне промене напона трансформатора при задатом углу φ ако је познат правоугли *троугао* *крајњког* *сиоја* чије су катете u_r и u_x .

4.7. НУМЕРИЧКИ ПРИМЕРИ И ЗАДАЦИ

1. Трансформатор са подацима $S_n = 1\ 600\ \text{kVA}$; $U_1/U_{02} = 10/0,4\ \text{kV}$; спрега Yd , $u_k = 6\%$, $P_{\text{он}} = 3\ \text{kW}$ има губитке кратког споја при пуном оптерећењу и температури 75°C , $P_{\text{kn}75} = 17,9\ \text{kW}$. Одредити степен искоришћења снаге трансформатора у следећим режимима рада:

- при номиналном чисто активном оптерећењу;
- при номиналном оптерећењу уз фактор снаге $\cos \varphi = 0,8$ инд.;
- при половини номиналног чисто активног оптерећења;
- при половини номиналног оптерећења уз фактор снаге $\cos \varphi = 0,8$ инд.

Решења

$$\text{а) } \eta = \frac{\beta S_n \cos \varphi}{\beta S_n \cos \varphi + P_{\text{Fe}} + \beta^2 P_{\text{kn}}}; \quad \beta = \frac{S}{S_n} = \frac{I}{I_n}$$

$$P_{\text{Fe}} \cong kU_1^2; \quad \text{за } U_1 = \text{const}: P_{\text{Fe}} = P_{\text{Fe}n} = \text{const}$$

$$\beta = 1; \quad \cos \varphi = 1$$

$$\eta = \frac{1\ 600}{1\ 600 + 3 + 17,9} = 98,71\%$$

$$\text{б) } \beta = 1; \quad \cos \varphi = 0,8$$

$$\eta = \frac{1\ 600 \cdot 0,8}{1\ 600 \cdot 0,8 + 3 + 17,9} = 98,39\%$$

$$\text{в) } \beta = \frac{1}{2}; \quad \cos \varphi = 1$$

$$\eta = \frac{0,5 \cdot 1\ 600}{0,5 \cdot 1\ 600 + 3 + 0,5^2 \cdot 17,9} = 99,07\%$$

$$\text{г) } \beta = \frac{1}{2}; \quad \cos \varphi = 0,8$$

$$\eta = \frac{0,5 \cdot 1\ 600 \cdot 0,8}{0,5 \cdot 1\ 600 \cdot 0,8 + 3 + 0,5^2 \cdot 17,9} = 99,83\%$$

2. За трансформатор из задатка 1 одредити вредности и врсту оптерећења при коме ће имати највећи могући степен искоришћења снаге.

Решење:

$$S_m = 655,2\ \text{kVA}; \quad \cos \varphi = 1 \text{ (термогено оптерећење).}$$

3. За трансформатор из задатка 1 израчунати процентуалну промену напона секундара и стварни напон секундара за сва дата оптерећења.

Решења

$$\text{а) } \beta = 1; \quad \cos \varphi = 1:$$

$$u_m = \frac{P_{\text{cun}}}{S_n} \cdot 100 = \frac{P_k}{S_n} \cdot 100 = \frac{17,9}{1\ 600} \cdot 100 = 1,12\%$$

$$u_{\text{xn}} = \sqrt{u_{\text{kn}}^2 - u_m^2} = \sqrt{6^2 - 1,12^2} = 5,9\%$$

$$a_n = u_r \cos \varphi + u_x \sin \varphi = 1,12 \cdot 1 + 5,9 \cdot 0 = 1,2\%$$

$$b_n = u_x \cos \varphi + u_r \sin \varphi = 5,9 \cdot 1 - 1,12 \cdot 0 = 5,9\%$$

$$\Delta u = a + \frac{b^2}{200} = 1,12 + \frac{5,9^2}{200} = 1,29\%$$

$$\Delta U_2 = \frac{1,29}{100} U_2 = \frac{1,29}{100} \cdot 400 = 5\ \text{V}$$

$$U_2 = U_{02} - \Delta U_2 = 400 - 5 = 395\ \text{V}$$

$$\text{б) } \beta = 1; \quad \cos \varphi = 0,8 \text{ инд: } \Delta u = 4,52\%; \quad U_2 = 382\ \text{V}$$

$$\text{в) } \beta = \frac{1}{2}; \quad \cos \varphi = 1: a = \frac{1}{2} a_n; \quad b = \frac{1}{2} b_n$$

$$\Delta u = 0,6\%; \quad U_2 = 397,6\ \text{V}$$

$$\text{г) } \beta = \frac{1}{2}, \quad \cos \varphi = 0,8 \text{ инд: } \Delta u = 2,24\%; \quad U_2 = 391\ \text{V}$$

4. Одредити фактор снаге номинално оптерећеног трансформатора из задатка 1 при коме настаје:

- највеће снижење напона секундара;

- б) нема промене напона секундара;
в) највеће повишење напона секундра.

Решења:

- а) $\cos \varphi = \cos \varphi_k = 0,186$; $\Delta u = u_k = 6\%$; $U_2 = 376 \text{ V}$
 б) $\cos \varphi = 0,982$ кап; $\Delta u = 0$; $U_2 = 400 \text{ V}$
 в) $\cos \varphi = 0$ кап; $\Delta u = -5,91\%$; $U_2 = 423,6 \text{ V}$

5. ТОПЛОТНИ ПРОБЛЕМИ

5.1. ТЕРМИЧКА ОПТЕРЕЂЕЊА И НОМИНАЛНА СНАГА

5.1.1. ТОПЛОТНИ ИЗВОРИ

Приликом рада трансформатора један део енергије претвара се у топлоту, што са гледишта корисника представља губитке. Та топлотна енергија одлази неповратно у околину, претходно загревајући делове трансформатора; ово загревање се манифестује као *порасиј шемјера-шуре*, које – кад прекорачи извесне границе – може да постане опасно по трансформатор, а у сваком случају убрзава његово старење и скраћује му век.

Губици снаге састоје се од више компонената:

- 1) цуловски губици, сразмерни са Ri^2 , при чему се ова вредност множи поправним коефицијентима због ефекта потискивања, а још се мора да води рачуна да на вредност R значајно утиче и његова температура;
- 2) губици у гвозденом језгру, услед хистерезиса и вихорних струја, који су сразмерни приближно са B_m^2 или, са још грубљом апроксимацијом, са U_1^2 .

Уопштено говорећи, први губици – они у бакру – по својој величини и по својим последицама значајнији су од губитака у гвозђу.

Због ове топлотне енергије или *дисипације шойлоје* температура намотаја – како бакра, тако и изолације – затим уља, гвозђа, суда и свих осталих делова расте. Тај пораст температуре представља главни, практично једини фактор ограничења снаге коју трансформатор може да пренесе. Одиста, снага трансформатора која се може прогласити за *номиналну* или *називну* представља производ:

$$S_n = U_n I_n \text{ (односно } 3 U_n I_n \text{ за трофазне трансформаторе)}$$

Овај производ је практично исти за примар и секундар, пошто је удео струје магнећења у стварању топлотне снаге скоро сасвим безначајан, дакле:

$$U_{1n} I_{1n} = U_{2n} I_{2n}$$

Прекорачење номиналне вредности примарног напона имало би следеће последице:

- несразмерно велико повећање губитака у гвожђу;
- веће изобличење и несразмерно повећање струје магнећења;
- повећање шума, односно зујања, које је – као и губици – сразмерно са B_m^2 ; о овој појави неће се говорити детаљније.

С друге стране, смањење примарног напона испод номиналне вредности имало би за последицу сразмерно смањење пренете снаге; губици, струја магнећења и зујање били би мањи. Услед мањих губитака у гвожђу трансформатор би могао да поднесе струју већу од номиналне, али добитак не би био сразмеран из два разлога:

- 1) удео губитака у гвожђу скоро увек је много мањи од удела губитака у бакру; и
- 2) ови последњи лоцирани су у непосредној близини изолације проводника. Изолација је најслабија тачка кад је реч о загревању, јер једино она стари са временом, и то утолико брже, уколико је температура виша.

Повећање *с* струје изнад номиналне вредности (преоптерећење трансформатора) није, у принципу препоручљиво, али је могуће и у пракси се често примењује. За то је неопходно да се зна (или да се са великом дозом сигурности процени) температура најтоплије тачке намотаја. Због термичке инерције трансформатора, температура прати топлотну снагу губитака са закашњењем, које је и за мање трансформаторе значајно. Теоријски су разрађени случајеви цикличних (или *интермитентних*) оптерећења, а праве се и аналогни уређаји („*термичке слике*“) који дају посредан податак о температури најтоплије тачке намотаја. Наравно, најбоље је да се сама температура мери, што, међутим, представља изузетно тежак проблем за енергетске трансформаторе када је у питању најтоплија тачка намотаја, јер уобичајени давачи температуре имају металне делове и не могу да се уграде на критична места због јаких електричних и магнетских поља код високонапонских трансформатора, какви су по правилу енергетски трансформатори. Метални проводници као давачи или као веза давача са спољним уређајем за мерење температуре могли би, као реметиоци поља и загрејани индуктивним струјама, да буду узрок тешких хаварија трансформатора. Такође, будући да се давачи уграђују при изради трансформатора и треба да раде дуги низ година, може доћи до њиховог оштећења односно појаве опиљака који могу да оштете изолацију намотаја.

Савремена пракса региструје примену оптичких влакана (*fiber optic*) за мерење критичних температура с обзиром на то да су та влакна изолатори па не ремете поље чак и при оштећењу. Такође, оптичка влакна су и веома дуговечна, па се очекује да ће у блиској будућности уградња ових влакана бити стандардна при изради већих трансформатора.

5.1.2. ОГРАНИЧЕЊА ТЕМПЕРАТУРЕ

Различита су за разне материјале. Најбитнија су за изолацију проводника, затим за уље, а мора се водити рачуна и о загревању конструкционих делова, магнетског кола, суда и осталог.

Изолација стари, тј. смањује јој се квалитет у току времена, и то утолико брже, уколико је виша температура на којој се налази. Полазећи од *Аренијусовог* закона за век изолације:

$$V = k e^{\left(\frac{A+B}{T}\right)}$$

где су *A* и *B* константе, а *T* апсолутна температура. Амерички инжењер *Монџингер* извео је основно правило којим се служимо за одређивање века изолације:

$$V = c e^{-p\vartheta} \quad (5.1)$$

Овде су *c* и *p* константе, а ϑ температура у °C. По истеку века *V* изолациони материјал губи своју механичку и диелектричну чврстоћу.

Монтсингер је утврдио и да се век изолације скраћује на половину када се температура повиси за 8 К. Важећи прописи за ту вредност имају 6 К, па важи:

$$\frac{1}{2} = \frac{e^{-p(\vartheta+6)}}{e^{-p\vartheta}} = e^{-6p},$$

одакле:

$$p = (\ln 2)/6 = 0,1155.$$

Сада се може извести и друга корисна формула која се односи на релативни век трајања изолације који се има при произвољној температури (оптерећењу) у односу на „*номинални*“ век који би се имао при раду у номиналним условима:

$$\frac{V}{V_n} = \frac{e^{-\vartheta \ln 2/6}}{e^{-\vartheta_n \ln 2/6}} = e^{\frac{\vartheta_n - \vartheta}{6} \ln 2} = 2^{\frac{\vartheta_n - \vartheta}{6}} \quad (5.2)$$

Полазећи од статистичких података да је век трајања трансформатора са уљно-папирном изолацијом око 30 година (у условима рада под приближно сталним номиналним теретом) и да је референтна температура најтоплије тачке према [25] $\vartheta = 98^\circ\text{C}$, може се одредити и константа *c*:

$$c = 30 e^{\frac{98}{6} \ln 2} = 2,5 \cdot 10^6.$$

Средња вредност века данашњих трансформатора износи неколико деценија, што много варира од случаја до случаја. Трансформатори могу бити подвргнути различитим оптерећењима по трајању и по интензитету; могу се налазити у разним условима амбијента (околна температура, јачина сунчаног зрачења, ветар, падавине...).

Ако се са θ [K] означи пораст температуре у односу на температуру околине:

$$\theta = \vartheta - \vartheta_0, \quad (5.3)$$

при чему се под околином подразумева расхладни медијум, може се написати најупрошћенија формула за простирање топлоте у устаљеном стању:

$$P_\gamma = k \theta = k (\vartheta - \vartheta_0), \quad (5.4)$$

где је P_γ – снага укупних губитака. Одавде следи да је *пораст температуре* линеарно сразмеран са снагом губитака, а да је температура ϑ виша уколико је ϑ_0 веће, а P_γ на истој вредности. Стога конструктор треба да зна и податак о температури околине, односно расхладног средста.

Корисно је да се на овом месту наведу разлике у појмовима и ознакама:

- ϑ , у степенима Целзијуса, ($^{\circ}\text{C}$) је температура у уобичајеном смислу;
- θ , у келвинима (K) је пораст температуре у односу на околину, према једначини (5.3);
- $\Delta\theta$, у келвинима (K) је разлика двеју температура на било ком месту (рецимо у унутрашњости трансформатора на додирној површини једног навојка и уља које га окружује): $\Delta\theta = \vartheta_1 - \vartheta_2$;
- T , у келвинима (K) је апсолутна температура: $T = 273^{\circ}\text{C} + \vartheta$.

До сада се за температуру ϑ сматрало прећутно да је то температура трансформатора. Међутим, немају све тачке исту температуру: оне које су ближе изворима топлоте загреваће се више, а удаљеније мање. С друге стране, постоји простирање топлоте у виду *провођења* и *конвекције* (*свирујања*), тако да се негде у горњем делу трансформатора образује *најтоплија тачка*. По прописима ЈУС, њена температура ни у ком случају не сме да пређе 140°C , чак ни краткотрајно. Ово важи за уљне трансформаторе, где се употребљава редовно изолација класе А (папир у уљу).

Ограничење температуре најтоплије тачке на 140°C има ултимативан карактер из два разлога:

- приближавање тачке паљења уља која је негде око 180°C , а може да буде и нижа у зависности од чистоће уља које временом садржи честице распаднуте папирне изолације;
- стварања мехурова који доспевају на места са великом разликом потенцијала када долази до локалних пробоја.

Прописана је још једна температура у ствари, *средњи пораст температуре* намотаја, који максимално сме да буде $\theta_{sr,max} = 65^{\circ}\text{C}$. За разлику од температуре најтоплије тачке, овај пораст се сме привремено прекорачити ако се непосредно после преоптерећења остваре услови за смењење оптерећења и нормално или појачано хлађење, односно снижење температуре околине, тако да се претерана температура може релативно брзо снизити.

Код *сувих*, ваздушно хлађених трансформатора, иде се на знатно више температуре намотаја, па се мора употребити квалитетнија изолација. Она се разврстава у класе, за које су прописани највиши средњи дозвољени порасте температуре намотаја у односу на околину мерени методом пораста отпорности, што је дато у табели 5.1.

Табела 5.1

Класа изолације сувих трансформатора	A	E	B	F	H	C
$\vartheta_{sr, doz} - \vartheta_a = \theta_{sr, max}$, K	60	75	80	100	125	150
Највиша вредност температуре околине је $+40^{\circ}\text{C}$						

Номинална снага трансформатора се утврђује као снага која у устаљеном стању изазива средњи пораст температуре намотаја до вредности из табеле 5.1, а за уљно-папирну изолацију (класа А) при највишој дозвољеној температури намотаја од 105°C . Поједини делови намотаја при врху имају тада знатно вишу температурау, па изолација тамо убрзано стари. У току године температура амбијента је у просеку знатно нижа од дате, па је тада процес старења знатно спорији, чиме се компензује процес убрзаног старења. Стандард прописује да се укупно старење израчунава или са стварним, тј. променљивим температурама амбијента, или са константном, тзв. *фигурисаном температуром* за дан, месец или годину. То је фиктивна константна температура околине (виша од средње), која током специфицираног интервала времена проузрокује исто старење изолације као и стварна променљива температура околине која делује у току тог интервала.

Уље је као и изолација проводника подложно старењу кад је на високој температури. После дужег рада појављује се талог као резултат тихе оксидације и његова диелектрична чврстоћа опада. Брзина ових хемијских промена расте са температуром. Зато је следеће ограничење оптерећења трансформатора *пораст температуре уља у горњем слоју*, чија је дозвољена вредност $\theta = 55$ K кад је уље у додиру са ваздухом, односно $\theta = 60$ K кад постоји затворени систем, као што је случај конструкције са дилатационим резервоаром.

Што се тиче осталих делова трансформатора, прописи не специфицирају њихове температуре, већ само кажу: „*Температура језгра, металних делова и суседних материјала не сме никада достићи ипаку вредности која би могла да оштетити језгро, остале или суседне материјале.*“

Температуре намотаја, најтоплије тачке и уља често не могу да се мере. Због тога се прибегава *контроли оштерења* трансформатора. Искуство и пракса су показали да *струја* у нормалном цикличном раду не сме да пређе вредност $1,5 I_n$.

Ограничење струје на 50% изнад номиналне струје је само општа искуствена препорука, а на диспечеру је одлука да процени да ли ће се ње држати. Понекад је прекорачење нужно, нарочито при замени трансформатора који је радио у паралели са још једним или два друга трансформатора, а није дозвољен прекид напајања. Тада је брзина старења преоптерећеног трансформатора вишеструко увећана, али је због релативно кратког времена преоптерећења утицај на укупни век релативно мали.

Постоји више начина да се прецизније одреде величина и трајање преоптерећења, од којих ћемо поменути само препоруке међународних прописа. При томе се води рачуна о температури околине (узима се већ споменута пондерисана вредност за посматрани период – месец или годину – због изразито нелинеарног закона старења у односу на температуру), као и о граничним (дозвољеним) температурама најтоплије тачке намотаја и уља. Резултат који се добија из рачунарског програма је убрзано старење, које такође не сме да пређе једну граничну вредност.

За избор номиналне снаге не мора да буде меродавна само температура него и неки други критеријуми – нпр. *економичности*. Као део опреме, трансформатор (осим инвестиционих) има и *погонске и амортизационе трошкове*. У погонске спадају и губици снаге, те ако су они максимирани, на основу њих се конструише трансформатор потребне номиналне снаге, која је најчешће нешто већа од потребне трајне снаге, тиме се обезбеђује и резерва за будуће нарасле потребе.

5.2. ТЕМПЕРАТУРЕ И ХЛАЂЕЊЕ У УСТАЉЕНОМ СТАЊУ

5.2.1. ПРЕНОС ТОПЛОТЕ

Температуре у разним тачкама трансформатора, при задатим снагама извора топлоте (то су губици снаге), имаће вредности одређене *законима ширења или преноса топлоте*. У трансформатору се пренос топлоте врши на сва три позната начина:

- 1) *провођењем* (или *кондукицијом*),
- 2) *конвекцијом* (или *струјањем*) и
- 3) *зрачењем* (или *радијацијом*).

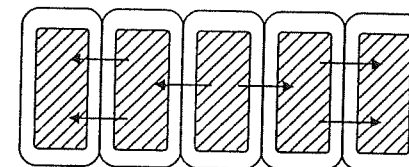
Сада ће се начелно размотрити сва ова три начина, истичући при томе особености трансформатора.

1) *Провођење топлоте* слично је провођењу електричне струје и одиграва се, углавном, у чврстим телима. Основа је *Фуријев закон* који гласи:

$$p = \lambda S \frac{\Delta\theta}{x} = \lambda S \frac{\vartheta_1 - \vartheta_2}{x} \quad (5.5)$$

Топлотна снага p која пролази кроз *план паралелно тело* површине S и дебљине x сразмерно је са разликом $\Delta\theta$ температура једне (ϑ_1) и друге (ϑ_2) температуре, са површином S , а обрнуто је сразмерна са дебљином тела x . Корисно је запазити потпуну аналогију са Омовим законом за електричну струју и напон (разлику потенцијала). Коefицијент сразмерности је λ , и он се назива *специфична топлоћна проводност*.

Провођење се одиграва у самом намотају (укључујући и активни део – бакар, и изолационе слојеве; види сл. 5.1), као и у језгру (укључујући и конструкционе делове – закивке, клинове, подметаचे...). Проучавање провођења топлоте у трансформатору уопште није једноставно, јер средина није хомогена, а поред тога и топлота се генерише у највећем делу попречног пресека проводника, и то не-униформно (због скин-ефекта и ефекта близине).



Слика 5.1

У провођење се урачунава и прелаз топлоте преко контактних површина.

2) *Конвекција*, тј. пренос топлоте код којег се поред топлоте крећу и молекули, односно групе молекула, везана је за флуиде – течности и гасове. Код трансформатора то су најчешће уље и ваздух, па је стога логично што је ово струјање најважнији вид преноса топлоте код трансформатора. Обично се конвекција разврстава у две подврсте: *природну* и *принудну*.

а) *Природна конвекција*. Уље у унутрашњости суда струји природно, захваљујући разлици густина загрејаних и хладних молекула, односно група молекула уља. Топлији делићи (специфично лакши због ширења) иду нагоре, хладнији – надоле; у свом кретању они, додирујући загрејане површине *активних* делова (намотаја, гвожђа) односе са собом извесну количину топлоте хладећи тако те делове. Путујући даље, они стижу до хладњака (*ребара* или „*радијатора*“) и њима предају ту топлоту, која се са ових шири даље у околину.

Израчунавање тако однете топлоте није једноставно и врши се са апроксимацијама, које су различите за разне случајеве. Најједноставнија формула:

$$p = \alpha S \Delta\theta \quad (5.6)$$

исказује да је пренета снага p сразмерна са површином S и температурном разликом $\Delta\theta = \vartheta_1 - \vartheta_2$, те површине и флуида. Ова формула,

нажалост, не може да се примењује сматрајући да је $\alpha = \text{const}$ за дати флуид, јер је овај коефицијент сложена функција од ϑ , θ , брзине *с*ирујања v , нагиба површине у односу на хоризонталу, облика и углачаности површине, а нарочито од тога да ли је кретање флуида *ламинарно* или је *турбулентно*. – Даље се даје неколико формула које се користе:

$$\alpha = 2,5 (\Delta\vartheta)^{\frac{1}{4}} \left[\frac{293}{T} \right]^{\frac{1}{4}} \quad (5.7)$$

за вертикалну површину у мирном ваздуху; T је апсолутна температура. Ако се конвекциони пренос одиграва у уљу, онда се за вертикалну површину има:

$$\alpha = 38 (\Delta\vartheta)^{\frac{1}{4}} \left[\frac{\vartheta}{50} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (5.8)$$

Често се дају и дијаграми за конкретне облике, рецимо намотаја у уљу, где се даје α у $\text{W/m}^2\text{K}$ као функција облика и димензија намотаја и међупростора. Дају се и табеле за разне облике ребара, цеви и „радијатора“ а у функцији димензија, температуре и геометријских облика. Све су то искуствени обрасци који омогућавају лако израчунавање; извођење и коришћење теоријских једначина нема много сврхе, јер је и сувише сложено и захтева познавање многобројних параметара.

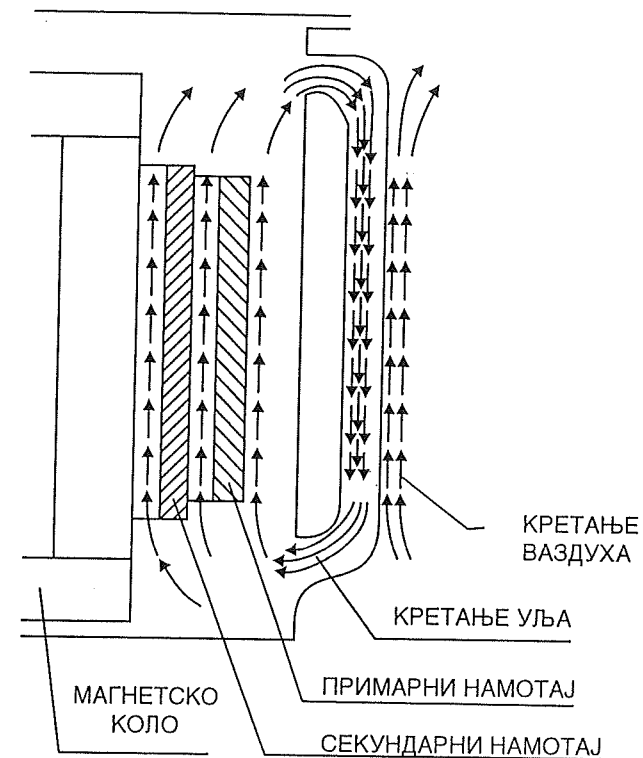
б) *Принудна конвекција* се примењује ако одвођење топлоте природним струјањем није довољно. Циркулација се начини интензивнијом ако се за течност (уље) примени пумпа, а за ваздух вентилатор. На основу димензионе анализе (Одељак 5.4), види се да је код трансформатора веће снаге израженији проблем хлађења, јер су губици приближно сразмерни са запремином (кубом линеарне димензије l^3), а одвођење топлоте са површином (l^2). Зато се принудна конвекција (уља и ваздуха, а може и воде) примењује код трансформатора највећих инсталисаних снага.

За ваздушно хлађење се узима

$$\alpha = 6 + 4 v \quad (5.9)$$

Ова формула важи за брзине до 5 m/s и средње вредности температура површине и ваздуха до 50°C. За друге параметре конструктори се служе дијаграмима добијеним на основу искуства.

Кретање – циркулација уља у суду и ваздуха споља приказано је на сл. 5.2. Цеви за хлађење имају функцију *размењивача топлоте* – природа флуида се мења, а кретање честица има супротан смер. Суштина појаве је иста као код природне и принудне циркулације, било да се ради о уљу или о ваздуху; разлике су само квантитативне.



Слика 5.2

3) *Зрачење* је вид преношења топлоте путем електромагнетских таласа (релативно ниске фреквенције). Њихова таласна дужина је уколико краћа, уколико је температура виша. Предата или емитована топлотна снага израчунава се по Штефан-Болцмановом закону:

$$p = \epsilon \sigma S (T_1^4 - T_2^4) = K S (T_1^4 - T_2^4), \quad (5.10)$$

где је: T – апсолутна температура оба тела међу којима се врши размена топлоте, S – површина, σ – коефицијент који зависи од углачаности и боје површине и највећи је за црно тело, ϵ – емисивност, K – коефицијент који зависи од углачаности и боје површине.

Код трансформатора се одавање топлоте зрачењем одиграва на површини суда који зрачи у околину; тако је преношење топлоте на том месту комбиновано – сабирају се снага конвекције и снага зрачења, при чему је прва претежна, нарочито код принудног (вештачки појачаног) струјања ваздуха. Зато се понекад закони конвекције и зрачења комбинују уз помоћ апроксимације:

$$K(T_1^4 - T_2^4) = K(T_1^2 - T_2^2)(T_1^2 + T_2^2) = K(T_1^2 + T_2^2)(T_1 + T_2)\theta.$$

Ако се уведе:

$$K(T_1 + T_2)(T_1^2 + T_2^2) = \alpha_z(T_1, T_2),$$

онда се може за укупну (комбиновану) снагу конвекције и зрачења писати:

$$p = p_k + p_z = (\alpha + \alpha_z)S\theta = \alpha_k S\theta, \quad (5.11)$$

при чему се мора водити рачуна да су α и α_z зависни од θ , ϑ , T_1 и T_2 .

5.2.2. ПРИБЛИЖНИ РАСПОРЕД ТЕМПЕРАТУРНОГ ПОРАСТА θ

Овај распоред у устаљеном стању може се представити у *хоризонталном попречном пресеку* (по хоризонтали) и у *вертикалном пресеку* (по вертикали). Шематски распоред по хоризонтали дат је на сл. 5.3. Температура од најтоплије тачке опада услед провођења линеарно од тачке 1 до 2. Са површине намотаја топлота се одводи конвекцијом, чему одговара пад температуре 2-3 (обично 20-30% од укупног). Уље предаје зиду суда топлоту такође конвекцијом – тачке 4-5, после чега следује пад температуре у зиду суда провођењем (5-6), који обично не прелази 2-3 К. Највећи пад температуре је 6-7 са површине суда на ваздух, што је последица комбинованог преноса топлоте зрачењем и конвекцијом.

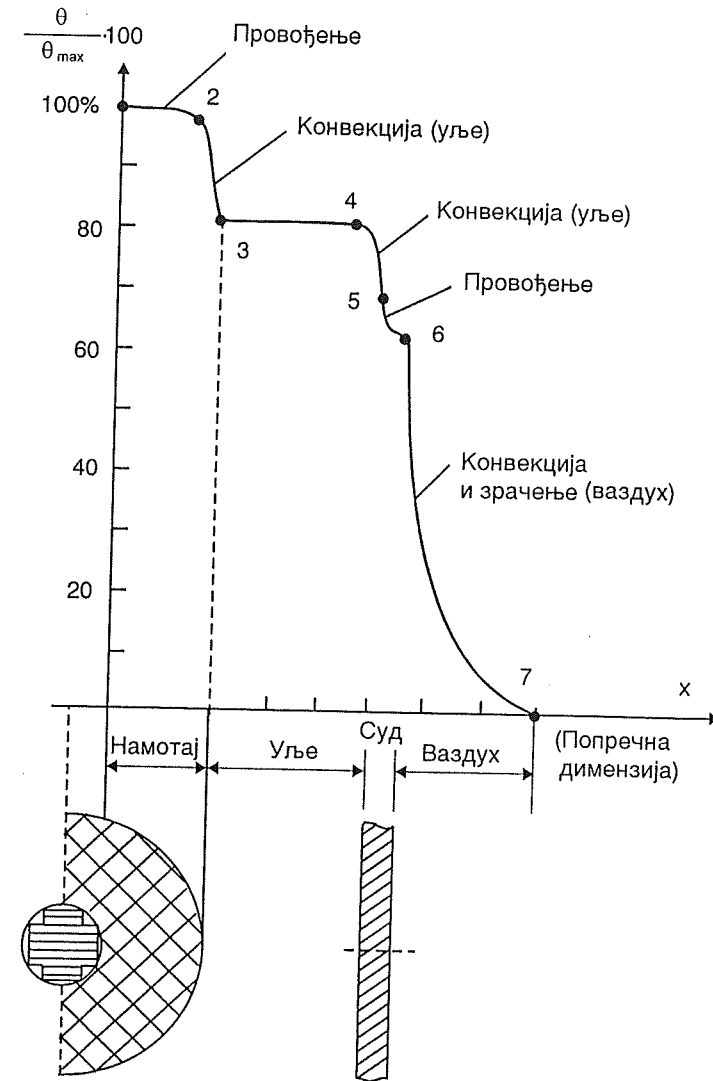
Распоред падова температуре по вертикалном пресеку представљен је, опет шематски и уопштено, на сл. 5.4. Види се да температура намотаја може у доњем делу да буде нижа од температуре језгра, пошто су честице уља које хладе директно намотаје знатно хладније на дну намотаја него на њиховом врху: тамо влада и максимална температура уља ϑ_{ug} (индекс u = уље, g = горе).

5.2.3. ТЕМПЕРАТУРА НАЈТОПЛИЈЕ ТАЧКЕ

На сл. 5.4 назначене су и друге температуре важне у експлоатацији трансформатора:

- ϑ_{vt} – температура најтоплије (индекс v = врела) тачке намотаја;
- ϑ_{sr} – средња вредност температуре намотаја;
- ϑ_{ug} , $\vartheta_{u, sr}$, ϑ_{ud} , $\vartheta_{u, sl}$ – температуре уља горе, средња вредност температуре уља, температура уља доле, температура уља у горњем слоју.

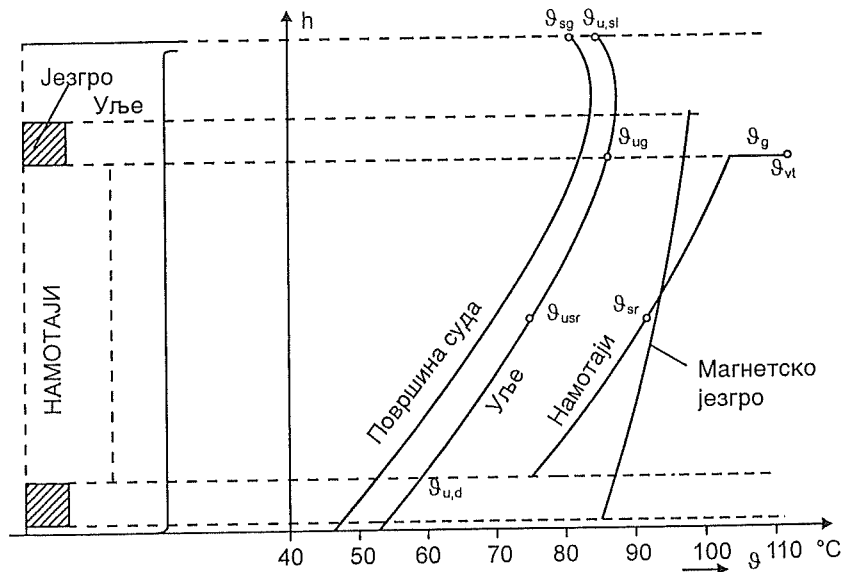
Природно је да су најважније температуре намотаја, посебно највећа вредност која је већ дефинисана под називом „температура најто-



Слика 5.3

плије тачке“ ϑ_{vt} . Нажалост, она је ретко доступна мерењу, па се зато одређује посредно, примењујући формулу за природно хлађење коју је препоручила Међународна електротехничка комисија (IEC):

$$\vartheta_{vt} = \vartheta_{ug} + 1,1 (\vartheta_{sr} - \vartheta_{u, sr}).$$



Слика 5.4

Температура ϑ_{vt} моћи ће да се израчуна ако су све величине на десној страни познате. Међутим, обично се мере температуре уља при дну суда ϑ_{ud} и температура у горњем слоју уља $\vartheta_{u,sl}$, као и средња вредност температуре намотаја ϑ_{sr} (ова последња се мери методом пораста отпорности намотаја са температуром). У општем случају је $\vartheta_{u,sl} \neq \vartheta_{ug}$ и разликују се следећи случајеви:

– *принудно* хлађење уљем, кад је кретање честица уља ван намотаја занемарљиво, те важи приближно

$$\vartheta_{u,sl} = \vartheta_{ug},$$

а температура најтоплије тачке се рачуна по обрасцу:

$$\vartheta_{vt} = \vartheta_{u,sl} + 1,1 \left(\vartheta_{sr} - \frac{\vartheta_{u,sl} + \vartheta_{ud}}{2} \right); \quad (5.12)$$

– *принудно* хлађење уљем, које изазива значајно кретање честица уља, тако да је $\vartheta_{u,sl} \neq \vartheta_{ug}$ и горња једначина се не сме применити, те је процена температуре најтоплије тачке на основу мерења $\vartheta_{u,sl}$ и ϑ_{ud} сасвим несигурна. Формула (5.12) користи се и тада али са увећаним коефицијентом до 1,3.

Напомена 1. – Коефицијент 1,1 или већи узима се зато што најтоплија тачка има већу вредност пораста температуре него што је средња

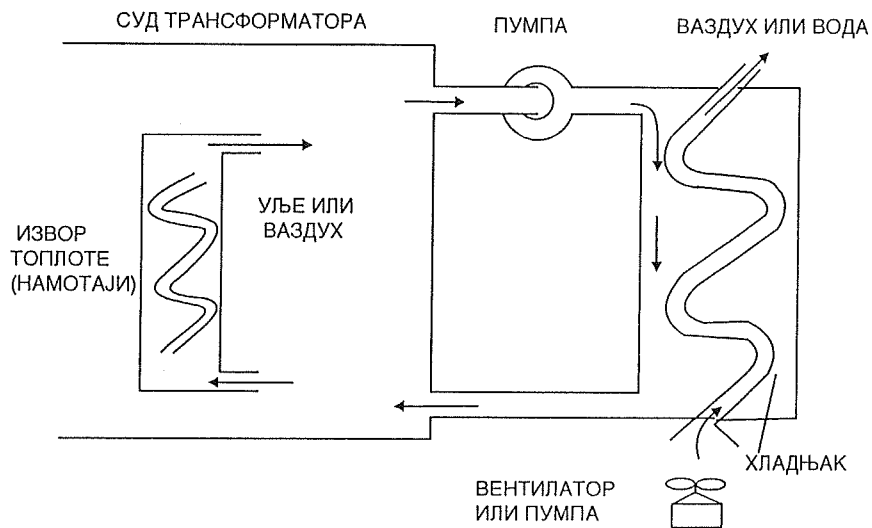
вредност температуре целог горњег навојка. Поред тога, криве нису линеарне, како је то на сл. 5.4 и назначено: при врху се ствара већа разлика због појачане изолације улазних навојака, о чему ће бити речи приликом проучавања пренапонских прелазних појава.

Напомена 2. – Амерички прописи (ASA) препоручују за трансформаторе чија је средња вредност пораста температуре намотаја $\vartheta_{sr} = 65$ K једноставну формулу:

$$\vartheta_{vt} = \theta_{sr} + 15 \text{ K}, \quad (5.13)$$

што је блиско препорукама IEC, где је овај пораст 13 K.

Шематски представљен општи случај хлађења дат је на сл. 5.5.



Слика 5.5

5.2.4. ВРСТЕ ХЛАЂЕЊА

Обележавају се са четири велика латиничка слова:

- *прво* – за расхладно средство у додиру са намотајем;
- *друго* – за начин струјања горњег средства;
- *треће* – за расхладно средство у додиру са спољним хладњаком;
- *четврто* – за начин струјања тог средства.

1) За расхладно средство изнутра:

O (*oil*) = уље;
L (*liquid*) = синтетичка течност;
A (*air*) = ваздух.

2) За начин струјања изнутра:

N (*natural*) = природно;
F (*forced*) = принудно.

3) За расхладно средство споља:

A (*air*) = ваздух;
G (*gas*) = гас;
W (*water*) = вода.

4) За начин струјања споља ознаке су исте као под 2) – N и F.

Најчешће употребљавани системи су:

AN – суви трансформатор без оклопа (заштитног плашта);

ANAN – суви трансформатор са оклопом (заштитним плаштом);

ONAN – уљни трансформатор са природним струјањем уља изнутра и ваздуха споља;

ONAF – исто, само са вентилатором споља;

ONAF/OFAF – као на сл. 5.5, с тим да се пумпа укључује само при већим оптерећењима;

OFAF – исто, само је пумпа стално укључена;

ONWF – не постоји уљна пумпа, а споља је водено хлађење са пумпом;

OFWF – исто, само постоји и уљна пумпа.

Код највећих савремених трансформатора употребљавају се прави расхладни уређаји са *испаривачем, компресором и кондензатором* – али то се због цене врло ретко примењује.

5.3. НЕСТАЦИОНАРНА СТАЊА

Један трансформатор скоро никад не ради у устаљеном термичком режиму: оптерећење, дакле струја I , сваки час му се мења, а тиме и најзначајнији губици – они у баку ($\Sigma(RI^2)$). Ако је трансформатор радио једно време под малим оптерећењем, он ће се мало и загрејати; уколико се сада појави јаче оптерећење, оно сме да буде чак знатно веће од номиналног а да се не достигне дозвољена температура – само под условом да траје довољно кратко. Наравно, потребно је дефинисати колико кратко.

Према томе, у току свог века трансформатор ће (прецизније речено: његови намотаји) имати врло различите температуре, што зависи – поред споменутих фактора величине и трајања оптерећења – још и од промена амбијентне температуре, односно температуре расхладног средства. Према томе, за његов век (односно брзину старења) биће меродавна нека *еквивалентна* температура, при чему се за време *пондерисања* може узети не само *једна година већ дан или месец*. Узимање

дана је логично, јер се оптерећење велике већине енергетских трансформатора приближно понавља према *дневном дијаграму*, а и температура амбијента има значајне дневне осцилације. Такође су значајне и *сезонске* промене оптерећења и температуре околине (типичне разлике између лета и зиме), па тако узимање неколико месеци, као и целе године за период пондерисања (усредњавања) изгледа сасвим оправдано.

Што се тиче временске функције оптерећења, прописи (на пример ЈУС) дају следећу класификацију:

- трајни рад;
- циклични рад и
- рад у ванредним условима.

Температура најтоплије тачке ни у ком случају не сме да пређе 140°C ; у прве две врсте оптерећења ни струја не би смела ни привремено да буде већа од $1,5 I_n$.

5.3.1. УПРОШЋЕНА ТЕОРИЈА СА ЈЕДНОМ ВРЕМЕНСКОМ КОНСТАНТОМ

Да би могла да се израчуна температура у критичним тачкама и у прелазним режимима, морају се познавати најважније физичке карактеристике трансформатора, као и закони простирања топлоте у нестационарном стању. У том циљу ће се најпре изложити упрошћена теорија која третира трансформатор као једноставно тело са само једном временском константом.

За постављање диференцијалне једначине простирања топлоте у таквом једном телу полази се од следећих претпоставки:

- 1) трансформатор је термички *хомогено тело*, што значи да све тачке у сваком тренутку имају исту температуру;
- 2) топлотна снага (тј. губици) је стална – не зависи ни од температуре ни од времена;
- 3) фактор прелаза топлоте α је такође сталан, тј. не зависи од температуре;
- 4) температура амбијента, односно расхладног средства је стална.

Под тим условима, једнакост ослобођене топлотне енергије у кратком интервалу времена $P dt$ са збиром пораста акумулисане топлотне енергије $C d\theta$ и енергије предате амбијенту, односно расхладном средству у истом временском интервалу $\alpha S \theta dt = K \theta dt$, може се изразити диференцијалном једначином:

$$P dt = C d\theta + K \theta dt. \quad (5.14)$$

Треба напоменути да је C топлотни капацитет, $C = cm$, производ специфичне топлоте c и масе m тела. Ако се пораст температуре у устаљеном стању означи са θ_{st} , може се елиминисати снага P :

$$P = K \theta_{st}$$

јер је тада $d\theta = 0$.

Ако се изврши ова смена у (5.14) и променљиве раставе, биће:

$$dt = \frac{C}{K} \frac{d\theta}{\theta_{st} - \theta}$$

Згодни је увести ознаку за временску константу:

$$T = \frac{C}{K} = \frac{mc}{\alpha S} \quad (5.15)$$

Кад се изврши интеграција, добија се:

$$t = T [(\ln A - \ln (\theta_{st} - \theta))]$$

Интеграциона константа $\ln A$ добија се из услова да је за $t = 0$ почетни пораст $\theta = \theta_0$:

$$\ln A = \ln (\theta_{st} - \theta_0)$$

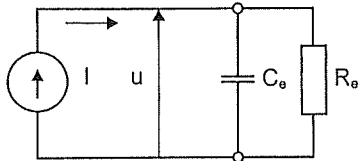
и коначно:

$$t = T \ln \frac{\theta_{st} - \theta_0}{\theta_{st} - \theta}$$

односно, ако се реши по θ :

$$\theta = \theta_{st} - (\theta_{st} - \theta_0) e^{-t/T} \quad (5.16)$$

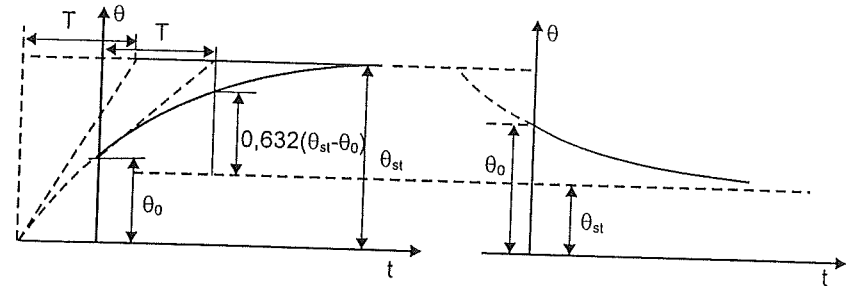
Како се види из (5.15), T је сразмерно са термичким капацитетом C , односно са масом и специфичном топлотом, а обрнуто сразмерно са K , тј. коефицијентом прелаза топлоте α и површином S тела. Уопштено говорећи, временска константа је већа уколико је тело (трансформатор) веће.



Слика 5.6

Диференцијална једначина и њено решење потпуно су слични кад се упореде са напонем u у електричном колу представљеном на сл. 5.6, где су отпор R_0 и кондензатор C_0 везани паралелно, а струја I је стална. Ово коло представља електричну аналогију за посматрани термички процес. Ако се добро познаје

овакво или неко слично коло из основа електротехнике, лако може да се нацртају крива загревања (сл. 5.7) и крива хлађења (сл. 5.8).



Слика 5.7

Слика 5.8

Познате су особине e -функције:

- суптангента у свакој тачки једнака је T ;
- за $t = T$ је $\theta = 0,632 (\theta_{st} - \theta_0)$;
- за $t = 4T$ је $\theta = 0,982 (\theta_{st} - \theta_0)$.

Прва особина практично омогућава лако графичко одређивање временске константе ако постоји снимљена крива загревања или крива хлађења.

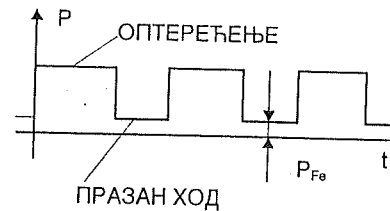
Друга особина дозвољава да се одреди θ_{st} ако експеримент не може да траје довољно дуго.

Из треће особине се закључује да се стационарна температура практично достиже после истека времена једнаког бар четворострукој вредности временске константе.

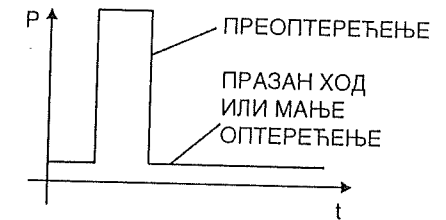
На основу ове врло упрошћене теорије, која у пракси важи апроксимативно само за средњу температуру уља, а никако и намотаја, гвожђа и суда, могу се извести математички изрази за:

- израчунавање пораста температуре кад је оптерећење нека једноставна функција времена, рецимо периодично (сл. 5.9) или краткотрајно велико оптерећење (сл. 5.10) и сл.;

- потребно време паузе (код периодичног), или трајање преоптерећења (код краткотрајног) или трајање паузе после које трансформатор поново може да се оптерети.



Слика 5.9



Слика 5.10

Ове формуле се неће ни изводити ни наводити; њих је једноставно прорачунати а закључци који се могу извести имају само квалитативну вредност.

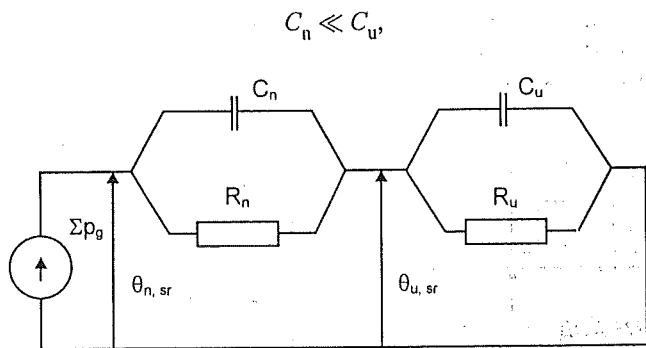
5.3.2. КОРЕКЦИЈЕ

За квантитативно тачнији приступ добијени резултати морају се кориговати, тј. мора се уклањати једна по једна упрошћавајућа претпоставка, усвојене пред успостављање диференцијалне једначине простирања топлоте. Идући по тим тачкама, редом, треба радити следеће.

1) Трансформатор, нарочито кад је хлађен уљем, уопште није хомогено тело. Као што је већ показано на сл. 5.3 и 5.4, највише температуре су у бакру, и то негде у највишем делу намотаја; у гвозђу су мање, док се уље у свом кретању загрева од топлијих активних делова и хлади у хладњаку, па су му температурне разлике врло велике, што се и види на сл. 5.4. Иако та слика важи за стационарно стање, она је у принципу иста и за нестационарна стања.

Пошто је израчунавање температуре у нестационарном стању за овако нехомогено тело веома компликовано, треба искористити чињеницу да *намотај хлађен уљем* има временску константу T_n много мању од временске константе за средњу температуру уља T_u која се односи на читаву масу уља у суду а која је знатно већа од масе намотаја. Стога се може сматрати да горе изведени резултати за хомогено тело важе само за *средњу температуру уља*; ако се проучавају релативно споре промене, средња температура намотаја се може добити сабирањем овако добијене температуре уља и *квазистационарне вредности* разлике пада температуре намотаја и уља.

Читава ова ситуација се може представити електричном аналогом шемом на сл. 5.11, где су уместо електричних напона и струја одмах означени средњи порасте температура намотаја и уља, $\theta_{n, sr}$ и $\theta_{u, sr}$. Објашњени поступак сад се може интерпретирати на следећи начин. Пошто је:



Слика 5.11

за споре промене кондензатор C_n нема много утицаја на струју кроз R_n , па је производ $R_n (\Sigma P_g)$ једнак паду температуре кроз намотај и контакт намотај-уље у стационарном стању.

Наравно да је поуздано израчунавање вредности на основу шеме са сл. 5.11 сасвим могуће и резултати су много ближи реалности.

Данас се без много тешкоћа могу решавати и знатно компликованије RC -мреже којима се могу много верније моделовати термички процеси у трансформатору, и то рачунаром. Тако се добијају још тачнији резултати у произвољном броју тачака у унутрашњости трансформатора, а не само у две тачке (чвора) као на сл. 5.11.

При одређивању средње температуре уља у функцији времена, односно где је меродавна временска константа T_u , њу треба одредити урачунавајући укупни топлотни капацитет свих делова трансформатора који се греју (а то су језгро са деловима за стезање, намотај са изолацијом, уље и суд), а изостављајући делове који не учествују у преносу топлоте (уље на дну и само дно суда).

Треба нешто рећи и о *сувим трансформаторима* (класа изолације В, F и Н). Како је временска константа језгра већа од оне која припада намотају, температура језгра *фазно заостаје* (временски касни) за температуром намотаја ако су губици периодични, тј. ако се трансформатор наизменично укључује и искључује. Ако је трансформатор стално укључен, а само се струја периодично мења, језгро брзо добија стационарну температуру (близина намотаја нема приметног утицаја на његово загревање). У сваком случају, као почетну вредност температуре намотаја треба узети стационарну температуру намотаја која потиче од загревања језгра у празном ходу.

2) Следећа корекција коју треба учинити односи се на зависност губитака од температуре. Најважнији губици су они у бакру, а они су директно сразмерни са R , које – како је већ показано – јако зависи од температуре и израчунава се по обрасцу:

$$R_{\vartheta} = R_0 \frac{235 + \vartheta}{235 + \vartheta_0}$$

Према томе, лева страна једначине (5.14) је фактички зависна од температуре:

$$P(\vartheta) = P_0 \frac{235 + \vartheta}{235 + \vartheta_0}$$

3) Конвекциони фактор α зависи од θ приближно са његовим 0,25-им степеном. На тај би начин једначина (5.14) имала облик:

$$P_0 \frac{235 + \vartheta}{235 + \vartheta_0} dt = C d\theta + K_0 \theta^{1,25} dt$$

Пошто овим није узет у обзир део губитака који не зависе од температуре, а то су губици у гвозђу, ову једначину би требало проширити и тим чланом. Уопштено речено, најбоље је да се тако добијена једначина реши неком од итерационих нумеричких метода.

4) Променљивост температуре амбијента могла би да се узме у обзир без тешкоћа, али обично се та законитост не зна и само се претпостављају извесне цикличне промене, разрађене у препорукама ИЕС.

5.4. ДИМЕНЗИОНА АНАЛИЗА

На основу да сада изведених формула може се начинити анализа утицаја димензија трансформатора на многе његове величине, из чега се могу извући многи корисни закључци.

Третирају се геометријски потпуно слични трансформатори (односно електричне машине, јер све што важи за трансформаторе, важи и за њих, само што тамо има још и механичког кретења са његовим утицајем). Нека линеарне димензије имају однос $k = l'/l$. Треба имати на уму и да број навојака није промењен.

У анализи која следи усвојиће се два критеријума:

1) да буду једнаке густине струје J и густине флукса (магнетске индукције) B_m , и

2) да порасте температуре буду једнаки. (Код обртних машина примењује се и трећи критеријум – стална густина амперпроводника по обиму процела, али ово се неће овде третирати.)

Резултати поређења, који се врло лако изводе помоћу цитираних једноставних формула, сређени су у табелама 5.2 и 5.3.

Из табеле 5.2 извлаче се само најбитнији закључци:

- привидна свага расте као k^4 ;
- релативна снага у односу на масу и цену расте са k ;
- релативни губици у односу на снагу опадају као $1/k$;
- пораст температуре се повећава са k ;
- термичка временска константа расте као k ;
- релативна струја магнећења опада као $1/k$.

Сад је јасно зашто се тежи изради што већих трансформатора (рецимо уместо неколико мањих у паралели); само то није могуће остварити без неке допунске интервенције, јер је и пораст температуре повећан.

Зато се мора побољшати хлађење већих, а нарочито највећих трансформатора (исто важи и за машине). А то се ради применом уља, повећањем броја и површине размењивача топлоте, увођењем принудног струјања уља и ваздуха, применом воде за хлађење уља и сл. Тек се под оваквим условима сме задржати иста густина струје и иста магнетска индукција, и извући корист на основу изведених закључака.

Табела 5.2. – Димензиона анализа по критеријуму (1)

Р. бр.	Величина	Формула	Однос
1	Густина срује	J	1
2	Густина флукса	B_m	1
3	Површина пресека и хлађења	$S = KI^2$	k^2
4	Запремина и маса	$M = \gamma V = CI^3$	k^3
5	Струја	$I = JS_{Cu}$	k^2
6	Флукс и (индуковани) напон	$U = c\omega\Phi = CB_m S_{Fe}$	k^2
7	Привидна снага	$P_s = UI$	k^4
8	Отпорност	$R = N\rho l/S_{Cu}$	$1/k$
9	Губици у бакру	$P_{Cu} = RI^2$	k^3
10	Губици у гвозђу	$P_{Fe} = B_m^2 V$	k^3
11	Пораст температуре	$\theta = (P_{Cu} + P_{Fe})/(\alpha S)$	k
12	Релативни губици	$p = (P_{Cu} + P_{Fe})/P$	$1/k$
13	Релативна цена	$\zeta = M/P_s$	$1/k$
14	Реактанска расипања	$X_\sigma = (K\delta'/h) D_m$	k
15	Релативна реактанса расипања	$x_\sigma = X_\sigma I/U$	k
16	Релативна снага	$p = P_s/M$	k
17	Реактанса магнећења	$X_\mu = \mu \omega N^2 S/l$	k
18	Релативна реактанса магнећења	$x_\mu = X_\mu I/U$	k
19	Релативна струја магнећења	$i_\mu = 1/x_\mu$	$1/k$
20	Времанска константа, термичка	$T = C/K = cM/S$	k
21	Временска константа, електрична	$T_{el} = x_\sigma/(\omega R)$	k^2

Табела 5.3. – Димензиона анализа по критеријуму (2)

Р. бр. (из таб. 5.2)	Величина	Формула	Однос
11	Пораст температуре	θ	1
9, 10	Губици у бакру и гвозђу	$P_g = K S$	k^2
8	Отпорност	$R = N\rho l/S$	$1/k$
5	Струја	$I = \sqrt{P_{Cu}/R}$	$k^{3/2}$
1	Густина струје	$J = I/S$	$1/\sqrt{k}$
2	Густина флукса	$B_m = \sqrt{P_{Fe}/V}$	$1/\sqrt{k}$
6	Флукс, напон	$\Phi_m = B_m S$	$k^{3/2}$
7	Привидна снага	$p_s = UI$	k^3
16	Релативна снага	$p_g = P_g/V$	1
12	Релативни губици	$p_g = P_g/P_s$	$1/k$

Ако се ипак задржи исти систем хлађења, обе ове густине треба смањити. У табели 5.3 показано је како се најважније друге величине мењају ако се задрже исти пораст температуре и исто α .

Из те табеле се види да – ако се не побољшају услови хлађења – морају се смањити и густина струје и магнетска индукција, и то сразмерно са $1/\sqrt{k}$; на релативној снази се ништа не добија – једино су релативни губици смањени у истој мери ($1/k$) као у случају исте густине струје.

Према томе, може се закључити да се допунске инвестиције за интензификацију хлађења исплаћују за веће и највеће трансформаторе (и обртне машине). Линеарне димензије су тада, у складу са табелом 5.2, сразмерне са четвртим кореном из привидне снаге P_s (редни број 7):

$$l = A \sqrt[4]{P_s}.$$

Осим овога, из последње две табеле могу се извући још и други, многобројни и интересантни закључци, што се препушта читаоцу.

5.5. НУМЕРИЧКИ ПРИМЕРИ И ЗАДАЦИ

1. Трансформатор снаге $S_n = 400$ kVA има временску константу загревања $T = 4$ h, пораст температуре после једночасовног рада $\Delta\theta_1 = 14^\circ$ и максимални степен искоришћења снаге при оптерећењу од $S_m = 320$ kVA. Одредити:

а) пораст температуре после 10 h рада са номиналним оптерећењем ако је трансформатор пре оптерећивања имао температуру околине средине;

б) вредност оптерећења S' којим се постиже максимални номинални пораст температуре после 60 минута рада;

в) приближну промену максималне температуре већег трансформатора сличне конструкције као задати трансформатор, са истом густином струје у проводницима и истом максималном индукцијом, а чије су све линеарне димензије за 2 пута веће од димензија задатог трансформатора.

Решења

а) Општи израз за пораст температуре при датим условима је:

$$\Delta\theta = \Delta\theta_{\max} \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right);$$

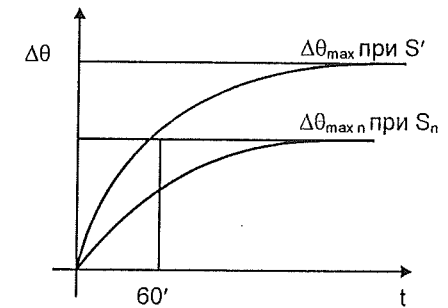
$$\Delta\theta_1 = 14 = \Delta\theta_{\max} \left(1 - e^{-\frac{1}{4}} \right) \quad \Delta\theta_{\max} = 63,3^\circ$$

$$\Delta\theta_{10} = 63,3 \left(1 - e^{-\frac{10}{4}} \right) = 58,1^\circ$$

б) Према датој слици важи:

$$\Delta\theta = \Delta\theta_{\max} \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right)$$

$$\Delta\theta' = \Delta\theta_{\max}' \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right)$$



Слика 5.12

За $t = 1$ h тражи се да је $\Delta\theta' = \Delta\theta_{\max}$:

$$\frac{\Delta\theta_{\max}'}{\Delta\theta_{\max}} = \frac{1}{1 - e^{-\frac{1}{4}}} = 4,52.$$

При раду са S_m важи да је $P_{Fe} = P_{Cu}$:

$$P_{Fe} = \left(\frac{S_m}{S_n} \right)^2 P_{Cun}, \text{ одакле је: } P_{Cun} = P_{Fen} \left(\frac{S_n}{S_m} \right)^3.$$

За произвољно оптерећење $S = \beta S_n$:

$$\Delta\theta_{\max} = \frac{P_{Fen} + \beta^2 P_{Cun}}{\Sigma p S} = \frac{P_{Fen}}{\Sigma p S} \left[1 + \beta^2 \left(\frac{S_n}{S_m} \right)^2 \right], \text{ одакле је:}$$

$$\Delta\theta_{\max} = \frac{P_{\text{Fen}} + \beta^2 P_{\text{Cun}}}{\Sigma pS} = \frac{P_{\text{Fen}}}{\Sigma pS} \left[1 + \beta^2 \left(\frac{S_n}{S_m} \right)^2 \right], \text{ одакле је:}$$

$$\frac{\Delta\theta'_{\max}}{\Delta\theta_{\max}} = \frac{\frac{P_{\text{Fen}}}{\Sigma pS} \left[1 + \beta^2 \left(\frac{S_n}{S_m} \right)^2 \right]}{\frac{P_{\text{Fen}}}{\Sigma pS} \left[1 + \left(\frac{S_n}{S_m} \right)^2 \right]} = \frac{1 + \beta^2 \left(\frac{400}{320} \right)^2}{1 + \left(\frac{400}{320} \right)^2} = 4,52$$

$$\beta^2 = 6,77, \quad \beta = 2,6; \quad S' = 2,6 S_n = 1040 \text{ kVA.}$$

б)

$$I_2 : I_1 = 2; \quad S_2 : S_1 = 2; \quad V_2 : V_1 = m_2 : m_1 = 22$$

$$\Delta\theta_{\max} = \frac{\Sigma P_{\gamma}}{\Sigma pS} (=) \frac{l^3}{l^2} = l \text{ за } j = \text{const}$$

$$\Delta\theta_{\max 2} = \sqrt{2} \Delta\theta_{\max 1} = \sqrt{2} \cdot 63,3 = 89,5^{\circ}$$

2. Трансформатор снаге $S_n = 100 \text{ kVA}$ има временску константу загревања $T = 2 \text{ h}$, максимални пораст температуре при сталном номиналном оптерећењу $\Delta\theta_{\max} = 75^{\circ}$ и максимални степен искоришћења снаге при 80% од номиналног оптерећења, треба да ради у интермитентном погону тако да је 30 минута укључен а 30 минута искључен. Којом снагом се може оптеретити овај трансформатор а да му пораст температуре не пређе дозвољених 75° .

Решење: $S = 152 \text{ kVA}$.

3. Намотај трансформатора у облику шупљег ваљка висине $H = 0,35 \text{ m}$ и пречника средњег навојка $D = 0,2 \text{ m}$ има површину пресека чистог бакра $4,2 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$ и налази се у уљу. Ако је коефицијент одношења топлоте хлађењем $\alpha = 80 \text{ W/m}^2 \text{ }^{\circ}\text{C}$ и ако се за активну површину хлађења усвоји 70% површине оба омотача, наћи пораст температуре намотаја према уљу при дозвољеној густини струје од 3 A/mm^2 .

Решење: $\Delta\theta = 20,9^{\circ}\text{C}$

4. Трансформатор од 400 kVA има губитке празног хода $P_0 = 800 \text{ W}$ и кратког споја $P_k = 4600 \text{ W}$. Месе, специфичне топлоте и порасте температуре појединих његових делова при номиналном оптерећењу у устаљеном стању дати су табелом.

Део TR	Маса [kg]	Специфична топлота c [J/kg $^{\circ}\text{C}$]	$\Delta\theta$ [$^{\circ}\text{C}$]
Бакар	160	390	65
Активно гвожђе	480	460	55
Суд и неактивно гвожђе	740	460	40
Изолација	40	1 500	65
Уље	400	2 000	55

Израчунати временску константу загревања овог трансформатора.

Решење

$$T = (\Sigma mc\Delta\theta)/P_{\gamma}, \text{ јер је у устаљеном стању } \Sigma\alpha S = P_{\gamma}$$

$$P_{\gamma} = P_0 + P_k = 800 + 4600 = 5400 \text{ W}$$

$$\begin{aligned} \Sigma mc\Delta\theta &= 160 \cdot 390 \cdot 65 = 4056000 \\ &+ 480 \cdot 460 \cdot 55 = 12144000 \\ &+ 740 \cdot 460 \cdot 40 = 13616000 \\ &+ 40 \cdot 1500 \cdot 65 = 3900000 \\ &+ 400 \cdot 2000 \cdot 55 = 44000000 \\ &\hline &77716000 \end{aligned}$$

$$T = \frac{77716000}{5400} = 14392 \text{ s} = 4 \text{ h}$$

6. ПРЕЛАЗНЕ ПОЈАВЕ

Код сваког електричног кола, па и код трансформатора разликују се *усплањено – стационарно* стање, које се одликује *непроменљивошћу* амплитуда струја, напона, флукова и других величина и *прелазно – нестационарно* или *транзијентно* стање, које се одиграва при прелазу из једног стационарног стања у друго. У току прелазних стања практично све величине мењају се у великој мери, тако да понекад вишеструко премашују вредности из стационарних стања.

Ове прелазне појаве могу кратко да трају, што не значи да се оне увек смеју занемарити. На пример, краткотрајна појава, ма колико била интензивна, неће се приметно одразити на повишење температуре, али, с друге стране, неке појаве које брзо престану могу чак да имају разорне последице – нпр. силе при ударном кратком споју или пренапони атмосферског порекла који могу да оштете изолацију. Зато је неопходно да се прелазне појаве добро упознају, укључујући и њихов временски ток. Тек тада ће бити могуће пројектовање адекватне конструкције и заштите у циљу спречавања термичких, механичких и диелектричних оштећења трансформатора.

С обзиром на то да су прелазна топлотна стања третирана у поглављу 5, овде ће се размотрити следеће три класе прелазних појава:

- укључење неоптерећеног трансформатора на мрежу,
- ударни кратак спој и
- пренапони.

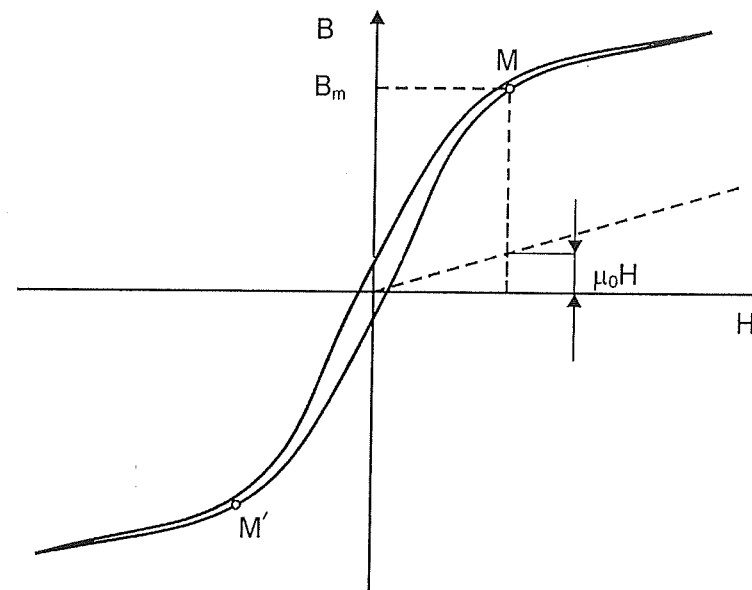
Сва разматрања односиће се на једнофазне трансформаторе, односно једну фазу трофазних трансформатора; проширење и особености трофазних трансформатора биће посебно наглашени.

6.1. УКЉУЧЕЊЕ НЕОПТЕРЕЂЕНОГ ТРАНСФОРМАТОРА

Иако релативна (или процентуална) вредност струје празног хода у стационарном стању износи око 3% (за мање енергетске трансформаторе) до 0,1% (за највеће трансформаторе) од номиналне струје, први удар те струје – кад се трансформатор прикључи прекидачем на пуни напон мреже, може да буде вишеструко већи од *номиналне* струје I_n , што значи стотину и више пута већи од струје празног хода у устаљеном стању I_0 . Прелазна појава траје релативно кратко, али због свог великог

интензитета може да утиче на *прекосирујну заштитицу* која треба да се подеси тако да не делује непотребно и искључи трансформатор.

Узрок ове, на први поглед необичне појаве, јесте *нелинеарност* магнетског кола. Радна тачка на карактеристици магнећења брзо долази у област *засићења*. У нормалном раду промена флукса иде између тачака M и M' (сл. 6.1). Практично, за индукције веће од вредности B_m гвожђе губи магнетска својства, тј. апроксимативно се може узети да се понаша као ваздух.



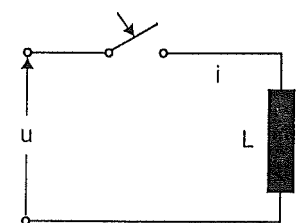
Слика 6.1

Приближно ћемо анализирати укључења пригушнице самоиндуктивности L – јер то је примар кад је трансформатор у празном ходу – и отпорности R (сл. 6.2), уважавајући *засићење* магнетског кола. Обележавајући са:

$$\psi = L i, \quad (6.1)$$

обухваћени флукс ($\psi = N_1 \phi$), биће:

$$u - \frac{d\psi}{dt} - R i = 0. \quad (6.2)$$



Слика 6.2

Замењујући (6.1) у (6.2) и водећи рачуна да је, због нелинеарности, $L = L(\psi)$, добијамо линеарну диференцијалну једначину првог реда:

$$\frac{d\psi}{dt} + \frac{R}{L(\psi)}\psi = U_m \sin(\omega t + \varphi_0),$$

где је претпостављен синусни напон са почетном фазом φ_0 . Пошто функција $L(\psi)$ нема аналитички облик, узео се у првој апроксимацији да је $L = \text{const}$, што се може правдати тиме да је други члан на левој страни за један ред или више редова величине мањи од првог.

Решење се састоји од два члана: апериодичног ψ_a (који потиче од хомогене једначине, тј. без десне стране) и стационарног ψ_s (који представља партикуларни интеграл). Први члан се добија решавањем карактеристичне једначине, и његов израз је:

$$\psi_a = \Psi_a e^{-\frac{R}{L}t},$$

где је: $L/R = T$ временска константа (која за данашње велике трансформаторе износи 10...20 s), Ψ_a – интеграциона константа.

Партикуларно решење има исту форму као акција (тј. напон):

$$\psi_s = \Psi_m \sin(\omega t + \varphi_0 - \varphi),$$

где је $\varphi = \arctg \frac{L}{\omega R}$.

Почетни услов, да је обухваћени флуks у тренутку $t = 0$ био на вредности реманентног флуksа Ψ_r , гласи:

$$\Psi_r = \Psi_a + \Psi_m \sin(\varphi_0 - \varphi),$$

одакле је:

$$\Psi_a = \Psi_r - \Psi_m \sin(\varphi_0 - \varphi)$$

и:

$$\psi = [\Psi_r - \Psi_m \sin(\varphi_0 - \varphi)] e^{-t/T} + \Psi_m \sin(\omega t + \varphi_0 - \varphi). \quad (6.3)$$

Апериодична компонента, која одређује ударну, тј. највећу могућу вредност обухваћеног флуksа, има свој максимум за:

$$\sin(\varphi - \varphi_0) = 1,$$

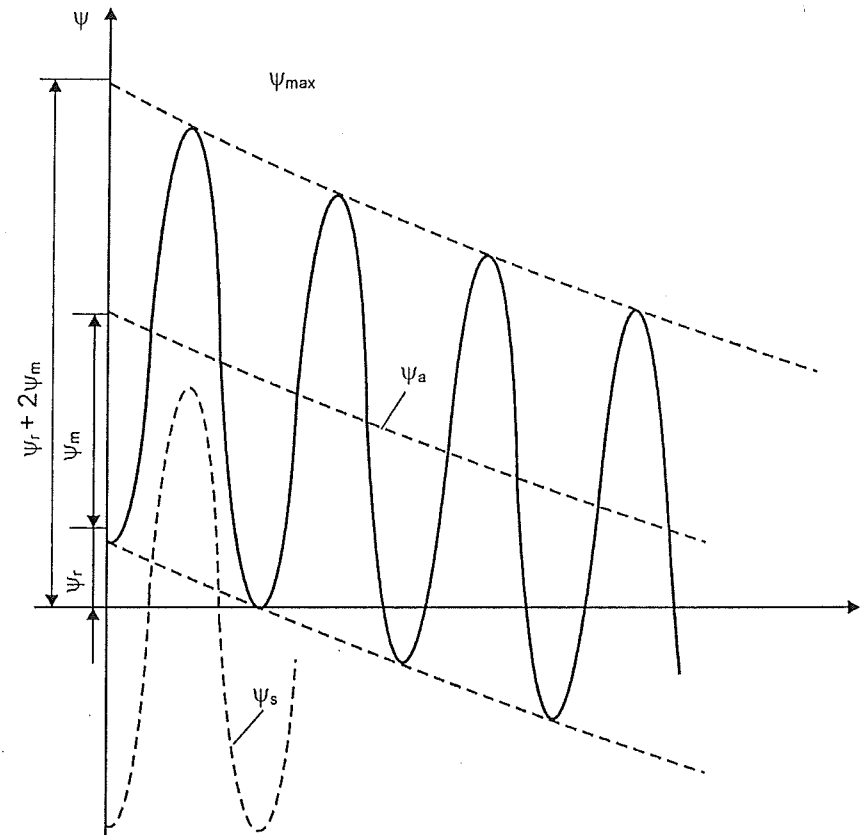
тј. за:

$$\varphi - \varphi_0 = \pi/2.$$

Она, дакле, зависи од тренутка укључења (φ_0). Ово је сасвим реално очекивати да се деси у пракси, тако да ће се овај случај као критична тачка надаље једино третирати. Има се, дакле, за приближно $\omega t = \pi$:

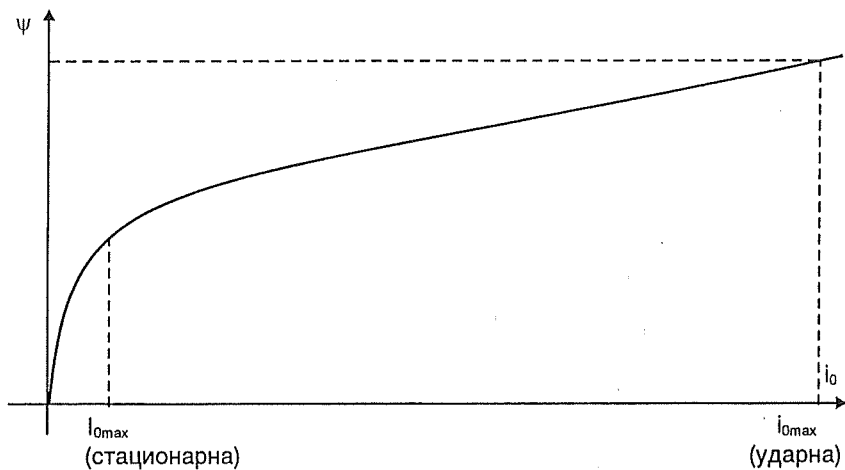
$$\Psi_{\max} = \Psi_r + \Psi_m [1 + \sin(\pi - \pi/2)] = \Psi_r + 2\Psi_m. \quad (6.4)$$

Изглед обухваћеног флуksа у функцији времена приближно је приказан на сл. 6.3. Узето је да је $\varphi - \varphi_0 = \pi/2$ и да је $T \gg 2\pi/\omega$; под тим условима важи једначина (6.4). Види се да флуks непосредно по укључењу може достићи вредност *преко два пута* већу од оне у устаљеном стању. То се, због нелинеарности, знатно јаче одражава на струју, што је приказано на сл. 6.4. У стварности је $I_{0\max}$ много мање него што је ту



Слика 6.3

приказано, па је релативна вредност $i_{0\max}/I_{0\max}$ много већа него на тој слици. Временски ток струје укључења приказан је на сл. 6.5. Крива магнетћења је идеализована – у једном делу $\mu_{Fe} \rightarrow \infty$, а у другом је $\mu = \mu_0$ – тако да је у устаљеном стању $i_{\mu} \approx 0$.



Слика 6.4

Посебно се напомиње да је у стварности опадање аperiодичне компоненте ψ_a знатно спорије па је зато разлика између два узастопна максимума укупног флукса ψ много мања у односу на оно приказано принципијелно на сл. 6.3. Зато и струја има велики број по вредности блиских удара.

Како се може израчунати ова максимална вредност $i_{0\max}$? Ако се једначина (6.4) подели са бројем навојака N , биће:

$$\Phi_{\max} = 2\Phi_m + \Phi_r \quad (6.5)$$

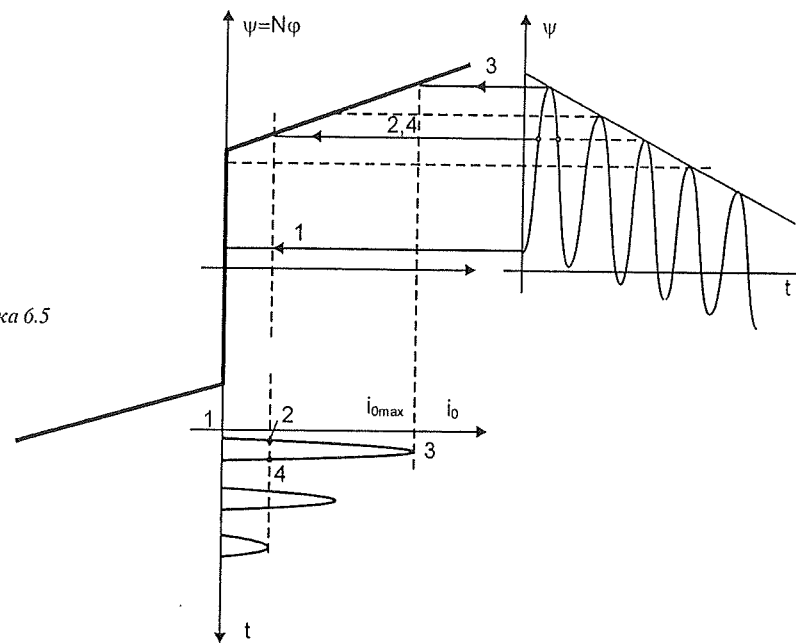
Ако се посматра попречни пресек магнетског кола (сл. 6.6), могу се уочити површина гвожђа S_{Fe} и површина ваздушног простора S_{vaz} . Сада се флукс може представити на други начин:

$$\begin{aligned} \Phi_{\max} &= \Phi_{Fe} + \Phi_{vaz} = B_{Fe} S_{Fe} + \mu_0 H_{\max} (S_{vaz} - S_{Fe}) = \\ &= \mu_0 H_{\max} S_{vaz} + (B_{Fe} - \mu_0 H_{\max}) S_{Fe} \end{aligned} \quad (6.6)$$

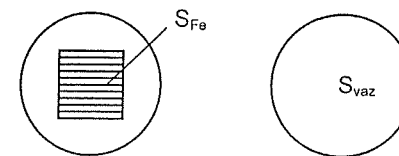
Са сл. 6.7 види се да је индукција потпуног засићења магнетског материјала:

$$B_z = B_{Fe} - \mu_0 H_{\max} \quad (6.7)$$

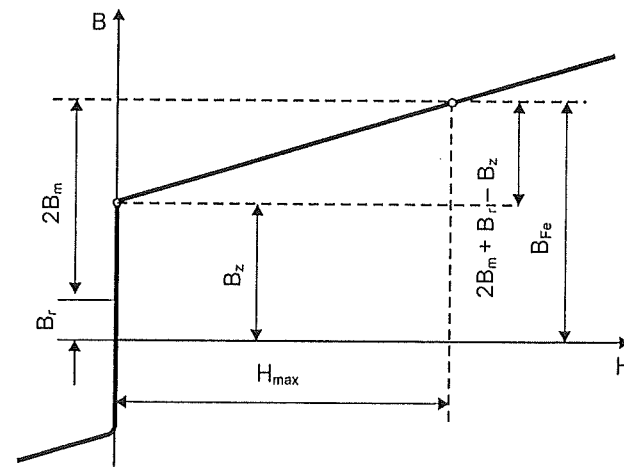
Слика 6.5



Слика 6.6



Слика 6.7



Убацавањем (6.5) и (6.7) у (6.6) добија се:

$$2\Phi_m + \Phi_r = \mu_0 H_{\max} S_{\text{vaz}} + B_z S_{\text{Fe}}$$

и

$$2 B_m S_{\text{Fe}} + B_r S_{\text{Fe}} = \mu_0 N I_{0\max} S_{\text{vaz}} / l + B_z S_{\text{Fe}}$$

Одавде се добија вредност максималне ударне струје укључења:

$$I_{0\max} = \frac{S_{\text{Fe}}}{S_{\text{vaz}}} l \frac{2B_m + B_r - B_z}{\mu_0 N} \quad (6.8)$$

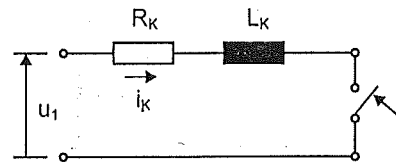
Максимална вредност струје укључења је утолико већа, уколико се пресек намотаја више приближава пресеку гвожђа ($S_{\text{Fe}} \rightarrow S_{\text{vaz}}$). Дакле, са гледишта ударне струје укључења, примар треба да буде спољашњи намотај, што се често и чини ако је он за виши напон (лакше је и за изоловање и смештај извода за промену преносног односа). Даље, види се да је та струја мања ако је реманентна индукција B_r мања и ако су димензије (l) мање.

Код трофазних трансформатора практично се увек један од фазних намотаја нађе у таквој ситуацији да му ова струја буде максимална. Међутим, због магнетске спреге сва три фазна намотаја, као и због тога што се засићује само једно језгро – линијска струја је, у случају спреге D , нешто мања од очекиване у односу на фазну струју у критичном намотају. Код спреге у звезду почетне струје празног хода нешто мање него код троугла, а редовно су мање него код једнофазних трансформатора.

6.2. УДАРНИ КРАТАК СПОЈ

Прелазни процес од тренутка настајања кратког споја до достизања стационарног стања обухвата и максималну струју која премашује вредност устаљене струје кратког споја због суперпониране једносмерне – аperiодичне компоненте.

На почетку анализе ове појаве треба најпре уочити да је језгро незасићено, јер пад напона на примарној реактанси и активној отпорности износи приближно половину напона, што је већ било констатовано при третирању огледа кратког споја (поглавље 3, оде-



Слика 6.8

љак 3.4). Последица овога је оправданост занемарења струје магнећења и сталност реактансе ωL_k , па је и шема једноставна (сл. 6.8). Постоји само импеданса кратког споја:

$$Z_k = \sqrt{R_k^2 + X_k^2},$$

која се познаје из огледа кратког споја или из прорачуна. Према томе, анализа је директна и једноставна.

Са синусним напоном u_1 важи диференцијална једначина:

$$L_k \frac{di_k}{dt} + R_k i_k = U_m \sin(\omega t + \varphi_0),$$

где је φ_0 , као и раније, почетна фаза напона. Решење се састоји од две компоненте – аperiодичне i_a и устаљене или стационарне i_s – тако да оно гласи:

$$i_k = i_a + i_s = I_a e^{-t/T_k} + I_{km} \sin(\omega t + \varphi_0 - \varphi_k).$$

Ако трансформатор није био оптерећен, биће за $t = 0$ и $i = 0$, па се из тог почетног услова добија интеграциона константа:

$$I_a = -I_{km} \sin(\varphi_0 - \varphi_k),$$

тако да коначно решење гласи:

$$i_k = I_{km} \left[\sin(\omega t + \varphi_0 - \varphi_k) - \sin(\varphi_0 - \varphi_k) e^{-t/T_k} \right] \quad (6.9)$$

Погледајмо најпре колико је трајање овог прелазног процеса у односу на трајање процеса укључења. Овде временска константа износи $T_k = L_k/R_k$, где је L_k – реактанса укупног расипања, док у претходном случају аналогна временска константа износи:

$$T = L_\mu / R_l \approx 2 L_\mu / R_k.$$

Пошто се зна да је $X_\mu \gg X_k$, и то за неколико редова величине, последња временска константа је много већа, тј. прелазна појава кратког споја траје много пута краће од транзијента празног хода; она износи свега неколико периода, док временска константа укључења за савремене трансформаторе износи око 10...20 s, тј. прелазна појава траје читав минут!

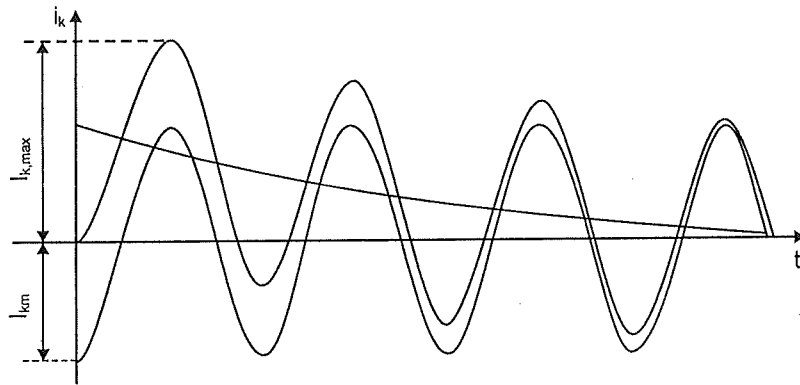
Због тако брзог пригушења аperiодичне компоненте максимум струје ударног кратког споја не одређује се једноставно као код флукса

при укључењу, јер временска слика струје изгледа као на сл. 6.9: максимална вредност $I_{k,max}$ мања је од $2 I_{km}$. У циљу одређивања те максималне вредности одредиће се најпре када је апериодична компонента највећа, а то настаје ако је испуњен услов:

$$\varphi_0 - \varphi_k = -\pi/2.$$

У том случају израз за струју постаје:

$$i_{k,max} = I_{km} [e^{-t/T_k} - \sin(\omega t - \pi/2)] = I_{km} [e^{-t/T_k} + \cos \omega t]$$



Слика 6.9

Први, највећи максимум ове функције настаје приближно за $\omega t = \pi$, и он износи:

$$I_{k,max} = I_{km} (1 + e^{-\pi/\omega T_k}) = k_m I_{km}, \quad (6.10)$$

где k_m узима вредности од 1,7 до 1,8 за велике, односно 1,3 до 1,4 за мање трансформаторе.

Знајући да је устаљена струја кратког споја:

$$I_k = \frac{I_{km}}{\sqrt{2}} = \frac{U_n}{Z_k},$$

односно са u_k у процентуалним вредностима:

$$i_k = 100/z_{k,\%} = 100/u_{k,\%}$$

има се за максималну струју у прелазном стању, изражену релативно:

$$i_{k,max} = \approx 100 k_m / u_{k,\%}$$

Струја кратког споја је и у устаљеном стању велика, док јој највећа вредност у прелазном стању достиже 30 до 80% више од амплитуде устаљене струје кратког споја.

Последице струје кратког споја у прелазном стању су двојаке: термичке и механичке.

– Термичке последице нису значајне, јер: 1) прелазна појава је краткотрајна, тако да је дозвољено да се узме у рачун само устаљена струја, 2) пораст температуре намотаја у кратком споју је врло велики али то није од значаја, јер квар мора да буде детектован и трансформатор одмах искључен.

– Механичке последице су драстично повећане електромагнетске силе на намотаје; кроз њих протиче струја кратког споја, а налазе се у пољу расипања – те се за проверу механичке издржљивости мора узети у обзир највећа тренутна вредност струје.

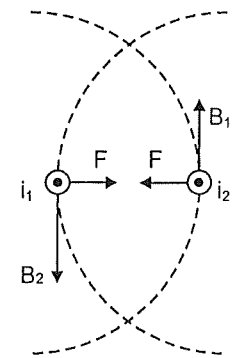
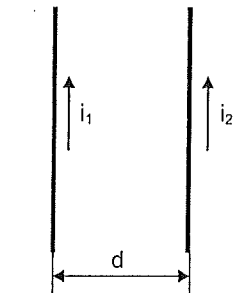
6.2.1. МЕХАНИЧКЕ СИЛЕ И ЊИХОВ ПРОРАЧУН

Механичке силе су у нормалном раду без значаја, али у току кратког споја могу да буду опасне, јер је струја врло велика, а оне су сразмерне са квадрантом струје. Последице су вишеструке, јер је угрожена и механичка чврстоћа намотаја, а и сам систем намотаја није крут, па долази до његовог померања. Поред тога, због наизменичне природе сила постоји реална опасност од резонансе са свим њеним непријатним последицама. У даљој анализи ће се сматрати да су сви делови трансформатора крути, и о механичким деформацијама говориће се само узгред и квалитативно.

Да би се стекао брз увид у силе које делују на намотаје, треба утврдити најпре квалитативно који су смерови и како се може грубо проценити њихова величина. Као пример ће се узети цилиндрични концентрични намотаји. За одређивање смера користе се формуле за једначине силе које делују на два паралелна проводника кроз које протичу струје i_1 и i_2 (сл.6.10):

$$F = \frac{\mu_0}{2\pi d} i_1 i_2.$$

Проводници се привлаче кад су струје истог смера, а одбијају се кад су супротног. Пошто у кратком споју, исто као у нормалном раду, струја у секундару мора да има супротан смер од струје примара, ови намотаји ће се одбијати (сл. 6.11). То значи да



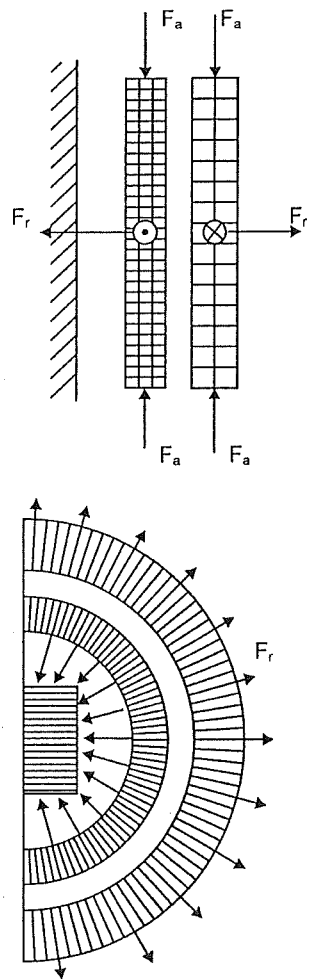
Слика 6.10

ће унутрашњи намотај тежити да се скупи, а спољашњи да се рашири: силе су *радијалне*, и означене су на сл. 6.11 са F_r .

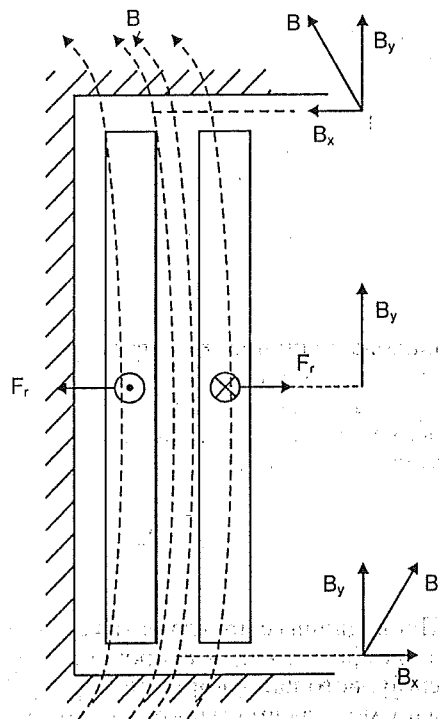
Ако се сад посматра сваки намотај за себе, констатоваће се да струје у појединим навојцима имају исте смерове, те долази до *привлачења*: сваки намотај тежи да се скупи, тј. да смањи своје димензије. Те силе се испољавају првенствено у *аксијалном* правцу и оне су на сл. 6.11 означене са F_a .

За тачно проучавање величине ових сила користи се чињеница да се проводници налазе у пољу расипања, те се изрази за расути флукс, изведени у одељку 3.5, могу и овде користити.

По аналогији са поделом сила на радијалне и аксијалне, и магнетска индукција се може разложити на две компоненте: *аксијалну* или *подужну* B_y и *радијалну* или *попречну* B_x . Како је сила нормална и на проводник и на вектор индукције, лако се закључује да аксијална компонента B_y изазива радијалну силу F_r , а радијална B_x аксијалну силу F_a . У средишњем делу, између примара и секундара, практично посто-

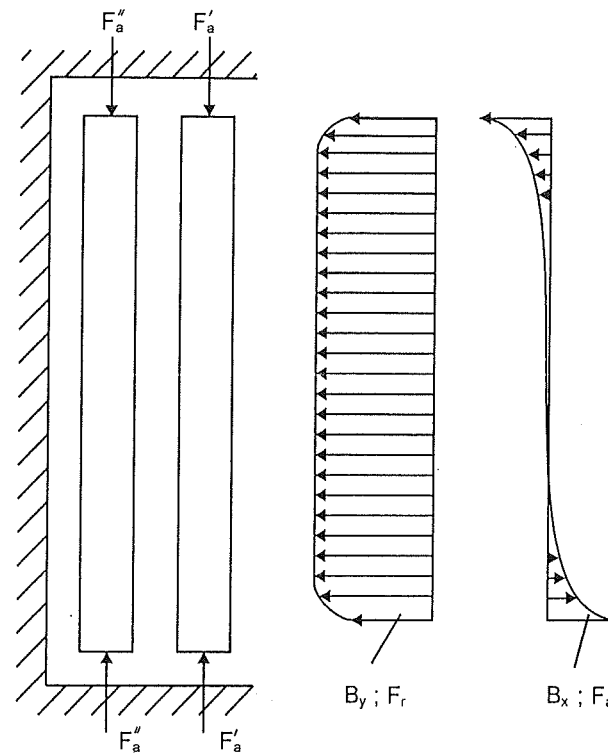


Слика 6.11



Слика 6.12

ји искључиво компонента B_y ; на горњем и доњем делу намотаја, како се види на сл. 6.12, долази све више до изражаја радијална компонента B_x ; она има на доњем крају супротан смер од оне на горњем. На тај се начин долази до приближног дијаграма сила на намотаје, који је представљен на сл. 6.13, где су силе приказане по интензитету а не по правцу деловања.



Слика 6.13

Да би се нашао израз за израчунавање механичких сила, користи се *Лагранжова теорема виртуелних помераја*, која гласи: „Сила је једнака првом изводу енергије (овде је енергија магнетска) у смеру координате коју она тежи да промени“. За компоненту F_z у правцу z -осе важи:

$$F_z = \frac{\partial W_M}{\partial z},$$

где је: W_M магнетска енергија, за коју постоји израз:

$$W_M = \frac{1}{2} L i^2.$$

Тако се има:

$$F_z = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L}{\partial z}$$

јер се за један врло кратак интервал времена, који допушта да сила дође до изражаја (а то је интервал времена у околини тренутка када струја кратког споја има свој максимум $I_{k, \max}$, када су и силе највеће), може сматрати да је струја непроменљива, односно да се релативно споро мења, тј. да важи приближно $i = \text{const}$.

Ако се тражи *радијална сила*, диференцирање треба извршити по *полупречнику*, а ако се тражи аксијална – по *висини* h . Израз за индуктивност расипања, односно за реактансу X_k , који овде долази у обзир, био је изведен у одељку 3.5, једначина (3.26):

$$L = \frac{X_k}{\omega} = \mu_0 N^2 k_R \pi D_m \left[\frac{a}{3} + \delta + \frac{b}{3} \right] \frac{1}{h}.$$

У радијалном правцу дужина која се виртуелно мења једнака је ширини међупростора δ између примара и секундара, тако да се за максималну силу, која очигледно настаје кад је $i = I_{k, \max}$ добија:

$$F_r = \frac{1}{2} I_{k, \max}^2 \frac{\partial L_k}{\partial \delta} = \frac{\mu_0 (N I_{k, \max})^2}{2 h} k_R \pi D_m. \quad (6.12)$$

Ако се са B_δ означи магнетска индукција у међупростору δ , чији је израз у номиналним условима (једначина (3.22) у одељку 3.5):

$$B_{\delta m} = \frac{\mu_0 N I_n \sqrt{2}}{h} k_R$$

и уведе израз за максималну струју кратког споја (6.11), са $z_{k, \%} = u_{k, \%}$:

$$F_r = \sqrt{2} 0,5 B_{\delta m} I_n N \left[k_m \frac{100}{u_{k, \%}} \right]^2 \pi D_m = 7071 I_n B_{\delta m} \left[\frac{k_m}{u_{k, \%}} \right]^2 N \pi D_m, \quad (6.13)$$

одакле се добија корисна формула за *јодужну радијалну силу*:

$$f_r = \frac{F_r}{N \pi D_m} = 7071 I_n B_{\delta m} \left[\frac{k_m}{u_{k, \%}} \right]^2 \quad [\text{N/m}] \quad (6.14)$$

која се често користи у прорачунима трансформатора.

За израчунавање *аксијалних сила*, које потичу од закривљења линија магнетског поља на ивицама намотаја (близу јарма), извршиће се диференцирање израза за магнетску енергију по висини h . Тако добијамо *укућну* силу на *оба* намотаја, не тражећи њену тачну расподелу у простору (зато није ни потребно познавати тачну расподелу густине флукса $B(x, y)$). Дакле:

$$F_{a(1+2)} = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L_k}{\partial h}.$$

Ако се подсети на приближан израз за коефицијент Роговског

$$k_R = 1 - \frac{a + \delta + b}{\pi h},$$

добија се најпре израз за L_k :

$$L_k = \mu_0 N^2 \pi D_m \left(\frac{a}{3} + \delta + \frac{b}{3} \right) \frac{1}{h} \left(1 - \frac{a + \delta + b}{\pi h} \right)$$

из којег се диференцирањем добија:

$$\frac{\partial L_k}{\partial h} = -\mu_0 N^2 \pi D_m \delta' \frac{1}{h^2} (2k_R - 1),$$

где је стављено:

$$\delta' = \frac{a}{3} + \delta + \frac{b}{3}.$$

Тако се за аксијалне силе има:

$$F_{a(1+2)} = -\frac{1}{2} (N I_{k, \max} / h)^2 \mu_0 \pi D_m \delta' (2k_R - 1). \quad (6.15)$$

Негативни знак указује на то да сила делује у смислу скраћења висине намотаја ($\Delta h < 0$).

Да би се утврдио релативан однос радијалне и аксијалних сила, довољно је поделити једначине (6.14) и (6.15):

$$\frac{F_r}{|F_a|} = \frac{h}{\delta'} \frac{k_R}{2k_R - 1}.$$

С обзиром на то да k_r не одступа много од 1, биће веома приближно:

$$\frac{F_r}{|F_a|} \approx \frac{h}{\delta'} \quad (6.16)$$

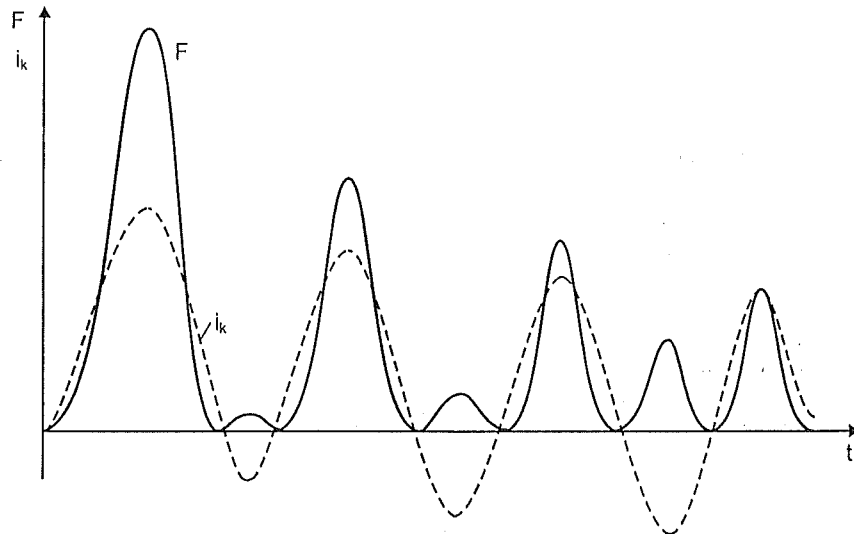
Дакле, однос радијалне и аксијалне силе је грубо једнак односу висине h намотаја и еквивалентног ваздушног међупростора δ' – што је нормално више него један ред величине, па се на њих не обраћа велика пажња. Има, међутим, случајева да δ' није тако занемарљиво мало у односу на h . Не треба, такође, заборавити конструкционе разлоге који дозвољено напрезање услед аксијалних сила ограничавају на око $2 \cdot 10^7$ Ра док је оно услед радијалних сила око $7 \cdot 10^7$ Ра.

Прорачун напрезања услед сила увек се израчунава за једну грану проводника.

6.2.2. КАРАКТЕР И ДЕЈСТВО СИЛА

Требало би анализирати: 1) временску променљивост сила, 2) механичке особине, посебно еластичност изолације бабра и конструкционих делова, 3) њихово кретање, промену облика и димензија и 4) старење, тј. променљивост механичких особина после одређеног броја издржаних кратких спојева. Овде ћемо укратко анализирати само прва два аспекта и донекле трећи.

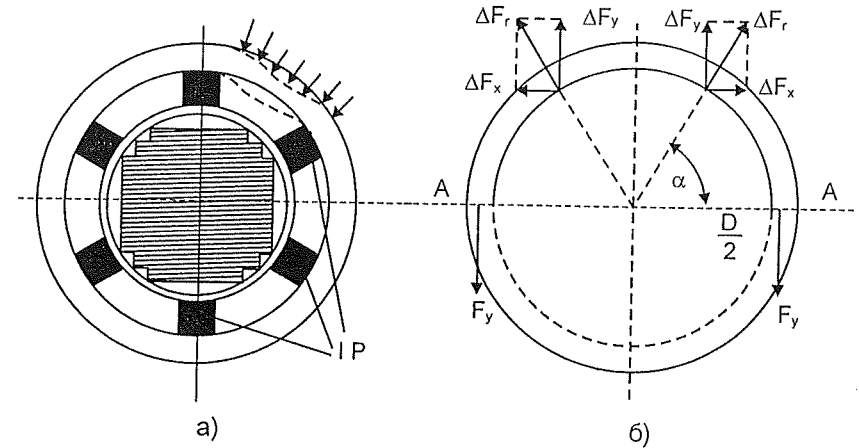
1) Када се зна како изгледа временски дијаграм струје кратког споја (сл. 6.9), и да је зависност сила сразмерна са i^2 , лако је нацртати карактер временске промене силе (види сл. 6.14) и извући закључке:



Слика 6.14

амплитуда је врло велика (у односу на нормални рад), а фреквенција је 100 Hz. Потребно је, осим јачине првог удара водити рачуна и о евентуалној резонанси намотаја.

2) 3) За спречавање деформација *унутрашњег цилиндра* намотаја у смеру сужења, тј. ка језгру, у међу се изолациони подупирачи – IP (сл. 6.15а). Делови намотаја оптерећени су слично греди са континуалним оптерећењем које тежи да створи угиб; растојање подупирача треба одабрати тако да не дође до претераног напрезања.



Слика 6.15

С друге стране, на *спољњем намотају* делују силе истезања. Ако се замисли да је намотај пресечен у равни А-А (сл. 6.15б), и одстри се доњи део, његово дејство мора да се замени са две силе F_y које држе равнотежу збиру елементарних компонената $\Sigma (\Delta F_y)$ (хоризонталне компоненте ΔF_x се међусобно поништавају). Потребно је, дакле, да се обави провера *јачине на кривање*.

Ако подужну радијалну силу, сведену на дужину навојка (обим круга) обележимо са f_r , биће:

$$\Delta F_r = f_r \Delta l = f_r \frac{D}{2} \Delta \alpha,$$

односно у лимесу:

$$dF_r = f_r \frac{D}{2} d\alpha.$$

Са сл. 6.156 следи:

$$2F_y = \int_0^{\pi} f_r \frac{D}{2} \sin \alpha \, d\alpha = f_r D \frac{1}{2} |1 + 1| = f_r D$$

$$F_y = f_r \frac{D}{2} \quad (6.17)$$

Овде је:

$$f_r = \frac{F_r}{\pi D_m},$$

где се F_r израчунава према једначини (6.13), а f_r према (6.14).

6.3. ПРЕНАПОНСКЕ ПОЈАВЕ

У току свог рада, на месту уградње, трансформатор често бива подвргнут напону, који – у мањој или већој мери – премашује вредност његовог номиналног напона. Сваки такав напон је пренапон (у ширем смислу). Међутим, овај термин се употребљава првенствено за *релативно високе и крајкокрајне напоне*. Кад се каже „краткотрајан“, мисли се на појаве чије се трајање мери микросекундама; оперише се и појмом *ударни понапонски талас*.

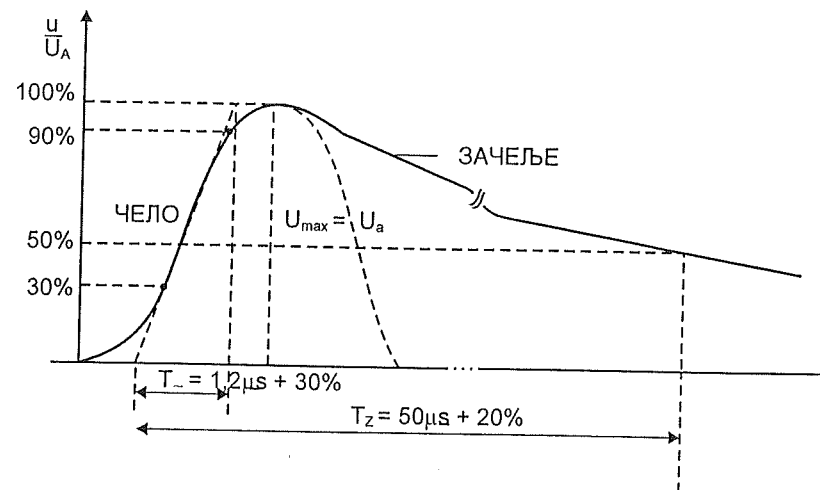
Пренапони се деле на: *унутрашње* или *погонске* и *спољашње* или *атмосферске*. Погонски пренапони могу бити *комутациони* (наступају приликом укључења и искључења далековода и већих трансформатора) и *хаваријски* (при настанку земљоспоја или несиметричних кратких спојева). – Атмосферски пренапони настају услед:

- директног удара грома у далековод;
- електромагнетске индукције при пражњењу једног наелектрисаног облака у други или у земљу;
- електростатичке индукције;
- наелектрисања проводника ветром, зрнцима песка, снега и сл.

За угрожавање изолације битан је, поред амплитуде напона, и карактер његове промене са временом. Стога се пренапони деле на *аериодичне*, *периодичне* и *комбиноване*. Апериодични напон је најопаснији и стога ће се у наредном излагању само он третирати. Штавише, ограничење се само на стандардни талас прописан за пренапонска испитивања у лабораторијама, па и он ће се доцније обрадити у најупрошћенијем облику.

На сл. 6.16 дат је облик овог таласа са најважнијим детаљима, уз напомену да је он *негајивног поларитетна према маси*.

Код овако брзих промена какве се имају на челу таласа природно је поставити питање какав облик треба да има еквивалентна шема. Да



Слика 6.16

би се нашао одговор на ово питање, треба најпре одредити фреквенцију синусоиде која би могла једним својим делом да апроксимира чело, односно зачеље таласа. Таква једна синусоида ја на сл. 6.16 извучена непрекиданом линијом а има амплитуду $U_{\max} = U_A$ и четвртину периоде у трајању од око 1,25 μ s. Одатле се добија:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{10^6}{4 \cdot 1,25} = 0,2 \text{ MHz} = 200 \text{ kHz}.$$

За зачеље би се на сличан начин добило (наравно, све у грубој приближности):

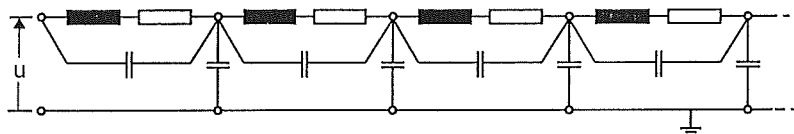
$$f = \frac{10^6}{4 \cdot 50} = 5 \text{ kHz}.$$

За фреквенције које су тако велике у односу на погонску (200 000 : 50 = = 4 000 пута) досад коришћена еквивалентна шема не важи. Главни узрок за то је што трансформатор има осим индуктивности и активних отпорности и *капацитивне*. То су капацитети једног навојка према другом навојку, сваког намотаја према другом намотају, као и капацитети навојка и намотаја према маси, коју представљају језгро и суд трансформатора. Поред тога, на високим фреквенцијама све индуктивне реактансе узимају веома мале струје ($U/\omega L \rightarrow 0$), на супрот капацитивним струјама, које – упркос малим вредностима капацитета – постају значајне ($I_c = \omega C U$) кад фреквенција постане врло висока.

Што се тиче самог краја пренапонског таласа, он представља скоро једносмерни константни напон ($\omega \rightarrow 0$), нема ни струје кроз C (јер су

кондензатори напуњени), а индуктивна отпорност $\omega L \rightarrow 0$ па остаје само чиста активна отпорност R .

У средњем делу пренапонског таласа фигуришу сви параметри трансформатора. Његово детаљно проучавање постаје врло сложено и непрегледно, па се неће третирати у даљем тексту, изузев само квалитативно. На сл. 6.17 дата је груба еквивалентна шема једног намотаја. Треба узети у обзир да је пренапон прикључен између једног краја намотаја и масе. Сваки навојак или секција има своју активну отпорност, своју индуктивност и бар два капацитета.

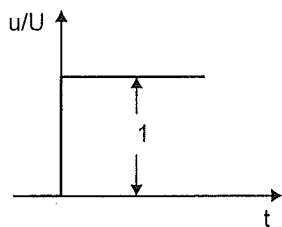


Слика 6.17

Стога ће следећа груба анализа бити изведена у три раздела: 1) *почетна* расподела напона, 2) *крајња* расподела напона и 3) *процена највеће напонског најрезања*, укључујући и прелазно стање између почетног и крајњег. За сваки од ових раздела примениће се друкчија еквивалентна шема која најбоље одговара фреквенцији у посматраним интервалима времена.

6.3.1. ПОЧЕТНА РАСПОДЕЛА НАПОНА

За изучавање почетне расподеле напона на појединачне навојке при наиласку *пренапонског таласа* према сл. 6.16, еквивалентна шема се састоји само од кондензатора. Пошто чело врло кратко траје, анализираће се само распоред напона чији је временски изглед сасвим упрошћен – Хевисајдова јединична (step) функција бесконачне стрмине и неодређено дугог трајања (сл. 6.18). Тражиће се само *расподела* тог напона на поједине навојке, без узимања у обзир времена. Ова замена за прави пренапонски талас је у суштини строга, па ће добијени резултати бити конзервативни.



Слика 6.18

На сл. 6.19 представљен је један намотај AX (лево) и његова еквивалентна шема са редним кондензаторима који представљају међусобне капацитивности навојака тог намотаја трансформатора, као и са паралелним кондензаторима који представљају капацитивности навојака према земљи. Из практичних разлога, уместо редних капацитета уведе се реципрочне вредности $\Delta \frac{1}{K}$, тако да се укупна подужна реципрочна

вредност капацитета (или еластанса) $1/K$ добија из израза:

$$\frac{1}{K} = \sum \left(\Delta \frac{1}{K} \right),$$

док се за укупни попречни капацитет има:

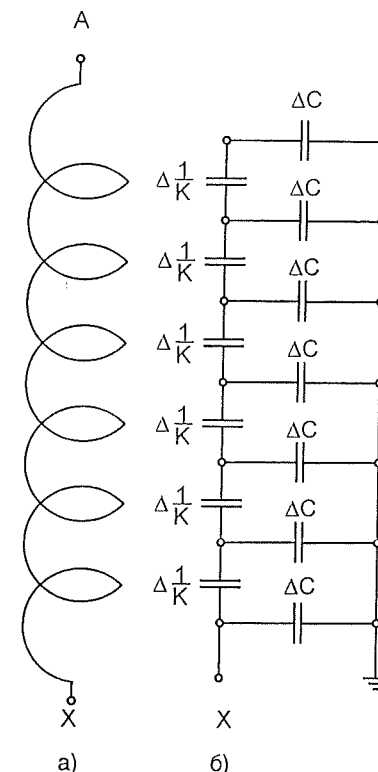
$$C = \sum (\Delta C).$$

Ако се сада попречни специфични капацитет по јединици дужине означи са c ($c = C/n$), и реципрочна вредност подужног специфичног капацитета (еластансе) са $1/k$ [$1/k = 1/(Kn)$] онда ће елементарни попречни кондензатор имати вредност:

$$\Delta C = c \Delta x,$$

а елемент реципрочне вредности подужног капацитета (еластансе) биће:

$$\Delta \frac{1}{K} = \frac{1}{k} \Delta x.$$



Слика 6.19. – Намотај (а) и његова еквивалентна шема за почетну расподелу напона (б)

На даљини x од краја X намотаја (сл. 6.20) биће успостављен напон u ; на елементарном попречном кондензатору биће елементарно оптерећење Δq које износи:

$$\Delta q = (c \cdot \Delta x) u,$$

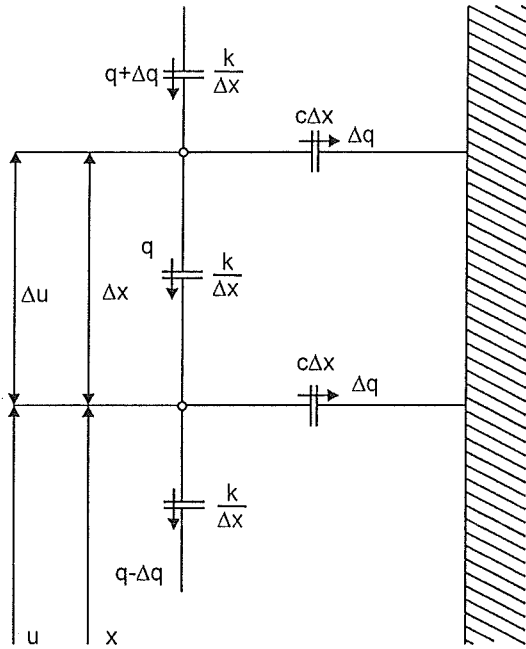
одакле се добија:

$$u = \frac{1}{c} \cdot \frac{\Delta q}{\Delta x}. \quad (6.18)$$

На елементарној подужној еластанси има се само део напона Δu , па за њега важи:

$$\Delta u = \left(\frac{1}{k} \Delta x \right) q,$$

из чега следи:



Слика 6.20. – Елементарни кондензатори, ошћерења и напони

$$q = k \cdot \frac{\Delta u}{\Delta x} \quad (6.19)$$

Прелазећи са коначних прираштаја у изразима (6.18) и (6.19) на диференцијале, и диференцирајући другу од две добијене једначине, добија се, после увршћивања овог резултата у (6.18):

$$\frac{d^2 u}{dx^2} - \frac{c}{k} u = 0 \quad (6.20)$$

Ово је линеарна диференцијална једначина другог реда без десне стране (хомогена), чије је решење:

$$u = A_1 e^{\alpha_1 x} + A_2 e^{\alpha_2 x}, \quad (6.21)$$

где је: α – корен карактеристичне једначине $\alpha^2 - c/k = 0$:

$$\alpha_{1,2} = \pm \sqrt{c/k} \quad (6.22)$$

A_1 и A_2 су интеграционе константе које се добијају из граничних услова. Посматраће се два случаја:

- 1) крај X је уземљен, и
- 2) крај X није уземљен.

Случај 1. – За $x = 0$ је и $u = 0$, а за $x = h$ је $u = U$, где је U напон за $t > 0$. Кад се ове вредности ставе у једначину (6.21), добија се систем од две једначине:

$$\begin{aligned} A_1 + A_2 &= 0 \\ A_1 e^{\alpha h} + A_2 e^{-\alpha h} &= U, \end{aligned}$$

одакле је:

$$A_1 = -A_2 = \frac{U}{e^{\alpha h} - e^{-\alpha h}};$$

и коначно:

$$u = U \frac{e^{\alpha x} - e^{-\alpha x}}{e^{\alpha h} - e^{-\alpha h}} = U \frac{\text{sh } \alpha x}{\text{sh } \alpha h} \quad (6.23)$$

Расподела почетног напона зависи у великој мери од $\alpha = \sqrt{c/k}$. Интересантно је погледати колика је његова вредност за $\alpha = 0$. Пошто се за ту вредност добија неодређени израз типа $0/0$, примениће се Лопиталово правило:

$$u_{(\alpha=0)} = U \lim_{\alpha \rightarrow 0} \frac{\text{sh } \alpha x}{\text{sh } \alpha h} = \lim_{\alpha \rightarrow 0} U \frac{x \text{ ch } \alpha x}{h \text{ ch } \alpha h} = U \frac{x}{h} \quad (6.24)$$

Расподела почетног напона је *линеарна*. Та иста расподела важи и за стационарно стање, јер се за $t \rightarrow \infty$ сви кондензатори напуне и струја је одређена активним отпором (видети шему на сл. 6.17).

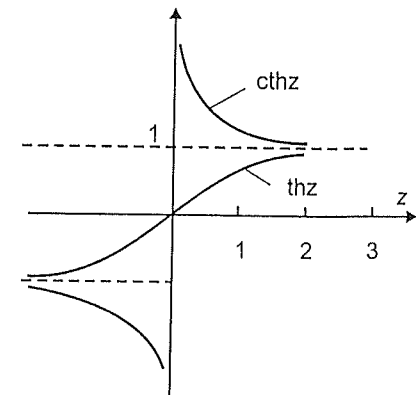
Случај $\alpha = 0$ је само теоријски, јер је код савремених трансформатора $\alpha = 10 \dots 15$. Испитивање кривих расподеле за $\alpha \neq 0$ најлакше је ако се ограничи на посматрање стрмине кривих у тачки A где је $x = h$. Диференцирањем израза (6.23) добија се:

$$\left. \frac{du}{dx} \right|_{x=h} = U \alpha \frac{\text{ch } \alpha h}{\text{sh } \alpha h} = U \alpha \text{cth } \alpha h.$$

За $\alpha h > 3$ има се приближно $\text{cth } \alpha h = \text{th } \alpha h = 1$ (сл. 6.21), па дакле и:

$$\left. \frac{du}{dx} \right|_{x=h} = U \alpha, \quad (6.25)$$

што значи да се стрмина у тачки A повећава сразмерно са α .



Слика 6.21

Сад се може нацртати приближан изглед кривих напона у функцији од x/h , што је и учињено на сл. 6.22.

Случај 2. – Када крај X није уземљен, важе следећи гранични услови.

За $x = 0, q = 0$, пошто кроз последњи кондензатор $d \frac{1}{K}$ не може да пролази никаква струја, па неће бити ни оптерећења q ; за $x = h$ је $u = U$, као и у случају (1). Најпре се мора формирати израз за q :

$$q = k \frac{du}{dx} = A_1 \alpha e^{\alpha x} - A_2 \alpha e^{-\alpha x}.$$

Увршћавање граничних услова у ову једначину и једначину (6.23) даје:

$$\begin{aligned} A_1 \alpha - A_2 \alpha &= 0 \\ A_1 e^{\alpha h} + A_2 e^{-\alpha h} &= U, \end{aligned}$$

одакле је:

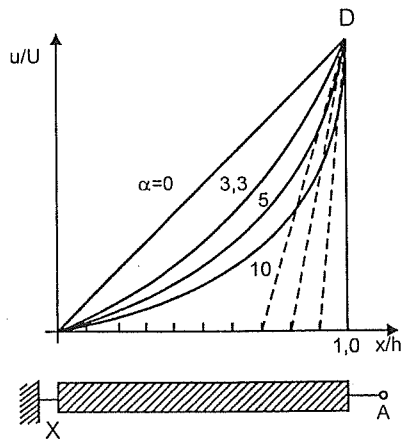
$$A_1 = A_2 = \frac{U}{e^{\alpha h} + e^{-\alpha h}}$$

и коначно:

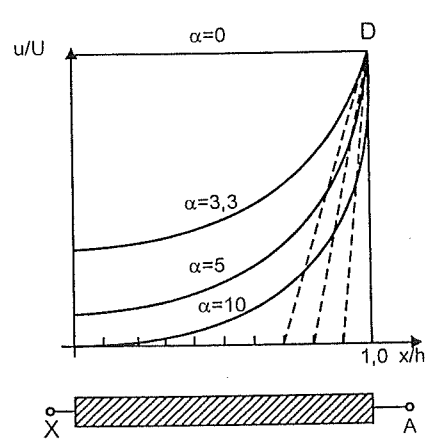
$$u = U \frac{e^{\alpha x} + e^{-\alpha x}}{e^{\alpha h} + e^{-\alpha h}} = U \frac{\operatorname{ch} \alpha x}{\operatorname{ch} \alpha h}. \quad (6.26)$$

Насупрот случају (1), овде се за $\alpha = 0$ добија:

$$u(0) = U.$$



Слика 6.22



Слика 6.23

Међутим, градијент напона у тачки $x = h$ за велико h је приближно сразмеран са α , као и у случају (1):

$$\left. \frac{du}{dx} \right|_{x=h} = U \alpha \frac{\operatorname{sh} \alpha h}{\operatorname{ch} \alpha h} = U \alpha \operatorname{th} \alpha h = U \alpha. \quad (6.27)$$

Приближан изглед кривих u у функцији од x/h дат је на сл. 6.23. Највећа разлика у односу на случај (1) је хоризонтални положај праве за $\alpha = 0$; она такође важи за устаљено стање, јер се, захваљујући томе што је крај X не уземљен, сви кондензатори напуне на вредност напона U . Тада нема више никакве струје (јер се занемарује попречни отпор изолације).

За $\alpha > 0$ криве изгледају друкчије; тангента у тачки D је одређена кад је $\alpha > 3$ последњом једначином тако да се могу нацртати бар за вршци кривих, што је и учињено на сл. 6.23 за вредности α : 3,3; 5 и 10.

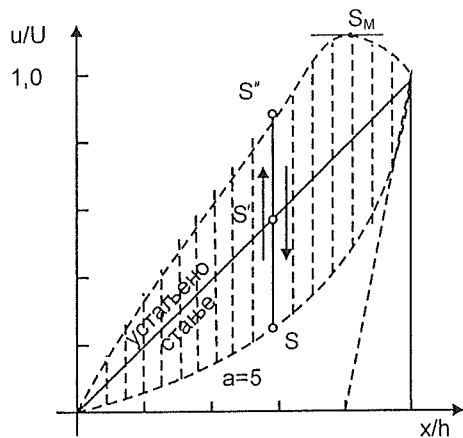
Велико α значи не само велики градијент напона – а тиме и већу опасност за изолацију – већ и значајно одступање од стационарног стања, па зато и израженију прелазну појаву. Стога се при конструисању треба трудити да α буде што мање. А како је $\alpha^2 = c/k$, то значи да:

- попречни капацитет c треба да буде што мањи, и
- подужни капацитет k треба да буде што већи.

6.3.2. ПРЕЛАЗНИ ПРОЦЕС И КОНАЧНА РАСПОДЕЛА НАПОНА

Досад је утврђена почетна расподела напона, а такође и коначна расподела; ова последња је за случај (1) коса, а за случај (2) хоризонтална права. Прелазни процес, тј. појаве које се дешавају при прелазу од неке криве са $\alpha \neq 0$ на криву устаљеног стања (еквивалентну са стављањем $\alpha = 0$) *осцилаторне* је природе, пошто сада долазе до изражаја и индуктивности (сл. 6.17). Многобројна локална кола имаће сложене сопствене осцилације, које су – због активних отпорности – *пригушене*. Математичка анализа сувише је компликована, тако да ће се процес проучити само квалитативно, ослањајући се на анализе у литератури и лабораторијска мерења.

Ако се пође од криве почетне расподеле потенцијала за нпр. $\alpha = 5$, (сл. 6.24) и праве устаљеног стања (најпре за случај уземљене тачке X), онда ће тачка S доћи у тачку S' на осцилаторан начин; први пут ће кроз S проћи максималном брзином и достићи чак тачку S'' (за непригушене осцилације је $SS' = SS''$), и тек после низа осцилација са све мањом амплитудом зауставиће се у тачки S'. Ако се нацрта геометријско место тачака S'', дефинисано једнакошћу $SS' = SS''$, добиће се крива теоријски максималних напона за сваки навојак. Види се да максимални напон у



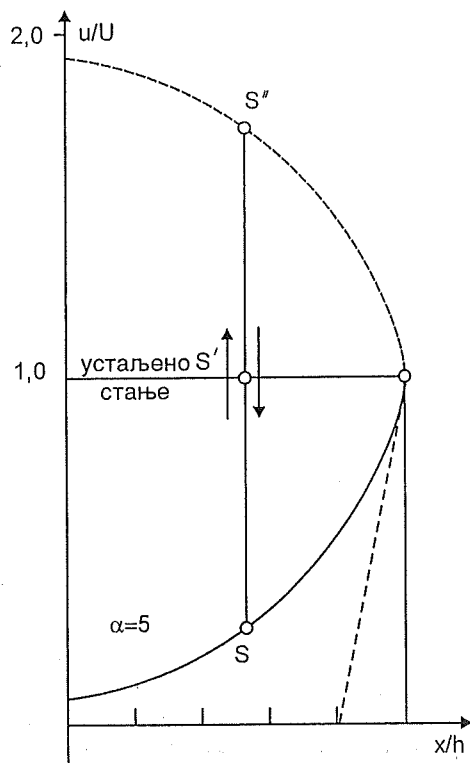
тачки S_M достиже неки навојак близу почетка намотаја; тај напон је већи од напона U и у пракси може да буде знатан.

Слика 6.24

За случај (2), када је крај X неузетљен, осцилације се одигравају на сличан начин али је слика квантитативно много друкчија (сл. 6.25), јер је права устаљеног стања хоризонтална. Највећи напон је сада на самом крају X намотаја ($x=0$), а што је најважније, приближава се вредности:

$$u_{\max} = 2U.$$

тако да је овај случај опаснији од претходног.



Слика 6.25

6.3.3. ПОСЛЕДИЦЕ ПРЕНАПОНА И ЗАШТИТА ОД ЊИХ

Пренапон у почетном тренутку ствара на почетку намотаја A велики градијент напона du/dx , што угрожава *изолацију међу навојцима*. Поред тога, осцилације напона знатно повећавају напон појединих тачака, који је ионако велики у односу на масу и тако долази до опасности *пробоја према маси*.

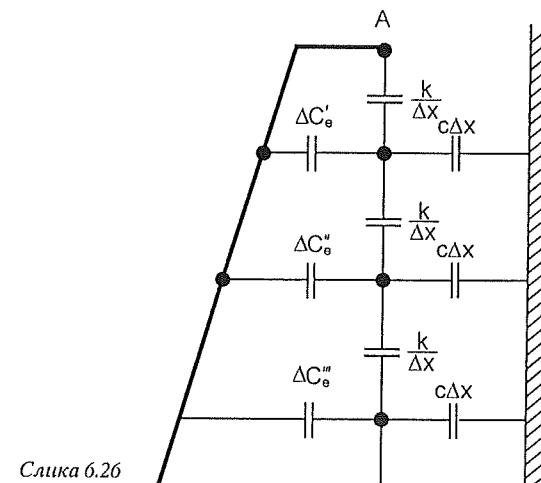
Постоје два начина заштите трансформатора од могућег штетног дејства пренапона:

- 1) смањењем амплитуде пренапонског таласа (нпр. избором трасе далековода, убацивањем одводника пренапона и уопште интервенцијама ван трансформатора) и
- 2) повећањем диелектричне чврстоће самог трансформатора.

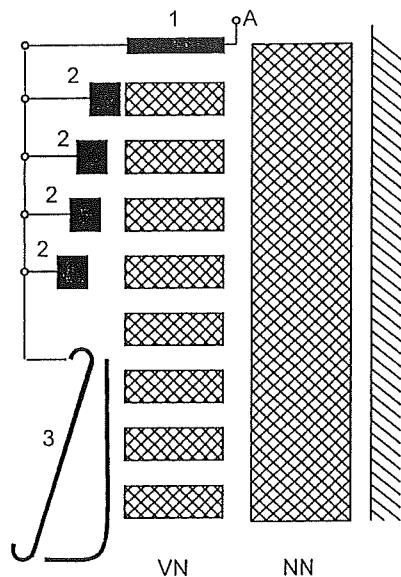
Овде ће се третирати само други начин.

Већ је било показано да су најопаснији почетни тренутак и прве осцилације које му се непосредно надовезују. Зато се употребљава тако звана *кондензаторска заштитна екрана*, која се састоји од *електростатичког екрана* чији је један крај спојен са почетком A намотаја (сл. 6.26). Попречни кондензатори $c\Delta x$ у почетку се pune углавном преко капацитета ΔC_e , а не преко $k/\Delta x$, тако да је почетни напон међу првим навојцима (тј.

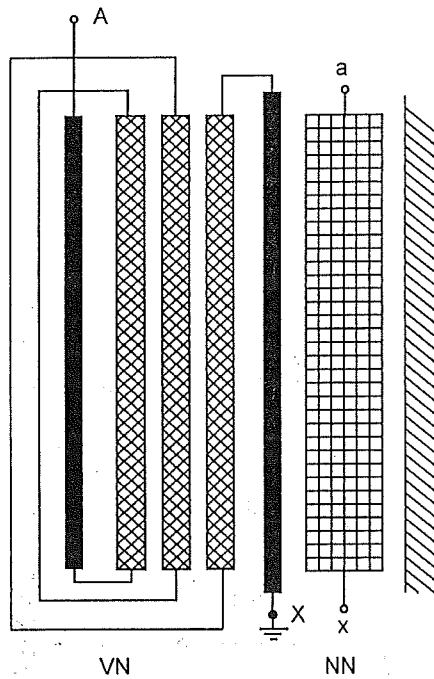
градијент напона $du/dx = U\sqrt{c/k}$) знатно смањен: види се да је капацитет $k/\Delta x$ повећан јер је паралелно с њим везан ΔC_e . Да би се постигла што равномернија расподела напона, треба узети $\Delta C'_e > \Delta C''_e > \Delta C'''_e \dots$, што је на слици приказано све већим размаком екрана од намотаја. Јасно је да екран прима на себе већи део пренапона, растеређујући тако прве навојке.



Слика 6.26



Слика 6.27



Слика 6.28

Прва варијанта практичног остварења електростатичког екрана (*General Electric Co.*) представљена је на сл. 6.27. Она садржи:

- капацитивни прстен 1;
- екране у облику намотаја од жице 2;
- екран 3.

Капацитет екрана се смањује идући од улазног навојка ка крају намотаја. Наравно, прстен и екрани не смеју бити затворени јер би иначе образовали кратко спојене навојке. Ова заштита повећава димензије и цену намотаја, тиме и трансформатора, па се данас ређе примењује.

Друга варијанта је примена вишеслојног намотаја и два екрана који се везују на специфичан начин са намотајима (сл. 6.28). Екран поред другог, нисконапонског намотаја везује се за крај X односно за земљу. Напон између два слоја високонапонског намотаја не прелази U/n , где је n број слојева. Зато је изолација међу њима мале дебљине, а капацитет међу слојевима је већи од капацитета у односу на масу. Зато је α мало и почетна расподела напона је блиска коначној. Овај начин се данас врло често користи и за највише напоне (110 kV и преко тога).

По дефиницији, намотаји код којих се почетна расподела напона практично поудара са коначном називају се антирезонантни. Прелазна појава сведена је на јако пригушене и безначајне исцилације.

6.4. НУМЕРИЧКИ ПРИМЕРИ И ЗАДАЦИ

1. Енергетски трансформатор снаге $S_n = 250$ kVA, напона $U_1/U_{02} = 10/0,4$ kV, спреге Yy , има губитке празног хода $P_0 = 1$ kW, губитке кратког споја $P_k = 4$ kW, релативну струју празног хода $i_0 = 5\%$ и релативни напон кратког споја $u_k = 5\%$. Израчунати:

- а) ефективну вредност устаљене струје трофазног кратког споја;
- б) максималну вредност струје кратког споја (за најнеповољнији случај кратког споја);
- в) време и број протеклих периода за које ће једносмерна – апериодична компонента струје кратког споја опасти на 5% своје почетне вредности.

Решења

$$а) \quad I_{ln} = \frac{S_n}{\sqrt{3} U_1} = \frac{250 \cdot 10^3}{\sqrt{3} 10^4} = 14,43 \text{ A}$$

$$I_{lk} = \frac{100}{u_k} I_{ln} = \frac{100}{5} 14,43 = 288,7 \text{ A}$$

б) Најнеповољнији случај настаје при $\varphi_0 - \varphi_k = \frac{\pi}{2}$; $t = \pi/\omega$

$$I_{k \max} = \sqrt{2} I_{lk} \left[1 + e^{-\frac{u_r \pi}{u_k}} \right]$$

$$u_r = \frac{P_{\text{cun}}}{S_n} 100 = \frac{4}{250} 100 = 1,6\%$$

$$u_x = \sqrt{u_k^2 - u_r^2} = \sqrt{5^2 - 1,6^2} = 4,74\%$$

$$I_{k \max} = \sqrt{2} \cdot 288,7 \left[1 + e^{-\frac{1,6 \cdot \pi}{4,74}} \right] = 408,3 (1 + 0,346) = 549,5 \text{ A}$$

$$k_m = \frac{I_{k \max}}{\sqrt{2} I_{ln}} = \frac{549,5}{\sqrt{2} \cdot 14,43} \approx 27$$

в) Опадање једносмерне компоненте одређује члан $e^{-\frac{R_k t}{L_k}} = e^{-\frac{t}{T_k}}$

$$e^{-\frac{R_1}{L_0} t} = e^{-\frac{u_1}{u_0} \omega t} = \frac{5}{100}$$

$$t = \frac{u_x}{\omega u_r} \ln 20 = \frac{4,74}{314 \cdot 1,6} \ln 20 = 0,028 \text{ s}$$

$$n = \frac{t}{T} = t f = 0,028 \cdot 50 = 1,4 \text{ периода}$$

2. Енергетски трансформатор са подацима из задатка 1 прикључује се на оптерећену мрежу напона 10 kV.

а) Израчунати време и број протеклих периода за које ће једносмерна – апериодична компонента струје празног хода опасти на 5% своје почетне вредности.

б) Ако се зависност флукса од струје празног хода за дати трансформатор може приближно представити преко израза:

$$\Psi = \begin{cases} 20(\Psi_m - \Psi_r) i_0 + \Psi_r & \text{за } i_0 \leq 0,05 \\ \frac{\Psi_m}{39} (38 + 20 i_0) & \text{за } i_0 > 0,05, \end{cases}$$

одредити највећу тренутну вредност – критичну амплитуду струје укључења трансформатора (за најнеповољнији случај) ако је заостали флукс $\Psi_r = 0,1 \Psi_m$.

Решења

а) $t = 23,1 \text{ s}$, $n = 1 \text{ 155}$ периода

б) $I_{01m} = 2,192 \cdot I_n \approx 44,74 \text{ A}$

3. Једнофазни трансформатор са отвореним секундаром прикључује се на мрежу напона $u_1 = 6000 \sqrt{2} \cos(314 t + \varphi_0)$. У тренутку укључења тренутна вредност напона износи $U_1(0) = 4243 \text{ V}$. Примарни намотај има $N_1 = 400$ навојака и омски отпор $R_1 = 0,074 \Omega$. Ако је међусобна индуктивност $L_0 = 0,007 \text{ H}$, одредити, уз занемарење заосталог флукса:

а) временску зависност промене флукса,

б) највећу тренутну вредност флукса и време када наступа.

Решења

а) $\psi = -0,0585 e^{-10,57 t} + 0,0675 \sin(\omega t + \pi/3)$

б) $t = \frac{7\pi}{6\omega} \text{ s}$, $\psi = 0,1192 \text{ Wb}$

4. Трофазни трансформатор $S_n = 40 \text{ kVA}$, $U_1 = 10 \text{ kVA}$, Yy , $i_0 = 0,04$, прикључује се на мрежу са отвореним секундаром. Карактеристика магнетнења за једносмерну струју дата је таблично:

$B_m [\text{T}]$	1,3	1,75	2,1	2,4	2,6	2,7
$I_0 [\text{A}]$	0,11	0,68	2,7	5,4	7	8,1

Одредити највећу могућу тренутну вредност струје укључења као и њен однос према амплитуди струје празног хода у устаљеном режиму ако задата карактеристика важи и за наизменичну струју при занемарењу заосталог флукса.

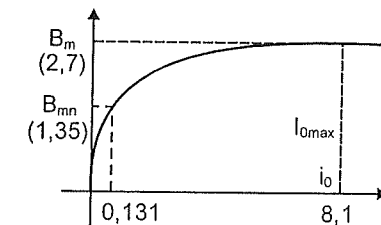
Решење

При низменичној струји апсциса представља амплитуду струје празног хода.

$$I_{0m} = \sqrt{2} I_0 = \sqrt{2} i_0 I_n = \sqrt{2} i_0 \frac{S_n}{\sqrt{3} U_1}$$

$$I_{0m} = \sqrt{2} \cdot 0,04 \frac{40 \cdot 10^3}{\sqrt{3} \cdot 10^4} = 0,131 \text{ A}$$

$$\Rightarrow B_{mn} = 1,35 \text{ T}$$



Слика 6.29

(одређено графички, в. сл. 6.29).

При укључењу $\psi_r = 0$: $B_m = 2B_{mn} = 2,7 \text{ T} \Rightarrow I_{0max} = 8,1 \text{ A}$

$$\frac{I_{0max}}{\sqrt{2} I_{0m}} = 62$$

7. ТРОФАЗНИ ТРАНСФОРМАТОРИ – СПРЕГЕ И ПАРАЛЕЛАН РАД

7.1. ТРОФАЗНИ ТРАНСФОРМАТОРИ

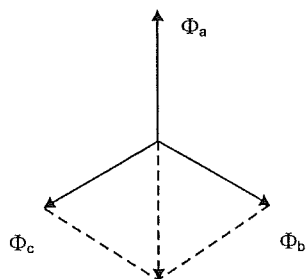
Три једнака једнофазна трансформатора, везана у трофазни систем и са примарне и са секундарне стране, чине један трофазни трансформатор – у ширем смислу речи. Овако образовани трофазни трансформатор састоји се, дакле, од три одвојене јединице. Свака од њих има своје засебно магнетско коло, тј. сопствени одвојени магнетски флуks. Мада има одређених преимућстава, таква спрега није економична, јер може и треба да се искористи чињеница да је збир тренутних вредности уравнотежених флуksова у све три фазе једнак нули. То, уосталом, важи и за уравнотежене струје, односно напоне.

Ако се флуksови представе на уобичајени начин у комплексном облику, биће очигледно:

$$\Phi_a + \Phi_b + \Phi_c = 0$$

(сл. 7.1) ако су све три амплитуде једнаке међу собом и углови међу фазорима исти (120°).

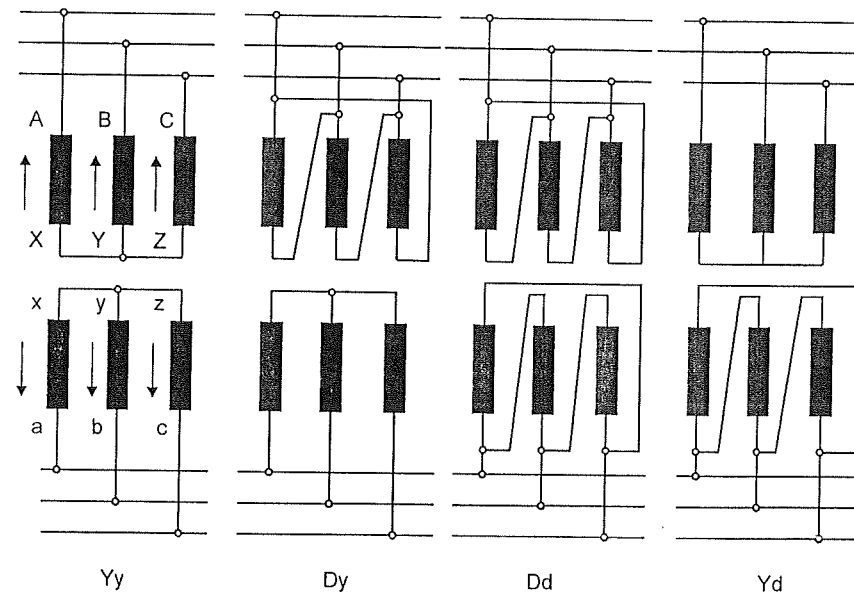
Зато се трофазни трансформатор гради као једна јединица са само три језгра – нема повратног пута за флуks. То је објашњено у поглављу 2. Најчешће, скоро искључиво, сва три језгра су у истој равни, тако да се не постиже савршена симетрија.



Слика 7.1

7.2. СПРЕЗАЊЕ ТРОФАЗНИХ ТРАНСФОРМАТОРА

У трофазном систему се импедансе, па дакле и машине и трансформатори, везују у звезду (ознака Y) или у троугао (ознака D). Слободно може да се изабере било која спрега за примар и било која спрега за секундар, независно од спреге примара. Спрега вишег напона означава се великим, а нижег напона малим словом, тако да постоје ове основне спреге: Yy, Dy, Dd, Yd (сл. 7.2).



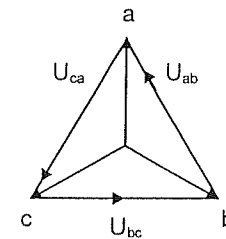
Слика 7.2

7.2.1. ПРИМЕНЕ ПОЈЕДИНИХ СПРЕГА

Главна разлика је у могућности коришћења и фазних и линијских напона код звезде (U_a и U_{ab} на сл. 7.3) али има и других разлика. Када је изведен и прикључак за звездипште или *неутралну тачку*, ознаци спреге додаје се и слово N, односно n.

Спрега Yyn примењује се код *дистрибутивних* трансформатора мање снаге. Она је повољна са тачке гледишта произвођача трансформатора (количина бакра и изолације је мања него у z-спрези, о чему ће бити говора касније), а још више са гледишта корисника, јер су на располагању и линијски напони (за моторе) и фазни (за осветљење и друге многобројне једнофазне потрошаче). Недостатак ове спреге је знатно одступање од нормалних вредности кад је оптерећење несиметрично, што је нарочито изражено кад се примењује група од три монофазна трансформатора или код петостубног трансформатора. Зато се ова спрега искључиво користи код трофазног трансформатора, са три језгра. Појаве несиметрије објаснићемо у поглављу 9.

Спрега Yd употребљава се такође у дистрибутивним мрежама, кад су снаге и напони већи него у



Слика 7.3

претходном случају; овакви трансформатори се користе углавном за на-
пајање трофазних потрошача.

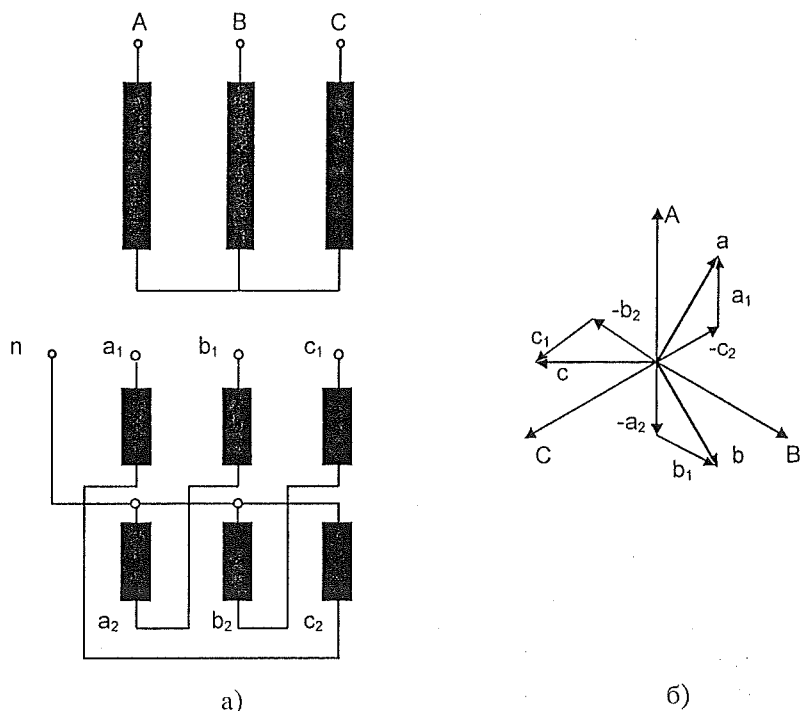
Спирежа Yyn примењује се врло често, и то на нивоу малих, већих, па
и највећих снага. Место примене је опет универзално – и код потрошача
(за снижење напона), и код електрана (за повишење напона) – када је на
другом крају далековода трансформатор са спрегом YNd .

Спирежа Yzn (звезда – цициак или сломљена звезда) има све добре
особине спреге Yyn у погледу расположивости линијских и фазних
напона, а утицај несиметрије је занемарљиво мали. То је плаћено већим
утрошком бабра за намотаје па се ова спрега примењује углавном за
трансформаторе до 250 kVA. У ово се може уверити ако се нацрта ова
спрега (сл. 7.4а) и сасвим кратко анализира њен фазорски дијаграм
(сл. 7.4б). Види се да се, нпр., напон \underline{U}_a добија као комплексни збир:

$$\underline{U}_a = \underline{U}_{a1} - \underline{U}_{c2}$$

Његова је амплитуда:

$$U_a = 2 U_{a1} \cos 30^\circ.$$



Слика 7.4

Маса бабра ове спреге у односу на просту звезду је:

$$\frac{M_z}{M_y} = \frac{2 U_{a1}}{U_a} = \frac{1}{\cos 30^\circ} = 1,15.$$

Ова спрега се у Европи (па и код нас) врло много примењује, мада
у последње време – због наведене чињенице и високе цене бабра – не-
што мање. Ова спрега је нарочито повољна за напајање *тйирисћорских*
и *диодних* исправљача, јер доприноси редукацији виших хармоника који
се из исправљача преносе у мрежу на коју је прикључен примар и који
изазивају изобличење криве напона.

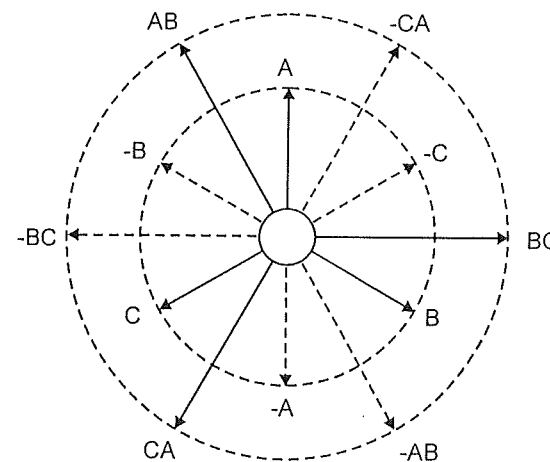
7.2.2. ФАЗНИ СТАВОВИ ИЗМЕЂУ СЕКУНДАРНИХ И ПРИМАРНИХ НАПОНА И ГРУПЕ СПРЕГА

На сл. 7.4.б види се да примарни и секундарни напон (означени са
 \underline{U}_A и \underline{U}_a) нису у фази – напон \underline{U}_a заостаје иза \underline{U}_A за 30° . Слични закључци
се могу извести и за све шеме на сл. 7.2, било да се пермутује редослед
ознака а, б и с или не. Јасно је да фазни став о коме је реч може да изнесе
 $n \cdot 30^\circ$, где је n цео број од 0 до 11. Због ових 12 вредности и сличности
обележавања фазора са казаљкама сата, за ове сврхе се употребљава
аналогија са сатом, па се каже да је нпр. заостајање од 60° – 2 сата, а
предњачење од 30° – 11 сати.

На сл. 7.5 приказани су сви фазни и линијски напони, одакле се ви-
ди оправданост овог начина обележавања.

При одређивању фазних ставова односно *сатњих бројева*, односно
тйирић спиреже, корисно је држати се следећих очигледних правила:

– фазор *фазног* напона фазе А намотаја вишег напона, без обзира
на његову спрегну и фи-
зичко постојање, ставља
се у положај 12 сати;
„фазни“ напони еквива-
лентне звезде код спре-
ге D формирају се по-
моћу тежишних линија
и сви полазе од тежи-
шта до одговарајућих те-
мена троугла;



Слика 7.5

– сви намотаји на истом језгру имају исти фазни став напона, а смер им је позитиван ако се хомологни крајеви подударају;

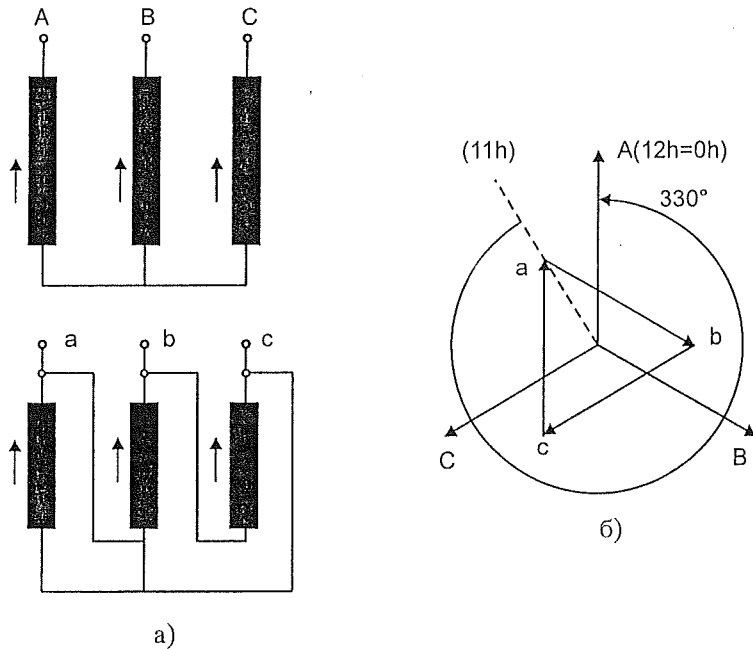
– сатни број другог намотаја (нижег напона) одређује се положајем фазног напона фазе а (опет без обзира постоји ли он физички или не) у односу на фазни напон А.

– сатни број линијских напона исти је као и сатни број (еквивалентних) фазних напона;

– поједини намотаји се обично цртају по вертикали (сл. 7.6а) која одражава њихов стварни положај у трансформатору, а врхови стрелица (слике 7.6а и 7.2Уу) означавају хомологне крајеве.

Одређивање сатног броја приказано је на слици 7.6. На сл. 7.6б дат је фазорски дијаграм трансформатора звезда-троугао. Фазори \underline{AN} и \underline{ac} су колинеарни, а положај фазора \underline{aN} у односу на \underline{AN} одговара сатном броју 11: тип спреге је Yd 11. Линијски напони заостају у позитивном математичком смеру за $11 \times 30^\circ = 330^\circ$ као и еквивалентни „фазни“ напон (испрекидана линија) у односу на стварни фазни напон примара.

Спреге имају различите особине у појединим режимима рада (што ће се објаснити у наредним одељцима) па се зато и користе трансформатори са различитим спрегама.



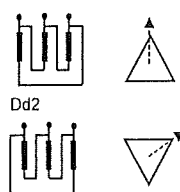
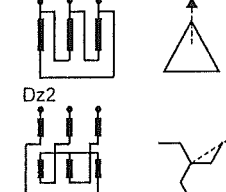
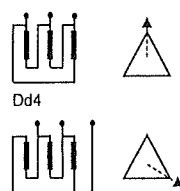
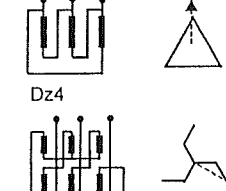
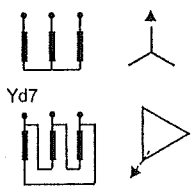
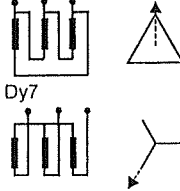
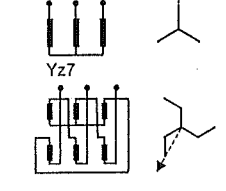
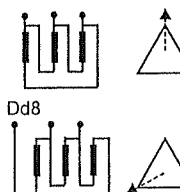
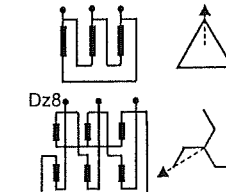
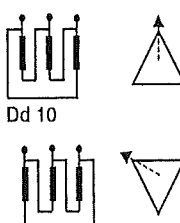
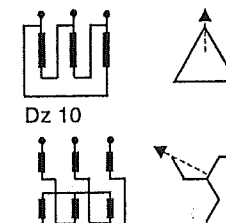
Слика 7.6

Стандарди JUS IEC 76–1 дају уобичајене спреге (табела 7.1.) и допунске спреге (табела 7.2) трофазних трансформатора.

Табела 7.1. – Уобичајене спреге трофазних трансформатора

0	<p>Yy0 Dd0</p>	<p>Dz0</p>
1	<p>Yd1 Dy1</p>	<p>Yz</p>
5	<p>Yd5 Dy5</p>	<p>Yz5</p>
6	<p>Yy6 Dd6</p>	<p>Dz6</p>
11	<p>Yd11 Dy11</p>	<p>Yz11</p>

Табела 7.2. – Дојунске сјреже трофазних трансформатора

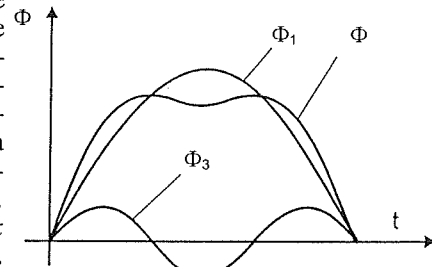
2		 <p>Dd2</p>	 <p>Dz2</p>
4		 <p>Dd4</p>	 <p>Dz4</p>
7	 <p>Yd7</p>	 <p>Dy7</p>	 <p>Yz7</p>
8		 <p>Dd8</p>	 <p>Dz8</p>
10		 <p>Dd10</p>	 <p>Dz10</p>

7.2.3. ОСОБИНЕ ПОЈЕДИНИХ СПРЕГА

Спреге имају различите карактеристике, и то првенствено у следећим аспектима:

- 1) празан ход и магњење;
- 2) паралелни рад;
- 3) несиметричне појаве.

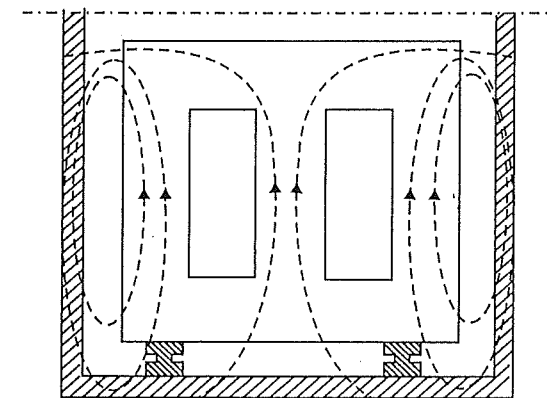
Спреге код којих није могуће успоставити трећи хармоник струје (као код спреге Yy – због истовремености у све три фазе), струја магњења је практично синусоидална, па према томе флуks мора да буде јако *изобличен* – због изразито нелинеарног односа $B = f(H)$. Последица је појава јаких *виших хармоника* у индукваном напону. Приближни изглед криве флуksа приказан је на сл. 7.7. Трећи хармоник је веома изражен (његова амплитуда може достићи и 50% од номиналне вредности) и обично не постоји регуларно магнетско коло (језгро) за његово затварање, пошто је он истовремен у сва три језгра а уобичајени трофазни трансформатор нема их више од три. Зато се трећи хармоник флуksа затвара кроз ваздух и кроз лимене делове суда и других конструкционих елемената, изазивајући *дојунске љубишке* у гвожђу, који износе (5...20%) P_{Fe} (сл. 7.8).



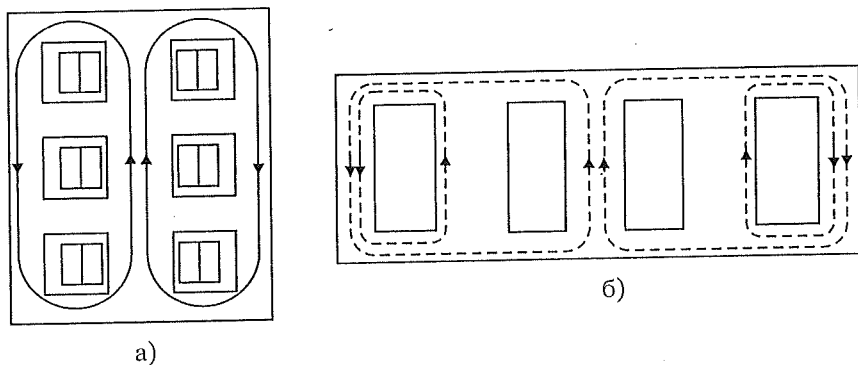
Слика 7.7

Постоји битна разлика између трансформатора уобичајене конструкције са три језгра и оне са пет језгара, или оклопљеног типа. Ту се овај флуks трећег реда може затворити кроз путање врло малог магнетског отпора, те је његова јачина веома значајна. Стога је изобличење укупног флуksа и с тим у вези и индукваног напона толико јако да је примена спреге Yy код трансформатора ових типова (сл. 7.9 а и б) у неким земљама забрањена.

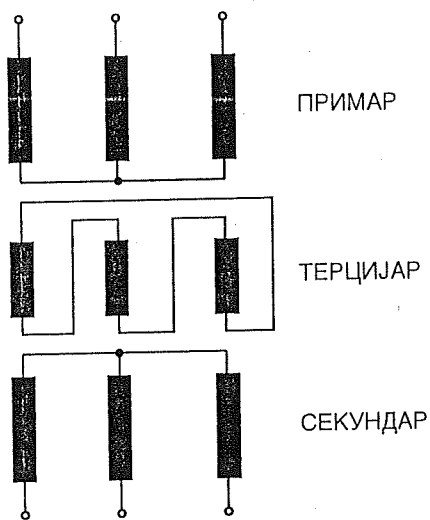
Један начин да се ово изобличење сузбије је да се омогући успостављање трећег хармоника побудне струје додавањем малог трећег намотаја – *шерш-јара* (сл. 7.10) спрегну-



Слика 7.8.



Слика 7.9



Слика 7.10

плитуда трећег хармоника може достићи чак 50% од амплитуде основног. Оволико повећање захтева чак и појачање изолације.

Изобличење флукса у спреси z не изазива приметно изобличење криве напона, јер се, према сл. 7.4а, трећи хармоници напона (међусобно у фази) у појединим полунамотајима сваке фазе секундара *одузимају*, те је код колинеарних фазора резултанта нула.

Изобличење напона код спресе Yy постоји само у *фазним напонима*. Линијски напони, из истог разлога као у спреси z , не садрже трећи хармоник:

$$u_{AB} = u_{1A} + u_{3A} - (u_{1B} + u_{3B}) = u_{1A} - u_{1B}$$

тог у троугао, што се примењује код трансформатора већих снага. Наиме, први хармоници струја празног хода у терцијару се поништавају због фазних ставова. Трећи хармоници напона терцијара су у фази, па у терцијару могу да успоставе трећи хармоник побудне струје чиме је спречено изобличење магнетског флукса.

Код обичног трансформатора са три језгра ове корекционе мере нису неопходне, јер је због релативно велике магнетске отпорности флукс трећег хармоника јако редукован.

Индукована e_{ms} (односно напон) сразмерна је са фреквенцијом. Како је овде $f_3 = 3f$, ам-

7.3. ПАРАЛЕЛНИ РАД

Трансформатори се спрежу паралелно из више разлога:

1) већа сигурност – када се поквари један трансформатор, други треба да обезбеди бар делимично, ако не и потпуно снабдевање конзума енергијом („редунданса“);

2) економичност у експлоатацији, пошто се у доба слабог оптерећења (ноћу или после завршетка радног времена) може искључити један или више паралелно спрегнутих трансформатора и тако знатно смањити губитке у празном ходу;

3) постепено планирани или непланирани раст конзума (нпр. повећање броја термоакумулационих пећи у широкој потрошњи или изградња новог индустријског погона) или изградња наредне фазе неке електране.

Правилан рад два или више трансформатора у паралели значи:

1) да они треба да деле оптерећење сразмерно са својим номиналним снагама,

2) да немају непотребних губитака,

3) да буде избегнуто свако хаваријско стање, као појава врло јаких струја.

За овако дефинисан паралелни рад потребно је:

1) да номинални напони примара и секундара буду међусобно једнаки;

2) да редоследи фаза на примару (A, B, C) и секундару (a, b, c) буду исти;

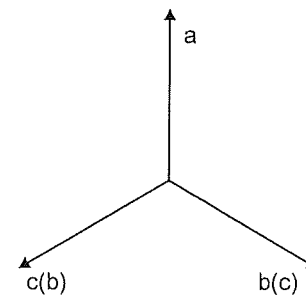
3) да фазни став сваког секундарног напона у односу на одговарајући примарни буде исти – другим речима да сатни број (или *група сиређе*) буде исти;

4) да индивидуални падови (тачније: промене) напона при номиналном оптерећењу буду подједнаки, што се своди, на једнакост релативних вредности напона кратког споја.

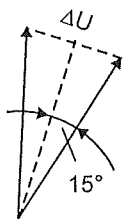
1) *Једнакост номиналних напона* проверава се простим прегледом таблице. То међутим није довољно, јер стварни однос трансформације може да се мења у зависности од типа и одређеног примерка трансформатора. О толеранцији ће бити речи пред крај овог одељка.

2) *Редослед фаза* је очигледно неопходан услов. Ако се он поремети (сл. 7.11) и у тачку b дође напон с, тј. фазна грешка је 120° , долази до кратког споја под напонем $\sqrt{3}U_b$ и одговарајуће прекомерне струје.

3) Ако дође до паралелног спрезања трансформатора који имају различите сатне бројеве, најмањи фазни померај је $1h$ или 30° , па је



Слика 7.11



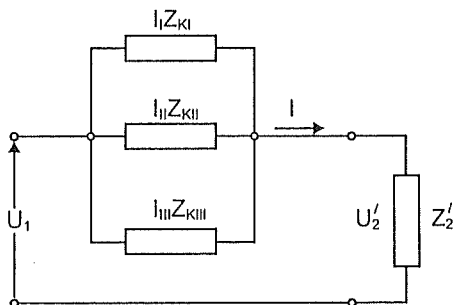
$$(\Delta U)_{\min} = U \sin 15^\circ = 0,52 U$$

(сл. 7.12), што је очигледно недопустиво, јер се опет има кратак спој са најмање $0,52 U_n$.

4) Ако се, на пример, спрегну три трансформатора чије номиналне снаге и импедансе крајког споја нису једнаке, тј.

Слика 7.12

$$\begin{aligned} S_{nI} &\neq S_{nII} \neq S_{nIII} \\ Z_{kI} &\neq Z_{kII} \neq Z_{kIII}. \end{aligned}$$



Слика 7.13

онда упрошћена еквивалентна шема, дозвољена за прорачун падова напона, изгледа као на сл. 7.13 – три паралелне импедансе, при чему се усваја да им је фазни угао исти ($\varphi_{kI} = \varphi_{kII} = \varphi_{kIII}$).

Када се означи еквивалентна импеданса са Z_{ke} , има се очигледно:

$$Z_{kI} I_{kI} = Z_{kII} I_{kII} = Z_{kIII} I_{kIII} = Z_{ke} I. \quad (7.1)$$

Пошто је примарни напон за све исти, појединачне снаге биће једнаке укупној снази помноженој са односом еквивалентне и дотичне импедансе кратког споја:

$$\left. \begin{aligned} S_I &= U_1 I_1 = U_1 I Z_{ke} / Z_{kI} = S Z_{ke} / Z_{kI} \\ S_{II} &= S Z_{ke} / Z_{kII} \\ S_{III} &= S Z_{ke} / Z_{kIII} \end{aligned} \right\} \quad (7.2)$$

Ако се свака импеданса изрази преко релативног или процентуалног напона кратког споја:

$$Z_k = \frac{U_1}{I_n} \frac{u_{k,\%}}{100}, \quad (7.3)$$

биће, преласком са комплексних на алгебарске једначине (исти углови импеданси кратког споја):

$$\frac{1}{Z_{ke}} = \frac{1}{Z_{kI}} + \frac{1}{Z_{kII}} + \frac{1}{Z_{kIII}} = \frac{100}{U_1} \left[\frac{I_{nI}}{u_{kI}} + \frac{I_{nII}}{u_{kII}} + \frac{I_{nIII}}{u_{kIII}} \right]$$

или, уопштавајући:

$$\frac{1}{Z_{ke}} = \frac{100}{U_1} \Sigma (I_{ni} / u_{ki}). \quad (7.4)$$

Да би се нашао који део од укупне снаге даје трансформатор I, треба уврстити једн. (7.3) и (7.4) у израз (7.2):

$$\frac{S_I}{S} = \frac{100 I_{nI} U_1}{u_{kI\%} U_1 100 \Sigma (I_{ni} / u_{ki})} \frac{1}{100} = \frac{S_{nI}}{u_{kI\%} \Sigma (S_{ni} / u_{ki})} = \frac{S_{nI}}{u_{kI\%} K}, \quad (7.5)$$

пошто је збир $\Sigma (S_{ni} / u_{ki})$ константан за посматрану снагу и дату констелацију трансформатора.

Одавде следи закључак да је *релативно оптирећење* трансформатора I обрнуто пропорционално његовом *релативном напону крајког споја*.

Ако су сви релативни напони кратког споја једнаки међусобно, биће:

$$\frac{S_I}{S} = \frac{S_{nI}}{u_k \frac{1}{u_k} \Sigma (S_{ni})} = \frac{S_{nI}}{S_n} \quad (7.6)$$

и аналогно за остале трансформаторе. Интерпретирајући дате односе, може се рећи да при ма ком укупном оптирећењу S сваки од паралелно спрегнутих трансформатора преноси део сразмеран његовој номиналној снази. Зато се треба придржавати следећег правила:

Паралелно спрежњивии трансформатори не треба да имају различитије релативне напоне крајког споја; практично се могу допустити разлике до 10%.

Комплексни рачун се примењује само у случајевима паралелног рада трансформатора са значајно различитим угловима φ_k .

7.3.1. РАЗЛИКЕ У ОДНОСУ ТРАНСФОРМАЦИЈЕ

Ако се односи трансформације два трансформатора везана паралелно не слажу у потпуности, настаће још један проблем: јавиће се циркулациона струја међу њима која оптиреује трансформаторе без икакве потребе. За анализу ове појаве користиће се изведено правило да се струја дели на индивидуалне трансформаторе обрнуто сразмерно са њиховим импедансама кратког споја.

Ради што боље прегледности посматраћемо два једнофазна трансформатора, и то са еквивалентним шемама које садрже идеални трансформатор и редне импедансе кратког споја сведене на секундар

(сл. 7.14). Напони U_1 на примарима једнаки су, док се напони U_{20} на секундарним крајевима идеалних трансформатора разликују, при чему је, на пример:

$$U_{20I} < U_{20II}$$

што постаје, ако се уведе однос трансформације $n = U_1 / U_{20}$:

$$\frac{1}{n_I} < \frac{1}{n_{II}} \quad \text{или} \quad n_I > n_{II}$$

Захваљујући овој неједнакости, појавиће се, чак и кад нема оптерећења, струја *изједначења* или *циркулациона струја*, означена на слици испрекиданим стрелицама. Њена комплексна вредност на секундару је

$$I_{i2} = \frac{\Delta U_2}{Z_{kI}'' + Z_{kII}''} = \frac{U_1 \left[\frac{1}{n_{II}} - \frac{1}{n_I} \right]}{Z_{kI}'' + Z_{kII}''}$$

Ако усвојимо као у претходном одељку да су фазни углови обеју импеданси једнаки ($\varphi_{kI} = \varphi_{kII}$), наведена једначина постаје алгебарска. Импедансе кратког споја на секундарној страни су (уопштено):

$$Z_{ki}'' = \frac{U_{k2i}}{I_{n2i}} = \frac{u_{ki}\%}{100} \frac{U_{2i}}{I_{n2i}} = \frac{1}{n_i} \frac{u_{ki}\%}{100} \frac{U_1}{I_{n2i}}$$

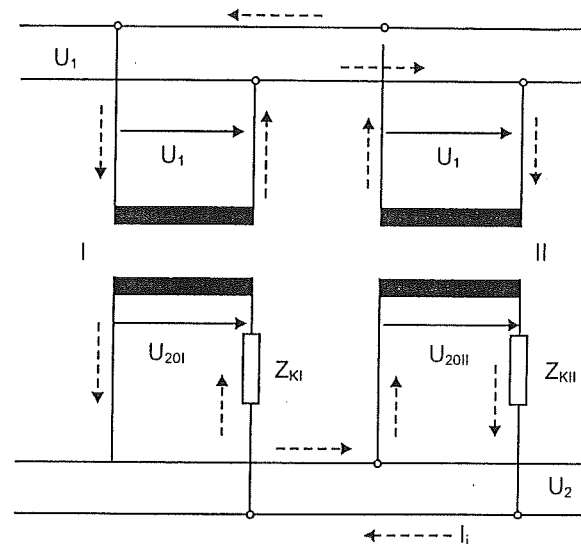
што, увршћивањем у претходни израз даје:

$$I_{i2} = \frac{\frac{n_I - n_{II}}{n_I} \cdot 100}{\frac{n_{II}}{n_I} \cdot \frac{u_{kI}\%}{I_{n2I}} + \frac{u_{kII}\%}{I_{n2II}}}$$

Знајући да је количник n_I / n_{II} врло близак јединици, релативна струја изједначења сведена на номиналну струју првог трансформатора износи:

$$\frac{I_{i2}}{I_{n2I}} = \frac{\Delta n\%}{u_{kI}\% + \frac{S_{nI}}{S_{nII}} u_{kII}\%}, \quad (7.7)$$

односно за $u_{kI} = u_{kII} = u_k$:

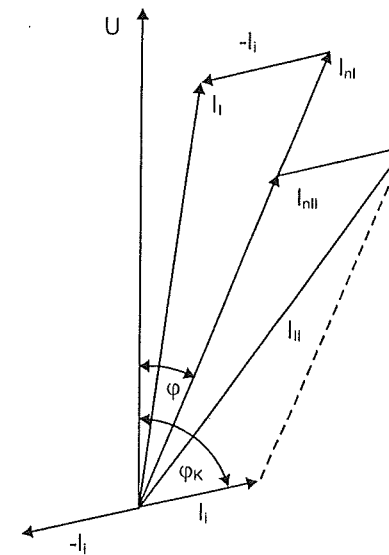


Слика 7.14

$$\frac{I_{i2}}{I_{n2I}} = \frac{\Delta n\%}{u_k\% (1 + S_{nI} / S_{nII})}$$

Релативна вредност струје изједначења је већа уколико је одступање Δn односа трансформације веће (што је јасно и без анализе), уколико су мање вредности напона кратког споја и ако је номинална снага дотичног трансформатора мања од номиналне снаге другог.

Фазорски дијаграм оба трансформатора кад су оптерећена номиналним струјама (без индекса 2 за секундар) I_{nI} и I_{nII} (узето је, дакле, $S_{nI} > S_{nII}$) приказан је на сл. 7.15. Из дијаграма се види да циркулациона струја *преоптерећује мањи*, а *расиперећује већи* трансформатор; то наравно важи за смер I_i усвојен на слици, а он је у складу са оним на сл. 7.14.

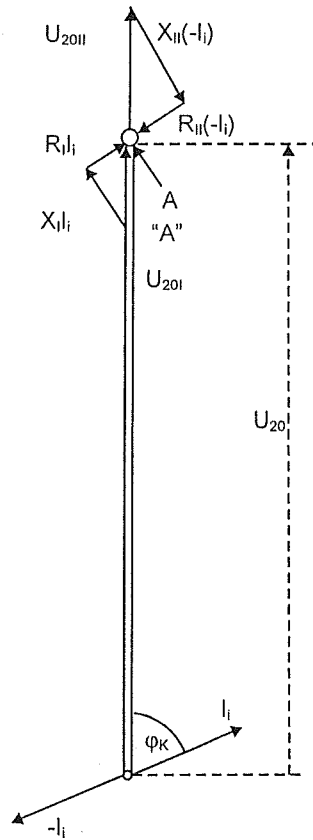


Слика 7.15

Наравно да се могу цртати фазорски дијаграми и за друкчије (нпр. капацитивне) вредности угла φ .

С обзиром на једначину (7.7) и најчешће вредности угла φ у пракси (а то су индуктивна оптерећења), може се закључити да је у погледу губитака боље да већи трансформатор буде преоптерећен ($S_{\text{нII}} > S_{\text{нI}}$ на сл. 7.14 ако је $U_{20\text{II}} > U_{20\text{I}}$, тј. $n_{\text{I}} > n_{\text{II}}$).

Корисно је да се нацрта, макар и приближно, напонски фазорски дијаграм у празном ходу када постоји само циркулациона струја. Да би он био прегледан, усвојиће се опет:



$$\varphi_{\text{kl}} = \varphi_{\text{kII}}$$

па ће дијаграм у празном ходу изгледати онако како је представљено на сл. 7.16. Ако су $S_{\text{нI}} = S_{\text{нII}}$ и $u_{\text{kI}} = u_{\text{kII}}$, онда ће троуглови кратког споја бити подударни и тачка А тачно на средини између врхова фазора $\underline{U}_{20\text{I}}$ и $\underline{U}_{20\text{II}}$. Ако је $S_{\text{нI}} > S_{\text{нII}}$, а $u_{\text{kI}} = u_{\text{kII}}$ биће $Z_{\text{kI}} < Z_{\text{kII}}$ и $Z_{\text{kI}} I_1 < Z_{\text{kII}} I_2$ због:

$$Z_{\text{kI}} I_1 = Z_{\text{kII}} I_2$$

(услов паралелног рада) и врх А фазора \underline{U}_{20} се приближава врху фазора $\underline{U}_{20\text{II}}$.

Што се тиче дозвољеног одступања (или грешке) Δn у односу трансформације, наши прописи захтевају да буде:

$$-0,5\% < \Delta n < 0,5\%$$

или највише онолико процената колико износи 1/10 процентуалног напона кратког споја при номиналној струји – према томе која је од ове две вредности мања.

Слика 7.16

7.4. НУМЕРИЧКИ ПРИМЕРИ И ЗАДАЦИ

1. Номиналне снаге и релативни напони кратких спојева три трансформатора који треба да раде паралелно су: $S_{\text{нA}} = 400 \text{ kVA}$; $S_{\text{нB}} = 630 \text{ kVA}$; $S_{\text{нC}} = 1000 \text{ kVA}$; $u_{\text{kA}} = 4\%$, $u_{\text{kB}} = 6\%$, $u_{\text{kC}} = 5\%$.

Одредити:

а) како ће се расподелити укупно оптерећење $S = \Sigma S_{\text{н}} = 2030 \text{ kVA}$ на поједине трансформаторе?

б) колико износи укупно дозвољено оптерећење при коме ниједан трансформатор није преоптерећен и колика су тада поједина оптерећења?

Решења

$$\text{а) } S_i = \frac{S}{\frac{u_{\text{ki}}}{S_{\text{ni}}} \sum \frac{S_{\text{ni}}}{u_{\text{ki}}}}$$

$$\sum \frac{S_{\text{ni}}}{u_{\text{ki}}} = \frac{400}{4} + \frac{630}{6} + \frac{1000}{5} = 405$$

преоптерећен је први трансформатор због најмањег U_{k} .

$$S_A = \frac{2030}{\frac{4}{100} \cdot 405} = 501,2 \text{ kVA},$$

преоптерећење за 25,3 %

$$S_B = \frac{2030}{\frac{6}{630} \cdot 405} = 526,3 \text{ kVA},$$

подоптерећење за 16,5 %

$$S_C = \frac{2030}{\frac{5}{1000} \cdot 405} = 1002,5 \text{ kVA},$$

преоптерећење за 0,25 %

$$\Sigma S = 2030 \text{ kVA}$$

Овакав режим рада није дозвољен.

б) Дозвољено оптерећење је:

$$S_d = u_{\text{k min}} \sum \frac{S_{\text{ni}}}{u_{\text{ki}}} = 4 \cdot 405 = 1620 \text{ kVA}.$$

Пошто је расподела снага остала иста, тј., $S_A : S_B : S_C = \text{const}$.

$$S'_A = S_1 \cdot \frac{S_d}{S} = 501,2 \cdot \frac{1620}{2030} = 400 \text{ kVA} = S_{н1}$$

$$S'_B = S_1 \cdot \frac{S_d}{S} = 526,3 \cdot \frac{1620}{2030} = 420 \text{ kVA}$$

$$S'_C = S_3 \cdot \frac{S_d}{S} = 1002,5 \cdot \frac{1620}{2030} = 800 \text{ kVA}$$

$$\Sigma = 1620 \text{ kVA}$$

2. Два трансформатора који треба да раде паралелно имају номиналне струје секундара $I_{2A} = 200 \text{ A}$, $I_{2B} = 600 \text{ A}$, и напоне секундара у празном ходу $U_{2A} = 245 \text{ V}$, $U_{2B} = 240 \text{ V}$. Ако су им релативне импедансе $Z_A = 0,02 + j0,5$; $Z_B = 0,025 + j0,06$, а импеданса потрошача $Z = (0,25 + j0,1) \Omega$, одредити ефективне вредности заједничког напона, укупне струје и појединачних струја трансформатора.

Решења

$$U = 230 \text{ V}; I = 855 \text{ A}; I_A = 295 \text{ A}; I_B = 608 \text{ A}$$

3. Два трофазна трансформатора 2,5 MVA; 35/10,5 kV; Yy, раде паралелно и напајају потрошач снаге 5 MVA уз $\cos\varphi = 0,8 \text{ ind}$. Ако су им релативни напони кратког споја:

$$u_{кA} = (4 + j7)\% \text{ и } u_{кB} = (4,7 + j6,16)\%, \text{ израчунати:}$$

а) секундарне струје оба трансформатора;

б) укупну снагу којом се ови трансформатори могу оптеретити а да ниједан трансформатор не буде преоптерећен;

в) напон секундара при пуном оптерећењу;

г) фазни напон и реактивну снагу трофазне пригушнице занемарљивог омског отпора који треба ставити на ред са намотајима секундара другог трансформатора да би оба трансформатора била подједнако оптерећена.

Решења

$$\text{а) } I = (220 - j165) \text{ A}; I_1 = (98,5 - j82,3) \text{ A}; I_2 = 128,5 \text{ A}$$

$$I_2 = (120 - j81,7) \text{ A}; I_2 = 145 \text{ A}$$

$$\text{б) } S_m = 4,7 \text{ MVA}$$

$$\text{в) } U_2 = 9790 \text{ V}$$

$$\text{г) } U_{\text{р}} = 63,7 \text{ V}; Q_{\text{р}} = 26,26 \text{ kVAR}$$

Овде ће се дати само основне црте тока прорачуна, без много нумеричких података, који се иначе могу наћи у постојећим приручницима.

Одабрати димензије и конструкционе облике чак и тако једноставног апарата какав је трансформатор није ни лак ни једноставан посао. Циљ је да се направи уређај који ће бити економичан и за израду и за експлоатацију, а да му перформансе буду што боље. Реч је, дакле, о оптимизацији која се постиже применом принципа понављања и постепеног приближавања најбољем решењу. Зато је потребно да се сви прорачуни заснивају на:

- обрасцима из теорије;
- корекцијама тих образаца на основу искустава из праксе;
- познавању карактеристика материјала;
- искуственим или полуискуственим обрасцима, фамилијом кривих линија, дијаграмима, номограмима и сл.;
- досадашњим добро изведеним конструкцијама, чије су позитивне особине потврђене мерењем у лабораторији и на терену, а пре свега поузданошћу у погону.

8.1. ОДРЕЂИВАЊЕ ОСНОВНИХ ДИМЕНЗИЈА

За сваки конкретан прорачун полази се од *задатих величина* (снага, напони, број фаза и др.), *гарантованих вредности* (губитака, напона кратког споја и др.), као и од *карактеристика околног свећа* (фреквенција, температура, надморска висина, стандардни бројеви у низу снага и напона итд.).

Поступак прорачуна има обично следећи ток.

1) Димензионише се магнетско коло. Основне мере одабирају се на основу номиналне снаге, квалитета лимова, врсте трансформатора и др.

Усвајајући приближно сталне односе геометријских димензија навојног простора и језгра (што је и однос *зајремина* гвожђа и бакра који се усваја према оптималној цени!) све димензије назначене на сл. 8.1 биће сразмерне са D . Узимајући да су густина струје J и максимална вредност индукције B_m стални, добија се за навојни простор:

$$ah = NS_{Cu} = NI/J = k_1 NI$$

и пресек гвожђа:

$$S_{Fe} = bD = \frac{U}{4,44 f B_m N} = k_2 \frac{U}{N}$$

и, ако је, због геометријске сличности:

$$S_{Fe} = k_3 a h,$$

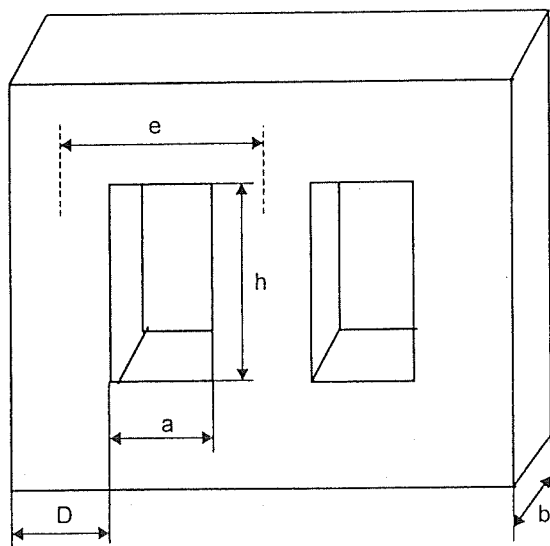
добиће се из последње три једначине:

$$S_{Fe} = k_2 \frac{U}{S_{Fe}} k_1 I k_3.$$

Увођењем привидне снаге $P_s = UI$, добија се:

$$S_{Fe} = \sqrt{k_1 k_2 k_3 P_s} = k \sqrt{P_s}. \quad (8.1)$$

Из приручника се узима k у функцији номиналних напона, карактеристика лимова, броја фаза, начина хлађења, цене и других релевантних чинилаца (нпр. од жељеног релативног напона кратког споја).



Слика 8.1.

На основу димензија језгра и одабране врсте лима израчуна се маса па се према подацима из поглавља 2 израчунавају:

2) губици у гвожђу (јер се знају маса и специфични губици)– (одељак 2.2);

3) релативна и стварна вредност струје празног хода (одељак 2.4);

4) бројеви навојака на основу номиналних напона (одељак 2.3, једначина (2.4));

5) дебљина изолације проводника и изолациони размаци, у функцији напона а на основу таблица из приручника;

6) сада се приступа конструкцији детаља магнетског кола, усвајајући туђа и сопствена искуства, засад теоријска знања. Одређује се облик пресека магнетског кола, затим радијални и аксијални канали за пролаз уља за хлађење; предвиђају се са свим детаљима, капацитивни прстенови и екрани како би се избегли превелики напони на крајевима намотаја (одељак 6.3.3).

7) На основу података о расположивим профилима изолованих бакарних проводника усваја се конкретна врста проводника и бира се врста намотаја, који могу бити колутни (рушени или пресложени), спирални или слојни (цилиндрични). Детаљи о тим намотајима налазе се у приручницима. Овде ће се само напоменути да се користи већи или мањи број проводника везаних паралелно, јер је код мањег пресека много мање изражен скин-ефекат, о чему је било речи у одељку 4.3.

Тиме је завршена прва варијанта пројекта трансформатора. После провере најважнијих вредности (карактеристичних величина) обично се види да постоји потреба да се понешто промени, тако да се итеративно раде две или више варијаната до усвајања коначног решења.

8.2. ИЗРАЧУНАВАЊЕ КАРАКТЕРИСТИЧНИХ ВЕЛИЧИНА

1) Губици у бакру се рачунају, узимајући у обзир:

- пораст отпора са температуром (одељци 4.2 и 4.4);
- скин-ефекат (одељак 4.3).

2) Процентуална вредност напона кратког споја израчунава се по формулама (3.13) до (3.16) у одељку 3.4 и формулом (3.27) у одељку 3.5.

4) Механичка напрезања: динамичке силе (које су највеће приликом кратког споја) израчунавају се по формулама (6.12) до (6.14) одељка 6.2.1. Потом се израчунавају механичка напрезања примењујући разне типове образаца – према томе да ли се ради о истезању, сабијању или савијању. Ако се у овим прорачунима дође до вредности које нису дозвољене, или се не слажу са задатим, нужно је извршити корекције, тј. поновити читав прорачун или један његов део.

8.3. ТЕРМИЧКИ ПРОРАЧУН ТРАНСФОРМАТОРА

Температуре појединих тачака, односно средње вредности температура појединих делова трансформатора, врло је тешко израчунати са већом тачношћу. Најчешће се користи образац за сложени прелаз топлоте (тела на околну средину), где се ради или искључиво о конвекцији или о комбинованом ефекту конвекције и зрачења:

$$\vartheta - \vartheta_0 = P_g / (\alpha S)$$

Овде се са довољном сигурношћу зна само снага губитака P_g и за сад, па и то привремено, површина S . Није позната температура околине (то је, нпр., температура уља) нити се сачинилац α може одредити довољно тачно. Зато се ради са процењеним вредностима које у даљем прорачуну треба кориговати.

Детаљи о преносу топлоте у трансформатору изложени су у поглављу 5. Овде ће се само дати распоред и главне црте топлотног прорачуна, с тим да се упућује на приручнике.

1) *Порасић итемјерајуре намојјаја у уљу* израчунава се друкчије за колутне, а друкчије за слојне намотаје, при чему се сачинилац одвођења топлоте узима са искуственог дијаграма (он зависи од дебљине изолације, облика и димензија колута). Наравно да се може проценити и температура најтоплије тачке ϑ_{vt} , и то према обрасцу датом у одељку 5.2.2.

2) *Термички прорачун трансформаторског суда* заснива се такође на једначини (8.2). Површина суда преко које се топлотна снага губитака предаје околина повећава се додавањем ребара, цеви или „радијатора“. На основу једначине (8.2) код које је познавање сачиниоца α врло несигурно – може се проценити величина потребне површине. У пракси се ради са табелама, у којима је дата густина снаге p [W/m^2] коју „радијатори“ разних дужина, на разним порастима температуре у горњем делу, преносе на околину. При томе се уводе још и корекциони фактори у функцији:

- хоризонталног размака,
- вертикалног растојања од средине језгра и
- броја чланака.

Одређује се број батерија, обично груписаних у чланке.

Ако је хлађење цевима, опет мора да се имају табеларни подаци о специфичној снази одношења топлоте, која наравно засвиси од растојања цеви, температуре, броја редова и релативне висине доњих отвора цеви.

8.4. ИЗРАЧУНАВАЊЕ УКУПНЕ МАСЕ

Најпре се изабери, дефинишу и поближе одреде сви конструкциони детаљи, укључујући оне о којима није досада било речи, као што су:

- изолатори за високи и ниски напон;
- доводи;
- постоља, носачи, држачи;
- апарат за промену извода („регулатор“ напона), и остало.

Нацрта се конструкциони цртеж. Израчунају се, што тачније, запремине и масе појединих делова, које у збиру дају укупну масу трансформатора.

8.5. СТЕПЕН ИСКОРИШЋЕЊА СНАГЕ И ПРОМЕНА НАПОНА

Користећи формуле (4.11) и (4.20) у поглављу 4, израчуна се, обично за две вредности $\cos \varphi$:

- степен искоришћења снаге, на основу губитака и активне снаге;
- пад напона, на основу активне и реактивне компоненте напона кратког споја.

9. НЕСИМЕТРИЧАН РАД ТРОФАЗНИХ ТРАНСФОРМАТОРА

Несиметричне појаве код трофазних трансформатора изазивају:

- несиметрије у примарном напону;
- несиметрије у оптерећењима појединих фаза (укључујући и екстремне случајеве – кратке спојеве и прекиде).

Оба узрока доводе до несиметричних напона секундара, што има негативан утицај на потрошаче, нпр.:

– трофазни асинхрони мотор – најраспрострањенији трофазни потрошач – у таквим условима драстично смањује свој расположиви (максимални) моменат и више се загрева;

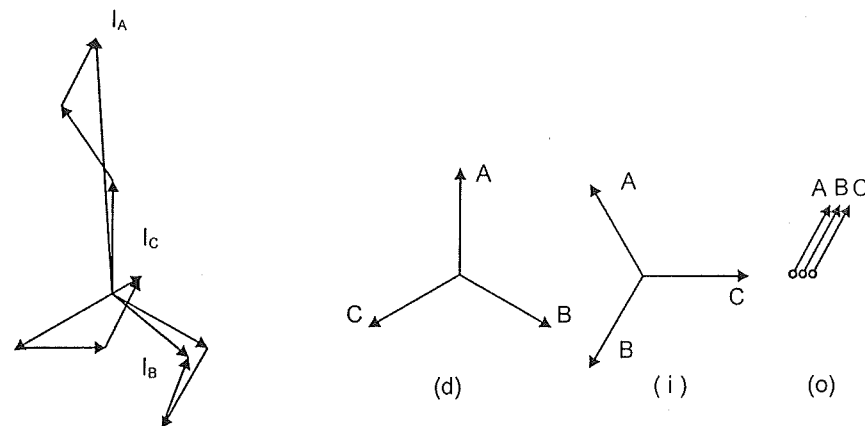
– монофазни потрошачи, нпр. сијалице, осетљиви су на повишени напон – скраћује им се век, као и на смањени напон – ефикасност, тј. осветљај несразмерно много опада.

Несиметрија може да буде опасна и за сам трансформатор – неки намотаји могу да буду струјно преоптерећени, на неким може да се јави приметно већи напон, што није толико опасно за изолацију, колико за засићење гвожђа и његове последице.

Према томе, разматрање несиметрије је важно не само са теоријске већ и са практичне стране.

За анализу је најзгодније да се примени *теорија симетричних компоненти* и да се за сваки индивидуални случај уведе специјална (својствена) еквивалентна шема. Ова метода се често примењује у анализи трофазних кола, а нарочито електричних машина и трансформатора. Иако се детаљно ова теорија излаже у оквиру других предмета, није на одмет подсетити се њених основних постулата. Сваки неуравнотежен систем, било напона било струја (сл. 9.1), може се разложити на три уравнотежена система, и то:

- директан систем, са редоследом фаза који одговара неуравнотеженом систему (ABC) – сл. 9.1(d);
- инверзни систем са супротним редоследом фаза ACB – сл. 9.1(i);
- нулти систем, који се састоји од три једнака колинеарна фазора – сл. 9.1(o).



Слика 9.1

9.1. ЕКВИВАЛЕНТНЕ ШЕМЕ ЗА НЕСИМЕТРИЧНЕ ПОЈАВЕ

Импедансе неког датог трофазног кола нису, у општем случају исте за ова три симетрична система. Ово нарочито важи за трофазне електричне машине и, у нешто мањој мери, за трансформаторе.

Различитост импеданси код електричних машина за директни и инверзни систем долази отуд што се машина обрће у одређеном смеру (који одговара директном систему). Трансформатор је статички апарат и његова импеданса је иста у оба случаја – ниједан редослед фаза није привилегован. Тако закључујемо: *импеданса* (и читава еквивалентна шема) *директног и инверзног система су* (за трансформатор) *једнаке међу собом*; ако се занемари грана магнетнења, ова *једнакост* се односи на *импедансе крајњих циља*.

Неуравнотежена (укупна) струја у фази *a*, која се може назвати *прва* или *основна* фаза, има, дакле, три компоненте:

$$I_a = I_{ad} + I_{ai} + I_o = I'_a + I_o, \quad (9.1)$$

где је са:

$$I'_a = I_{ad} + I_{ai} \quad (9.2)$$

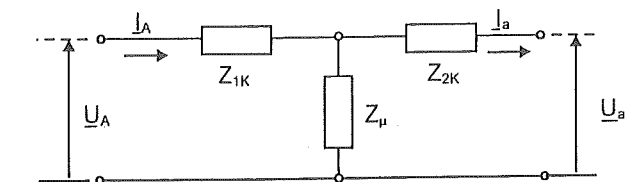
означен збир директне и инверзне компоненте струје I_a .

За друге две фазе добија се аналогно:

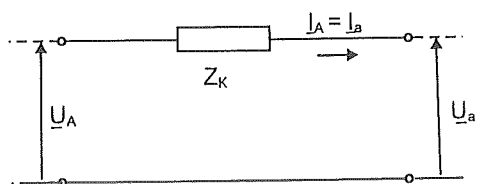
$$I'_b = I_{bd} + I_{bi}$$

$$I'_c = I_{cd} + I_{ci}$$

За систем струја $\{I'_a, I'_b, I'_c\}$, као и за појединачне компоненте $\{I_{ad}, I_{bd}, I_{cd}\}$ и $\{I_{ai}, I_{bi}, I_{ci}\}$ сме се применити уобичајена еквивалентна шема, са граном магнећења (сл. 9.2.а) или без ње (сл. 9.2.б). На тој слици су уведене нешто друкчије ознаке него до сада. Напон примара означен је са U_A (уместо U_1) а напон секундару U_a (уместо U_2). То је урађено да би се нагласило на коју се фазу односи, а „прим“ се користи не за ознаку сведених вредности, већ за збир директне и инверзне компоненте. Другим речима, узима се да је однос трансформације $n = 1$. Врло је важно истаћи да је n овде *однос бројева навојака*, који не мора увек да буде једнак преносном односу k . Треба подсетити да је овај – код трофазних трансформатора k – једнак односу два *линијска* напона, што је различито за неке спрегте, док је за друге исто што и однос N_1/N_2 .



(a)

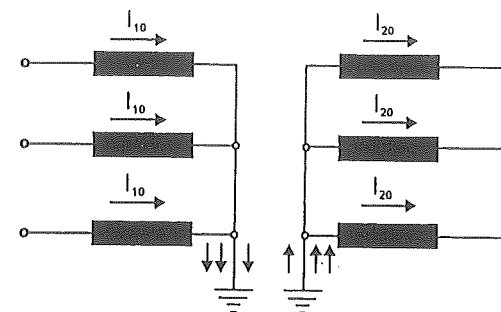


(б)

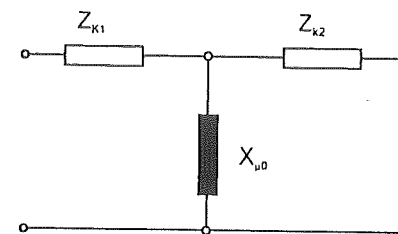
Што се тиче струја нултог система, оне су – по дефиницији – истовремене, у сва три фазна намотаја; стога њихов збир није једнак нули, па ни флуковски које оне стварају немају збир нула. Појава је (донекле) слична са трећим хармоникима струје магнећења, па је природно закључити да се трансформатор друкчије понаша према нултом систему него према директном и инверзном. Зато еквивалентна шема за нулте компоненте струје мора да се разликује од шеме сл. 9.2. – Посматраћемо три случаја.

1) **Спрега YNyn.** – Да би се успоставиле нулте струје, неутралне тачке морају бити изведене и спојене било „нултим водом“, било преко „радног“ уземљења, са потрошачима, односно трансформаторима на другом крају вода. На слици 9.3 приказан је трансформатор спрегте YNyn. Нулте струје теку несметано кроз неутралну тачку, а истовремене су и

једнаке у све три фазе. Флукс се мора затворити ван језгра, углавном кроз ваздух – ако се ради о језгру са три стуба: слика одговара оној за треће хармонике струје магнећења (одељак 7.1.3, сл. 7.8). У погледу редних реактанси, које одговарају расипањима, нема скоро никаквих разлика – јер се у оба случаја путање флукса простиру кроз ваздух. Импедансе крактог споја Z_{K1} и Z_{K2} приближно су, дакле, исте као и код симетричних струја. Друкчије стоји ствар са реактансом магнећења $X_{\mu 0}$ (сл. 9.4). Исто као код трећих хармоника струје магнећења, она зависи од конструкције језгра: код оклопљеног типа и код конструкције са пет стубова реактанса (сл. 7.9а и б)



Слика 9.3



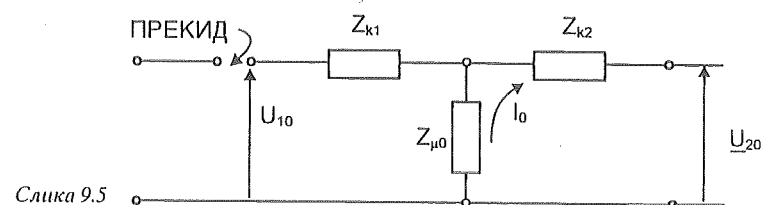
Слика 9.4

$X_{\mu 0}$ је приближно једнака са реактансом X_{μ} за симетричне системе (те се обично сме занемарити) док је за најчешћи случај – језгро са три стуба $X_{\mu 0} \ll X_{\mu}$.

На основу слике 9.3 закључује се да се у овом случају несиметрија струја и напона у секундару преноси несметано на примарну страну.

2) **Спрега Yyn.** – У случају да примар нема изведена и уземљену неутралну тачку, у њему нема нултих струја. Ефекат нултих струја у секундару је интензивно магнећење језгра, јер нема супротних ампернавојака који би – како је то у нормалним околностима – поништавале магнетопобудне силе секундарних струја. Дискусија и закључци из случаја (1) важе и овде у погледу конструкције са пет језгара, са оклопљеним језгром и са три стуба.

Изглед еквивалентне шеме за струје нултог реда дат је на сл. 9.5: постоји једна једина струја I_0 ; импедансе расипања Z_K приближно су исте



Слика 9.5

као и за симетричне системе, док $Z_{\mu 0}$ варира у зависности од конструкције магнетског кола. Стога се има за нулту импедансу трансформатора:

– за пет стубова; оклопљени тип; три једнофазна:

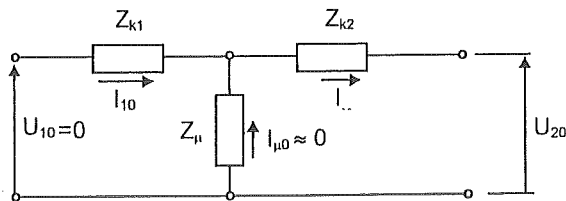
$$\underline{Z}_0 = \underline{Z}_{\mu 0} + \underline{Z}_K' \approx \underline{Z}_{\mu};$$

– за тростубну конструкцију:

$$\underline{Z}_0 = \underline{Z}_{\mu 0} + \underline{Z}_K'' \ll \underline{Z}_{\mu}.$$

2) **Спрега Дуп.** – Овде је ситуација друкчија; примарни намотаји, пошто су затворени у троугао, представљају за истовремене струје, као што су нулте компоненте, практично кратак спој, тако да еквивалентна шема изгледа као на сл. 9.6. С обзиром на то да је напон на грани магнећења приближно на вредности $U_{20}/2$, интензитет магнећења је слаб, па се слично као код огледа кратког споја може узети $I_{\mu 0} = 0$. За овај случај се нулта импеданса сасвим приближава вредностима импедансе кратког споја:

$$\underline{Z}_0 \approx \underline{Z}_{K1} + \underline{Z}_{K2}.$$



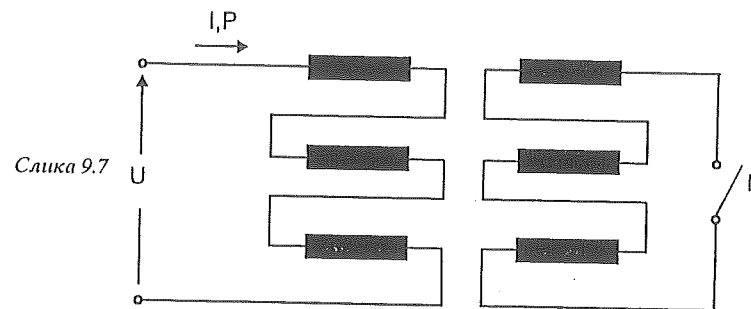
Слика 9.6

Шеме за мерење нултих импеданси групишу се у два типа: редна веза (сл. 9.7) и паралелна веза (сл. 9.8). Мерење се обавља на оној страни на којој могу да се успоставе нулте струје. Прекидач П се затвара кад постоје струје нултог система у оба намотаја. Параметри се одређују помоћу израза:

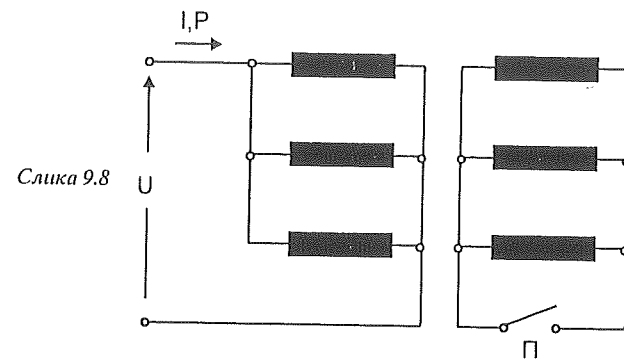
$$\left. \begin{aligned} Z_0 &= \frac{U}{3I}, \quad R_0 = \frac{P}{3I^2} \\ X_0 &= \sqrt{Z_0^2 - R_0^2} \end{aligned} \right\} \quad (9.3)$$

$$\left. \begin{aligned} Z_0 &= \frac{3U}{I}, \quad R_0 = \frac{3P}{I^2} \\ X_0 &= \sqrt{Z_0^2 - R_0^2} \end{aligned} \right\} \quad (9.4)$$

За први случај (сл. 9.7) користе се изрази (9.3), а за други (сл. 9.8) изрази (9.4).



Слика 9.7



Слика 9.8

9.2. НЕСИМЕТРИЧНИ РЕЖИМИ РАДА БЕЗ СТРУЈА НУЛТОГ СИСТЕМА

Струје нултог система неће бити ако не постоји извод неутралне тачке и ако ниједан намотај није спрегнут у троугао. Према томе, спреге које долазе у обзир су Yy и Yz . Дакле:

$$\underline{I}_0 = \frac{1}{3}(\underline{I}_a + \underline{I}_b + \underline{I}_c) = 0$$

или

$$\underline{I}_a + \underline{I}_b + \underline{I}_c = 0. \quad (9.5)$$

Постоји још могућности оваквог режима рада – кад се има спрега у троугао, тј. постоји услов за образовање нултих струја, али кад нема њиховог узрока (спреге Yd, Dy, Dd).

Претпоставиће се опет да је преносни однос $n = 1$. Тада је:

$$\underline{I}_A = \underline{I}_a \quad \underline{I}_B = \underline{I}_b \quad \underline{I}_C = \underline{I}_c, \quad (9.6)$$

те следи:

$$\underline{I}_A + \underline{I}_B + \underline{I}_C = 0. \quad (9.6')$$

Зна се да важи уобичајена еквивалентна шема. Занемарујући грану магнетнења, има се:

$$\underline{U}_A - \underline{Z}_k \underline{I}_A = \underline{U}_a, \quad \underline{U}_B - \underline{Z}_k \underline{I}_B = \underline{U}_b, \quad \underline{U}_C - \underline{Z}_k \underline{I}_C = \underline{U}_c. \quad (9.7)$$

Систем напона $\{\underline{U}_a, \underline{U}_b, \underline{U}_c\}$ може бити ма какав, у општем случају несиметричан. Уколико он не садржи нулте компоненте, важиће такође:

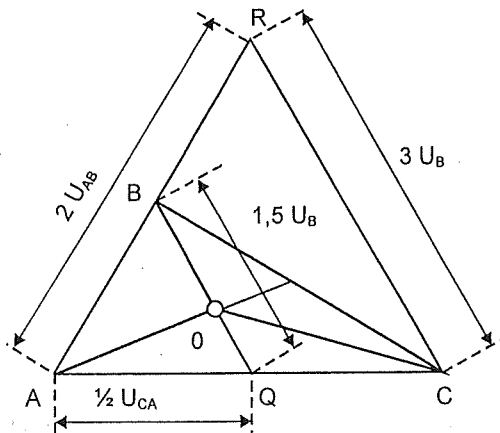
$$\underline{U}_a + \underline{U}_b + \underline{U}_c = 0. \quad (9.8)$$

Неутрална тачка фазних напона подудар се са тежиштем троугла који образују линијски напони. Подсетивши се да је тежиште пресек медијана или тежишних линија, које су тежиштем подељене у односу 1:2, ово тврђење се може једноставно доказати. Према слици 9.9, троуглови ABQ и ARC су слични у сразмери 1:2, јер:

– за линијске напоне сигурно мора да важи $\underline{U}_{AB} + \underline{U}_{BC} + \underline{U}_{CA} = 0$ (затворен троугао);

– такође је познато:

$$\left. \begin{aligned} \underline{U}_{AB} &= \underline{U}_A - \underline{U}_B \\ \underline{U}_{BC} &= \underline{U}_B - \underline{U}_C \\ \underline{U}_{CA} &= \underline{U}_C - \underline{U}_A \end{aligned} \right\} \quad (9.9)$$



Слика 9.9

па из (9.9) следи:

$$\underline{U}_{BC} - \underline{U}_{AB} = 2 \underline{U}_B - \underline{U}_C - \underline{U}_A = 3 \underline{U}_B,$$

што се може видети на слици 9.9.

Пишући сличне једначине за напоне \underline{U}_c и \underline{U}_a добијају се корисни изрази за фазне напоне:

$$\underline{U}_a = \frac{1}{3}(\underline{U}_{AB} - \underline{U}_{CA}), \quad \underline{U}_b = \frac{1}{3}(\underline{U}_{BC} - \underline{U}_{AB}), \quad \underline{U}_c = \frac{1}{3}(\underline{U}_{CA} - \underline{U}_{BC}). \quad (9.10)$$

У даљем излагању биће размотрени неки специјални случајеви.

9.2.1. ТРОФАЗНИ КРАТАК СПОЈ ЗА СПРЕГУ Yy

Основне једначине гласе:

$$\underline{U}_{ab} = \underline{U}_{bc} = \underline{U}_{ca} = 0,$$

или:

$$\underline{U}_a - \underline{U}_b = 0; \quad \underline{U}_b - \underline{U}_c = 0; \quad \underline{U}_c - \underline{U}_a = 0.$$

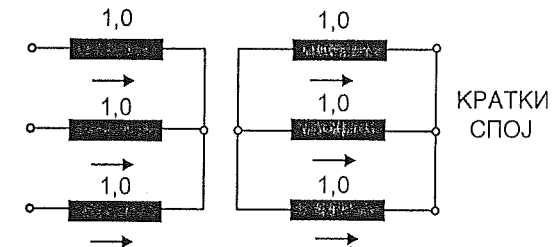
На основу једначина (9.10) добија се:

$$\underline{U}_a = 0; \quad \underline{U}_b = 0; \quad \underline{U}_c = 0.$$

Уврсте ли се ове вредности у једначину (9.7), добијају се струје:

$$\underline{I}_A = \frac{\underline{U}_a}{\underline{Z}_k}; \quad \underline{I}_B = \frac{\underline{U}_b}{\underline{Z}_k}; \quad \underline{I}_C = \frac{\underline{U}_c}{\underline{Z}_k}.$$

У општем случају напони $\{\underline{U}_a, \underline{U}_b, \underline{U}_c\}$ нису симетрични, па ни струје нису. Ако су, специјално, примарни напони једнаки и размакнута за исти угао међусобно – и струје ће бити симетричне, са једнаким амплитудама, чија се релативна вредност може означити са 1.0 (импеданса кратког споја узета је за базну вредност), што је и приказано на слици 9.10.



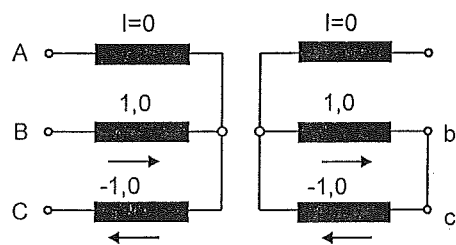
Слика 9.10

9.2.2. ДВОФАЗНИ КРАТАК СПОЈ ЗА СПРЕГУ Yy („ДВОПОЛНИ“ КРАТАК СПОЈ)

Нека је кратак спој на крајевима b и c ; тада важи:

$$\underline{U}_{bc} = \underline{U}_b - \underline{U}_c = 0$$

и према сл. 9.11:



Слика 9.11

$$\underline{I}_b = -\underline{I}_c = \underline{I}_K; \quad \underline{I}_a = 0.$$

На основу јеначине (9.6')

је:

$$\underline{I}_B = -\underline{I}_C = \underline{I}_K; \quad \underline{I}_A = 0.$$

Јеначине (9.7) дају:

$$\underline{U}_B - \underline{U}_C - \underline{Z}_K (\underline{I}_B - \underline{I}_C) = 0.$$

Због $\underline{I}_B = -\underline{I}_C$ има се:

$$\underline{I}_B = -\underline{I}_C = \frac{\underline{U}_{BC}}{2 \underline{Z}_K}.$$

За случај симетричних примарних напона има се:

$$\underline{U}_{BC} = \sqrt{3} \underline{U}_f,$$

па је:

$$\underline{I}_B = -\underline{I}_C = \frac{\sqrt{3} \underline{U}_f}{2 \underline{Z}_K},$$

при чему је ова вредност узета као 1.0 на сл. 9.11.

9.2.3. ЈЕДНОФАЗНИ (ДВОПОЛНИ) КРАТАК СПОЈ ЗА СПРЕГУ Yd

Нека је начињен кратак спој на фазном намотају a . Тада је:

$$\underline{U}_a = 0; \quad \underline{I}_a = \underline{I}_K; \quad \underline{I}_b = \underline{I}_c.$$

На основу јеначина (9.6) следи:

$$\underline{I}_b = \underline{I}_c,$$

а на основу прве од релација (9.7):

$$\underline{I}_A = \frac{\underline{U}_A}{\underline{Z}_K}. \quad (9.11)$$

Узимајући ову вредност за релативну јединицу, одредиће се и релативне вредности струја у другим фазама.

Сабирањем све три јеначине (9.7), добија се:

$$\underline{U}_A + \underline{U}_B + \underline{U}_C - \underline{Z}_K (\underline{I}_A + \underline{I}_B + \underline{I}_C) = \underline{U}_a + \underline{U}_b + \underline{U}_c.$$

Збир струја у примару је нула (због спреге Y), а збир напона секундара је такође нула (због спреге d), па је и:

$$\underline{U}_A + \underline{U}_B + \underline{U}_C = 0.$$

Другим речима, на примару нема нултог система напона, па важи сл. 9.9 и јеначине (9.7). Сабирајући другу и трећу јеначину система (9.7), добија се:

$$\underline{U}_B + \underline{U}_C - \underline{Z}_K (\underline{I}_B + \underline{I}_C) = \underline{U}_b + \underline{U}_c = -\underline{U}_a = 0. \quad (9.12)$$

Пошто је: $\underline{I}_b = \underline{I}_c$, и струје у одговарајућим примарним намотајима су међусобно једнаке:

$$\underline{I}_B = \underline{I}_C.$$

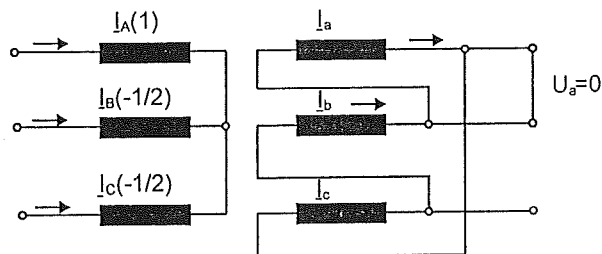
Стављањем $\underline{U}_B + \underline{U}_C = -\underline{U}_A$ добија се:

$$\underline{I}_B = \underline{I}_C = -\frac{\underline{U}_A}{2 \underline{Z}_K}.$$

Упоредивањем са изразом (9.11) види се да је свака од ове две струје два пута мања од струје у фази A и да има супротан смер од усвојеног на сл. 9.12. Релативне вредности су:

$$\frac{\underline{I}_A}{\underline{I}_A} = 1.0; \quad \frac{\underline{I}_B}{\underline{I}_A} = -\frac{1}{2}; \quad \frac{\underline{I}_C}{\underline{I}_A} = -\frac{1}{2},$$

што је и назначено у заградама на сл. 9.12. Струје у секундарним намотајима имају исте одговарајуће вредности.



Слика 9.12

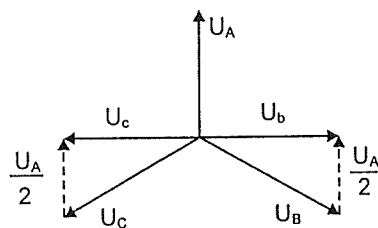
Корисно је испитати величине и фазне ставове фазних напона. Секундарни напони се могу добити из једначине (9.12):

$$\underline{U}_b = -\underline{U}_c \quad (9.13)$$

Уз коришћење система (9.7) и изведених једнакости, добија се:

$$\underline{U}_b = \underline{U}_B - Z_K I_B = \underline{U}_B - Z_K \left(\frac{-\underline{U}_A}{2 Z_K} \right) = \underline{U}_B + \frac{\underline{U}_A}{2}$$

$$\underline{U}_c = \underline{U}_C + \frac{\underline{U}_A}{2}$$



За случај да је систем напона $\{U_A, U_B, U_C\}$ симетричан, добија се векторски дијаграм представљен на сл. 9.13. Види се да су вектори напона \underline{U}_b и \underline{U}_c у опозицији, у складу са једначином (9.13).

Слика 9.13

9.2.4. ДВОФАЗНИ (ДВОПОЛНИ) КРАТАК СПОЈ ЗА СПРЕГУ Dy

Што се тиче струја у намотајима, важе потпуно исти односи као код спреге Yy (случај (2)). Међутим, овде се на примарној страни линијска струја разликује од фазне, па се, у сагласности са сликом 9.14, може написати:

$$\underline{I}_A = \underline{I}_a = 0$$

$$\underline{I}_B = -\underline{I}_C$$

За случај симетричних напона на примару могу се добити линијске струје примењујући I Кирхофово правило на чворове A, B и C:

$$\underline{I}_{AL} = \underline{I}_A - \underline{I}_C = -\underline{I}_C = \underline{I}_B$$

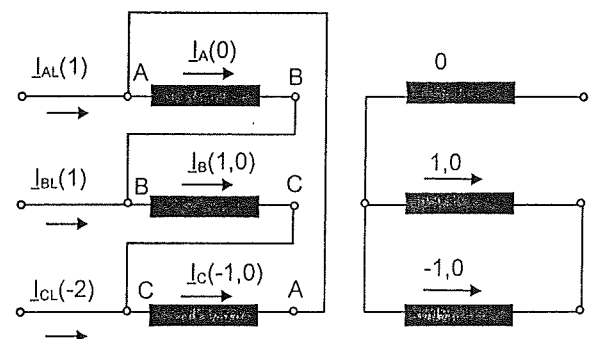
$$\underline{I}_{BL} = \underline{I}_B - \underline{I}_A = \underline{I}_B$$

$$\underline{I}_{CL} = \underline{I}_C - \underline{I}_B = -2 \underline{I}_B$$

Сводећи на струју \underline{I}_B као базну, добијају се, респективно, релативне вредности за струје \underline{I}_{AL} , \underline{I}_{BL} и \underline{I}_{CL} :

$$1.0; 1.0; -2.0,$$

што је и приказано у заградама на слици. 9.14.



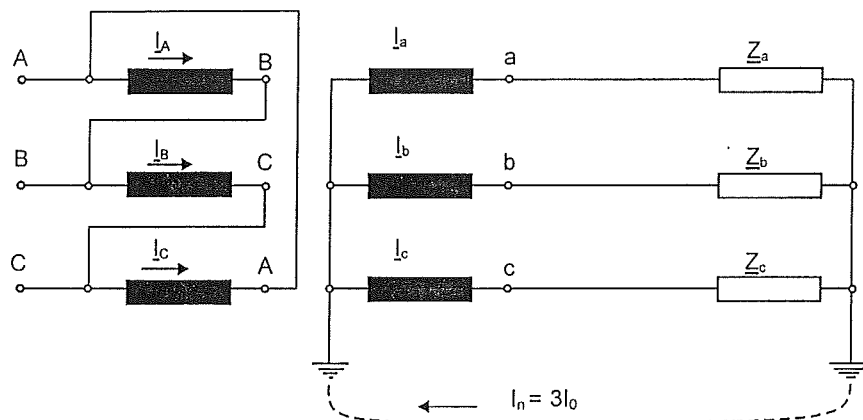
Слика 9.14

9.3. НЕСИМЕТРИЧНИ РЕЖИМИ УЗ ПОСТОЈАЊЕ НУЛТИХ КОМПОНЕНАТА СЕКУНДАРНИХ СТРУЈА

Анализираће се *несиметрична оптерећења* а као специјални случајеви – несиметрични кратки спојеви, и то за две спреге: Dyn и Yyn.

9.3.1. СПРЕГА Dyn

Претпоставиће се да су импедансе оптерећења неједнаке, а нултане тачке секундера и оптерећења повезане „нултим“ проводником или преко уземљења (сл. 9.15).



Слика 9.15

Збир директне и инверзне компоненте струје нека буде обележен са I' , у складу са једначином (9.1), јер за обе ове компоненте важи иста еквивалентна шема. За секундарне струје важи:

$$\left. \begin{aligned} I_a &= I'_a + I_{a0} \\ I_b &= I'_b + I_{b0} \\ I_c &= I'_c + I_{c0} \end{aligned} \right\} \quad (9.15)$$

Сличне једначине могу се написати за резултантне примарне струје. Ако се, као досад за симетричне системе, занемари грана магнетног везивања и узме однос бројева навојака $n = 1$, биће:

$$\left. \begin{aligned} I'_A &= I'_a \\ I'_B &= I'_b \\ I'_C &= I'_c \end{aligned} \right\} \quad (9.16)$$

Систем примарних трофазних напона, због везе у троугао, не садржи нулте компоненте, јер је:

$$\underline{U}_{AB} + \underline{U}_{BC} + \underline{U}_{CA} = 0. \quad (9.16')$$

Напротив, систем трофазних напона секундара садржи нулте компоненте; на пример за фазу a важи:

$$\underline{U}_a = \underline{U}'_a + \underline{U}_{a0}. \quad (9.17)$$

За директан и инверзан систем важе уобичајена еквивалентна шема (сл. 9.2.6) и једначине (9.7), с тим да су сада на примарним намотајима *линијски* а не фазни напони:

$$\left. \begin{aligned} \underline{U}_{AB} - \underline{Z}_K I'_A &= \underline{U}'_a \\ \underline{U}_{BC} - \underline{Z}_K I'_B &= \underline{U}'_b \\ \underline{U}_{CA} - \underline{Z}_K I'_C &= \underline{U}'_c \end{aligned} \right\} \quad (9.18)$$

За нулте компоненте струја важи еквивалентна шема на сл. 9.6. Занемаривањем струје кроз грану магнетног везивања има се (водећи строго рачуна о усвојеним смеровима струја):

$$\left. \begin{aligned} I_{A0} &= I_{a0} \\ I_{B0} &= I_{b0} \\ I_{C0} &= I_{c0} \end{aligned} \right\} \quad (9.19)$$

$$\left. \begin{aligned} 0 - \underline{Z}_K I_{A0} &= \underline{U}_{a0} \\ 0 - \underline{Z}_K I_{A0} &= \underline{U}_{a0} \\ 0 - \underline{Z}_K I_{A0} &= \underline{U}_{a0} \end{aligned} \right\} \quad (9.20)$$

За добијање резултантних фазних струја треба сабрати изразе (9.16) и (9.19):

$$\left. \begin{aligned} I_A &= I_a = I'_a + I_{a0} \\ I_B &= I_b = I'_b + I_{a0} \\ I_C &= I_c = I'_c + I_{a0} \end{aligned} \right\} \quad (9.21)$$

Овде се види да је закон о једнакости примарних и секундарних ампернавојака сачуван, тј. он важи и онда када постоје нулте компоненте (има их и у примару и у секундару).

Струја у неутралном проводнику је:

$$I_n = I_a + I_b + I_c = 3 I_0, \quad (9.22)$$

јер је:

$$I'_a + I'_b + I'_c = 0.$$

Изрази за струје у функцији импеданси оптерећења могу се формирати сабирањем једначина (9.18) и (9.20)

$$\left. \begin{aligned} \underline{U}_{AB} - \underline{Z}_K I_A &= \underline{U}_a = \underline{Z}_a I_a \\ \underline{U}_{BC} - \underline{Z}_K I_B &= \underline{U}_b = \underline{Z}_b I_b \\ \underline{U}_{CA} - \underline{Z}_K I_C &= \underline{U}_c = \underline{Z}_c I_c \end{aligned} \right\}$$

Пошто је $I_A = I_a$ из једначине (9.21), добија се коначно:

$$\left. \begin{aligned} I_A &= \frac{\underline{U}_{AB}}{\underline{Z}_a + \underline{Z}_K} \\ I_B &= \frac{\underline{U}_{BC}}{\underline{Z}_b + \underline{Z}_K} \\ I_C &= \frac{\underline{U}_{CA}}{\underline{Z}_c + \underline{Z}_K} \end{aligned} \right\} \quad (9.23)$$

Струја у неутралном проводнику биће, према (9.22) и (9.23):

$$I_n = 3 I_0 = \frac{\underline{U}_{AB}}{\underline{Z}_a + \underline{Z}_K} + \frac{\underline{U}_{BC}}{\underline{Z}_b + \underline{Z}_K} + \frac{\underline{U}_{CA}}{\underline{Z}_c + \underline{Z}_K}. \quad (9.24)$$

Остале величине, на пример линијске струје, лако се могу израчунати из изведених формула.

Специјални случај – једнофазни кратак спој. – Нека буде $Z_a = 0$ а други крајеви неоптерећени $Z_b = Z_c \rightarrow \infty$.

Из једначине (9.23) добија се:

$$I_A = \frac{\underline{U}_{AB}}{\underline{Z}_K} \quad I_B = I_C = 0.$$

Види се да и у примару и у секундару постоји струја само у једном (краткоспојеном) намотају, а да су друга два без струје.

Напони су:

$$\underline{U}_a = 0 \quad \underline{U}_b = \underline{U}_{BC} \quad \underline{U}_c = \underline{U}_{CA}. \quad (9.25)$$

Из израза (9.25) следи закључак да код спреге примара у троугао једнакост ампернавојака у намотајима остаје сачувана а да напони у здравим фазама остају непромењени чак и у тако екстремном стању какав је кратак спој.

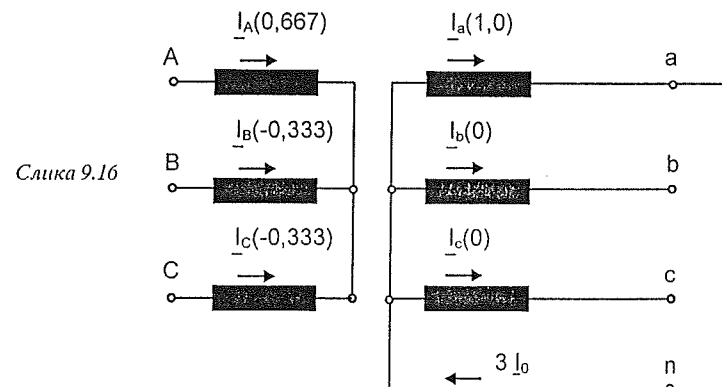
9.2.3. СПРЕГА Y_{yn}

За разлику од претходног случаја, овде ће се анализа спровести само за специјалан случај – *несиметричан једнофазни крајњак спој* (земљоспој).

Код спреге Y_{yn} нулте компоненте струје могу да постоје само у секундару. Пошто се тим компонентама не супротставља примарна струја, њихов магнетски флуks затвараће се кроз ваздух и делове гвоздених конструкција (код тростубних), односно кроз 4. и 5. језгро или оклоп (код других типова језгара). Зато ће доћи до јачих одступања напона у односу на претходни случај (примар у спреси D).

Нека је кратак спој између краја а и неутралне тачке n (сл. 9.16). У намотајима \underline{b} и \underline{c} нема струје:

$$I_b = I_c = 0.$$



Слика 9.16

По дефиницији симетричних компонената, означавајући јединични фазор са фазним углом $2\pi/3$ са:

$$\underline{a} = e^{j2\pi/3} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2},$$

струја директног система у фази а је:

$$I_{ad} = \frac{1}{3}(I_a + \underline{a} I_b + \underline{a}^2 I_c) = \frac{I_a}{3},$$

струја инверзног система:

$$I_{ai} = \frac{1}{3}(I_a + \underline{a}^2 I_b + \underline{a} I_c) = \frac{I_a}{3},$$

и струја нултог система:

$$I_0 = \frac{1}{3}(I_a + I_b + I_c) = \frac{I_a}{3}.$$

Одавде следи:

$$I_a = 3 I_0. \quad (9.30)$$

У примару нема струја нултог система, тј. постоје само директне и инверзне компоненте, тако да се у складу са већ усвојеним ознакама може писати:

$$I_A = I'_A; \quad I_B = I'_B; \quad I_C = I'_C.$$

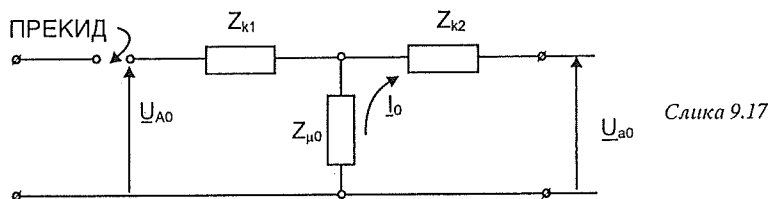
Одговарајуће струје у секундару морају да буду једнаке онима у примару:

$$I'_A = I'_a; \quad I'_B = I'_b; \quad I'_C = I'_c. \quad (9.31)$$

За ове струје – где нулте компоненте нису укључене – важи уобичајена еквивалентна шема, тј. само редна импеданса Z_K , тако да једначине напонске равнотеже гласе:

$$\begin{aligned} U'_A - Z_K I'_A &= U'_a \\ U'_B - Z_K I'_B &= U'_b \\ U'_C - Z_K I'_C &= U'_c. \end{aligned} \quad (9.32)$$

За нулти систем важи шема са прекидом на примару, дата на сл. 9.5; ова је поново нацртана (сл. 9.17) са нешто промењеним ознакама – да би се нагласило да се сад третира углавном фаза А–а.



Са те еквивалентне шеме се добија:

$$U_{a0} + Z_{K2} I_0 = U_{A0}. \quad (9.33)$$

Знајући да је за једнофазни кратак спој фазе а $U_a = 0$, има се:

$$\begin{aligned} U_{a0} + U'_a &= U_0, \text{ тј.} \\ U'_a &= -U_{a0}. \end{aligned} \quad (9.34)$$

Из (9.31), (9.32) и (9.34) добија се:

$$U'_A - Z_K I'_a = -U_{a0}. \quad (9.35)$$

Узимајући у обзир и основну релацију $I_a = I'_a + I_0$, тј.:

$$I'_a = I_a - I_0$$

из једнакости (9.33), једначина (9.35) даје:

$$U'_A - Z_K (I_a - I_0) = -U_{A0} + Z_{K2} I_0.$$

Са еквивалентне шеме на сл. 9.17 је:

$$U_{A0} = -Z_{\mu 0} I_0, \quad (9.36)$$

тако да се за симетричну компоненту U'_A добија израз:

$$U'_A = Z_K I_a - Z_K I_0 + Z_{\mu 0} I_0 + Z_{K2} I_0.$$

Из једначине (9.30) је $I_a = 3 I_0$, па се коначно добија:

$$U'_A = [2 Z_K + (Z_{\mu 0} + Z_{K2})] I_0. \quad (9.37)$$

Збир две импедансе у малој загради представља, у ствари, нулту импедансу посматраног трансформатора (в. сл. 9.17 и дискусију уз сл. 9.5):

$$Z_{\mu 0} = Z_{K2} = Z_0.$$

Са том ознаком добија се из (9.37):

$$I_0 = \frac{U'_A}{2 Z_K + Z_0}$$

и коначно струја у краткоспојеном намотају:

$$I_a = \frac{3 U'_A}{2 Z_K + Z_0}. \quad (9.38)$$

Прелазећи на израчунавање напона примара, и користећи дефиниционе једначине аналогне са (9.1) које важе за струје, добија се:

$$\underline{U}_A = \underline{U}'_A + \underline{U}_{A0} = \underline{U}'_A - \underline{Z}_{\mu 0} \underline{I}_0$$

$$\underline{U}_B = \underline{U}'_B + \underline{U}_{B0} = \underline{U}'_B - \underline{Z}_{\mu 0} \underline{I}_0$$

$$\underline{U}_C = \underline{U}'_C + \underline{U}_{C0} = \underline{U}'_C - \underline{Z}_{\mu 0} \underline{I}_0.$$

Види се да су сви фазори фазних напона примара повећани за исти фазор $\underline{U}_0 = -\underline{Z}_{\mu 0} \underline{I}_0$ у поређењу са случајем када не постоје нулте компоненте. Другим речима, неутрална тачка је померена за тај износ.

Увршћивањем вредности струје \underline{I}_0 из једначине (9.38), овај фазор добија вредност:

$$\underline{U}_0 = -\underline{Z}_{\mu 0} \frac{\underline{U}'_A}{2 \underline{Z}_K + \underline{Z}_0}. \quad (9.39)$$

Да би се нацртао фазорски дијаграм напона примара (који је у овом случају несиметричан), усвојиће се – ради једноставности – да су две импедансе трансформатора чисто реактивне, тј. $\underline{Z}_K = jX_K$ и $\underline{Z}_0 = jX_0$. Тада ће и струја \underline{I}_0 бити у квадратури са напоном \underline{U}'_A (једначина (9.38)). Напони \underline{U}_0 и \underline{U}'_A су колинеарни, а супротног знака (једначина 9.39).

Почиње се са цртањем троугла ABC (сл. 9.18), који у општем случају није једнакостраничан. Цртањем медијана (испрекидане линије), и њиховог пресека долази се до тежишта које представља неутралну тачку O за случај без нултог система. Сада се одузима фазор $\underline{OO}' = \underline{U}_0$, од фазора $\underline{OA} = \underline{U}'_A$ и тако се добија фазор $\underline{U}_A = \underline{O'A}$. Коначно, за струје у примару се добија:

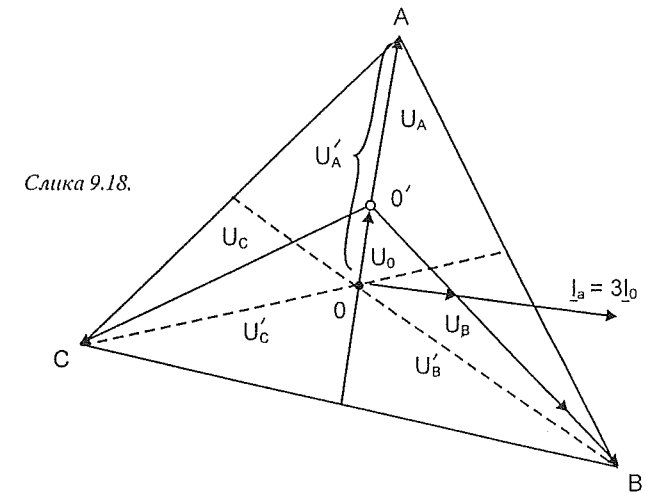
$$\underline{I}_A = \underline{I}'_a = \underline{I}_a - \underline{I}_0 = 3\underline{I}_0 - \underline{I}_0 = 2\underline{I}_0 = +\frac{2}{3}\underline{I}_a$$

$$\underline{I}_B = \underline{I}'_b = 0 - \underline{I}_0 = -\underline{I}_0 = -\frac{1}{3}\underline{I}_a$$

$$\underline{I}_C = \underline{I}'_c = 0 - \underline{I}_0 = -\underline{I}_0 = -\frac{1}{3}\underline{I}_a.$$

Релативне вредности ових струја у односу на \underline{I}_a унете су у заградама на слици 9.16.

Као закључак може се истаћи да овде долази до видних неједнакости фазорских напона примара. Да би се ово одступање од номиналних вредности svelo на што мању меру, може се увести терцијар, спрегнут у троугао. Нулте струје које су у њему могу без сметњи обра-



Слика 9.18.

зовати, сузбиће дејство нултих струја секундара на флуks у језгру а тиме ће и напон \underline{U}_0 бити практично анулиран.

Улога терцијара за сузбијање дејства нултих струја секундара на флуks у језгру је у функционалном смислу идентична његовој улози на флуks у језгру услед трећих хармоника струја празног хода (одељак 7.2.3).

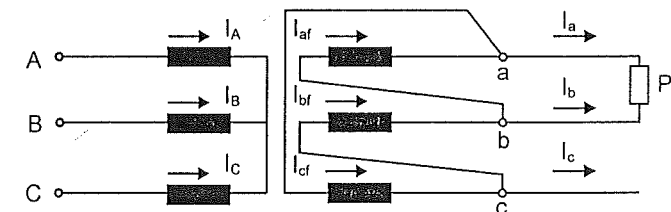
Пошто је вредност нулте струје једна трећина од фазне (једначина 9.30), терцијар се пројектује за *једну трећину снаге* по стубу или мању снагу, у зависности од режима рада трансформатора. Понекад се ради и са изводима за локалну потрошњу и разна корисна мерења.

9.4. НУМЕРИЧКИ ПРИМЕРИ И ЗАДАЦИ

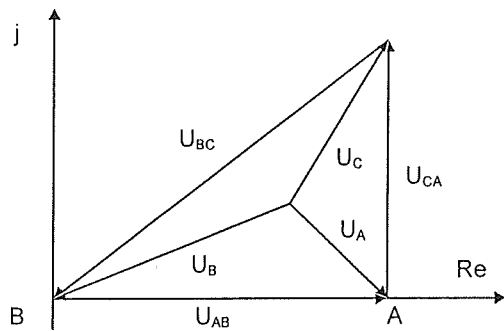
1. Трансформатор спреге Yd има примарне линијске напоне сведене на секундар $U_{AB} = 200 \text{ V}$, $U_{BC} = 250 \text{ V}$, $U_{CA} = 150 \text{ V}$. На секундарне крајеве a – b прикључено је оптерећење које узима струју од 15 A. Одредити примарне фазне напоне и струје сведене на секундар.

Решења

Шема трансформатора на слици 9.19 односи се на величине сведене на секундар.



Слика 9.19



Слика 9.20

Према усвојеном координатном систему сл. 9.20, сведени напони прима су:

$$\begin{aligned} \underline{U}_{AB} &= 200 \text{ V} \\ \underline{U}_{BC} &= (-200 - j150) \text{ V} \\ \underline{U}_{CA} &= j150 \text{ V} \end{aligned}$$

– Код ове спреге не постоје нулте струје. (Зашто?)

– Усвајањем $n = 1$: $I_{Af} = I_{af}$; $I_{Bf} = I_{bf}$; $I_{Cf} = I_{cf}$

Пошто је: $I_A + I_B + I_C = 0$; $I_a + I_b + I_c = 0$,

онда је и: $I_{af} + I_{bf} + I_{cf} = 0$.

Како је: $I_a = -I_b = 15 \text{ A}$; $I_c = 0$.

На основу релација:

$$\underline{I}_a = \underline{I}_{af} - \underline{I}_{cf}; \quad \underline{I}_b = \underline{I}_{bf} - \underline{I}_{af}; \quad \underline{I}_c = \underline{I}_{cf} - \underline{I}_{bf} :$$

$$\underline{I}_{af} = \frac{1}{3}(\underline{I}_a - \underline{I}_b) = \frac{1}{3}(15 + 15) = 10 \text{ A}$$

$$\underline{I}_{bf} = \frac{1}{3}(\underline{I}_b - \underline{I}_c) = \frac{1}{3}(-15 - 0) = -5 \text{ A}$$

$$\underline{I}_{cf} = \frac{1}{3}(\underline{I}_c - \underline{I}_a) = \frac{1}{3}(0 - 15) = -5 \text{ A}.$$

Из три једначине равнотеже напона:

$$\underline{U}_{A, B, C} - Z_k \underline{I}_{A, B, C} = \underline{U}_{ab, bc, ca} \quad (2)$$

уз релацију $\underline{U}_{ab} + \underline{U}_{bc} + \underline{U}_{ca} = 0$ сабирањем добијамо:

$$\underline{U}_A + \underline{U}_B + \underline{U}_C = 0, \quad (3)$$

односно:

$$\underline{U}_A = \frac{1}{3}(\underline{U}_{AB} - \underline{U}_{CA}) = \frac{1}{3}(200 - j150) = (66,7 + j50) \text{ V}$$

$$U_A = 83,3 \text{ V}$$

$$\underline{U}_B = \frac{1}{3}(\underline{U}_{BC} - \underline{U}_{AB}) = \frac{1}{3}(-200 - j150 - 200) = (-133,3 - j50) \text{ V}$$

$$U_B = 142,4 \text{ V}$$

$$\underline{U}_C = \frac{1}{3}(\underline{U}_{CA} - \underline{U}_{BC}) = \frac{1}{3}(j150 + 200 + j150) = (66,7 + j100) \text{ V}$$

$$U_C = 120,2 \text{ V}$$

2. На трофазном трансформатору са спрегом Дуп дошло је на фази а до једнополног кратког споја према неутралном проводнику. Ако су напони $U_1/U_{02} = 35/6,6 \text{ kV}$, и импеданса кратког споја са примарне стране $Z_{lk} = j10 \Omega$, одредити фазне струје прима и секундара.

Решења

$$\begin{aligned} I_A &= -j3 \text{ 500 A}, \quad I_B = I_C = 0 \\ I_a &= -j32 \text{ 110}, \quad I_b = I_c = 0. \end{aligned}$$

3. Трофазни трансформатор $U_1/U_{02} = 10/0,4 \text{ kV}$, спреге Yy оптерећен је двофазно импедансом $Z_{ab} = 0,44 \Omega$ и напаја се на примару симетричним системом напона и где је $\underline{U}_{AB} = U_1 e^{-j\pi}$. Одредити струје прима и секундара, као и примарну струју при двофазном краткој споју ($Z_{ab} = 0$) ако је импеданса кратког споја са примарне стране $Z_{lk} = (0,5 + j8,6) \Omega$.

Решења

$$\begin{aligned} I_A &= -I_B = -36,2 \text{ A}, \quad I_C = 0 \\ I_a &= -I_b = -904 \text{ A}, \quad I_c = 0 \\ I_{Ak} &= (-33,7 + j579,4) \text{ A}, \quad I_{Ak} = 580,4 \text{ A} \end{aligned}$$

10. СПЕЦИЈАЛНИ ТРАНСФОРМАТОРИ

Трансформатори третирали у претходним поглављима били су: по намени – енергетски, по броју фаза – трофазни и једнофазни, по броју фазних намотаја – двонамотајни (примар и секундар, и то раздвојени), по врсти напона – за један једини, синусни напон сталне фреквенције (50 Hz или 60 Hz), по начину хлађења – уљни. Такви су трансформатори најчешћи и најважнији, па се могу назвати *стандардним*.

Насупрот њима постоји читава лепеза *специјалних* (нестандардних) трансформатора, који се по једној особини или више набројаних особина разликују од стандардних. Овде ће се, сасвим укратко, третирали:

- 1 – трансформатори за претварање броја фаза (3 у 2, 6, 12);
- 2 – тронамотајни трансформатори;
- 3 – аутотрансформатори;
- 4 – трансформатори за енергетске претварање – са несинусоидалним напонима и струјама;
- 5 – трансформатори са више извода (за „регулацију“ напона);
- 6 – допунски (редни) трансформатори;
- 7 – мерни трансформатори;
- 8 – трансформатори за широки опсег фреквенција;
- 9 – суви трансформатори.

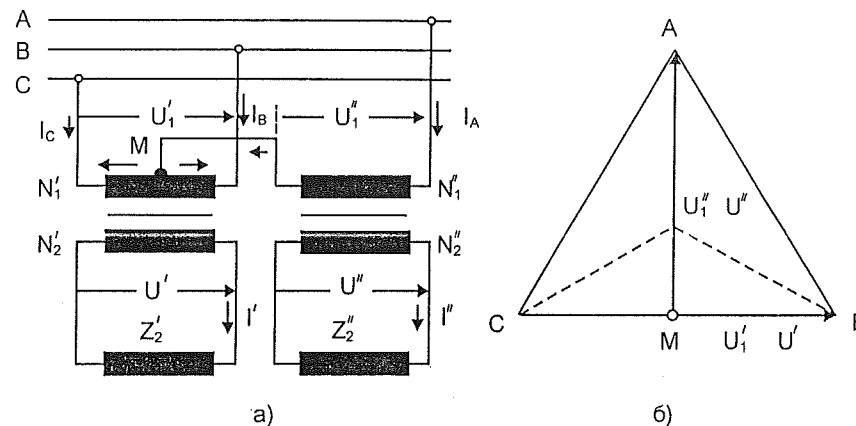
10.1. ПРЕТВАРАЧИ БРОЈА ФАЗА

За праксу би најинтересантније било претварање трофазног система у једнофазни и обрнуто, али то се, нажалост, не може постићи само са намотајима и магнетским језгрима (морају се употребити полупроводници, што се овде не третира). Наравно, услов је да се сачува симетрија напона при свим мање-више симетричним оптерећењима.

1) **Претварање трофазног у двофазни систем** може се остварити помоћу два једнофазна трансформатора, од којих један има извод на средини примарног намотаја. То се зове *Скојлова* спрега. На слици 10.1а дата је шема, а на слици 10.1б фазорски дијаграм ове спреге. За двофазни систем потребно је, поред једнакости амплитуда, да и фазни померај између два напона буде $\frac{\pi}{2}$. Да би се то остварило, користи се чињеница да је фазни напон \underline{U}_A трофазног система у квадратури са линијским напоном \underline{U}_{BC} . Међутим, не користи се фазни напон, јер би то захтевало

неутралан проводник и изазвало би несиметрију, па се узима напон између тачке А и тачке М која се налази на средини напона \underline{U}_{BC} . Напони \underline{U}' и \underline{U}'' треба да буду једнаки по амплитуди, а пошто примарни напони нису међусобно једнаки, онда број њихових навојака треба да има исти однос. Из једностраничног троугла (слика 10.1б) излази, дакле:

$$\frac{N'_1}{N''_1} = \frac{U'_1}{U''_1} = \frac{2}{\sqrt{3}}. \quad (10.1)$$



Слика 10.1

На секундарима је једнак број навојака: $N'_2 = N''_2$.

Да би се нашли изрази за струје у примару, написаће се најпре да су секундарни напони \underline{U}' и \underline{U}'' у квадратури:

$$\underline{U}'' = j \underline{U}'$$

Ако је $Z'_2 = Z''_2$ биће и:

$$\underline{I}'' = j \underline{I}'.$$

Једнакост ампернавојака за први трансформатор даје:

$$N'_2 \underline{I}' = \frac{N'_1}{2} (\underline{I}_B - \underline{I}_C), \quad (10.2)$$

а за други:

$$N''_2 \underline{I}'' = N'_1 \underline{I}_A, \quad (10.3)$$

одакле је, означајући са $n = N'_1/N'_2$ преносни однос:

$$I_A = \frac{N'_2}{N'_1} \frac{N'_1}{N'_1} I'' = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{1}{n} I'' \quad (10.4)$$

Из $I_A + I_B + I_C = 0$ и једначине (10.2) добија се, после краћег рачунања:

$$I_B = -j I'' \frac{1}{n} \left(-\frac{j}{\sqrt{3}} + 1 \right) = I_A \left(-\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \quad (10.5)$$

$$I_C = j I'' \frac{1}{n} \left(\frac{j}{\sqrt{3}} + 1 \right) = I_A \left(-\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \quad (10.6)$$

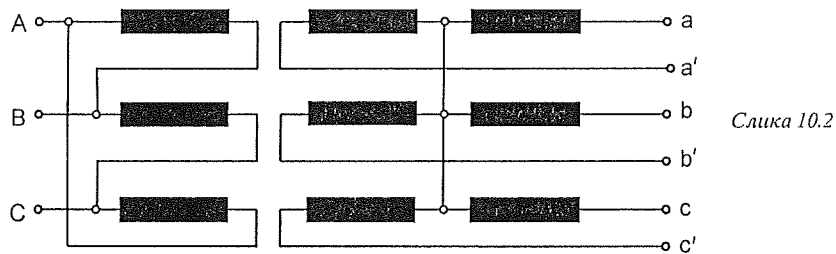
дакле потпуно симетричан и уравнотежен систем струја у примару.

Скотова спрега се примењује код индукционих пећи, а и другде.

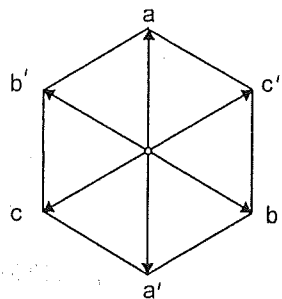
Ова спрега може да се користи и обратно – за претварање двофазног система напона (напона у квадратури) у симетричан трофазни систем или за претварање трофазног система у четворофазни.

2) Претварање трофазног система у шестофазни

Шема је дата на слици 10.2, а фазорски дијаграм напона на слици 10.3. Секундар једноставно има две звезде везане у опозицију.



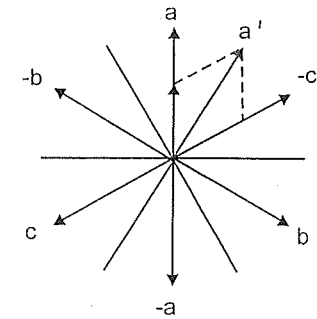
Слика 10.2



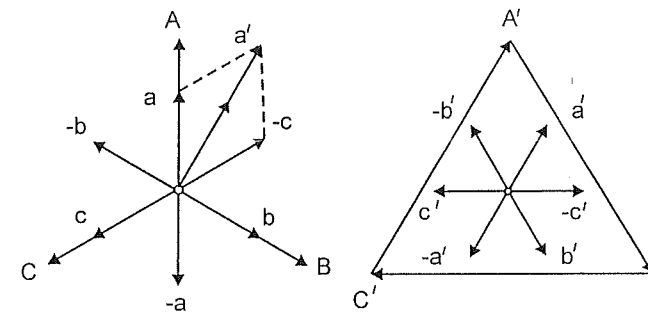
Слика 10.3

3) Претварање трофазног у дванаестофазни систем постиже се или спрезањем полунамотаја две суседне фазе са слике 10.4, узимајући одговарајући број навојака, или спрезањем намотаја два различита трансформатора, чији је један примар спрегнут у звезду, а други у троугао (сл. 10.5).

Сваки фазни напон на секундару померен је за $\frac{\pi}{6}$ од претходног фазног напона.



Слика 10.4



Слика 10.5

Шестофазни и дванаестофазни систем користе се у енергетским статичким претварачима, на пример код исправљача када је потребно да валовитост једносмерног напона буде што мања.

10.2. ТРОНАМОТАЈНИ ТРАНСФОРМАТОРИ

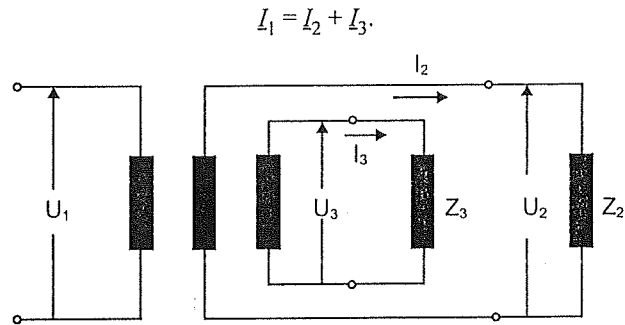
Ови трансформатори имају, осим примара и секундара и један намотај за пренос снаге (а не рецимо као терцијар за обезбеђење синусоидалног флукса при магнетезу (одељак 7.2.3) или сузбијање нултих напона (одељак 9.3.2)). У зависности од тога какав је смер преноса снаге, постоје трансформатори:

- са једним примаром и два секундара;
- са два примара и једним секундаром.

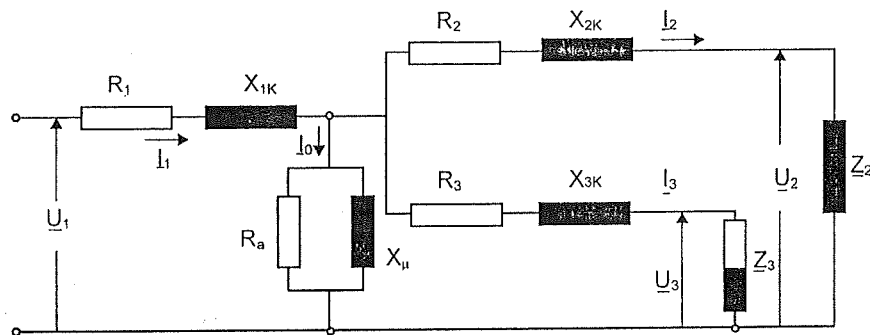
Ови трансформатори се постављају, најчешће, у разводна постројења са три различита напона (на пример 220, 110 и 35 kV) или у електране кад се спрежу два генератора истих или различитих напона са преносном мрежом преко једног блок-трансформатора.

Рад (оптерећење) индивидуалних намотаја треба да буде независно једно од другог: сваки систем намотаја се пројектује често за 100% S_n а некада један или два система намотаја за 70% S_n .

Анализираћемо тронамотајни трансформатор са два секундара (сл. 10.6), користећи уобичајену еквивалентну шему (сл. 10.7). Узимајући пренос трансформације $n = 1 : 1$ изоставиће се „примови“ на ознакама секундарних величина. Из шеме уз занемарење струје празног хода, произлази:



Слика 10.6



Слика 10.7

Фазорски дијаграм напона и струје приказан је на слици 10.8, и то само за напон \underline{U}_2 . Очигледно је да слична конструкција важи и за \underline{U}_3 .

Параметри $\{R, X_k\}$ за израчунавање падова напона добијају се или мерењем или рачуном, посматрајући све три могућности кратког споја; побуђен је један намотај (као примар), други је кратко спојен (као секундар), док је трећи отворен. Вредности импедансе кратког споја у функцији величина са шеме 10.7 дате су у табели 10.1.

Табела 10.1.

Редни број	Побуђен намотај	Краткоспојен намотај	Импеданса кратког споја
(1)	1	2	$Z_{k12} = R_{12} + jX_{12} = R_1 + R_2 + j(X_{1k} + X_{2k})$
(2)	1	3	$Z_{k13} = R_{13} + jX_{13} = R_1 + R_3 + j(X_{1k} + X_{3k})$
(3)	2	3	$Z_{k23} = R_{23} + jX_{23} = R_2 + R_3 + j(X_{2k} + X_{3k})$

Прва два мерења дају импедансе кратког споја сведене на примар а треће мерење на секундар, па се и оно мора свести на примар:

$$Z'_{k23} = Z_{k23} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2.$$

Пошто се мерењем добија R_{12}, X_{12}, \dots , параметри еквивалентне шеме морају се накнадно израчунати. То се ради међусобним изједначавањем, сукцесивно, реалних и имагинарних делова левих и десних страна наведене три једначине да би се потом ти делови на погодан начин комбиновали. Тако се добија за активне отпоре:

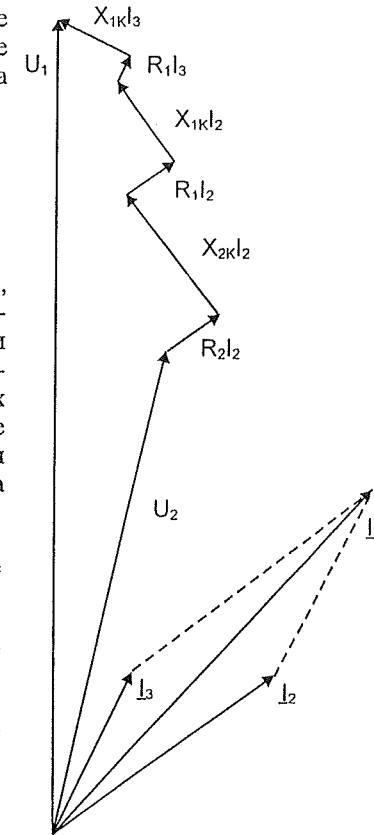
$$(1) + (2) - (3): 2R_1 + (R_2 + R_3) - (R_2 + R_3) = R_{12} + R_{13} - R'_{23}$$

$$(1) + (3) - (2): 2R_2 + (R_1 + R_3) - (R_1 + R_3) = R_{12} + R'_{23} - R_{13}$$

$$(2) + (3) - (1): 2R_3 + (R_1 + R_2) - (R_1 + R_2) = R_{13} + R'_{23} - R_{12}$$

Одатле је:

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= \frac{1}{2} [R_{12} + R_{13} - R'_{23}] \\ R_2 &= \frac{1}{2} [R_{12} + R'_{23} - R_{13}] \\ R_3 &= \frac{1}{2} [R_{13} + R'_{23} - R_{12}] \end{aligned} \right\} \quad (10.8)$$

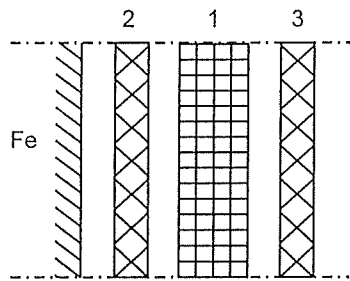


Слика 10.8

Сасвим слично се добијају и реактансе расипања са еквивалентне шеме (10.7):

$$\left. \begin{aligned} X_{1k} &= \frac{1}{2}[X_{12} + X_{13} - X'_{23}] \\ X_{2k} &= \frac{1}{2}[X_{12} + X'_{23} - X_{13}] \\ X_{3k} &= \frac{1}{2}[X_{13} + X'_{23} - X_{12}] \end{aligned} \right\} \quad (10.9)$$

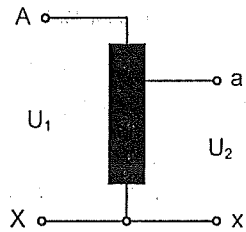
Сваки од ових параметара има три сабирка, од којих је један негативан. Сасвим је природно запитати се може ли тај негативан члан бити већи од збира друга два, па да буде $R_1 < 0$ и/или $X_1 < 0$. Могу се десити оба случаја. Негативна отпорност нема физичку интерпретацију и треба је схватити као математичку корисну фикцију. Друкчије стоји ствар са реактансама; познато је да међусобне индуктивности могу да буду и негативне. За конфигурацију представљену на слици 10.9 може се показати да је, коришћењем формуле (3.10) из поглавља 3 са све три комбинације из табеле 10.1 и релације (10.9), могуће постићи $X_{1k} < 0$, наравно под извесним (сасвим реалним) условима.



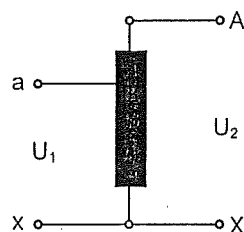
Слика 10.9

10.3. АУТОТРАНСФОРМАТОРИ

Они имају само један намотај са изводом. Може се сматрати да су примар и секундар физички (тј. галвански) сједињени, али да постоји високонапонска и нисконапонска страна. Већ према томе на којој је страни примарни напон, разликује се аутотрансформатор *спуштач* (сл. 10.10) и *подизач* напона (сл. 10.11). Као и код обичног трансформатора, кроз примарни намотај мора да пролази струја магнећења. Исто као и



Слика 10.10

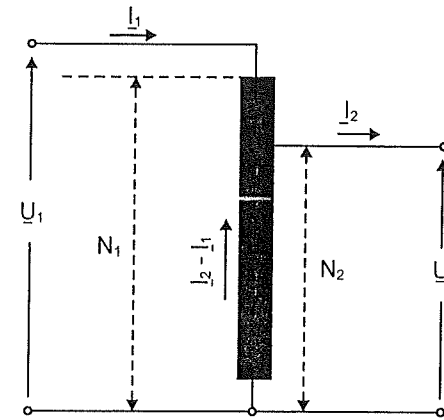


Слика 10.11

тамо, у сваком навојку индукује се електромоторна сила иста по величини, па је однос примарног и секундарног напона:

$$n = \frac{U_1}{U_2} = \frac{N_{AX}}{N_{ax}}$$

Према томе, аутотрансформатор је у много чему сличан обичном, двонамотајном трансформатору. Главна разлика је у томе што овде примар и секундар имају заједнички део, кроз који теку две компоненте струје (примарна и секундарна) са супротним смеровима.



Слика 10.12

Важе исти односи као код двонамотајног трансформатора (сл. 10.12) ако се занемари струја магнећења:

$$\begin{aligned} U_1 I_1 &= U_2 I_2 \\ \frac{U_1}{U_2} &= n \\ \frac{I_2}{I_1} &= n. \end{aligned}$$

За спуштач напона (сл. 10.12) важи закон једнакости ампернавојака:

(1) посматрајући контурне струје:

$$N_1 I_1 - N_2 I_2 = 0,$$

(2) посматрајући стварне струје и делове намотаја:

$$(N_1 - N_2) I_1 - N_2 (I_2 - I_1) = 0,$$

одакле је опет:

$$N_1 I_1 - N_2 I_2 = 0.$$

Код аутотрансформатора разликују се две (привидне) снаге: једна је она коју он преноси – преносна или *пролазна снага* ($S_p = U_1 I_1 = U_2 I_2$), а друга је она која одређује његову физичку величину, па и цену – *инсталисана или иијска снага*. За двонамотајни трансформатор су ове две снаге (по дефиницији) једнаке.

Да би се одредио однос те две снаге, поћи ће се од тога да је пролазна снага производ струје и напона (примара или секундара, свеједно); тако да је, дакле, двонамотајни трансформатор грађен за напон U_1 и струју I_1 (или: напон U_2 и струју I_2). Аутотрансформатор нема *два* намотаја, већ само два (повезана) *дела* намотаја. Посматра ли се горњи део намотаја на слици 10.12, са $(N_1 - N_2)$ навојака, може се закључити да је он предвиђен за део напона $(U_1 - U_2)$, тако да је његова типска (инсталисана) снага S_T :

$$S_T = (U_1 - U_2) I_1 = U_1 (1 - 1/n) I_1 = S_p (1 - 1/n).$$

Други део намотаја је направљен за напон U_2 и струју $(I_2 - I_1)$, па је његова типска (инсталисана) снага:

$$S_T = U_2 (I_2 - I_1) = U_2 I_2 (1 - 1/n) = S_p (1 - 1/n).$$

Добијен је исти резултат као за први део намотаја. Означавајући разлику $1 - 1/n = \alpha$, може се закључити:

$$\frac{S_T}{S_p} = \alpha.$$

Типска снага аутотрансформатора смањена је за фактор α у односу на двонамотајни. Теоријски, она је нула за $n = 1$ (тј. $U_1 = U_2$), јер тада кроз намотај нема струје па он и не би морао да постоји (у реалности мора, јер је струја магнетична, односно струја празног хода неопходна – без обзира на оптерећење). Највећа уштеда у типској снази постиже се, дакле, за односе n блиске 1, па се аутотрансформатори обично не праве за $n > 2$.

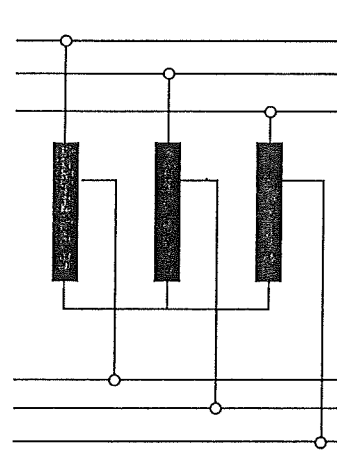
Због уштеде која се постиже, друго име за овај уређај је „трансформатор у штедном споју“ (*Spartrafo*).

Разлика између пролазне и типске снаге не преноси се преко језгра: она је чисто електрична, и из примарне прелази на секундарну страну захваљујући електричном споју, тј. контакту. Због мање масе гвожђа и бакра јасно је да ће губици у гвожђу и бакру бити мањи. Како се степен искоришћења η рачуна у односу на пролазну снагу, он има врло високе вредности. Добитак у цени и запремини, као и у степену искоришћења, мора се нечим „платити“. Слабе стране аутотрансформатора су:

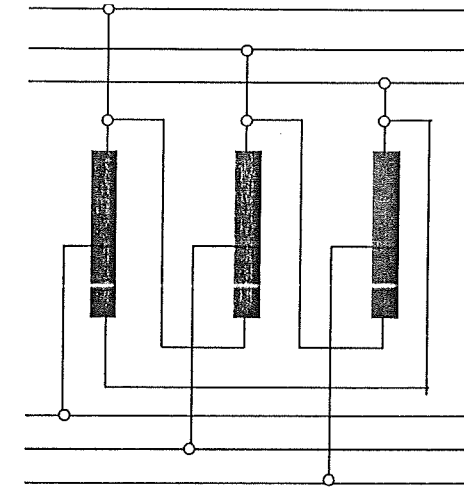
- (1) изгубљена изолација између примарног и секундарног кола;
- (2) оштрији пренос пренапона са високонапонске стране на нисконапонску због галванског споја;
- (3) много мања реактанса расипања (што се може и физички схватити), а то има две важне последице:
 - струја кратког споја је већа и механичке силе том приликом су много значајније, те сама конструкција мора да буде ојачана;

— пад напона је мањи, што је често повољно (за старт великих асинхронних мотора).

Трофазни аутоирансформатори, чак и за врло велике снаге, често се праве и примењују (сл. 10.13). Ту је спрега Y , при чему је потребан и један терцијар везан у троугао да би и фазни напони били синусоидални. Могућа је и спрега у троугао (сл. 10.14), а и друге спрегне (на пример, цик-цак).



Слика 10.13



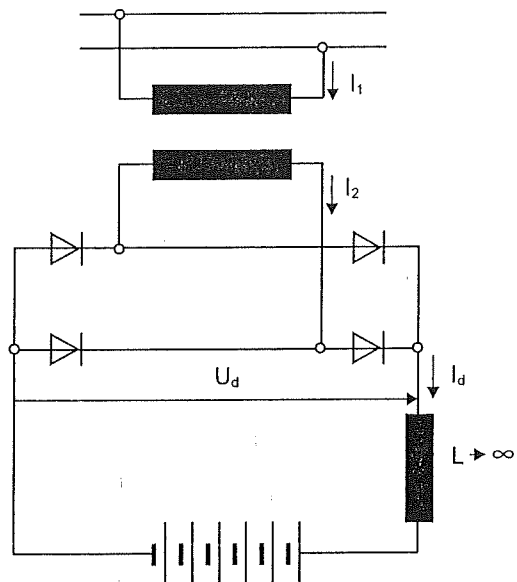
Слика 10.14

10.4. ТРАНСФОРМАТОРИ ЗА СТАТИЧКЕ ЕНЕРГЕТСКЕ ПРЕТВАРАЧЕ

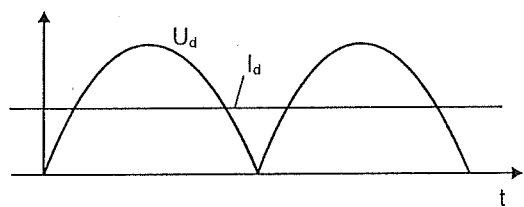
Ови трансформатори могу имати разне снаге (од реда W до реда MW), разни број фаза (1, 2, 3, ...), различиту па и променљиву фреквенцију. Њихова главна карактеристика је да им напони и/или струје обично нису синусоидални. Код неких од њих може постојати једносмерна компонента струје која доводи језгро у zasiћење.

Типска (или инсталисана) снага им јако варира у функцији спрегне диода, односно тиристора (детаљно проучавање превазилази захтеве овог предмета). Стога ће се овде говорити само уопштено уз понеки пример.

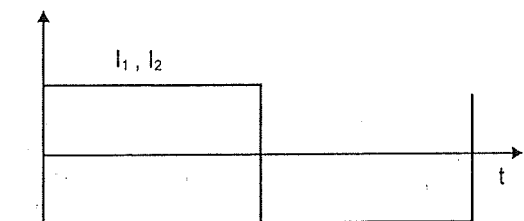
Трансформатор једнофазног исправљача за пуњење акумулатора (сл. 10.15), који у колу једносмерне струје има врло велику пригушницу ($L \rightarrow \infty$), имаће у примару и у секундару струје облика као на слици 10.16, где су приказане и величине на једносмерној страни. Занемарена је комутација, у којој важну улогу игра реактанса расипања трансформатора.



Слика 10.15

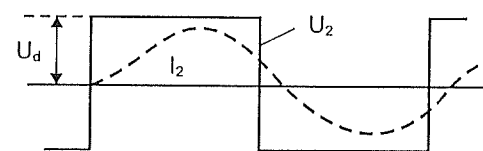
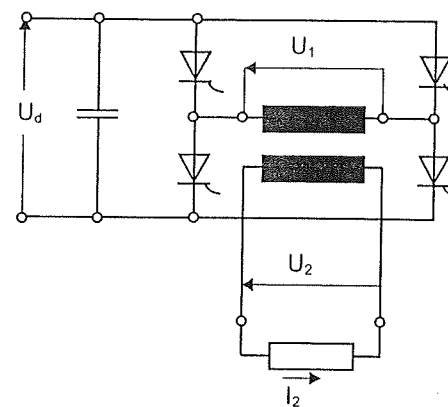


Слика 10.16

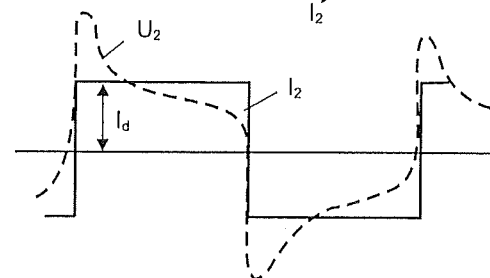
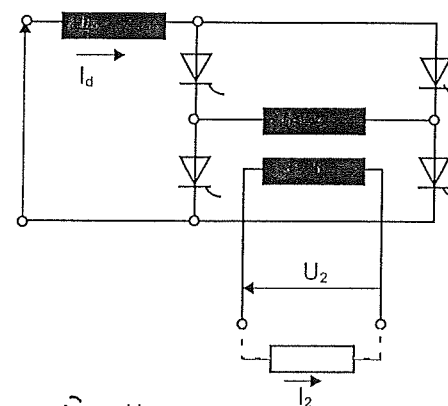


Виши хармоници струје оптерећења немају већи значај за трансформатор – једино му повишавају температуру јер је ефективна вредност струје са слике 10.16 $\frac{4}{\pi}$ пута већа од основног (првог) хармоника.

Трансформатори за независне инверторе који се раде у две варијанте: *напонски* (сл. 10.17) и *струјни* (сл. 10.18) имају и струју и напон изобличене у највећој мери, што је и показано у оквиру истих слика. У првом случају, напон U_2 је правоугаони, а у другом таква је струја I_2 ;



Слика 10.17



Слика 10.18

облик струје I_2 у првом и напона U_2 у другом случају одређују тип и величина оптерећења. Изобличење криве напона има за последицу повећање губитака у гвожђу, као и још изобличенију струју магнетноћа него кад је напон синусоидалан.

Важно је да је код независних инвертора фреквенција произвољна, и она се одређује фреквенцијом паљења тиристора. Повећана фреквенција има за последицу повећање губитака у гвожђу, јачу израженост скин-ефекта у проводницима, па према томе и повећање губитака у баку; загревање услед овог повећања представља главну препреку за свако изразито повећање радне фреквенције.

Неколико датих примера довољно је да се извуку основни закључци о трансформаторима за статичке енергетске претвараоче:

- режим рада па и сами трансформатори су различити;

- облици струје и напона су такође разнолики и нестандартни, те је и прорачун – конструисање ових трансформатора – специфичан.

У овом одељку могло се говорити и о сасвим малим трансформаторима за пренос сигнала, импулса различитог облика итд., али то излази из оквира овог предмета.

10.5. ТРАНСФОРМАТОРИ СА ИЗВОДИМА

Често је потребно да се однос трансформације мења, што се технички изводи променом броја навојака једног намотаја.

10.5.1. ОБЛАСТ ПРИМЕНЕ

Промена броја навојака, односно мењање извода врши се поглавито:

- код напајања електролучних пећи, где су у току једног циклуса топљења челика или редукције руде потребни врло различити напони;
- у електроенергетским системима, поготову у развијеним (великим) мрежама, где се захтева да напон на месту потрошње буде у прописаним границама – што се иначе не би могло постићи због падова напона који се знатно мењају са степеном оптерећења.

10.5.2. МЕЊАЊЕ ИЗВОДА У БЕЗНАПОНСКОМ СТАЊУ И ПОД ОПТЕРЕЋЕЊЕМ

Изводи се бирају или у безнапонском стању (примар одвојен од мреже) или под оптерећењем, што је знатно сложеније за извођење јер се струја не сме прекидати, нити два суседна навојка (или групе навојака) директно спојити: у њима би тада текла струја кратког споја.

Ипак се може генерално рећи да се промена извода код пећних трансформатора врши најчешће у безнапонском стању, пошто то допушта технолошки процес: топлотна енергија акумулисана у шаржи не допушта да за кратко време – од неколико десетина секунди (па и минута) дође до стврдњавања шарже и хаварије, а само време промене извода је занемарљиво у односу на трајање циклуса, те незнатно утиче на производност.

С друге стране, трансформатори у енергетском систему се много чешће регулишу под оптерећењем да не би дошло до поремећаја прекидом напајања.

10.5.3. ТЕХНИКА МЕЊАЊА ИЗВОДА ПОД ОПТЕРЕЋЕЊЕМ

Током мењања, за једно кратко време, између два навојка (или групе навојака) уметне се *ошторник* или *пригушница*. Незгодна страна отпорника је појава губитака енергије ($R I^2$), док је употреба пригушнице ограничена на ону вредност напона навојка који се може безбедно прекинути, јер индуктивност подржава лук и отежава прекидање. Отуда опште правило:

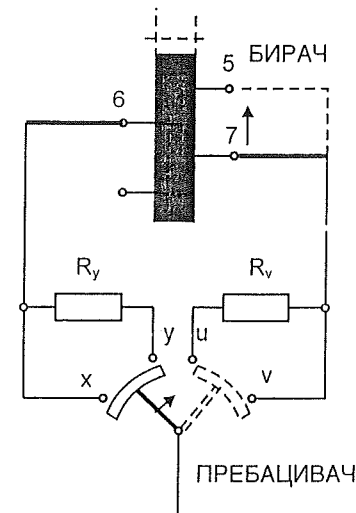
– *пребацивач са пригушницом* користи се на нисконапонској страни, јер може да прекида и веће струје;

– *пребацивач с оштором* ставља се на висконапонску страну, јер је способан да прекида и већи напон.

Данас се уместо механичких контаката примењују и *тиристор*и (у антипаралелној спрези), али је то још увек скупо решење, мада такав пребацивач превазилази својом брзином рада механички пребацивач, коме за једну операцију пребацивања треба око 5 s.

На слици 10.19 приказана је једна од *техника пребацивања (ASEA)*. Бирач извода био је у положају 7, сада је у положају 6 и треба да пређе у положај 5 (то крајње стање је обележено испрекиданим линијама). Редослед је:

- померање бирача (без оптерећења) из 7 у 5;
- померање пребацивача у положај u ; сада су оба извода 5 и 6 укључена и међусобно спојена преко отпорника $R_y + R_v$;
- долазак пребацивача у крајњи десни положај, при чему је веза остварена најпре преко R_v , а затим је он прекраћен.



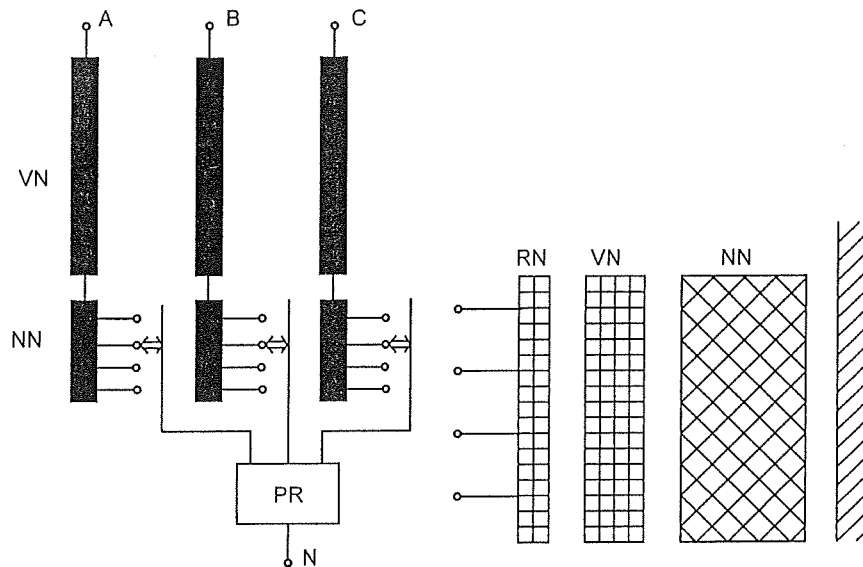
Слика 10.19

10.5.4. ЕЛЕКТРИЧНИ И ГЕОМЕТРИЈСКИ ПОЛОЖАЈ НАВОЈАКА ЗА ПОДЕШАВАЊЕ („РЕГУЛАЦИЈУ“) НАПОНА

Овај положај се може применити и на нисконапонски и на висконапонски намотај. Најчешће се бира *висконапонски* намотај због мање струје па је и читав склоп за пребацивање мањи.

Ако је веза Y , логично је да се узму навојци за додавање у *звездишту*, где је напон у односу на земљу најмањи; осим тога, може се применити *један* трофазни пребацивач (PR на слици 10.20). Посебан је проблем промена извода на аутотрансформаторима; на пример ако се то ради у звездишту, мењају се N_1 и N_2 , па је ефекат на промене напона мали.

Што се тиче геометријског распореда, ту се осим о изолованости мора водити рачуна и о томе да једнакост ампернавојака буде сачувана дуж целог (цилиндричног) намотаја у што већој мери. Зато се „регула-



Слика 10.20

Слика 10.21

циони навојци“ (RN на сл. 10.21) смештају у засебан цилиндар који се простире целом висином језгра. Изводе је лако сместити по приступачној површини RN. У случају врло високог напона главни део високонапонског намотаја је споља, и то због лакшег изоловања. (Потребан је само један шири канал.)

10.5.5. ПРОМЕНА РЕАКТАНСЕ РАСИПАЊА

Расподела расутог флукса, па и укупна реактанса расипања, зависи од употребљеног извода јер се мењају висина намотаја и број навојака (X_k је сразмерно са N^2 а обрнуто сразмерно са h). Као што је раније показано, при паралелном раду ово може да има значаја због промене напона кратког споја.

10.5.6. АУТОМАТСКИ БИРАЧИ ИЗВОДА

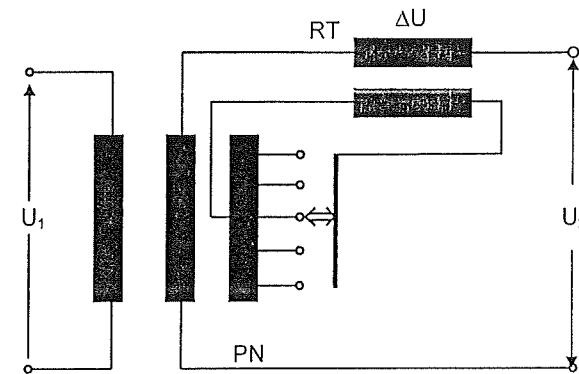
Ови бирачи се често израђују, а засновани су на дигиталној, микропроцесорској техници. Строго узев, аутоматика за командовање бирачем извода не спада у опрему трансформатора, већ у управљање електроенергетским системом. Циљ није једноставно одржавање минималног напона (што је важно само на крајњем месту), већ напона у различитим тачакама у мрежи. Под одређеним условима могу да се захтевају различити напони.

10.5.7. ОПСЕГ РЕГУЛАЦИЈЕ

За мање трансформаторе је до $\pm 5\%$, за веће до $\pm 15\%$, у скоковима за мање трансформаторе $2 \times 2,5\%$ а за веће трансформаторе 1% , $1,5\%$, 2% .

10.6. ДОПУНСКИ ТРАНСФОРМАТОРИ

Ови трансформатори се називају и *регни* трансформатори (*Booster Transformers*), по начину везивања у коло (сл. 10.22). Сврха им је иста као и код трансформатора са изводима – подешавање („регулација“) секундарног напона. Примар се напаја из посебног намотаја PN главног трансформатора који има изводе. Тако је избегнута директна веза са високим напонем, а и финоћа регулације је побољшана: $U'_2 = U_2 \pm \Delta U$.



Слика 10.22

10.7. МЕРНИ ТРАНСФОРМАТОРИ

Ови трансформатори се обрађују у другим предметима (електрична мерења, електране и разводна постројења), тако да ће овде бити дати само главни аспекти који се лако извлаче као закључци из ранијих излагања.

10.7.1. НАПОНСКИ ТРАНСФОРМАТОРИ

Пошто је сврха ових мерних уређаја да што верније, тј. са што мањом грешком, пренесе и амплитуду и фазу примарног напона, подсетићемо се на израз за пад напона (једначина 4.20). Он је утолико мањи, уколико је:

- оптерећење, односно струја која се троши на секундару мања – тј. напонски трансформатор треба да буде релативно *слабо оптерећен*;
- реактанса кратког споја и активни отпори намотаја треба да су што мањи, тј. *расипање и густина струје* треба да су што мањи;
- није безначајан ни утицај струје празног хода, па *не треба бирајти индукцију близу засићења* (не прелази се обично 0,8 Т), а узимају се *квалитетни лимови*, тако да губици снаге, односно активна компонента струје празног хода није већа од најнужније величине.

10.7.2. СТРУЈНИ ТРАНСФОРМАТОРИ

Досад посматрани енергетски трансформатори, а и напонски мерни трансформатор, прикључују се на приближно константан примарни напон ($U_1 \approx \text{const.}$). Овај се трансформатор, међутим, везује редно; за њега је главна примарна величина струја I_1 , која много варира у зависности од оптерећења. Подсетићемо се основног закона о једнакости ампернавојака идеалног аутотрансформатора (једначина 3.4). Код реалног трансформатора ову једнакост највише омета струја магнетеза; да би важио однос $i_1 : i_2 = N_2 : N_1$, намећу се следеће смернице за конструкцију:

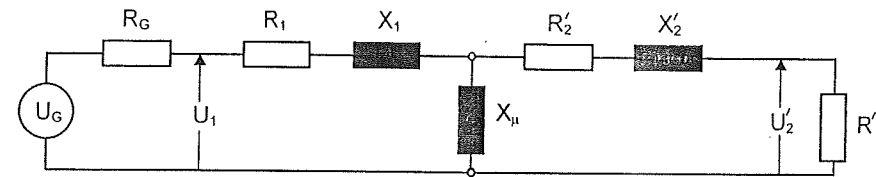
- узимају се специјални квалитетни магнетски материјали *високе пермеабилности* μ и ради се са *врло слабом магнетском индукцијом* (0,05 до 0,30 Т);
- не ремети се коло у које се ставља струјни трансформатор, напон на примару треба да буде што мањи; како је и струја и на примару и на секундару одређена (унапред задата), ово се своди на $Z_2 = \text{min}$, тј. *активан отпор и индуктивност* оптерећења секундарног кола, укључујући индуктивност расипања, *треба да буду што мањи* или, што је исто, *оптерећење треба да буде што мање* (тежи се кратком споју).

10.8. ТРАНСФОРМАТОРИ ЗА ШИРОКИ ОПСЕГ ФРЕКВЕНЦИЈА

Ови трансформатори су били поменути у одељку 10.4 када се говорило о енергетским претварачима. Овде ћемо приказати једну специјалну примену – излазни трансформатори у *аудио-појачавачима*, где ће се видети да се за један исти објекат примењују различите еквивалентне шеме.

Општа шема за све фреквенције дата је на слици 10.23. Извор тонске фреквенције има напон U_G , унутрашњи отпор R_G , а оптерећење је активни отпорник R . Ради лакше анализе, у грани магнетеза занемарена је активна отпорност.

Да би се у грубим цртама добиле две основне карактеристике аудио-трансформатора, а то су *амплитудна* (U'_2/U_G) и *фазна* ($\varphi_2 - \varphi_1 = \varphi$)

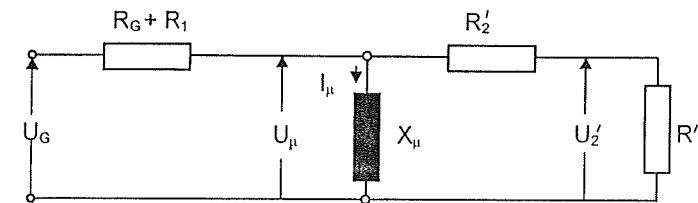


Слика 10.23

карактеристика у функцији фреквенције, она се дели у три опсега; ниска, средња и висока фреквенција. За сваку од њих даће се упрошћене еквивалентне шеме које омогућавају анализу без тешкоћа.

(1) *Ниска фреквенција*. – Ако је ω мало, онда су и расипне реактансе $X = \omega L$ мале спрам активних отпорности које су на ред са њима везане, па се смеју занемарити; реактанса X_μ , која је паралелно везана, долази тим више до изражаја, јер је струја у оточној грани $U_\mu/(\omega L_\mu)$ велика и ствара сразмерно велики пад напона на $R_G + R_1$.

Еквивалентна шема има облик као на слици 10.24.



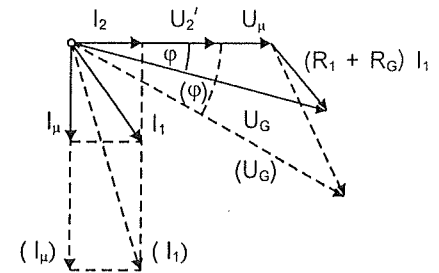
Слика 10.24

Да би се лако нацртао фазорски дијаграм, треба поћи од напона U_μ ; напон U'_2 је у фази са њим, а по величини смањен у сразмери $\frac{R'}{R'_2 + R'}$. Струја I_μ је са њим у квадратури, и њена амплитуда расте кад

фреквенција опада. На слици 10.25 нацртани су ови искази и то за *вишу* фреквенцију пуним, а за *нишу* фреквенцију испрекиданим линијама. Приказане су још струје $I_1 = I_2 + I_\mu$ и напон $U_G = U_\mu (R_1 + R_G) I_1$. На основу овог фазорског дијаграма може се закључити:

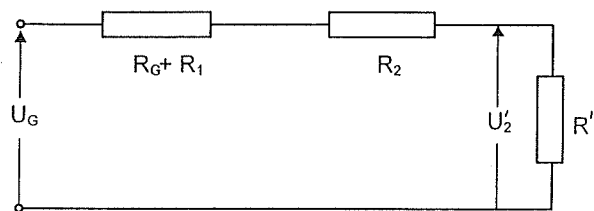
– напон U'_2 предњачи испред U_G (φ је негативно), и то тим више што је фреквенција нижа и

– однос U'_2/U_G опада са смањњем фреквенције.



Слика 10.25

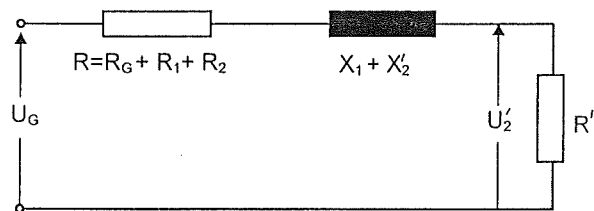
(2) *Средња фреквенција.* – Код малих трансформатора, какви су ови, долази у обзир шема као код енергетских – али се може и даље упростити, јер су активне отпорности, поготову $R_G + R_1$, много веће (још увек) од реактанси расипања. Шема (сл. 10.26) не садржи реактансе зависне од фреквенције, па се однос напона U'_2/U_G , ни фазни став (који је сада нула) не мењају.



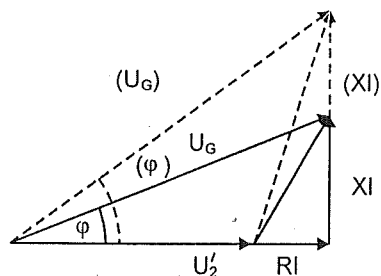
Слика 10.26

(3) *Висока фреквенција.* – Сада $X = \omega L$ има велику вредност, и то тим већу, што је фреквенција већа. Шема (сл. 10.27) сасвим личи на шему енергетског трансформатора, па и фазорски дијаграм одговара оном из поглавља 4, слика 4.10, с тим да је $\varphi = 0$. Како фреквенција расте, тако се повећава катета XI троугла кратког споја. На слици 10.28 види се да:

- напон U'_2 заостаје иза U_1 , што значи да је φ позитивно, и то тим више што је фреквенција виша;
- U'_2/U_1 опада кад фреквенција расте.

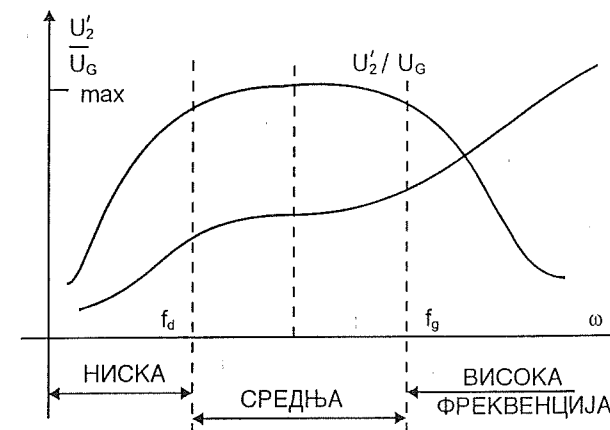


Слика 10.27



Слика 10.28

На основу ових приближних разматрања нацртане су обе фреквентне карактеристике за целокупни фреквентни опсег (сл. 10.29).



Слика 10.29

Квалитет аудио-појачавача директно зависи од фреквенција f_d и f_g .

10.9. СУВИ ТРАНСФОРМАТОРИ

Мали трансформатори, код којих проблем загревања практично не постоји, увек се праве као суви, са ваздушним хлађењем. Међутим, и трансформатори средњих снага (до 10 MVA, 35 kV) раде се као суви. Одлике су им:

- квалитетнија изолација, тако да се могу достићи знатно више температуре намотаја него код уљних; класе изолације и пораст температуре θ [K] дати су у табели 5.1 у поглављу 5;
- применом одговарајућих материјала могу се начинити незапаљивим;
- отпорни су на влагу;
- не захтевају практично никакво одржавање;
- уштеда у простору је евидентна, нарочито за ниже напоне и конструкције без кућишта; лакше се уграђују (нема јаме за хаваријско изливање уља);
- мање су запремине и масе.

Што се тиче хлађења, најчешће су без кућишта, са природним хлађењем (AN) а кад су смештени у кућиште – кутију или „плашт“ – хлађење споља може бити природно или принудно (ANAN или ANAF), а употребљава се и херметички затворен суд са азотом изнутра (GNAN и GNAF).

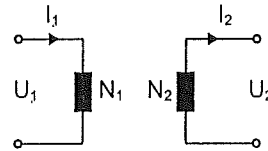
10.10. НУМЕРИЧКИ ПРИМЕРИ И ЗАДАЦИ

1. Једнофазни трансформатор $S_n = 2,2 \text{ kVA}$, $U_1/U_{02} = 220/110 \text{ V}$, $P_{Fe} = 20 \text{ W}$, $P_{Cun} = 100 \text{ W}$ повезан је као аутотрансформатор за напоне $U_{1a}/U_{2a} = 330/110 \text{ V}$. Израчунати:

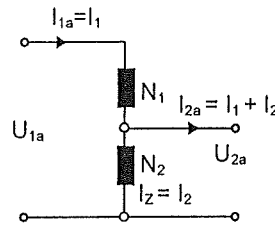
- а) пролазну снагу трансформатора;
- б) струју примара, секундара и у заједничкој грани аутотрансформатора;
- в) степен искоришћења снаге трансформатора и аутотрансформатора при пуном оптерећењу и $\cos \varphi = 1$;
- г) део снаге аутотрансформатора који се преноси са примара на секундар електричним путем;
- д) део снаге аутотрансформатора који се преноси електромагнетским путем.

Решења

а) $K_{TR} = n_{TR} = 2$; $K_{ATR} = n_{ATR} = n = 3$
 $S_{an} = S_n \frac{n}{n-1} = 2,2 \frac{3}{3-1} = 3,3 \text{ kVA}$



б) $I_{1a} = \frac{S_n}{U_{1a}} = \frac{3300}{330} = 10 \text{ A} = I_1$
 $I_{2a} = \frac{S_n}{U_{2a}} = \frac{3300}{110} = 30 \text{ A} = I_1 + I_2$
 $I_z = I_{2a} - I_{1a} = 30 - 10 = 20 \text{ A} = I_2$,



где су: I_1 и I_2 – струје трансформатора.

Слика 10.30

в) $\eta_{TR} = \frac{S_n \cos \varphi}{S_n \cos \varphi + P_{Fe} + P_{Cun}} = \frac{2200}{2200 + 20 + 100} = 94,83\%$

При истим напонима и струјама у поједним намотајима трансформатора и аутотрансформатора губици остају исти, па је:

$$\eta_{ATR} = \frac{S_{an} \cos \varphi}{S_{an} \cos \varphi + P_{Fe} + P_{Cun}} = \frac{3300}{3300 + 20 + 100} = 96,49\%$$

г) $S_{cl,a} = \frac{S_{na}}{n} = \frac{3300}{3} = 1,1 \text{ kVA}$

д)

$$S_{em,a} = S_{na} \left(1 - \frac{1}{n}\right) = 2,2 \text{ kVA}$$

2. Две индукционе пећи са фактором снаге $\cos \varphi = 0,707$ напајају се из трофазне мреже преко трансформатора у Скотовој спрези. Примарни напони су 10 kV а секундарни 100 V , површина пресека чистог гвожђа магнетског кола је 600 cm^2 , $f = 50 \text{ Hz}$.

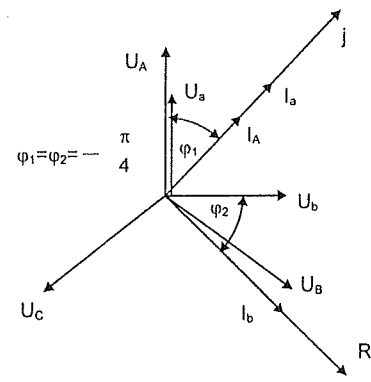
а) Израчунати бројеве навојака секундара и оба примара када се зна да је $B_m = 1,25 \text{ T}$.

б) Нацртати векторски дијаграм релативних струја фазних проводника примара:

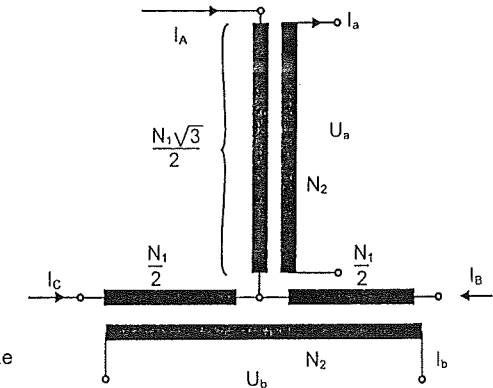
1. за једнака оптерећења;
2. када је прва пећ искључена;
3. када је друга пећ искључена.

Решења

а) Скотова спрега и одговарајући векторски дијаграм дати су на слици 10.31, с тим што је усвојено да је $I_a = jI$; $I_b = I$.



Слика 10.31



Слика 10.32

$$E_1 = 4,44 \cdot f \cdot B_m \cdot S_{Fe} = 4,44 \cdot 50 \cdot 1,25 \cdot 600 \cdot 10^{-4} = 16,65 \text{ V/нав}$$

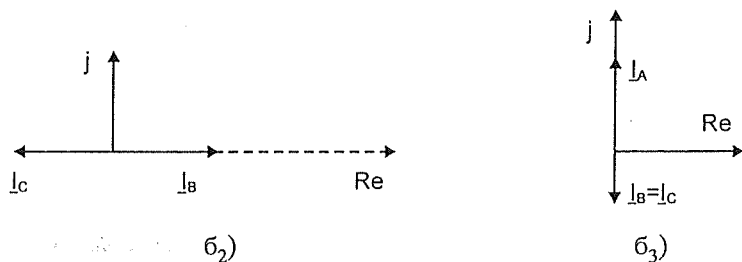
$$N_1 = \frac{U_{AC}}{E_1} = \frac{10000}{16,65} = 600; \quad N_1 \frac{\sqrt{3}}{2} = 520$$

$$N_2 = \frac{U_2}{U_1} N_1 = \frac{100}{10000} \cdot 600 = 6; \quad K = \frac{U_2}{U_1} = \frac{N_2}{N_1} = 0,01$$

$$\begin{aligned}
 \text{б}_1) \quad I_A &= \frac{2}{\sqrt{3}} K I_a = j \frac{2}{\sqrt{3}} K I, \quad \varphi_A = 90^\circ \\
 I_B &= -\frac{I_A}{2} + K I_b = \left(-\frac{j}{\sqrt{3}} + 1 \right) K I, \quad \varphi_B = -30^\circ \\
 I_C &= -\frac{I_A}{2} + K I_c = \left(-\frac{j}{\sqrt{3}} - 1 \right) K I, \quad \varphi_C = 210^\circ \\
 |I_A| &= |I_B| = |I_C| = \frac{2}{\sqrt{3}} K I
 \end{aligned}$$

$$\text{б}_2) \quad \left. \begin{aligned} I_a = 0 \\ I_b = I \end{aligned} \right\} \begin{aligned} I_A = 0 \\ I_B = K I \\ I_C = -K I \end{aligned} \quad \begin{aligned} \varphi_B = 0 \\ \varphi_C = 180^\circ \end{aligned}$$

$$\text{б}_3) \quad \left. \begin{aligned} I_a = jI \\ I_b = 0 \end{aligned} \right\} \begin{aligned} I_A = j \frac{2}{\sqrt{3}} K I \\ I_B = I_C = -j \frac{K}{\sqrt{3}} I \end{aligned} \quad \begin{aligned} \varphi_A = 90^\circ \\ \varphi_B = \varphi_C = -90^\circ \end{aligned}$$



Слика 10.33

3. Монофазни трансформатор има $N_1/N_2 = 330/240$. Превезан као аутотрансформатор, има секундар са 330 навојака. За колико пута ће се повећати устаљена струја кратког споја?

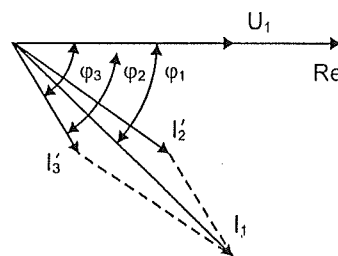
Решење
2,375

4. Тронамотајни трансформатор $U_1/U_2/U_3 = 110/20/10$ kV оптерећен је струјама $I_2 = 75$ A уз $\cos \varphi = 0,8$ ind и $I_3 = 100$ A уз $\cos \varphi = 0,6$ ind.

Израчунати струју примара, њен фактор снаге и нацртати векторски дијаграм струја.

Решења

$$\begin{aligned}
 n_{12} &= \frac{N_1}{N_2} = \frac{U_1}{U_2} = 5,5; \quad n_{13} = \frac{N_1}{N_3} = \frac{U_1}{U_3} = 11 \\
 I_1 &= \frac{1}{n_{12}} I_2 + \frac{1}{n_{13}} I_3 = \frac{2}{11} I_2 + \frac{1}{11} I_3 \\
 I_2 &= 75 (0,8 - j0,6) = (60 - j45) \text{ A} \\
 I_3 &= 100 (0,6 - j0,8) = (60 - j80) \text{ A} \\
 I_1 &= \frac{2}{11} (60 - j45) + \frac{1}{11} (60 - j80) = (16,4 - j15,4) \text{ A} \\
 I_1 &= 22,5 \text{ A} \quad \cos \varphi_1 = \frac{16,4}{22,5} = 0,729
 \end{aligned}$$



Слика 10.34

5. Тронамотајни трансформатор $S_n = 6,3$ MVA. $U_1 = 115$ kV, има намотаје са занемарљивим омским отпорима и напоне кратких спојева $u_{k12} = 10,5\%$, $u_{k13} = 17\%$ и $u_{k23} = 6\%$. Одредити омске вредности реактанси расипања.

Решења

$$X_1 = 225,7 \Omega; \quad X_2 = -5,25 \Omega; \quad X_3 = 131,2 \Omega$$

11. ПРИГУШНИЦЕ

11.1. ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕ

Пригушнице (калемови, соленоиди, реактори) имају широку примену у електроенергетици.

1) У колима *наизменичне струје за ограничење струје*, односно за заштиту од кратког споја, и то:

– за благо стартовање (ограничење струје и момента) асинхроних мотора;

– код лучних пећи за ограничење струје приликом додира електроде и шарже, као и за стабилнији рад лука;

– код „регулационих“ трансформатора за спречавање кратког споја међу навојцима при пребацивању извода (в. погл. 10, одељак 10.5.3), што се данас користи скоро искључиво у САД;

– код исправљача, на улазној страни, за ограничење струја кратког споја у току комутације и у случају квара.

2) У *енергетској електроници*, тј. код статичких енергетских претварача примењују се као *самостални филтри* или *компоненте филтера*, и то:

– у колима једносмерне струје за редуковање наизменичне компоненте струје („пеглање“);

– у колима наизменичне струје, у спречи са кондензаторима, као *редни* и *паралелни филтри* на принципу резонансе;

– у тиристорским колима са принудном комутацијом тиристора као *комутационе пригушнице*, кроз које протичу импулсне, врло јаке, тј. а краткотрајне струје, опет у комбинацији са кондензаторима.

3) У *електроенергетским системима*, тј. преносу електричне енергије:

– кад неутрална тачка није директно уземљена, она се често спаја са земљом преко пригушнице (Петерсенов калем);

– код каблова, који имају претежно капацитивну карактеристику – за њену делимичну компензацију;

– у великим постројењима за аутоматску компензацију реактивне снаге, заједно са кондензаторима и тиристорима – као делови филтара за поједине више хармонике или као средство за омогућавање континуалног регулисања, које је скопчано са тешкоћама ако се ради директно на кондензатору;

– у виду заситљивих пригушница за исту сврху (пре појаве тиристора ово је био једини начин континуалне компензације);

– као филтри у уређајима мрежне тонфреквентне команде (МТК) за управљање временом тарифе, за даљинска укључења и сл. у дистрибутивним системима.

4) У *електромоторним погонима* и другим применама електричне снаге:

– за подешавање наизменичног и једносмерног напона (ради промене брзине обртања и др.), у виду специјалних спрега са диодама – као „магнетски појачавачи“.

5) У *електричном осветљењу*:

– код флуоресцентних цеви за олакшавање паљења, у комбинацији са прекидачем – стартером.

6) У *телекомуникацијама*:

– код дугих ТТ-линија примењивале су се некад пригушнице за смањење слабљења сигнала, познате под називом Пупинови калемови.

7) У другим многобројним електричним и електронским колима са најразноврснијим функцијама.

11.2. КОНСТРУКЦИОНИ ОБЛИЦИ

Постоје:

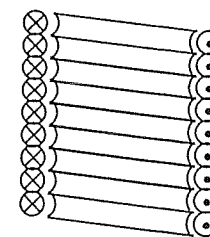
– ваздушне пригушнице, које немају гвоздено језгро и

– пригушнице са гвозденим језгром, које имају мањи или већи ваздушни процеп; овај се састоји од једног или више процепа у магнетском колу, који су везани на ред са становишта магнетског флукса.

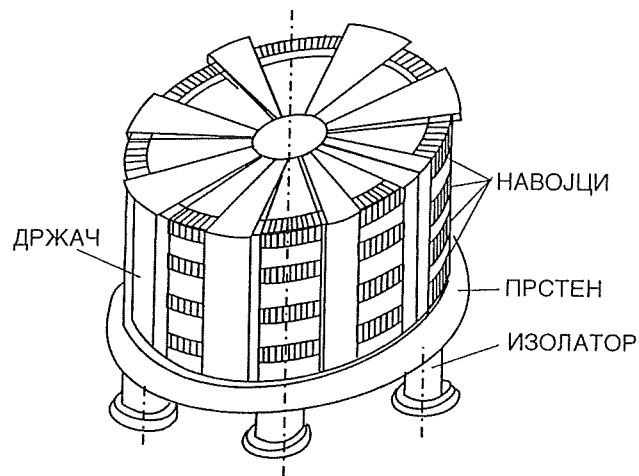
11.2.1. ВАЗДУШНЕ ПРИГУШНИЦЕ

Израђују се кад самоиндуктивност L треба да буде прецизна и непроменљива са струјом и временом. Кад им је снага релативно мала, праве се у облику *калема (соленоида)* од изоловане жице, пажљиво намотане на изолациони цилиндар са урезаним навојем (сл. 11.1). Ваздушне пригушнице за енергетске сврхе израђују се као намотаји монтирани на изолаторе, односно на бетонски прстен, а стегнути изолационим држачима (сл. 11.2). Хлађење је ваздушно, а сама пригушница је предвиђена за унутрашњу монтажу.

Сличне пригушнице се израђују и за уљно хлађење. Суд тада личи на трансформаторски (има ребра, дилатациони резервоар итд.), а пригушница се може поставити напоље.

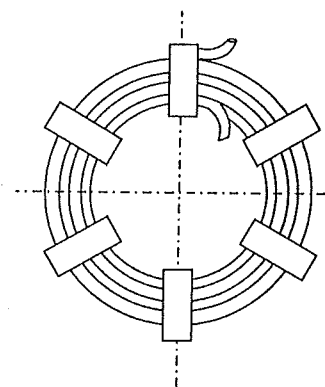


Слика 11.1

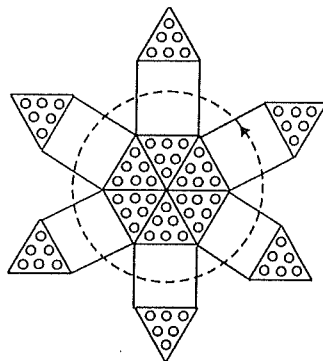
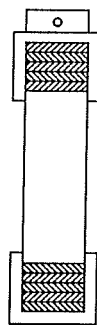


Слика 11.2

Постоје, разуме се, и други облици, на пример пригушница у облику диска (сл. 11.3) или пригушница састављена од више торуса са троугаоним пресеком (сл. 11.4).



Слика 11.3

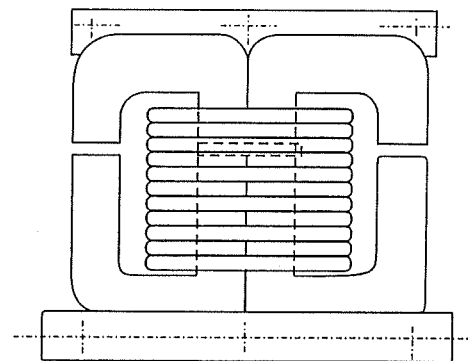


Слика 11.4

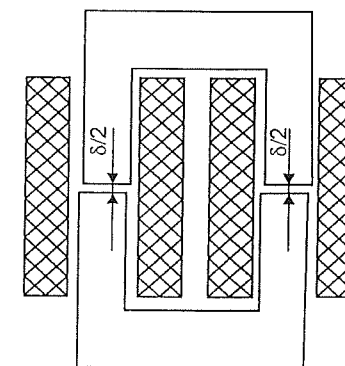
Један од проблема које треба решити код ваздушних пригушница јесте њихово механичко учвршћење. Оне морају да буду добро стегнуте или солидно заливане неком масом, да би се вибрације, које постоје услед наизменичних електромагнетских сила, свеле на минимум. Оне могу бити и опасне ако дође до резонансе.

11.2.2. ПРИГУШНИЦЕ СА ЈЕЗГРОМ

Праве се од трансформаторских лимова слично као једнофазни трансформатори – оклопљени (сл. 11.5) и са језгром (сл.11.6).



Слика 11.5

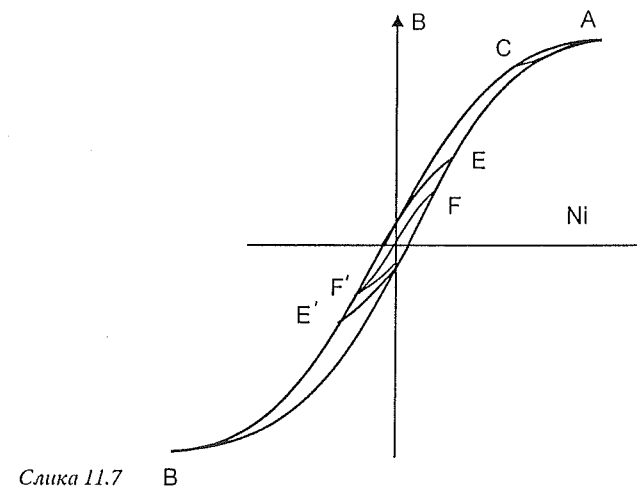


Слика 11.6

11.3. ПРОРАЧУН ПРИГУШНИЦА

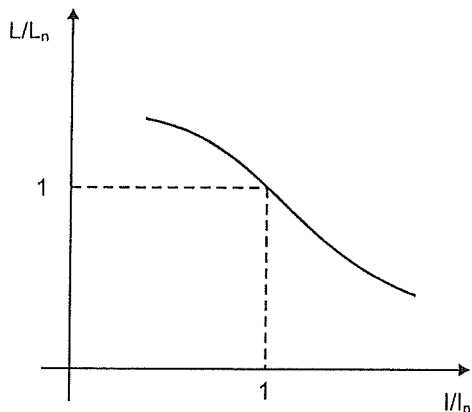
За одређене облике ваздушних пригушница постоје теоријске формуле, понекад са поправним емпијским коефицијентима, које се неће ни наводити, јер то излази из оквира овог курса.

Што се тиче пригушница са магнетским језгром, треба запазити да се самоиндуктивност L разликује за наизменичну и једносмерну струју. Код наизменичне струје радна тачка описује симетричну петљу АВ (сл.11.7), а код једносмерне петља је сведена на локални циклус АС. Очигледно да је средњи нагиб ове петље знатно мањи него код чисто наизменичне струје, поготову ако ова има исти интензитет као наиз-



Слика 11.7

зменична компонента у претходном случају, па описује петљу FF'. Другим речима, средња вредност пермеабилности μ јако зависи од i , а то се у истој мери односи и на L . На сл. 11.8 дат је општи изглед практичне криве зависности релативне вредности L/L_n за валовиту струју са једносмерном компонентом у зависности од релативне вредности I/I_n те једносмерне компоненте.



Слика 11.8

За оријентациони прорачун самоиндуктивности пригушнице са магнетским колом које има укупну дужину процепа δ и пресек S_{Fe} , врло често се потпуно занемарује магнетски отпор гвозденог дела ($\mu_{Fe} \rightarrow \infty$), тако да се користи формула:

$$L \approx \mu_0 N^2 \frac{S_{Fe}}{\delta}, \quad (11.1)$$

За тачније израчунавање морају се узети у обзир и магнетска отпорност гвозђа (која није стална) и повећање ефективног пресека у зони ваздушног процепа. Могу се, дакле, увести еквивалентни процеп δ' и стварна површина S . Како је $\delta' > \delta$ и $S > S_{Fe}$, њихов количник се мења много мање него свака од ових величина узетих посебно. Зато се формула (11.1) користи много, јер је упркос великим упрошћењима, добијени резултат често довољно тачан.

У формули (11.1), ако је задата индуктивност, изгледа да су слободне три величине. Постоји, међутим, ограничење због засићења,

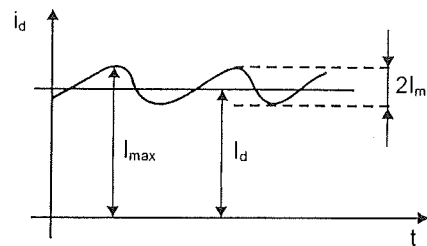
$$B_m = \mu_0 \frac{N I_{max}}{\delta} \quad (11.2)$$

(значење ознака видети на сл. 11.9). Слично као у прорачуну трансформатора, са задатим B_m и густином J , прилично тачно је одређен и пресек гвозђа, који у cm^2 износи:

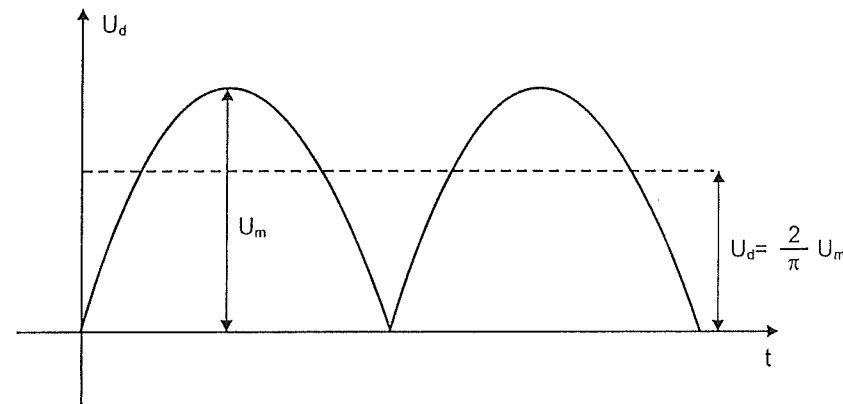
$$S_{Fe} = (0,6 \dots 0,7) \sqrt{S_p}, \quad (11.3)$$

где је: S_p – типска или конструкциона снага у VA, једнака типској снази еквивалентног трансформатора. Овде се морају узети у обзир следеће разлике:

- постоји један, а не два намотаја;
- фреквенција је врло ретко 50 Hz, а често је 100 или 300 Hz (код исправљача) или је врло променљива (код независних инвертора може и у kHz);
- наизменична компонента струје има вредност приближно једнаку ефективној вредности првог хармоника $I_1 \approx I_{m,n} / 2$;
- наизменична компонента напона, у случају једнофазног двоулсног диодног исправљача (Грецова спрега), има први хармоник (фреквенције 100 Hz) са максималном вредношћу $U_{1m} = \frac{2}{3} U_d$, односно ефективну вредност $U_1 = \frac{\sqrt{2}}{3} U_d$.



Слика 11.9



Слика 11.10

Ако се са β означи валовитост дефинисана са:

$$\beta = I_{m,n} / I_d$$

биће:

$$I_1 = \frac{I_{m,n}}{\sqrt{2}} = \beta \frac{I_d}{\sqrt{2}}$$

а струја у намотају:

$$I = \sqrt{I_d^2 + I_l^2} = I_d \sqrt{1 + \beta^2} / 2.$$

Задржавајући се само на једнофазном двоимпульсном диодном исправљачу, упоредићемо приближно запремине пригушнице и трансформатора с истим номиналним напонима и струјама, при чему треба уочити да се на пригушници налази практично само наизменична компонента напона.

Када се одбаци секундарни намотај трансформатора, навојни простор („прозор“) пригушнице је редукован на половину. Уз задржавање примарног намотаја као пригушнице, а уз исту индукцију, двострука фреквенција редукује пресек гвожђа на половину. Очигледно је да су линеарне димензије пригушнице исте „прорачунске“ снаге за 2 пута умањене у односу на еквивалентни трансформатор.

У сагласности са одељком 5.4, прорачунска снага пригушнице која има исте димензије као трансформатор четири пута је већи за исте густине флуksа и струје, док је по критеријуму истог загревања – што се најчешће узима као критичнији случај – само за 2.2 пута већа.

Изразимо сада номиналну снагу пригушнице, односно еквивалентног трансформатора помоћу једносмерних величина и валовитости:

$$S_p = \frac{I U_1}{2\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{1 + \hat{a}^2} / 2}{2\sqrt{2}} U_d I_d = 0,17 \sqrt{1 + \hat{a}^2} / 2 U_d I_d.$$

Слична формула изведена је у [9], и она показује колику привидну снагу има трансформатор за 50 Hz истих димензија.

Код оваквих пригушница могу се израчунати и на погодан начин измерити и остале карактеристике: губици у гвожђу, механичка напрезања, пренапони, а ако је пригушница потопљена у уље, још и температура уља и др.

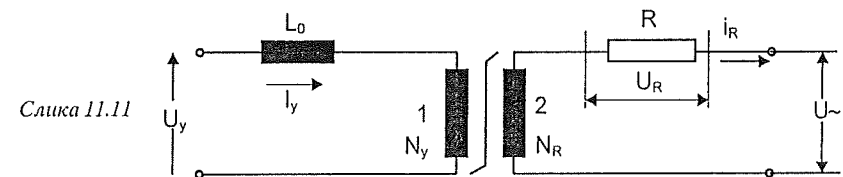
11.4. ЗАСИТЉИВЕ ПРИГУШНИЦЕ

Од заситљивих пригушница најважнији су магнетски појачавачи („трансдуктори“), који имају поред намотаја за наизменичну струју још један или више намотаја за управљачку струју која је једносмерна. Ова управљачка струја утиче на степен засићености магнетског језгра, тако да радна област СА (сл.11.7) има мањи или већи нагиб. „Динамичка“ самоиндуктивност може, дакле, да се мења у врло широким границама. На овај начин се може врло малом снагом управљати токовима велике снаге – зато и назив појачавач. Овакви магнетски појачавачи су пре појаве тиристора и енергетских транзистора играли улогу главних уп-

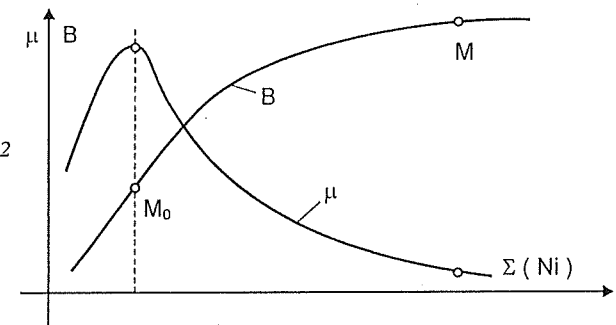
рављивих елемената у енергетској примени (електромоторни погони, електролизе, пуњење акумулатора и др.).

Најједноставнија шема представљена је на сл. 11.11. Заситљива пригушница има само једно језгро и два намотаја. Кроз намотај 1 пролази једносмерна струја I_y , која се назива *управљачка струја*, а кроз намотај 2 пролази наизменична или „радна“ струја i_R која потиче од извора наизменичног напона U_- . Ако се управљачка струја знатно појача, резултатни ампернавојци помериће радну тачку из положаја M_0 (сл. 11.12) дубоко у засићење, у тачку М. Пермеабилност μ са врло велике вредности опада на врло малу, и реактанса намотаја 2 у колу наизменичне струје јако опада а струја i_R много порасте. Друкчије речено, ако је $I_y = 0$, i_R биће врло мало, и једнако струји магнетеза пригушнице у незасићеном стању, док је за велику вредност ампернавојака $N_y I_y$ струја i_R , односно њена ефективна вредност I_R одређена изразом:

$$I_R = \frac{U_-}{\sqrt{R^2 + X^2}}.$$



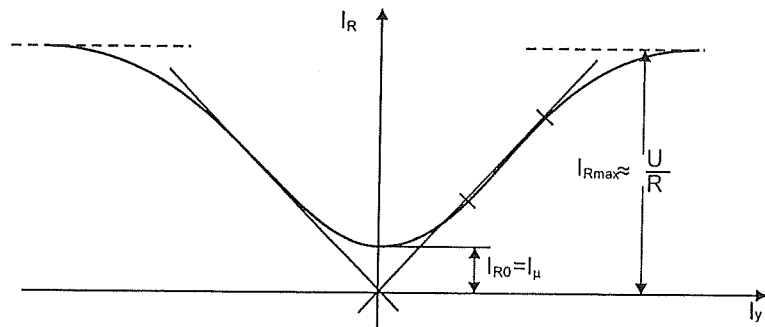
Слика 11.11



Слика 11.12

С обзиром на то да струја i_R може да буде јако изобличена, наведени израз важи за њен први хармоник. Из њега се лако закључује да је ефекат повећања I_R утолико јачи, уколико се залази дубље у засићење. Граница настаје кад постане $\mu = \mu_0$ (потпуни губитак феромагнетских особина) а флуks добије вредност практично једнаку флуксу расипања.

Карактер промене I_R са I_y приказан је на сл. 11.13.



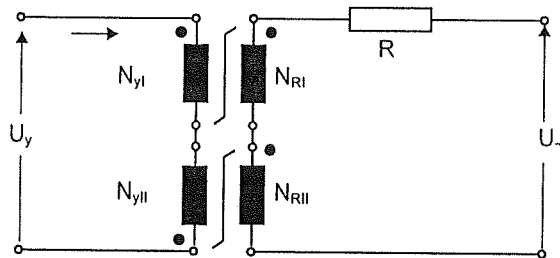
Слика 11.13

Проста шема на сл. 11.11 има следеће недостатке:

1) у управљачком намотају се индукују релативно велики напони са фреквенцијом извора напона U , па се наизменична компонента струје у управљачком колу мора ограничити уметањем пригушнице L_0 ;

2) линеарни део карактеристике на сл. 11.13, који је најважнији за примену, релативно је мали, а његов нагиб – тзв. струјно појачање $k_I = \Delta I_R / \Delta I_y$ – исувише је слаб.

За сузбијање наизменичне компоненте струје управљачког кола користи се конструкција појачавача са два једнака језгра, која имају исте намотаје за управљање ($N_{yI} = N_{yII}$) спрегнуте у опозицију (сл. 11.14), док се радни намотаји (такође је $N_{RI} = N_{RII}$) везују на ред, али у истом смеру. Очигледно је да ће резултантни наизменични напон у управљачком колу бити нула, па неће бити ни наизменичне компоненте струје.



Слика 11.14

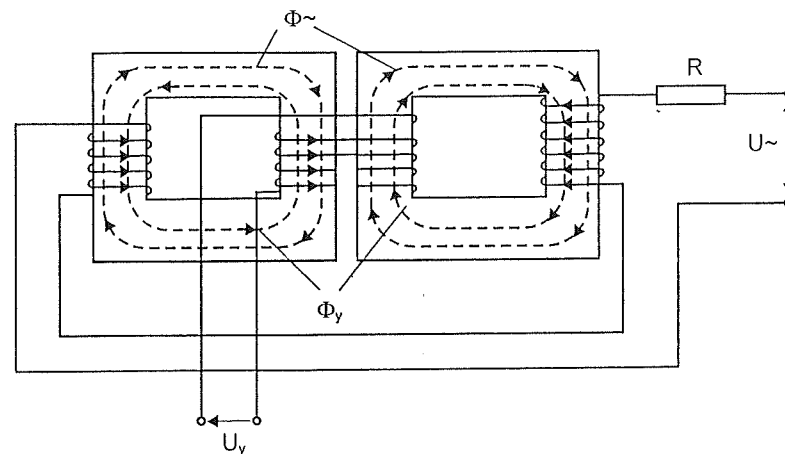
Исти ефекат се постиже конструкцијом на сл. 11.15, где је управљачки намотај заједнички, тако да се штеди у бакру. На сл. 11.16 дата је шема констелације са сл. 11.15.

За исправљање недостатка под (2) – малог струјног појачања – треба увести знатно већи број управљачких навојака N_y у односу на N_R .

Обично то није довољно, па се предузимају накнадне, много ефикасније мере, и то:

– увођење позитивне повратне везе струје I_R , која за ту сврху треба да се исправи и пропусти кроз посебне управљачке намотаје;

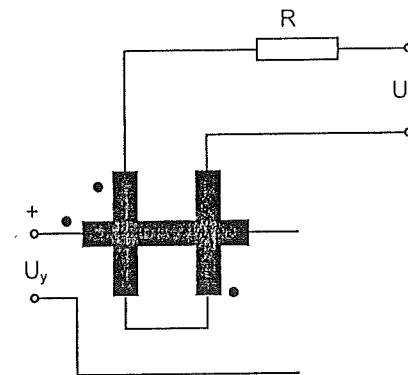
– увођење унутрашње повратне везе, где се користе постојећи радни намотаји и одређена веза диода која обезбеђује једносмерни флуks одговарајућег смера у сваком језгру, док се споља ти намотаји комбинују тако да напајају или наизменично или једносмерно оптерећење.



Слика 11.15

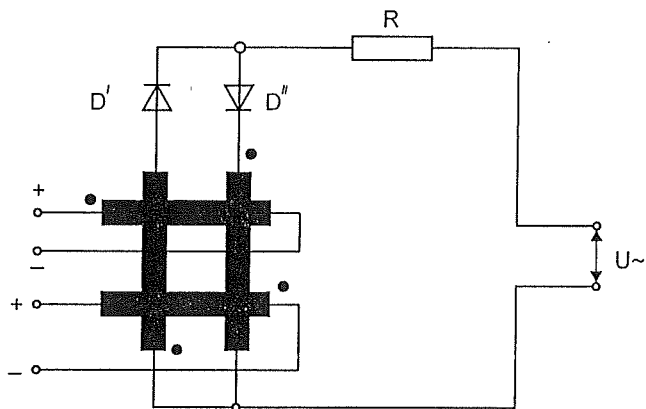
Са оваквим повратним везама могуће је повећати појачања од око 10 на више стотина, што зависи од броја навојака, а нарочито од квалитета лима. – Неопходан је још један, посебан намотај за *предмагњење*, чија је улога довођење радне тачке на право место.

На слици 11.17 дата је шема магнетског појачавача са унутрашњом повратном везом, наизменичним оптерећењем R и посебним управљачким намотајем за предмагњење. Она се разликује од шеме на сл. 11.16 најпре по томе што радни намотаји нису спрегнути редно, већ паралелно. Затим, исправљене струје (помоћу диода D' и D'') у радним намотајима обезбеђују једносмерну *мис* која има исти смер као и управљачка и пропорционална је оптерећењу. На сл. 11.18 нацртане су: крива 1 – при-

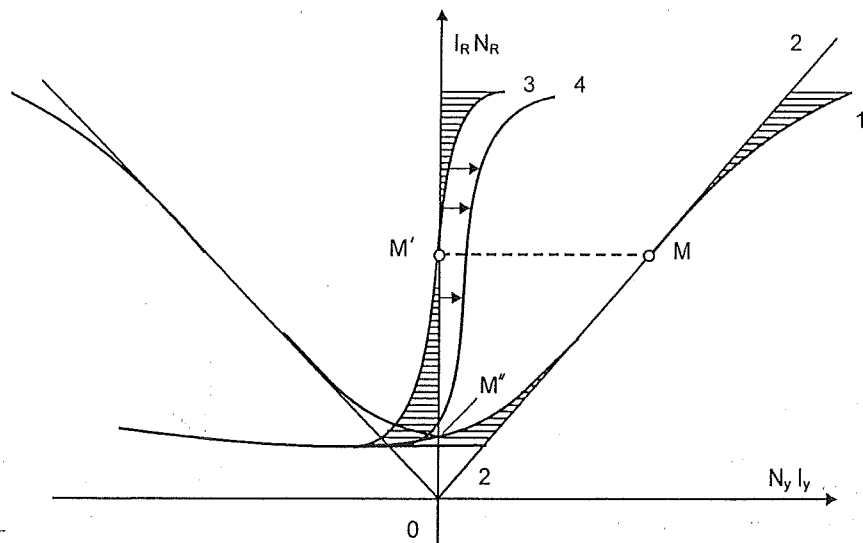


Слика 11.16

родна карактеристика без повратне везе, права 2 – $m \bar{i}$ с повратне везе, крива 3 – резултатна карактеристика, добијена сабирањем $m \bar{i}$ с кривих 1 и 2; коначно, крива 4 – представља карактеристику добијену померањем услед дејства предмагнећења, где треба уочити да је струја празног хода знатно редукована са вредности OM' на вредност OM'' .



Слика 11.17



Слика 11.18

Све у свему, постигнута је знатно већа стрмина, тј. појачање, са врло малом струјом празног хода.

Број управљачких намотаја може да буде произвољан (ограничен је само простором), а смер њиховог дејства може да буде позитиван и негативан. Зато је једна од примена магнетског појачавача и улога *суматјора* или *дејектјора грейске* када се он користи у колима аутоматског управљања.

12. ПРЕВЕНТИВА, ОДРЖАВАЊЕ И ЗАШТИТА

Трансформатор није довољно само набавити, монтирати и пустити га у погон. Потребно је обезбедити његов практично непрекидан рад, без (или са што мање) испада – дакле без кварова, јер би се тиме угрозило снабдевање потрошача. Зато трансформатор треба исправно одржавати, открити квар на време (док се није проширио и прерастао у хаварију), па чак и спречити његову појаву, дакле непрекидно, у одређеним интервалима времена вршити контролу и превентиву.

Ако се трансформатор правилно одржава и пази се колико се он оптерећује, трајаће неколико деценија. Трошкови одржавања нису занемарљиво мали; зато су они економски оправдани само за велике и највеће трансформаторе: опсег програма одржавања је сразмеран цени трансформатора. За мале трансформаторе обављају се само најнужнији послови, а најмањи се уопште не одржавају (немају уља) и третирају се такорећи као потрошни материјал.

12.1. КОНТРОЛА И ПРЕВЕНТИВА

Контролал у току експлоатације обухвата следеће поступке.

1) *Праћење оштерећења*. – Као што је показано у одељку 5.1.2, век трансформатора зависи од температуре и њеног трајања. Прописани су циклуси преоптерећења и његовог трајања. Зато се (визуелно или регистравањем) прате:

- струјно оптерећење;
- средња квадратна вредност струје за дуже временске интервале (постоје таква бројила);
- температура вреле тачке ϑ_{vt} (пошто је директно мерење неизводљиво, процена се изводи по поступку описаном у одељку 5.2.3);
- температура уља у горњем слоју.

2) *Контрола стања уља на терену*. – Ово је једна од најважнијих тачака програма одржавања. На старење и век уља утичу: концентрација влаге, присуство кисеоника и извесних катализатора (ту спада и бакар), а нарочито температура. Пошто уље има сложен и веома различит хемијски састав, многоструки су начини његове промене, као и реакције.

Редовна контрола уља (типични циклус: 6 месеци, а неке тачке једном годишње) обухвата:

- испитивање диелектричне чврстоће, која не сме да опадне испод прописане вредности;
- мерење фактора диелектричних губитака ($\text{tg } \delta$);
- скраћена хемијска анализа и
- садржај влаге.

Постоје два система: кад је уље у херметички затвореном суду, и када уље долази у додир са ваздухом. Суд трансформатора скоро увек има дилатациони резервоар. Услед дневних варијација оптерећења и околне температуре, уље се шири и скупља, а топле честице уља долазе у тај резервоар и на површини упијају влагу и кисеоник. Зато се у самом трансформатору употребљавају средства за дехидрацију, филтри и хемикалије за пречишћавање.

Последице хемијског старења уља су:

- нагомилавање влаге и киселина;
- опадање диелектричне чврстоће;
- формирање муљевитог талога.

У доњем делу суда је концентрација воде већа него у горњем. Према томе, узорак за испитивање узима се са дна пошто се прво одлије 50 l уља. Није ретко да се нађе вода у слободном стању. Поступке за отклањање воде прописао је произвођач или су дати стандардима.

3) *Зайиивеност суда*. – Контролише се визуелно – проверава се има ли трагова уља на спољној површини суда или на поду. Стање нивоа уља читава се на цеви која ради на принципу спојених судова.

4) *Исправност система за хлађење*. – Треба редовно контролисати да ли пумпе за уље, вентилатори, односно пумпе за воду раде исправно. Цеви, ребра и радијатори не смеју да буду покривени дебелим слојем прљавштине, а унутрашњи канали и цеви не смеју бити зачепљени.

5) *Дехидраџор*. – Треба контролисати да је увек у исправном стању, што се види по боји.

6) *Испитивање уља у лабораторији*. – Узорци узети из трансформатора испитују се у лабораторији, и то:

- њихове физичке, електричне и хемијске карактеристике;
- гасно-хроматографска анализа садржаја гасова растворених у уљу и
- течна хроматографија уља на деривате фурана као продукте старења целулозне изолације (новија метода).

7) *Контрола стања изолације намотаја*. – Мерења на изолацији обухватају:

- отпорност изолације;
- фактор диелектричних губитака $\text{tg } \delta$;
- капацитет и;
- индекс полимеризације, што је индикација одређених врста кварова и мера остарелости изолације.

8) *Контрола стања изолатора и контакација*. – И на проводним изолаторима се врше углавном иста испитивања као у претходној тачки (изолациони отпор и $\tan \delta$). Код трансформатора за спољну монтажу обавезно треба контролисати запрљаност изолатора.

Контрола стања споља видљивих контакта може се без додира вршити *термометром* који ради на принципу зрачења. Али, много је ефикасније помоћу *термовизије* – сложеног мерног система који обухвата више апарата с електронском обрадом температурне слике (камера, телевизијско разлагање, екран осцилоскопа и др.), тако да се на основу колор-фотографије може добити слика температурног поља са великом резолуцијом. Дијагноза је олакшана ако постоје два једнака дела или више делова површине која би под истим условима имали исту температуру. То је обично случај са три изолатора; ако се открије да се један од њих греје јаче од друга два, онда се са великом сигурношћу може закључити да је један од његових контаката (спољашњи или унутрашњи) разлабављен.

9) *Исправност уземљења*. – Неопходно је да отпорност уземљења буде у прописаним границама – због безбедности људи, а и ако је звездите уземљено па струје нултог реда пролазе кроз уземљење.

10) *Исправност мерне апаратуре*. – Врло је корисно у редовним временским размацима проконтролисати да ли су сви инструменти исправни, нарочито они важни за безбедност рада трансформатора.

11) *Контрола односа преображаја, струје празног хода, мерење отпорности*. – Предузимају се само ако се сумња на неки већи квар, а за веће трансформаторе, по правилу, током значајнијих интервенција.

12.2. РАДОВИ НА ОДРЖАВАЊУ

1) *Кондиционирање уља*. – Ако су резултати испитивања уља на терену неповољни, приступа се филтрирању, сушењу, а у крајњем случају и замени комплетног уља. То се врши на терену.

2) *Сушење трансформатора на терену*. – Ако се интервенише на лицу места, обично је потребно сушење трансформатора, и то што потпуније, слично оном које се врши у фабрици (грејање у вакуумским електричним пећима). На терену намотаји остају у суду, из којег је евакуисано уље, и струјом се греју до потребне температуре.

Понекад је практично да се кроз намотаје протерује загрејано, филтрирано и исушено уље, које одузима влагу од намотаја. Ако су филтри од хартије, треба их често мењати како би се одстранило што више влаге. Овај поступак је нарочито препоручљив ако је влага продрла споља услед квара неког заптивача: тада трансформатор чак и не мора да се искључи из погона.

3) *Ремонт бирача извода*. – Ако се приликом прегледа бирача приметити да су контакти прљави или истрошени, треба их очистити, односно заменити.

4) *Защитна површине суда*. – Суд трансформатора за спољну монтажу обично је од челичног лима, што захтева врло добру заштиту – првокласну лак-боју или галванизацију са одговарајућом подлогом. У зависности од влаге, изложености киши и уопште атмосфери, ову површинску заштиту треба обновљати у крајним или дужим временским интервалима, и то местимично или потпуно.

5) *Отклањање кварова на помоћној опреми*. – Уколико се констатује да постоји неки квар на систему уљних пумпи, укључујући индикаторе протока или контакте за аларм, или на систему вентилатора, мора се интервенисати и квар отклонити. Да ли је нужна хитност, зависи од многих околности. Ако је важно да се оптерећење не искључи, за неко време ће можда бити довољно да се оно редукује; а ако има више вентилатора – искључење једног од њих ће имати сасвим мале последице на загревање.

12.3. ДЕТЕКЦИЈА И СИГНАЛИЗАЦИЈА КВАРОВА

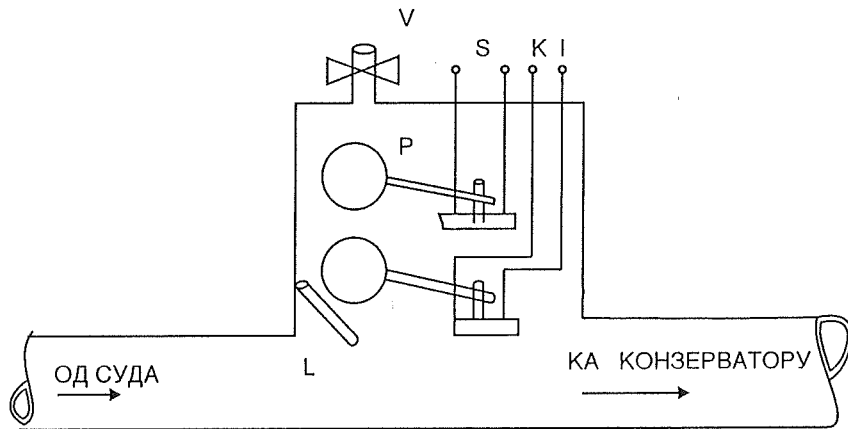
Кварови се могу класификовати на кварове на помоћној опреми и на кварове на намотајима. О првим је било речи на крају претходног одељка. Што се тиче кварова на намотајима, они се тешко откривају, а има их три врсте.

1) *Слаба електрична веза*, односно лабави контакти. – Овај квар је најтеже открити на време. Он за последицу има јако локално загревање, а на том месту се јавља пробој уља, па долази до таложења угљена на том контакту, и развија се гас. Уколико је лабави спој близу извода (изолатора), овај ће добити повишену температуру (у односу на друга два извода), што лако може да се открије помоћу термовизије (одељак 12.1 под 8).

2) *Пробој међу суседним навојцима или блиским деловима истог намотаја*. – Главни узрок је појава јаких механичких сила које изазивају недозвољене деформације намотаја. Други узрок је пропадање, односно старење изолације услед дужих преоптерећења, односно термичког дејства струје кратког споја. Пробој је редовно праћен нагоретином, услед које долази до мање или више бурног развијања гасова. Та се појава користи за откривање и сигнализацију овог квара помоћу *гасног (Бухолцовог) релеја*.

Бухолцов гасни релеј поставља се у цев која спаја суд трансформатора са дилатационим резервоаром. На сл. 12.1 представљен је шематски. Кад се у унутрашњости трансформатора појави лук, формирају се клобуци гаса који се пењу навише и сакупљају у горњем делу гасног релеја. Исто се дешава ако из неког разлога опадне ниво уља или ваздух уђе у систем. Пловак Р спаја контакт за сигнализацију кратког споја S

(делује и када се смањи ниво уља). Ако је квар такав да дође до интензивног локалног загревања, нагло повећање запремине гасова изазваће бурно струјање уља ка дилатационом резервоару. Услед тога лептир L се закреће и затвара контакте KI за искључење примарног и секундарног прекидача.

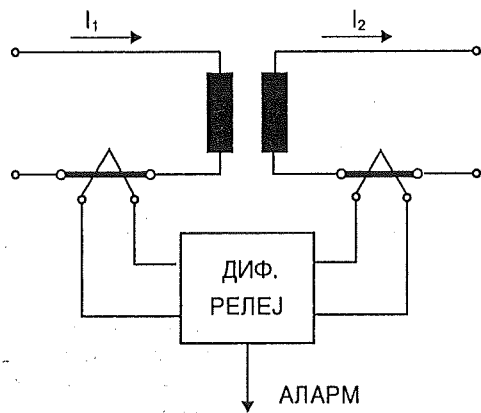


Слика 12.1

После реаговања гасног релеја, преко вентила V узима се узорак гаса и анализира, те се на основу резултата анализе закључује о природи квара.

Бухолцов гасни релеј примењује се, у принципу, код уљних трансформатора већих од 250 kVA.

3) *Пробој међу намотајима или деловима истих намотаја погнм наноном.* – То је, наравно, знатно опасније; појављује се лук у уљу, струја се приближава струји кратког споја, али је мања од ње због отпорности лука. Треба да делује прекострујна заштита (одељак 12.4) која би морала да буде довољно осетљива и на овакав квар.



Слика 12.2

4) *За откривање пробоја међу навојцима који се не манифестују довољно интензивно може се применити диференцијални релеј (сл. 12.2).* Он открива неједнакост ампернавојака примара и секундара. Струјни трансформатори имају количник односа трансформације једнак односу главног (енергетског)

трансформатора, па се релеј активира ако се равнотежа ампернавојака, услед квара, поремети. Међутим, при укључењу трансформатора долази до врло јаког удара струје празног хода (према поглављу 6, одељак 6.1, он може да чак неколико пута премаши номиналну струју) па овај релеј мора – да би се спречило лажно реаговање – да буде блокиран довољно дуго (више секунди) при укључењу.

12.4. ЗАШТИТА ПОМОЋУ ИСКЉУЧЕЊА ТРАНСФОРМАТОРА

Кад је квар велики или прети да постане такав, најбоље је да се трансформатор искључи. У те сврхе се користе различити уређаји.

1) *Топљиви осигурачи.* – Историјски посматрано, они су били вероватно прво средство за заштиту трансформатора од кратких спојева. Међутим, они не могу да адекватно заштите трансформатор од последица дуготрајног преоптерећења. Због своје много мање термичке инерције, топљиви осигурачи не би дозволили краткотрајна интензивнија оптерећења која су апсолутно нешкодљива за трансформатор. Зато се данас они користе само у комбинацији са другим средствима за заштиту трансформатора од преоптерећења.

2) *Биметални прекидачи.* – У суштини су слични биметалној заштити мотора компресора за фрижидере. Овде је он потопљен у уље и има грејач који производи топлотни флуks сразмеран са снагом губитака $\Sigma(RI^2)$ у баку. Његова температура је, дакле, приближно пресликана температура намотаја (*термичка слика*), а мала инерција додатог грејача омогућава његово правовремено деловање. Морају се веома пажљиво подесити да не би реаговали при неком краткотрајном и дозвољено великом преоптерећењу.

3) *Прекострујни релеј.* – Овај сложени уређај има временско подешавање, два или више струјно подесивих улаза. Његов је задатак да штити не само трансформатор, већ и део секундарне мреже, тако да се редовно мора извршити координација заштите. Ово не спада у обим курса о трансформаторима.

12.5. ЗАШТИТА БЕЗ ИСКЉУЧЕЊА

Поред споменутог (ручног или аутоматског) смањења оптерећења код неких мањих кварова, овде долази и заштита од атмосферских и погонских пренапона. То су *одводници пренапона*, којима треба да буде опремљен сваки трансформатор, поготово ако је прикључен на ваздушни вод. Одводници пренапона се проучавају у другим предметима, па ће се овде рећи само то да се њихова функција своди на смањење амплитуде пренапонског таласа, тако да се трансформатор са опремом заштити, а да не мора да буде искључен.

13. ЛИТЕРАТУРА

1. R. Kuchler: *Die Transformatoren*. Springer, Berlin, 1956.
2. Њ. А. Аанрдеинее: Аирипу даиде е дап+ада дааиноидиодида. „Утадаеу“, Еатадаа, 1970.
3. И. Волчков: *Електроенергетски уређаји*, I део (скрипта). ООСС ЕТФ, Београд, 1975.
4. Фиццералд, Кингсли: *Електричне машине*. Научна књига, Београд, 1962.
5. И. Волчков: *Прорачун енергетских трансформатора*. ЕТФ/Научна књига, Београд, 1987.
6. E. Jezierski: *Transformatory*. Academia, Praha, 1973.
7. Blume, Boyajian, Camilli, Lennox, Minneci, Montsinger: *Transformer Engineering*. J. Wiley & Sons, New York, 1951.
8. *Енергетски трансформатори*. Југословенски стандарди ЈУС: NH1, (1984)
9. И. Волчков: *Упрошћени прорачун капацитивних индуктивних*. Публикације ЕТФ, Београд, No 137 Серија Електроенергетика, 1989.
10. Ђ. Неаде: *Елипоидне дијагоналне матрице и њихова примена у теорији електричних машина*. Утадаеу, Еатадаа, 1989.
11. G. Müller: *Elektrische Maschinen – Grundlagen, Aufbau und Wirkungsweise*. VDE – Verlag, Berlin – Offenbach, 1985.
12. А. Аири, А. Едае, А. Јаеири: *Одаиноидиоди аеу идиоеаиу уеаеоди+ае*. Утадаеу, Еатадаа, 1982.
13. J. Chatelain: *Machines électriques*, Tome I. Dunod, Paris/ Lausanne, 1983.
14. W. Dietrich: *Transformatoren – Stand der Technik und Tendenzen*. VDE – Verlag, Technische Akademie Wuppertal, 1986.
15. А. Ђ. еда+у: *Еаеоди+аеири – Њидиде саа+*. „Аириу еири“, Еатадаа, 1988.
16. J. Hindmarsh: *Electrical machines and their application*. Pergamon Press, Oxford, 1984.
17. C. Toussant, M. Lavabre: *Problems resolués d'électrotechnique*. Dunod, Paris, 1978.
18. Б. Калић, Р. Радосављевић, В. Јовановић: *Нови магнетни материјали за трансформаторе са смањеним губицима*. Стручни скуп ЕПС-а „Трансформатори“, Београд, 1995.
19. Б. Калић, Р. Радосављевић, З. Радаковић: *Супроводни трансформатори*. Стручни скуп ЕПС-а „Трансформатори“, Београд, 1995.
20. R. Borchers et al.: *Physical limitations on the size of superconducting transformers*. IEE Proc. 113, No. 15, 1966.

трансформатора, па се релеј активира ако се равнотежа ампернавојака, услед квара, поремети. Међутим, при укључењу трансформатора долази до врло јаког удара струје празног хода (према поглављу 6, одељак 6.1, он може да чак неколико пута премаши номиналну струју) па овај релеј мора – да би се спречило лажно реаговање – да буде блокиран довољно дуго (више секунди) при укључењу.

12.4. ЗАШТИТА ПОМОЋУ ИСКЉУЧЕЊА ТРАНСФОРМАТОРА

Кад је квар велики или прети да постане такав, најбоље је да се трансформатор искључи. У те сврхе се користе различити уређаји.

1) *Топљиви осигурачи*. – Историјски посматрано, они су били вероватно прво средство за заштиту трансформатора од кратких спојева. Међутим, они не могу да адекватно заштите трансформатор од последица дуготрајног преоптерећења. Због своје много мање термичке инерције, топљиви осигурачи не би дозволили краткотрајна интензивнија оптерећења која су апсолутно нешкодљива за трансформатор. Зато се данас они користе само у комбинацији са другим средствима за заштиту трансформатора од преоптерећења.

2) *Биметални прекидачи*. – У суштини су слични биметалној заштити мотора компресора за фрижидере. Овде је он потопљен у уље и има грејач који производи топлотни флуks сразмеран са снагом губитака $\Sigma(RI^2)$ у бакру. Његова температура је, дакле, приближно преликана температура намотаја (*термичка слика*), а мала инерција додатог грејача омогућава његово правовремено деловање. Морају се веома пажљиво подесити да не би реаговали при неком краткотрајном и дозвољено великом преоптерећењу.

3) *Прекоспирни релеј*. – Овај сложени уређај има временско подешавање, два или више струјно подесивих улаза. Његов је задатак да штити не само трансформатор, већ и део секундарне мреже, тако да се редовно мора извршити координација заштите. Ово не спада у обим курса о трансформаторима.

12.5. ЗАШТИТА БЕЗ ИСКЉУЧЕЊА

Поред споменутог (ручног или аутоматског) смањења оптерећења код неких мањих кварова, овде долази и заштита од атмосферских и погонских пренапона. То су *одводници пренапона*, којима треба да буде опремљен сваки трансформатор, поготово ако је прикључен на ваздушни вод. Одводници пренапона се проучавају у другим предметима, па ће се овде рећи само то да се њихова функција своди на смањење амплитуде пренапонског таласа, тако да се трансформатор са опремом заштити, а да не мора да буде искључен.

Др БОРЂЕ КАЛИЋ
Др РАДОВАН РАДОСАВЉЕВИЋ

ТРАНСФОРМАТОРИ

Друго проширено издање, 2001. година

Издавач
ЗАВОД ЗА УЏБЕНИКЕ И НАСТАВНА СРЕДСТВА
Београд, Обилићев венац 5

Ликовни уредник
АИДА СПАСИЋ

Лектор
БРАНКА МАРКОВИЋ

Графички уредник
СТЕВАН ПАКОВИЋ

Коректор
МАЈА БИЧЕНКО

Компјутерска обрада текста
АДИМАР – Земун

Обим: 14 ½ штампарских табака
Формат: 17 × 24 cm
Тираж: 700 примерака

Рукопис предат у штампу маја 2001. године.
Штампање завршено јуна 2001. године.
Штампа *Radunić*

