

Vojislav Bego

MJERNI TRANSFORMATORI

10122/10



ŠKOLSKA KNJIGA-ZAGREB



Prof. dr ing. **Vojislav Bego**
redovni profesor Elektrotehničkog fakulteta
Sveučilišta u Zagrebu

MJERNI TRANSFORMATORI



ŠKOLSKA KNJIGA
ZAGREB 1977

KNJIGA
Elektrotehničkog fakulteta
ZAGREB

PREDGOVOR

Od prvih početaka, koncem prošlog stoljeća, do danas ostvareno je mnoštvo raznovrsnih izvedbi mjernih transformatora i uvelike se proširilo područje njihove primjene. Osim posebno značajne uloge koju oni danas imaju pri mjerenjima, zaštiti i upravljanju u električnim postrojenjima, često se upotrebljavaju u raznim mjernim i drugim sklopovima, a njihove posebne izvedbe, razvijene u novije vrijeme, služe za mjerenje izmjeničnih i istosmjernih struja i napona u vrhunskoj točnosti. U domaćoj industriji započela je proizvodnja transformatora tek prije trideset godina, pa ipak, ona danas proizvodi gotovo sve njihove najvažnije izvedbe, oslanjajući se dobrim dijelom na somostalni istraživački rad i služeći se vlastitim rješenjima. Ova knjiga je nastala nakon suradnje autora s našom industrijom od prvih početaka istraživačkog i razvojnog rada u nas na tom području, kao i nakon dugogodišnjih predavanja iz oblasti mjerne tehnike u drugom i trećem stupnju studija elektrotehnike.

Knjiga je podijeljena u devet glavnih poglavlja. U prva dva objašnjeni su osnovni pojmovi, način djelovanja i vladanje induktivnih naponskih i strujnih transformatora, te su prikazane metode za određivanje njihovih pogrešaka, kao i mjere kojima se one smanjuju. U trećem i četvrtom poglavlju opisani su materijali koji služe za izradu namota, izolacije i magnetske jezgre mjernih transformatora, posebno one standardiziranih dimenzija jer se upravo s njima često služe inženjeri u praksi. U petom poglavlju opisane su važnije karakteristične izvedbe mjernih transformatora koje se danas susreću, a u šestom poglavlju kapacitivni naponski transformatori, induktivna djelila, strujni transformatori za istosmjernu struju i oni s kompenziranim magnetskim tokom. U sedmom poglavlju prikazana su nekonvencionalna rješenja u kojima se poteškoće u izoliranju visokonaponskih transformatora izbjegavaju prijenosom mjernih vrijednosti pomoću elektrooptike, magnetooptike i mikrovalova. U posljednjem poglavlju opisane su mjerne metode i uređaji koji služe za određivanje pogrešaka mjernih transformatora.

Navedeno gradivo je obrađeno šire nego što se obično izlaže u okviru kolegija na elektrotehničkim fakultetima, u želji da djelo posluži i inženjerima u praksi u pravilnom izboru i korištenju mjernih transformatora te da im olakša njihovo projektiranje, konstruiranje i ispitivanje.

Na kraju ovog predgovora zahvalio bih se prof. dr Tomislavu Kelemenu i mr Petru Vešiću koji su uložili mnogo truda na čitanju rukopisa te mi pomogli kritičkim napomenama i korisnim sugestijama, dipl. ing. Milanu Cvjetičaninu koji Butorcu, dipl. ing. Mladenu Predovanu i mr Božidaru Ferkoviću na pomoći pri pregledao dio rukopisa, te asistentima mr Mladenu Boršiću, dipl. ing. Josipu izradi dijela tablica i dijagrama. Poduzeću »Rade Končar« i njegovoj proizvodnji mjernih transformatora, te dipl. ing. Milanu Juriću koji su pokazali veliko zanimanje za potrebom ovakvog djela i doprinjeli njegovu tiskanju, izražavam posebnu zahvalnost. Također se zahvaljujem »Školskoj knjizi«, posebno dr Željku Matutinoviću i Marijanu Goršiću, na trudu i zalaganju pri izdavanju ove knjige.

SADRŽAJ

UVOD	Str. 1
1. OSNOVNO O INDUKTIVNIM NAPONSKIM TRANSFORMATORIMA	11
1.1. Opći pojmovi	11
1.2. Određivanje naponske i fazne pogreške	12
1.3. Ovisnost pogrešaka o teretu, naponu, faktoru snage tereta i o frekvenciji	17
1.4. Propisi o granicama pogrešaka	19
1.5. Mjere kojima se smanjuju pogreške	21
1.6. Naponski transformatori s otvorenom jezgrom	23
1.7. Kaskadni transformatori	28
1.8. Ferorezonancija	29
2. OSNOVNO O STRUJNIM TRANSFORMATORIMA	37
2.1. Opći pojmovi	37
2.2. Određivanje strujne i fazne pogreške	38
2.3. Ovisnost pogrešaka o struji, teretu i faktoru snage tereta	43
2.4. Propisi o granicama pogrešaka strujnih transformatora za mjerenje	47
2.5. Mjere kojima se smanjuju pogreške strujnih transformatora	49
2.5.1. Korekcija zavoja	49
2.5.2. Dodatni teret	53
2.5.3. Predmagnetiziranje	54
2.5.4. Kompenzacijski postupci	55
2.5.5. Smanjenje pogrešaka strujnog transformatora pomoću elektroničkog pojačala	57
2.6. Vlanje strujnog transformatora pri povećanoj primarnoj struji	58
2.6.1. Strujni transformator za mjerenje	59
2.6.2. Strujni transformator za zaštitu	64
2.6.3. Prolazna stanja u strujnom transformatoru pri kratkom spoju u mreži	67
2.6.4. Nazivna kratkotrajna termička struja i nazivna dinamička struja	71
2.7. Kaskadni strujni transformatori	74
3. NAMOTI I IZOLACIJA	77
3.1. Materijali za namote	77
3.2. Otpor i rasipni induktivitet namota	81
3.2.1. Otpor namota	81
3.2.2. Rasipni induktivitet namota	82
3.3. Mehaničko naprezanje namota	84
3.4. Općenito o izolaciji namota mjernih transformatora	87
3.5. Ispitivanje izolacije	91
3.5.1. Ispitivanje stranim naponom izolacije primarnih namota strujnih transformatora	91
3.5.2. Ispitivanje stranim naponom izolacije sekundarnih namota strujnih transformatora	91
3.5.3. Ispitivanje stranim naponom izolacije primarnih namota dvopolno izoliranih naponskih transformatora	92
3.5.4. Ispitivanje stranim naponom izolacije sekundarnih namota naponskih transformatora	92
3.5.5. Ispitivanje induciranim naponom izolacije strujnih transformatora	92
3.5.6. Ispitivanje induciranim naponom izolacije naponskih transformatora	92
3.5.7. Ispitivanje izolacije udarnim naponom	93
3.5.8. Mjerenje parcijalnih izbijanja	96

3.6. Izolacijski materijali	104
3.6.1. Izoliranje niskonaponskih mjernih transformatora	104
3.6.2. Epoksidne smole	106
3.6.3. Papir impregniran uljem	107
3.6.4. Izolacijski plinovi	112
3.7. Određivanje dielektričnih naprezanja izolacije	117
3.7.1. Matematičke, grafičke i eksperimentalne metode određivanja električnog polja	117
3.7.2. Mjere kojima se ujednačavaju dielektrična naprezanja izolacije	125
4. MAGNETSKE JEZGRE MJERNIH TRANSFORMATORA	129
4.1. Materijali za magnetsku jezgru	129
4.1.1. Toplo valjani silicijski željezni limovi	130
4.1.2. Hladno valjani silicijski željezni limovi	130
4.1.3. Nikleni željezni lim	133
4.1.4. Praškaste, kovinske i nekovinske (feritne) jezgre	138
4.2. Oblici jezgri od magnetskih limova	146
4.3. Standardizirani oblici magnetskih limova	152
4.4. Standardizirane prerezane motane jezgre	154
4.5. Okviri namota za standardizirane jezgre	158
4.6. Proračun mjernih transformatora sa standardiziranom jezgrom	161
4.6.1. Općenito o proračunu naponskih transformatora sa standardiziranom jezgrom	162
4.6.2. Primjer proračuna naponskog transformatora sa standardiziranom jezgrom	167
4.6.3. Proračun naponskih transformatora za posebnu namjenu sa standardiziranom jezgrom	174
4.6.4. Proračun strujnih transformatora sa standardiziranom jezgrom	175
5. IZVEDBE MJERNIH TRANSFORMATORA	181
5.1. Standardizirane vrijednosti nazivnih struja i napona	181
5.2. Označivanje stezaljki	182
5.3. Epoksidni mjerni transformatori	185
5.3.1. Epoksidni strujni transformatori	185
5.3.2. Epoksidni naponski transformatori	190
5.4. Malouljni mjerni transformatori	191
5.5. Tlačni mjerni transformatori	202
5.6. Laboratorijski mjerni transformatori	206
6. POSEBNE VRSTE MJERNIH TRANSFORMATORA	211
6.1. Kapacitivni naponski transformatori	211
6.1.1. Mjerenje visokih napona pomoću kondenzatora i miliampermetra	211
6.1.2. Mjerenje visokih napona kapacitivnim djelilom	212
6.1.3. Princip rada kapacitivnih naponskih transformatora	214
6.1.4. Ferorezonancija i subharmonički titraji u kapacitivnome naponskom transformatoru	219
6.1.5. Izvedbe kapacitivnih naponskih transformatora	221
6.2. Induktivna djelila	222
6.3. Strujni transformatori za istosmjernu struju	229
6.4. Transformatori s kompenziranim magnetskim tokom	233
6.4.1. Transformatorski mostovi i komparatori izmjenične struje	235
6.4.2. Komparatori istosmjerne struje	238
7. NEKONVENCIONALNI MJERNI TRANSFORMATORI	241
7.1. Strujni transformator sa svjetlosnim diodama	242
7.2. Magnetsko-optički strujni transformator	244
7.3. Mikrovalni strujni transformatori	248

8. MJERENJE POGREŠAKA MJERNIH TRANSFORMATORA	249
8.1. Kompenzacijske metode	249
8.2. Diferencijske metode	255
8.3. Strujni komparatori	259
8.4. Mjerenje pogrešaka naponskih transformatora transformatorskim mostovima	263
8.5. Izravno mjerenje pogrešaka mjernih transformatora	265
8.6. Automatizirani uređaji	269
9. LITERATURA	271
10. VAŽNIJE OZNAKE	282
11. KAZALO POJMOVA	287

MJERNI TRANSFORMATORI

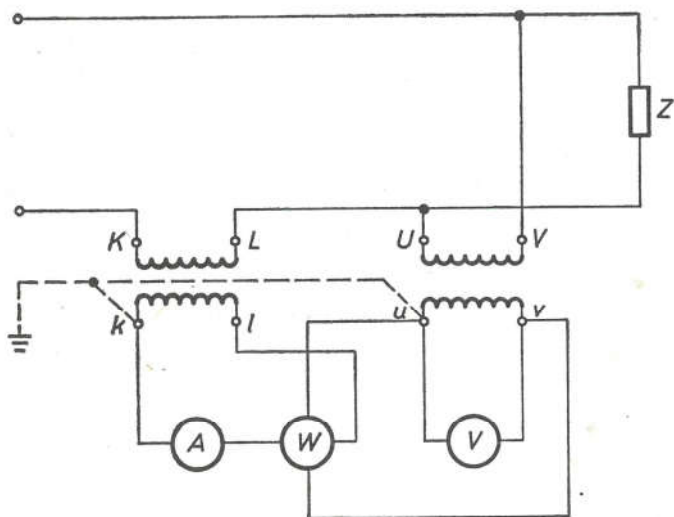
UVOD

Pri nadzoru, upravljanju i zaštiti električnih postrojenja, mreža i uređaja redovno treba mjeriti razne električne veličine, kao: struju, napon, snagu, energiju, frekvenciju, fazni pomak i druge. Za izravno mjerenje tih veličina bili bi potrebni instrumenti različitih izvedbi, prilagođeni visini napona i veličini struje mjerenog kruga. Ako su struje i naponi iole veći, izravno bi mjerenje bilo posve nepraktično i često gotovo neizvedivo, pa se tad upotrebljavaju mjerni transformatori koji mjerene struje i napone svode na vrijednosti prikladne za mjerenje. Time se postižu znatne prednosti. Nabrojiti ćemo samo neke od njih:

- mjerene struje i naponi vrlo različitih nazivnih iznosa transformiraju se na uvijek iste nazivne vrijednosti (redovno na struje od 1 A ili 5 A i napone od 100 V, 200 V, $100/\sqrt{3}$ V ili $200/\sqrt{3}$ V), što bitno smanjuje broj potrebnih tipova mjernih, zaštitnih i regulacijskih instrumenata i uređaja, te omogućuje da se oni serijski proizvode;
- pomoću mjernih transformatora mjerni se instrumenti i uređaji izoliraju od visokih napona u mjerenom krugu, tako da rukovanje njima postaje neopasno, a njihova se konstrukcija pojednostavnjuje jer ih ne treba izolirati za visoki napon;
- mjerni instrumenti i uređaji mogu biti prostorno znatno udaljeni od mjerenoga strujnog kruga, što omogućuje da se postavljaju ondje gdje će to biti najpovoljnije za upravljanje postrojenjem, npr. u zajedničku komandnu prostoriju;
- udaljavajući mjerne instrumente i uređaje od mjerenoga strujnog kruga sprečava se da na njihov rad utječu njegova, često snažna magnetska i električna polja;
- posebnim izvedbama mjernih transformatora zaštićuju se mjerni instrumenti i uređaji od štetnoga dinamičkog i termičkog učinka struja kratkog spoja u mjerenoj strujnom krugu;
- dobiva se mogućnost galvanskog odvajanja strujnih krugova, što je često prijeko potrebno u raznim mjernim i drugim sklopovima.

Mjerni se transformatori, osim u posebnim izvedbama (6. i 7. poglavlje), sastoje od jezgre izrađene od magnetskog materijala, te od primarnog i sekundarnog namota, koji su međusobno odvojeni i izolirani, ovisno o visini napona u mjerenom krugu. Primarni se namoti uključuju u mjereni krug, a na sekundarne se priključuju mjerni instrumenti ili zaštita. Upotrebljavaju se dvije vrste mjernih transformatora: naponski i strujni. Primarni namot naponskoga transformatora priključuje se paralelno potrošaču kojemu se mjeri napon (sl. 0.1). Pri tome struja kroz njegov primarni namot mora biti znatno manja od struje potrošača, slično kao i struja voltmetra kad se napon izravno mjeri. Primarni namot strujnog transformatora uključuje se u seriju s potrošačem (sl. 0.1), pa njime teče puna struja potrošača. Tu zahtijevamo da pad napona na njegovu primarnom namotu bude neznatan prema naponu potrošača, slično kao pad napona na ampermetru pri izravnom mjerenju struje.

Da bismo na osnovi mjerenja sekundarnog napona naponskog transformatora mogli jednostavno odrediti kolik je mjereni primarni napon, mora on transformirati mjerene napone u praktički *stalnom omjeru*. Jednako je tako potrebno da strujni transformatori u stalnom omjeru transformiraju mjerene struje. Osim toga, zahtijevamo da sekundarni napon naponskog transformatora bude u fazi s primarnim naponom, a sekundarna struja strujnog transformatora s primarnom strujom. To je potrebno zato što se na sekundarne namote mjernih transformatora osim voltmetara i ampermetara priključuju strujne i naponske grane vatmetara, brojila, varmetara, fazometara itd.



Sl. 0.1. Priključivanje strujnog i naponskog transformatora

Spomenute zahtjeve potpuno bi ispunio samo *idealni transformator*, a to bi bio onaj u kojemu nema nikakvih padova napona i struja mu je magnetiziranja jednaka nuli. Tako nešto bilo bi moguće samo kad bi namoti bili bez djelatnog otpora, a jezgra bi imala neizmjerenu magnetsku vodljivost. Osim toga, i primarni i sekundarni namot trebalo bi da obuhvate cijeli magnetski tok, tj. da ne bude nikakvih rasipnih tokova. Lako je uočiti kako između primarnog napona U_1 i sekundarnog napona U_2 idealnog transformatora vlada uvijek stalan odnos, upravo jednak odnosu broja zavoja N_1 primarnog i N_2 sekundarnog namota:

$$U_1 : U_2 = N_1 : N_2 \quad (0.1)$$

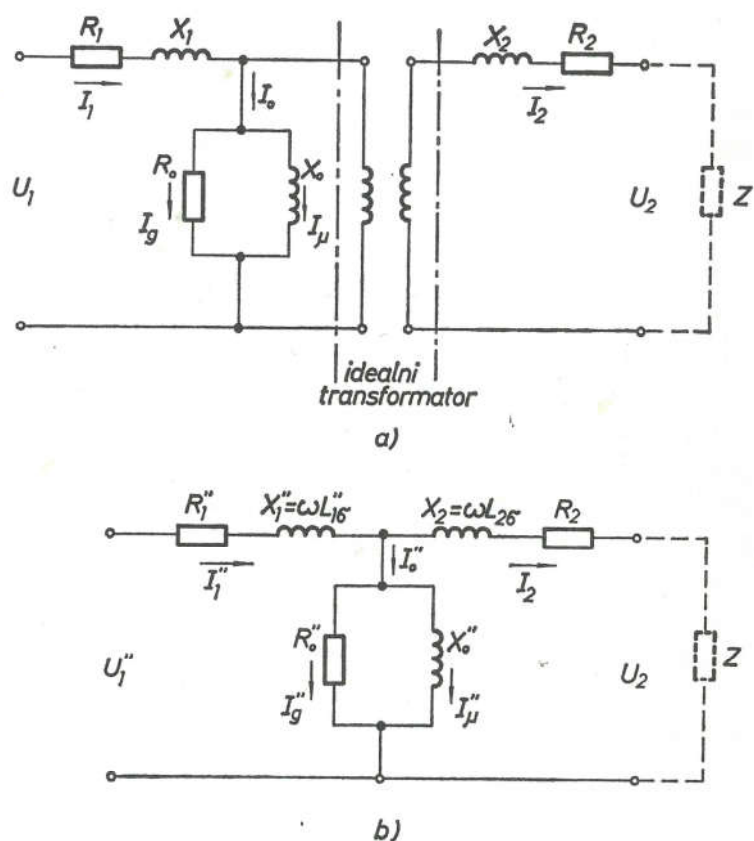
Prema tome, pomoću idealnog transformatora mogla bi se jednostavno odrediti vrijednost napona priključenoga na njegov primarni namot ako bismo izmjerili napon na njegovim sekundarnim stezaljkama i pomnožili ga omjerom broja zavoja N_1/N_2 .

Također se lako zapaža da su u idealnom transformatoru primarni amper-zavoji jednaki sekundarnima:

$$I_1 N_1 = I_2 N_2 \quad (0.2)$$

gdje je I_1 primarna, a I_2 sekundarna struja. Zbog toga se primarna struja I_1 idealnog transformatora odredi tako da izmjerimo njegovu sekundarnu struju i pomnožimo je omjerom N_2/N_1 .

U realnog transformatora odnosi između primarnih i sekundarnih napona i struja nisu tako jednostavni. Da bismo ih ipak mogli utvrditi, pogledajmo u čemu se realni transformator razlikuje od idealnoga. Primarni namot realnog transformatora imaće stanoviti djelatni otpor R_1 , a sekundarni namot otpor R_2 , pa se takav transformator može prikazati uz pomoć idealnog transformatora kojemu smo na primarnoj strani dodali otpor R_1 , a na sekundarnoj otpor R_2 (sl. 0.2.a). Osim toga, realnom će transformatoru jedan dio magnet-skog toga zahvaćati samo primarni namot. To je tzv. rasipni primarni tok, koji je razmjeran primarnoj struji transformatora. Njegov utjecaj možemo obuhvatiti pomoću tzv. primarnoga rasipnog induktiviteta $L_{1\sigma}$ ili primarne rasipne reaktancije $X_1 = \omega L_{1\sigma}$, što dodajemo na primarnu stranu idealnog transformatora. Slično tome se utjecaj rasipnog toka sekundarnog namota obuhvaća pomoću sekundarne rasipne reaktancije $X_2 = \omega L_{2\sigma}$ (sl. 0.2.a). Gubitke nastale zbog magnetiziranja jezgre možemo nadomjestiti gubicima u otporu R_0 i reaktanciji X_0 , spojenima paralelno idealnom transformatoru (sl. 0.2.a).



Sl. 0.2. Nadomjesna shema transformatora

Shema realnog transformatora postaje još preglednija pretpostavimo li da je jednak broj zavoja u primarnom i sekundarnom namotu. Tad se, s obzirom na padove napona, neće ništa promijeniti ako na sl. 0.2.a izostavimo idealni transformator i prijedemo na poznatu nadomjesnu shemu transformatora, prikazanu na sl. 0.2.b. Ta shema vrijedi i onda kad broj zavoja u primarnom i sekundarnom namotu nije jednak. Dovoljno je da se sve vrijednosti reduciraju npr. na sekundarnu stranu transformatora. Tad će primarni napon, struja i otpor biti:

$$\mathbf{U}_1'' = \mathbf{U}_1 \frac{N_2}{N_1} \quad \mathbf{I}_1'' = \mathbf{I}_1 \frac{N_1}{N_2} \quad \mathbf{I}_0'' = \mathbf{I}_0 \frac{N_1}{N_2} \quad (0.3)$$

$$R_1'' = R_1 \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 \quad R_0'' = R_0 \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 \quad X_1'' = X_1 \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 \quad X_0'' = X_0 \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2$$

Iz nadomjesne sheme lako se zapaža da omjer između napona U_1 i U_2 realnog transformatora nije jednak omjeru broja zavoja N_1 i N_2 , a i naponi U_1 i U_2 nisu posve u fazi. Razlog je tome pad napona koji izaziva primarna struja I_1 u otporu R_1 i reaktanciji X_1 te sekundarna struja I_2 u otporu R_2 i reaktanciji X_2 . Ti padovi napona bit će manji ako je transformator manje opterećen ili ako se on približi stanju *praznog hoda*. Iz nadomjesne sheme također vidimo da i omjer struja I_1/I_2 odstupa od omjera zavoja N_2/N_1 , i to zbog struje kroz otpor R_0 i reaktanciju X_0 . Odstupanje će biti to manje što je manji otpor grane kojom teče struja I_2 , ili što je transformator bliže stanju *kratkog spoja*. Da slika bude preglednija, nacrtajmo vektorski dijagram transformatora (sl. 0.3). Pretpostavimo da kroz sekundarni namot teče struja I_2 koja za naponom U_2 na sekundarnim stezaljkama zaostaje za neki kut β .

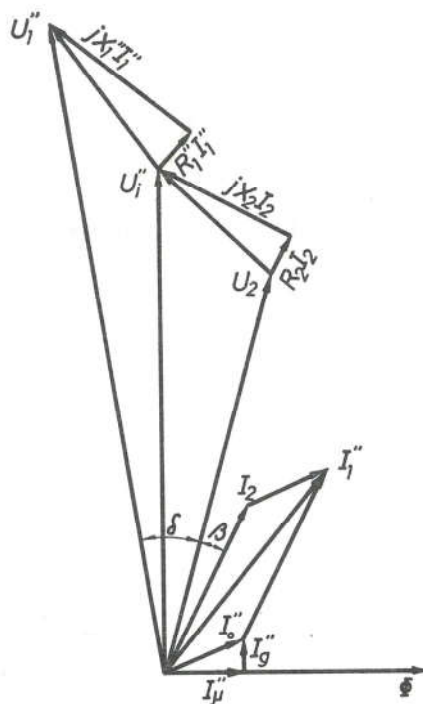
Ona će u sekundarnom namotu uzrokovati padove napona $R_2 I_2$ i $jX_2 I_2$. Dodamo li te vrijednosti naponu U_2 , dobiva se napon U_2'' induciran u sekundarnom namotu. Taj je napon induciran tokom Φ , zajedničkim za primarni i sekundarni namot. Kad je tok sinusna funkcija vremena ($\Phi = \Phi_m \sin \omega t$), prema zakonu elektromagnetske indukcije: $e = -N \frac{d\Phi}{dt}$ u sekundarnom se namotu inducira napon koji je kosinusna funkcija vremena:

$$u_i'' = \omega N_2 \Phi_m \cos \omega t \quad (0.4)$$

Efektivna vrijednost toga induciranog napona iznosi:

$$U_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \omega N_2 \Phi_m = \pi \sqrt{2} f N_2 \Phi_m = 4,44 f N_2 \Phi_m \quad (0.5)$$

Redovito gotovo cijeli tok Φ prolazi kroz magnetsku jezgru transformatora i jednoliko je raspoređen po njezinu presjeku, pa je praktički tjemena vri-



Sl. 0.3. Vektorski dijagram transformatora

jednost toka Φ_m jednaka umnošku tjemene vrijednosti indukcije u jezgri B_m i efektivnog presjeka S_{Fe} :

$$\Phi_m = S_{Fe} B_m \quad (0.6)$$

ili, dalje:

$$U_i'' = 4,44 f N_2 B_m S_{Fe} \quad (0.7)$$

Napomenimo da izraz vrijedi samo kad je tok sinusna funkcija vremena. Za nesinusne tokove može se odrediti tjemena vrijednost toka iz poznate srednje, a ne efektivne, vrijednosti napona, uz uvjet da nesinusni tok za vrijeme jedne poluperiode ima samo jednu ekstremnu vrijednost, tj. samo jednu pri kojoj je $\frac{d\Phi}{dt} = 0$. Prikazat ćemo dokazni postupak. Općenito je srednja vrijednost napona jednaka vremenskom integralu apsolutnih iznosa trenutnih vrijednosti za vrijeme jedne periode trajanja $T = \frac{1}{f}$, pa na osnovi zakona o elektromagnetskoj indukciji $e = -N \frac{d\Phi}{dt}$ izlazi:

$$U_{sr} = \frac{1}{T} \int_0^T |u| dt = \frac{1}{T} \int_0^T \left| N \frac{d\Phi}{dt} \right| dt = f N \int_{\Phi_0}^{\Phi_T} |d\Phi| \quad (0.8)$$

Kad tok monotono raste, tj. ako je $d\Phi > 0$, bit će $\int |d\Phi| = \int d\Phi$, a pada li on monotono ($d\Phi < 0$), dobiva se $\int |d\Phi| = -\int d\Phi$, pa se intervali u kojima tok raste moraju odvojeno integrirati od onih u kojima on pada. Neka je iznos toka na početku i na kraju periode Φ_0 , a njegova tjemena vrijednost Φ_m , pa će srednja vrijednost napona biti:

$$U_{sr} = f N \int_{\Phi_0}^{\Phi_m} d\Phi - f N \int_{\Phi_m}^{-\Phi_m} d\Phi + f N \int_{-\Phi_m}^{\Phi_0} d\Phi = 4 f N \Phi_m \quad (0.9)$$

Vidimo, dakle, da je zaista srednja vrijednost induciranog napona proporcionalna tjemenoj vrijednosti toka.

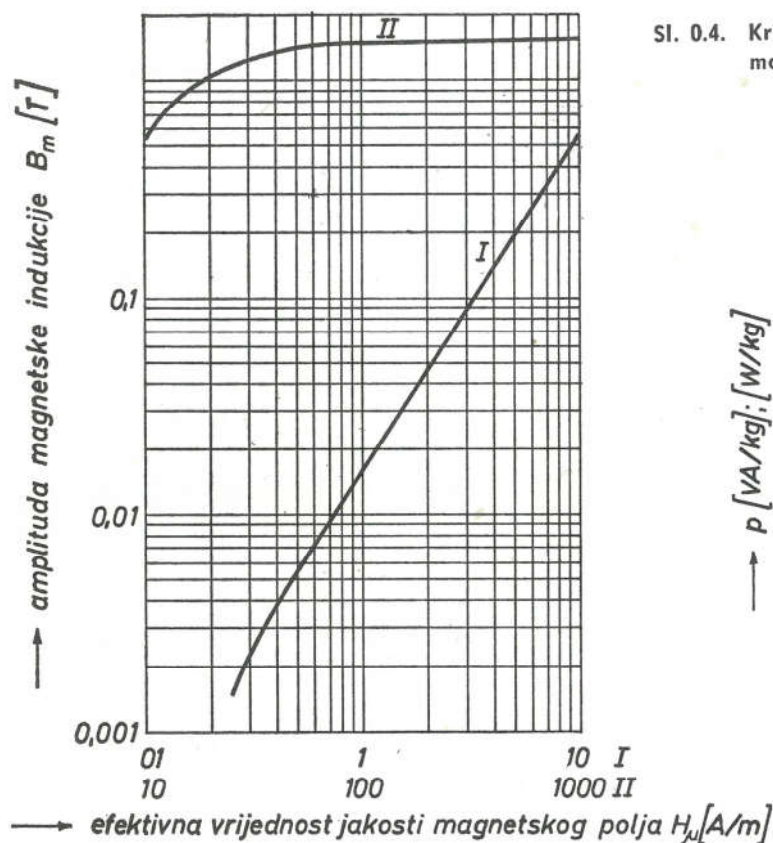
Da se održi tok Φ , bit će potrebna struja magnetiziranja I_0'' kojoj je jalova komponenta I_μ'' u fazi s glavnim tokom Φ , a komponenta I_g'' fazno je pomaknuta za 90° i pokriva gubitke u željezu:

$$I_\mu'' = \frac{U_i''}{j X_0''} \quad I_g'' = \frac{U_i''}{R_0''} \quad (0.10)$$

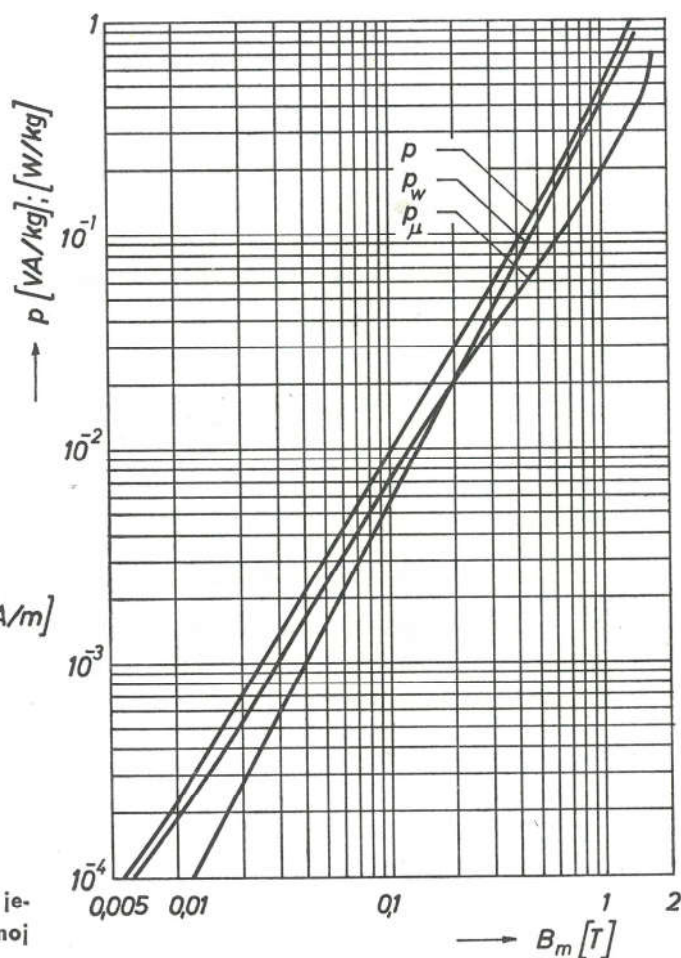
Napon U_1'' na stezaljkama primarnog namota razlikuje se od napona U_i'' za padove napona $R_1'' I_1''$ i $j X_1'' I_1''$ u primarnom namotu, gdje je struja I_1'' jednaka vektorskoj sumi struje I_2 i struje magnetiziranja I_0'' .

Kako se iz vektorskog dijagrama (sl. 0.3) zapaža, pogrešku u naponskim transformatorima uzrokuju padovi napona $I_2(R_2 + jX_2)$ i $I_1''(R_1'' + jX_1'') = (I_2 + I_0'')(R_1'' + jX_1'')$, a u strujnim transformatorima struja magnetiziranja. Te pogreške valja održati u granicama koje su određene propisima, pa u proračunu mjernih transformatora, naročito strujnih, valja pouzdano znati njihovu struju magnetiziranja I_0 i njezine komponente I_μ i I_g . Slično kao i kod energetskih transformatora komponentu I_μ možemo odrediti pomoću krivulje magnetiziranja jezgre koja prikazuje ovisnost tjemene vrijednosti indukcije B_m o efektivnoj vrijednosti jakosti magnetskog polja H_μ (sl. 0.4) ili krivulje koja predočuje ovisnost jalove snage magnetiziranja po jedinici mase (p_μ) o tjemenoj vrijednosti indukcije B_m (sl. 0.5). Pri tome indukciju B_m izračunavamo prema izrazu (0.7) i dobivamo:

$$I_\mu'' = \frac{H_\mu \ell_{Fe}}{N_2} \quad \text{ili} \quad I_\mu'' = \frac{p_\mu G}{U_1''} = \frac{p_\mu \ell_{Fe} \gamma}{4,44 f B_m N_2} \quad (0.11)$$



Sl. 0.4. Krivulja magnetiziranja orijentiranog magnetskog lima



Sl. 0.5. Vatni (p_w), jalovi (p_μ) i ukupni (p) gubici po jedinici mase orijentiranog lima ovisno o tjemenoj vrijednosti magnetske indukcije

Tu je ℓ_{Fe} srednja duljina silnica u jezgri, G masa jezgre, a γ je njezina specifična masa.

Komponenta I_g nađe se iz krivulje koja prikazuje ovisnost gubitaka po jedinici mase (p_w) o tjemenoj vrijednosti indukcije B_m (sl. 0.5):

$$I_g'' = \frac{p_w G}{U_i''} = \frac{p_w \ell_{Fe} \gamma}{4,44 f B_m N_2} \quad (0.12)$$

Umjesto da pogrešku naponskog transformatora izračunamo iz padova napona u samom transformatoru, a pogrešku strujnog transformatora iz njegove struje magnetiziranja, često se pogreške jednoga i drugoga određuju izravno iz otporâ i reaktancijâ prikazanih na nadomjesnoj shemi (sl. 0.2.b), što će se poslije iznijeti i potanje. Tad je prikladno otpor R_0 i reaktanciju X_0 naći uz pomoć kompleksne permeabilnosti materijala jezgre. Kompleksna permeabilnost $\bar{\mu}$ omjer je vektora indukcije $\mathbf{B}$ i jakosti polja $\mathbf{H}$ u magnetском materijalu. Pri tome pretpostavljamo da se jedna veličina sinusno mijenja, a od druge uzimamo samo osnovni harmonički član, npr. osnovni harmonički član jakosti magnetskog polja $H_{(1)}$.

Upotrebljava se »serijski« i »paralelni« oblik kompleksne permeabilnosti:

$$\bar{\mu} = \mu_s' - j\mu_s'' = \frac{1}{\mu_0} \frac{\mathbf{B}}{\mathbf{H}_{(1)}} \quad \text{ i } \quad \frac{1}{\bar{\mu}} = \frac{1}{\mu_p'} - \frac{j}{\mu_p''} = \mu_0 \frac{\mathbf{H}_{(1)}}{\mathbf{B}} \quad (0.13)$$

Paralelni je oblik prikladan kad se u nadomjesnoj shemi transformatora služimo paralelnom kombinacijom otpora R_0 i reaktancije X_0 , kao na sl. 0.2.b. Ako bismo tu paralelnu kombinaciju nadomjestili serijskom kombinacijom odgovarajućeg otpora i reaktancije, bio bi prikladniji serijski oblik kompleksne permeabilnosti. Prema izrazu (0.13) moguće je uočiti da između μ_s' i μ_p' , te između μ_s'' i μ_p'' vladaju odnosi:

$$\mu_p' = \mu_s' (1 + \operatorname{tg}^2 \delta) \quad \mu_p'' = \mu_s'' \frac{1 + \operatorname{tg}^2 \delta}{\operatorname{tg}^2 \delta} \quad (0.14)$$

Tu je $\operatorname{tg} \delta$ faktor gubitaka u jezgri:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\mu_s''}{\mu_s'} = \frac{\mu_p''}{\mu_p'} \quad (0.15)$$

Da bismo ustanovili ovisnost otpora R_0 i reaktancije X_0 o kompleksnoj permeabilnosti u paralelnom obliku, odredit ćemo najprije kako o njoj ovise komponente $I_{\mu(1)}''$ i $I_{g(1)}''$ osnovnoga harmoničkog člana struje magnetiziranja $I_{0(1)}''$. Budući je $I_{0(1)}'' = H_{(1)} \ell_{Fe} / N_2$, to uz pomoć izraza (0.13) dobivamo:

$$I_{0(1)}'' = \frac{B_m}{\sqrt{2} \mu_0 \bar{\mu}} \frac{\ell_{Fe}}{N_2} \quad I_{\mu(1)}'' = \frac{B_m}{\sqrt{2} \mu_0 \mu_p'} \frac{\ell_{Fe}}{N_2} \quad I_{g(1)}'' = \frac{B_m}{\sqrt{2} \mu_0 \mu_p''} \frac{\ell_{Fe}}{N_2} \quad (0.16)$$

Tu je $\sqrt{2} \mu_0 \bar{\mu}$ omjer između tjemene vrijednosti indukcije i efektivne vrijednosti amperzavoja po jedinici duljine jezgre potrebnih da se ona magnetizira. Taj se omjer često uzima u proračunu pogrešaka mjernih transformatora, pa je prikladno za njega odabrati posebnu oznaku. Tako se označuje sa: μ_g , μ_c , p itd. (lit. 0.6, 0.7 i 4.3). Ovdje ćemo za njega i umnoške $\sqrt{2} \mu_0 \mu_p'$ i $\sqrt{2} \mu_0 \mu_p''$ upotrijebiti oznake:

$$\bar{\mu}_\sigma = \sqrt{2} \mu_0 \bar{\mu} \quad \mu_\sigma' = \sqrt{2} \mu_0 \mu_p' \quad \mu_\sigma'' = \sqrt{2} \mu_0 \mu_p'' \quad (0.17)$$

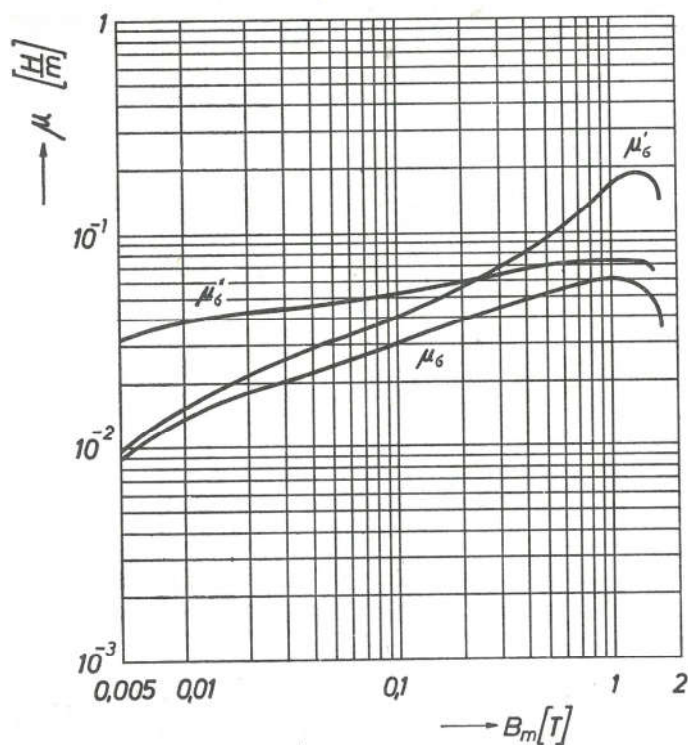
Napomenimo uz to da je upravo efektivna vrijednost osnovnoga harmoničkog člana $I_{0(1)}$ potrebna pri određivanju prijenosnih i faznih pogrešaka naponskih i strujnih transformatora, kako je to iscrpnije objašnjeno u odjeljku 8.5. Izuzetak je nalaženje složene pogreške strujnih transformatora, gdje je potrebna efektivna vrijednost struje magnetiziranja I_0 (odjeljak 2.6.2).

Pomoću izraza (0.7), (0.16) i (0.17) jednostavno se odrede X_0'' i R_0'' :

$$X_0'' = \frac{U_i''}{I_{\mu(1)}} = \frac{\sqrt{2} \pi f N_2^2 S_{Fe}}{\ell_{Fe}} \mu_\sigma' \quad (0.18)$$

$$R_0'' = \frac{U_i''}{I_{g(1)}} = \frac{\sqrt{2} \pi f N_2^2 S_{Fe}}{\ell_{Fe}} \mu_\sigma'' \quad (0.19)$$

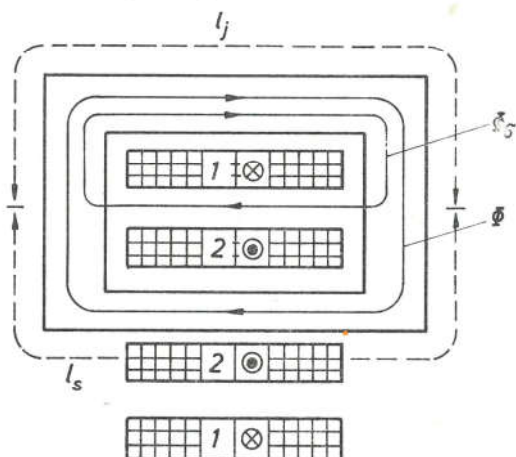
Vidimo da je reaktancija X_0'' razmjerna permeabilnosti μ_σ' , a otpor R_0 permeabilnosti μ_σ'' , pa zbog toga njihove vrijednosti ovise o veličini priključenog napona. Naime, s promjenom napona transformatoru se mijenja indukcija u jezgri, a time i permeabilnosti μ_σ' i μ_σ'' (sl. 0.6).



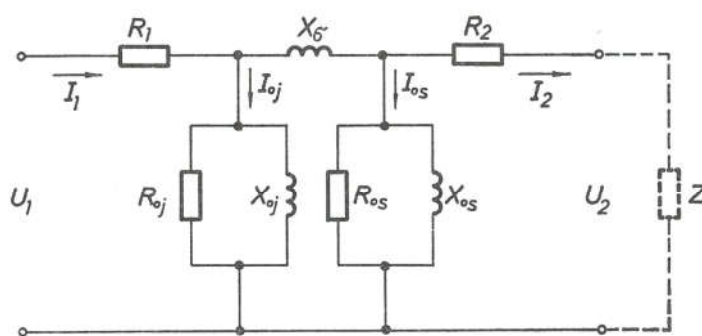
Sl. 0.6. Ovisnost permeabilnosti μ_σ' , μ_σ'' i μ_σ o tjemenoj vrijednosti indukcije za orijentirani magnetski lim

Napomenimo još da smo magnetsku indukciju B_m u jezgri prema izrazu (0.7) dobili na osnovi pojednostavnjene slike stanja u transformatoru. Tu je zapravo pretpostavljeno da magnetskom jezgrom teče samo magnetski tok koji je zajednički za primarni i sekundarni namot. U stvarnosti nije tako jer i rasipni magnetski tokovi zahvaćaju jedan dio jezgre i time utječu na njezinu indukciju, odnosno na struju magnetiziranja. Sl. 0.7. predložuje magnetsku jezgru s primarnim i sekundarnim namotima, 1 i 2, gdje je pretpostavljeno da se cijeli rasipni tok Φ_σ između jednog i drugog namota zatvara preko jarma jezgre. Uz tu pretpostavku teče kroz stup jezgre zajednički tok Φ , a njezinim jarmom prolazi suma tokova Φ i Φ_σ . Zamislimo li tako grananje magnetskih tokova, onda tome bolje odgovara ako u nadomjesnoj shemi upotrijebimo π -spoj (sl. 0.8). Primarni namot obuhvaća oba toka, Φ i Φ_σ , pa se u njemu inducira napon U_{i1} , koji je samo za pad napona na otporu primarnog namota manji od napona U_1 na ulazu transformatora. Da bi se održali ti tokovi u jarmu, potrebni su amperzavoji: $N I_{0j} = \frac{1}{\sqrt{2}} H_{mj} \ell_j$, gdje je I_{0j} dio

struje magnetiziranja koji služi da se magnetizira jaram, H_{mj} je tjemena jakost njegova magnetskog polja, a ℓ_j srednja duljina silnica. Pomoću napona U_{i1} , koji se inducira u primarnom namotu, te jalove i djelatne komponente struje magnetiziranja I_{0j} , možemo lako odrediti vrijednosti reaktancije X_{0j} i otpora R_{0j} u nadomjesnoj shemi na sl. 0.8. U sekundarnom namotu tok Φ inducira napon U_{i2} , koji se od napona U_{i1} razlikuje za pad napona u rasipnoj reaktanciji X_σ . Da se održi tok Φ u stupu jezgre, potrebni su amperzavoji: $N I_{0s} = \frac{1}{\sqrt{2}} H_{ms} \ell_s$. Pri tome je I_{0s} dio struje magnetiziranja kojim se magnetizira stup, H_{ms} je tjemena jakost njegova magnetskog polja, a ℓ_s srednja duljina silnica. I tu možemo lako pomoću poznatog napona U_{i2} i djelatne i jalove komponente struje I_{0s} izračunati vrijednosti reaktancije X_{0s} i otpora R_{0s} u nadomjesnoj shemi na sl. 0.8.



Sl. 0.7. Idealizirano grananje glavnog i rasipnog toka u transformatorskoj jezgri



Sl. 0.8. Nadomjesna shema transformatora: π -spoj

Ovdje smo ukratko prikazali način rada mjernih transformatora s magnetskom jezgrom (*induktivni mjerni transformatori*), ali se ipak može razabrati što je potrebno poduzeti da oni vjerno prenose vrijednosti i fazne

pomake mjerenih struja i napona. Više o tome bit će riječi u 1. i 2. poglavlju. Uz vjeran prijenos mjerenih struja i napona mjerni transformatori moraju zadovoljiti i brojne druge zahtjeve. To je npr. pouzdanost u radu, zatim što manje dimenzije i težina, nezapaljivost, jednostavno održavanje, prihvatljiva cijena itd., što se postiže upotrebom pogodnih izolacijskih i magnetskih materijala, te prikladnom konstrukcijom, o čemu će biti govora u 3, 4. i 5. poglavlju. Za mjerenje vrlo visokih napona i struja na visokim potencijalima mora se induktivnim mjernim transformatorima nerazmjerno povećati volumen izolacije. To je razlog da se umjesto njih uvode razna druga rješenja. Tako se visoki naponi mjere kapacitivnim naponskim transformatorima (6. poglavlje), a struja na vrlo visokim potencijalima prijenosom mjernih vrijednosti pomoću elektrooptike, magnetooptike ili mikrovalova (7. poglavlje). Mjerenje pogrešaka mjernih transformatora, te njihove posebne izvedbe koje služe za vrlo točno mjerenje omjera izmjeničnih i istosmjernih struja i napona, sadrži 6. i 8. poglavlje.

1. OSNOVNO O INDUKTIVNIM NAPONSKIM TRANSFORMATORIMA

1.1. OPĆI POJMOVI

Od naponskih se transformatora zahtijeva da transformiraju mjerene naponе u praktički *stalnom omjeru* i gotovo bez *faznog pomaka* na vrijednosti koje su prikladne za napajanje mjernih instrumenata, zaštitnih i regulacijskih uređaja. Nazivni omjer transformacije k_n naponskog transformatora definiran je omjerom njegova nazivnog primarnog napona U_{1n} i nazivnoga sekundarnog napona U_{2n} :

$$k_n = \frac{U_{1n}}{U_{2n}} \quad (1.1)$$

Nazivni primarni napon jednak je ili linijskome nazivnom naponu mreže (npr. 35 kV) ili njezinu faznom nazivnom naponu (npr. $35/\sqrt{3}$ kV). U prvom slučaju transformator je dvopolno izoliran, a njegov standardizirani nazivni sekundarni napon je 100 V ili, rjeđe, 200 V za prostrane sekundarne strujne krugove. U drugom slučaju transformator je jednopolno izoliran, a sekundarni nazivni napon iznosi $100/\sqrt{3}$ V ili $200/\sqrt{3}$ V. Napomenimo već ovdje da omjer transformacije nije posve jednak omjeru broja zavoja u primarnom i sekundarnom namotu, nego je redovno nešto veći kako bi se smanjile pogreške zbog padova napona u naponskom transformatoru. O tome će poslije biti više riječi. Naponska je pogreška definirana na ovaj način:

$$p_u = \frac{k_n U_2 - U_1}{U_1} 100\% \quad (1.2)$$

Fazna pogreška δ_u je fazna razlika između vektora primarnog i sekundarnog napona. Smjer vektora odabire se tako da savršenom transformatoru fazna razlika bude jednaka nuli. Smatra se da je fazna pogreška pozitivna ako je vektor sekundarnog napona vremenski ispred vektora primarnog napona.

Padovi napona u transformatoru, a time i njegova naponska i fazna pogreška, ovise o teretu priključenome na sekundarne stezaljke. Vrijednost tereta izražava se pomoću njegove prividne vodljivosti i faktora snage:

$$Y = \frac{1}{\sqrt{R^2 + X^2}} \quad (1.3)$$

$$\cos \beta = \frac{1}{\sqrt{1 + X^2/R^2}} \quad (1.4)$$

Teret se može izraziti i pomoću prividne snage koju on troši pri nazivnome sekundarnom naponu (uz propisani faktor snage):

$$P = Y U_{2n}^2 \quad (1.5)$$

S obzirom na teret koji se priključuje na njihovu sekundarnu stranu, upotrebljavaju se naponski transformatori za mjerenje i za zaštitu. Od prvih se redovito zahtijeva veća točnost, ali samo na uskome naponskom području. Kod drugih se zahtijeva manja točnost, ali je potrebno da ona bude održana na znatno širem naponskom području.

1.2. ODREĐIVANJE NAPONSKE I FAZNE POGREŠKE

U uvodnom je poglavlju objašnjeno da naponska i fazna pogreška naponskog transformatora nastaju zbog padova napona koji u njemu izaziva primarna i sekundarna struja. To se može vidjeti i iz vektorskog dijagrama na sl. 0.3. Budući da je primarna struja I_1'' jednaka vektorskoj sumi sekundarne struje I_2 i struje magnetiziranja I_0'' , prikladnije je odvojeno prikazati pad napona $(R_1'' + jX_1'') I_0''$, koji izaziva struja magnetiziranja u primarnom namotu, od pada napona $(R_1'' + R_2 + jX_1'' + jX_2) I_2$ nastalog zbog opterećenja transformatora strujom I_2 (sl. 1.1). Pretpostavimo li da je nazivni omjer transformacije k_n jednak omjeru broja zavoja N_1/N_2 , naponska će pogreška prema izrazu (1.2) biti:

$$p_u = \frac{k_n U_2 - U_1}{U_1} 100\% = \frac{U_2 - U_1''}{U_1''} 100\% \quad (1.6)$$

Uz oznake na sl. 1.1, dalje, dobivamo:

$$p_u = \frac{\overline{QO} - \overline{QP}}{\overline{QP}} 100\% = \frac{\overline{QO} - \overline{QR}}{\overline{QR}} 100\% = -\frac{\overline{OR}}{\overline{QR}} 100\% \quad (1.7)$$

Kako je: $\overline{QR} = \frac{\overline{QO}}{1 + 0,01 p_u}$, izlazi:

$$p_u = -\frac{\overline{OR}}{\overline{QO}} (1 + 0,01 p_u) 100\% \quad (1.8)$$

Radi bolje preglednosti nacrtani su na sl. 1.1. pretjerano veliki padovi napona u otporima i rasipnim reaktancijama transformatora. U stvarnosti su ti padovi redovno vrlo mali jer se od naponskih transformatora zahtijeva mala naponska i fazna pogreška. Stoga se u izrazu (1.8) može zanemariti $0,01 p_u$, a mjesto duljine $\overline{OR}$ uzima se duljina $\overline{OR'}$, pa će biti:

$$p_u \approx -\frac{\overline{OR'}}{\overline{QO}} 100\% \quad (1.9)$$

razlike duljina vektora $\overline{U_1''}$ i $\overline{U_2}$, odnosno dovoljno točno iz odsječka $\overline{OR'}$ na ordinatnoj osi, kako smo to već prije dokazali. Faznu pogrešku dobivamo iz odsječka $\overline{OT}$ na apscisnoj osi. Određivanje naponskih i faznih pogrešaka pojednostavnjuje se uz izbor prikladnog mjerila. Tako, uzme li se da je $U_2 = 100 \text{ V} \triangleq 5 \text{ m}$, izlazi da odsječak $\overline{OL}$, duljine $0,05 \text{ m} = 5 \text{ cm}$, predodređuje naponsku pogrešku -1% , odnosno svaki centimetar ordinatne osi $0,2\%$. Odsječak $\overline{OK}$, dug 5 cm , na apscisnoj osi izražava faznu pogrešku $\delta_1 \approx \text{tg } \delta_1 = 0,05/5 = 0,01 \text{ rad}$ ili $34,4 \text{ min}$. Uz određene dužine $\overline{OL}$ i $\overline{OK}$ lako se na apscisnoj i ordinatnoj osi mogu nanijeti podjele za naponsku i faznu pogrešku. Za primjer na sl. 1.2. dobiva se da je $\overline{OR'} \triangleq -1,67\%$ i $\overline{OT} \triangleq -10 \text{ min}$.

U opisanom postupku reducirali smo sve veličine na sekundarnu stranu. Mjesto toga bolje je, naročito u početnim razmatranjima, pretpostaviti da je na primarnoj i sekundarnoj strani samo jedan zavoj. Naponi, struje, otpori, reaktancije i admitancije tad iznose:

$$\begin{aligned} u_1 &= \frac{U_1}{N_1} & u_2 &= \frac{U_2}{N_2} & u_i &= \frac{U_i'}{N_1} & i_1 &= I_1 N_1 & i_2 &= I_2 N_2 & i_0 &= I_0' N_1 \\ r_1 &= \frac{R_1}{N_1^2} & r_2 &= \frac{R_2}{N_2^2} & x_1 &= \frac{X_1}{N_1^2} & x_2 &= \frac{X_2}{N_2^2} \\ y_0 &= Y_0' N_1^2 = \frac{N_1^2}{\sqrt{R_0'^2 + X_0'^2}} & y &= Y N_2^2 \end{aligned} \quad (1.10)$$

Pad napona u praznom hodu reduciran na napon u_1 bit će:

$$\Delta u_0 = - \frac{z_1 i_0}{u_1} \quad (1.11)$$

Pri tome je $z_1 = r_1 + jx_1$. Budući da je $i_0 = u_i y_0$, a u_i se u naponskih transformatora neznatno razlikuje od u_1 , dobivamo:

$$\Delta u_0 = - \frac{z_1 u_i y_0}{u_1} \approx - z_1 y_0 \quad (1.12)$$

Pad napona u transformatoru uzrokovan strujom tereta i reduciran na napon u_1 , iznosi:

$$\Delta u_t = - \frac{[r_1 + r_2 + j(x_1 + x_2)] i_2}{u_1} = - \frac{z_k i_2}{u_1} \quad (1.13)$$

S obzirom da je $i_2 = u_2 y$, te uz $\frac{u_2}{u_1} = 1 + 0,01 p_u \approx 1$, bit će:

$$\Delta u_t = - \frac{z_k u_2 y}{u_1} \approx - z_k y \quad (1.14)$$

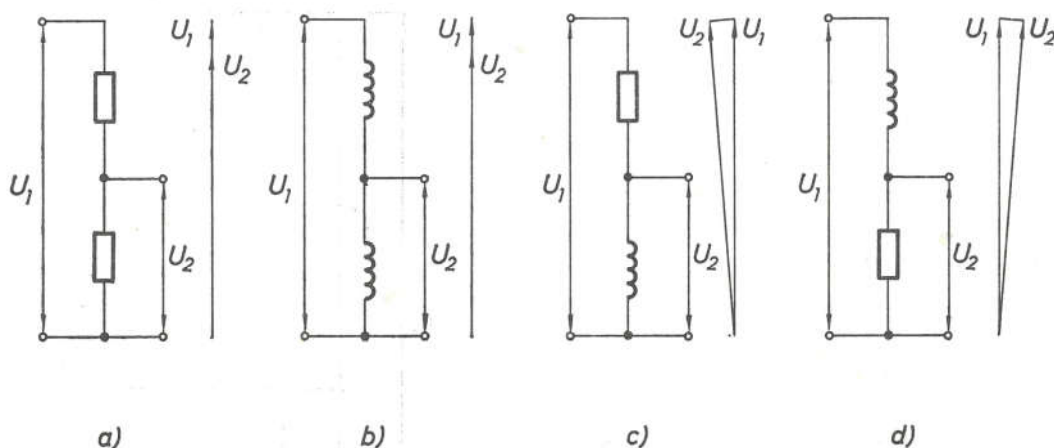
Tu su R_0'' i X_0'' određeni prema izrazima (0.8) i (0.9), a R_p i X_p su djelatni i induktivni otpor tereta u paralelnom spoju. Naponske i fazne pogreške nastale zbog struje magnetiziranja i struje tereta mogu se tad jednostavno odrediti jer opterećenje konduktancijama g_0 i g izaziva u otporima r_1 i r_2 praktički samo naponske, a u reaktancijama x_1 i x_2 samo fazne pogreške. Obratno, opterećenje susceptancijama b_0 i b uzrokuje u otporima r_1 i r_2 praktički samo fazne, a u reaktancijama x_1 i x_2 samo naponske pogreške. Uvjet je pri tome da padovi napona u otporima r_1 i r_2 i reaktancijama x_1 i x_2 budu mnogo manji od ukupnog napona. Da je to tako, lako vidimo iz sl. 1.4. Na osnovi toga dobiva se:

$$p_{uo} = -100 (r_1 g_0 + x_1 b_0) \% \quad (1.22)$$

$$\delta_{uo} = 3440 (r_1 b_0 - x_1 g_0) \text{ min} \quad (1.23)$$

$$p_{ut} = -100 [(r_1 + r_2) g + (x_1 + x_2) b] \% \quad (1.24)$$

$$\delta_{ut} = 3440 [(r_1 + r_2) b - (x_1 + x_2) g] \text{ min} \quad (1.25)$$



Sl. 1.4. Naponska djelila s pripadnim vektorskim dijagramom

Izrazi su dobiveni uz stanovita zanemarenja, no razlike između njih i točnih izraza nemaju praktično značenje. Tako je točni izraz za pogrešku p_{uo} :

$$p_{uo} = 100 \left[\frac{1}{\sqrt{(1 + r_1 g_0 + x_1 b_0)^2 + (x_1 g_0 - r_1 b_0)^2}} - 1 \right] \% \quad (1.26)$$

Na primjer, za $r_1 g_0 = x_1 b_0 = 0,005$ bit će prema približnom izrazu (1.22) pogreška -1% , a točan izraz daje $-0,9901\%$.

U dosadašnjim razmatranjima polazili smo samo od djelatne i induktivne komponente struje praznog hoda, no kroz namote transformatorâ, osobito onih

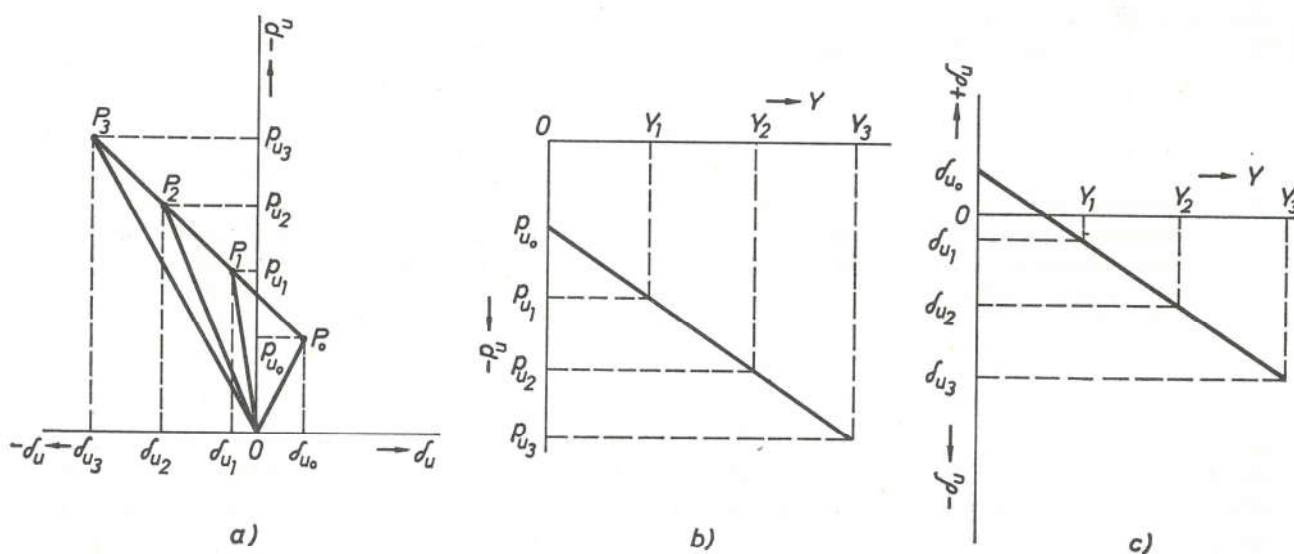
za visoke napone, teku i kapacitivne struje koje su razmjerne djelujućem kapacitetu C , naponu i frekvenciji (pri tome zamišljamo da je djelujući kapacitet C paralelan reaktanciji X_0'' u nadomjesnoj shemi na sl. 0.2.b):

$$I_c = U C \omega j \quad (1.27)$$

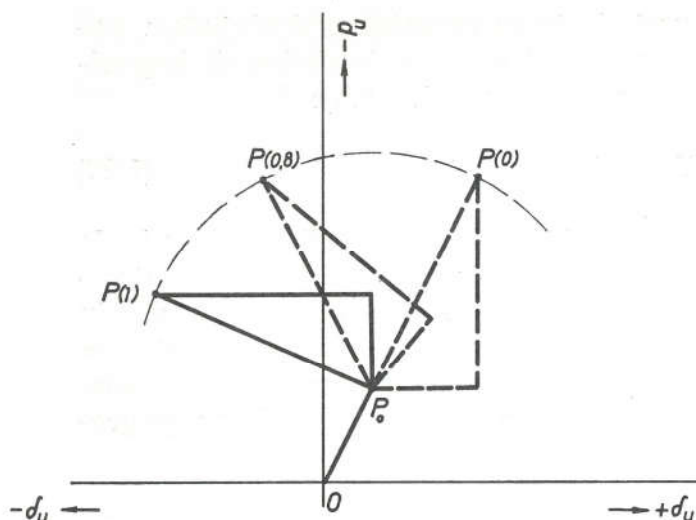
Kapacitivna struja fazno je zakrenuta prema induktivnoj struji praznog hoda za 180° , te smanjuje drugi član u izrazu (1.22). U naponskim transformatorima za visoke napone često kapacitivna struja premašuje induktivnu struju praznog hoda, pa taj član postaje negativan. Uslijed toga nastaje pozitivna naponska pogreška ako je omjer broja zavoja jednak nazivnom omjeru transformacije k_n . Tad zbog negativnoga prvog člana u izrazu (1.23) fazna pogreška poprima negativnu vrijednost.

1.3. OVISNOST POGREŠAKA O TERETU, NAPONU, FAKTORU SNAGE TERETA I O FREKVENCiji

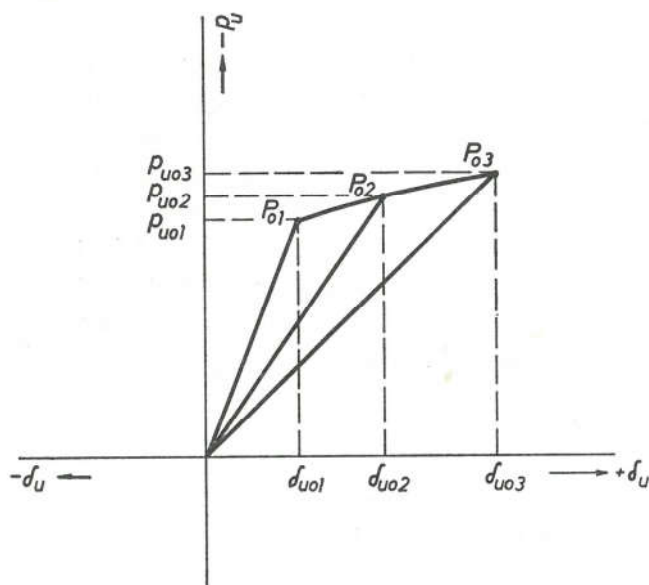
Na osnovi izrazâ izvedenih u odjeljku 1.2. može se jednostavno ustanoviti ovisnost pogrešaka o teretu, naponu, faktoru snage tereta i o frekvenciji. Tako je pri konstantnome primarnom naponu promjena sekundarnog napona Δu_t razmjerna vodljivosti tereta, kako je to očitâ iz izraza (1.14). U kompleksnom dijagramu pogrešaka točke $P_0, P_1, P_2, P_3 \dots$, koje odgovaraju vodljivosti tereta $Y_0 = 0, Y_1, Y_2, Y_3 \dots$, leže na pravcu (sl. 1.5.a). Na sl. 1.5.b i 1.5.c odvojeno je prikazana ovisnost naponske i fazne pogreške o vodljivosti tereta. Iste bismo dijagrame dobili, samo u drugom mjerilu, ako se umjesto vodljivosti tereta na apscisnu os nanese nazivna snaga tereta.



Sl. 1.5. Ovisnost pogrešaka o teretu: a) u kompleksnom dijagramu pogrešaka; b) u dijagramu: $p_u = f(Y)$; c) u dijagramu: $\delta_u = f(Y)$



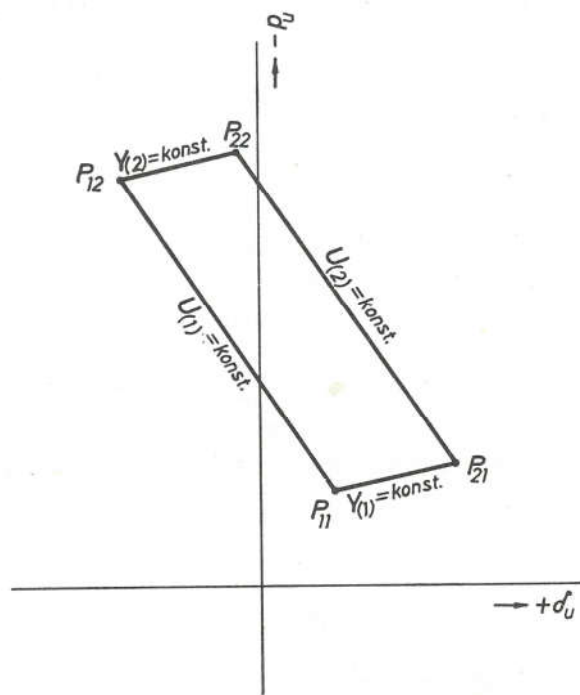
Sl. 1.6. Ovisnost pogrešaka o faktoru snage tereta: $P_{(0)}$ za $\cos \beta = 0$, $P_{(0.8)}$ za $\cos \beta = 0,8$ i $P_{(1)}$ za $\cos \beta = 1$



Sl. 1.7. Ovisnost pogreške u praznom hodu naponskog transformatora u kompleksnom dijagramu za $U = 0,8 U_n$ (točka P_{01}), $U = U_n$ (točka P_{02}) i $U = 1,2 U_n$ (točka P_{03})

Mijenja li se samo fazni kut β tereta, tad u kompleksnom dijagramu pogrešaka vrh vektora u_1 opisuje kružnicu sa središtem u točki koja označuje pogrešku praznog hoda (sl. 1.6).

Promjena napona izaziva promjenu magnetske indukcije u jezgri, a time i promjenu kompleksne permeabilnosti. Zbog toga se mijenja vodljivost y_0 u izrazu (1.12), odnosno konduktancija g_0 i susceptancija b_0 u izrazima (1.22) i (1.23), a stoga i naponska i fazna pogreška transformatora u praznom hodu (sl. 1.7).



Sl. 1.8. Ovisnost pogrešaka naponskog transformatora o naponu i teretu prikazana u kompleksnom dijagramu:
 $U_{(1)} = 0,8 U_n$, $U_{(2)} = 1,2 U_n$
 $Y_{(1)} = 0,25 Y_n$ i $Y_{(2)} = Y_n$

Pregledno je na istome kompleksnom dijagramu prikazati ovisnost pogrešaka o teretu i naponu (sl. 1.8). Pri tome se redovito unose podaci o pogreškama pri 80 i 120% nazivnog napona, te sa 25 i 100% nazivnog tereta. To su granični naponi i tereti uz koje naponski transformator za mjerenje mora još zadovoljiti zahtjeve u pogledu točnosti.

Razmotrimo još kako promjena frekvencije utječe na pogreške naponskog transformatora. S porastom frekvencije pri stalnome priključenom naponu

opada indukcija u jezgri obrnuto razmjerno frekvenciji, a s indukcijom smanjuje se i struja magnetiziranja. Zato je manji pad napona u djelatnom otporu primarnog namota. Rasipna reaktancija primarnog namota raste razmjerno frekvenciji, i njezin pad napona uzrokovan strujom magnetiziranja ostaje gotovo konstantan. Sve skupa uzeto, ukupna pogreška praznog hoda polagano opada s frekvencijom ako je neznatan utjecaj kapacitivnih struja. To obično nije tako kod naponskih transformatora za visoke napone. U njima se čak povećava sekundarni napon s porastom frekvencije zbog djelovanja kapacitivnih struja. Razlog je u tome što kapacitivna struja raste razmjerno frekvenciji, a isto tako i rasipna reaktancija transformatora, pa je porast napona $U C L_{\sigma 1} \omega^2$.

Pogreška zbog struje tereta različito se mijenja s porastom frekvencije, ovisno o faktoru snage tereta. Ako je faktor snage induktivnog tereta $\cos \beta$ jednak faktoru snage transformatora u kratkom spoju $\cos \beta_k$, pogreška se ne mijenja s frekvencijom. Kad je β različito od β_k , s porastom se frekvencije mijenja naponska i fazna pogreška, kako to vidimo iz izraza (1.24) i (1.25).

Općenito se može reći da naponski transformatori dobro prenose više frekvencije. Gornja granica ovisi o njihovoj konstrukciji i iznosi otprilike od 500 do 5 000 Hz. U tome su nepovoljniji transformatori za visoke napone zbog većeg utjecaja kapacitivnih struja. Naponski transformatori za 50 Hz redovito dobro prenose eventualna valna izobličenja primarnog napona. Suprotno tome, oni ne prenose vjerno visokofrekvencijske prijelazne pojave.

1.4. PROPISI O GRANICAMA POGREŠAKA

Prema preporukama *Internacionalne elektrotehničke komisije* IEC-publikacije 186 i 186A iz 1969. i 1970. godine, i prema prijedlogu naših propisa naponski transformatori za mjerenja razvrstani su u pet klasa točnosti: 0,1, 0,2, 0,5, 1,0 i 3,0, a naponski transformatori za zaštitu u dvije klase točnosti: 3P i 6P. Kod naponskih transformatora za mjerenje klasa je točnosti označena brojem koji je jednak apsolutnoj vrijednosti najveće dopuštene naponske pogreške (p_u). Kod naponskih transformatora za zaštitu oznaka klase sastoji se od broja koji je jednak apsolutnoj vrijednosti najveće dopuštene naponske pogreške p_u i slova P iza njega.

Tablica 1.1.

Granice naponske i fazne pogreške naponskih transformatora za mjerenje

Klasa točnosti	$\pm p_u$ %	$\pm \delta_u$	
		min	crad
0,1	0,1	5	0,15
0,2	0,2	10	0,3
0,5	0,5	20	0,6
1,0	1,0	40	1,2
3,0	3,0	nije propisana	nije propisana

Naponska i fazna pogreška naponskih transformatora za mjerenje pri nazivnoj frekvenciji ne smiju premašiti vrijednosti iz tabl. 1.1. za napone između 80 i 120% nazivnog napona, i terete od 25 do 100% nazivnog tereta uz induktivni faktor snage 0,8. Standardizirane su ove vrijednosti nazivnih snaga:

10, 15, 25, 30, 50, 75, 100, 150, 200, 300, 400 i 500 VA.

Pri tome se preporučuju one koje su potcrtane. Za trofazne transformatore navedene vrijednosti odnose se na snagu po fazi.

Kod naponskih transformatora za mjerenje s dva odvojena sekundarna namota navodi se i opseg snaga posebno za svaki namot. Tad gornja granica svakoga od tih opsega snage mora odgovarati jednoj od standardiziranih vrijednosti nazivnih snaga, a donja granica ne može biti manja od 25% gornje. U takvih transformatora opterećenje jednog namota utječe na pogrešku drugoga jer je pad napona u djelatnom otporu R_1 i rasipnoj reaktanciji X_1 zajedničkoga primarnog namota razmjeran zbroju opterećenja obaju sekundarnih namota. Zbog toga se u propisima zahtijeva da svaki od namota mora zadovoljavati zahtjeve s obzirom na točnost za svoj opseg snage, a da pri tome drugi namot može biti opterećen bilo kojim teretom od 0 do 100% njegove gornje granice snage.

Tablica 1.2.

Granice naponske i fazne pogreške naponskih transformatora za zaštitu

Klasa točnosti	$\pm p_u$ %	$\pm \delta_u$	
		min	crad
3 P	3,0	120	3,5
6 P	6,0	240	7,0

Naponska i fazna pogreška naponskih transformatora za zaštitu ne smiju premašiti vrijednosti iz tabl. 1.2. pri nazivnoj frekvenciji, uz 5% nazivnog napona i pri naponu koji odgovara umnošku nazivnog napona i nazivnog faktora napona, te uz terete od 25 do 100% nazivnog tereta.

Nazivni faktor napona ovisi o načinu uzemljenja mreže i o tome kako se na nju priključuje primarni namot naponskog transformatora. Kad je naponski transformator priključen između faza u bilo kojoj mreži, onda je nazivni faktor napona 1,2, a ako je to između faze i zemlje, bit će 1,5 ili 1,9, ovisno o načinu uzemljenja mreže. Kod naponskih transformatora za zaštitu s dva odvojena sekundarna namota zahtijeva se, slično naponskim transformatorima za mjerenje s dva sekundarna namota, da svaki namot zadovolji točnost, uz drugi namot istodobno opterećen od 0 do 100% njegove gornje granice snage.

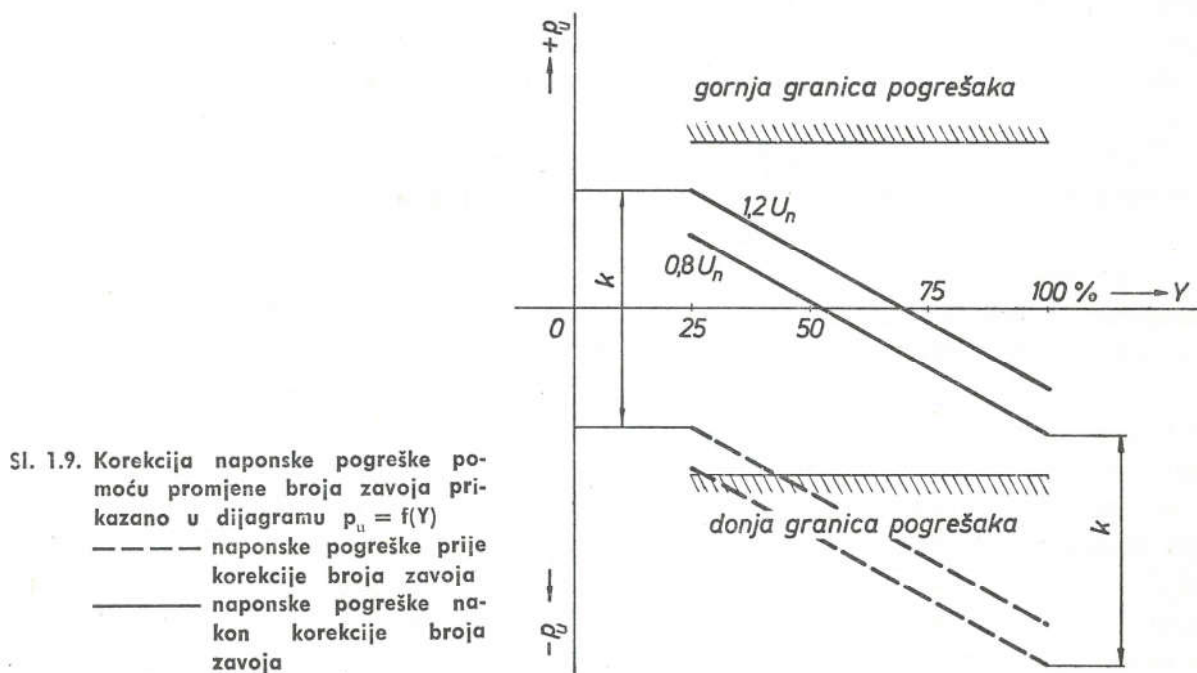
Naponskim transformatorima za zaštitu standardizirane su iste nazivne snage kao i kod naponskih transformatora za mjerenje. Potrebna nazivna snaga i za jedne i za druge određuje se prema potrošku instrumenata ili releja koji će biti priključeni na njihovu sekundarnu stranu. Pri tome u novije vrijeme uvedeni mjerni pretvarači i elektronička zaštita troše znatno manje

snage od klasičnih instrumenata i elektromehaničke zaštite. Tako klasični pokazni i registracijski voltmetri potroše od 1 do 10 VA, a mjerni pretvarač koji izmjenični napon pretvara u istosmjernu struju nazivnog iznosa od 10 ili 20 mA, troši od 1,5 do 7 VA, s time da se na njega može priključiti više pokaznih i registracijskih instrumenata (lit. 0.3). Slično vrijedi za pretvarače snage, frekvencije i faznog pomaka te za elektroničke releje. Stoga u novijim postrojenjima često nisu potrebne tako velike snage mjernih transformatora kao prije.

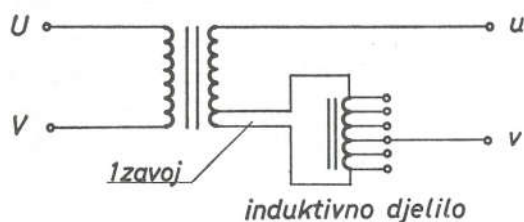
1.5. MJERE KOJIMA SE SMANJUJU POGREŠKE

U odjeljcima 1.2. i 1.3. razloženo je o kojim parametrima ovise pogreške zbog praznog hoda i one što ih uzrokuje teret naponskog transformatora. Kad su ti parametri jednom definirani, može se naknadno utjecati samo na pogrešku u praznom hodu, ali ne i na onu koju uzrokuje teret. Tom se mogućnosti redovito koristi jer se pri omjeru zavoja jednakom nazivnom omjeru transformacije k_n dobiva već u praznom hodu negativna naponska pogreška, koja postaje sve negativnija što je teret veći. Zato se obično jednome od namota korigira broj zavoja tako da se naponska pogreška raspodijeli (sl. 1.9). Ona je onda pri malim teretima pozitivna, a uz veće postaje negativna. Najčešće se broj zavoja korigira tako da se on smanji u primarnom namotu jer njegov veći broj zavoja omogućuje finiju korekciju. Ako se broj zavoja u primarnom namotu promijeni za $\Delta N_1 = N_{1k} - N_1$, gdje je N_{1k} korigirani broj zavoja, a N_1 je onaj koji odgovara nazivnom omjeru transformacije k_n , onda je time ostvarena korekcija naponske pogreške:

$$\alpha = - \frac{N_{1k} - N_1}{N_{1k}} 100\% = - \frac{\Delta N_1}{N_{1k}} 100\% \quad (1.28)$$



Korekcija $\approx$ tako se odabire da se karakteristike pogrešaka što bolje smjeste unutar njihovih granica, kao što je to pokazano na sl. 1.9. Ipak se taj jednostavni postupak ne može primijeniti u svim prilikama. Tako, promijeni li se broj zavoja naponskim transformatorima za niski napon i visoku klasu točnosti za samo jedan zavoj, često je rezultat prevelika korekcija. Kod uljnih transformatora i transformatora zalivenih epoksidnom smolom mora se korekcija u visokonaponskom namotu provesti prije nego se on impregnira uljem ili zaliže epoksidnom smolom. Stoga se ne može pri punom naponu mjeriti pogreška i utvrditi kolika je korekcija potrebna jer neimpregnirani namot to ne bi izdržao, a pogreške upravo ovise o veličini napona. Osim toga, zbog impregnacije uljem mijenja se kapacitet namota, pa zato i pogreška u praznom hodu, osobito u transformatora za više napone. Utjecaj napona i promjene kapaciteta na naponsku pogrešku obično se utvrđuje već na prototipu i uzima pri korekciji broja zavoja u serijskoj proizvodnji, no ako to nije moguće, prikladno je rješenje omsko djelilo ili, još bolje, induktivno djelilo, koji se priključuju paralelno posljednjem zavoju u sekundarnom namotu (sl. 1.10). Djelilo ima više odvojaka, pa se izborom odgovarajućega može postići fina korekcija naponske pogreške.

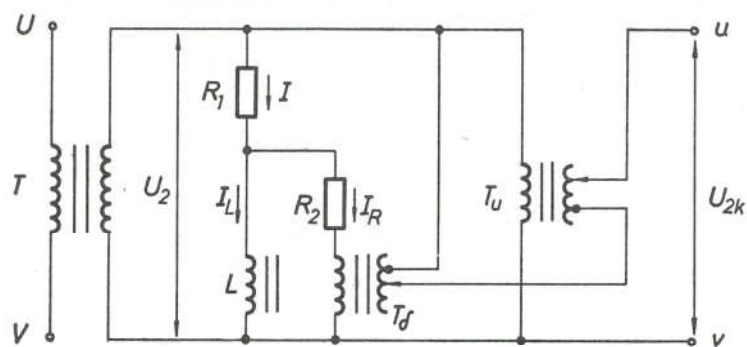


Sl. 1.10. Korekcija naponske pogreške uz pomoć induktivnog djelila

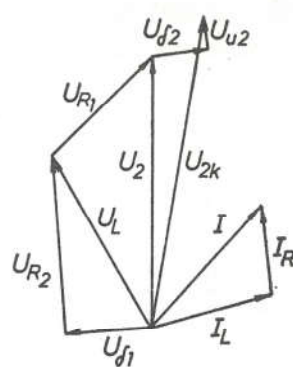
Katkad se korekcija naponske i fazne pogreške u praznom hodu provodi priključujući odgovarajući teret na sekundarni namot. Potrebni iznos i fazni pomak tog tereta mora se utvrditi eksperimentalno ili pomoću izraza za pogreške naponskog transformatora u praznom hodu i pod teretom — izrazi od (1.22) do (1.25).

Dobro mogu poslužiti i postupci gdje se pomoću prikladnih sklopova sekundarnoj strani dodaju naponi kojima se korigira naponska i fazna pogreška transformatora u praznom hodu.

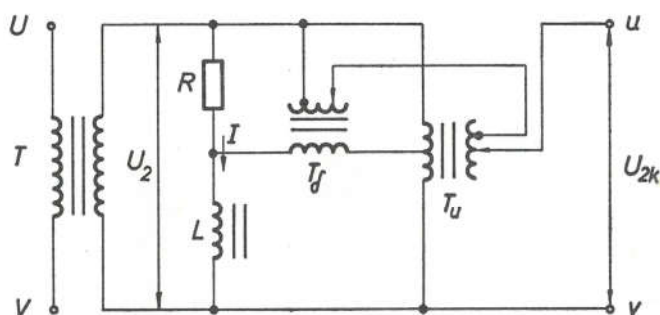
Dva takva rješenja prikazana su na sl. 1.11. U oba se naponska pogreška korigira uz pomoć transformatora T_u s više odvojaka na sekundarnoj strani. Njegov je sekundarni napon u fazi s mjerenim naponom i dodaje se sekundarnom naponu glavnog transformatora T . U spoju prema sl. 1.11.a kroz primarni namot transformatora T_u teče struja I_R koja je u fazi s mjerenim naponom (sl. 1.11.b). Taj je transformator blizu stanja praznog hoda, pa mu je sekundarni napon fazno pomaknut prema struji I_R za 90° i služi za korekciju fazne pogreške. U spoju prema sl. 1.11.c priključen je primar transformatora T_u na napon koji je okomit na mjereni napon (sl. 1.11.d), pa se na njegovu sekundarnom namotu s odvojcima dobiva dodatni napon potreban za korekciju fazne pogreške.



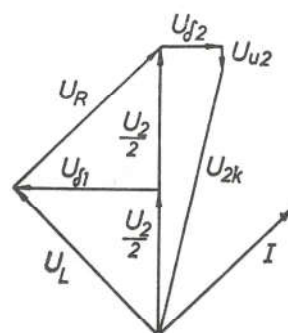
a)



b)



c)

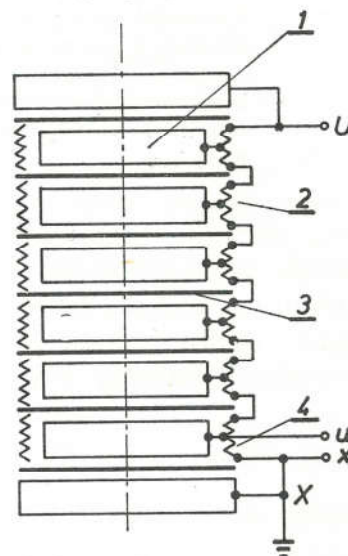


d)

Sl. 1.11. Dva rješenja za kompenzaciju naponske i fazne pogreške naponskog transformatora pomoću dvaju međusobno okomitih napona: a) shema spoja; b) vektorski dijagram za shemu pod a); c) shema spoja; d) vektorski dijagram za shemu pod c)

1.6. NAPONSKI TRANSFORMATORI S OTVORENOM JEZGROM

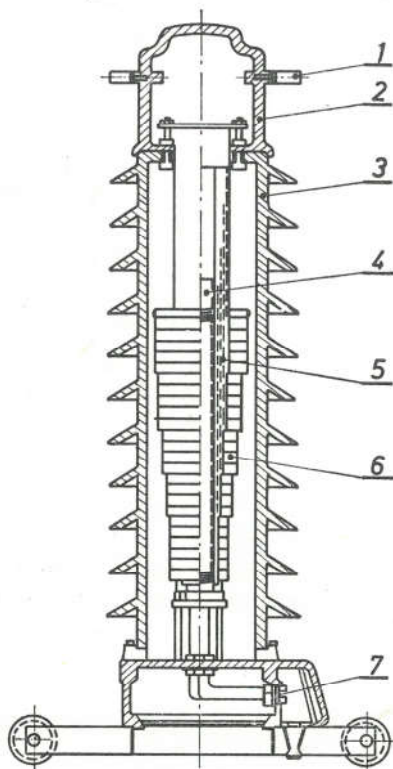
Izoliranje naponskih transformatora za visoke napone, što je i najveći dio troškova u njihovoj izradi, znatno se pojednostavnjuje ako njihova jezgra nije zatvorena, već je u obliku stupa. Time se postiže da nije potrebno izolirati visokonaponski namot prema jarmu jezgre, kao u transformatora sa zatvorenim jezgrom. Prvome takvom transformatoru (lit. 1.11) stup jezgre bio je podijeljen na više međusobno izoliranih dijelova spojenih na odgovarajuće odvojke visokonaponskih namota (sl. 1.12), tako da je bila dovoljna tanka izolacija između visokonaponskog namota i jezgre. Zbog malog promjera jezgre s namotima mogao se cijeli transformator smjestiti u izolator od porculana samo nešto većeg promjera nego u obična potpornog izo-



Sl. 1.12. Naponski transformator s otvorenim jezgrom sastavljenom od izoliranih dijelova

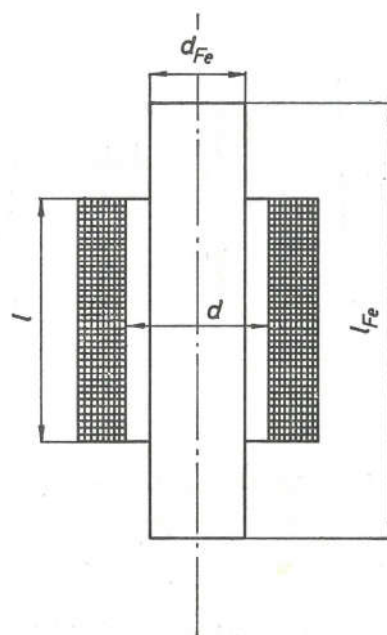
1 otvorena jezgra podijeljena na izolirane dijelove,
2 primarni namot, 3 izolacija dijelova jezgre, 4 sekundarni namot

latora za isti napon. Sekundarni namot bio je na donjem kraju visokonaponskog namota pa je rasipni induktivitet transformatora bio redovito vrlo velik. To je glavni nedostatak ovog rješenja koji otežava izradu transformatora za iole veće terete. U novijem rješenju (lit. 1.12) stup jezgre nije u više dijelova, a sekundarni je namot uzduž većeg dijela jezgre i praktički je jednako dugačak kao i primarni namot (sl. 1.13). Izolacija između primarnog i sekundarnog namota su cilindri namotani od tankog papira s kondenzatorskim oblogama kojima se postiže jednoličnija podjela električnog potencijala u izolaciji (odjeljak 3.7.2).



Sl. 1.13. Presjek naponskog transformatora s otvorenom jezgrom za 220 kV (»Sprecher et Schuh«)

1 primarni priključak, 2 konzervator, 3 izolator, 4 stupna jezgra sa sekundarnim namotom, 5 visokonaponska izolacija s kondenzatorskim oblogama, 6 primarni namot, 7 postolje sa sekundarnim priključcima



Sl. 1.14. Pojednostavnjeni izgled otvorene jezgre s primarnim namotom

Struja magnetiziranja u ovakvim transformatorima veća je nego kod onih sa zatvorenom jezgrom zbog toga što se magnetski tok zatvara preko okolnog zraka. Prema R. Kuchleru (lit. 1.12) magnetski pad napona u okolnom zraku jednak je onome u zračnoj pukotini, u kojoj vlada srednja magnetska indukcija jednaka onoj u stupu, ako je širina te pukotine:

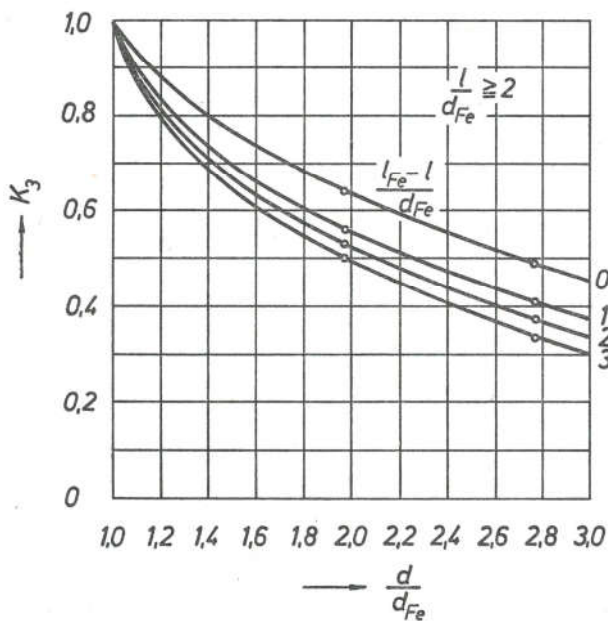
$$\ell_z = 0,44 \frac{d_{Fe}}{K_1 K_2 K_3} \quad (1.29)$$

gdje je, uz oznake prema sl. 1.14:

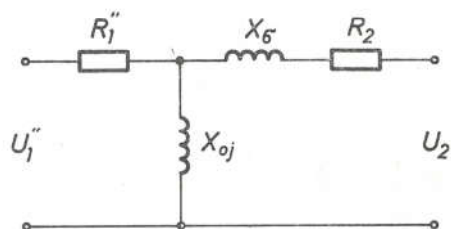
$$K_1 = d/d_{Fe} \quad K_2 = 1 + \frac{0,6 \ell_{Fe} - 0,5 \ell}{d_{Fe}} \quad \text{za } \ell_{Fe} > \ell$$

K_3 je prikazan na sl. 1.15. Tako će za $d = d_{Fe}$ i $\ell = \ell_{Fe}$ biti: $\ell_z = 0,44 d_{Fe}/(1 + 0,1 \ell_{Fe}/d_{Fe})$. Budući da je utrošak amperzavoja u željezu redovito neznatan prema onome u zraku, to struja magnetiziranja u transformatoru iznosi:

$$I_0 = \frac{\ell_z B_m}{\mu_0 \sqrt{2} N_1} \quad (1.30)$$



Sl. 1.15. Korekcijski faktor K_3 za $(\ell - \ell_{Fe})/d_{Fe} = 0, \dots, 3$



Sl. 1.16. Nadomjesna shema naponskog transformatora s otvorenom jezgrom

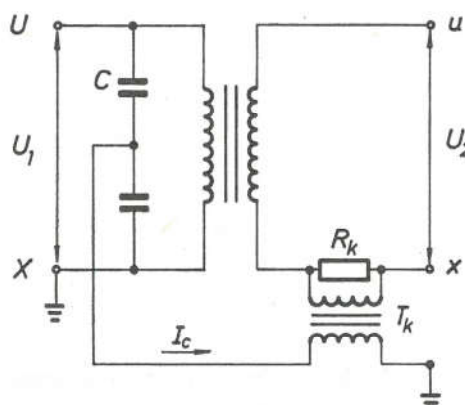
Pri tome je B_m srednja tjemena vrijednost indukcije u željezu. Iz ovih izraza očito je da zračni raspor, a time i struja magnetiziranja, pada s porastom stupnja vitkosti ℓ/d_{Fe} . Osim toga, ako zadržavajući isti magnetski tok smanjujemo promjer stupa, neće bitno porasti struja magnetiziranja, pa se u željezu mogu odabrati praktički one indukcije kao i kod zatvorene jezgre. Tad će struja magnetiziranja imati vrijednost prihvatljivu i s obzirom na zagrijavanje transformatora i s obzirom na opterećenje mreže. Zato se pomoću otvorene jezgre mogu ostvariti vitki transformatori vrlo male težine i uz malen volumen ulja. Napomenimo još da pri točnijem proračunu struje magnetiziranja valja uzeti debljinu primarnog namota i različite promjere visokonaponskih svitaka, što je npr. moguće uz primjenu metode konačnih elemenata (odjeljak 3.7.1).

Razumije se da će zbog povećane struje magnetiziranja porasti pogreška transformatora u praznom hodu. Njezin iznos možemo odrediti upotrijebivši π -spoj u nadomjesnoj shemi transformatora prema sl. 0.8. Pri tome struja magnetiziranja I_{0j} , koja daje amperzavoje potrebne da se stvori magnetski tok u zraku, mnogo veća od struje I_{0s} , kojom se magnetizira stup, pa je u nadomjesnoj shemi moguće izostaviti otpor R_{0s} i reaktanciju X_{0s} . Isto tako može se izostaviti otpor R_{0j} , jer su gubici koje stvara magnetski tok u okolnom prostoru redovito neznatni, čime se nadomjesna shema bitno pojednostavnjuje (sl. 1.16). Stoga u praznom hodu nastaje praktički samo fazna pogreška:

$$\delta_{u0} = 3440 I_0 R_1 / U_1 = 3440 r_1 y_{0j} \text{ min} \quad (1.31)$$

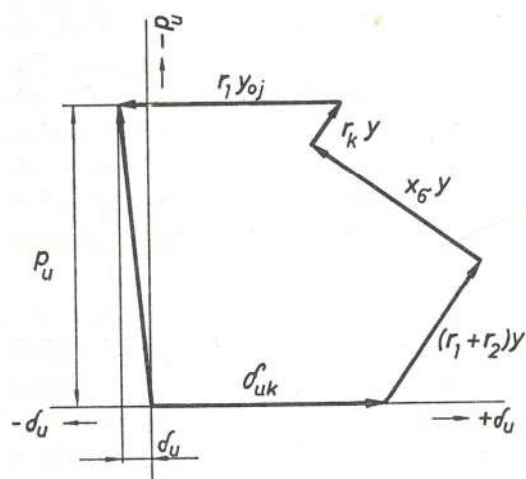
Redovito fazna pogreška transformatora premašuje granice koje dopušta klasa pa se to različito kompenzira. Jedan od načina prikazan je na sl. 1.17. Tu se upotrebljava kapacitivna struja I_c koja teče kroz izolaciju visokonaponskog namota. Ona se s jednog od metaliziranih uložaka odvodi u pomoćni strujni transformator T_k . Sekundarna struja tog transformatora teče preko otpora R_k i uzrokuje u njemu pad napona fazno pomaknut prema primarnome gotovo za 90° , pa se odgovarajućim izborom vrijednosti tog otpora može u cijelosti kompenzirati fazna pogreška nastala zbog struje magnetiziranja. Pri tome se za omjer transformacije K_k transformatora T_k i za kapacitet izolacije C dobiva fazna korekcija:

$$\delta_{uk} = 3440 \frac{I_c R_k}{K_k U_2} = 3440 \frac{k_n}{K_k} R_k C \omega \sin \quad (1.32)$$

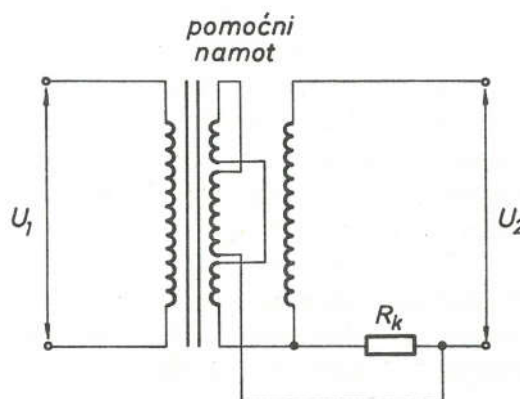


Sl. 1.17. Korekcija fazne pogreške pomoću kapacitivne struje kondenzatorskih obloga

Tu je k_n omjer transformacije u transformatoru s otvorenom jezgrom. Također, ne smije se zaboraviti da sekundarna struja I_2 teče preko otpora R_k pa u njemu nastaje djelatni pad napona relativnog iznosa: $I_2 R_k / U_2 = R_k Y = R_k y / N_2^2 = r_k y$. Na osnovi rečenoga moguće je nacrtati kompleksni dijagram pogreške transformatora s otvorenom jezgrom (sl. 1.18).

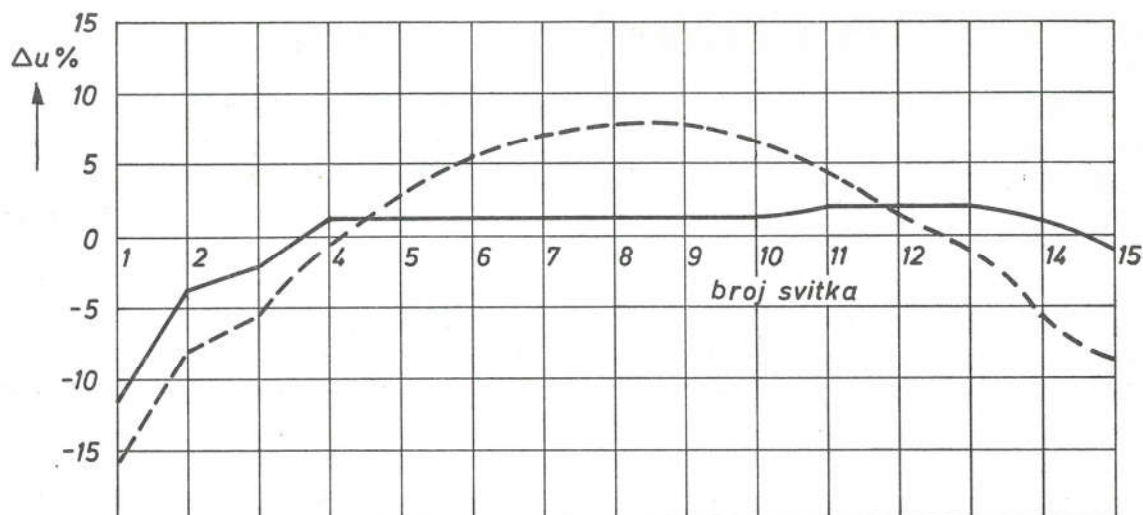


Sl. 1.18. Kompleksni dijagram za naponski transformator s otvorenom jezgrom



Sl. 1.19. Korekcija fazne pogreške pomoću struje iz pomoćnog namota

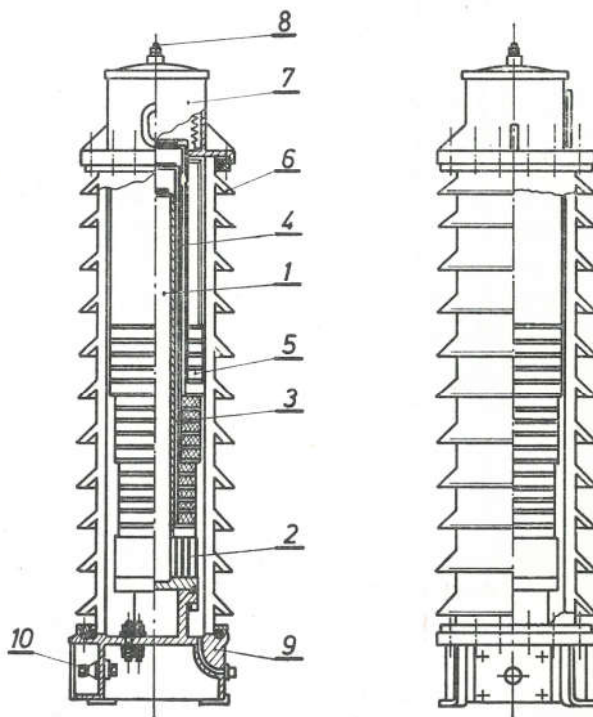
Neovisno opisanim rješenjima, a na temelju iskustava stečenih na ispitnim transformatorima s otvorenom jezgrom (lit. 1.13), razvijen je u poduzeću »Rađe Končar« naponski transformator s otvorenom jezgrom koji se odlikuje nekim specifičnostima. On ima pomoćni namot od tri dijela (sl. 1.19).



Sl. 1.20. Raspodjela napona u svicima primarnog namota ($\Delta u\%$ je postotno odstupanje napona svitaka od linearne raspodjele): a) — za transformator s pomoćnim namotom; b) — — — bez pomoćnog namota

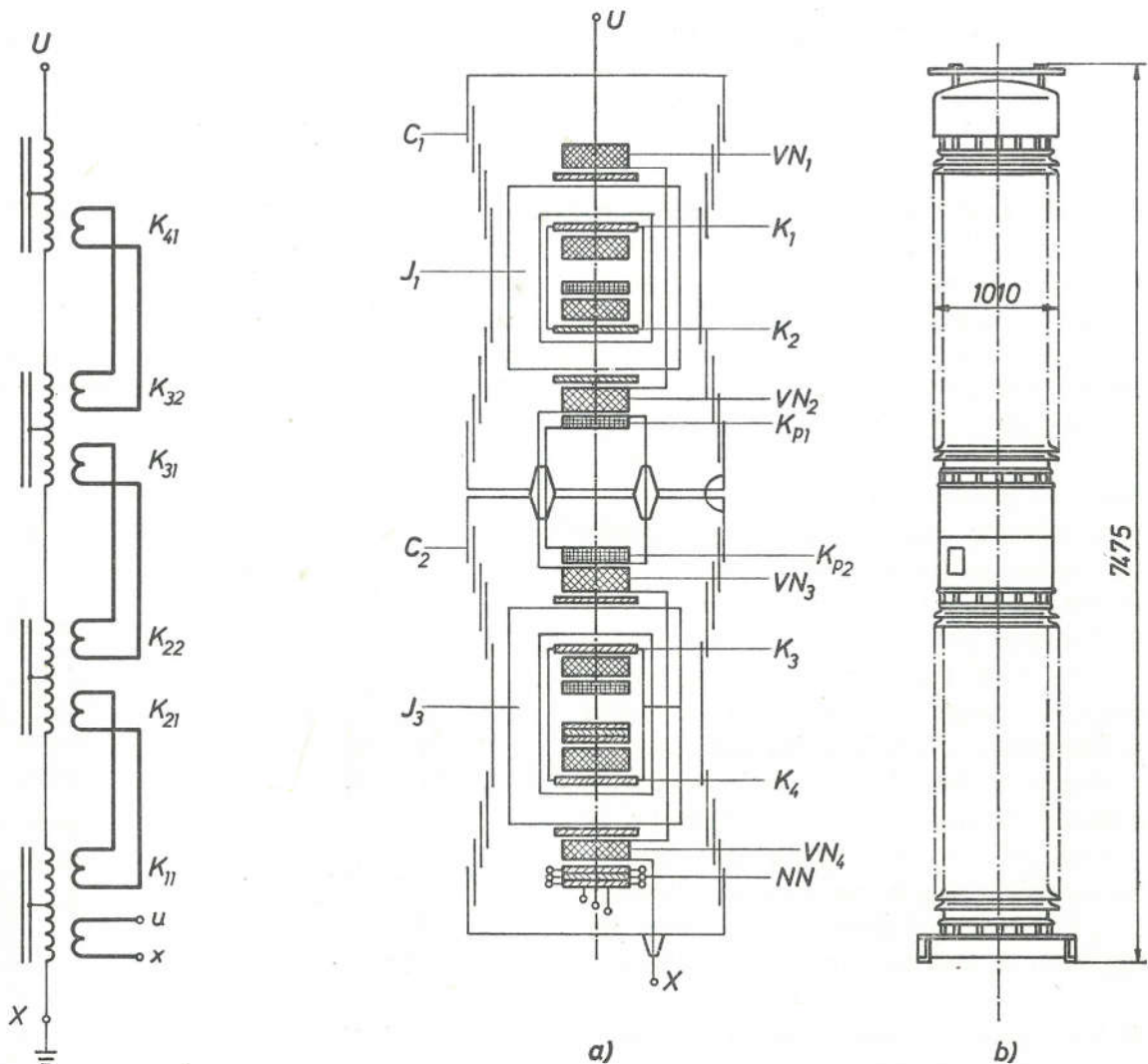
Dva su krajnja spojena u seriju, a zatim su paralelno povezana sa srednjim dijelom. Obje paralelne grane imaju jednak broj zavoja, pa budući da je indukcija u sredini stupa veća od one na njegovim krajevima, teku između grana struje izjednačenja. Te struje ujednačavaju indukciju u dijelu stupa koji je obuhvaćen pomoćnim namotom i dobiva se znatno jednoličnija raspodjela napona uzduž namota (sl. 1.20), što je povoljno u pogledu naprežanja izolacije. Osim toga, fazni pomak tih struja prema primarnom namotu praktički je 90° , pa se pruža jednostavna mogućnost kompenzacije fazne pogreške (sl. 1.19). Struje izjednačenja teku preko otpornika prikladna iznosa R_k i u njemu izazivaju pad napona kojim se kompenzira fazna pogreška. Za izolaciju primarnoga od sekundarnog namota i jezgre služe cilindri tankog papira s metaliziranim ulošcima. Njihova je visina osjetno smanjena ugradnjom izolacijskih kapa na kraju cilindara (sl. 1.21). Tim zahvatima transformatoru je znatno smanjena težina.

Sl. 1.21. Naponski transformator s otvorenom jezgrom za $110/\sqrt{3}$ kV (»R. Končar«)
1 otvorena jezgra, 2 stopalo jezgre, 3. sekundarni namot, 4 izolacija između namota, 5 primarni namot, 6 porculanski izolator, 7 konzervator, 8 visokonaponski priključak, 9 siluminsko kućište, 10 niskonaponski priključci



1.7. KASKADNI TRANSFORMATORI

Poteškoće u izoliranju primarnog namota naponskih transformatora smanjuju se ako se više transformatora spoji u kaskadu, pa se danas tako redovito postupa za nazivne napone veće od 220 kV. Spoj četiriju transformatora u kaskadu prikazan je na sl. 1.22. Primarni namoti spojeni su u seriju, a sredina svakog namota povezana je s njegovom jezgrom. Zbog toga je najveći napon između namota i jezgre samo jedan dio mjenenog napona. Kod četiriju transformatora u kaskadnom spoju on iznosi samo osminu mjenenog napona, što znatno olakšava izoliranje primarnog namota. Takav način spajanja uzrokuje potencijalnu razliku između jezgri transformatora, pa ih valja međusobno razmaknuti i izolirati. Obično je, zbog lakšeg transporta, svaki pojedini transformator hermetički zatvoren u vlastitome porculanskom izolatoru, pa se na terenu kaskada montira slažući jedan transformator na drugi.



Sl. 1.22. Spajanje namota u kaskadi od četiri transformatora

Sl. 1.23. Kaskadni naponski transformator za 750 kV: a) raspored namota u kaskadi od dva transformatora s dvodjelnim primarnim namotom; b) vanjski izgled

VN_1 — VN_4 primarni namot u četiri dijela, NN sekundarni namot, K_1 , K_2 , K_3 , K_4 , K_{p1} i K_{p2} kompenzacijski namoti, J_1 i J_2 jezgre gornjeg i donjeg transformatora, C_1 i C_2 kapacitivne obloge koje ujednačuju podjelu udarnog napona

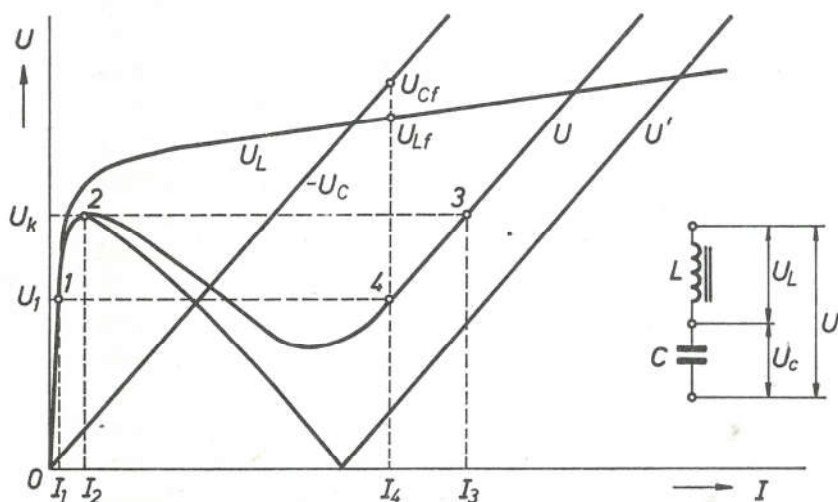
Transformatori su međusobno još povezani pomoću kompenzacijskih namota: K_{11} , K_{21} , K_{22} , K_{31} , K_{32} i K_{41} . Bez njih bi se mjereni napon jednoliko raspodijelio na primarne namote transformatora samo ako sekundarni namot nije opterećen. Opteretiti li se sekundarni namot, smanjuje se napon na donjem transformatoru, a raste napon na ostalim transformatorima. Stoga bi se sekundarni namot smio samo malo opteretiti, dakle, za mjerenje bi preostala samo mala snaga. Kompenzacijski namoti poboljšavaju raspodjelu napona između transformatora u kaskadi jer zbog nejednolike raspodjele napona nastaju struje izjednačenja u kompenzacijskim namotima, koje smanjuju razlike. Zbog takvog djelovanja kompenzacijskih namota može se više opteretiti sekundarni namot. Kaskade se sastoje od transformatora s otvorenim i zatvorenim jezgrom (odjeljak 5.4). U nekim izvedbama primarni je namot pojedinog transformatora podijeljen na dva dijela koja su namotana na suprotnim stupovima iste jezgre (sl. 1.23). Kako bi se smanjilo rasipanje između ta dva dijela, upotrebljavaju se kompenzacijski namoti: K_1 , K_2 , K_3 i K_4 , a transformatori se međusobno čvršće povezuju kompenzacijskim namotima K_{p1} i K_{p2} . Tim namotima osigurana je jednolika raspodjela napona u primarnom namotu pri mrežnoj frekvenciji, međutim, pri naglim promjenama napona njegovu podjelu diktiraju kapaciteti između dijelova namota i prema zemlji (odjeljak 3.7.2). Da bi se i tad osigurala jednolika raspodjela, dodani su kapaciteti C_1 i C_2 koje tvore papirne bandaže s metaliziranim folijama.

Redovito ovakve kaskade, slično kao i drugi naponski transformatori, imaju više sekundarnih namota, od kojih jedni služe samo za mjerenje, a drugi za priključak zaštite. Pri tome naponske i fazne pogreške pojedinih sekundarnih namota ne ovise samo o svom opterećenju već i o tome kako su opterećeni drugi sekundarni namoti. To je i razumljivo jer padovi napona u primarnom i kompenzacijskim namotima ovise o ukupnom opterećenju svih sekundarnih namota, a ti se padovi napona onda podjednako prenose na sve sekundarne namote (odjeljak 1.4).

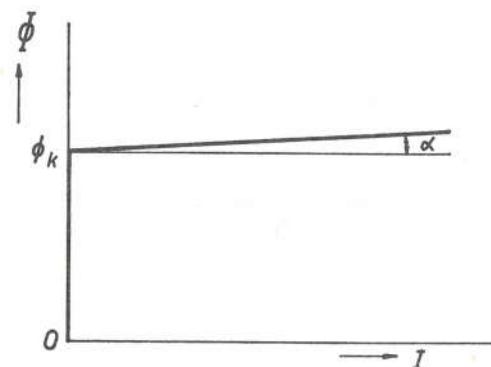
1.8. FEROREZONANCIJA

U trofaznim mrežama s izoliranom neutralnom točkom nastaju katkad u induktivnim naponskim transformatorima s jednom uzemljenom stezaljkom snažne oscilacije, koje mogu izazvati njihovo oštećenje zbog pretjeranog zagrijavanja ili prenapona. Uobičajen naziv za tu pojavu je ferorezonancija, a pojavljuje se u izvjesnim okolnostima kod strujnih krugova s kondenzatorima i svicima sa željeznom jezgrom. Pojavu ćemo поближе protumačiti na primjeru serijskog spoja svitka sa željezom i kondenzatora. Na sl. 1.24. prikazan je napon na svitku U_L , i napon na kondenzatoru U_C ovisno o njihovoj struji I . Zanimljivo je da se gubici i viši harmonički članovi, bit će napon napajanja U jednak razlici napona U_L i U_C , što je na sl. 1.24. predloženo krivuljom U' . Krivulja U prikazuje napon napajanja bez tih zanemarenja. Neka je pri tome U_1 napon napajanja u redovnim radnim uvjetima. Ako smo taj napon dobili postepeno podižući napon napajanja, teći će kroz svitak i kondenzator struja I_1 kojoj odgovara točka 1 na krivulji napona napajanja U . Pretpostavimo zatim da napon napajanja poraste, dosegne i malo premaši kritični iznos U_k .

Tad će struja napajanja skokomice porasti od I_2 na mnogo veći iznos I_3 . Smanjimo li, nakon toga, napon napajanja na početni iznos U_1 , neće više teći struja I_1 kao prije, već mnogo veća struja I_4 . Uz to su i naponi U_{Lf} i U_{Cf} na svitku i kondenzatoru mnogo veći nego prije. Takvo stanje može se održati vrlo dugo i uzrokovati da se svitak i kondenzator pretjerano zagriju i da povećani naponi uzrokuju njihov proboj.



Sl. 1.24. Pojava ferorezonancije



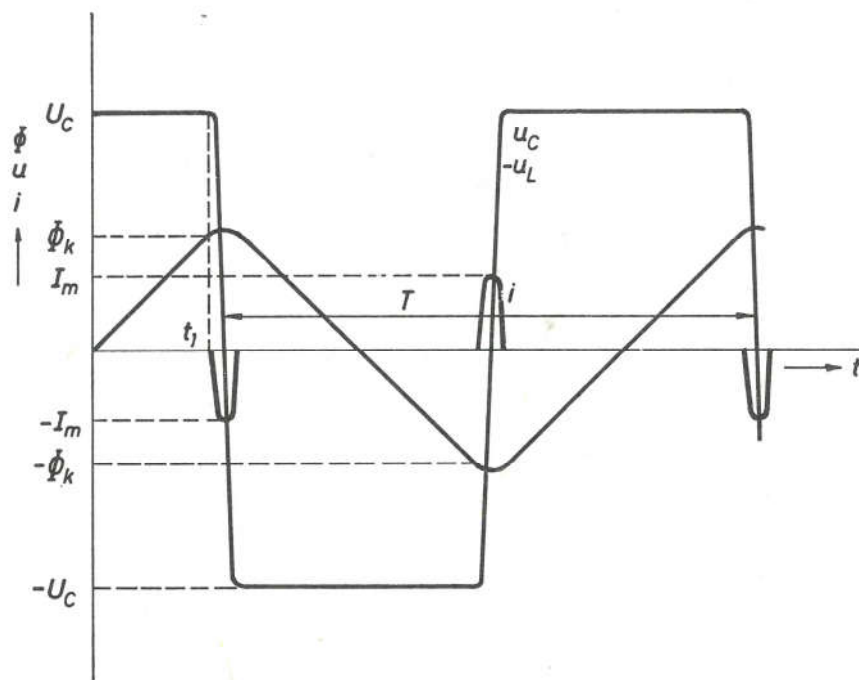
Sl. 1.25. Ovisnost toka Φ o struji I u svitku sa željezom nadomještena dvama pravcima

Nelinearna krivulja magnetiziranja svitka sa željezom, koji u zasićenom stanju ima i do tisuću puta manju impedanciju od one kad je nezasićen, jako izobličuje u ferorezonanciji struju kruga i napone na svitku i kondenzatoru, te oni znatno odstupaju od sinusnog oblika. Da bismo dobili uvid u ta izobličenja i bolje objasnili pojavu ferorezonancije, odredit ćemo valni oblik struje i napona. Pri tome ćemo se poslužiti nekim pojednostavnjenjima koja neće bitno izmijeniti sliku stanja. Nadomjestit ćemo krivulju magnetiziranja jezgre dvama pravcima — jednim koji je u ordinatnoj osi i drugim koji je prema apscisnoj osi nagnut za mali kut α (sl. 1.25). Osim toga ćemo privremeno zanemariti gubitke u strujnom krugu. Razmotrimo najprije kako se vlada takav krug ako je kondenzator nabijen na napon U_C , u jezgri nema magnetskog toka, a napon je napajanja neznan. Prema karakteristici na sl. 1.25. induktivitet svitka je neizmjeran kad je njegov tok manji od Φ_k , pa kondenzator zadržava napon U_C jer se ne može prazniti preko svitka. Napon $U_L = -N \frac{d\Phi}{dt}$ induciran u svitku drži ravnotežu naponu kondenzatora U_C , ili $U_C = N \frac{d\Phi}{dt}$ te nakon integriranja dobivamo:

$$\Phi = \Phi_0 + \frac{U_C}{N} t \quad (1.33)$$

Tok u jezgri linearno raste s vremenom, pa uz $\Phi_0 = 0$, nakon vremena $t_1 = \Phi_k N / U_C$, postiže vrijednost Φ_k (sl. 1.26). Poslije toga prelazi jezgra na gotovo vodoravan dio karakteristike, a induktivitet svitka poprima konačnu

malu vrijednost L koja je jednaka promjeni ulančenog toka jezgre $N \Phi$ za promjenu struje od jednog ampera. Stoga se kondenzator počinje naglo izbijati preko svitka po sinusnom zakonu, te nakon četvrtine periode (trajanje periode: $T_p = 2\pi \sqrt{LC}$) napon kondenzatora pada na nulu, a struja postiže maksimalnu vrijednost $I_m = U_C \sqrt{C/L}$. U drugoj četvrtini periode struja se smanjuje i nabija kondenzator na napon polariteta suprotnoga prijašnjemu sve do iznosa $-U_C$, kad struja pada na nulu, a magnetski tok nanovo poprima vrijednost Φ_k .



Sl. 1.26. Naponi, struja i magnetski tok jezgre svitka u ferorezonanciji za strujni krug bez gubitaka

Zbog promjene polariteta napona na kondenzatoru mijenja se i polaritet induciranog napona u svitku, što zahtijeva da se smanji tok u jezgri, pa ona prelazi na vertikalni dio karakteristike. Kondenzator se zato prestaje nabijati, a tok u jezgri linearno pada i nakon vremena $2t_1 = 2\Phi_k N/U_C$ poprima vrijednost $-\Phi_k$. Ponovno se kondenzatoru napon naglo mijenja, od iznosa $-U_C$ na $+U_C$, te se pojava periodički ponavlja s trajanjem periode:

$$T = 4t_1 + T_p = 4\Phi_k N/U_C + 2\pi \sqrt{LC} \quad (1.34)$$

Ako sa Φ_m označimo maksimalni iznos toka u jezgri, to zbog $N(\Phi_m - \Phi_k) = L I_m = U_C \sqrt{LC}$, nakon uvrštavanja dobivamo:

$$T = \frac{N}{U_C} [4\Phi_k + 2\pi(\Phi_m - \Phi_k)] \quad (1.35)$$

ili:

$$U_C = f N [4\Phi_k + 2\pi(\Phi_m - \Phi_k)] \quad (1.36)$$

Srednja vrijednost napona na kondenzatoru i svitku manja je od napona U_C i možemo je odrediti na osnovi poznatog odnosa između srednje vrijednosti induciranih napona i tjemene vrijednosti toka:

$$U_{LSr} = 4 f N \Phi_m \quad (1.37)$$

Tu je Φ_m tjemeni iznos toka u zasićenoj jezgri, što znači da se pri ferorezonanciji inducira u svitku najveća moguća srednja vrijednost napona. Budući da je napon izvora jednak nuli, bit će jednake srednje vrijednosti napona u svitku i kondenzatoru: $U_{CsR} = U_{LSr}$.

U jednoj periodi proteče krugom naboj $Q = 4CU_C$, pa će srednja i efektivna vrijednost struje biti:

$$I_{sr} = \frac{4C U_C}{T} = 4 f C U_C \quad (1.38)$$

$$I = 1,11 I_{sr} \sqrt{T/T_p} \quad (1.39)$$

U realnim okolnostima T_p je za red veličine manji od T , tako da je struji efektivna vrijednost nekoliko puta veća od srednje, odnosno faktor oblika σ vrlo je nepovoljan.

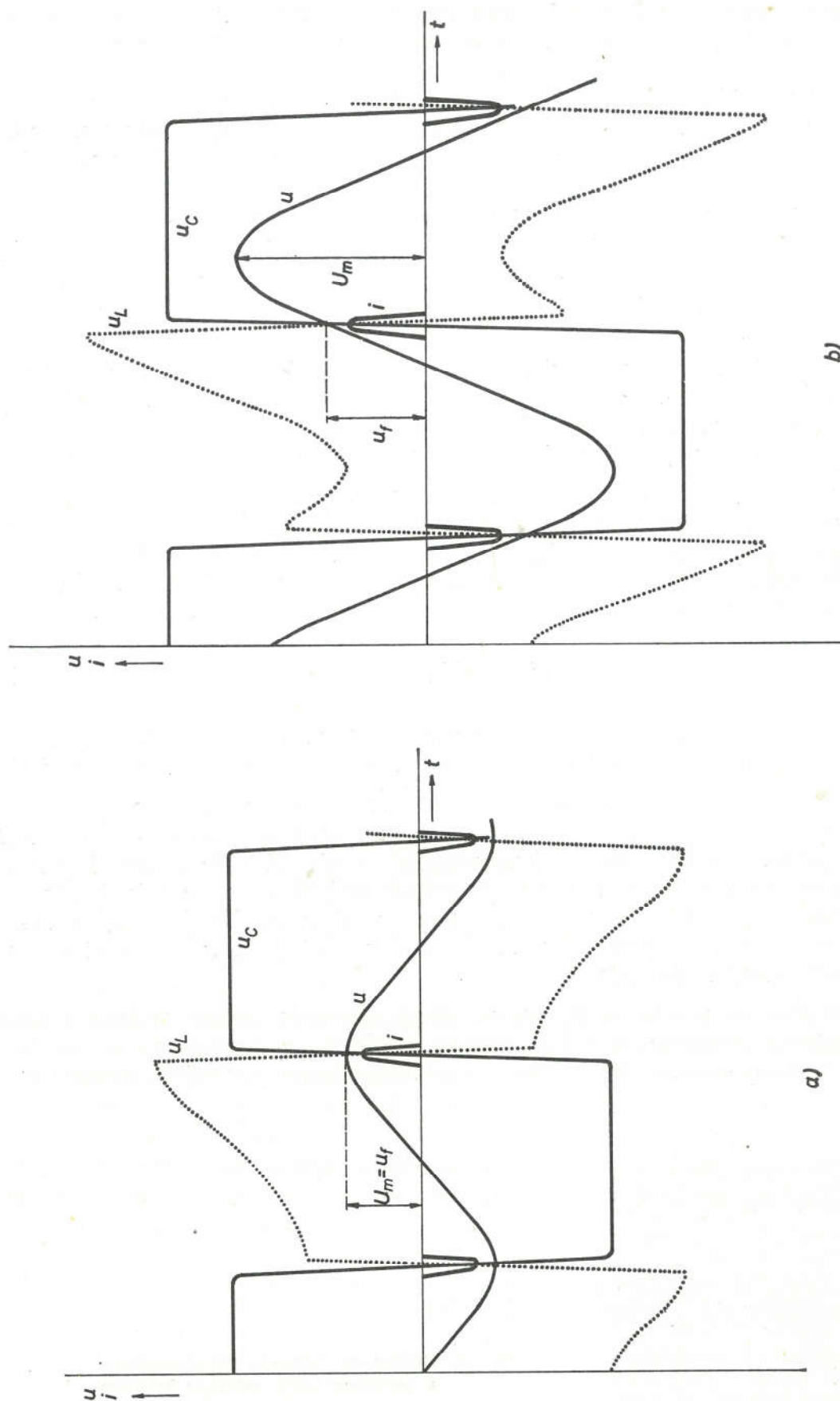
Vidimo da je za promatranu pojavu karakterističan gotovo pravokutan napon na kondenzatoru i struja u obliku kratkotrajnih impulsa. U svitku se inducira maksimalna moguća srednja vrijednost napona, a struja kruga jednaka je struji koju bismo dobili ako bismo na taj maksimalni napon priključili kondenzator kapaciteta C . Srednja je vrijednost te struje manja nego kad bi napon bio sinusan. Tad bi ona iznosila: $I_{srs} = 2\pi f C U_{sr}$, dakle $\pi/2$ puta više nego prema izrazu (1.38). Međutim, efektivna je vrijednost struje redovno veća nego kod sinusnog napona zbog nepovoljnog faktora oblika σ . Sve to pokazuje da svitak u ferorezonanciji radi u vrlo nepovoljnim okolnostima.

Dosadašnje smo razmatranje proveli uz pretpostavku da je napon izvora ravan nuli, pa bi se opisane pojave mogle odvijati samo kad u strujnom krugu ne bi bilo gubitaka, što je u zbilji neostvarivo zbog neizbježnih gubitaka u bakru i željezu svitka i gubitaka u kondenzatoru. Pretpostavimo da strujni krug ima otpor R . Taj će otpor prigušiti oscilatorno izbijanje kondenzatora, pa se on polazeći od napona U_{C1} neće izbiti i ponovno nabiti na napon $-U_{C1}$ nego na neki manji iznos U_{C2} . Kvadrat tog omjera (U_{C1}/U_{C2}) zove se u teoriji oscilatornih gibanja omjer prigušenja k , a njegov prirodni logaritam δ logaritamski dekrement prigušenja, koji će ovdje biti:

$$\delta = \ln k = 2 \ln \frac{U_{C1}}{U_{C2}} = \frac{RT}{2L} \approx \pi R \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (1.40)$$

Da bi se održala ferorezonancija, potrebno je, međutim, da naponi U_{C1} i U_{C2} budu jednaki, što je moguće samo ako pri tome pomaže napon izvora. Uz pretpostavku da se trenutna vrijednost napona izvora u_f malo mijenja za vrijeme dok se kondenzator izbija i nabija, bit će $U_{C1} = U_{C2}$ ako je:

$$\frac{U_{C1}}{\sqrt{k}} + u_f \left(1 + \frac{1}{\sqrt{k}}\right) = U_{C1} \quad \text{ili} \quad u_f = U_{C1} \frac{\sqrt{k} - 1}{\sqrt{k} + 1} \quad (1.41)$$



Sl. 1.27. Naponi, struja i magnetski tok jezgre svitka u ferorezonanciji za strujni krug s gubicima:
a) $U_m = u_f$; b) $U_m > u_f$

Pri tome gubitke: $I^2 R \approx u_f I_{sr}$ pokriva izvor. Najmanji izmjenični napon na kojem se ferorezonancija može održati je napon s tjemenom vrijednošću $U_m = u_f$. Tad naglo izbijanje i nabijanje kondenzatora nastaje upravo na tjemenu izmjeničnog napona (sl. 1.27.a). Njegova je srednja vrijednost u toku jedne poluperiode napona kondenzatora ravna nuli pa su srednje vrijednosti napona kondenzatora i induktiviteta jednake i mogu se odrediti prema izrazu (1.37). Kondenzatoru je oblik napona praktički jednak kao i na sl. 1.26. To ne vrijedi za napon na svitku jer su njegove trenutne vrijednosti jednake razlici trenutnih vrijednosti napona mreže u i kondenzatora u_C :

$$u_L = u - u_C \quad (1.42)$$

Stoga tok u jezgri na vertikalnom dijelu magnetske karakteristike nije više linearna funkcija vremena kao u izrazu (1.33), već iznosi: $N \Phi = \int (u - u_C) dt$. Ipak, vrijeme potrebno da se tok promijeni od $-\Phi_k$ do $+\Phi_k$ ostaje jednako kao i prije jer se nije mijenjala srednja vrijednost napona na svitku.

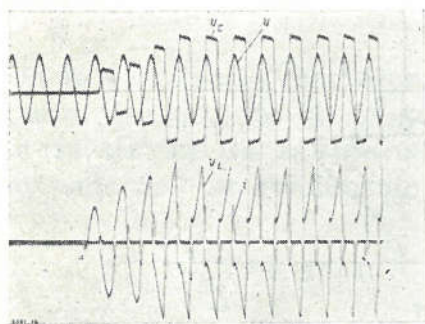
Ako je tjemena vrijednost napona izvora veća od napona u_f potrebnoga da se održava ferorezonancija, uspostavlja se takav fazni pomak φ između njega i napona na kondenzatoru da trenutna vrijednost napona izvora za vrijeme izbijanja i nabijanja kondenzatora bude u_f (sl. 1.27.b). Tad je srednja vrijednost napona na kondenzatoru veća od one na svitku i iznosi:

$$U_{CsR} = U_{sr} + U_{Lsr} \quad (1.43)$$

Posljedica većeg napona na kondenzatoru je porast srednje i efektivne vrijednosti struje, koje se i ovdje mogu odrediti pomoću izraza (1.38) i (1.39).

Oscilogrami struje i napona kondenzatora i svitka sa željeznom jezgrom u ferorezonanciji dobro se poklapaju s provedenim razmatranjem. Razlike nastaju uglavnom zato što se kondenzator manje ili više prazni i prije naglog prekretanja njegova napona jer svitak propušta struju i kad nije u području zasićenja. Sl. 1.28. prikazuje takav oscilogram. Tu je kondenzator bio izbijen prije nego je priključen izmjenični napon, pa ferorezonancija nastaje tek nakon nekoliko perioda.

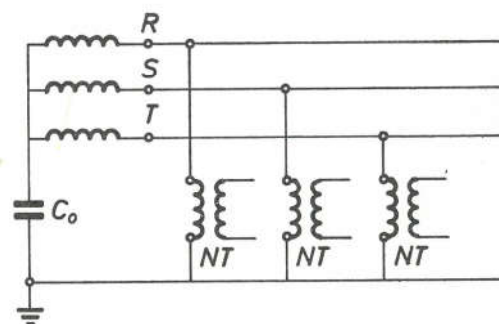
U trofaznim mrežama će pojave zbog zasićenja jezgre svitaka i prekretanja napona kondenzatora biti mnogo složenije i nepreglednije jer tu sudjeluje trofazni napon, tri svitka i zajednički kapacitet cijele mreže, koji se



Sl. 1.28. Oscilogram nastanka ferorezonancije u serijskom spoju svitka sa željezom i kondenzatorom

može nadomjestiti kapacitetom C_0 u zvjezdistu izvora napona (sl. 1.29). U redovnom stanju mreže napon je na tom kapacitetu vrlo malen zbog simetričnosti cijelog sistema, pa nema uvjeta za ferorezonanciju. Ona će se pojaviti tek kad se ta simetrija poremeti zbog sklopnih radnji, prekida jednog vodiča, zemnog spoja ili sličnog, i izazove zasićenje naponskog transformatora i nabijanje kapaciteta C_0 . Razumije se da svaki poremećaj simetrije ne uzrokuje ferorezonanciju, već je zato još potreban stanovit iznos kapaciteta C_0 , dovoljan izmjenični napon da se pokriju gubici zbog ferorezonancije itd. Frekvencija ferorezonanciji može pri tome biti mrežna (50 Hz), trostruka mrežna (150 Hz) i nešto manja od dvostruke mrežne frekvencije, no ona je nekad i oko dva puta manja od mrežne (otprilike drugi subharmonik) ili, vrlo rijetko, oko četiri puta manja (otprilike četvrti subharmonik).

Sl. 1.29. Trofazna mreža s naponskim transformatorima (NT) i ukupnim nadomjesnim kapacitetom prema zemlji C_0



Trostruka mrežna frekvencija susreće se samo uz male kapacitete prema zemlji i slabo je stabilna, a oscilacije su s jednostrukom, približno dvostrukom i približno dva puta manjom frekvencijom češće i mnogo opasnije. Oscilacije s mrežnom frekvencijom potpuno su sinhronne s mrežnim naponom, a one s približno dvostrukom i dva puta manjom frekvencijom to nisu, te uzrokuju treptaje napona između vodiča i zemlje s frekvencijom od oko 0,1 do 7 Hz, što otkriva treperenje kazaljki instrumenata za mjerenje napona prema zemlji. Koja će se od spomenutih frekvencija pojaviti, ovisi uglavnom o indukciji u jezgri naponskih transformatora i o kapacitetu C_0 prema zemlji. Ferorezonancija ne nastaje ako su vrijednosti tog kapaciteta premale ili prevelike. Pri tome oscilacije s približno dvostrukom mrežnom frekvencijom lakše nastaju kad su manje vrijednosti C_0 i veće vrijednosti nazivne indukcije u jezgri naponskog transformatora, a one s približno dva puta manjom frekvencijom od mrežne zahtijevaju veći kapacitet C_0 i nižu nazivnu indukciju (lit. 1.17, 1.18 i 1.19).

Ferorezonancija se obično sprečava dodatno opterećujući naponske transformatore, i to najčešće tako da se namoti spojeni u otvoren trokut opterećuju otpornikom prikladnog iznosa.

2. OSNOVNO O STRUJNIM TRANSFORMATORIMA

2.1. OPĆI POJMOVI

Strujni transformatori mjerenu struju transformiraju u jednome praktički stalnom omjeru i gotovo bez faznog pomaka na vrijednost koja je prikladna za napajanje mjernih instrumenata te zaštitnih i regulacijskih uređaja. Nazivni omjer transformacije K_n strujnog transformatora definiran je omjerom njegove nazivne primarne struje I_{1n} i nazivne sekundarne struje I_{2n} :

$$K_n = \frac{I_{1n}}{I_{2n}} \quad (2.1)$$

Strujni se transformatori u svom radu približavaju idealnom transformatoru u pogledu jednakosti primarnih i sekundarnih amperzavoja ($I_1 N_1 = I_2 N_2$). Odstupanja ipak ima jer je za protjecanje sekundarne struje potreban stanoviti napon induciran u sekundarnom namotu, koji služi da bi se pokrivali padovi napona u tom namotu i u priključenom teretu. Za induciranje tog napona potreban je određen dio amperzavoja primarnog namota, koji nije kompenziran sekundarnim amperzavojima. Taj dio amperzavoja izravan je uzrok strujnoj i faznoj pogrešci, pa mora biti to manji što je veća potrebna točnost. Zato se u strujnim transformatorima većinom upotrebljavaju jezgre od magnetskih materijala velike permeabilnosti i odabiru se niže magnetske indukcije. Zbog istog razloga ne smije otpor priključenog tereta premašiti određenu, redovno nisku vrijednost. Ako bismo sekundarne stezaljke strujnog transformatora ostavili otvorene, cijela bi primarna struja služila za magnetiziranje željeza, što bi uzrokovalo vrlo visoku magnetsku indukciju, a stoga i visok napon na sekundarnom namotu, čak opasan za život. Visoka indukcija izaziva velike gubitke u željezu i pretjerano zagrijavanje. Zbog toga sekundarne stezaljke strujnom transformatoru ne smiju u pogonu nikad ostati otvorene. Želimo li isključiti teret, valja prije kratko spojiti sekundarne stezaljke.

Teret strujnog transformatora izražava se pomoću prividnog otpora Z priključenoga sekundarnog kruga i njegova faktora snage $\cos \beta$ ili, češće, pomoću prividne snage priključenoga strujnog kruga pri nazivnoj sekundarnoj struji i faktoru snage $\cos \beta$:

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} \quad (2.2)$$

$$\cos \beta = \frac{1}{\sqrt{1 + X^2/R^2}} \quad \text{tg } \beta = \frac{X}{R} \quad (2.3)$$

$$P = I_{2n}^2 Z \quad (2.4)$$

Teret je jednak nuli ($Z = 0$) kad su strujnom transformatoru kratko spojene sekundarne stezaljke.

S obzirom na terete koji se priključuju na sekundarne stezaljke strujnih transformatora, razlikujemo *strujne transformatore za mjerenje* i *strujne transformatore za zaštitu*. Od njih se zahtijeva različito vladanje pri kratkim spojevima u mreži, kad primarna struja u strujnom transformatoru poraste na vrijednosti mnogostruko veće od nazivne struje. U strujnih transformatora za mjerenje trebalo bi da sekundarna struja pri kratkom spoju samo ograničeno poraste, kako bismo zaštitili instrumente. Obratno, strujni transformatori za zaštitu morali bi na sekundarnu stranu vjerno prenijeti i struje mnogostruko veće od nazivnih. Za jedne i druge strujne transformatore definirana je strujna pogreška na ovaj način:

$$p_i = \frac{K_n I_2 - I_1}{I_1} 100\% \quad (2.5)$$

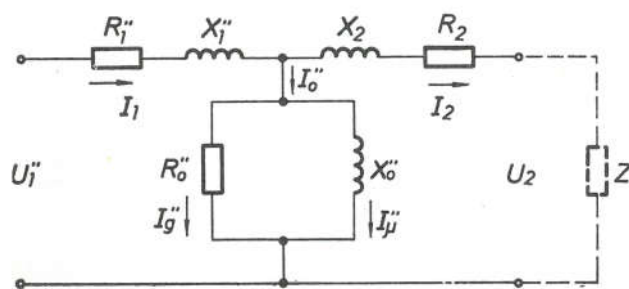
Fazna pogreška δ_i fazna je razlika između vektora primarne i sekundarne struje. Smjer vektora odabire se tako da u idealnog transformatora fazna razlika bude jednaka nuli. Smatra se da je fazna pogreška pozitivna ako je vektor sekundarne struje vremenski ispred onoga u primarne struje.

Budući da su moguća izobličenja sekundarne struje pri povećanoj primarnoj struji zbog utjecaja zasićenja u jezgri, kod strujnih se transformatora za zaštitu definira *složena pogreška* p_{is} , koja je efektivna vrijednost razlike između trenutnih vrijednosti primarne i sekundarne struje pomnožene nazivnim omjerom transformacije, izražena u postocima primarne struje (odjeljak 2.6.2):

$$p_{is} = \frac{100}{I_1} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (K_n i_2 - i_1)^2 dt} \% \quad (2.6)$$

2.2. ODREĐIVANJE STRUJNE I FAZNE POGREŠKE

U uvodnom smo poglavlju protumačili da struja magnetiziranja jezgre uzrokuje strujnu i faznu pogrešku strujnog transformatora. To je lako uvidjeti iz nadomjesne sheme za strujni transformator (sl. 2.1), koja se ne razlikuje od općenite nadomjesne sheme transformatora prikazane na sl. 0.2.b.



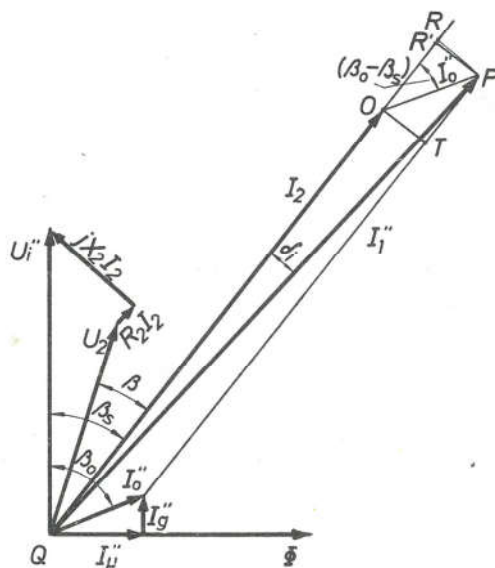
Sl. 2.1. Nadomjesna shema strujnog transformatora

Polazeći od te sheme dobivamo vektorski dijagram za strujni transformator (sl. 2.2). Sekundarna struja $\mathbf{I}_2$ uzrokuje pad napona $R_2 \mathbf{I}_2$ u djelatnom otporu i $j X_2 \mathbf{I}_2$ u rasipnoj reaktanciji sekundarnog namota te pad napona $\mathbf{U}_2$ na priključenom teretu $\mathbf{Z} = R + jX$. Tim padovima napona drži ravnotežu napon $\mathbf{U}_1''$ induciran u sekundarnom namotu:

$$\mathbf{U}_i'' = \mathbf{I}_2 (R_2 + jX_2 + \mathbf{Z}) = \mathbf{I}_2 \mathbf{Z}_s \quad (2.7)$$

Pri tome je $\mathbf{Z}_s$ ukupna impedancija sekundarnog kruga:

$$\begin{aligned} Z_s &= \sqrt{(R + R_2)^2 + (X + X_2)^2} \\ \operatorname{tg} \beta_s &= \frac{X + X_2}{R + R_2} \end{aligned} \quad (2.8)$$



Sl. 2.2. Vektorski dijagram strujnog transformatora

S tokom Φ je u fazi komponenta I_{μ}'' struje magnetiziranja I_0'' , a djelatna je komponenta I_g'' struje magnetiziranja u fazi s naponom U_i'' . Vektorski zbroj struja I_2 i I_0'' daje primarnu struju I_1'' , reduciranu na sekundarnu stranu. Vidimo da se struje I_1'' i I_2 razlikuju po veličini i fazi, pa ćemo, ovisno o veličini struje magnetiziranja I_0'' , imati određenu strujnu i faznu pogrešku. Pretpostavimo li da je nazivni omjer transformacije K_n jednak omjeru broja zavojica N_2/N_1 , strujna će pogreška prema izrazu (2.5) biti:

$$p_i = \frac{K_n I_2 - I_1}{I_1} 100\% = \frac{I_2 - I_1''}{I_1''} 100\% \quad (2.9)$$

Uz oznake na sl. 2.2. dalje izlazi:

$$p_i = \frac{\overline{QO} - \overline{QP}}{\overline{QP}} 100\% = \frac{\overline{QO} - \overline{QR}}{\overline{QR}} 100\% = -\frac{\overline{OR}}{\overline{QR}} 100\% \quad (2.10)$$

Struja magnetiziranja nacrtana je na sl. 2.2. pretjerano povećana radi veće preglednosti. U stvarnim izvedbama strujnih transformatora ona je znatno manja. Ovisno o klasi točnosti transformatora ona iznosi od oko 1‰ do nekoliko postotaka mjerene struje, pa se mjesto duljine $\overline{OR}$ može u izrazu (2.10) uvrstiti duljina $\overline{OR'}$:

$$p_i \approx -\frac{\overline{\text{OR}'}}{\overline{\text{QR}}} 100\% \quad (2.11)$$

Budući da je: $\overline{OR'} = \overline{OP} \cos(\beta_0 - \beta_s) = I_0'' \cos(\beta_0 - \beta_s)$, a $\overline{QR} = I_1''$, dobivamo:

$$p_i \approx - \frac{I_0''}{I_1''} \cos(\beta_0 - \beta_s) 100\% \quad (2.12)$$

Dalje je:

$$\sin \delta_i = \frac{\overline{PR'}}{\overline{QR}} = \frac{I_0''}{I_1''} \sin(\beta_0 - \beta_s) \quad (2.13)$$

ili:

$$\delta_i \approx 3440 \frac{I_0''}{I_1''} \sin(\beta_0 - \beta_s) \text{ min} \quad (2.14)$$

Prema izrazima (0.16) i (0.17) izlazi: $I_{0(1)}'' = B_m \ell_{Fe} / \mu_\sigma N_2$, pa kako indukciju B_m možemo odrediti iz jednadžbe:

$$U_i'' = \sqrt{2} \pi f \Phi_m N_2 = \sqrt{2} \pi f B_m S_{Fe} N_2 \quad (2.15)$$

to se za omjer struja $I_{0(1)}'' / I_1''$ dobiva:

$$\frac{I_{0(1)}''}{I_1''} = \frac{U_i'' \ell_{Fe}}{\sqrt{2} \pi f S_{Fe} I_1'' N_2^2 \mu_\sigma} \quad (2.16)$$

Pomnožimo li brojnik i nazivnik izraza (2.16) strujom I_1'' , te označimo prividnu snagu prenijetu preko jezgre sa $P_i = U_i'' I_1''$, a volumen jezgre sa $V_{Fe} = S_{Fe} \ell_{Fe}$ i primarno protjecanje po jedinici duljine sa $\vartheta_1 = I_1 N_1 / \ell_{Fe} = I_1'' N_2 / \ell_{Fe}$, bit će:

$$\frac{I_{0(1)}''}{I_1''} = \frac{P_i}{\sqrt{2} \pi f V_{Fe} \vartheta_1^2 \mu_\sigma} \quad (2.17)$$

Zapažamo da omjer struja $I_{0(1)}'' / I_1$ raste s povećanjem prividne snage prenižete preko jezgre, a opada s porastom frekvencije, volumena jezgre, permeabilnosti μ_σ i kvadrata primarnoga jediničnog protjecanja. To isto vrijedi i za pogreške p_i i δ_i jer su one prema izrazima (2.12) i (2.14) razmjerne omjeru I_0'' / I_1'' , ili točnije, kako je to objašnjeno u odjelku 8.5, omjeru $I_{0(1)}'' / I_1''$.

Ako u izraz (2.16) uvrstimo $U_i'' = I_2 Z_s$ i $I_1'' = I_2 / (1 + p_i) \approx I_2$, izlazi:

$$\frac{I_{0(1)}''}{I_1''} \approx \frac{I_0''}{I_2} = \frac{Z_s \ell_{Fe}}{\sqrt{2} \pi f N_2^2 S_{Fe} \mu_\sigma} = \frac{C Z_s}{\mu_\sigma} \quad (2.18)$$

Tu je C konstanta za određeni strujni transformator:

$$C = \frac{\ell_{Fe}}{\sqrt{2} \pi f N_2^2 S_{Fe}} = \frac{\ell_{Fe}}{4,44 f N_2^2 S_{Fe}} \quad (2.19)$$

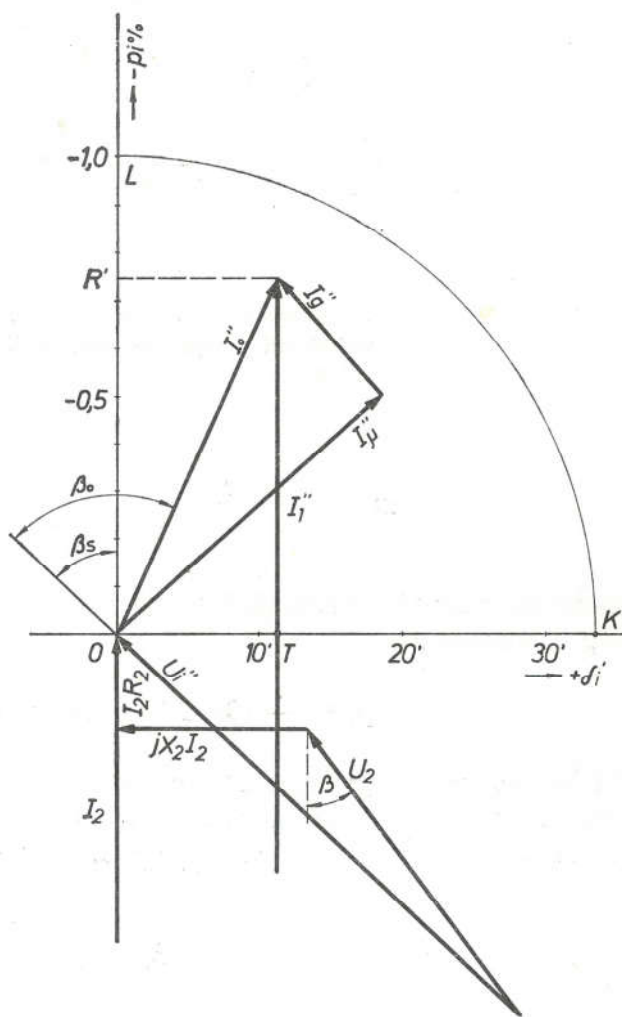
Uvrstivši izraz (2.18) u izraze (2.12) i (2.14) dobivamo za strujnu i faznu pogrešku:

$$p_i = -100 \frac{C Z_s}{\mu_\sigma} \cos(\beta_0 - \beta_s) \% \quad (2.20)$$

$$\delta_i = 3440 \frac{C Z_s}{\mu_\sigma} \sin(\beta_0 - \beta_s) \text{ min} \quad (2.21)$$

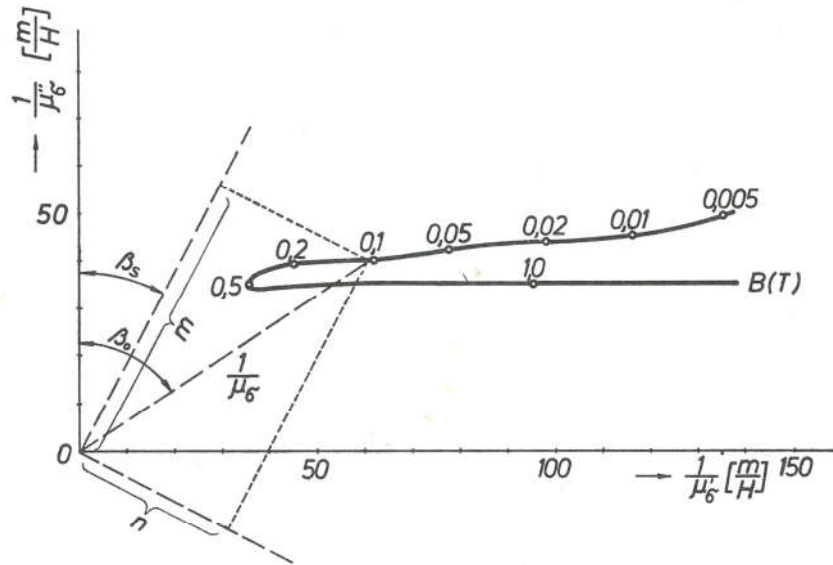
Već smo napomenuli da je u dijagramu na sl. 2.2. radi veće preglednosti pretjerano povećana struja magnetiziranja. Ako bismo nju u tom dijagramu nacrtali u mjerilu, dijagram bi bio nepregledan i ne bi mogao poslužiti za kvantitativna razmatranja. Stoga se ovdje prema Möllinger-Geweckeu, slično kao i za naponske transformatore, upotrebljava dijagram u kojemu je ishodište koordinatnog sustava premješteno na vrh vektora struje I_2 , a smjer se osi ordinata poklapa sa smjerom vektora struje I_2 (sl. 2.3).

Vektor koji predočuje pad napona $R_2 I_2$ u djelatnom otporu sekundarnog namota leži na ordinatnoj osi, a pad je napona $jX_2 I_2$ paralelan s apscisnom osi. Pad napona na teretu strujnog transformatora prikazan je vektorom $U_2 = Z I_2$. Geometrijski zbroj vektora $R I_2$, $jX I_2$ i U_2 daje inducirani napon U_1'' . Komponenta I_μ'' struje magnetiziranja fazno je pomaknuta za 90° prema naponu U_1'' . Vektorski zbroj struje I_μ'' i struje gubitaka u željezu I_g'' , koja je u fazi s naponom U_1'' , daje struju magnetiziranja I_0'' . Ako struju I_0'' dodamo struji I_2 , dobiva se primarna struja I_1'' , koju možemo na ovom dijagramu crtati paralelno sa strujom I_2 jer su zbog velikog mjerila drugi krajevi vektorâ I_1'' i I_2 vrlo udaljeni. Strujna se pogreška dobiva iz razlike duljina vektorâ I_1'' i I_2 , odnosno dovoljno točno iz odsječka OR' na ordinatnoj osi, kako smo to već prije dokazali. Fazna pogreška nađe se iz odsječka OT na apscisnoj osi. Ako je struja $I_2 = 5 \text{ A}$, obično se uzima mjerilo $5 \text{ A} \triangleq 5 \text{ m}$, pa odsječak $OL = 5 \text{ cm}$ na ordinatnoj osi predstavlja strujnu pogrešku od 1% , a odsječak $OK = 5 \text{ cm}$ na apscisnoj osi daje faznu pogrešku od $34,4 \text{ min}$.



Sl. 2.3. Möllinger-Geweckev dijagram strujnog transformatora

Pri proračunu strujnih transformatora valja odrediti strujne i fazne pogreške pri različitim strujama i teretima, pa bi za crtanje Möllinger-Ge-weckeova dijagrama za sve te slučajeve trebalo mnogo vremena. Grafički se te pogreške mogu brže ustanoviti ako se poslužimo dijagramom kompleksne permeabilnosti, kako je to predložio H. Kafka (lit. 2.5). Tad se strujna i fazna pogreška strujnog transformatora određuju kao na sl. 2.4. Projekcije m i n vektora $\frac{1}{\mu_\sigma}$ na pravce koji su za kut β_s zakrenuti prema osi ordinata ili osi opscisa, bit će:



Sl. 2.4. Određivanje pogrešaka strujnog transformatora pomoću recipročne vrijednosti kompleksne permeabilnosti $1/\mu_\sigma$ prikazane ovisno o indukciji B

$$m = \frac{\cos(\beta_0 - \beta_s)}{\mu_\sigma} \quad n = \frac{\sin(\beta_0 - \beta_s)}{\mu_\sigma} \quad (2.22)$$

pa je uz pomoć izrazâ (2.20) i (2.21) lako naći strujnu i faznu pogrešku strujnog transformatora:

$$p_i = -100 C Z_s m\% \quad \delta_i = 3440 C Z_s n \quad \text{min} \quad (2.23)$$

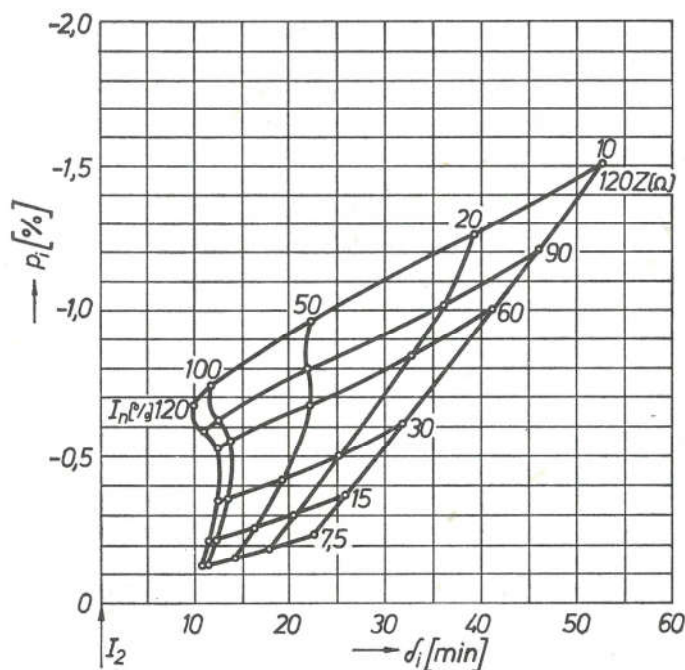
Da bismo mogli primijeniti opisani postupak, valja znati indukciju B u magnetskoj jezgri. Kako prema izrazu (2.15) inducirani napon u jezgri iznosi $U_i'' = I_2 Z_s = \sqrt{2} \pi f B_m S_{Fe} N_2$, izlazi:

$$B_m = \frac{I_2 Z_s}{\sqrt{2} \pi f S_{Fe} N_2} \quad (2.24)$$

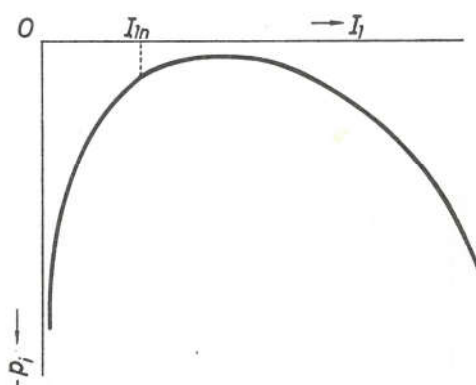
Koristeći se prikladnim nomogramima može se opisani postupak još više ubrzati (lit. 2.6).

2.3. OVISNOST POGREŠAKA O STRUJI, TERETU I FAKTORU SNAGE TERETA

Indukcija je u magnetskoj jezgri pri stalnom teretu razmjerna sekundarnoj struji strujnog transformatora, kako se to zapaža iz izraza (2.24). S promjenom indukcije mijenja se kompleksna permeabilnost jezgre, a zbog toga i strujna i fazna pogreška transformatora, jer su one obrnuto razmjerne permeabilnosti μ_σ . Pri malim strujama vlada niska indukcija u jezgri pa je kompleksna permeabilnost mala (sl. 2.4), a pogreške velike. S porastom struje, odnosno indukcije, povećava se permeabilnost μ_σ , pa se pogreške smanjuju. Kad indukcija premaši određeni iznos, permeabilnost počinje opadati, pa pogreške nanovo rastu. Redovno se to događa tek kod struja koje su znatno veće od one nazivne u strujnog transformatora. Slično tome djeluje porast impedancije tereta transformatora jer je indukcija u jezgri razmjerna ukupnoj impedanciji Z_s u sekundarnom krugu. Na sl. 2.5. krivulje su kompleks-



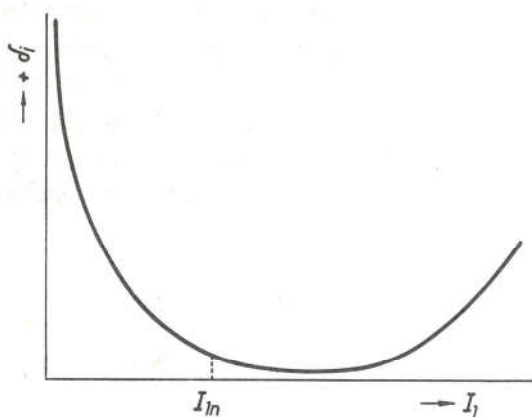
Sl. 2.5. Kompleksni dijagram strujne i fazne pogreške ovisno o struji pri raznim otporima u sekundarnom krugu



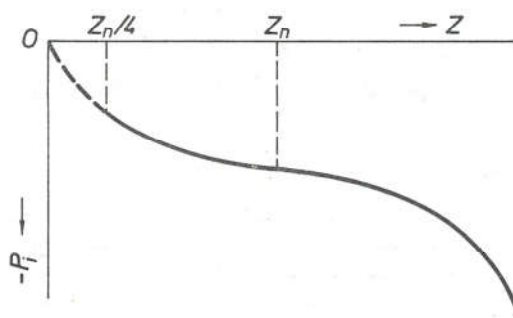
Sl. 2.6. Ovisnost strujne pogreške o struji pri konstantnom teretu

nih pogrešaka strujnog transformatora ovisno o struji, a za razne impedancije sekundarnog kruga. Na sl. 2.6. i 2.7. prikazano je kako se mijenjaju strujne i fazne pogreške ovisno o struji, pri konstantnom teretu. Na sl. 2.8. i 2.9. predložena je ovisnost strujne i fazne pogreške o impedanciji tereta uz konstantnu struju. Znatno povećanje impedancije tereta iznad nazivne vrijednosti Z_n zasićuje jezgru, pa pogreške naglo rastu. Mijenja li se fazni pomak impedancije sekundarnog kruga, nastaje promjena strujne i fazne pogreške zbog promjene faktora $\cos(\beta_0 - \beta_s)$ i $\sin(\beta_0 - \beta_s)$ u izrazima (2.20) i (2.21). U graničnom slučaju, pri potpuno djelatnom otporu sekundarnog kruga ($\beta_s = 0$), jalova struja magnetiziranja uzrokuje faznu pogrešku, a dje-

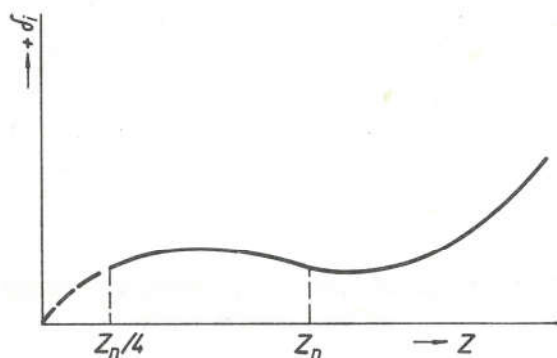
latna struja magnetiziranja strujnu pogrešku (sl. 2.10). Na osnovi toga može se odrediti djelatna i jalova komponenta struje magnetiziranja mjereći strujnu i faznu pogrešku strujnog transformatora pomoću odgovarajućih mjernih metoda, o kojima će poslije biti više riječi. Na žalost, potpuno djelatni otpor sekundarnog kruga ne može se realizirati zbog neizbježnoga rasipnog induktiviteta u sekundarnom namotu. Da bismo u tom pokusu što više smanjili njegov utjecaj, poželjno je da otpor priključenog tereta bude mnogo veći od sekundarne rasipne reaktancije samog transformatora.



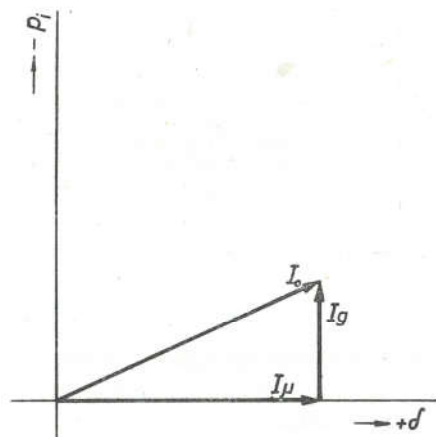
Sl. 2.7. Ovisnost fazne pogreške o struji pri konstantnom teretu



Sl. 2.8. Ovisnost strujne pogreške o impedanciji sekundarnog kruga pri konstantnoj struji



Sl. 2.9. Ovisnost fazne pogreške o impedanciji sekundarnog kruga pri konstantnoj struji



Sl. 2.10. Möllinger-Geweckeov dijagram za faktor snage sekundarnog kruga jednak jedinici ($\beta_s = 0^\circ$)

U drugome graničnom slučaju, kad sekundarni krug ima potpuno induktivni otpor ($\beta_s = 90^\circ$), djelatna struja magnetiziranja uzrokuje faznu pogrešku, a jalova strujnu pogrešku (sl. 2.11). Suprotno prvom slučaju, fazna je pogreška pri tome negativna.

Razmotrimo još pojave u strujnom transformatoru ako je njegov sekundarni namot otvoren. Tad u sekundarnom namotu nema struje, pa ni protjecanja koje bi se suprotstavilo onome primarne struje, tako da ukupna

primarna struja služi za magnetiziranje jezgre. Stoga nastaje znatan porast indukcije u jezgri, a zato i povećanje gubitaka u željezu i povišenje napona na stezaljkama strujnog transformatora. Ti povećani gubici uzrokuju da se jezgra zagrijava što u nepovoljnim prilikama izazove izgaranje izolacije i toliku promjenu magnetskih osobina željeznih limova da točnost transformatora više ne zadovoljava.

Napon na sekundarnim stezaljkama može toliko porasti da strujnom transformatoru ugrozi izolaciju i dovede u opasnost one koji njime rukuju. Inducirani napon, a prema tome i napon na sekundarnim stezaljkama (riječ je o praznom hodu), iznosi:

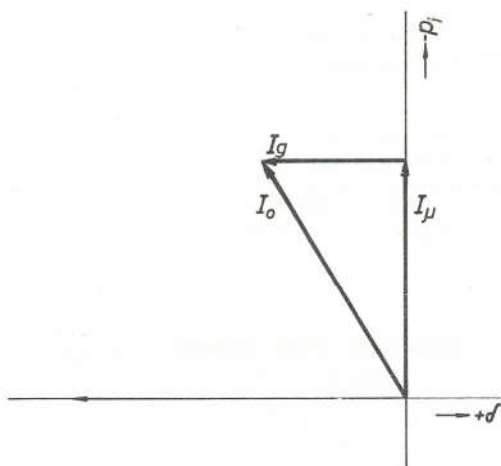
$$u_2 = N_2 S_{Fe} \frac{dB}{dt} = N_2 S_{Fe} \mu_d \frac{dH}{dt} \quad (2.25)$$

gdje je μ_d diferencijalna permeabilnost jezgre ($\mu_d = dB/dH$).

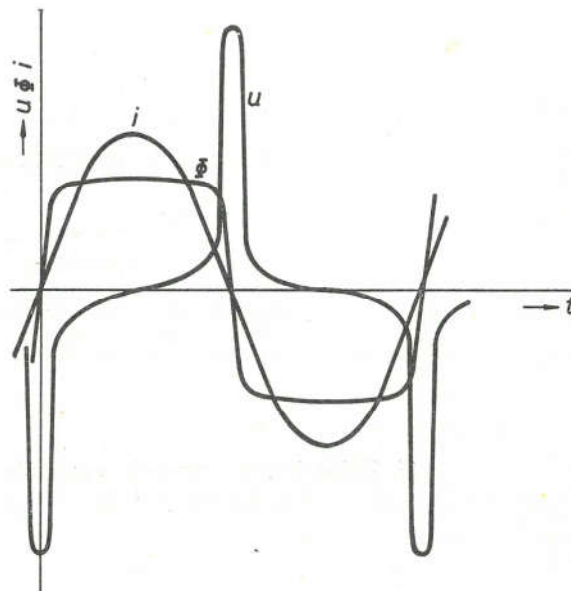
Budući da je jakost magnetskog polja u jezgri tu razmjerna primarnoj struji ($H = I_1 N_1 / \ell_{Fe}$), a ona je redovno sinusnog oblika, derivacija će jakosti magnetskog polja po vremenu iznositi: $dH/dt = \frac{\omega \sqrt{2} I_1}{\ell_{Fe}} \cos \omega t$ i postići maksi-

malnu vrijednost kad je struja jednaka nuli: $(dH/dt)_{\max} = \omega \sqrt{2} I_1 N_1 / \ell_{Fe}$. Uz male trenutne vrijednosti primarne struje i diferencijalna permeabilnost jezgre postiže maksimalnu vrijednost $\mu_{d \max}$, pa tad inducirani napon ima tjemenu vrijednost (sl. 2.12):

$$U_{im} \approx \omega \mu_{d \max} \sqrt{2} N_2 S_{Fe} \frac{I_1 N_1}{\ell_{Fe}} \quad (2.26)$$



Sl. 2.11. Möllinger-Geweckeov dijagram za potpuno induktivni otpor sekundarnog kruga ($\beta_s = 90^\circ$)

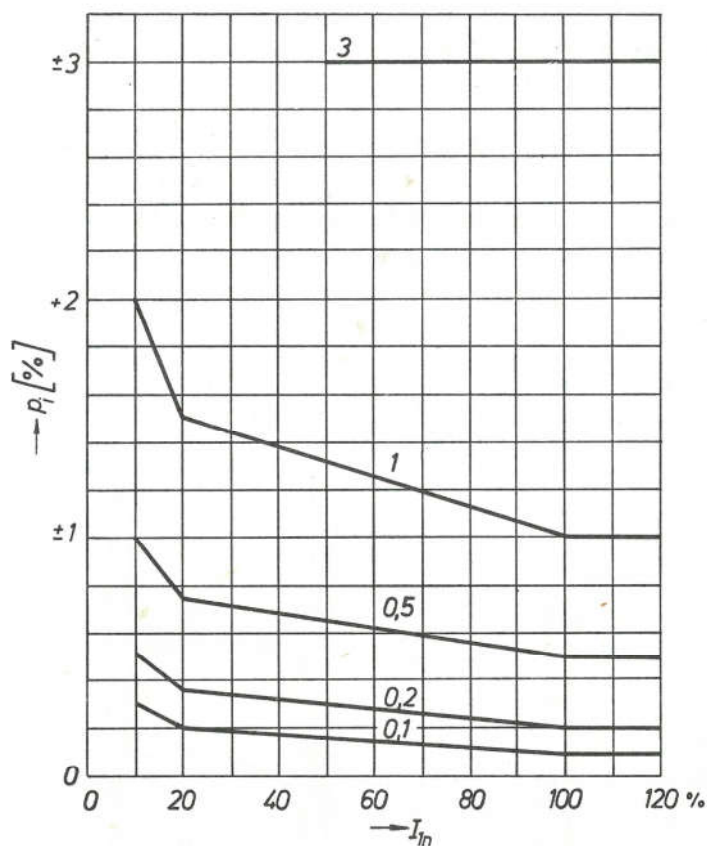


Sl. 2.12. Primarna struja i , tok Φ i napon u sekundarno otvorenoga strujnog transformatora

Vidimo da će induciranom naponu tjemena vrijednost biti to veća što je veća maksimalna diferencijalna permeabilnost jezgre, presjek jezgre i broj amperzavoja primarne struje, te što manja sekundarna nazivna struja (više zavoja u sekundarnom namotu).

2.4. PROPISI O GRANICAMA POGREŠAKA STRUJNIH TRANSFORMATORA ZA MJERENJE

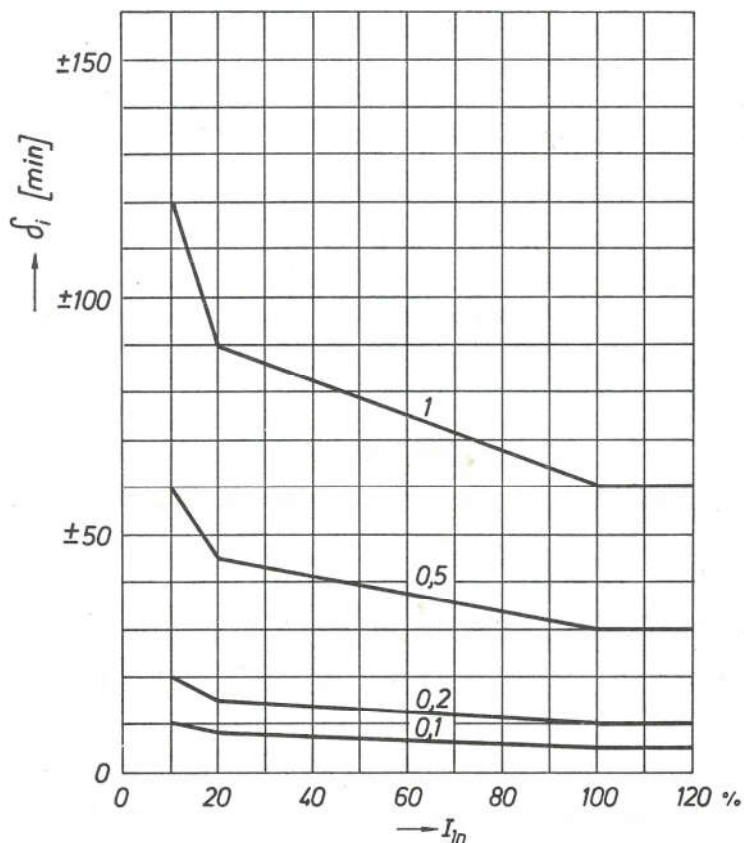
Strujni transformatori na koje se priključuju mjerni instrumenti (*strujni transformatori za mjerenje*) razvrstani su prema preporukama *Međunarodne elektrotehničke komisije* (IEC, Publikacija 185, prvo izdanje 1966, II dio) i prema *Jugoslavenskom standardu* JUS N.H9 102, II—1972, u šest klasa točnosti: 0,1, 0,2, 0,5, 1, 3 i 5. Oznaka klase točnosti jednaka je po apsolutnoj vrijednosti granici strujne pogreške u postocima pri nazivnoj struji i nazivnom teretu. Tako su strujnom transformatoru klase točnosti 1 granice strujne



Sl. 2.13.a Granice strujnih pogrešaka strujnih transformatora klase točnosti 0,1, 0,2, 0,5, 1 i 3

pogreške $\pm 1\%$ pri nazivnoj struji i nazivnom teretu. Ovisnost granica strujne i fazne pogreške o primarnoj struji prema navedenim preporukama i standardu prikazana je u tabl. 2.1. te na sl. 2.13.a i 2.13.b. U njima je još definirana i *maksimalna struja*, kao najveća efektivna vrijednost primarne struje pri kojoj pogreške strujnog transformatora za mjerenje ostaju u granicama propisanim za 120% nazivne primarne struje. Strujni transformatori

klase od 0,1 do 1 kojima je maksimalna struja 150 ili 200% nazivne primarne struje, nazivaju se *strujnim transformatorima s proširenim mjernim opsegom*. Oni još moraju ispunjavati uvjet da njihova nazivna trajna termička struja bude jednaka maksimalnoj struji (odjeljak 3.4).



Sl. 2.13.b Granice faznih pogrešaka strujnih transformatora klase točnosti 0,1, 0,2, 0,5 i 1

Tablica 2.1.

Granice pogrešaka strujnih transformatora za mjerenje

Klasa točnosti	± granice strujnih pogrešaka u % pri				± granice faznih pogrešaka u min pri			
	0,1 I_n	0,2 I_n	1,0 I_n	1,2 I_n	0,1 I_n	0,2 I_n	1,0 I_n	1,2 I_n
0,1	0,25	0,2	0,1	0,1	10	8	5	5
0,2	0,5	0,35	0,2	0,2	20	15	10	10
0,5	1,0	0,75	0,5	0,5	60	45	30	30
1	2	1,5	1,0	1,0	120	90	60	60
3		0,5—1,2 I_n : 3,0			nisu propisane			
5		0,5—1,2 I_n : 5,0			nisu propisane			

Strujna i fazna pogreška transformatora klase točnosti 0,1, 0,2, 0,5 i 1 ne smije premašiti vrijednosti iz tabl. 2.1. za sve vrijednosti tereta od 25 do 100% nazivnog tereta, a transformatora klase 3 i 5 za sve vrijednosti tereta od 50 do 100% nazivnog tereta. Teret koji je upotrijebljen pri ispitivanju mora imati induktivni faktor snage 0,8. Drukčije je ako mu je snaga manja od 5 VA. Tad faktor snage treba da bude jednak jedinici. Teret izražen u voltamperima nipošto ne smije biti manji od 1 VA. Za klase točnosti 3 i 5 granice faznih pogrešaka nisu propisane.

Nazivni se teret obično izražava u voltamperima koje dobivamo iz izraza:

$$P_n = I_{2n}^2 Z_n \quad (2.27)$$

Tu je I_{2n} nazivna sekundarna struja, a Z_n nazivna impedancija tereta. Standardne vrijednosti nazivnih snaga koje imaju strujni transformatori za mjerenje i pripadne impedancije tereta za nazivne struje od 1 i 5 A prikazane su u tabl. 2.2.

Tablica 2.2.

Standardne vrijednosti nazivnih snaga strujnih transformatora za mjerenje

Nazivna snaga (VA)	2,5	5	10	15	30
Nazivna impedancija (Ω) pri nazivnoj struji od 1 A	2,5	5	10	15	30
Nazivna impedancija (Ω) pri nazivnoj struji od 5 A	0,1	0,2	0,4	0,6	1,2

Ako impedancija tereta u transformatora klase točnosti od 0,1 do 1 ne doseže četvrtinu nazivne vrijednosti, preporučuje se u seriju dodati prikladnu impedanciju, kako bi transformator bio opterećen teretom za koji vrijede propisane granice pogrešaka. Osim toga, time se postiže povoljnije vladanje transformatora pri povećanoj primarnoj struji, o čemu će biti više riječi.

U tipnim ispitivanjima strujnih transformatora za mjerenje klase točnosti od 0,1 do 1 provjerava se točnost za sve vrijednosti primarne struje iz tabl. 2.1. uz 25% i 100% nazivnog tereta. Transformatorima klase točnosti 3 i 5 provjerava se točnost pri dvjema vrijednostima primarne struje prema tabl. 2.1. uz 50% i 100% nazivnog tereta.

U komadnim ispitivanjima strujnih transformatora može se mjerenje pogrešaka izvesti s manjim brojem vrijednosti struja iz tabl. 2.1. i samo jednim teretom, ako je na osnovi tog i prethodnih tipnih mjerenja moguće zaključiti da transformator zadovoljava granice pogrešaka prema tabl. 2.1.

Napomenimo još da su u pripremi nove preporuke *Međunarodne elektrotehničke komisije* IEC gdje se navode granice pogrešaka kod $0,05 I_n$, a ne pri $0,1 I_n$, koje za klase točnosti 0,1, 0,2, 0,5 i 1 redom iznose: 0,4, 0,75, 1,5 i 3,0%, odnosno 15, 30, 90 i 180 min. Osim toga, uvedeni su i strujni transformatori za specijalnu namjenu s klasama točnosti 0,2 s i 0,5 s. Za klasu 0,2 s granice strujnih i faznih pogrešaka pri strujama $0,01 I_n$, $0,05 I_n$ i $0,2 I_n$ redom su: 0,75, 0,35 i 0,2%, odnosno 30, 15 i 10 min, a za 0,5 s iznose: 1,5, 0,75 i 0,5%, odnosno 90, 45 i 30 min. Pri strujama $1 I_n$ i $1,2 I_n$ granice pogrešaka su kao i u tabl. 2.1. za klase točnosti 0,2 i 0,5.

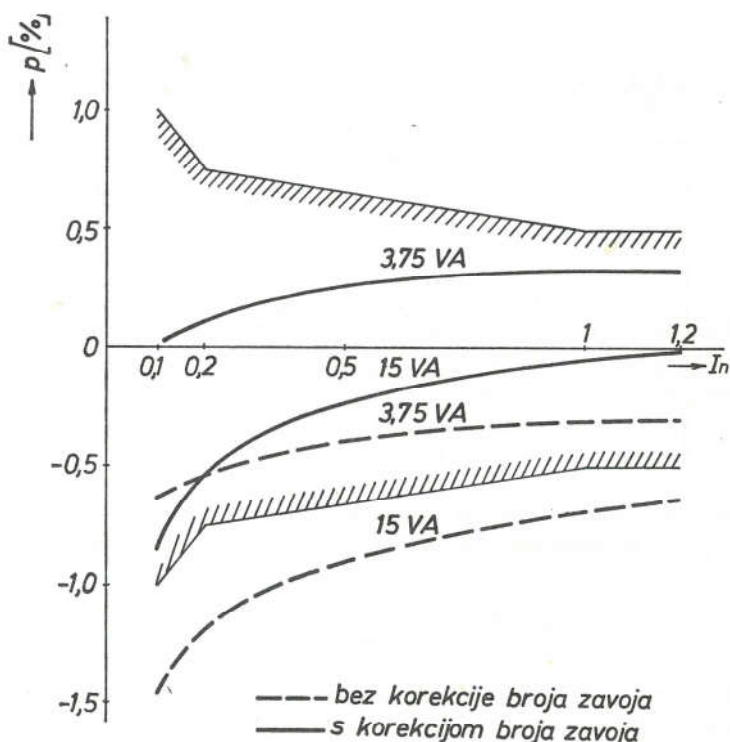
2.5. MJERE KOJIMA SE SMANJUJU POGREŠKE STRUJNIH TRANSFORMATORA

U odjeljcima 2.2. i 2.3. prikazano je o kojim parametrima ovise pogreške strujnog transformatora i kako se one mogu odrediti. Dodatnim mjerama, o kojima će ovdje biti riječi, mogu se te pogreške znatno smanjiti. Najčešće se za to upotrebljava korekcija broja zavoja, dodatni teret, predmagnetiziranje i kompenzacijski postupak.

2.5.1. Korekcija zavoja

Ako broj zavoja strujnog transformatora tako odaberemo da umnožak nazivne primarne struje i broja zavoja u primarnom namotu bude potpuno jednak umnošku nazivne sekundarne struje i broja zavoja u sekundarnom namotu ($I_{1n} N_1 = I_{2n} N_2$), dobit ćemo redovito negativnu strujnu pogrešku, jer je zbog struje magnetiziranja sekundarna struja I_2 manja od reducirane primarne struje I_1'' (crtkano prikazane krivulje pogrešaka na sl. 2.14). Očito je

Sl. 2.14. Strujna pogreška strujnog transformatora ovisno o veličini struje za dva različita tereta (— — — bez korekcije broja zavoja; — s korekcijom broja zavoja)

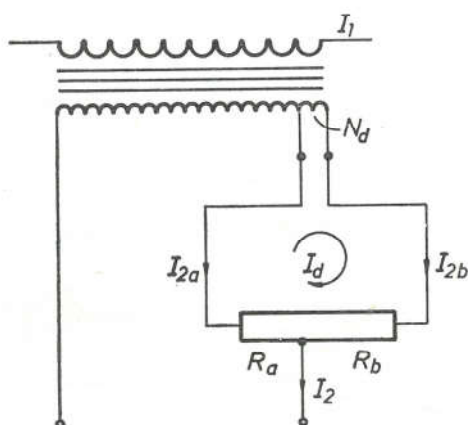


da se uže granice pogrešaka mogu postići dobije li se da strujna pogreška bude dijelom negativna, a dijelom pozitivna. Za to je dovoljno jednome od namota korigirati broj zavoja. Redovno je to sekundarni namot, koji obično ima mnogo više zavoja od primarnoga. Njemu valja smanjiti broj zavoja jer želimo dobiti veće sekundarne struje. Promijeni li se broj zavoja u sekun-

darnom namotu za $\Delta N_2 = N_{2k} - N_2$, gdje je N_{2k} korigirani broj zavoja sekundarnog namota, a N_2 broj zavoja koji odgovara nazivnom omjeru transformacije K_n , onda će time ostvarena korekcija strujne pogreške biti:

$$\kappa = - \frac{N_{2k} - N_2}{N_{2k}} 100\% = - \frac{\Delta N_2}{N_{2k}} 100\% \quad (2.28)$$

Korekcija κ odabire se tako da se karakteristike pogrešaka što bolje smjeste u granice pogrešaka, kao što je to punim krivuljama prikazano na sl. 2.14. Ipak se taj jednostavni postupak ne može primijeniti u svim prilikama jer promjena broja zavoja za samo jedan zavoj često daje pregrubu korekciju. Tako strujnom transformatoru s primarnom nazivnom strujom od 100 A i sekundarnom nazivnom strujom od 5 A, koji na primarnoj strani ima jedan, a na sekundarnoj 20 zavoja, smanji li se sekundarni broj zavoja za samo jedan zavoj (od 20 na 19 zavoja) nastaje promjena strujne pogreške čak za + 5%. To je svakako previše, želimo li npr. da taj transformator zadovolji klasu 1. Tad će biti potrebne korekcije strujne pogreške od otprilike 1%, a tome odgovara smanjenje za samo 1/5 zavoja. U takvim prilikama upotrebljavaju se razna rješenja koja djeluju kao da smo broj zavoja promijenili za manje od jednog zavoja.



Sl. 2.15. Korekcija strujne pogreške pomoću otpornog djelila

Takvo je rješenje na sl. 2.15. Jedan ili više zavoja sekundarnog namota premostimo otpornim djelilom, a na njegov odvojak spojimo teret strujnog transformatora. Struja tereta I_2 granat će se na jednu i drugu stranu djelila, pa će kroz premošteni dio namota teći samo jedan dio struje tereta, koji možemo ugoditi izborom odvojka na djelilu. Ako zanemarimo djelovanje induciranog napona u premoštenom dijelu namota od N_d zavoja, onda se struja I_2 grana na: $I_{2a} = I_2 R_b / (R_a + R_b)$ i $I_{2b} = I_2 R_a / (R_a + R_b)$; struja I_{2b} teče kroz premošteni dio sekundarnog namota. Tad će broj amperzavoja u sekundarnom namotu biti:

$$I_2 (N_2 - N_d) + I_{2b} N_d = I_2 [N_2 - N_d R_b / (R_a + R_b)] = I_2 N_{2k} \quad (2.29)$$

Vidimo da rješenje djeluje tako kao da smo sekundarnom namotu broj zavoja smanjili za $N_d R_b / (R_a + R_b)$, dakle za iznos koji možemo kontinuirano ugađati. U točnijem računu valja još unijeti dodatno opterećenje koje nastaje priključi li se djelilo paralelno dijelu namota od N_d zavoja. Da bi račun bio pregledniji, rastavit ćemo djelovanje toga dodatnog opterećenja na dva dijela. U prvome ćemo odrediti dodatnu strujnu i faznu pogrešku koja se stvara zato što se dio sekundarne struje zatvara preko djelila (struja I_d na sl. 2.15), a ne preko tereta. Te dodatne pogreške možemo odrediti npr. tako da reducirani otpor djelila $R_d = (R_a + R_b) N_{2k}^2 / N_d^2$ zamislimo paralelno spojen impedanciji Z_s sekundarnog kruga ($Z_s = R_s + j X_s$). Jednostavnim računom tad

dobivamo dodatnu strujnu (Δp_i) i faznu ($\Delta \delta_i$) pogrešku nastalu zbog odvođenja dijela sekundarne struje preko djelila:

$$\Delta p_{II} = - \frac{R_s^2 + X_s^2}{R_s R_d + R_s^2 + X_s^2} 100\% \approx - \frac{R_s^2 + X_s^2}{R_s R_d} 100\% \quad (2.30)$$

$$\Delta \delta_{II} = -3440 \frac{R_s^2 + X_s^2}{X_s R_d} \text{ min} \quad (2.31)$$

Dodatna je strujna pogreška negativna i ovisi o otporu R_s sekundarnog kruga. Budući da je strujna pogreška nekorigiranog transformatora također negativna, bit će potrebna veća korekcija broja zavoja. Dodatna fazna pogreška također je negativna, što je najčešće povoljno jer su fazne pogreške nekorigiranih strujnih transformatora redovno pozitivne, pa se uvodeći djelilo smanjuje fazna pogreška.

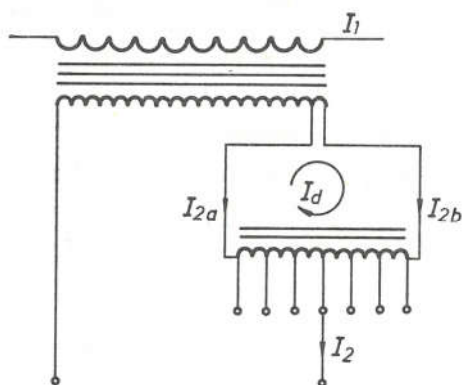
Tim dodatnim pogreškama, koje uzrokuje odvođenje sekundarne struje preko djelila, treba pribrojiti i one koje nastaju zbog toga što se uvođenjem djelila povećava potrošak u sekundarnom krugu. Taj porast potroška iznosi:

$$\Delta P = I_d^2 (R_a + R_b) + I_2^2 R_a R_b / (R_a + R_b) \quad (2.32)$$

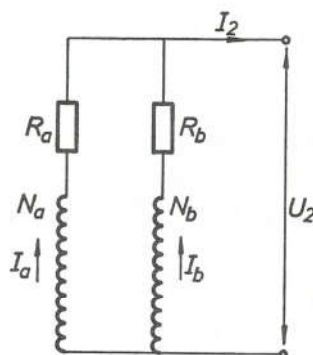
Ukupni napon induciran u sekundarnom namotu bit će $I_2 Z_s$, a napon na djelilu je $I_2 Z_s N_d / N_{2k}$. Prema tome, kroz potencijometar teče struja: $I_d = I_2 Z_s N_d / N_{2k} (R_a + R_b)$, pa nakon uvrštavanja u izraz (2.32) dobivamo:

$$\Delta P = I_2^2 \left[\frac{Z_s^2}{R_a + R_b} \left(\frac{N_d}{N_{2k}} \right)^2 + \frac{R_a R_b}{R_a + R_b} \right] \quad (2.33)$$

Dodatna strujna pogreška Δp_{III} i fazna pogreška δ_{III} nastale zbog povećanog potroška ΔP u sekundarnom krugu, mogu se odrediti iz dijagrama pogrešaka za određeni transformator. Poželjno je da te dodatne pogreške bude što manje, pa kako one rastu s porastom snage ΔP , nastoji se naći valjano rje-



Sl. 2.16. Korekcija strujne pogreške pomoću induktivnog djelila



Sl. 2.17. Sekundarni namot strujnog transformatora s dvije paralelne grane

šenje uz što manju snagu ΔP . S porastom otpora djelila $R_a + R_b$ prvi sumand u izrazu (2.33) pada, a drugi raste, te je potrebno odrediti optimalno rješenje pri kojem je njihov zbroj minimalan. Pri tome je, s obzirom na pogreške Δp_{II} i δ_{II} , povoljno da otpor djelila bude što veći.

Osim otpornih upotrebljavaju se i induktivna djelila (sl. 2.16). Njihova je prednost u malim vlastitim gubicima i neznatnoj struji I_a , stoga se dodatne pogreške zbog uvođenja induktivnog djelila redovito mogu zanemariti. Nedostatak je njihova veća cijena i nemogućnost kontinuiranog ugađanja.

Broj se zavoja često korigira tako da se sekundarni namot izvede s više paralelnih grana koje sve skupa imaju potrebni presjek. Time se dobiva mogućnost da se broj zavoja ugađa u skokovima manjima od jednog zavoja. To možemo protumačiti pomoću sl. 2.17, na kojoj su dvije paralelne grane sekundarnog namota s brojevima zavoja N_a i N_b te djelatnim otporima R_a i R_b . U obje grane inducira se u svakom zavoju praktički jednak napon po zavoju U_z , pa zanemarimo li rasipne induktivitete grana i one između grana, što se može ako žice motamo jednu uz drugu, dobivamo struje u paralelnim granama:

$$I_a = \frac{(N_a - N_b) Z + N_a R_b}{Z(R_a + R_b) + R_a R_b} U_z \quad I_b = \frac{(N_b - N_a) Z + N_b R_a}{Z(R_a + R_b) + R_a R_b} U_z \quad (2.34)$$

Amperzavoji koje stvaraju struje I_a i I_b iznose: $I_a N_a + I_b N_b$. Njih možemo prikazati i pomoću umnoška rezultirajuće struje $I_2 = I_a + I_b$ i djelujućeg broja zavoja N_k :

$$I_a N_a + I_b N_b = N_k I_2 \quad (2.35)$$

Na osnovi izraza (2.34) i (2.35) izlazi:

$$N_k = \frac{N_a^2 R_b + N_b^2 R_a + (N_a - N_b)^2 Z}{N_a R_b + N_b R_a} \quad (2.36)$$

Redovito se broj zavoja u paralelnim granama razlikuje samo za jedan zavoj, pa to označimo: $N_a = N_2$ i $N_b = N_2 - 1$, te uvrstimo u izraz (2.36). Dobit ćemo:

$$N_k = \frac{N_2^2 (R_a + R_b) + (1 - 2N_2) R_a + Z}{N_2 (R_a + R_b) - R_a} \approx N_2 - \frac{R_a}{R_a + R_b} + \frac{Z + R_a}{N_2 (R_a + R_b)} \quad (2.37)$$

Iz izraza vidimo da za djelujući broj zavoja N_k dobivamo kompleksni broj, što zapravo znači da tu nastaje dodatni fazni zakret struje I_2 . Njegov je realni dio praktički djelujući broj zavoja paralelne kombinacije, a iz omjera njegova imaginarnog i realnog dijela izlazi dodatni fazni pomak struje I_2 :

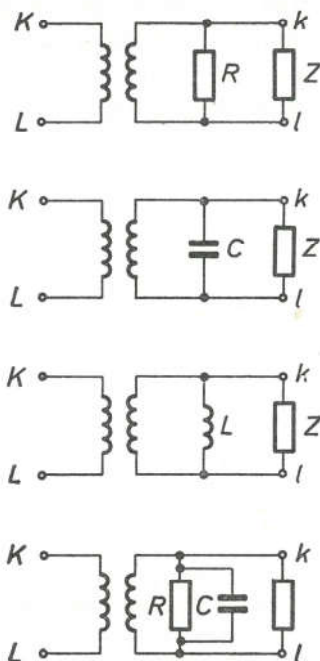
$$N_k \approx N_2 - \frac{R_a}{R_a + R_b} + \frac{R + R_a}{N_2 (R_a + R_b)} \quad \Delta \delta_i = -3440 \frac{X}{N_2 (R_a + R_b)} \quad (2.38)$$

Ako je objema paralelnim granama otpor jednak ($R_a = R_b$) i ako je $R + R_a \ll \ll N_2 (R_a + R_b)$, bit će N_k za pola zavoja manji od N_2 , što se i moglo očekivati. Katkad $R + R_a$ nije neznatno prema $N_2 (R_a + R_b)$, osobito pri punome

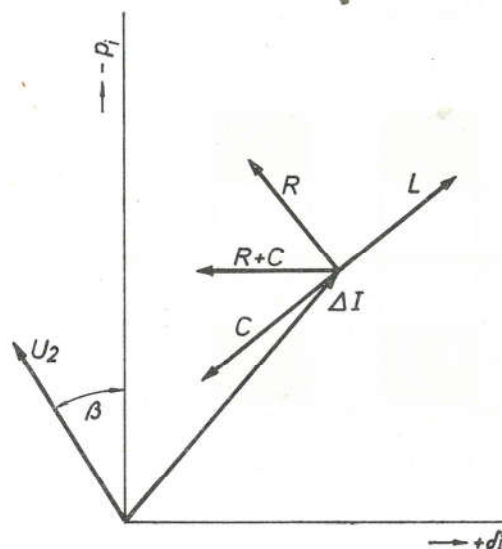
nazivnom teretu, pa je tad smanjenje broja zavoja manje od jedne polovine zavoja. Izabirući omjer otpora R_a/R_b može se postići željena korekcija broja zavoja. Odgovarajući omjer otpora R_a/R_b dobiva se ili izborom presjeka žice paralelnih grana ili uz više paralelnih grana jednaka presjeka žice. Tako pet paralelnih grana kojima je presjek jednak omogućuje da se ugađa u skokovima od $1/5$ zavoja. Pri tome valja pripaziti da u pojedinim granama ne nastane pregrijavanje zbog struja izjednačenja. U primjeru s dvije paralelne grane od kojih jedna ima jedan zavoj manje, struja izjednačenja je $U_z/(R_a + R_b)$, a dodatni gubici zbog struje izjednačenja bit će $U_z^2/(R_a + R_b)$.

2.5.2. Dodatni teret

Katkad se radi poboljšanja karakteristike strujnog transformatora ugrađuju dodatni tereti spojeni paralelno ili serijski s njegovim vanjskim teretom. Djelovanje raznih dodatnih tereta (sl. 2.18) priključenih paralelno vanjskom teretu prikazano je u kompleksnom dijagramu pogrešaka na sl. 2.19. Vektor ΔI predodređuje pogrešku strujnog transformatora bez dodatnog tereta. Spojimo li paralelno vanjskom teretu dodatni teret impedancije Z_d , odvest ćemo mimo vanjskog tereta struju $I_d = U_2/Z_d$, pa će nastati dodatna pogreška relativnog iznosa $I_d/I_2 = Z/Z_d$. Birajući povoljnu veličinu i fazni pomak im-



Sl. 2.18. Korekcija pogreške strujnog transformatora pomoću dodatnih tereta koji su spojeni paralelno vanjskom teretu



Sl. 2.19. Korekcija pogreške strujnog transformatora pomoću dodatnih tereta koji su spojeni paralelno vanjskom teretu, prikazana u kompleksnom dijagramu pogrešaka

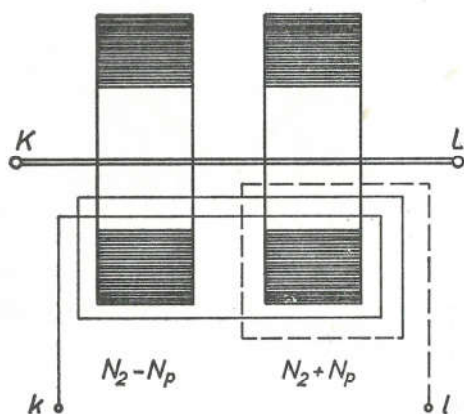
pedancije Z_d može se više ili manje korigirati ili strujna ili fazna pogreška strujnog transformatora, kako je to izneseno u sl. 2.19. Nedostatak je takva rješenja ovisnost o vanjskom teretu strujnog transformatora. Utjecaj se dodatnog tereta četiri puta smanji ako se mjesto nazivnog tereta priključi četiri puta manji teret.

Serijsko spajanje dodatnog tereta, slično kao i povećanje sekundarnog otpora transformatora, upotrebljava se zato da bi porasla indukcija u jezgri i time dovela radna točka na strmiji dio krivulje magnetiziranja, gdje je permeabilnost veća.

Dodatne otpore treba tako dimenzionirati da izdrže termičke i dinamičke struje kratkog spoja. Pri upotrebi kondenzatora valja pripaziti kako ne bi nastala rezonancija njegova kapaciteta i induktiviteta transformatora. Ako takva mogućnost postoji, mora se rezonancija prigušiti dodavši odgovarajući otpor u seriju kapacitetu.

2.5.3. Predmagnetiziranje

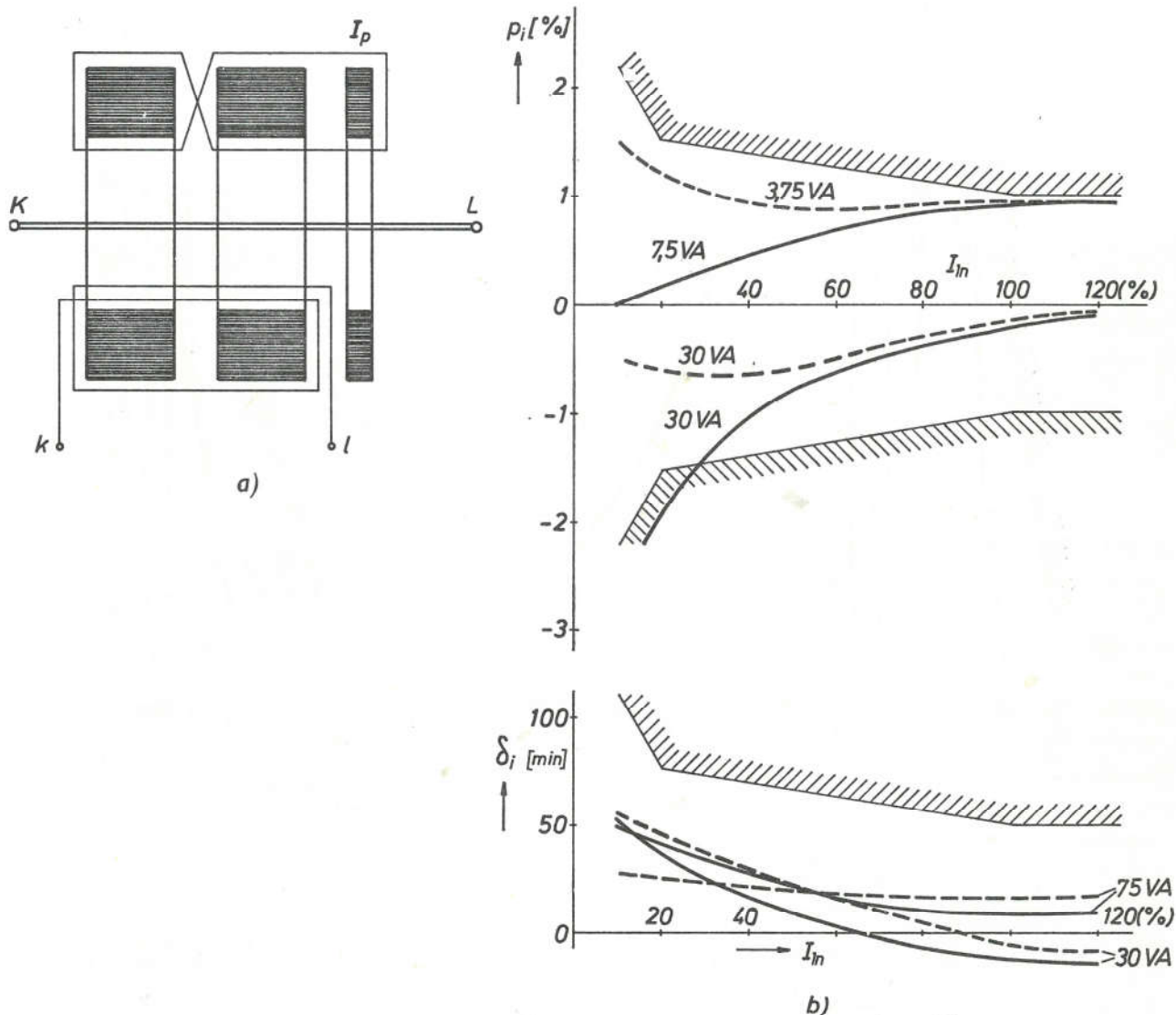
Pogreške se strujnog transformatora mogu smanjiti ako se dodatnim magnetskim tokom njegova jezgra predmagnetizira i u njoj time postigne veća permeabilnost. Pri tome ne smije dodatni tok inducirati nikakav napon u primarnom i sekundarnom namotu. U razdoblju od 1925. do 1945. godine razrađeno je mnoštvo rješenja koja omogućuju više ili manje uspješnu predmagnetizaciju. Danas su ona rijetko u upotrebi jer se jednaki ili čak bolji rezultati mogu lakše i jednostavnije postići uz pomoć boljih magnetskih materijala razvijenih u novije doba. Stoga ćemo ovdje ukratko prikazati samo neka od tih rješenja. Na sl. 2.20.a jezgra je predmagnetizirana pomoću sekundarne struje strujnog transformatora. Jezgra je podijeljena na dvije polovice. Oko jedne omotano je $N_2 - N_p$ zavoja, a oko druge $N_2 + N_p$ zavoja.



Sl. 2.20. Predmagnetiziranje jezgre strujnog transformatora pomoću njegove sekundarne struje

Sekundarni amperzavoji $I_2 N_2$ u jednoj i drugoj polovici jezgre kompenzirani su primarnim amperzavojima $I_1 N_2$, pa amperzavoji $+ I_2 N_p$ i $- I_2 N_p$ stvaraju jednake dodatne magnetske tokove u obje polovice jezgre, ali sa suprotnim smjerovima. Na taj način stvoreni dodatni tokovi ne induciraju napon ni u primarnom ni u sekundarnom namotu, a ipak predmagnetiziraju jezgru. Nedostatak takva jednostavnog postupka je u tome što se sekundarna struja mijenja, stoga i predmagnetizacija. Zato poboljšanje nije znatno i krivulje su pogrešaka više zakrivljene nego bez predmagnetizacije. S obzirom na to, povoljnije rješenje sadrži sl. 2.21, gdje se struja I_p za predmagnetizaciju do-

biva pomoću posebne jezgre malog presjeka, koja se već pri malim primarnim strujama zasićuje pa je struja I_p gotovo konstantna. Stoga su i karakteristike pogrešaka manje zakrivljene (sl. 2.21.b). Znatno se poboljšanje postiže provede li se predmagnetizacija izmjeničnom strujom frekvencije od 150 Hz što se dobiva iz tri pomoćna strujna transformatora kojima su sekundarni namoti spojeni u trokut (sl. 2.22).

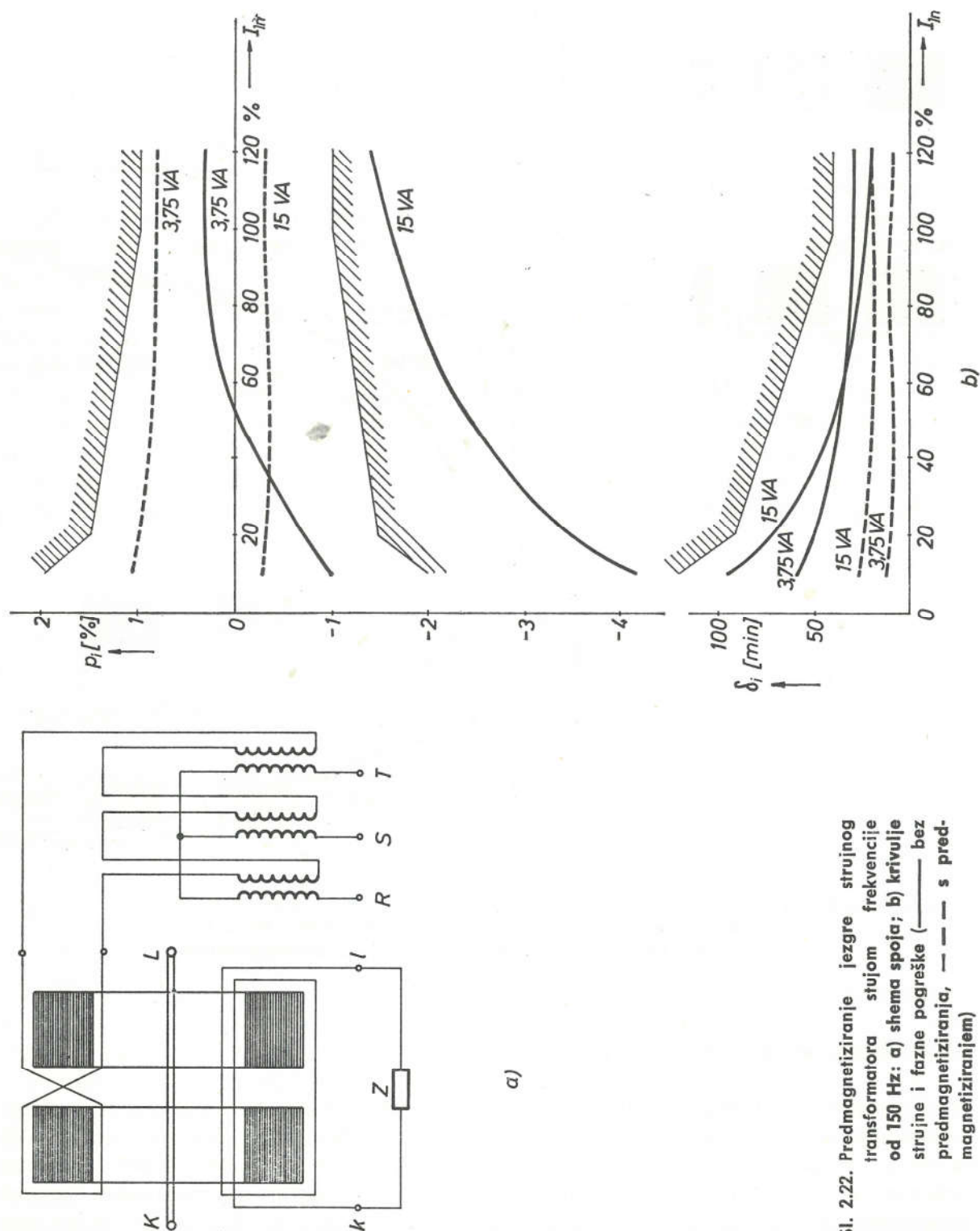


Sl. 2.21. Predmagnetiziranje jezgre strujnog transformatora pomoću zasićenog transformatora: a) shema spoja; b) krivulje strujne i fazne pogreške (— bez predmagnetiziranja, — — — s predmagnetiziranjem)

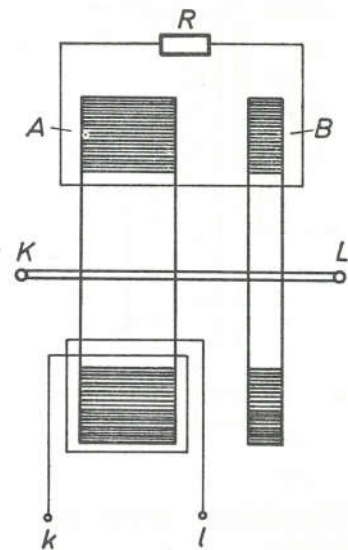
2.5.4. Kompenzacijski postupci

Pogrešku strujnog transformatora uzrokuju amperzavoji potrebni za magnetiziranje njegove jezgre. Zato se njegova pogreška može kompenzirati tako da se ti amperzavoji dobiju iz posebnog izvora. Na sl. 2.23. jedno je takvo rješenje, s glavnom i pomoćnom jezgrom A i B kojima je primarni namot zajednički, a sekundarni je omotan samo oko jezgre A. Na jezgri B je po-

moćni namot u kojem se inducira napon s faznim pomakom od 90° prema primarnoj struji. Struja iz tog namota teče preko otpora R i magnetizira jezgru A, ali tako da su njezini primarni amperzavoji jednaki sekundarnima. U razdoblju prije šire upotrebe magnetskih materijala visoke permeabilnosti razrađeno je mnogo kompenzacijskih postupaka koji su, slično kao i predmagnetiziranje, danas vrlo rijetki.



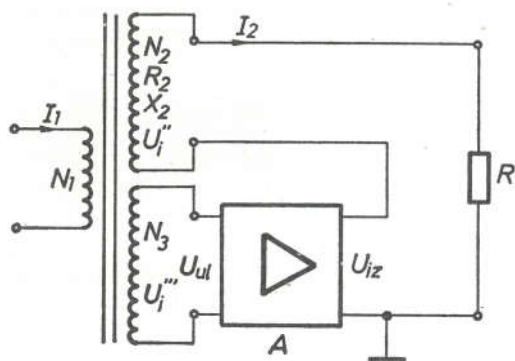
Sl. 2.22. Predmagnetiziranje jezgre strujnog transformatora stujom frekvencije od 150 Hz: a) shema spoja; b) krivulje strujne i fazne pogreške (— bez predmagnetiziranja, --- s predmagnetiziranjem)



Sl. 2.23. Kompenzacija pogreške strujnog transformatora magnetiziranjem glavne jezgre iz pomoćnog izvora

2.5.5 Smanjenje pogrešaka strujnog transformatora pomoću elektroničkog pojačala

Strujnim transformatorima za male nazivne snage u novije se vrijeme smanjuju pogreške i uz pomoć elektroničkog pojačala. Takvi su strujni transformatori najčešće na ulazu elektroničkih mjernih uređaja, kao što su električna brojila, vatmetri, ampermetri, fazomjeri i drugi, gdje obično imaju dvostruku namjenu. Oni galvanski odvajaju osjetljive elektroničke sklopove od mjerenog kruga i mjerenu izmjeničnu struju pretvaraju u njoj razmjerni izmjeničan napon, na taj način što sekundarna struja transformatora I_2 teče preko preciznog otpornika R , pa je pad napona $I_2 R$ razmjerni primarnoj struji transformatora i s njom je u fazi. Pad napona $I_2 R$, koji nije veći od nekoliko volta, privodi se, dalje, elektroničkim mjernim sklopovima, što redovno imaju vrlo velik ulazni otpor. Točnost takva transformatora uz zadanu jezgru možemo prema izrazu (2.17) poboljšati smanji li se sekundarna struja I_2 , a poveća otpor R , jer će tad uz isti pad napona $I_2 R$ transformatoru snaga biti manja. Smanjenje sekundarne struje zahtijeva da se poveća broj zavoja u sekundarnom namotu pa se time, zbog teškoća koje izaziva brojnost zavoja, pogreška može samo donekle smanjiti. Veće poboljšanje postiže se uvedemo li osjetljivo elektroničko pojačalo (sl. 2.24) kojemu je ulaz spojen na pomoćni namot od N_3 zavoja. Izlazna struja I_2 tog pojačala teče sekundarnim namotom transformatora i u njemu stvara protjecanje suprotno onome primarne struje. Pretpostavimo li da pojačalo ima neizmjereno pojačanje, bit će napon na njegovu ulazu ravan nuli, a to je moguće samo ako se primarno i sekundarno protjecanje u transformatoru međusobno poništavaju ($I_1 N_1 = I_2 N_2$), odnosno ako je transformatoru pogreška jednaka nuli. Kad pojačalo ima naponsko pojačanje A , onda je za dobivanje njegova izlaznog napona $U_{iz} = I_2 (R_2 + R + jX_2) - U_1'' = I_2 Z_s - U_1''$ potreban na ulazu pojačala napon $U_{ul} = U_{iz}/A$, koji je zbog redovno vrlo velikoga ulaznog otpora pojačala jednak induciranom naponu U_1''' u pomoćnom namotu od N_3 zavoja. Prema tome, inducirani napon u sekundarnom namotu iznosi:



$$U_1'' = U_1''' \frac{N_2}{N_3} = \frac{U_{iz}}{A} \frac{N_2}{N_3} = \frac{I_2 Z_s - U_1''}{A N_3/N_2} = \frac{I_2 Z_s}{1 + A N_3/N_2} \quad (2.39)$$

Sl. 2.24. Strujni transformator s elektroničkim pojačalom

Uz veliko pojačanje A bit će inducirani napon U_1'' znatno manji od $I_2 Z_s$, koliko iznosi inducirani napon u strujnom transformatoru bez pojačala. Stoga omjer struje magnetiziranja $I_{0(1)}''$ i primarne struje I_1'' , koji je prema izrazu (2.16) razmjeran induciranom naponu U_1'' , neće više biti CZ_s/μ_σ , kao u izrazu (2.18), nego:

$$\frac{I_{0(1)}''}{I_1''} = \frac{C Z_s}{\mu_\sigma (1 + A N_3/N_2)} \quad (2.40)$$

Dakle, omjer struja $I_{0(1)}''/I_1''$ bit će $1 + A N_3/N_2 \approx A N_3/N_2$ puta manji nego u transformatora bez pojačala pretpostavimo li konstantni μ_σ . Napomenimo da se kod pojačala u integriranoj tehnici postižu vrlo velika pojačanja uz njegove male dimenzije. Tako mnogo upotrebljavano integrirano pojačalo s oznakom 741 ima tipično pojačanje $A = 200\,000$, ulazni otpor $2\text{ M}\Omega$ i izlazni otpor 75Ω . Zbog tako velikih pojačanja elektroničkih pojačala može se omjer struja $I_{0(1)}''/I_1''$ znatno smanjiti, pa stoga i, prema izrazima (2.18), (2.20) i (2.21), strujna i fazna pogreška strujnog transformatora.

2.6. VLADANJE STRUJNOG TRANSFORMATORA PRI POVEĆANOJ PRIMARNOJ STRUJI

S obzirom na vladanje strujnog transformatora kad su primarne struje znatno veće od nazivnih, postavljaju se oprečni zahtjevi, ovisno o tome jesu li na njegov sekundarni namot priključeni mjerni instrumenti ili zaštita. Za strujne transformatore određene kao priključak mjernim instrumentima, nastojimo da sekundarna struja pri povećanoj primarnoj struji što manje naraste, kako bismo zaštitili instrumente od oštećenja. Obratno, u strujnih transformatora namijenjenih zaštiti mora sekundarna struja vjerno pratiti porast primarne struje znatno iznad nazivne vrijednosti. To omogućuje da priklju-

čena zaštita ispravno djeluje. Takvim oprečnim zahtjevima moguće je udovoljiti samo posebnim izvedbama za priključak instrumenata i za priključak zaštite (*strujni transformatori za mjerenje* i *strujni transformatori za zaštitu*). I kod jednih i kod drugih zahtijevamo da mehanički i termički izdrže struju kratkog spoja u mreži, što se postiže dovoljno velikim presjekom namota i dobrim mehaničkim učvršćenjem (odjeljci 2.6.4. i 3.3).

2.6.1. Strujni transformator za mjerenje

Pri kratkim spojevima u mreži porast će primarna struja strujnog transformatora na vrijednost mnogostruko veću od nazivne. Zbog toga se povećavaju sekundarna struja, inducirani napon i magnetska indukcija u jezgri. Ako primarna struja toliko naraste da indukcija u jezgri premaši koljeno na krivulji magnetiziranja, znatno će porasti struja magnetiziranja, a time i pogreška transformatora. Kod strujnih transformatora za mjerenje nastojimo, kako smo već napomenuli, da sekundarna struja što manje naraste, kako se priključeni mjerni instrumenti ne bi oštetili. Tu se upotrebljavaju transformatori s relativno visokom indukcijom u jezgri pri nazivnoj struji, pa već uz manja strujna preopterećenja nastaje zasićenje u željezu. Kad je jezgra jednom zasićena, dalji porast primarne struje izaziva mnogo manje povećanje sekundarne struje. Ovisnost sekundarne struje o primarnoj vidi se na sl. 2.25. Na ordinati je omjer između stvarne I_2 i nazivne sekundarne struje I_{2n} , a na apscisi je omjer između stvarne struje I_1 i nazivne primarne struje I_{1n} da bi se eliminirao utjecaj omjera transformacije. Prikazanu ovisnost nazivamo i nadstrujnom karakteristikom strujnog transformatora. Pravac 1 predočavao bi nadstrujnu karakteristiku kad bi strujna pogreška bila jednaka nuli ($\Delta I = 0$), a krivulja 2 idealnu karakteristiku strujnog transformatora za mjerenje. Strujni transformator s takvom karakteristikom mjerio bi točno do određene vrijednosti primarne struje. Dalji porast primarne struje ne bi izazivao nikakvo povećanje sekundarne struje. Krivulja 3 prikazuje stvarnu karakteristiku jednoga strujnog transformatora za mjerenje.

Prema našim standardima (JUS N.H9 102/II-1972) i prema IEC-preporukama vladanje strujnog transformatora za mjerenje u području struja iznad nazivne karakterizirano je *nazivnom sigurnosnom* strujom I_{1s} . To je vrijednost primarne struje kod koje, uz teret jednak nazivnome, umnožak efektivne vrijednosti sekundarne struje I_{2s} i nazivnog omjera transformacije K_n nije veći od 0,9 I_{1s} :

$$K_n I_{2s} \leq 0,9 I_{1s} \quad (2.41)$$

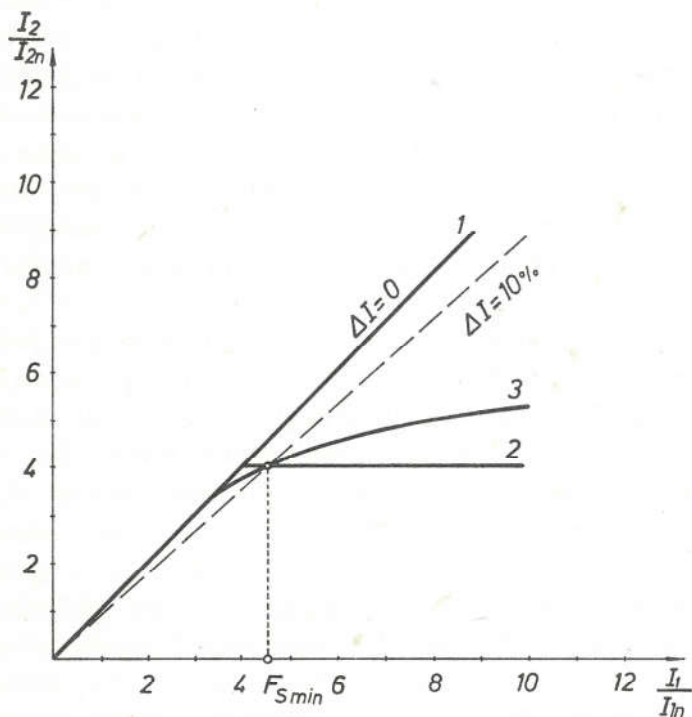
ili:

$$\frac{I_{2s}}{I_{2n}} \leq 0,9 \frac{I_{1s}}{I_{1n}} = 0,9 F_s \quad (2.42)$$

Omjer između nazivne sigurnosne struje I_{1s} i nazivne primarne struje I_{1n} naziva se faktorom sigurnosti:

$$F_s = I_{1s}/I_{1n} \quad (2.43)$$

Pri kratkom spoju u mreži instrumenti su u sekundarnom krugu to bolje zaštićeni što je faktor sigurnosti manji. Standardne su vrijednosti faktora sigurnosti $F_s = 5$ i $F_s = 10$. Na sl. 2.25. crtkano je predloženo pravac koji prikazuje $I_2/I_{2n} = 0,9 I_1/I_{1n}$ ili $\Delta I = 10\%$. Apscisom točke u kojoj se siječe nadstrujna karakteristika s tim pravcem, određen je najmanji faktor sigurnosti koji još zadovoljava izraz (2.42). Za strujni transformator kojemu je nadstrujna karakteristika prikazana krivuljom 3 faktor je sigurnosti 4,5 ili više.



Sl. 2.25. Nadstrujna karakteristika strujnog transformatora za mjerenje:

1 nadstrujna karakteristika transformatora bez pogreške, 2 idealna nadstrujna karakteristika strujnog transformatora za mjerenje, 3 realna nadstrujna karakteristika strujnog transformatora za mjerenje

Pogreška od 10% poslužila je u propisima za definiranje faktora sigurnosti F_s zato što tako velika pogreška pokazuje da se transformatoru jezgra već zasitila, pa će dalji rast primarne struje uzrokovati mnogo manje povećanje sekundarne struje. No to još ne znači da sekundarna struja ne može porasti na vrijednost veću od umnoška faktora sigurnosti i nazivne sekundarne struje $F_s I_{2n}$, ili da ima neku graničnu vrijednost. Razlog je u tome što se potpuno zasićenoj jezgri relativna permeabilnost približava jedinici, i tad se strujni transformator ponaša gotovo kao da nema jezgre. Pri tome je sličan zračnom transformatoru, a njegova je sekundarna struja pri konstantnom teretu razmjerna primarnoj struji. Zbog toga se kod strujnog transformatora ne može govoriti o nekoj graničnoj struji, već o graničnoj pogrešci koja se približava pogrešci tog transformatora bez željezne jezgre. Na sl. 2.26. predloženo je odnoš između I_1/I_{1n} i I_2/I_{2n} za transformator bez pogreške (pravac 1), za transformator kojemu jezgra dolazi u zasićenje (krivulja 2) i za isti transformator bez željezne jezgre (pravac 3). U drugom mjerilu tim je krivuljama prikazan napon induciran u sekundarnom namotu transformatora

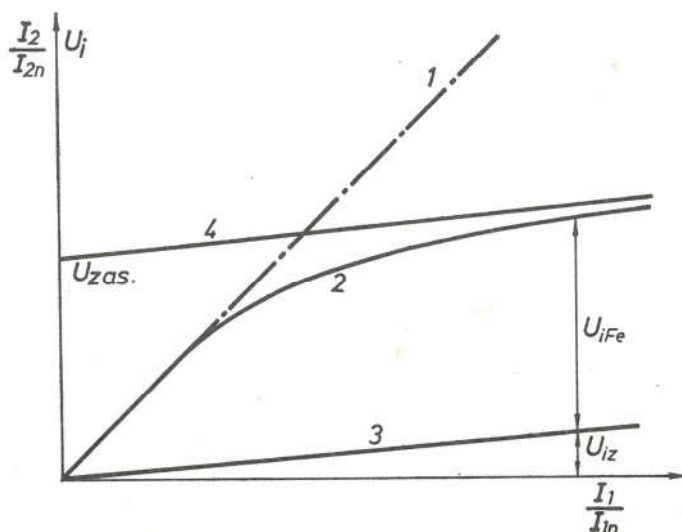
pri stalnom teretu. On se u transformatora s jezgrom sastoji od dva dijela: U_{iz} i U_{iFe} . Prvi je jednak induciranom naponu transformatora bez željezne jezgre, a drugi uzrokuje magnetska polarizacija u jezgri. Taj dio ne može premašiti vrijednost koja odgovara magnetskoj polarizaciji zasićenja (U_{zas}). Stoga se krivulja 2 asimptotski približava pravcu 4, paralelno s pravcem 3, a siječe ordinatnu os pri $U_i = U_{zas}$.

Da bismo strujnom transformatoru mogli odrediti nadstrujnu karakteristiku, valja znati kako se u nadstrujnom području mijenja impedancija $Z_0'' = R_0'' + jX_0'' / (R_0'' + jX_0'')$ poprečne grane u nadomjesnoj shemi (sl. 2.1. i 2.27). Tad možemo izračunati odnos između primarne i sekundarne struje, ili odnos između primarnih i sekundarnih amperzavoja:

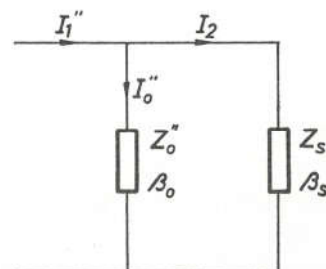
$$\frac{I_1/I_{1n}}{I_2/I_{2n}} \approx \frac{I_1 N_1}{I_2 N_2} = \frac{I_1''}{I_2} = 1 + \frac{Z_s}{Z_0''} \quad (2.44)$$

Ako fazni pomaci impedancija Z_s i Z_0'' iznose β_s i β_0 , onda će se pomoću izraza (2.44) nakon sređivanja dobiti ovaj odnos između efektivnih vrijednosti struja I_1'' i I_2 :

$$\frac{I_1''}{I_2} = \sqrt{1 + \frac{Z_s^2}{Z_0''^2} + \frac{2Z_s}{Z_0''} \cos(\beta_s - \beta_0)} \quad (2.45)$$



Sl. 2.26. Nadstrujne karakteristike strujnog transformatora bez pogreške (1), sa željeznom jezgrom koja dolazi u zasićenje (2) i bez željezne jezgre (3)



Sl. 2.27. Pojednostavnjena nadomjesna shema strujnog transformatora

S obzirom na zaštitu instrumenata povoljno je da omjer I_1''/I_2 bude što veći, odnosno da impedancija Z_0'' u nadstrujnom području bude što manja. Njezin fazni pomak β_0 bit će u zasićenju gotovo 90° jer je tad R_0'' redovno mnogo veći od X_0'' . Zato je $\cos(\beta_s - \beta_0)$ praktički jednak $\sin \beta_s$. Pri velikim strujama dolazi obično i priključeni teret u zasićenje, pa tad prevladava njegov djelatni otpor ($Z_s \approx R_s$). Stoga možemo uzeti da je $\beta_s \approx 0$ i $\sin \beta_s \approx 0$. Uz te pretpostavke izraz (2.45) se pojednostavnjuje:

$$\frac{I_{1z}''}{I_{2z}} \approx \sqrt{1 + \frac{Z_s^2}{Z_{0z}''^2}} \approx \frac{Z_s}{Z_{0z}''} \approx \frac{R_s}{X_{0z}''} \quad (2.46)$$

gdje su Z_{0z}'' i X_{0z}'' poprečna impedancija i reaktancija, a I_{1z}'' i I_{2z} primarna i sekundarna struja pri sasvim zasićenoj jezgri.

Iz ovoga jednostavnog izraza očito je da su instrumenti to bolje zaštićeni što je veća ukupna impedancija Z_s sekundarnog kruga i što je manja granična impedancija Z_{0z}'' . Povećanje impedancije Z_s ograničeno je zahtjevom da transformator ne bude opterećen teretom većim od nazivnoga, a smanjivanje impedancije Z_{0z}'' povezano je s povećanjem pogrešaka transformatora u redovnom radu, gdje je s obzirom na točnost potrebna što veća poprečna impedancija. Da se zadovolje ti suprotni zahtjevi, poželjno je da omjer između Z_s/Z_{0z}'' u redovnom radu i onoga u zasićenju bude što veći. Budući da je $Z_s/Z_{0z}'' = I_{0z}''/I_{2z}$, to prema izrazu (2.18) taj omjer kod nazivne struje — nazovimo ga z_n — iznosi:

$$z_n = \frac{Z_s}{Z_{0z}''} = \frac{I_{0z}''}{I_{2n}} = \frac{Z_s \ell_{Fe}}{\sqrt{2} \pi f N_2^2 S_{Fe} \mu_{on}} \quad (2.47)$$

Pri tome su I_{0z}'' , Z_{0z}'' i μ_{on} struja magnetiziranja, poprečna impedancija i vrijednost za μ_o uz nazivnu struju I_{2n} i ukupnu impedanciju Z_s sekundarnog kruga.

Kad je jezgra sasvim zasićena, često nije jednostavno odrediti omjer $Z_s/Z_{0z}'' \approx Z_s/X_{0z}''$ zbog toga što je reaktancija X_{0z}'' razmjerna međuinuktivitetu M između primarnog i sekundarnog namota bez željezne jezgre $X_{0z}'' = \omega M N_2/N_1$, a taj međuinuktivitet na složen način ovisi o dimenzijama namota i njihovu međusobnom rasporedu. Da bismo pojednostavnili dalja razmatranja, prikažimo omjer $Z_s/Z_{0z}'' = z_z$ pomoću izraza sličnog onome za z_n :

$$z_z = \frac{Z_s}{Z_{0z}''} = \frac{Z_s \ell_z}{2 \pi f N_2^2 S_z \mu_0} \quad (2.48)$$

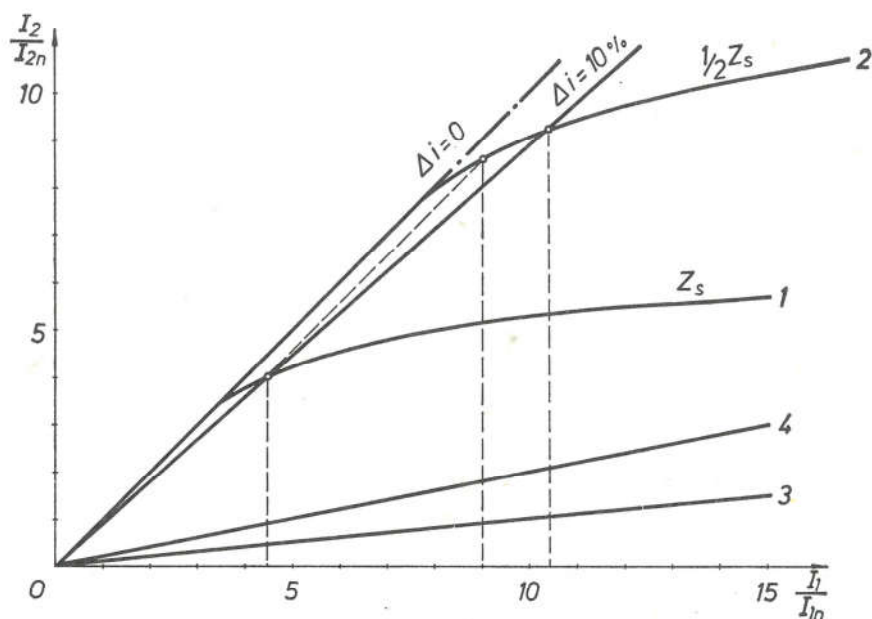
Tu je S_z srednji presjek sekundarnog namota, a ℓ_z duljina koja ovisi o dimenzijama primarnog i sekundarnog namota i o njihovu međusobnom rasporedu. Za toroidnu jezgru oko koje je jednoliko i tijesno namotan sekundarni namot bit će $\ell_{Fe} = \ell_z$, a presjek S_z pri tome je samo nešto veći od presjeka željeza S_{Fe} . Kod jezgraste ili ogrnute jezgre sa sekundarnim namotom omotanom oko njezina stupa bit će ℓ_z nekoliko puta manji od ℓ_{Fe} . Iz izraza (2.46), (2.47) i (2.48) dobivamo:

$$\frac{I_{1z}''}{I_{2z}} = \frac{I_{0z}''}{I_{2n}} \frac{S_{Fe}}{S_z} \frac{\ell_z}{\ell_{Fe}} \frac{\mu_{on}}{\sqrt{2} \mu_0} \quad (2.49)$$

gdje su, kako smo već napomenuli, I_{1z}'' i I_{2z} primarna i sekundarna struja pri sasvim zasićenoj jezgri, a μ_{on} je vrijednost za μ_o pri indukciji koja odgovara nazivnoj struji i impedanciji Z_s sekundarnog kruga.

Iz izraza (2.49) vidimo da se omjer I_{1z}''/I_{2z} povećava s porastom ukupne pogreške transformatora kod nazivne struje, ili, veći se omjer I_{1z}''/I_{2z} lakše postiže u transformatora manje točnosti. Također je povoljno da sekundarni

namot bude tijesno namotan uz jezgru ($S_{Fe} \approx S_z$). Ipak, najviše se može omjer I_{1z}''/I_{2z} povećati ako izaberemo magnetski materijal s vrlo visokom relativnom permeabilnosti. Neka npr. struja magnetiziranja pri nazivnoj struji i teretu iznosi 1% ($I_{0n}''/I_{2n} = 0,01$). Tada, uz $S_{Fe} = S_z$, $\ell_{Fe} = \ell_z$ i jezgru od orijentiranog lima sa $\mu_{on}/\mu_0 = 20\,000$, dobivamo: $I_{1z}''/I_{2z} = 0,01 \cdot 20\,000 = 200$. Dakle, sekundarna struja transformatora sasvim zasićene jezgre bila bi čak 200 puta manja od one u transformatora bez pogreške. Ako je $I_{0n}''/I_{2n} = 0,002$ i $\mu_{on}/\mu_0 = 3\,000$, bit će: $I_{1z}''/I_{2z} = 0,002 \cdot 3\,000 = 6$. Prema tome, struja transformatora sa sasvim zasićenom jezgrom bila bi samo šest puta manja.

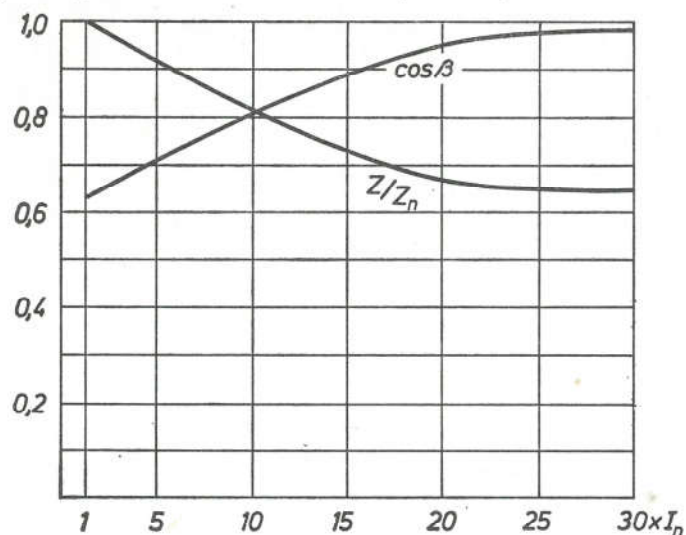


Sl. 2.28. Nadstrujna karakteristika strujnog transformatora pri impedanciji sekundarnog kruga Z_s i $\frac{1}{2} Z_s$ sa željeznom jezgrom (krivulje 1 i 2) i bez željezne jezgre (pravci 3 i 4)

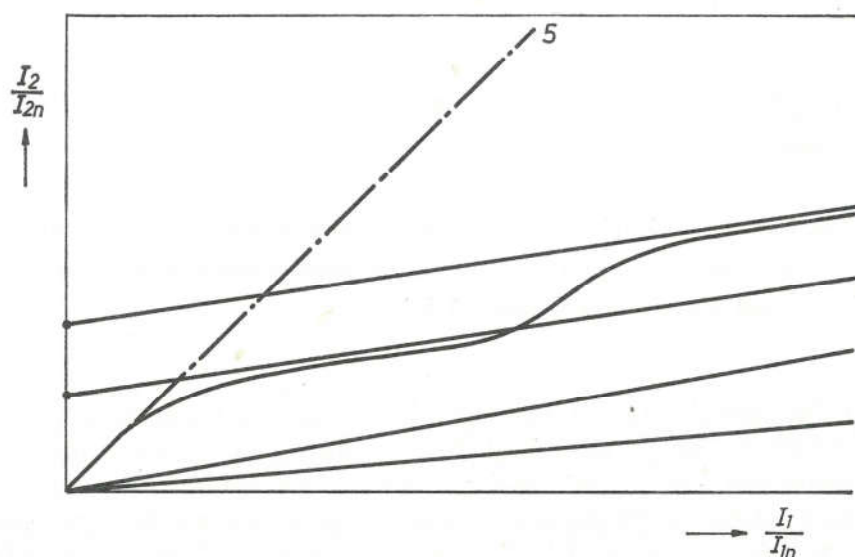
Već smo napomenuli da su instrumenti u sekundarnom krugu pri kratkom spoju u mreži to bolje zaštićeni što je faktor sigurnosti manji. Ne smijemo uz to zaboraviti da se taj faktor odnosi na transformatore opterećene nazivnim teretom. Ako je priključen teret manji od nazivnoga, potrebna je veća struja da bi se jezgra zasitila. Tako uz dva puta manju impedanciju sekundarnog kruga ($\frac{1}{2} Z_s$) sekundarna struja mora biti dvostruka kako bi se postigla jednaka indukcija u jezgri, odnosno jednaka struja magnetiziranja. Pri tome je odnos između struje magnetiziranja i sekundarne struje smanjen dva puta pa za postizanje iste postotne pogreške ΔI valja više nego dvostruko povećati indukciju u jezgri, a time i sekundarnu struju, kako se to vidi na sl. 2.28. Tu je pri smanjenju impedancije sekundarnog kruga za dva puta faktor sigurnosti povećan od 4,5 na 10,4, dakle 2,3 puta. Zbog toga pri izboru odgovarajućega strujnog transformatora treba nastojati da se njegov nazivni teret što bolje podudara s onim koji će biti na njega stvarno priključen. Ako je priključen teret manji od nazivnoga, mora se priključiti u seriju dodatni teret.

Kad se određuje kolike maksimalne struje mogu poteći u sekundarnom krugu, valja pripaziti i na ovisnost impedancije priključenih instrumenata o

struji, osobito onih sa željeznom jezgrom. Zbog zasićenja tih jezgri smanjuje se njihova impedancija, a faktor se snage približava jedinici. Ako je zasićenje jako, impedancija je gotovo jednaka djelatnom otporu (sl. 2.29). Ovisno o smanjenju impedancije sekundarnog kruga, raste sekundarna struja, kako je to prikazano na sl. 2.30 (lit. 0.6).



Sl. 2.29. Impedancija i faktor snage induksijskog brojila ovisno o njegovoj struji



Sl. 2.30. Nadstrujne karakteristike strujnog transformatora pri teretu sa željeznom jezgrom:
1 i 2 za transformator bez željezne jezgre s nezasićenim, odnosno zasićenim teretom, 3 i 4 za transformator kojemu se jezgra odmah zasićuje s nezasićenim, odnosno zasićenim teretom, 5 za transformator bez pogreške, 6 za realni strujni transformator i teret

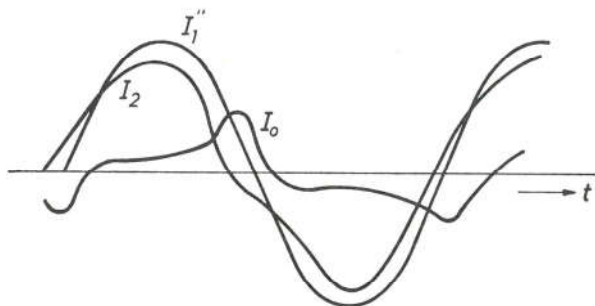
2.6.2. Strujni transformator za zaštitu

Strujni transformator na koji se priključuje zaštita treba da ispravno radi baš pri preopterećenju, odnosno kratkom spoju u mreži, pa se mora znati njegova pogreška i u nadstrujnom području. U donjem dijelu nadstrujne karakteristike strujnog transformatora pogreška redovno nije velika, međutim,

u gornjem dijelu ona naglo raste. Uzrok je tome nagli porast struje magnetiziranja nastao zbog zasićenja jezgre. Pri tome struja magnetiziranja znatno odstupa od sinusnog oblika, kao na sl. 2.31. To znači da će i uz pretpostavku sinusne primarne struje sekundarna struja izgubiti sinusni oblik. Stoga nije moguć vektorski prikaz struje, a ni rastavljanje ukupne pogreške na strujnu i faznu. To je razlog da IEC-preporuke i naši propisi kod strujnih transformatora za zaštitu definiraju *složenu pogrešku* p_{is} , koja je efektivna vrijednost razlike između trenutnih vrijednosti primarne i sekundarne struje pomnožene nazivnim omjerom transformacije. Složena se pogreška općenito izražava kao postotak efektivne vrijednosti primarne struje (odjeljak 2.1, izraz 2.6):

$$p_{is} = \frac{100}{I_1} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (K_n i_2 - i_1)^2 dt} \% \quad (2.50)$$

Tu su i_1 i i_2 trenutne vrijednosti primarne i sekundarne struje, a T je trajanje jedne periode.



Sl. 2.31. Struje u strujnom transformatoru kad je jezgra zasićena

Najveća vrijednost primarne struje uz koju transformator zadovoljava u pogledu složene pogreške naziva se *nazivna primarna granična struja točnosti*, a omjer između nje i nazivne primarne struje *granični faktor točnosti*. Standardne vrijednosti tog faktora su: 5, 10, 15, 20 i 30. Standardne klase točnosti strujnih transformatora za zaštitu su: 5P i 10P (tabl. 2.3).

Na njihovoj natpisnoj pločici navode se klasa točnosti i faktor točnosti jedno uz drugo pa npr. oznaka 5P10 znači da transformator ne griješi više od 5% pri deseterostrukoj primarnoj nazivnoj struji.

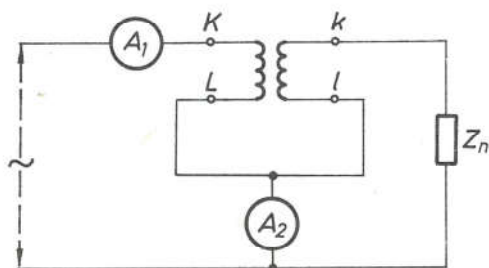
Tablica 2.3.

Granice pogrešaka strujnih transformatora za zaštitu

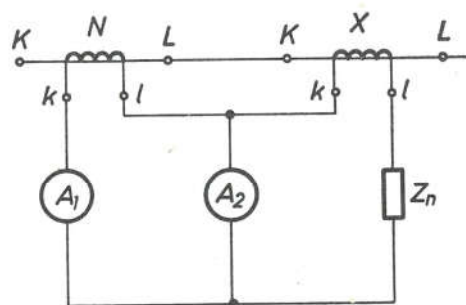
Klasa točnosti	Granice strujne pogreške pri nazivnoj primarnoj struji %	Granice fazne pogreške pri nazivnoj primarnoj struji min	Granice složene pogreške pri nazivnoj primarnoj graničnoj struji točnosti %
5 P	± 1	± 60	5
10 P	± 3	nisu propisane	10

Na sl. 2.32. predočeno je izravno mjerenje složene pogreške strujnog transformatora s nazivnim omjerom transformacije jednakim jedinici. Primarni je namot priključen na izvor sinusne struje, a sekundarni na nazivni teret Z_n s linearnom karakteristikom. Kroz ampermetar A_2 za mjerenje efektivnih vrijednosti teče razlika između primarne i sekundarne struje, pa će efektivna vrijednost te struje podijeljena efektivnom vrijednošću primarne struje biti prema izrazu (2.50) složena pogreška tog transformatora. Pri tome treba da pad napona na ampermetru A_2 bude neznatan prema padu napona na nazivnom teretu Z_n .

Sl. 2.33. sadrži prikaz izravnog mjerenja složene pogreške pomoću referentnoga strujnog transformatora N kojemu je nazivni omjer transformacije jednak onome u ispitivanog transformatora, a ima neznatnu složenu pogrešku u uvjetima tog mjerenja. Na ispitivani strujni transformator X priključen je



Sl. 2.32. Izravno mjerenje složene pogreške pri nazivnom omjeru transformacije jednakom jedinici



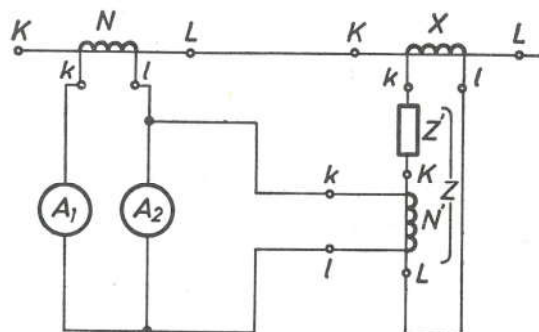
Sl. 2.33. Izravno mjerenje složene pogreške pomoću referentnog transformatora jednakog omjera transformacije

nazivni teret Z_n . Primarnim namotima obaju transformatora teče ista sinusna struja, pa kroz dijagonalu s ampermetrom A_2 protječe razlika njihovih sekundarnih struja. Efektivna vrijednost struje kroz ampermetar A_2 podijeljena efektivnom vrijednošću struje kroz ampermetar A_1 složena je pogreška transformatora X. Tu je prijeko potrebno da složena pogreška strujnog transformatora N bude neznatna. (Nije dovoljno da ona bude poznata jer se zbog izobličenoga valnog oblika struja magnetiziranja ne može upotrijebiti za korekciju rezultata mjerenja). Ostvarivanje tog zahtjeva olakšano je time što je transformator N opterećen samo ampermetrom A_1 i ekvivalentnom impedancijom ampermetra A_2 iznosa: $Z_e = Z_{A2} p_{is}/100$, gdje je Z_{A2} impedancija ampermetra A_2 .

Složena se pogreška može izravno mjeriti i na razne druge načine. Jedan prikazuje sl. 2.34. Tu nije potrebno da referentnom transformatoru N i ispitivanom transformatoru X nazivni omjer transformacije bude jednak. To se postiglo uvodeći još jedan referentni transformator (N') koji ima takav omjer transformacije K'_{nN} , da pomnožen nazivnim omjerom transformacije K_{nX} ispitivanog transformatora daje nazivni omjer transformacije K_{nN} transformatora N, ili $K_{nN} = K_{nX} K'_{nN}$. Uz to složene pogreške transformatora N i N' moraju biti neznatne pri uvjetima ovog ispitivanja. Kad se određuje teret ispitivanog transformatora, valja uračunati i opterećenje primarnim namotom transformatora N' .

Ako su ispunjeni spomenuti uvjeti, efektivna vrijednost struje kroz ampermetar A_2 podijeljena strujom kroz ampermetar A_1 daje složenu pogrešku transformatora X.

Strujnim transformatorima kojima je jednoliko raspoređen sekundarni i primarni namot po cijelom opsegu jezgre, ili je centralno postavljen primarni provodnik, složena se pogreška može i neizravno mjeriti. Tad se, uz otvo-



Sl. 2.34. Izravno mjerenje složene pogreške pomoću dva referentna transformatora

reni primarni namot, na sekundarni namot priključi sinusni napon nazivne frekvencije kojemu je efektivna vrijednost jednaka induciranom naponu u jezgri uz nazivnu graničnu struju točnosti i nazivni teret. Pri tome se uzima da je namot transformatora zagrijan na 75°C . Efektivna vrijednost dobivene struje magnetiziranja, izražena u postocima nazivne sekundarne struje pomnožene graničnim faktorom točnosti, daje složenu pogrešku ispitivanog transformatora.

2.6.3. Prolazna stanja u strujnom transformatoru pri kratkom spoju u mreži

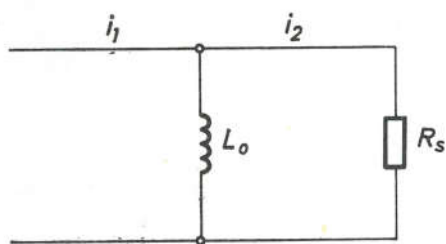
Radi bolje zaštite energetske mreže sve se više uvodi brza statička zaštita koja zahtijeva da se i prve periode struje kratkog spoja vjerno prenesu na sekundarnu stranu strujnog transformatora. U tome osnovnu teškoću stvara istosmjerna komponenta struje kratkog spoja, koja može dovesti jezgru strujnog transformatora u zasićenje i time omesti njegov ispravan rad za vrijeme prolaznih pojava.

Najnepovoljnije magnetske prilike nastaju u strujnom transformatoru kad istosmjerna komponenta struje kratkog spoja dosegne maksimalni iznos. Tad njegovim primarnim namotom teče asimetrična struja kratkog spoja oblika:

$$i_1 = I_{Km} (e^{-t/T_M} - \cos \omega t) \quad (2.51)$$

Tu je I_{Km} tjemena vrijednost simetrične komponente struje u trenutku nastanka kratkog spoja, a T_M je vremenska konstanta mreže. Sekundarna se struja može za ovu priliku odrediti polazeći od pojednostavnjene nadomjesne sheme strujnog transformatora na sl. 2.35, u kojoj je zanemareno sekundarno rasipanje strujnog transformatora, a R_s je ukupni djelatni otpor u sekun-

darnom krugu. Pretpostavilo se da je faktor snage tereta jednak jedinici, što je najnepovoljnije s obzirom na magnetske prilike u transformatoru. Ako nema struje kroz teret u trenutku nastanka kratkog spoja, i ako je magnetska



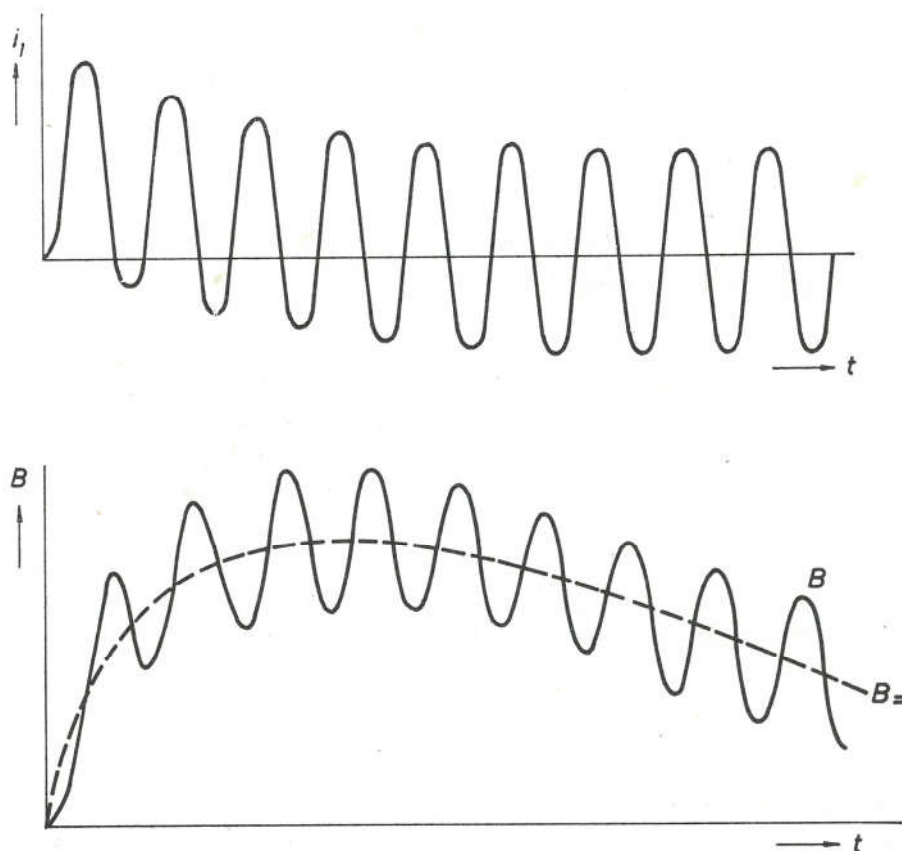
Sl. 2.35. Pojednostavljena nadomjesna shema strujnog transformatora uz zanemarene induktivitete u sekundarnom krugu

karakteristika jezgre linearna, istosmjerna će komponenta sekundarne struje (pri jednakom broju zavoja u primarnom i sekundarnom namotu) biti:

$$i_{2s} = I_{Km} \left[\frac{T_T}{T_T - T_M} e^{-t/T_M} - \frac{T_M}{T_T - T_M} e^{-t/T_T} \right] \quad (2.52)$$

Tu je T_T vremenska konstanta sekundarnog kruga strujnog transformatora:

$$T_T = \frac{L_0}{R_s} \quad (2.53)$$



Sl. 2.36. Primarna struja i indukcija u jezgri strujnog transformatora pri asimetričnome kratkom spoju u mreži i za $\cos \beta_s = 1$ (pretpostavljeno da jezgra ne dolazi u zasićenje)

Pad napona $i_2 R_s$ u otporu R_s jednak je naponu induciranome u poprečnoj grani: $NS \frac{dB}{dt}$, pa kad se to integrira, dobivamo komponentu indukcije koju uzrokuje istosmjerna komponenta struje kratkog spoja:

$$B_{\sim} = \frac{I_{Km} R_s}{NS} \frac{T_T T_M}{T_T - T_M} (e^{-t/T_T} - e^{-t/T_M}) \quad (2.54)$$

Na sl. 2.36. izmjenične su i istosmjerne komponente primarne struje i indukcije u transformatorskoj jezgri.

Maksimalna vrijednost istosmjerne komponente indukcije iznosi:

$$B_{\sim \max} = \frac{I_{Km} R_s T_M}{NS} \left(\frac{T_M}{T_T} \right)^{\frac{T_M}{T_T - T_M}} \quad (2.55)$$

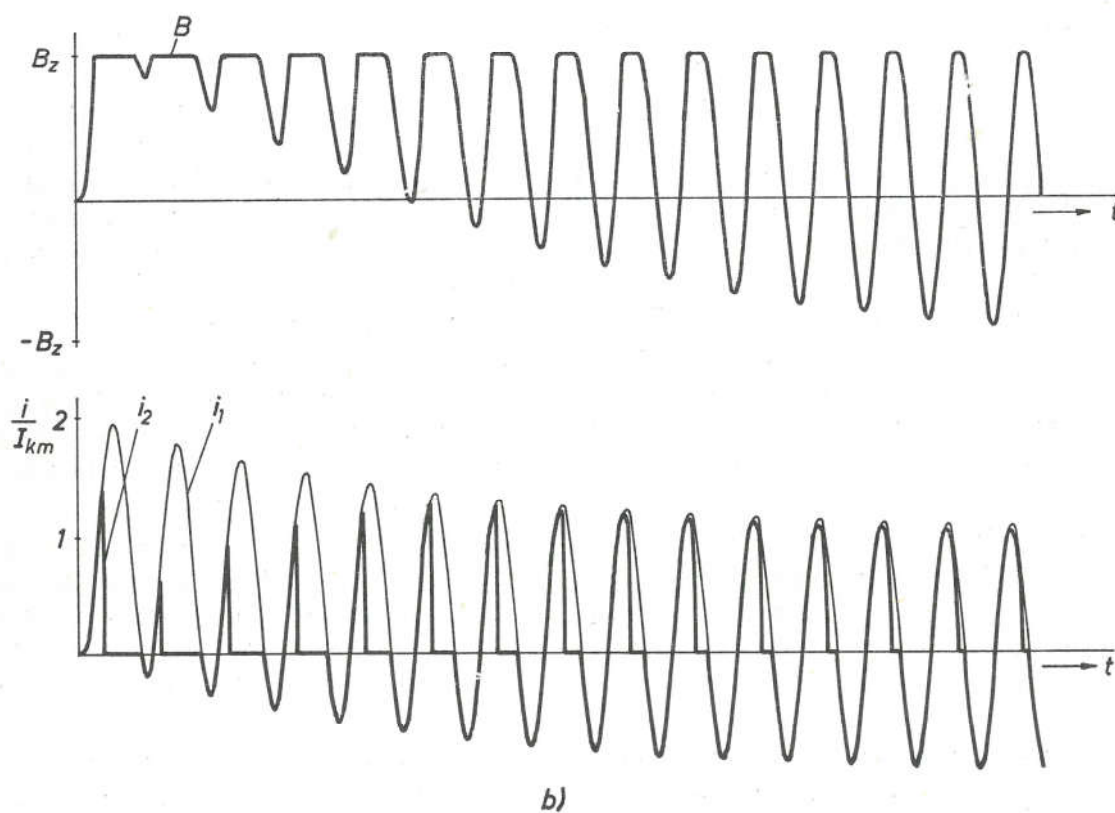
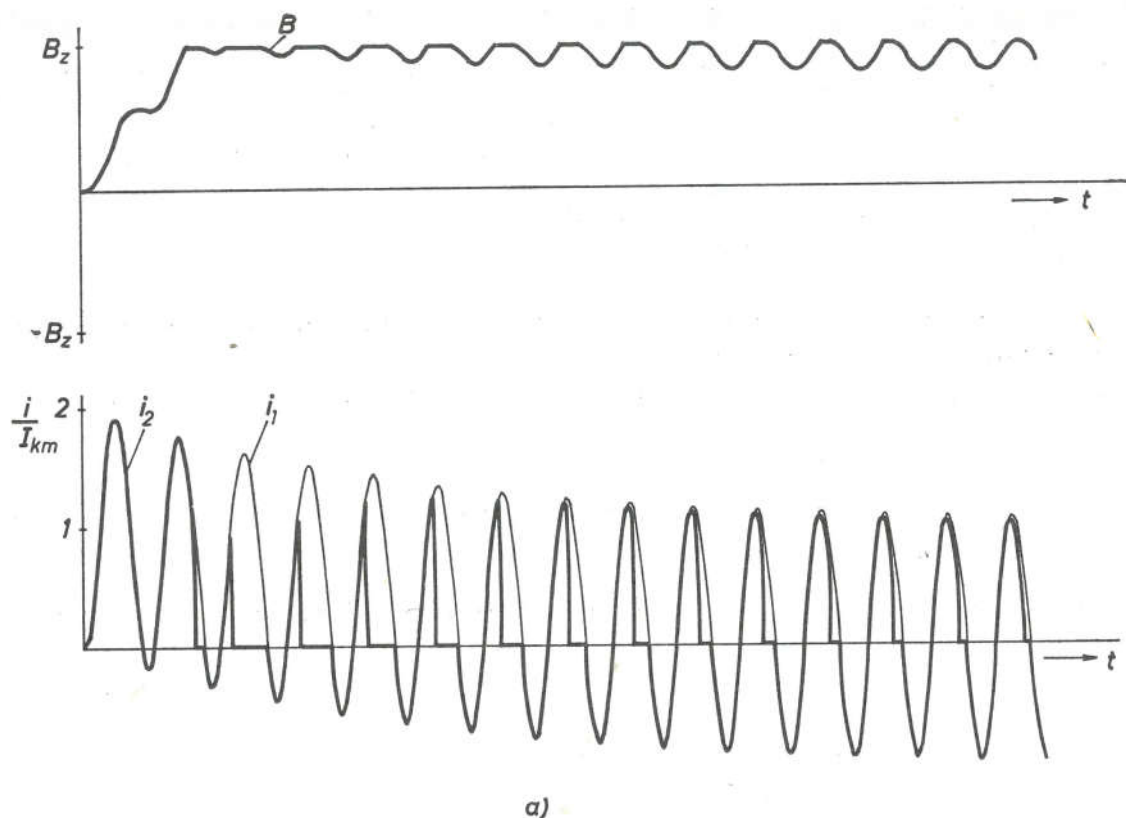
i amplituda izmjenične komponente indukcije: $B_{\sim} = I_{Km} R_s / \omega NS$, pa je njihov omjer:

$$k = \frac{B_{\sim \max}}{B_{\sim}} = \omega T_M \left(\frac{T_M}{T_T} \right)^{\frac{T_M}{T_T - T_M}} \quad (2.56)$$

Kad je $T_T \gg T_M$, omjer k postiže maksimalni iznos: $k_{\max} = \omega T_M$. Tako se uz vremensku konstantu mreže $T_M = 0,1$ i $\omega = 314$ dobiva $k_{\max} = 31,4$, pa je istosmjerna komponenta indukcije čak 31,4 puta veća od izmjenične komponente, koja i sama za vrijeme kratkog spoja u mreži postiže znatne vrijednosti, mnogostruko veće od one pri nazivnoj struji strujnog transformatora. Ako je npr. struja I_{Km} samo deset puta veća od tjemene vrijednosti te nazivne struje, istosmjerna bi komponenta indukcije bila čak 314 puta veća od indukcije pri nazivnoj struji. Često indukcija u jezgri neće uopće dosegnuti takvu vrijednost jer je ona veća od indukcije zasićenja jezgre.

Ako jezgra zbog spomenutih pojava u određenom trenutku dođe u zasićenje, onda se u poprečnoj grani strujnog transformatora od tog časa više gotovo ne inducira nikakav napon. Zato je i napon na otporu R_s jednak nuli, što znači da struja i_2 ne teče, a cijela struja i_1 prolazi kroz poprečnu granu. Tako ostaje sve dok struja i_1 promijeni smjer i time uzrokuje da se indukcija smanji ispod zasićenja. Nakon tog trenutka struja i_2 opet teče sve do ponovnog zasićenja jezgre. Opisana pojava prikazana je na sl. 2.37. za transformator u kojem je indukcija pri nazivnoj struji 100 puta manja od indukcije zasićenja ($B_{naz} = 0,01 B_{zas}$), a njegovim primarnim namotom teče asimetrična struja kratkog spoja. Izmjenična komponenta struje kratkog spoja jednom je deset puta veća od nazivne (sl. 2.37.a), a drugi put je od nje 100 puta veća (sl. 2.37.b).

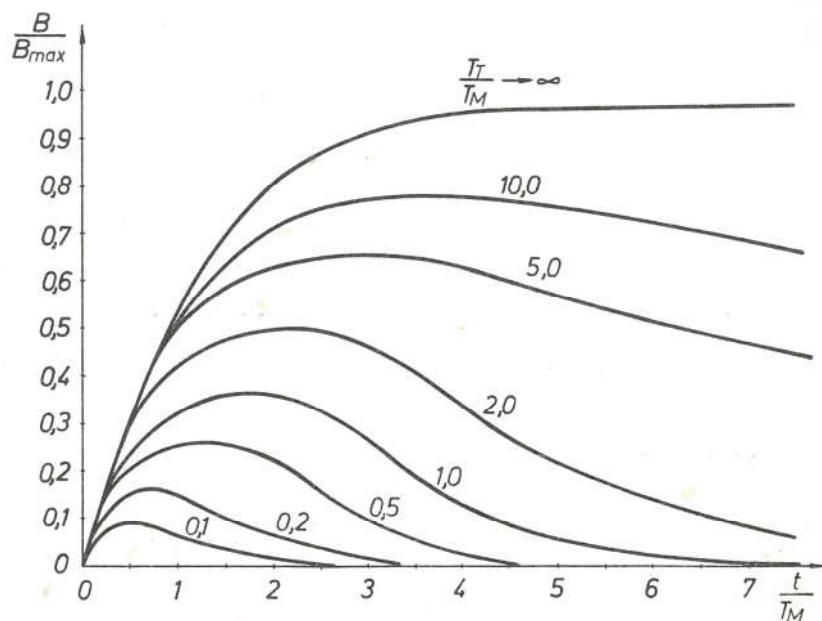
Da bi se izbjeglo zasićenje jezgre, moguća su u osnovi tri zahvata. U prvom redu valja nastojati da ukupni otpor R_s sekundarnog kruga, odnosno otpor sekundarnog namota i tereta, bude što manji jer je prema izrazu (2.55) maksimalna vrijednost istosmjerne komponente indukcije razmjerna otporu R_s . Napomenimo ovdje da se pri potpuno induktivnom otporu sekundarnog



Sl. 2.37. Indukcija, te primarna i sekundarna struja u strujnom transformatoru pri asimetričnome kratkom spoju ($B_{naz} = 0,01 B_z$): a) izmjenična komponenta struje kratkog spoja deset puta veća od nazivne; b) izmjenična komponenta struje kratkog spoja 100 puta veća od nazivne

kruga ne pojavljuje istosmjerna komponenta indukcije, no ta činjenica nema većega praktičnog značenja jer se djelatni otpor u sekundarnom krugu ne može izbjeći. Druga je mogućnost da se poveća umnožak broja zavoja i presjeka jezgre, jer je NS u nazivniku izraza (2.55), odnosno smanji indukcija u jezgri pri nazivnoj struji, a to se može samo djelomično ostvariti zbog toga što time uvelike porastu dimenzije jezgre i transformatora. Treća je mogućnost u smanjenju vremenske konstante T_T sekundarnog kruga transformatora. To se vidi iz sl. 2.38, u kojoj je prikazan vremenski tok istosmjerne komponente indukcije u jezgri transformatora za različite omjere vremenskih konstanti T_T i T_M . Sa $B_{\max}$ označena je maksimalna vrijednost istosmjerne komponente indukcije u transformatoru sa $T_T = \infty$ koja iznosi: $B_{\max} = I_{K\max} R_s T_M / NS$. Ako je $T_T = T_M$, indukciji je maksimalna vrijednost 2,718 puta manja, a uz $T_T = 0,1 T$ čak je 12,9 puta manja. Vremenska konstanta transformatora

Sl. 2.38. Vremenski tok istosmjerne indukcije u jezgri za vrijeme asimetričnoga kratkog spoja



T_T može se smanjiti upotrijebi li se jezgra sa zračnim rasporedom jer time njegov vlastiti induktivitet postaje manji. Tad se uz isti presjek jezgre dobiva manja maksimalna vrijednost istosmjerne komponente indukcije, odnosno manji presjek jezgre uz istu indukciju. U smanjivanju vlastitog induktiviteta transformatora ne smije se pretjerati jer se povećava njegova fazna i strujna pogreška. Takvi transformatori poznati su pod nazivom *transformatori s lineariziranom jezgrom* i upotrebljavaju se kad zaštita zahtijeva vjerni prijenos izmjenične komponente struje kratkog spoja.

2.6.4. Nazivna kratkotrajna termička struja i nazivna dinamička struja

Kad nastane kratki spoj u mreži, namotima strujnog transformatora protječu struje mnogostruko veće od nazivnih vrijednosti, u trajanju koje ovisi o djelovanju zaštite i kreće se, prema prilikama, od jedne desetinke do više sekunda. Da bi se poslije toga moglo što prije uspostaviti redovno stanje

u mreži, potrebno je da ugrađeni strujni transformatori ostanu ispravni i neoštećeni nakon znatnih naprežanja kojima su podvrgnuti u toku kratkog spoja. Stoga se oni moraju tako izvesti da termički i dinamički izdrže najveće struje kratkog spoja koje mogu nastati na mjestu gdje su ugrađeni.

Kratki spoj u mreži traje najviše nekoliko sekundi, pa praktički sva toplota koju pri tome stvaraju povećane struje ostaje u namotima. Zbog toga je porast temperature namota u jedinici vremena ovisan o kvadratu gustoće struje I (A/mm²), specifičnom otporu ρ (Ω mm²/m), specifičnoj toplini C (J/kg°C) i specifičnoj masi γ (kg/m³) materijala namota prema izrazu:

$$\frac{\Delta \vartheta}{dt} = \frac{10^6}{\gamma C} I^2 = C_1 I^2 \quad (2.57)$$

Slično tome može se porast temperature $\Delta \vartheta/dt$ odrediti iz utrošene energije W (J), mase G (kg) i specifične topline C materijala:

$$\frac{\Delta \vartheta}{dt} = \frac{1}{C} \frac{W}{G} = C_2 \frac{W}{G} \quad (2.58)$$

Vrijednosti konstanti C_1 i C_2 za razne materijale svrstane su u tabl. 2.4.

Tablica 2.4.

Konstante C_1 i C_2 u izrazima (2.57) i (2.58) reducirane na 20°C

Materijal	C_1	C_2	Materijal	C_1	C_2
Aluminij	$12 \cdot 10^{-3}$	$1,1 \cdot 10^{-3}$	Mjedi	$24 \cdot 10^{-3}$	$2,8 \cdot 10^{-3}$
Bakar	$5 \cdot 10^{-3}$	$2,6 \cdot 10^{-3}$	Papir	—	$0,65 \cdot 10^{-3}$
Bronca	$56 \cdot 10^{-3}$	$2,8 \cdot 10^{-3}$	Porculan	—	oko $1 \cdot 10^{-3}$
Konstantan	$134 \cdot 10^{-3}$	$2,4 \cdot 10^{-3}$	Tvrdi papir	—	oko $0,6 \cdot 10^{-3}$
Mineralno ulje	—	$0,56 \cdot 10^{-3}$	Željezo	$36 \cdot 10^{-3}$	$2,2 \cdot 10^{-3}$

Porast temperature namota, određen prema izrazima (2.57) ili (2.58), ne smije premašiti stanoviti iznos kako ne bi stradala izolacija namota, pa je time ograničen maksimalni produkt kvadrata struje kratkog spoja i trajanja kratkog spoja. Zato IEC-preporuke i naš standard JUS N.H9 101 definiraju *nazivnu kratkotrajnu termičku struju* I_{th} , a to je efektivna vrijednost primarne struje koju transformator, uz kratko spojen sekundarni namot, može jednu sekundu izdržati neoštećen. Zahtijeva se da struja I_{th} bude navedena na natpisnoj pločici strujnog transformatora. Ako struja kratkog spoja traje t sekundi, a ne jednu sekundu, onda ne smije premašiti iznos određen izrazom:

$$I_K = \frac{I_{th}}{\sqrt{t}} \quad (2.59)$$

U tipnim ispitivanjima strujnog transformatora provjerava se izdrži li on navedenu kratkotrajnu termičku struju. Prije ispitivanja temperatura transformatora smije iznositi od 17 do 27°C, a zatim se kroz primarni namot propušta struja I_K u trajanju t . Obje vrijednosti tako se odabiru da umnožak $I_K^2 t$ ne bude manji od I_{th}^2 , a vrijeme t da bude od 0,5 do 5 s. Smatra se da je transformator uspješno izdržao ispitivanje ako nakon što se ohladi do temperature okoline (između 10 i 30°C), zadovoljava ove uvjete:

- a) da nije vidljivo oštećen;
- b) da se pogreške transformatora poslije razmagnetiziranja ne razlikuju od onih koje su izmjerene prije ispitivanja za više od 50% propisanih granica za odgovarajuću klasu točnosti;
- c) da je u stanju izdržati dielektrično ispitivanje izolacije, i to naponima ili strujama u iznosu od 90% propisanih vrijednosti;
- d) da izolacija uz samu površinu provodnika nije znatnije oštećena ili pogljenjena.

Provjera pod d) nije potrebna ako vodljivost bakra u primarnom namotu nije manja od 56 Sm/mm², a gustoća nazivne kratkotrajne termičke struje I_{th} u primarnom namotu ne premašuje 160 A/mm² za izolaciju termičke klase Y i za izolaciju bilo koje klase ako je namot uronjen u asfaltnu kompaundnu masu, odnosno 180 A/mm² za izolaciju termičke klase A i za izolaciju bilo koje klase ako je namot uronjen u ulje.

Prema izrazu (2.57) i tabl. 2.4. dobiva se za gustoću od 160 A/mm² zagrijanje bakrenog namota do nadtemperature od otprilike 130°C, a za gustoću od 180 A/mm² do nadtemperature od otprilike 160°C. Točan račun u kojem se uzima u obzir i porast specifičnog otpora s temperaturom daje znatno više nadtemperature: 171 i 233°C (lit. 2.35). Tako visoke nadtemperature dopuštaju se zato što one djeluju vrlo kratko. Sam kratki spoj ne traje dulje od nekoliko sekundi, a nakon toga namot brzo predaje toplinu ostalim dijelovima transformatora. U tako kratkom vremenu ne mogu spomenute nadtemperature znatnije oštetiti izolaciju.

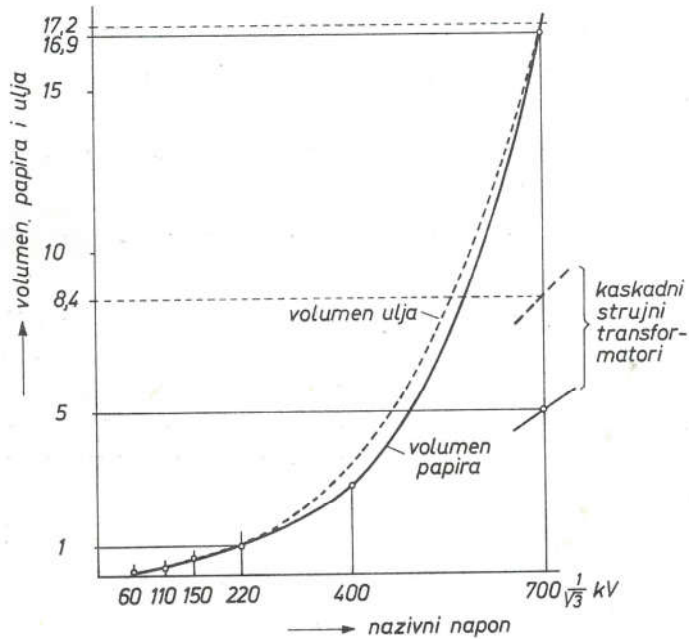
Propisi još definiraju *nazivnu dinamičku struju* I_{dyn} . To je najveća trenutna vrijednost primarne struje koju transformator može izdržati pri kratko spojenome sekundarnom namotu, bez električnih i mehaničkih oštećenja zbog elektrodinamičkih naprezanja. Uobičajeni odnos između dinamičke struje I_{dyn} i nazivne kratkotrajne termičke struje I_{th} strujnih transformatora s ugrađenim primarnim namotom iznosi 2,5. Zahtjev je da dinamička struja I_{dyn} bude također iskazana na natpisnoj pločici transformatora ako se razlikuje od 2,5 I_{th} .

Pri tipnim ispitivanjima zahtijeva se i ispitivanje primarnom strujom kojoj prva tjemena vrijednost nije manja od nazivne dinamičke struje I_{dyn} . Ispitivati se mora barem toliko dugo dok struja dostigne prvu tjemenu vrijednost. Nakon toga transformator treba da zadovolji iste uvjete kao i poslije ispitivanja s kratkotrajnom termičkom strujom.

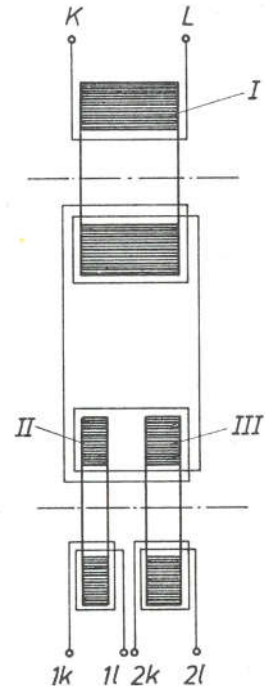
Mehanička otpornost namota na dinamičke struje postiže se njegovim odgovarajućim dimenzioniranjem, posebnim oblikovanjem i učvršćenjem. Tako se pomoću štapnog transformatora, koji primarno ima samo jedan vodič, lako postiže otpornost na vrlo velike dinamičke struje.

2.7. KASKADNI STRUJNI TRANSFORMATORI

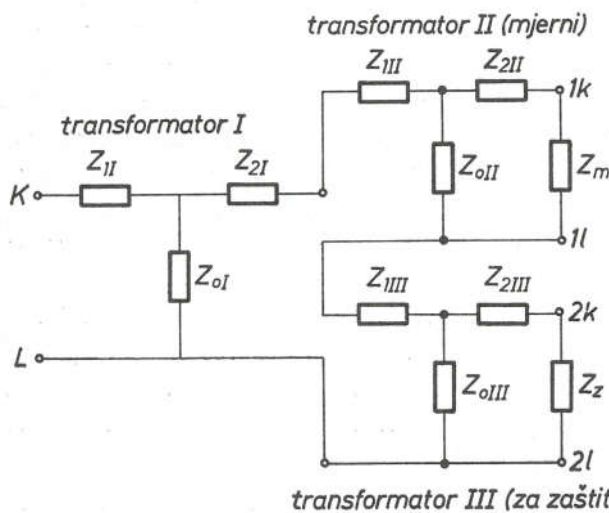
Troškovi za izolaciju strujnih transformatora i njezin volumen rastu znatno brže nego proporcionalno s porastom nazivnog napona (sl. 2.39). Stoga kod nazivnih napona od 400 kV, a pogotovo pri još višim pogonskim napona, gdje troškovi izoliranja strujnih transformatora nadmašuju sve ostale



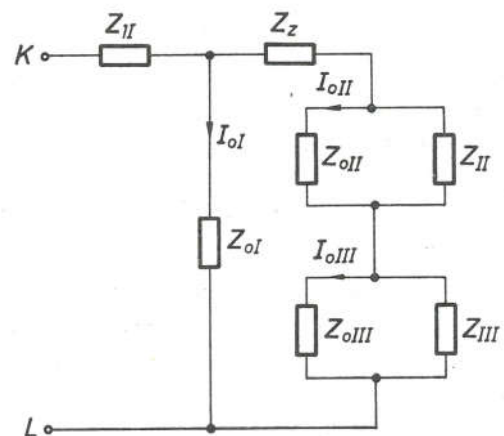
Sl. 2.39. Volumen papirne izolacije i ulja u strujnim transformatorima ovisno o nazivnom naponu (volumeni pri 220/ $\sqrt{3}$ kV označeni su sa 1)



Sl. 2.40. Princip dvostepenoga kaskadnog strujnog transformatora



a)



b)

Sl. 2.41. Nadomjesna shema dvostepenoga kaskadnog transformatora

izdatke, spajamo dva ili više transformatora u kaskadu. Tad je pojedini strujni transformator dovoljno izolirati za toliko puta manji napon koliko je transformatora u kaskadi. Time se znatno smanjuje ukupni volumen izolacije. Osim toga, debljina izolacije pojedinih transformatora opada razmjerno njihovom broju, što olakšava izradu, a pogotovo sušenje transformatora.

Na sl. 2.40. predložen je princip dvostepenoga kaskadnog transformatora koji u drugom stepenu ima jezgru *II* s namotom za mjerenje (stezaljke *1k* i *1ℓ*) i jezgru *III* s namotom za zaštitu (stezaljke *2k* i *2ℓ*). Pri tome su sekundarni namot jezgre *I* i primarni namoti jezgri *II* i *III* međusobno povezani i kroz njih teče ista struja. Na sl. 2.41.a nadomjesna je shema ove kaskade, u kojoj pojedine impedancije, reducirane sve na jednak broj zavoja, imaju indekse *I*, *II* i *III* prema pripadnoj jezgri, a indeksi 0, 1 i 2 imaju uobičajeno značenje. Radi bolje preglednosti, na sl. 2.41.b sabrane su impedancije Z_{2I} , Z_{1II} i Z_{1III} u jednu, označenu sa Z_z , a impedancije Z_{2II} i Z_m u Z_{II} , te impedancije Z_{2III} i Z_z u Z_{III} . Iz tako pojednostavnjene nadomjesne sheme uočava se da pogrešku mjernog namota ne uzrokuje samo struja magnetiziranja njegove jezgre I_{0II} već i struja magnetiziranja prve jezgre I_{0I} — odnosno, da je njena ukupna apsolutna pogreška — $(I_{0I} + I_{0II})$. Slično tome ukupna će apsolutna pogreška namota za zaštitu biti — $(I_{0I} + I_{0III})$. Pri tome struje magnetiziranja I_{0II} i I_{0III} ovise samo o teretu pripadne jezgre, a struja I_{0I} prve jezgre ovisi o ukupnom padu napona na impedancijama Z_z , Z_{II} i Z_{III} . Na osnovi toga zaključujemo da promjena tereta u jednom namotu izaziva promjenu pogreške ne samo u tom već i u drugom namotu. To se ne smije zaboraviti pri projektiranju i ispitivanju kaskadnoga strujnog transformatora, pa ga treba tako dimenzionirati da pogreška bude u granicama klase u najnepovoljnijim prilikama, a te nastupaju kad je jedan namot opterećen četvrtinom nazivnog tereta, a drugi je kratko spojen, ili kad su oba opterećena punim teretom.

Da bi se spomenutim zahtjevima udovoljilo, bit će potrebno naročito bogato dimenzionirati transformator *I*, što se može vidjeti na odabranom primjeru. Neka se npr. zahtijeva da mjerni priključak daje 30 VA uz klasu 0,5, a priključak za zaštitu 60 VA uz granice pogrešaka od $\pm 1\%$ pri nazivnoj primarnoj struji (klasa 5 P). Pretpostavimo, dalje, da potrošak jezgri *II* i *III*, te impedancije Z_z iznosi pri nazivnoj struji 30 VA. Tada transformator *I* valja dimenzionirati za ukupnu snagu od: $30 + 60 + 30 = 120$ VA, pretpostavimo li zbog jednostavnosti da svi tereti imaju jednak faktor snage. Uz tu snagu mora transformator *I* zadovoljavati bolju klasu točnosti od one koja se zahtijeva od mjernog priključka, npr. klasu 0,2 u našem primjeru. Stoga se transformator *II* tako dimenzionira da njegove pogreške ne premaše razliku između klasa 0,5 i 0,2, a transformatoru *III* razliku između klasa 5 P i 0,2.

Na dimenzioniranje transformatora *I*, *II* i *III* znatno utječe faktor sigurnosti F_s mjernog priključka i granični faktor točnosti priključka za zaštitu. Transformatori *I* i *III* morat će se tako dimenzionirati da skupa zadovolje zahtijevani granični faktor točnosti, što znači da će njihovi pojedinačni faktori točnosti biti veći od zahtijevanoga. Budući da će zbog toga jezgra *I* redovito dolaziti u zasićenje tek uz primarne struje znatno veće od nazivne, dobiva se zahtijevani faktor sigurnosti F_s odgovarajućim dimenzioniranjem mjerne jezgre.

3. NAMOTI I IZOLACIJA

3.1. MATERIJALI ZA NAMOTE

Namoti mjernih transformatora redovito su od bakrene žice izvučene od elektrolitskog bakra kojemu je čistoća najmanje 99,9%. Standardizirana specifična električna vodljivost takva bakra je 58 Sm/mm^2 pri 20°C , a njoj odgovara specifični električni otpor od $0,017\,241 \text{ }\Omega\text{mm}^2/\text{m}$ (JUS N.C O.011). Standardizirana specifična masa elektrolitskog bakra iznosi $8\,900 \text{ kg/m}^3$.

Okrugle bakrene žice za namote rade se s promjerom od 0,02 mm pa do 3 mm. Vrlo tanke žice, promjera manjeg od 0,05 mm, rijetko se upotrebljavaju za namote mjernih transformatora jer sa smanjivanjem promjera žice naglo raste njezina cijena. Osim toga, zbog opasnosti od kidanja žice potrebno je vrlo tanke žice namotati opreznije i sporije, što povećava troškove namatanja.

Za primarne namote strujnih transformatora i za sekundarne namote naponskih transformatora često su potrebni vodiči znatna presjeka, pa se tad uzima bakrena žica pravokutna presjeka od nekoliko kvadratnih milimetara do više od 100 mm^2 .

Bakrene žice okrugla presjeka najčešće su izolirane lakom na bazi sintetičkih smola. Prema JUS N.C7.110-1958. i prijedlogu novog standarda dvije su vrste lakirane žice: s normalnim povećanjem promjera zbog izolacije (oznaka L_1) i znatnijim porastom promjera zbog izolacije (oznaka L_2). U prvim promjer se povećava od 0,004 do 0,080 mm, a drugima od 0,007 do 0,11 mm, ovisno o promjeru žice. Žici s normalno povećanim promjerom zbog izolacije (oznaka L_1) izolacijski sloj mora podnijeti izmjenični napon od 200 do 750 V, ovisno o njezinu promjeru, a žicama sa znatnijim povećajem promjera zbog izolacije (oznaka L_2) od 400 do 1 500 V. Probojna se čvrstoća određuje tako da se izolirana žica zaroni u živu ili namota na kovinski valjak, a ispitni se napon priključi između žive, ili valjka, i ispitivane žice. U redovnim radnim uvjetima napon između susjednih zavoja naponskog transformatora ne premašuje nekoliko volta, pa nema opasnosti da se probije izolacija među zavojima. Međutim, pri udarnim prenaponima mogu nastati znatno veći naponi između zavoja, što bitno utječe na način izoliranja namota (odjeljak 3.7.2).

Osim lakiranih žica upotrebljavaju se one s jednim slojem laka i jednim slojem prediva od umjetne svile, ili s jednim ili dva sloja prediva od umjetne svile. Takva je izolacija potrebna samo izuzetno, kad se postavljaju vrlo strogi zahtjevi s obzirom na električnu čvrstoću ili se mora postići malen kapacitet namota da bi se on mogao upotrijebiti za visoke frekvencije. Budući da je svila higroskopska, namoti se moraju impregnirati.

Okrugle žice većeg promjera izoliraju se jednim ili dvama slojevima pamučna prediva, pogotovo ako se zahtijeva povećana mehanička otpornost. Slično kao i za svilom izolirane žice, valja i ovdje namote impregnirati. Najvažnije

Tablica 3.1.

Podaci o okrugloj bakrenoj lakiranoj žici prema JUS N.C.7.101 (prijedlog) i JUS N.C.7.110 — 1976 (prijedlog)

Nazivni promjer d mm	Dopušteno odstupanje mm	Presjek mm ²	Masa kg/km	Nazivni otpor na 20°C Ω/m	Lakirana žica L_1		Lakirana žica L_2	
					prirast izolacije najmanje mm	vanjski promjer najviše mm	prirast izolacije najmanje mm	vanjski promjer najviše mm
0,02				54,88	0,004	0,025	0,007	0,027
0,025				35,12	0,005	0,031	0,009	0,034
0,032				21,44	0,005	0,040	0,010	0,043
0,04				13,72	0,006	0,050	0,012	0,054
0,050	$\pm 0,003$	0,001 96	0,017 5	8,781	0,007	0,062	0,015	0,068
0,063		0,003 12	0,027 8	5,531	0,007	0,078	0,015	0,085
0,071		0,003 96	0,035 3	4,355	0,008	0,088	0,018	0,095
0,080		0,005 03	0,044 7	3,430	0,008	0,098	0,018	0,105
0,090		0,006 36	0,056 6	2,710	0,010	0,110	0,021	0,117
0,100		0,007 85	0,069 9	2,195	0,010	0,121	0,021	0,129
0,112		0,009 85	0,087 8	1,750	0,013	0,134	0,026	0,143
0,125		0,012 27	0,109	1,405	0,013	0,149	0,026	0,159
0,140	$\pm 0,005$	0,015 39	0,137	1,120	0,015	0,166	0,027	0,176
0,160		0,020 11	0,170	0,857 5	0,016	0,187	0,027	0,199
0,180		0,025 45	0,226	0,677 5	0,018	0,209	0,029	0,222
0,200		0,031 42	0,280	0,548 8	0,019	0,230	0,030	0,245
0,224		0,039 41	0,351	0,437 5	0,021	0,256	0,031	0,272
0,250		0,049 09	0,437	0,351 2	0,022	0,284	0,034	0,301
0,280	$\pm 0,007$	0,061 58	0,548	0,280 0	0,025	0,315	0,034	0,334
0,315		0,077 93	0,694	0,221 2	0,026	0,352	0,038	0,371
0,355		0,098 98	0,882	0,174 2	0,027	0,395	0,040	0,414
0,400		0,125 7	1,12	0,137 2	0,029	0,442	0,043	0,462
0,450	$\pm 0,009$	0,159 0	1,42	0,108 4	0,029	0,495	0,045	0,516
0,500		0,196 4	1,75	0,087 81	0,029	0,548	0,048	0,569
0,560		0,246 3	2,19	0,070 0	0,032	0,611	0,052	0,632
0,630		0,311 7	2,78	0,055 31	0,034	0,684	0,054	0,706

0,710							0,043 55	0,036	0,767	0,060	0,790
0,750							0,039 03	0,037	0,809	0,060	0,832
0,800							0,034 30	0,037	0,861	0,060	0,885
0,850							0,030 38	0,038	0,913	0,064	0,937
0,900	± 0,012						0,027 10	0,038	0,965	0,065	0,990
0,950							0,024 32	0,039	1,017	0,067	1,041
1,000							0,021 95	0,040	1,068	0,069	1,093
1,060							0,019 54	0,041	1,130	0,072	1,155
1,120							0,017 50	0,041	1,192	0,072	1,217
1,180							0,015 77	0,044	1,254	0,074	1,279
1,250	± 0,016						0,014 05	0,044	1,325	0,076	1,351
1,320							0,012 60	0,044	1,397	0,078	1,423
1,400							0,011 20	0,047	1,479	0,080	1,506
1,500							0,009 756	0,048	1,581	0,083	1,608
1,600	± 0,020						0,008 575	0,049	1,683	0,085	1,711
1,700							0,007 596	0,050	1,785	0,088	1,813
1,800							0,006 775	0,050	1,888	0,088	1,916
1,900							0,006 081	0,051	1,990	0,091	
2,000	± 0,025						0,005 488	0,052	2,092	0,094	2,120
2,120							0,004 884	0,055	2,214	0,096	2,243
2,240							0,004 375	0,056	2,336	0,098	2,366
2,360							0,003 941	0,057	2,459	0,100	2,488
2,500	± 0,030						0,003 512	0,058	2,601	0,102	2,631
2,650							0,003 126	0,059	2,754	0,105	2,784
2,800							0,002 800	0,059	2,907	0,106	2,938
3,000							0,002 439	0,060	3,110	0,108	3,142

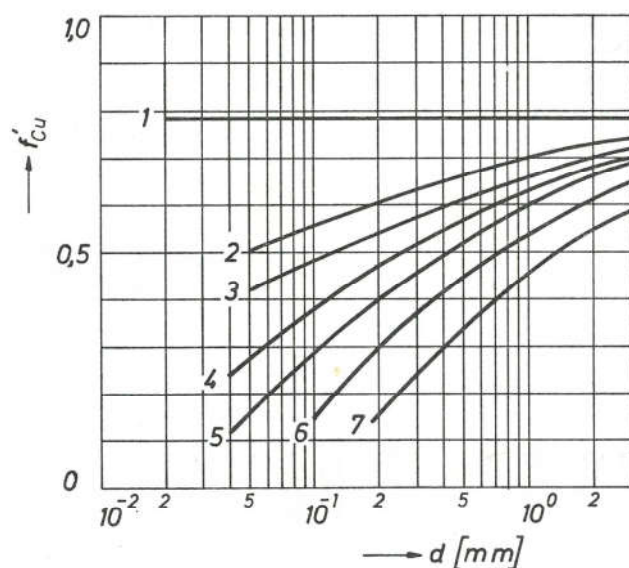
podatke o bakrenim žicama okrugla presjeka, tj. podatke o presjeku, promjeru izolirane žice, nazivnom otporu na jedinicu duljine (1 m) pri 20°C, te o masi žice na jedinicu duljine, sadrži tabl. 3.1, prema JUS N.C7.101 (prijedlog) i JUS N.C7.110-1976 (prijedlog), koji se naročito u pogledu nazivnih promjera žice razlikuju od dosadašnjeg standarda JUS N.C7.101-1958.

Žice pravokutna presjeka izoliraju se lakom, jednim ili dvama pamučnim slojevima, ili, kako je to najčešće kod uljnih transformatora, natronskim papirom. Potrebna debljina papirne izolacije ovisi o presjeku pravokutnog vodiča jer se s njegovim rastom povećavaju mehanička naprezanja izolacije pri namatanju. To je razlog da se za pravokutne vodiče presjeka do 15 mm² obično upotrebljava papirna izolacija obostrane debljine od 0,4 mm, a za one presjeka od 15 do 35 mm², te od 35 do 50 mm² i od 50 do 75 mm² potrebna je redom izolacija obostrane debljine od 0,6, 0,8 i 1,0 mm.

Kako bi se postigle što manje dimenzije transformatora, redovito se odabire takav presjek prozora jezgre da u njemu ne bude nepotrebnoga slobodnog prostora, odnosno nastoji se postići što veći faktor punjenja prozora bakrom f_{Cu} , koji je jednak omjeru ukupnog presjeka svih zavoja u prozoru transformatora S_{Cu} i površine prozora S_{pr} :

$$f_{Cu} = S_{Cu}/S_{pr} \quad (3.1)$$

Na faktor punjenja prozora uvelike utječe napon za koji valja izolirati primarni namot prema sekundarnom namotu i jezgri. Osim toga, on ovisi o vrsti izolacije žice, pa i o njezinu promjeru jer je tanjim žicama udio izolacije veći nego kod debljih. To se zapaža iz sl. 3.1, u kojoj je prikazan faktor punjenja namota, vrlo pomnivo namotanoga, ovisno o promjeru žice i vrsti njezine izolacije, uz teorijsku pretpostavku da je prozor u cijelosti ispunjen žicom, bez dodatne izolacije među slojevima i bez izolacije između namotâ međusobno, te njih prema jezgri. U stvarnosti je potrebno za tu izolaciju dosta mjesta u prozoru, pogotovo kod mjernih transformatora za visoke nazivne napone, pa je redovno faktor punjenja namota znatno manji od onih na sl. 3.1.



Sl. 3.1. Faktor punjenja namota f'_{Cu} ovisno o promjeru i izolaciji žice:
1 gola okrugla žica, 2 lakirana žica (L_1), 3 lakirana žica (L_2), 4 lak i jedan sloj svile, 5 lak i dva sloja svile, 6 lak i jedan sloj pamuka, 7 lak i dva sloja pamuka

3.2. OTPOR I RASIPNI INDUKTIVITET NAMOTA

3.2.1. Otpor namota

Otpor namota određuje se pomoću izraza:

$$R = \varrho \frac{NO}{q} \quad (3.2)$$

gdje je ϱ specifični električni otpor žice [$\Omega \text{ mm}^2/\text{m}$], N broj zavoja, O je srednja duljina jednog zavoja [m], a q presjek žice [mm^2]. U sekundarnom namotu na jezgrastim ili ogrnutim jezgrama pravokutna presjeka (sl. 3.2) srednja je duljina jednog zavoja:

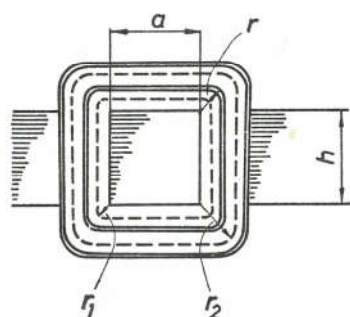
$$O = 2(a + h + \pi r) \quad (3.3.a)$$

gdje je $r = (r_1 + r_2)/2$, a na toroidnim jezgrama (sl. 3.3):

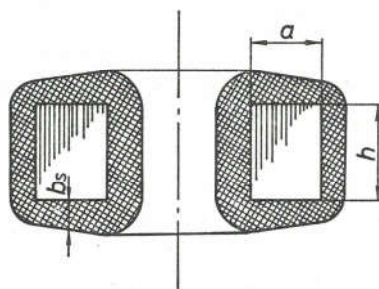
$$O = 2(a + h) + \pi b_s \quad (3.3.b)$$

U namota s pravokutnim, trapeznim ili bilo kakvim drugim oblikom presjeka srednja duljina zavoja jednaka je, prema Guldinovu teoremu, duljini kružnice koju opisuje težište tog presjeka oko osi rotacije.

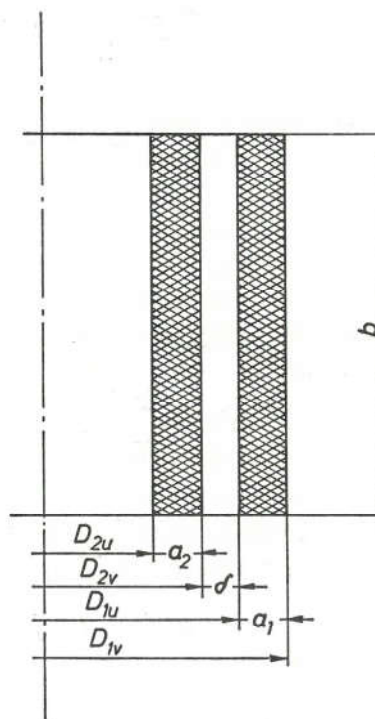
Pri određivanju otpora namota treba uračunati i njegovu promjenu s temperaturom. Temperaturni koeficijent otpora bakrene žice je $0,0039/^\circ\text{C}$ pa



Sl. 3.2. Presjek namota ogrnute pravokutne jezgre



Sl. 3.3. Presjek namota prstenaste jezgre



Sl. 3.4. Presjek cilindričnog namota transformatora

zagrijavanje namota od 20°C do npr. 50°C donosi povećanje otpora za $0,0039 \cdot 30 \cdot 100 = 11,7\%$. Prema našim standardima propisana je najviša temperatura okoline od +40°C. Temperatura mjernog transformatora u pogonu bit će veća od one u okolini zbog vlastitog zagrijavanja. Obično je to zagrijavanje pri nazivnim vrijednostima napona, struja i tereta znatno niže od onoga u energetske transformatora jer se u mjernom transformatoru, kako bi se postigla potrebna točnost, odabiru niže indukcije u jezgri i manje gustoće struje u namotu nego kod energetske transformatora.

Kad su presjeci vodiča veći, valja uračunati porast djelatnog otpora koji nastaje zbog potiskivanja struja. Žicama pravokutna presjeka to je povećanje i do 20%, ovisno o obliku i veličini presjeka, te njihovu rasporedu u prozoru.

3.2.2. Rasipni induktivitet namota

Ukupni rasipni induktivitet namota $L_\sigma = L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2}$ određujemo slično kao i kod energetske transformatora (lit. 0.1). Uz oznake prema sl. 3.4. dobiva se za cilindrične namote jednake visine ovaj ukupni rasipni induktivitet reduciran na sekundarnu stranu:

$$L_\sigma'' = \mu_0 N_2^2 O \frac{\delta_r}{b''} \quad (3.4)$$

Pri tome je O srednji opseg na kojem djeluje rasipno magnetsko polje:

$$O = \frac{\pi}{2} \left(D_{2v} - \frac{2}{3} a_2 + D_{1u} + \frac{2}{3} a_1 \right) \quad (3.5)$$

δ_r je srednja širina rasipnoga magnetskog polja:

$$\delta_r = \delta + \frac{a_1 + a_2}{3} \quad (3.6)$$

a b'' je srednja duljina magnetskih silnica koje, prema istraživanjima Rogowskoga, iznosi:

$$b'' = \frac{b}{K_r}, \text{ gdje je } K_r \approx 1 - \frac{D_{1v} - D_{2u}}{2 \pi b} \quad (3.7)$$

Budući da je reaktancija kratkog spoja $X_\sigma'' = 2\pi f L_\sigma''$, to će uz sve dimenzije namota izražene u metrima biti:

$$X_\sigma'' = 7,9 f N_2^2 O \frac{\delta_r}{b''} 10^{-6} [\Omega] \quad (3.8)$$

Reaktancija kratkog spoja određena prema tom izrazu redovito se dobro poklapa s rezultatima mjerenja. Odstupanja obično ne premašuju nekoliko postotaka.

Kad se izračunavaju pogreške strujnog transformatora, potreban je sekundarni rasipni induktivitet $L_{\sigma 2}$, a za pogreške naponskog transformatora nastale zbog struje praznog hoda — primarni rasipni induktivitet $L_{\sigma 1}$. Pretpostavimo li da se u rasporedu prema sl. 3.4. rasipne magnetske silnice sekundarnog namota i jedne polovice zračnog raspora zatvaraju preko stupa jezgre, a magnetske silnice druge polovice zračnog raspora i primarnog namota preko jarma jezgre, tad rasipni induktiviteti primarnog i sekundarnog namota iznose (uzeto: $N_1 = N_2 = N$):

$$L_{\sigma 1} = \mu_0 N^2 O_1 \frac{\delta_{r1}}{b''} \quad (3.9)$$

$$L_{\sigma 2} = \mu_0 N^2 O_2 \frac{\delta_{r2}}{b''} \quad (3.10)$$

gdje je:

$$O_1 = \frac{\pi}{2} \left(D_{1u} + \frac{2}{3} a_1 + \delta \right) \quad O_2 = \frac{\pi}{2} \left(D_{2v} - \frac{2}{3} a_2 + \delta \right) \quad (3.11)$$

$$\delta_{r1} = \frac{a_1}{3} + \frac{\delta}{2} \quad \delta_{r2} = \frac{a_2}{3} + \frac{\delta}{2} \quad (3.12)$$

Često spomenute pretpostavke o raspodjeli magnetskih silnica nisu ni približno ostvarene, pa tad stvarne vrijednosti primarnog i sekundarnog rasipnog induktiviteta znatno odstupaju od izraza (3.9) i (3.10). Stoga prije upotrebe tih izraza valja razmotriti raspodjelu rasipnoga magnetskog polja na koju utječe oblik stupa i jarma jezgre, te smještaj primarnog i sekundarnog namota u njezinu prozoru. Ponekad je lakše odrediti primarni i sekundarni rasipni induktivitet ako se u razmatranjima pođe od nadomjesne sheme transformatora u π -spoju (sl. 0.8). Tako je pomoću nje bilo jednostavno ustanoviti primarni rasipni induktivitet naponskom transformatoru s otvorenom jezgrom (odjeljak 1.6). Osim toga, π -spoj pruža mogućnost da se odvojeno odredi magnetski tok u stupu i onaj u jarmu jezgre; oni se međusobno razlikuju zbog djelovanja rasipnih magnetskih polja.

U nekim prilikama mogu se dvoumice u izračunavanju rasipnih induktiviteta $L_{\sigma 1}$ i $L_{\sigma 2}$ ukloniti tako da se prije nađu induktiviteti L_1 i L_2 primarnog i sekundarnog namota, te njihov međuinduktivitet M . Između tih veličina i onih u nadomjesnoj shemi transformatora (sl. 0.2.b) vlada ovaj odnos:

$$L_{1\sigma} = L_1 - \frac{N_1}{N_2} M \quad L_{2\sigma} = L_2 - \frac{N_2}{N_1} M \quad L_0'' = M \frac{N_2}{N_1} \quad (3.13)$$

Prikladnost takva postupka pokazat ćemo na primjeru toroidne jezgre oko koje su jednoliko namotani najprije zavoji sekundarnog, a onda primarnog

namota. Tu magnetske silnice imaju oblik koncentričnih kružnica pa nije teško ustanoviti induktivitete L_1 i L_2 i međui induktivitet M . Uz dosad upotrebljavamo oznake izlazi (uzeto: $N_1 = N_2 = N$):

$$L_1 = \mu_0 \frac{N^2}{\ell_{Fe}} \left[O_1 \left(\frac{a_1}{3} + \delta + a_2 \right) + \mu_r S_{Fe} \right] \quad (3.14)$$

$$L_2 = \mu_0 \frac{N^2}{\ell_{Fe}} \left[O_2 \frac{a_2}{3} + \mu_r S_{Fe} \right] \quad (3.15)$$

$$M = \mu_0 \frac{N^2}{\ell_{Fe}} \left[O_2 \frac{a_2}{2} + \mu_r S_{Fe} \right] \quad (3.16)$$

Uvrstimo li te izraze u (3.13), bit će:

$$L_{1\sigma} = \mu_0 \frac{N^2}{\ell_{Fe}} \left[O_1 \left(\frac{1}{3} a_1 + \delta + a_2 \right) - \frac{1}{2} O_2 a_2 \right] \quad (3.17)$$

$$L_{2\sigma} = -\mu_0 \frac{N^2}{\ell_{Fe}} \frac{O_2 a_2}{6} \quad (3.18)$$

Vidimo da se u ovom primjeru rasipni induktivitet sekundarnog namota bitno razlikuje od onoga prema izrazu (3.10). Za njega smo čak dobili negativnu vrijednost.

Ako, mjesto da računamo sa srednjim opsezima O_1 i O_2 pojedinih namota, uzmemo srednji opseg O cijelog namota, za zbroj $L_{1\sigma} + L_{2\sigma} = L_\sigma$ izlazi:

$$L_\sigma = \mu_0 N^2 \frac{O}{\ell_{Fe}} \left[\frac{a_1 + a_2}{3} + \delta \right] = \mu_0 N^2 O \frac{\delta_r}{\ell_{Fe}} \quad (3.19)$$

Dakle, jednako kao i prema izrazu (3.4).

U ovim primjerima moglo se uz stanovita zanemarenja relativno jednostavno odrediti rasipanje transformatora. Međutim, mjernim transformatorima namoti često nemaju tako pravilan raspored, pa je slika rasipnih polja vrlo zamršena i teško se može, makar i približno, obuhvatiti računom. Tad se obično rasipni induktiviteti ustanovljuju eksperimentalno na modelima.

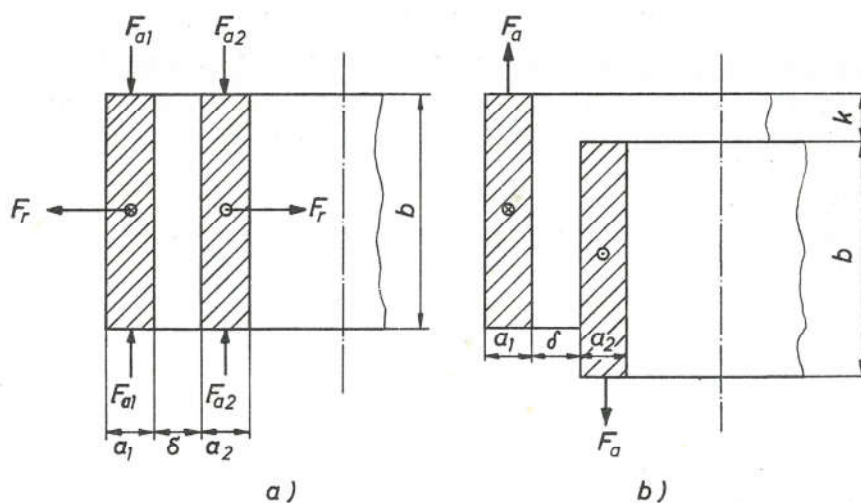
3.3. MEHANIČKO NAPREZANJE NAMOTA

Struje u transformatorskim namotima uzrokuju mehanička naprezanja koja mogu postati opasna, naročito kod strujnih transformatora za vrijeme kratkog spoja u mreži (odjeljak 2.6.4). Ako kroz dva paralelna vodiča teče struja i u suprotnim smjerovima, onda se oni međusobno odbijaju silom F ,

razmjernom duljini vodiča ℓ i kvadratu struje i , a obrnuto razmjernom njihovom razmaku a :

$$F = 2 \cdot 10^{-7} \frac{i^2 \ell}{a} \quad (3.20)$$

Kad tim vodičima protječe struja u istom smjeru, sila je jednaka, ali postaje privlačna. Zbog toga u namotima djeluju sile koje zavoje pojedinih namota međusobno stiskaju, a primarne i sekundarne namote međusobno odbijaju. U cilindričnom namotu (sl. 3.5.a) te će sile pritiskati unutrašnji namot na



Sl. 3.5. Sile na namote: a) simetrični raspored; b) međusobno pomaknuti namoti

jezgru, pa ga valja podložiti prema jezgri. Iste sile rastezat će vanjski namot, pa se mogu svladati samo mehaničkom čvrstoćom samih vodiča. Veličinu ukupne sile koja djeluje među cilindričnim namotima možemo odrediti npr. tako da razmatramo promjenu energije sadržane u oba svitka ako se njihov međusobni razmak promijeni za vrlo mali pomak $d\delta_r$. Iz zakona o održanju energije ta promjena mora biti jednaka radnji $F_r d\delta_r$, gdje je F_r sila koja djeluje radijalno i raspodijeljena je jednoliko po cijelom opsegu namota. Zbog pomaka $d\delta_r$ mijenja se rasipni induktivitet namota L_σ za iznos dL_σ , odnosno energija sadržana u namotima za $\frac{1}{2} i^2 dL_\sigma$. Stoga je: $\frac{1}{2} I^2 dL_\sigma = F_r d\delta_r$, ili:

$$F_r = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL_\sigma}{d\delta_r} \quad (3.21)$$

Prema izrazu (3.4) rasipni induktivitet cilindrična namota je $L_\sigma = \mu_0 N^2 O \delta_r / b''$, i nakon uvrštavanja u (3.21) izlazi:

$$F_r = 2\pi \cdot 10^{-7} \frac{O}{b''} (Ni)^2 \quad (3.22)$$

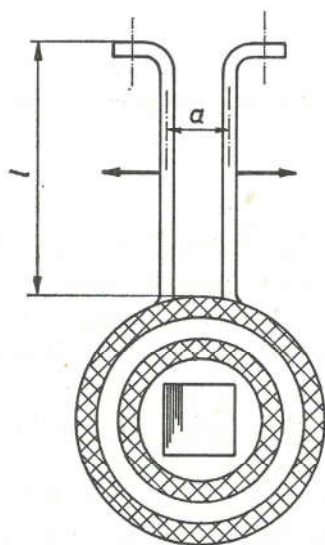
Već smo spomenuli da sila F_r djeluje radijalno po cijelom opsegu namota pa rasteže vanjski, a stišće unutrašnji namot transformatora. Sila koja djeluje u presjeku bakra bit će 2π puta manja, tako da specifično naprezanje u bakru primarnog namota iznosi:

$$\sigma = \frac{F_r}{2\pi S_{Cu1}} = 10^{-7} \frac{O}{b''} \Gamma Ni \quad (3.23)$$

Tu je S_{Cu1} presjek bakra u primarnom namotu, a Γ gustoća struje. Izraz pokazuje da je za postizanje istoga specifičnog naprezanja, pri konstantnom omjeru O/b'' , potrebno uz veći broj amperzavoja Ni smanjiti gustoću struje Γ . Obično se za bakreni namot uzima specifično naprezanje manje od 60 do 80 N/mm² pri nazivnoj dinamičkoj struji (odjeljak 2.6.4).

Osim radijalne sile na namote djeluju i aksijalne sile, koje ih stišću samo u aksijalnom smjeru, kad su oni jednako dugački (sl. 3.6.a). Veličinu tih sila možemo također izračunati na osnovi izraza (3.21) i (3.22) ako mjesto $\frac{dL_\sigma}{d\delta_r}$ uvrstimo $\frac{dL_\sigma}{db''}$:

$$F_{a1} \approx F_{a2} \approx \frac{\delta_r}{2b''} F_r \quad (3.24)$$



Sl. 3.6. Sile na dovode od priključnih stezaljki do namota strujnog transformatora

Kad su svici međusobno aksijalno pomaknuti, kao na sl. 3.5.b, tad na namote djeluje aksijalna sila F_a koja nastoji još više povećati njihov aksijalni pomak. Prema Biermansu (lit. 3.10) ta je sila, uz oznake prema sl. 3.5.b. približno:

$$F_a = 2 \cdot 10^{-7} (Ni)^2 \frac{O k}{b^2} \left[\frac{1}{2} \ln \sqrt{\frac{b^2 + \delta^2}{k^2 + \delta_r^2}} - \frac{\delta_r}{k} \arctg \frac{k}{\delta_r} \right] \quad (3.25)$$

Uz $b \approx b''$, te označimo li izraz u uglatim zagradama sa K , pomoću izraza (3.22) dobivamo:

$$F_a = \frac{1}{\pi} \frac{k}{b} K F_r \quad (3.26)$$

Za omjere b/δ_r od 10 do 30 i k/δ_r od 0 do 2 poprima konstanta K vrijednosti od 0,9 do 2,5.

Kod velikih dinamičkih struja djeluju znatne elektrodinamičke sile na dovode od priključnih stezaljki do primarnog namota strujnog transformatora (sl. 3.6). Te sile možemo približno ustanoviti pomoću izraza (3.20) jer su dovodi obično međusobno paralelni. Budući da su struje u njima suprotna smjera, elektrodinamičke sile nastoje razmaknuti dovode, pa ih valja čvrsto bandažirati ili na neki drugi prikladan način spriječiti da se razmaknu. Elektrodinamičke sile tih dovoda, i vodova ili sabirnica kojima je strujni transformator uključen u strujni krug, prenose se na njegove stezaljke, stoga one moraju biti tako dimenzionirane da te sile izdrže.

U štapnih strujnih transformatora dinamičke struje ne izazivaju praktički nikakve teškoće. Njihov primarni namot u biti je samo jedan dio sabirnica, pa na njega djeluju jednake sile kao i na sabirnicu njegove duljine.

3.4. OPĆENITO O IZOLACIJI NAMOTA MJERNIH TRANSFORMATORA

U mjernim transformatorima izolacija namota međusobno, prema jezgri i prema konstrukciji, mora biti tako izvedena da osigura njihov pouzdan rad dugi niz godina. To se zahtijeva i od sve ostale opreme ugrađene u mreži, ali je kod mjernih transformatora, osobito onih za visoke nazivne napone, od posebnog značenja. Uzrok tome je što izoliranje namota mjernih transformatora sudjeluje u ukupnim troškovima s mnogo većim postotkom nego npr. kod energetske transformatora. Faktor punjenja prozora bakrom (omjer između svih presjeka čistog bakra i presjeka prozora jezgre) visokonaponskih mjernih transformatora nekoliko puta je lošiji nego u energetskim transformatorima jer je njihov prozor jezgre znatno više ispunjen izolacijom. Taj faktor bio bi još mnogo nepovoljniji kad bi se namoti mjernih transformatora izolirali na jednak način kao i oni u energetskim transformatorima. Međutim, s obzirom na mjerne osobine naponskih i strujnih transformatora, povoljno je da presjek prozora jezgre bude što manji, kako je to pokazano u 1. i 2. poglavlju, pa se njihovi namoti izoliraju najkvalitetnijim materijalom da bi se prozor što više smanjio. Osim toga, budući da su gubici u namotima mjernih transformatora mali, redovito nisu potrebni posebni kanali za hlađenje kao kod energetskih transformatora. Stoga su izolacijski razmaci među namotima i prema jezgri redovito nekoliko puta manji od onih u energetskim transformatorima za jednak nazivni napon.

Slično kao i ostala oprema ugrađena u mreži, moraju mjerni transformatori imati odgovarajući stupanj izolacije (S_i) koji je određen tjemonom vrijednošću podnosivoga udarnog napona punog vala pri ispitivanju transformatora udarnim naponom, a i efektivnom vrijednošću podnosivog napona industrijske frekvencije u trajanju od jedne minute (tabl. 3.2). Ispitivanja udarnim naponom i jednominutnim naponom industrijske frekvencije opisana su u odjeljku 3.5.

Tablica 3.2.

Propisani stupnjevi izolacije (JUS N.BO.030)

Stupanj izolacije	Najviši pogonski napon mreže kV	Jednominutni podnosivi napon industrijske frekvencije		Podnosivi udarni napon punog vala 1,2/50 pozitivnog i negativnog polariteta	
		puni stupanj kV	smanjeni stupanj kV	puni stupanj kV	smanjeni stupanj kV
—	0,6	3	—	—	—
—	1,2	6	—	—	—
—	2,4	11	—	—	—
Si 3,6	3,6	16	—	45	—
Si 7,2	7,3	22	—	60	—
Si 12	12	28	—	75	—
Si 24	24	50	—	125	—
Si 38	38	70	—	170	—
Si 72,5	72,5	140	—	325	—
Si 123	123	230	—	550	—
Si 123 _s	123	—	185	—	450
Si 245	245	460	—	1 050	—
Si 245 _{s1}	245	—	395	—	900
Si 420 _{s2}	420	—	680	—	1 550
Si 420 _{s3}	420	—	630	—	1 425

Stupnjevi izolacije iznad S_i 72,5 osim punoga imaju smanjeni stupanj izolacije označen slovom »s« na kraju oznake. Podnosivim naponima punog stupnja izolacije ispituju se mjerni transformatori namijenjeni za upotrebu u mrežama s izoliranom i neefikasno uzemljenom neutralnom točkom, te u mrežama s kompenziranom strujom zemljospoja. Podnosivim naponima smanjena stupnja ispituju se mjerni transformatori za mreže s efikasno uzemljenom neutralnom točkom.

U pripremi je novi jugoslavenski standard o koordinaciji izolacije u visokonaponskim postrojenjima u kojem se dielektrična čvrstoća opreme nastoji

što bolje prilagoditi prilikama u mreži tako da se vjerojatnost oštećenja njezine izolacije svede na mjeru prihvatljivu s ekonomskog i pogonskog stajališta. Tu su za najviši napon opreme od 3,2, 7,2, 12, 24 i 38 kV predviđena po dva podnosiva udarna napona obaju polariteta (20 i 40, 40 i 60, 60 i 75, 95 i 125, te 145 i 170 kV) i jedan jednogminutni podnosivi napon industrijske frekvencije (10, 20, 28, 50 i 70 kV). Niži ili viši podnosivi udarni napon odabire se ovisno o izloženosti opreme atmosferskim i sklopnim prenaponima, o načinu uzemljenja neutralne točke, te vrsti prenaponske zaštite. Za najviši napon opreme od 72,5 i 123 kV podnosivi naponi su jednaki kao u tabl. 3.2, a za najviši napon opreme od 245 kV određeno je pet podnosivih udarnih napona: 650, 750, 850, 950 ili 1 050 kV i pet jednogminutnih podnosivih napona industrijske frekvencije: 275, 325, 360, 395 ili 460 kV. Iz ovoga vidimo da se dielektrična čvrstoća opreme za najviše napone do 245 kV određuje, slično kao i dosad, podnosivim udarnim naponom i jednogminutnim podnosivim naponom industrijske frekvencije. Pri tome se prvim, koji se u novom standardu naziva atmosferskim udarnim naponom, utvrđuje vladanje izolacije s obzirom na atmosferske prenapone u mreži, a drugim s obzirom na pogonski napon, dugotrajne prenapone i one koje uzrokuju razne sklopne operacije, kvarovi ili drugi slični uzroci (sklopni prenaponi). Smatra se da je atmosferski udarni napon standardnoga valnog oblika 1,2/50 (odjeljak 3.5.7) sličan, barem što se tiče koordinacije izolacije, atmosferskim prenaponima u mreži te da se pomoću njega može pouzdano provjeriti dielektrična čvrstoća izolacije prema takvim prenaponima. Jednogminutni podnosivi napon industrijske frekvencije razlikuje se po iznosu i trajanju od pogonskog napona, te dugotrajnih i sklopnih prenapona. Jedne premašuje u iznosu, a druge u trajanju pa je njegova upotreba kompromisno rješenje koje ipak pruža dovoljnu sigurnost, opravdanu s ekonomskog i pogonskog stajališta, barem što se tiče opreme za napone do 300 kV. To manje vrijedi za opremu kojoj je najviši pogonski napon veći od 300 kV, i to zbog većeg udjela troškova izoliranja u ukupnoj cijeni opreme. Stoga se u novom standardu za takvu opremu sposobnost izolacije da podnosi pogonski napon i dugotrajne prenapone određuje pomoću dugotrajnog ispitivanja naponom industrijske frekvencije kojim se utvrđuje prikladnost opreme s obzirom na utjecaje starenja i onečišćenja. Ponašanje izolacije pod utjecajem sklopnih prenapona provjerava se ispitivanjem sklopnim udarnim naponom kojemu je standardizirano trajanje čela vala 250 μ s, a polutjemeno trajanje hrpta 2 500 μ s. Vladanje izolacije s obzirom na atmosferske prenapone ispituje se atmosferskim udarnim naponom standardiziranoga valnog oblika 1,2/50 (odjeljak 3.5.7). Standardizirane su ove vrijednosti podnosivih atmosferskih i sklopnih udarnih napona:

450, 550, 650, 750, 850, 950, 1 050, 1 175, 1 300, 1 425, 1 550, 1 675, 1 800, 1 950, 2 100, 2 250, 2 400, 2 550, 2 700 i 2 900 kV.

U standardu su preporučene određene kombinacije najviših napona opreme, te podnosivih sklopnih i atmosferskih udarnih napona. Tako se za najviši napon opreme od 420 kV preporučuju dva podnosiva sklopna udarna napona: 950 i 1 050 kV, s time da se uz prvi može odabrati podnosivi atmosferski udarni napon od 1 050 ili 1 175 kV, a uz drugi 1 175, 1 300 ili 1 425 kV. Pri-

kladne vrijednosti podnosivih sklopnih i atmosferskih udarnih napona odabiru se na temelju analiza prilika u mreži na mjestu gdje će oprema biti ugrađena.

Da bi izolacija mjernih transformatora sačuvala svoja svojstva tokom višegodišnjeg rada, potrebno je da njihova pogonska temperatura, slično kao i kod ostale električne opreme, ne premaši granicu određenu termičkom klasom upotrijebljene izolacije. Strujnim transformatorima kojima kroz primarni namot teče *nazivna trajna termička struja* i opterećeni su nazivnim teretom uz faktor snage jednak jedinici, ne smije porast temperature premašiti iznose iz tabl. 3.3. (nazivna trajna termička struja jednaka je primarnoj nazivnoj struji, odnosno maksimalnoj struji transformatora s proširenim opsegom — odjeljak 2.4).

Tablica 3.3.

Dopuštena povišenja temperature namota prema JUS N.H9.101

Termička klasa izolacije prema JUS N.A5.005	Dopušteno povišenje temperature namota °C
Sve klase, namot uronjen u ulje	60
Sve klase, namot uronjen u asfaltnu kompaundnu masu	50
Namot nije uronjen u ulje ili u kompaundnu masu, a izoliran je izolacijom klase	
Y	45
A	60
E	75
B	85
F	110
H	135

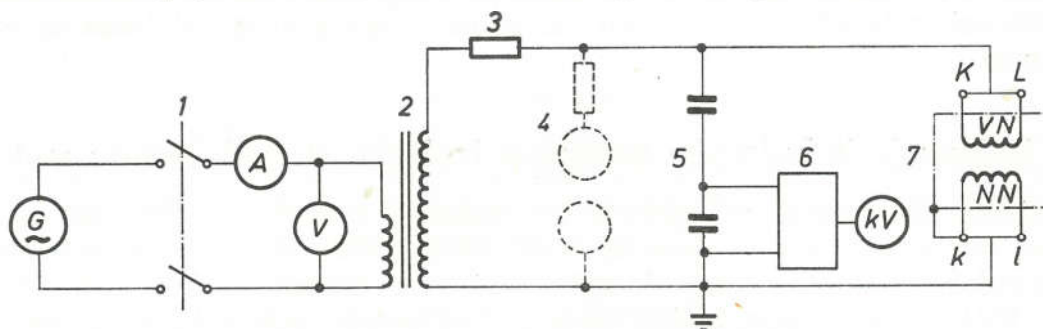
Povišenje temperature naponskog transformatora (IEC-publikacija 186) ne smije premašiti iznose iz tabl. 3.3, kod 120% nazivnog napona, nazivne frekvencije i uz nazivni teret s faktorom snage od 0,8 do 1. Ispitivanje mora trajati tako dugo dok temperatura dostigne stacionarno stanje. Naponske transformatore za priključak u neefikasno uzemljene mreže i one s izoliranom neutralnom točkom treba ispitivati pomoću napona većih od 120% nazivnog napona, što je potanje definirano u spomenutim IEC-preporukama i u prijedlogu naših propisa za naponske mjerne transformatore. Podaci iz tabl. 3.3. odnose se na mjerne transformatore u normalnim uvjetima rada, gdje najviša temperatura okoline ne premašuje + 40°C, a srednja dnevna temperatura + 30°C, te da je nadmorska visina manja od 1 000 m.

3.5. ISPITIVANJE IZOLACIJE

Izolacijske osobine mjernih transformatora provjeravaju se ispitivanjem stranim naponom industrijske frekvencije, ispitivanjem induciranim naponom i ispitivanjem udarnim naponom. Provode se i razna druga ispitivanja koja pomažu da se ocijene dielektrična svojstva izolacije i njezin vijek trajanja. Među takvima je i mjerenje parcijalnih izbijanja u izolaciji.

3.5.1. Ispitivanje stranim naponom izolacije primarnih namota strujnih transformatora

Ovim ispitivanjem provjerava se izolacija primarnog namota prema sekundarnom namotu i uzemljenim dijelovima transformatora. Ispitni napon mora biti praktički sinusnog oblika, frekvencije od 40 do 62 Hz, a priključuje se između ispitivanog primarnog namota i sekundarnih namota spojenih s uzemljenim dijelovima transformatora. Napon se podiže od relativno niske vrijednosti, brzinom koja omogućuje da se točno očitaju mjerni instrumenti, sve dok se postigne propisani podnosivi napon prema tabl. 3.2, koji transformator mora izdržati jednu minutu. Vrijednost tog napona utvrđuje se mjereći njegovu tjemenu vrijednost i dijeleći je sa $\sqrt{2}$ (sl. 3.7). Zatim se napon brzo snizuje na dovoljno malu vrijednost i isključuje. Ako se primarni namot sastoji od više sekcija koje se serijski ili paralelno spajaju, potrebno je svaku ispitati izmjeničnim naponom efektivne vrijednosti od 2 kV, u toku jedne minute. Taj se napon priključuje između ispitivane sekcije i svih ostalih sekcija i namotâ spojenih međusobno i s uzemljenim dijelovima.



Sl. 3.7. Ispitivanje stranim naponom izolacije strujnog transformatora:

1 zaštitna sklopka, 2 visokonaponski ispitni transformator, 3 zaštitni otpor, 4 kuglasto iskrište sa zaštitnim otporom, 5 kapacitivno djelilo, 6 uređaj za mjerenje tjemene vrijednosti ispitnog napona, 7 ispitivani strujni transformator

3.5.2. Ispitivanje stranim naponom izolacije sekundarnih namota strujnih transformatora

Izolacija sekundarnih namota u strujnim transformatorima mora izdržati ispitni napon efektivne vrijednosti od 2 kV u toku jedne minute. Ispituje se izmjeničnim naponom praktički sinusnog oblika i frekvencije od 40 do 62 Hz. Ispitni napon se priključuje između ispitivanoga sekundarnog namota ili jedne njegove sekcije i svih ostalih sekcija i namota spojenih međusobno i s uzemljenim dijelovima. Ako je sekundarna nazivna struja 1 A, a nazivna je snaga veća od 30 VA, onda je efektivna vrijednost ispitnog napona 3 kV.

3.5.3. Ispitivanje stranim naponom izolacije primarnih namota dvopolno izoliranih naponskih transformatora

Ispitni izmjenični napon određen prema tabl. 3.2. priključuje se između svih stezaljki primarnog namota spojenih zajedno i zemlje. Postolje, kućište i sve stezaljke sekundarnog namota treba pri tome spojiti zajedno i uzemljiti. Ispitni napon mora biti praktički sinusnog oblika i frekvencije od 25 do 400 Hz, a mjeri se njegova tjemena vrijednost i dijeli sa $\sqrt{2}$. Slično kao i kad se strujni transformatori ispituju stranim naponom, napon se podiže počevši od relativno niskog iznosa pa do pune vrijednosti brzinom koju dopušta njegovo mjerenje. Puni ispitni napon mora izolacija izdržati jednu minutu, a nakon toga se napon brzo smanjuje na dovoljno malu vrijednost i onda isključuje. Kod *jednopolno* izoliranih naponskih transformatora izolacija se ispituje stranim naponom kad je stezaljka visokonaponskog namota, određena za uzemljenje, izolirana od kućišta ili nosača. Njezina izolacija mora tad izdržati ispitni napon od 2 kV u toku jedne minute.

3.5.4. Ispitivanje stranim naponom izolacije sekundarnih namota naponskih transformatora

Izolacija sekundarnih namota naponskih transformatora ispituje se stranim naponom kojemu je efektivni iznos od 2 kV praktički sinusnog oblika i frekvencije od 25 do 400 Hz. Ispitni se napon priključuje između svih stezaljki sekundarnog namota spojenih zajedno i zemlje. Postolje, kućište, jezgra (ako je određeno da bude uzemljena) i sve stezaljke primarnog namota i drugih sekundarnih namota, ako oni postoje, spajaju se pri tome zajedno i uzemljuju.

3.5.5. Ispitivanje induciranim naponom izolacije strujnih transformatora

Induciranim naponom ispituje se izolacija između zavoja namota. Pri tome se izmjenični napon nazivne frekvencije priključuje ili na primarni ili na sekundarni namot, s time da ostane otvoren namot na koji nije pripojen napon. Priključeni napon podiže se sve dok poteče struja kojoj je efektivna vrijednost jednaka nazivnoj struji transformatora, ili maksimalnoj struji kod transformatora s proširenim opsegom, uz uvjet da tjemena vrijednost napona u sekundarnom namotu ne premaši 3,5 kV. Ako tjemena vrijednost tog napona dostigne spomenuti iznos pri struji manjoj od nazivne, ispituje se pri toj struji. Ispitivanje izolacije induciranim naponom traje jednu minutu.

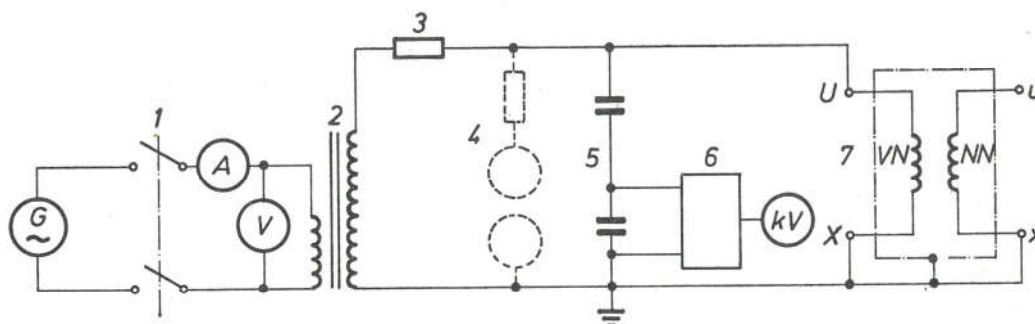
Svrha je ovog ispitivanja da se provjeri izolacija između zavoja, a ne da se ostvare uvjeti u kojima je strujni transformator kad mu je sekundarni namot otvoren (odjeljak 2.3).

3.5.6. Ispitivanje induciranim naponom izolacije naponskih transformatora

Izolacija naponskih transformatora ispituje se induciranim naponom i kod dvopolno i kod jednopolno izoliranih transformatora. Prvima se time u prvom redu provjerava izolacija između zavoja, a u drugih i izolacija namotâ me-

đusobno, prema jezgri, postolju i kućištu, jer se oni, zbog stepenovane izolacije, ne mogu efikasno ispitivati stranim naponom.

Kad se upotrijebi inducirani napon, treba na primarnom namotu da vlada napon propisan u tabl. 3.2 (jednominutni podnosivi napon industrijske frekvencije). Pri tome se na izvor prikladnoga izmjeničnog napona može priključiti ili primarni ili sekundarni namot. U oba slučaja ispitni napon mjerimo na primarnom namotu (sl. 3.8), i to mjernim uređajima koji mjere njegovu



Sl. 3.8. Ispitivanje induciranim naponom izolacije naponskog transformatora:

1 zaštitna sklopka, 2 visokonaponski ispitni transformator, 3 zaštitni otpor, 4 kuglasto iskrište sa zaštitnim otporom, 5 kapacitivno djelilo, 6 uređaj za mjerenje tjemene vrijednosti ispitnog napona, 7 ispitivani naponski transformator

tjemenu vrijednost. Postolje, kućište, ako postoji, jezgru, ako je određeno da bude uzemljena, jednu stezaljku svakoga sekundarnog namota i jednu stezaljku primarnog namota valja zajedno spojiti i uzemljiti. Jednopolno izoliranim transformatorima uzemljuje se ona stezaljka primarnog namota za koju je propisano da i u pogonu bude uzemljena.

Frekvencija uzbudnog napona redovno se odabire veća od nazivne frekvencije transformatora kako bi se izbjegle pretjerano velike struje magnetiziranja. Ako ispitna frekvencija premašuje dvostruku nazivnu frekvenciju, smanjuje se vrijeme ispitivanja t_i prema izrazu:

$$t_i = \frac{2\text{-struka nazivna frekvencija}}{\text{ispitna frekvencija}} \times 60 \text{ [s]} \quad (3.27)$$

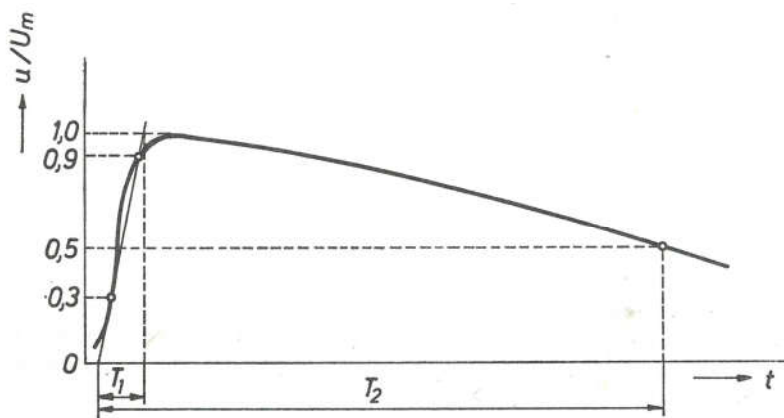
Ipak ispitivanje ne smije biti kraće od 15 s.

3.5.7. Ispitivanje izolacije udarnim naponom

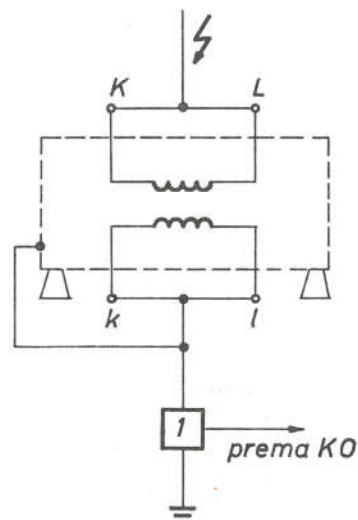
To je tipno ispitivanje i provodi se na mjernim transformatorima za postrojenja u izloženom položaju. Njime se provjerava izolacija mjernih transformatora prema udarnim prenaponima koji nastaju u mreži ili od atmosferskih pražnjenja ili zbog sklopnih operacija, kvarova i drugih uzroka. Ispitni udarni napon definira se pomoću njegove tjemene vrijednosti U_m , trajanja čela vala T_1 i polutjemnog trajanja hrpta T_2 , onako kako je prikazano na sl. 3.9 (JUS N.A5.502). Udarni napon pri kojemu je $T_1 = 1,2 \mu\text{s}$ i $T_2 = 50 \mu\text{s}$, kratko se označuje sa 1,2/50, kao u tabl. 3.2.

Izolacija primarnog namota u strujnim i naponskim transformatorima mora podnijeti odgovarajući ispitni napon iz tabl. 3.2, u skladu s najvišim pogonskim naponom mreže i propisanim stupnjem izolacije.

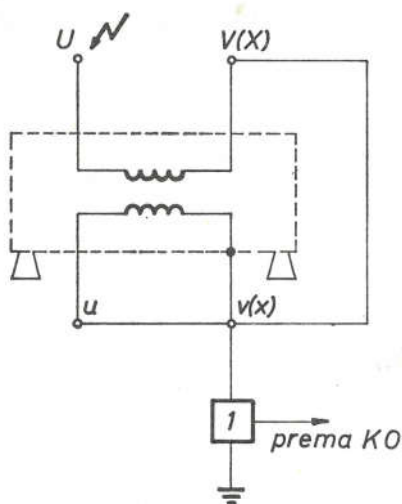
Strujni transformatori ispituju se udarnim naponom između primarnog namota i zemlje. Stezaljke su primarnom namotu međusobno spojene, a sekundarnome međusobno i s uzemljenim dijelovima. Spajanje sa zemljom može se izvesti i preko uređaja za snimanje udarne struje (sl. 3.10). Tad kućište mjernog transformatora valja izolirati od zemlje.



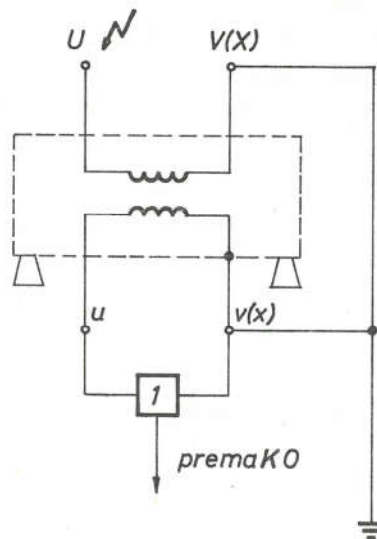
Sl. 3.9. Standardni oblik udarnog napona



Sl. 3.10. Mjerenje udarnih struja pri ispitivanju strujnog transformatora udarnim naponom: 1 uređaj kojim se snima udarna struja KO katodni osciloskop



a)



b)

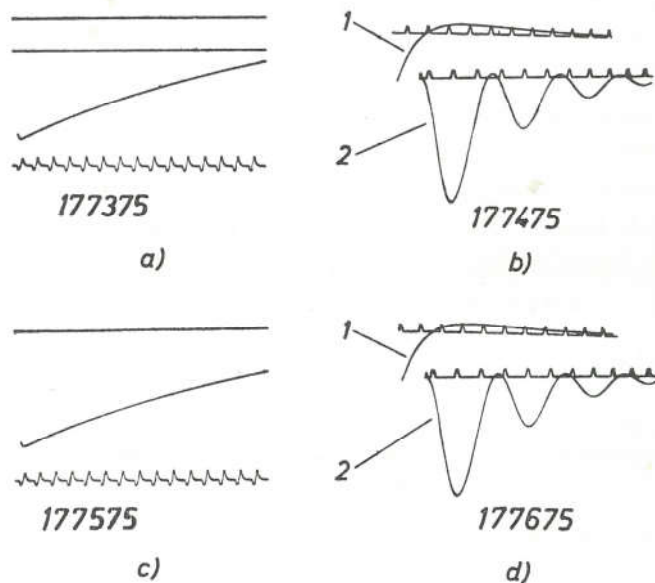
Sl. 3.11. Ispitivanje naponskog transformatora udarnim naponom:

a) mjerenje udarnih struja; b) mjerenje udarnih napona na sekundarnom namotu
1 uređaj kojim se snima udarna struja ili napon
KO katodni osciloskop

Dvopolno izoliranim naponskim transformatorima obje se stezaljke primarnog namota ispituju udarnim naponom. Pri tome je druga stezaljka primarnog namota uzemljena. Jednopolno izoliranim naponskim transformatorima uzemljuje se stezaljka X primarnog namota. Spajanje sa zemljom može se i tu izvesti preko uređaja za snimanje udarne struje (sl. 3.11.a). Takva snimanja, slično kao i u strujnih transformatora, provode se radi otkrivanja manjih oštećenja izolacije koja ne mijenjaju primjetno oblik udarnog napona. Oblik udarne struje najprije se snimi pri 50%, a zatim pri 100% ispitnoga udarnog napona. Već i manji kvar u izolaciji može izazvati uočljive promjene u obliku udarne struje, na osnovi kojih se ocjenjuje veličina oštećenja, pa se čak i odredi njegovo mjesto u namotu. Slično se postiže snimajući oblik udarnog napona na sekundarnom namotu (sl. 3.11.b). Metodu kojom se otkrivaju kvarovi odabire proizvođač, koji je, na temelju ispitivanja na sličnim transformatorima, dužan opravdati njezin izbor i dokazati da je ispitivanje dovoljno osjetljivo.

Strujni i naponski transformatori ispituju se s pet uzastopnih udara. Smatra se da je transformator izdržao ispitivanje ako pri tome ne nastane preskok ili proboj. Ako nastane proboj ili preskok u transformatoru ili ima više vanjskih preskoka, smatra se da transformator nije izdržao ispitivanje. Pojavi li se samo jedan vanjski preskok, ispitivanje treba nastaviti s još pet uzastopnih udara, pa ne nastane li ni jedan preskok ili proboj, transformator je izdržao ispitivanje.

Sl. 3.12. Oscilogrami pri ispitivanju udarnim naponom naponskog transformatora od $220/\sqrt{3}$ kV (snimljeno u Visokonaponskom laboratoriju poduzeća »R. Končar«): a) i c) oscilogram referentnoga udarnog napona od -526 kV i ispitnoga udarnog napona od -1066 kV (vremenska oznaka $10 \mu\text{s}$); b) i d) oscilogram primarne udarne struje (1) i sekundarnoga udarnog napona (2) pri referentnom i ispitnom naponu (vremenska oznaka $25 \mu\text{s}$)



Transformator mora podnijeti udarne napone pozitivnog i negativnog polariteta, ali ako nema sumnje da je određeni polaritet nepovoljniji, dovoljno je da se ispituje samo udarnim naponom tog polariteta.

Od pet udara iz svake grupe valja oscilografirati tjemenu vrijednost i oblik vala prvog i posljednjeg udara. Dio oscilogramâ snimljenih u Visokonaponskom laboratoriju poduzeća »R. Končar« pri ispitivanju naponskog transformatora za $220\,000/\sqrt{3}$ V, kl. 0,2, 200 VA, prikazan je na sl. 3.12. Tu su radi lakšeg uspoređivanja faktori otklona (kV/cm) na oscilografu tako odabrani da se postignu jednake amplitude napona i struja kod referentnog i ispitnog napona.

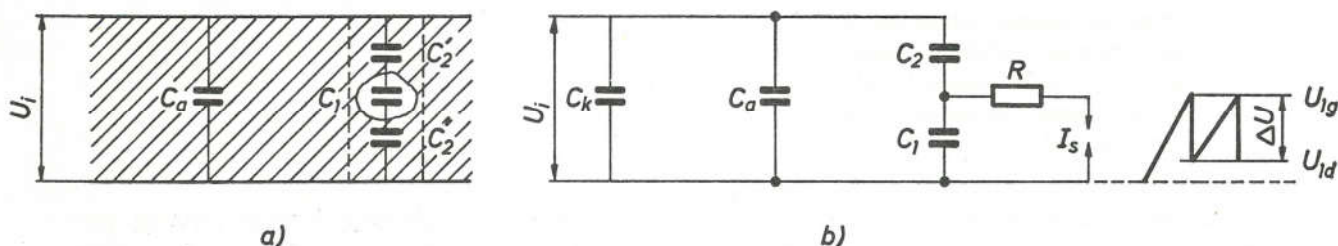
3.5.8. Mjerenje parcijalnih izbijanja

Izbijanja u plinovitim, tekućim i krutim dielektricima koja samo djelomice premošćuju izolaciju između elektroda i ograničena su samo na jedan dio dielektrika, nazivaju se parcijalna izbijanja. Ona uzrokuju kvarenje svojstava izolacijskih materijala, njihovo prerano starenje, a u pojedinim prilikama i vrlo rani proboj izolacije. Osim toga, ona izazivaju elektromagnetske smetnje koje otežavaju prijem radiofonskih i televizijskih signala.

Uzrok parcijalnim izbijanjima je ionizacija koja nastaje u šupljinama i ukljućima krutih dielektrika, u zračnim mjehurićima tekućeg dielektrika, uzduž površina krutog dielektrika koji je u plinu ili tekućini, te oko vodiča s oštrim rubovima i šiljcima. Parcijalna izbijanja imaju valni oblik sa strmim čelom i položenijim hrptom. Trajanje čela iznosi otprilike od 5 ns do $0,5 \mu\text{s}$, a trajanje je hrpta od 10 do 100 puta duže od čela, ovisno o prigušenju u izbojnom krugu. Broj izboja je od 100 do 30 000 u sekundi.

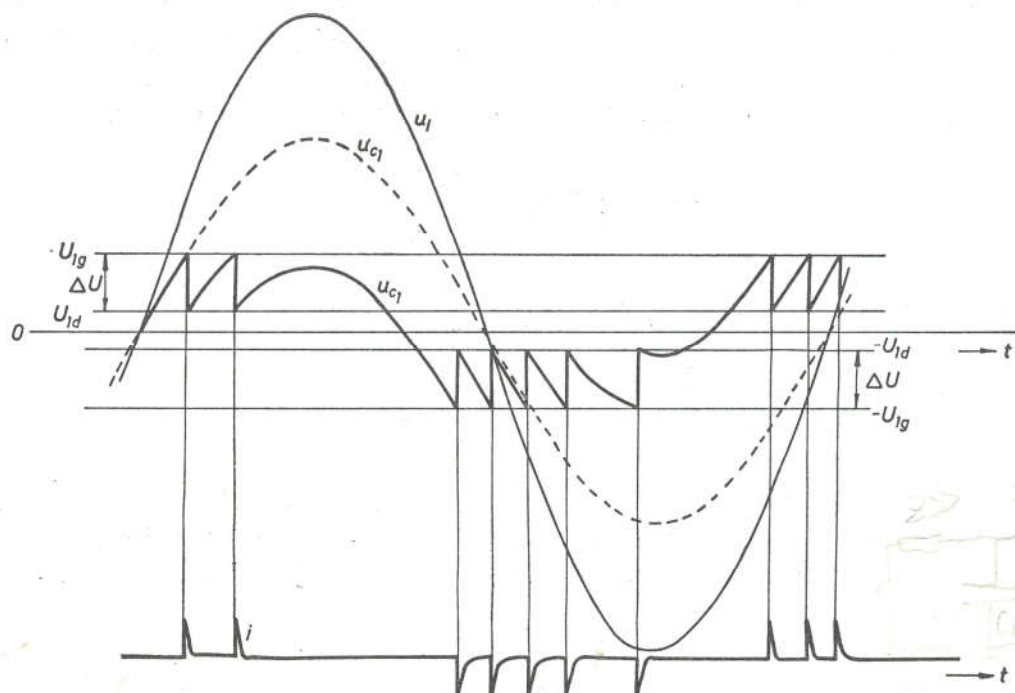
Mjesta u izolaciji gdje nastaju parcijalna izbijanja redovito nisu pristupačna, pa se ona otkrivaju tek na osnovi promjena koje izazivaju na pristupačnim stezaljkama ispitivana objekta. Stoga je potrebno razmotriti kakav odnos vlada između mjerljivih veličina na stezaljkama ispitivanog objekta i veličina koje karakteriziraju parcijalne izboje. To će nam olakšati nadomjesna shema na sl. 3.13.a i b, gdje je C_1 kapacitet šupljine u kojoj nastaje parcijalni izboj. Taj kapacitet je preko kapaciteta $C_2 = C_2' C_2'' / (C_2' + C_2'')$ povezan s elektrodama ispitivanog objekta. Kapacitet ostalog dijela ispitivanog objekta označen je sa C_a , a sa C_k kapacitet kondenzatora potrebnoga u mjerne svrhe, o čemu će biti više riječi. Raste li napon U_i na stezaljkama ispitivanog objekta, nastat će u nekome kritičnom trenutku izbijanje u šupljini, što je na sl. 3.13.b predloženo iskrištem I_s i otporom luka R , koji su paralelno priključeni kapacitetu C_1 . Preskok iskre pri kritičnom naponu U_{1g} uzrokuje na kapacitetu C_1 nagli pad napona do iznosa U_{1d} , kod kojeg se luk prekida (sl. 3.13.b i 3.14). Prema tome, zbog izboja nastaje na kapacitetu C_1 pad napona:

$$\Delta U = U_{1g} - U_{1d} \quad (3.28)$$



Sl. 3.13. Nadomjesna shema parcijalnog izbijanja u izolaciji

Pretpostavimo da je vrlo velika impedancija izvora napona na koji je priključen ispitivani objekt, tako da izvor praktički ne može utjecati na nagle promjene napona u mjerenom krugu. Uz tu pretpostavku možemo jedno-



Sl. 3.14. Prikaz parcijalnog izbijanja u izolaciji

u_{C1} i u'_{C1} napon na kapacitetu C_1 (sl. 3.13) pri parcijalnim izbijanjima i bez njih, u_i napon na serijskoj kombinaciji kapaciteta C_1 i C_2 , U_{1g} i U_{1d} napon paljenja i gašenja izbijanja, i struja izbijanja

stavno odrediti naboj koji će se izbiti preko iskrišta. Kako se iz sl. 3.13.b može vidjeti, paralelno iskrištu je kapacitet: $C_1 + \frac{C_2(C_a + C_K)}{C_2 + C_a + C_K}$, ili približno $C_1 + C_2$ jer je redovno kapacitet C_2 mnogo manji od kapaciteta $C_a + C_K$. Umnožak tog kapaciteta i pada napona ΔU daje naboj koji će se izbiti preko otpora R i iskrišta:

$$q_R = \Delta U (C_1 + C_2) \quad (3.29)$$

Energija što će se utrošiti u otporu luka jednaka je razlici energija u kapacitetima kruga prije izboja i nakon njega, ili:

$$W_R \approx \frac{1}{2} (U_{1g}^2 - U_{1d}^2) (C_1 + C_2) \quad (3.30)$$

Energija W_R utrošena pri izboju mjerodavna je za kvarenje kvalitete izolacije pa bi upravo nju trebalo mjeriti. To nije moguće polazeći od veličina u izrazu (3.30) jer se ni jedna od njih ne može izravno mjeriti na stezaljkama ispitivanog objekta. Stoga valja potražiti ovisnost energije W_R o veličinama koje se daju izmjeriti. Bit će to moguće samo uz stanovita zanemarenja. Budući da je $U_{1g}^2 - U_{1d}^2 = (U_{1g} - U_{1d})(U_{1g} + U_{1d})$, to uz $(U_{1g} - U_{1d}) = \Delta U$ i pretpostavivši da je U_{1g} znatno veći od U_{1d} , dobivamo:

$$W_R \approx \frac{1}{2} \Delta U (C_1 + C_2) U_{1g} \quad (3.31)$$

Napon U_{1g} , pri kojem nastaje izboj na kapacitetu C_1 , ne možemo izravno mjeriti, pa ćemo ga prikazati pomoću tjemene vrijednosti napona $\sqrt{2} U_i$ na serijskoj kombinaciji kapaciteta C_1 i C_2 , koji je mjerljiv jer je to napon na stezaljkama ispitivana objekta. Između ta dva napona vlada omjer:

$$U_{1g} \approx \sqrt{2} U_i \frac{C_2}{C_1 + C_2} \quad (3.32)$$

pa će, uvrstivši to u izraz (3.31), biti:

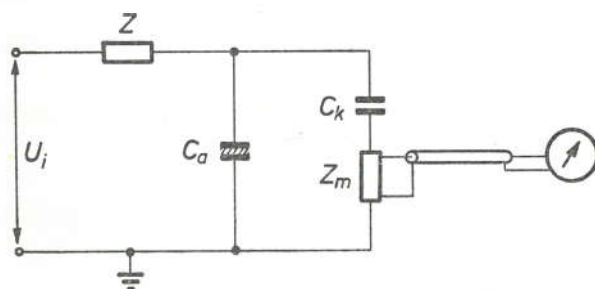
$$W_R = \frac{1}{2} \Delta U C_2 \sqrt{2} U_i = \frac{1}{2} q_a \sqrt{2} U_i \quad (3.33)$$

Pri tome je $q_a = \Delta U C_2$ i naziva se prividnim nabojem. Ako bismo takav naboj trenutačno ubacili među stezaljke ispitivana objekta, promijenio bi se napon između njegovih stezaljki trenutačno za iznos jednak kao i kod parcijalnog izboja.

Zbog toga što je ubačen naboj q_a , na paralelnoj kombinaciji kapaciteta C_a i C_K mijenja se napon za iznos $q_a/(C_a + C_K)$, pa će kroz kapacitet C_K projuriti naboj $q_m = q_a C_K/(C_a + C_K)$, ili:

$$q_m = q_a \frac{1}{1 + C_a/C_K} \quad (3.34)$$

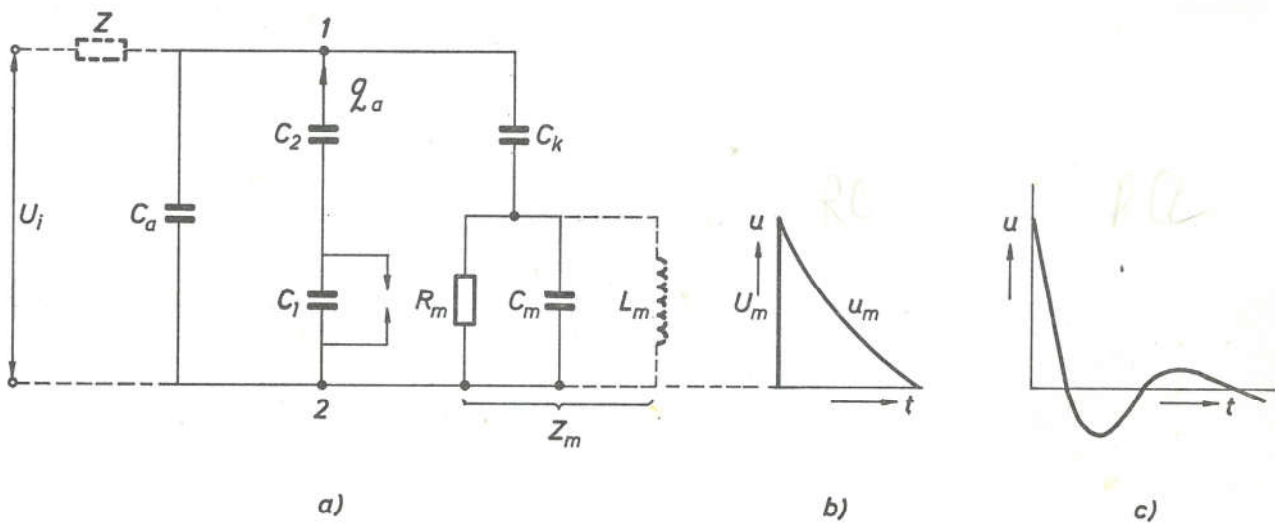
Naboj q_m kroz kapacitet C_K veznog kondenzatora pristupačan je mjerenju, a jednako tako i omjer C_a/C_K , pa se prividni naboj q_a može eksperimentalno odrediti. Budući da je prema izrazu (3.33) prividni naboj q_a ujedno razmjernan energiji pojedinačna izboja W_R , to je opravdano da se upravo pomoću njega eksperimentalno utvrđuje jačina parcijalnih izbijanja.



Sl. 3.15. Mjerenje parcijalnih izbijanja instrumentom koji je u seriji s veznim kondenzatorom C_K

Na sl. 3.15. prikazan je jedan od osnovnih spojeva kojim se otkrivaju i mjere parcijalna izbijanja, gdje je u seriji s veznim kapacitetom C_K impedancija Z_m , na koju je preko osjetljivoga selektivnog elektroničkog pojačala priključen mjerni instrument. Važnu ulogu ima impedancija Z spojena između izvora napona i ispitivanog objekta. Ona prema izvoru napona ne propušta frekvencije što ih pojačava elektroničko pojačalo, pa se impulsi zbog izbijanja zatvaraju samo preko veznog kapaciteta C_K , kako smo to i pretpostavili izvodeći izraz (3.29).

Impedancija Z_m sastoji se od elemenata RC , RCL ili RL , ovisno o mjernom krugu i vrsti mjernog uređaja. Razmotrimo najprije kako se mijenja napon na toj impedanciji ako je čini otpor R_m kojemu je paralelan kapacitet C_m (sl. 3.16.a). Tad se pri izboju prividni naboj q_a u prvom trenutku raspoređi na kapacitete C_a , C_K i C_m , kao da nema otpora R_m , pa je nagla promjena napona između točaka 1 i 2 ravna naboju q_a podijeljenome kapacitetom cijele kombinacije, ili $\Delta U = q_a / [C_a + C_m C_K / (C_m + C_K)]$. Taj se pad napona dijeli na C_K i C_m obrnuto razmjerno njihovom kapacitetu. Stoga u prvom trenutku napon na kapacitetu C_m , odnosno otporu R_m , iznosi: $\Delta U C_K / (C_K + C_m)$. Nakon toga se napon na otporu R_m eksponencijalno smanjuje s vremenskom konstantom $R_m C_r$, gdje je C_r rezultirajući kapacitet koji djeluje paralelno otporu R_m , ili $C_r = C_m + C_K C_a / (C_K + C_a)$. Prema tome se napon u_m na otporu R_m mijenja prema izrazu (sl. 3.16.b):



Sl. 3.16. Mjerenje parcijalnih izbijanja pomoću impedancije Z_m :
a) nadomjesna shema; b) eksponencijalni impuls na impedanciji Z_m koju čine R_m i C_m ; c) prigušeni oscilatorni impuls na impedanciji Z_m što je čine R_m , C_m i L_m

$$u_m = \frac{\Delta U C_K}{C_K + C_m} e^{-t/R_m C_r} = \frac{q_a}{C_m + (1 + C_m/C_K) C_a} e^{-t/R_m C_r} \quad (3.35)$$

ili:

$$u_m = U_m e^{-t/T}, \text{ gdje je } U_m = \frac{q_a}{C_m + (1 + C_m/C_K) C_a} \text{ i } T = R_m C_r \quad (3.36)$$

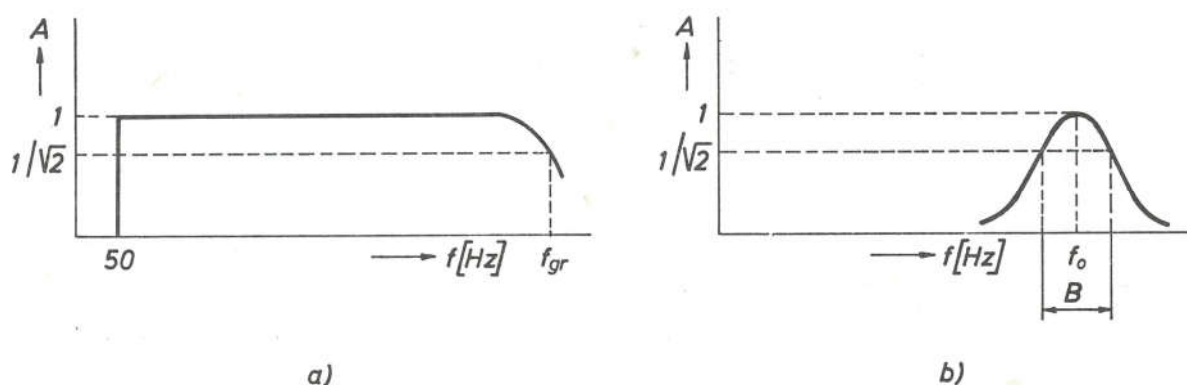
Vidimo da je napon u_m na otporu R_m razmjernan prividnom naboju q_a , te da njegova amplituda ne ovisi o otporu R_m . Zbog toga se može uz pomoć tog napona određivati jačina parcijalnih izbijanja. Dalje, vidi se važnost veličine veznog kapaciteta C_K i kapaciteta C_m koji prema sl. 3.15. obuhvaća i kapacitet kabela do mjernog uređaja. Da bi se postigao što veći napon U_m , treba da bude $C_m/C_K \ll 1$ i $C_m < C_a$. Ako je to ostvareno, onda za amplitudu napona na otporu R_m dobivamo jednostavan izraz $U_m = q_a/C_a$, koji pokazuje da su uz veći kapacitet ispitivana objekta uvjeti mjerenja nepovoljniji. Često je otporu R_m i kapacitetu C_m paralelno još spojen i induktivitet L_m , kako je

$$C_m \ll C_K \Rightarrow C_a < C_K$$

to crtkano prikazano na sl. 3.16.a. Tad se na impedanciji Z_m dobivaju prigušeni oscilatorni impulsi frekvencije $f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L C_r} + \frac{1}{4R_m^2 C_r^2}}$ (sl. 3.16.c).

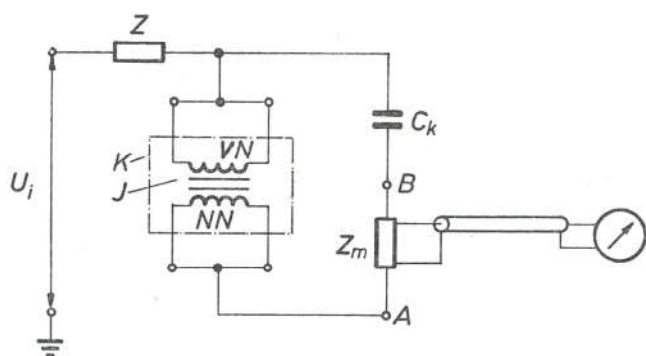
Naponi na impedanciji Z_m vrlo su mali, pa su potrebna osjetljiva električna pojačala koja ih pojačavaju izravno ili u modificiranom obliku (prema VDE 0414/1970 granične vrijednosti tih napona za ispravno izolirane mjerne transformatore iznose od 10 do 160 μV uz mjernu impedanciju $Z_m = 60 \Omega$ i u području mjernih frekvencija od 0,15 do 1,9 MHz). Razumije se da frekvenzijske karakteristike tih pojačala moraju, radi što vjernijeg pojačanja biti usklađene s frekvenzijskim karakteristikama mjerene veličine. Fourierova analiza eksponencijalnog impulsa prema izrazu (3.36) pokazuje da amplitude njegovih harmonika iznose:

$$A(f) = U_m \frac{T}{\sqrt{1 + (2\pi f T)^2}} \quad (3.37)$$

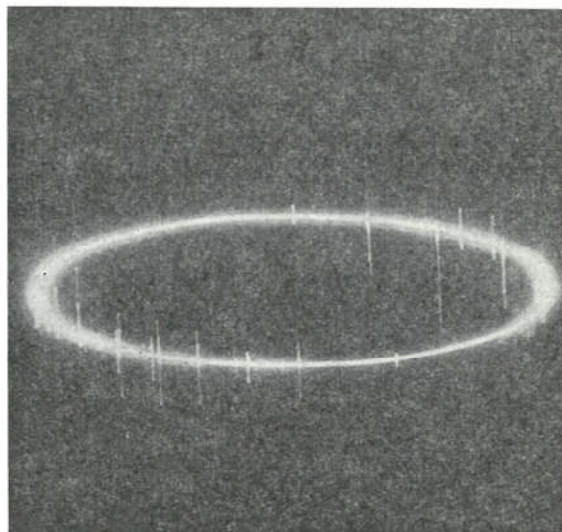


Sl. 3.17. Frekvenzijski spektar: a) eksponencijalnog impulsa; b) prigušenoga oscilatornog impulsa

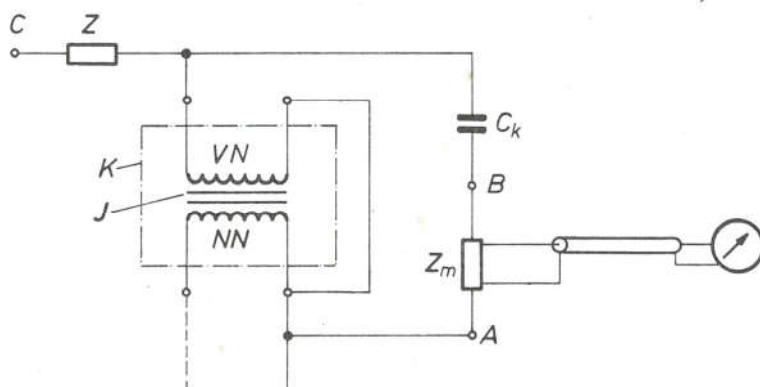
Očito je da su amplitude harmonika praktički jednake sve dok je $2\pi f T \ll 1$ (sl. 3.17.a). Pri frekvenciji $f_{gr} = 1/2\pi T$, koja se naziva graničnom frekvencijom, pada vrijednost harmonika na $1/\sqrt{2}$ osnovnog harmonika. To znači da su harmonicima amplitude razmjerne prividnom naboju q_a gotovo sve do granične frekvencije, pa se mjerenje napona na impedanciji Z_m može obaviti u nekome uskom pojasu frekvencija, odnosno moguće je upotrijebiti uskopojasno pojačalo kojemu je središnja frekvencija manja od granične f_{gr} (npr. VDE 0414, dio 1, 12.70 propisuje mjerne frekvencije: 0,15, 0,5, 1,0 i 1,9 MHz s propusnim pojasom frekvencija od 9 kHz). Ipak, kod mjernih transformatora pri izboju mogu na nekim frekvencijama nastati rezonantne pojave u induktivitetima i kapacitetima namota, čemu su posljedica nejednake amplitude harmonika, odnosno ovisnost mjernih rezultata o središnjoj frekvenciji uskopojasnog pojačala. Stoga se u IEC-preporukama za mjerenje parcijalnih izbijanja u mjernim transformatorima (koje se upravo usaglašavaju) daje prednost pojačalima s propusnim pojasom frekvencija širine od 100 kHz. Takva pojasna širina redovito je dovoljna i za oscilatorne impulse na impedanciji Z_m koju čine otpor R_m , kapacitet C_m i induktivitet L_m spojeni paralelno. Širina njihova frekvenzijskog spektra iznosi $B = 1/\pi L C_r$ (sl. 3.17.b).



a)



c)



b)

Sl. 3.18. Mjerenje parcijalnih izbijanja: a) strujnog transformatora; b) naponskog transformatora; c) karakteristični oscilogram parcijalnih izbijanja u kojem su ona superponirana na elipsnu bazu mrežne frekvencije

C_K vezni kondenzator, J jezgra transformatora, K kućište transformatora, NN sekundarni namot, VN primarni namot, Z filter, Z_m mjerna impedancija

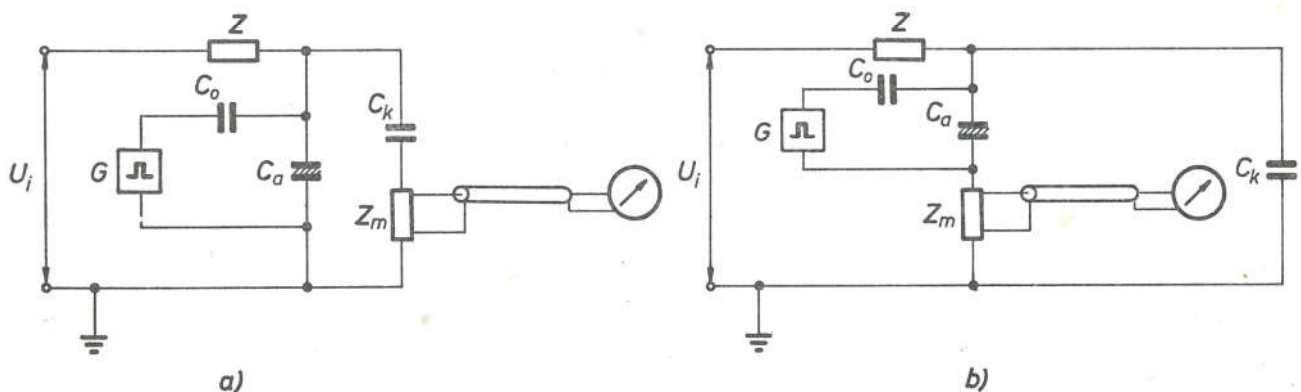
Uzemljuje se točka A ili B, a K i J se spaja po mogućnosti na sekundarni namot. Naponskim se transformatorima ispitni napon priključuje između točke C i zemlje ili se uzbuđuje sekundarni namot.

Kako se prema spomenutim preporukama obavlja mjerenje parcijalnih izbijanja na strujnim i naponskim transformatorima, prikazano je na sl. 3.18. Na impedanciju Z_m priključuju se preko oklopljenog kabela prikladni instrumenti za mjerenje parcijalnih izbijanja. To su instrumenti za mjerenje: pojedinačnih izboja (npr. mjerilo tjemene vrijednosti napona baždareno u pikokulonima), broja impulsa, srednje struje izbijanja, srednje vrijednosti kvadrata amplituda izboja u sekundi, te radiometrijska mjerila itd. (potanje u preporukama *Međunarodne elektrotehničke komisije*, IEC-publikacija 270, prvo izdanje, 1968. i JUS N.A5.530). Uz spomenute instrumente preporučuje se i osciloskop jer se pomoću njega lakše mogu razlikovati razne vrste parcijalnih izbijanja i odvajati ta izbijanja od vanjskih smetnji (sl. 3.18.c).

Upotrijebljene instrumente potrebno je izbaždariti u potpunome ispitnom rasporedu, kako bi se mogla odrediti konstanta kojom valja pomnožiti dobivene podatke da se dobije željena veličina. Na tu konstantu utječu karakteristike kruga, a naročito omjer između kapaciteta ispitivana objekta i kapaciteta veznog kondenzatora, C_a/C_K . Zato se mora baždarenje ponoviti za svaki ispitivani objekt, osim ako se ispituju praktički jednaki objekti.

Instrumenti za mjerenje prividnog naboja q_a , srednje struje izbijanja i srednje vrijednosti kvadrata amplituda izboja u sekundi baždare se u potpunome ispitnom rasporedu pomoću kratkotrajnih strujnih impulsa poznatog iznosa q_0 , ubačenih među stezaljke ispitivana objekta prema sl. 3.19.a i b. U ispitnom krugu prema sl. 3.19.b mogu nastati pogreške pri baždarenju ako nisu zanemarivi rasipni kapaciteti prema zemlji kondenzatora C_0 i generatora impulsa. Strujni impulsi poznatog naboja q_0 mogu se proizvesti generatorom pravokutna napona G kojemu je poznata amplituda U_0 i serijski spojenim kondenzatorom malog i poznatog kapaciteta C_0 . Ako je trajanje strujnog impulsa kroz kondenzator C_0 kratko u usporedbi s vremenom odziva instrumenta, a trajanje jedne periode pravokutnog napona dovoljno dugo, onda strujni impuls za baždarenje iznosi:

$$q_0 = U_0 C_0 \quad (3.38)$$



Sl. 3.19. Spojevi za baždarenje potpunoga ispitnog rasporeda

Pomoću strujnog impulsa poznatog naboja q_0 i pripadnog otklona instrumenta može se odrediti korekcijski faktor. Uz to se mora još provjeriti i frekvenzijska ovisnost potpunog rasporeda.

Već smo spomenuli da se mjereći parcijalna izbijanja mogu otkriti neispravnosti u izolaciji koje ne možemo ustanoviti ispitivanjem stranim naponom industrijske frekvencije, induciranim naponom i udarnim naponom ili mjerenjem faktora gubitaka. Stoga se u novije vrijeme propisuju mjerenja parcijalnih izbijanja kao komadna ispitivanja na mjernim transformatorima. To se odnosi na mjerne transformatore s tekućinskom izolacijom za pogonske napone od 72,5 kV i više, a za one s krutom izolacijom za pogonske napone od 7,2 kV naviše. Mjerenja se obavljaju pri mjernom naponu koji ovisi o najvišem pogonskom naponu, vrsti uzemljenja mreže i vrsti izolacije mjernog transformatora (tabl. 3.4). Prije mjerenja jačine izbijanja podigne se napon na iznos iz trećeg stupca tabl. 3.4, drži barem pet sekunda, a onda se

Tablica 3.4.

Dopuštena jačina izbijanja ovisno o najvišem pogonskom naponu trofazne mreže U_{mr} (prema prijedlogu IEC-preporuka)

Vrsta uzemljenja	Vrsta mjernog transformatora	Prethodni napon u trajanju 5 s	Mjerni napon	Vrsta izolacije	Dopuštena jačina parcijalnih izbijanja	
					prividni naboj	
Mreža s uzemljenom neutralnom točkom ili kompenziranom strujom zemljospoja	strujni transformatori		$1,1 U_{mr}$	tekućinska kruta	100 pC	250 pC
	i naponski transformatori za priključak između faze i zemlje	$1,3 U_{mr}$	$1,1 U_{mr}/\sqrt{3}$	tekućinska kruta	10 pC	50 pC
	naponski transformatori za priključak između faza	$1,3 U_{mr}$	$1,1 U_{mr}$	tekućinska kruta	10 pC	50 pC
Mreža s efikasno uzemljenom neutralnom točkom	strujni transformatori i naponski transformatori za priključak između faze i zemlje	$0,8 \cdot 1,3 U_{mr}$	$1,1 U_{mr}/\sqrt{3}$	tekućinska kruta	10 pC	50 pC
	naponski transformatori za priključak između faza	$1,3 U_{mr}$	$1,1 U_{mr}$	tekućinska kruta	10 pC	50 pC

spusti na iznos mjernog napona. Dopusštene vrijednosti jačine izbijanja određene su na osnovi iskustva, pri čemu se polazilo od mogućnosti proizvodnje i cijene proizvoda. Ipak one ne omogućuju da se potpuno nedvosmisleno razlučuju opasna parcijalna izbijanja od onih neopasnih.

3.6. IZOLACIJSKI MATERIJALI

Razmatranja prikazana u 1. i 2. poglavlju pokazuju kako je za točnost mjernih transformatora povoljno da prozor jezgre bude što manji. Stoga se kod mjernih transformatora za visoke napone, gdje najveći dio prozora jezgre ispunjava izolacija, upotrebljavaju najkvalitetniji izolacijski materijali i posebna tehnološka rješenja, koja omogućuju da se znatno smanje dimenzije prozora jezgre i cijelog transformatora.

3.6.1. Izoliranje niskonaponskih mjernih transformatora

U mjernim transformatorima za niske napone, gdje izolacija zauzima relativno malo prostora, često se izoliranje provodi kao kod malih energetske transformatora. Tu su namoti smješteni u izolacijske okvire izrađene od prešpana, tvrda papira, bakelita ili sličnih materijala, što je potanje prikazano u odjeljku 4.5. Za izolaciju između slojeva i namota obično se upotrebljava uljni papir, uljna svila ili uljno platno. Radi zaštite od vlage, veće mehaničke čvrstoće i bolje toplinske vodljivosti impregnira se ili cijeli transformator ili samo namot prikladnim impregnacijskim sredstvom.

Uljni papir je u uljnom laku impregnirani natronski celulozni papir. Izrađuje se od 0,02 do 0,3 mm debljine. Onome od 0,02 mm mora probojni napon biti veći od 0,6 kV, a kod debljine od 0,3 mm veći od 8 kV. Izolacija između namotâ sastoji se od više slojeva uljnog papira, ovisno o visini ispitnog napona, kako je to prikazano u tabl. 3.5 (lit. 3.22). Za izolaciju među slojevima namota obično se upotrebljava uljni papir debeo od 0,03 do 0,1 mm. Time se smanjuje opasnost od proboja i dobiva manji kapacitet namota, a ujedno se omogućuje i ljepše namatanje žice u slojevima. Pri tome debljina papira ovisi o promjeru žice. Tako se za promjer od 0,05 do 0,1 mm obično uzima jedan sloj papira debeo 0,03 mm, od 0,11 do 0,5 mm papir od 0,06 mm, a za žice promjera većeg od 0,5 mm bit će debljina papira 0,1 mm. Ako je napon među slojevima manji od 25 V, obično se ne umeće izolacija između svakog sloja, već poslije svakoga trećeg do petog sloja.

Uljna svila je u uljnom laku impregnirana svilena tkanina od 0,05 do 0,15 mm debljine, s ravnim ili dijagonalnim tokom vlakana. Kod debljine od 0,05 mm mora njezin probojni napon biti veći od 2 kV, a za 0,15 mm veći od 7,5 kV. Odlikuje se velikom savitljivošću i mehaničkom čvrstoćom, pa se njome u malim transformatorima ponajviše izoliraju pojedini namoti kad se zahtijeva veća mehanička otpornost ili pouzdanija izolacija.

Uljno platno je u uljnom laku impregnirano fino tkano platno, od 0,1 do 0,6 mm debljine, s ravnim ili dijagonalnim tokom vlakana. Kod debljine

od 0,1 mm treba da je probojni napon veći od 3 kV, a za 0,3 mm veći od 11 kV. Uljno je platno nešto manje savitljivo od uljne svile a po drugim osobinama i upotrebljivosti mnogo se od nje ne razlikuje.

Impregnacijom namota ispunjavaju se pore i šupljine u njemu suhim lakom koji ima znatno bolja svojstva od odstranjenog zraka. Time se postiže veća dielektrična čvrstoća, bolja toplinska vodljivost i hlađenje, manja higroskopnost, poboljšanje kompaktnosti i mehaničke čvrstoće. Također se povećava toplinska postojanost jer se zbog sprečavanja dodira sa zrakom smanjuje oksidacija organskih izolacijskih materijala. Upotrebljavaju se impregnacijski lakovi s otapalima u kojima ima od 40 do 60% neisparivih tvari, kao što su smole, sušiva ulja i slično, a ostatak čine otapala i razrjeđivači, te impregnacijski lakovi bez otapala, kao što su nerazrijeđene umjetne smole (poliesteri i epoksidi), koje otvrdnjavaju uz pomoć katalizatora.

Tablica 3.5.

Broj slojeva i debljina uljnog papira za izolaciju između namota ovisno o ispitnom naponu

Ispitni napon (V)	Uljni papir (mm)
1 500	2 × 0,1
2 000	3 × 0,1
2 500	4 × 0,1
3 000	5 × 0,1
3 500	6 × 0,1
4 000	7 × 0,1
4 500	8 × 0,1
5 000	9 × 0,1
6 000	12 × 0,1

Na sam postupak impregnacije utječu osobine upotrijebljenog laka, izvedba namota i njegova toplinska klasa izolacije te postavljeni zahtjevi na izolacijska svojstva. Često se impregnira tako da se namot najprije suši na temperaturi većoj od 100°C kako bi se uklonila vlaga, a zatim još topli namot, temperature od oko 40 do 50°C, uroni u lak i drži tako sve dok se na površini laka pojavljuju mjehurići zraka. Nakon toga se lak cijedi neko vrijeme pri sobnoj temperaturi, a onda suši u peći u dvije faze. U prvoj fazi, kod niže temperature, postepeno se isparavaju otapala i razrjeđivači, a u drugoj se fazi završava stvrdnjavanje laka pri višoj temperaturi, koja se odabire ovisno o vrsti laka. Pri većim zahtjevima s obzirom na izolacijska svojstva namot se u vakuumu suši i puni lakom.

3.6.2. Epoksidne smole

Na već opisani način obično se izoliraju mjerni međutransformatori i mjerni transformatori za niske napone u raznim mjernim uređajima. U mjernim transformatorima za rasklopna postrojenja nazivnog napona do 35 kV danas gotovo redovito kao izolacijski i konstrukcijski materijal služe epoksidne smole. One mehanički povezuju, a električki izoliraju pojedine dijelove transformatora, tvoreći njegovu unutrašnju i vanjsku izolaciju. To su spojevi viševalentnih fenola i njihovih derivata s epiklorhidrinom, kojima se prije upotrebe dodaje sredstvo za stvrdnjivanje (otvrdnjivači). Ovisno o vrsti smole, stvrdnjivanje nastaje pri temperaturama od sobne pa do otprilike 200°C. Obujam im se pri tom malo smanjuje, što je njihova velika prednost. Budući da se kod stvrdnjivanja ne izdvajaju sporedni produkti, struktura njihovih odljeva je monolitna i kompaktna, što daje izvanredna električna svojstva. Dielektrična čvrstoća im je oko 16 kV/mm, faktor gubitaka oko 0,001, specifični otpor 10^{13} do 10^{14} Ω cm, a relativna dielektrična konstanta 3,9. Njihove mehaničke osobine također su vrlo dobre. Prekidna je čvrstoća od oko 800 do 900 kp/cm², čvrstoća na tlak oko 1 100 kp/cm², a čvrstoća na savijanje 1 200 kp/cm². Osim toga, odlikuju se malim temperaturnim koeficijentom istezanja, oko $60 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$. Toplinski su postojane do temperature od 140°C.

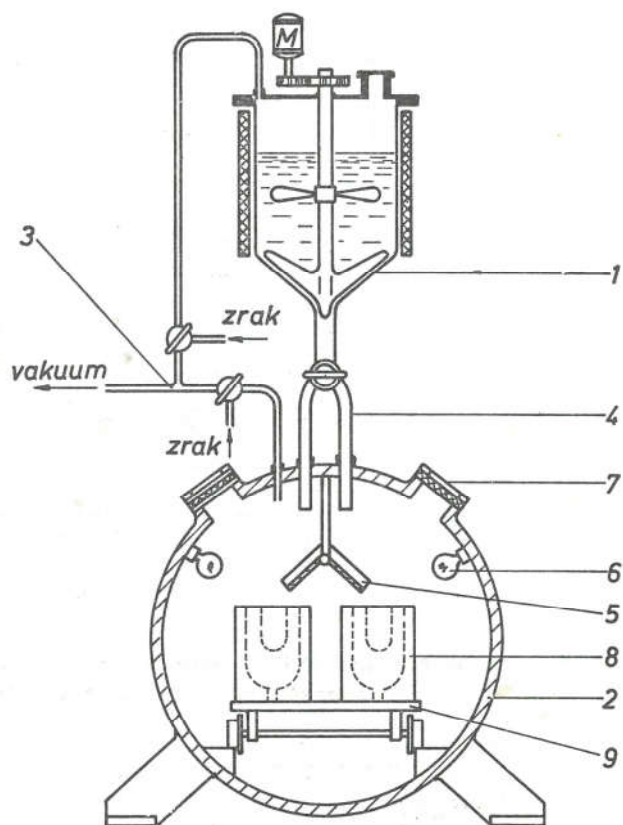
Epoksidne smole miješaju se s punilima od fino mljevenih anorganskih materijala kojima su čestice manje od 0,1 mm. Najčešća punila su mljeveni kvarc, staklo, porculan i slično. Punila poboljšavaju neka svojstva smola: smanjuju temperaturni koeficijent istezanja i skupljanja pri stvrdnjivanju, povećavaju toplinsku postojanost i toplinsku vodljivost, te bitno smanjuju cijenu odljeva. Ovisno o vrsti smole i namjeni, dodaje se od 150 do 400% punila.

Epoksidne smole neznatno upijaju vodu, otporne su prema gljivicama, plijesni, bakterijama i termitima, te zadovoljavaju i u tropskim uvjetima. Uobičajene vrste slabo su otporne na ultravioletne zrake, koje smanjuju njihovu otpornost na električni luk. Zato se pri izvedbama za vanjsku montažu odljevci od takvih smola moraju zaštititi porculanskim izolatorom. U novije vrijeme uvedene cikloalifatske epoksidne smole znatno su otpornije na ultravioletno zračenje, pa i bez posebne zaštite pružaju zadovoljavajuću sigurnost.

Odljevi od epoksidnih smola lijevaju se u više faza. U prvoj se obično u posebnoj peći na prikladnoj temperaturi tali i miješa epoksidna smola. U drugoj se dodaje punilo, već prosijano i posušeno, te se miješa sa smolom. U trećoj fazi dodaju se otvrdnjivač i boja, pa se miješaju sa smolom i punilom. Odmah nakon toga tako dobivena smjesa ulijeva se u kalupe. Ako nema većih zahtjeva u vezi s dielektričnim svojstvima, lijevanje u kalupe odvija se u atmosferi. Poslije toga kalupi se drže u peći dok smola dovoljno otvrdne. Tad se oni skidaju, a dobiveni odljevi ponovno se savljaju u peć i griju sve dok se smola sasvim stvrdne. Zahtijevaju li se bolja dielektrična svojstva, smjesa se lijeva u kalupe pod vakuumom, kao na sl. 3.20.

Zbog različitih temperaturnih koeficijenata epoksidne smole i materijala zalivenih tom smolom, nastaju pri povećanim temperaturama dodatna naponiranja, koja mogu uzrokovati oštećenja i pucanje smolne izolacije. Znatne temperaturne razlike nastaju npr. u strujnom transformatoru pri krat-

kom spoju, kad osobito naglo poraste temperatura u primarnom namotu, ili u jednopolno izoliranome naponskom transformatoru pri zemnom spoju, kad naglo poraste temperatura jezgre i primarnog namota. Stoga se često primarni namoti mjernih transformatora, a i drugi aktivni dijelovi, omotaju elastičnim slojem koji sprečava prijenos naprezanja na epoksidnu izolaciju. Iz istih se razloga u nekim izvedbama naponskih transformatora ne zalijeva epoksidnom smolom njihova magnetska jezgra, a kod strujnih transformatora njihov primarni namot.



Sl. 3.20. Ulijevanje epoksidne smole u kalupe pod vakuumom

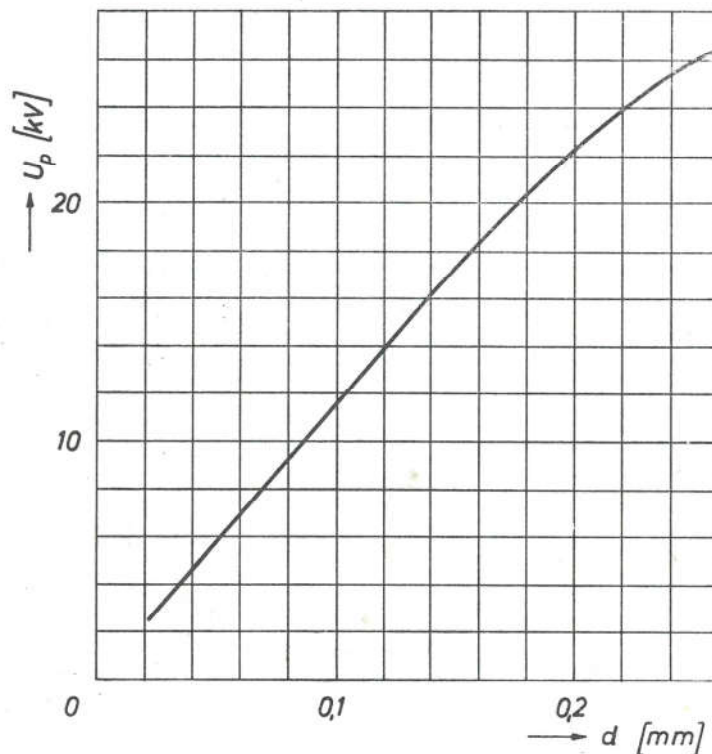
1 kotao za epoksidnu smolu s grijačem i miješalicom, 2 komora pod vakuumom, 3 razvod vakuuma i zraka, 4 dovodi za smolu, 5 korita za dovod smole do kalupa, 6 osvjetljenje, 7 staklena okna za promatranje, 8 kalupi, 9 kolica za dopremu kalupa

U naponskim transformatorima ne izolira epoksidna smola samo primarni namot od sekundarnoga već i pojedine slojeve i dijelove primarnog namota. Zato ona mora sasvim prodrijeti u primarni namot i ispuniti sve njegove šupljine. Tu se upotrebljavaju vrlo viskozne epoksidne smole, što je posebno prijeko potrebno pri zalijevanju transformatora za visoke napone.

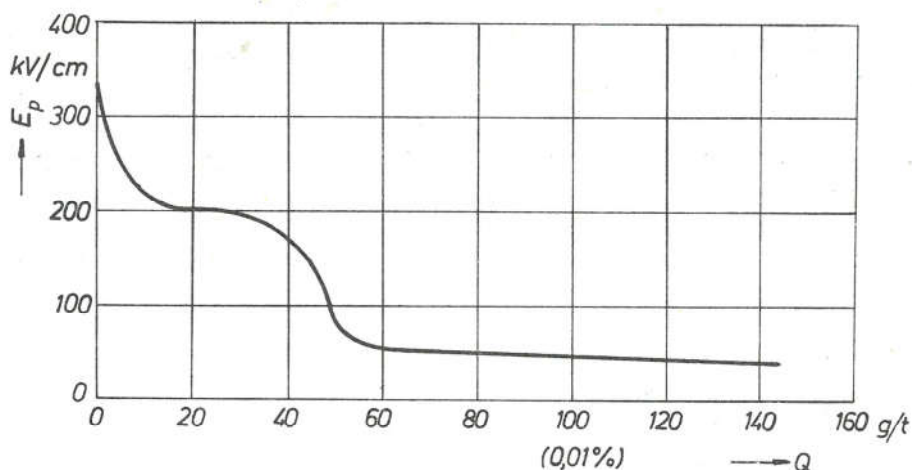
3.6.3 Papir impregniran uljem

Namoti mjernih transformatora za vrlo visoke nazivne napone izoliraju se gotovo redovito papirom impregniranim uljem. Upotrebljava se papir izrađen iz natronsko sulfatne celuloze, obično debljine od oko 0,05 mm, gustoće od 0,67 do 70 g/cm³, vrlo homogen i kemijski čist. On se impregnira transformatorskim uljem, kondenzatorskim uljem ili nezapaljivim sintetičkim tekućinama. Kombinacijom papira i ulja dobiva se sredstvo vrhunske dielektrične čvrstoće (sl. 3.21). Uzrok je tome, što papir razdvaja ulje u više tankih slojeva i time sprečava da se stvaraju kontinuirani lanci nečistoća u smjeru

električnog polja. Zbog toga je dielektrična čvrstoća kombinacije znatno veća od one koju pruža samo ulje. Dielektrična konstanta pri sobnoj temperaturi iznosi od 3,5 do 4,3, već prema gustoći papira, a poraste za nekoliko postotaka na temperaturi od 90°C. Faktor dielektričnih gubitaka pri 20°C je od 0,003 do 0,005.



Sl. 3.21. Dielektrična čvrstoća (1-minutna efektivna vrijednost) papira impregniranoga uljem ovisno o debljini papira



Sl. 3.22. Dielektrična čvrstoća transformatorskog ulja ovisno o sadržaju vode Q

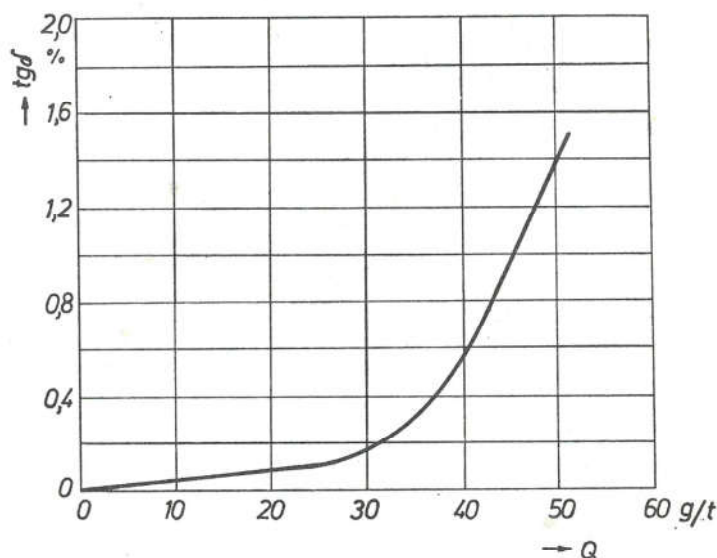
Iznijeti podaci o dielektričnoj čvrstoći i faktoru dielektričnih gubitaka vrijede za papir u ulju s neznatnim sadržajem vlage, međutim, već i mala vlažnost ulja i papira impregniranoga uljem mnogo smanjuju njihovu dielektričnu čvrstoću i povećavaju faktor dielektričnih gubitaka. Na sl. 3.22. pri-

kazana je dielektrična čvrstoća novoga transformatorskog ulja prosječne kvalitete ovisno o sadržaju vlage. Vidimo da već nekoliko grama vode na tonu ulja smanjuje njegovu dielektričnu čvrstoću od 300 na 200 kV/cm. Između 40 i 60 g vode po toni ulja naglo opada dielektrična čvrstoća. Dalji porast sadržaja vode, međutim, malo utječe, pa dielektrična čvrstoća ostaje praktički konstantna sve do 10% vode u ulju, što je najveći mogući postotak pri 20°C — i iznosi oko 30 kV/cm. Upotrebljavanjem i vlažnim uljima vrijednosti su još niže (oko 20 kV/cm).

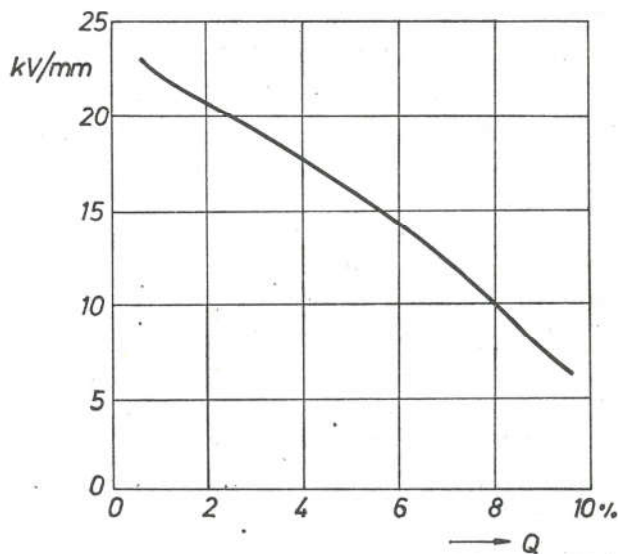
Vlaga u ulju znatno kvari i njegov faktor dielektričnih gubitaka, kako je to prikazano na sl. 3.23.

Slično tome ponaša se papir impregniran uljem. Njegova dielektrična čvrstoća i faktor dielektričnih gubitaka jako ovise o vlazi. Sl. 3.24. predložuje kako probojni napon papira impregniranoga uljem ovisi o sadržaju vlage.

Zbog nepovoljnog djelovanja vlage na izolacijska svojstva transformatora koji je izoliran papirom impregniranim uljem, mora se u završnoj fazi izrade, što je moguće bolje, osušiti njegova izolacija. Jednako je tako važno da se osigura kako tokom njegove dugogodišnje upotrebe vlaga ne bi prodrila u njegovu izolaciju. Postupak sušenja je dugotrajan, osobito kod mjernih transformatora za vrlo visoke napone, koji imaju debelu papirnu izolaciju. Provođi se tako da se transformator bez izolatora najprije jedan do dva dana suši u peći pri temperaturi od oko 80°C i atmosferskom pritisku (sl. 3.25). Zatim se montira izolator i nastavlja se sušiti postepeno smanjujući pritisak sve do npr. 0,1 mm Hg. Postupak u vakuumu traje tako dugo dok se ustali izolacijski otpor transformatora i faktor dielektričnih gubitaka. Nakon toga se transformator napuni već prije osušenim transformatorskim uljem i drži u vakuumu nekoliko dana. U toku sušenja nadzire se i količina kondenzirane vode. Papir od kojeg se izrađuje izolacija sadrži na početku sušenja i do 10% vode, pa u

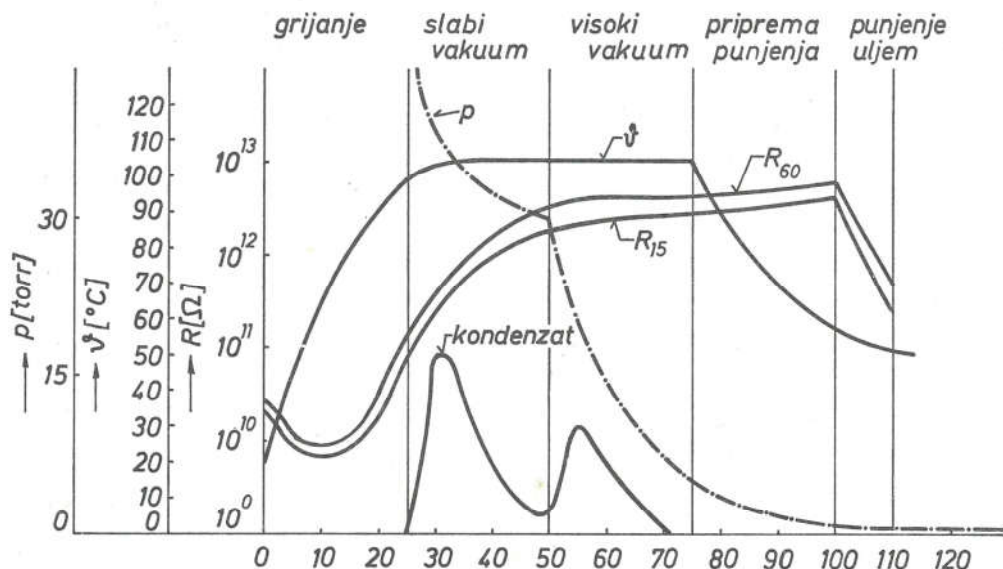


Sl. 3.23. Faktor dielektričnih gubitaka $\text{tg } \delta$ transformatorskog ulja pri 20°C ovisno o sadržaju vode Q



Sl. 3.24. Dielektrična čvrstoća (1-minutna efektivna vrijednost) papira impregniranoga uljem za debljine veće od 10 mm ovisno o sadržaju vode Q u postocima

transformatoru sa 100 kg papirne izolacije bude i do 10 kg vode. Nakon opisanog postupka sušenja smanjuje se sadržaj vode u papirnoj izolaciji na otprilike 0,3%, tako da u spomenutom primjeru ostaje u izolaciji još oko 0,3 kg vode.



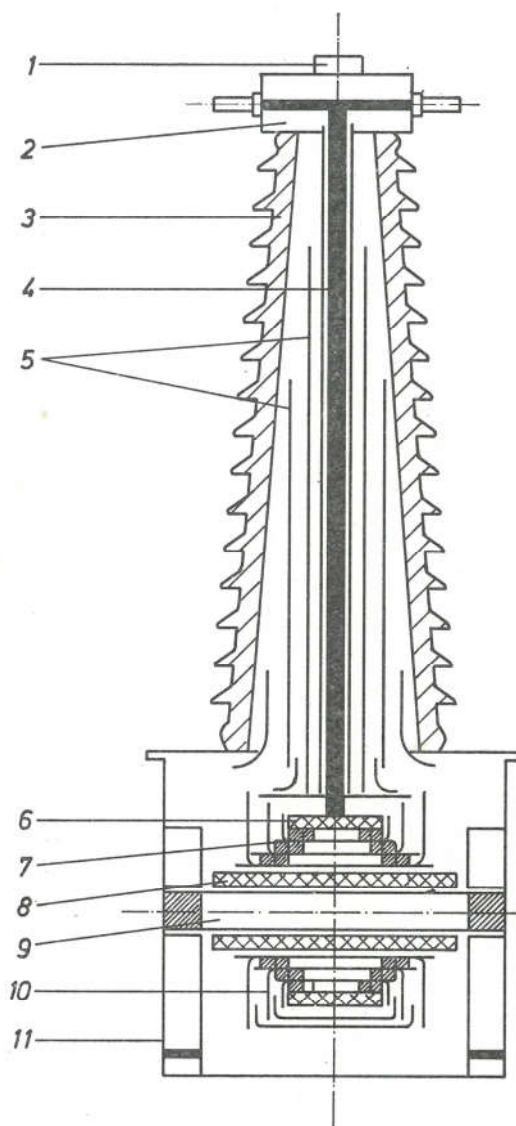
Sl. 3.25. Tok sušenja i impregniranja uljem mjernog transformatora za 110 kV (R_{15} i R_{60} su izolacijski otpori transformatora izmjereni U—I metodom 15, odnosno 60 s nakon uključivanja istosmjernog napona)

Da bi se u toku upotrebe mjernih transformatora spriječio prodor vlage u njihovu izolaciju, upotrebljavali su se u starijim izvedbama konzervatori slični onima kod energetskih transformatora. Takva rješenja nisu bila sasvim uspješna, i postotak je vlage u izolaciji postepeno rastao. Brojna su mjerenja i ispitivanja pokazala (lit. 3.25. i 3.26) da se najviše vlage prikuplja u papirnoj izolaciji, gdje nakon 5—20 godina, ovisno o konstrukciji i pogonskim uvjetima, dosegne iznos od nekoliko postotaka, pa čak i 10%. Ako se to na vrijeme ne uoči, može takva vlažnost izazvati proboj izolacije, osobito u onim izvedbama u kojima je ona škrtije dimenzionirana. Novije izvedbe malouljnih mjernih transformatora redovito su hermetički zatvorene, čime je onemogućen pristup vanjske vlage u unutrašnjost transformatora (odjeljak 5.4). Ipak, i u njih, zbog neispravne montaže ili naknadno oštećenog sistema brtvljenja, može prodrijeti vlaga, pa stoga valja povremeno provjeravati stanje njihove izolacije. To se obično provodi mjereći faktor dielektričnih gubitaka $\tan \delta$ u izolaciji transformatora ili, što je mnogo jednostavnije, mjereći otpor izolacije UI-metodom (lit. 3.27). Smatra se da uz faktor dielektričnih gubitaka lošiji od 3% pri 20°C treba transformatoru nanovo sušiti izolaciju. Faktoru gubitaka od 3% odgovara kod mjernih transformatora kojima je nazivni napon 110 kV otpor izolacije od otprilike 10 GΩ pri 20°C. Izolacijski otpor mjeri se deset minuta nakon uključivanja istosmjernog napona kako bi se izbjegao učinak polarizacije u izolaciji. Pri mjerenju potreban je osjetljivi ampermetar jer uz istosmjerni napon od 1 000 V i kritični izolacijski otpor od 10 GΩ teče kroz njega struja od samo 0,1 μA. Otpor se mjeri pri očišćenom i suhom izolatoru mjernog transformatora, kako bi klizne struje preko njegove povr-

šine što manje utjecale na rezultat jer se želi ustanoviti samo otpor unutrašnje izolacije. Također se mora pripaziti da izolacijski otpor mjernog sklopa, koji je paralelan mjerenom otporu, bude mnogo veći od mjerеног otpora (lit. 3.27).

Probojna čvrstoća papira impregniranog uljem mnogostruko je veća od klizne čvrstoće uzduž slojeva papira. Da bi se što bolje iskoristila visoka probojna čvrstoća papira, poželjno je da mu slojevi dobro slijede ekvipotencijalne površine električnog polja kako bi klizna naprezanja ostala u dopuštenim granicama. Tom zahtjevu najbolje odgovara izolacija od papirne bandaže, koja je u posljednjih 30 godina potisnula starije izvedbe s barijerama od tvrdog papira. Na sl. 3.26. starija je takva izvedba uljnoga strujnog transformatora u kojem barijere tvore cilindri i kape od tvrdog papira, slično kao u visokonaponskim energetskim transformatorima. U novijim izvedbama namot se tijesno bandažira uskim trakama papira, strojno ili ručno, slično kao pri izoliranju kabelâ. Zbog visoke probojne čvrstoće papira impregniranoga uljem i malih kliznih naprezanja koja se postižu tim načinom izoliranja, mogu se u ovakvim izvedbama bitno smanjiti izolacijski razmaci. Tome pridonose i vodljive obloge u bandaži, koje osiguravaju praktički jednoliko naprezanje cijele izolacije pri izmjeničnim i udarnim naponima (odjeljak 3.7.2). Vodljive se obloge rade od tankih metalnih traka ili metaliziranog papira i imaju rupice svakih nekoliko centimetara kako bi se olakšalo sušenje transformatora. Uz takav način izoliranja te upotrebu kvalitetnog mineralnog ulja i papira, dopušteno naprezanje izolacije pri ispitnom naponu iznosi:

$$E_d = \frac{13}{d^{0,55}} \text{ kV/mm} \quad (3.39)$$



Sl. 3.26. Starija izvedba uljnoga strujnog transformatora s papirnim barijerama
1 dehidrator, 2 konzervator, 3 porculanski izolator, 4 primarni dovodi, 5 izolacijski cilindri, 6 primarni namot, 7 izolacijski cilindri, 8 sekundarni namot, 9 magnetske jezgre, 10 izolacijske kape, 11 kotao

U izrazu je d debljina izolacije u milimetrima. Dopušteno je naprezanje uzeto znatno niže od probojne čvrstoće papira impregniranoga uljem da bi se osigurao pouzdan rad transformatora za dugi niz godina, u kojem nastaje starenje izolacije i eventualno manje prodiranje vlage.

3.6.4. Izolacijski plinovi

U novije vrijeme izrađuju se visokonaponski mjerni transformatori, osobito oni za tlačna oklopljena rasklopna postrojenja (odjeljak 5.5), u kojima su izolacija posebni plinovi pod pritiskom — sami ili u kombinaciji s drugim izolacijskim materijalima. Od takvih plinova zahtijeva se visoka dielektrična čvrstoća, velika kemijska stabilnost, svojstvo da ne kondenziraju u radnom području temperatura i pritiska, velika toplinska vodljivost, nezapaaljivost, dobro gašenje luka, neotrovnost i niska cijena.

Dielektrična čvrstoća plinova ovisi o pritisku, te polazeći od vakuuma najprije opada, poprima minimalnu vrijednost, a zatim se povećava s daljim porastom pritiska. Ta se pojava tumači time što se slobodni elektroni zbog djelovanja električnog polja giblju prema anodi i sudaraju s molekulama plinova. Pri tim sudarima, ovisno o kinetičkoj energiji elektrona, oslobađaju se novi elektroni iz molekula i time stvaraju ionizirane molekule plina. Događa se i da molekula plina zadrži elektron, ili mu se u sudaru samo smanji brzina. Iznad neke određene kritične srednje brzine elektrona, odnosno iznad stanovite njihove kritične kinetičke energije, prevladavat će sudari u kojima se oslobađaju novi elektroni, pa će s brojem sudara eksponencijalno rasti količina oslobođenih elektrona i iona, što će izazvati proboj u plinu. Pri većim pritiscima smanjuje se srednji put elektrona od sudara do sudara zbog manjeg razmaka među molekulama plina. Nije teško uvidjeti da je srednji put elektrona s_{sr} , slično kao i razmak među molekulama, praktički obrnuto razmjernan

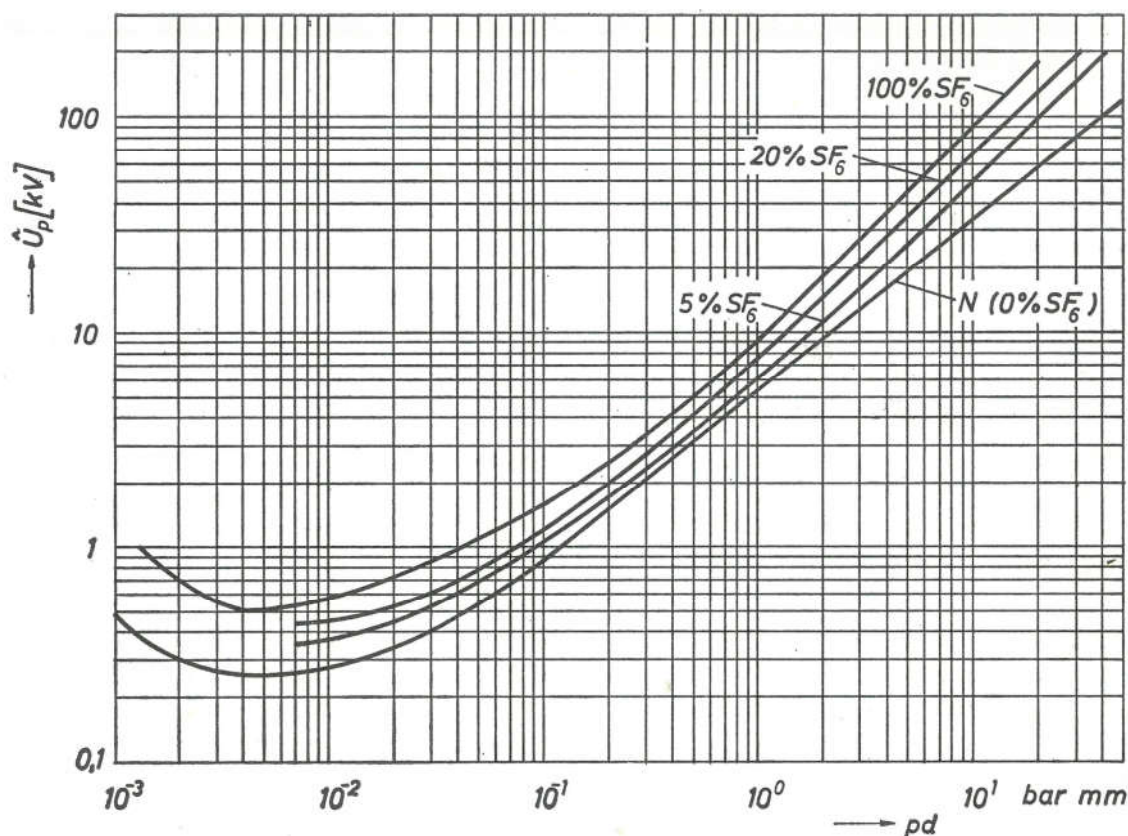
pritisku plina p , odnosno $s_{sr} = \frac{k}{p}$, gdje je k konstanta u određenim uvjetima.

Srednja kinetička energija elektrona W_e razmjerna je produktu njegova srednjeg puta i jakosti električnog polja E u plinu, pa je za postizanje kritične kinetičke energije W_{ek} potrebno to jače polje što je pritisak veći. Na osnovi toga se i objašnjava pojava da je dielektrična čvrstoća pri većim pritiscima praktički razmjerna pritisku u plinu. Porast dielektrične čvrstoće pri malim pritiscima tumači se time što zbog malog broja molekula velik dio elektrona prođe do anode bez sudara.

U homogenom polju jakost električnog polja pri probou iznosi: $E_p = U_p/d$, gdje je U_p probojni napon, a d razmak među elektrodama. Budući da je $W_{ek} = s_{sr} E_p = k U_p/pd$, dobivamo $U_p = W_{ek} pd/k$, dakle je preskočni napon funkcija umnoška pritiska i razmaka elektroda, što je poznati Paschenov zakon:

$$U_p = f(p d) \quad (3.40)$$

Na sl. 3.27. Paschenove su krivulje za dušik (N_2) i sumporni heksafluorid (SF_6), iz kojih se vidi da je drugome dielektrična čvrstoća znatno veća. Pri pritisku od jednog bara [$1 \text{ bar} = 10^5 \text{ N/m}^2 = 1,019 716 \text{ at}$ (tehnička atmosfere-



Sl. 3.27. Paschenove krivulje za dušik N_2 , sumporni heksafluorid SF_6 i smjese N_2-SF_6 s 5 i 20% volumnog udjela SF_6 pri $25^\circ C$ i frekvenciji od 50 Hz

$p_a = 1 \text{ kp/cm}^2 = 0,986\,923 \text{ atm}$ (normalna atmosfera = 760 torr = 760 mm Hg)] i razmaku od jednog centimetra probojni napon sumponog heksafluorida iznosi 89 kV, što je 2,8 puta više nego kod zraka, koji uz isti pritisak i temperaturu ima probojni napon od 32 kV. Kod pritiska od 2 at. dobiva se probojni napon od 180 kV, dakle 5,6 puta više nego u zraku pri jednoj atmosferi, što omogućuje da se tlačnim oklopljenim postrojenjima bitno smanje razmaci među dijelovima pod naponom.

I ostale osobine sumpornog heksafluorida odgovaraju zahtjevima koje smo u uvodu nabrojili, pa se on redovito upotrebljava kao izolacijski plin u tlačnim oklopljenim postrojenjima. Sumporni heksafluorid je bezbojni plin, bez mirisa i neotrovan, gustoće od $6,08 \text{ kg/m}^3$ pri $20^\circ C$ i 1 at. Kemijski je i pri visokim temperaturama vrlo stabilan, te se ne veže s metalima i sintetičkim materijalima. Vanjske putanje njegovih molekula nisu zasićene elektronima, pa preuzimaju elektrone iz okoline, što otežava nastanak elektronske lavine pri probouju, i otuda njegova visoka dielektrična čvrstoća.

Za umnoške pd veće od otprilike 30 bar mm sumporni heksafluorid odstupa od Paschenove krivulje. To se tumači djelovanjem fotoionizacije koja nastaje uz dovoljno snažno polje velikog broja elektrona oslobođenih udarnom ionizacijom (više od 10^8 elektrona). Fotoionizacijom oslobađaju se novi elek-

troni i time pospješuje pojava korone i proboja u plinu, osobito u nehomogenim poljima. Primjer su za to probojni naponi između okruglog štapa i ravne ploče ovisno o faktoru iskorištenja polja η , a za različite pritiske sumpornog heksafluorida (sl. 3.28), gdje faktor η znači:

$$\eta = \frac{U}{E_{\max} a} = \frac{E_{\text{hom}}}{E_{\max}} \quad (3.41)$$

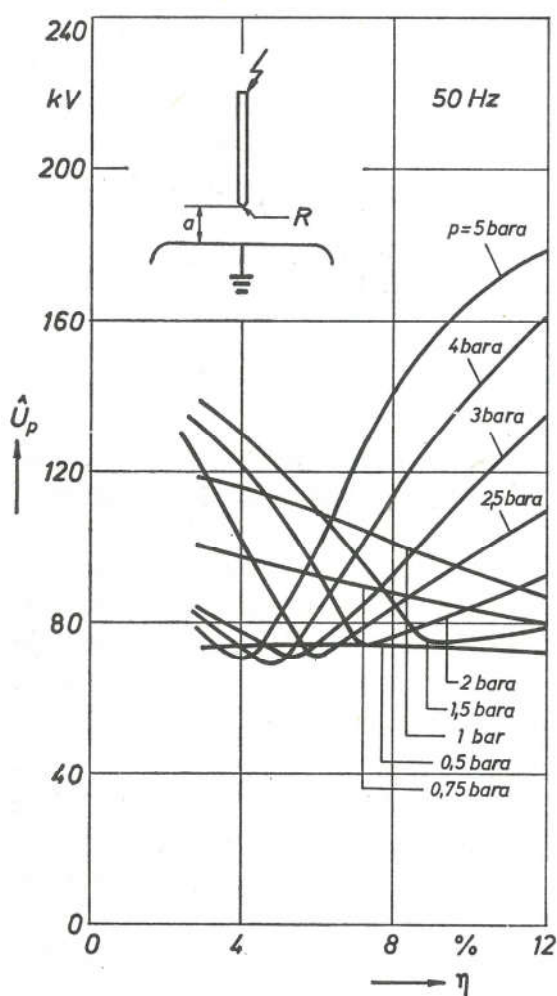
Tu je U napon i a razmak između elektroda, a $E_{\max}$ je najveća jakost polja, koja je zbog nehomogenosti veća od jakosti polja $E_{\text{hom}} = U/a$ u homogenom polju s jednakim razmakom elektroda.

Različiti iznosi faktora η postignuti su u ovom primjeru mijenjajući zakrivljenost R na kraju štapa. Smanjuje li se faktor η pri stalnom pritisku, opada i probojni napon do nekoga minimalnog iznosa, a onda dalje raste. Posljedica takvih karakteristika je iznenađujuća pojava da pri stalnome pri-

ključenom naponu može nastati proboj ako se podigne, a ne smanji, pritisak plina. Tako u spomenutom primjeru nema proboja kad je uz $\eta = 4\%$ i pritisak od 0,75 bara priključen tjemeni napon od 80 kV. Međutim, proboj će nastati ako se podigne pritisak na otprilike 3 bara! Teorijska razmatranja i mjerenja pokazuju da najmanji probojni napon $U_{p \min}$, pri najnepovoljnijem faktoru η , praktički ovisi samo o razmaku između elektroda. Za frekvenciju od 50 Hz i razmak elektroda a (cm) od 0,3 do 20 cm približno vrijedi:

$$U_{p \min} = 30 \text{ kV} + 15,6 \text{ kV } a^{0,68} \quad (3.42)$$

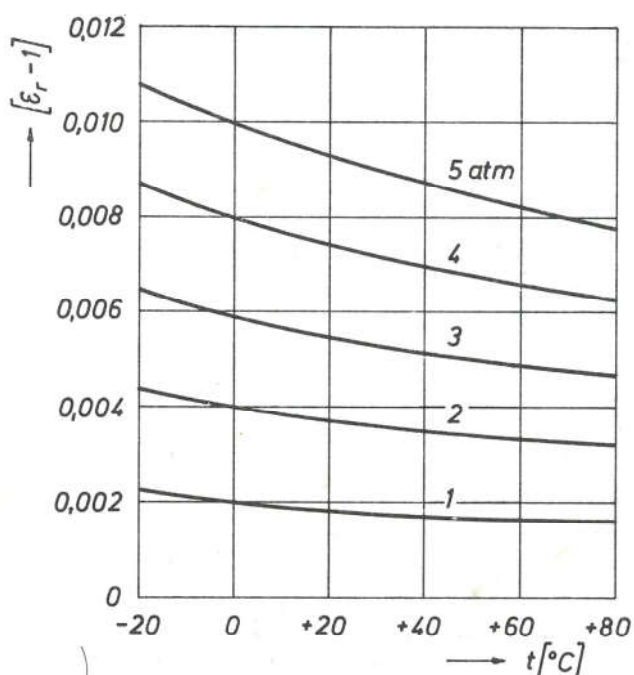
U oklopljenim tlačnim postrojenjima postiže se oblikovanjem elektroda dobar faktor iskorištenja polja η tako da je njihov probojni napon bitno veći od iznosa prema izrazu (3.42). Metalne čestice i oštećenja na površini elektroda nastala u toku izrade ili rada postrojenja, mogu znatno smanjiti probojni napon, pa na to valja paziti kad se dimenzionira razmak između elektroda. Čak i mala hrapavost površine elektroda iznad otprilike 30 bar mm može utjecati na probojni napon sumpornog heksafluorida. Time se tumače razlike u probojnim naponima koje su



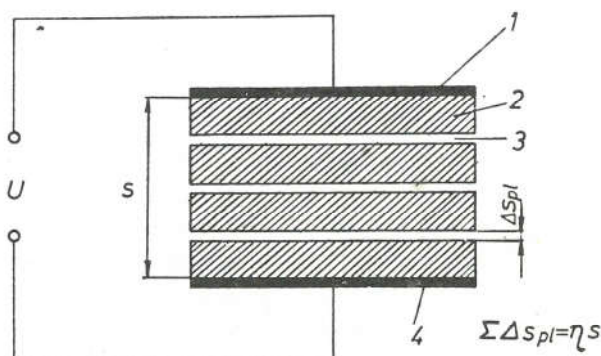
Sl. 3.28. Probojni napon (tjemena vrijednost) između štapa i ploča u sumpornom heksafluoridu ovisno o faktoru iskorištenja polja η pri razmaku $a = 25$ mm uz različite pritiske p

dobili pojedini autori ispitujući dielektričnu čvrstoću sumpornog heksafluorida za umnoške pritiska i razmaka veće od 30 bar mm (lit. 3.30).

U strujnim mjernim transformatorima sumporni heksafluorid služi kao izolacija između primarnog i sekundarnog namota. Time se dobivaju jednostavne i prikladne konstrukcije koje se upotrebljavaju i izvan oklopljenih tlačnih postrojenja (odjeljak 5.5). U naponskim transformatorima s kapacitivnim djelilom i pojačalom sumporni heksafluorid služi za izolaciju između elektroda visokonaponskog kondenzatora u djelilu (odjeljak 5.5. i 7. poglavlje). Kapacitet visokonaponskog kondenzatora, o kojem izravno ovisi prijenosni omjer kapacitivnog djelila, razmjernan je dielektričnoj konstanti sumpornog heksafluorida. Ta se konstanta malo mijenja u njegovu radnom području temperatura i pritiska, kako to prikazuje sl. 3.29. Osim toga, može se utjecaj promjene dielektrične konstante na kapacitet kondenzatora dobrim dijelom kompenzirati toplinskim rastezanjem elektroda.



Sl. 3.29. Promjene relativne dielektrične konstante ϵ_r sumpornog heksafluorida ovisno o temperaturi pri raznim pritiscima



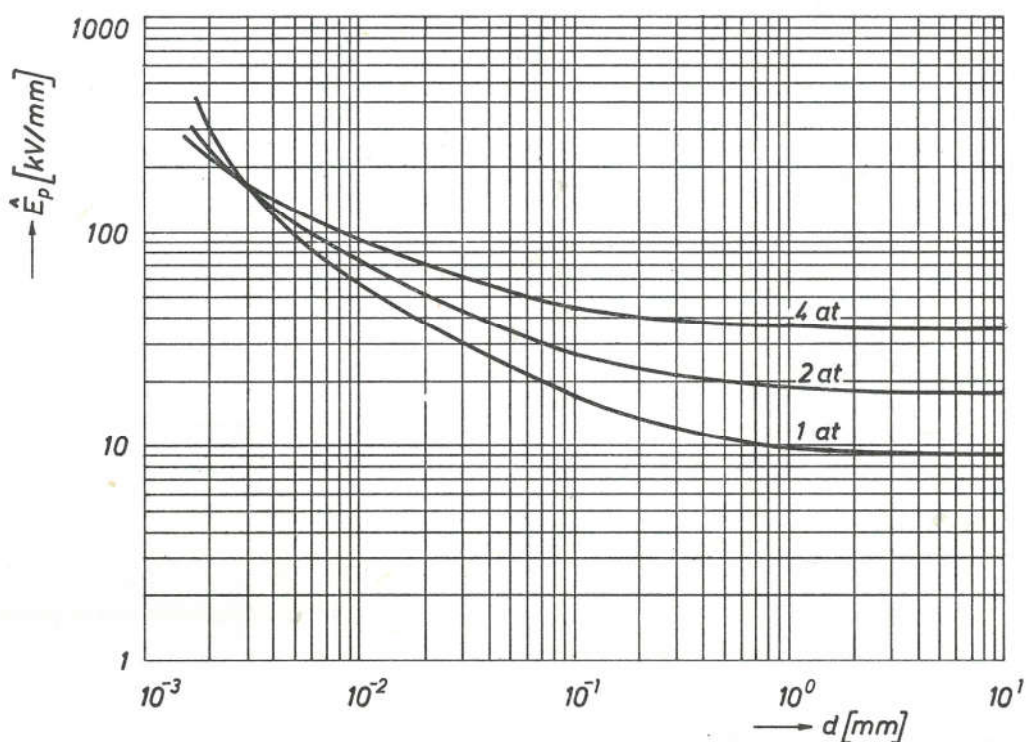
Sl. 3.30. Model kombinirane krute i plinovite izolacije

1 i 4 elektrode, 2 kruta izolacija, 3 plinovita izolacija ukupne debljine ηs

U induktivnim mjernim transformatorima za izolaciju između slojeva i namota služi sumporni heksafluorid u kombinaciji s krutim izolacijskim materijalima. Većinom su to folije od sintetičkih materijala, kao što su: polietilen, polipropilen, polikarbonat i drugo. Prema VDE 0345a njihova probojna čvrstoća pri debljini folije od 0,04 mm redom iznosi: 200, 300 i od 240 do 280 kV/mm, a relativna dielektrična konstanta pri 50 Hz: 2,2, 2,3 i 3. Prilike u slojnoj izolaciji od slojeva folija i izolacijskog plina možemo predočiti modelom prema sl. 3.30. Uz oznake na toj slici i uz pretpostavku da su krajevi elektroda dovoljno udaljeni, jakost će električnog polja u plinu biti:

$$E_{pl} = \frac{U}{s [\eta + (1 - \eta)/\epsilon_f]} \quad (3.43)$$

Tu je ϵ_f relativna dielektrična konstanta folije, a dielektrična konstanta plina jednaka je praktički jedinici. Ako između elektroda prevladava kruta izolacija ($\eta \ll 1$) bit će $E_{pl} \approx U \epsilon_f / s$, odnosno jakost polja u plinu je ϵ_f puta veća od jakosti polja pri homogenoj izolaciji među elektrodama. Dosegne li jakost električnog polja u plinu vrijednost probojne jakosti, nastaje tinjavo pražnjenje u plinu, koje štetno djeluje na životnu dob izolacije. Stoga, da bi se postigla mala debljina slojne izolacije, jednaka onoj kod papira impregniranoga uljem, gdje probojna jakost polja iznosi oko 100 kV/mm, mora debljina plinskih slojeva biti vrlo mala, kako to izlazi prema Paschenovu zakonu. Tako se probojna jakost u sumpornom heksafluoridu od 200 kV/mm postiže ako debljina plinskog sloja ne premaši oko 5 μm kod pritiska u plinu od 2 bara (sl. 3.31).



Sl. 3.31. Dielektrična čvrstoća sumpornog heksafluorida ovisno o debljini sloja za razne pritiske *

Izolirajući naponske transformatore sintetičkim folijama u sumpornom heksafluoridu, smanjuje se trajanje tehnološkog procesa jer ne treba dugo trajno sušiti izolaciju ni potpuno istisnuti zrak. Manje količine zraka u sumpornom heksafluoridu praktički ne smanjuju dielektričnu čvrstoću izolacije, a u papiru impregniranome uljem izazivaju pojavu parcijalnih izbijanja. Zamijeni li se ulje plinom, transformatoru se smanji težina, a nastane li kvar, nema opasnosti od požara. Nedostatak je niža granična temperatura sintetičke izolacije i njezino nabijanje statičkim elektricitetom, što može uzrokovati neugodne naponske udare i prikupljanje prašine na površini folija dok se izo-

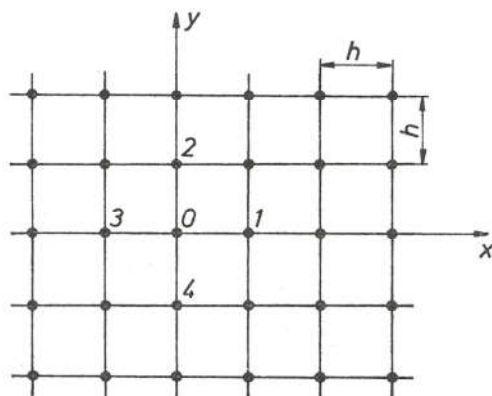
lacija namata. Neprilike zbog statičkog elektriciteta mogu se spriječiti prikladnim mjerama, pa izvedbe s ovakvom izolacijom, koje su danas u fazi naglog razvoja, u budućnosti će se, izgleda, još više upotrebljavati.

3.7. ODREĐIVANJE DIELEKTRIČNIH NAPREZANJA IZOLACIJE

Da bi se dielektrična čvrstoća izolacijskih materijala ugrađenih u mjerne transformatore mogla optimalno iskoristiti, valja poznavati jakost električnog polja koje u njima vlada uslijed djelovanja izmjeničnih i udarnih napona. Stoga je potrebno prikladnim metodama odrediti električno polje koje djeluje u mjernom transformatoru između njegovih dijelova pod naponom. Tu se primjenjuju analitičke i numeričke matematičke metode, te grafičke i eksperimentalne metode za određivanje električnog polja. One služe za analizu zadanog rasporeda namota i izolacije, ali i za njihovo oblikovanje i pronalaženje optimalnih rješenja.

3.7.1. Matematičke, grafičke i eksperimentalne metode određivanja električnog polja

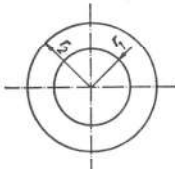
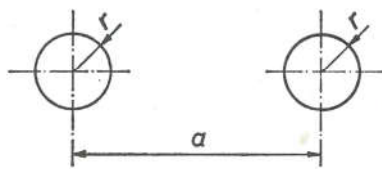
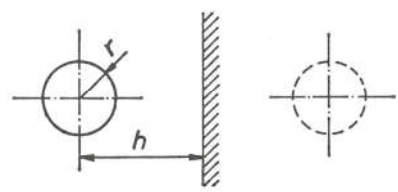
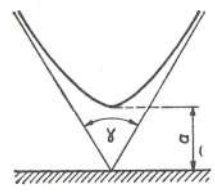
Električno se polje matematički izračunava uz pomoć parcijalnih diferencijalnih jednačbi s pridruženim odgovarajućim rubnim i početnim uvjetima, ili integralnih jednačbi. To su uglavnom diferencijalne jednačbe skalarnog potencijala: Laplaceova, Poissonova i Helmholtzova tipa, te integralne Fredholmove jednačbe prve i druge vrste (lit. 3.35. i 3.36). One se danas rješavaju *analitičkim* (egzaktnim) i *numeričkim* (aproksimativnim) metodama. Analitičke metode upotrebljavaju se u novije vrijeme samo još za elementarne slučajeve, kao što su oni u tabl. 3.6, a za složenu geometriju polja služe numeričke metode prilagođene mogućnostima digitalnih računala. Pri tome, uz izbor odgovarajuće veličine računala, praktički nema ograničenja s obzirom na oblik rubova elektroda, oblik graničnih ploha između materijala različitih svojstava, te nelinearnost i nehomogenost materijala. Postupci su potpuno razrađeni i velik je broj cjelovitih kompjutorskih programa za vrlo složene tehničke probleme na tom području (lit. 3.39—3.41). Ovdje ćemo prikazati samo ono najosnovnije o numeričkom rješavanju dvodimenzionalnih i osnosimetričnih polja pomoću diferencijalnih jednačbi, i to prema metodi poznatoj pod nazivom *metoda konačnih diferencija*. Tu se promatrano polje podijeli u konačne elemente (trokute, pravokutnike itd.). Na sl. 3.32. dvodimenzionalno linearno polje bez

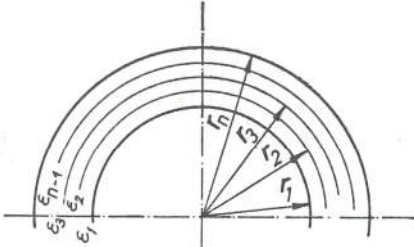
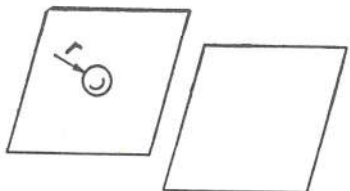
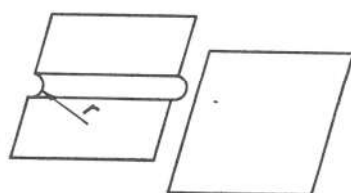
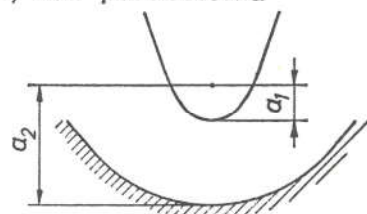
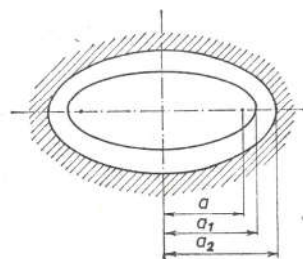


Sl. 3.32. Kvadratična mreža sa stranicom h i točkom 0 kojoj se potencijal određuje pomoću potencijala točaka 1, 2, 3 i 4

Tablica 3.6.

Maksimalna jakost električnog polja za neke jednostavne oblike elektroda

Oblik elektroda	Najveća jakost električnog polja
1. Višeslojna izolacija među dvjema paralelnim ravninama 	$E_{km} = \frac{U}{\varepsilon_k \left(\frac{a_1}{\varepsilon_1} + \frac{a_2}{\varepsilon_2} + \dots + \frac{a_k}{\varepsilon_k} + \dots + \frac{a_n}{\varepsilon_n} \right)}$ Za: $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = \dots = \varepsilon_n$ i $a_1 + a_2 + \dots + a_n = a$ $E = \frac{U}{a}$
2. a) Koaksijalni okrugli cilindri b) Koncentrične kugle 	a) $E_m = \frac{U}{r_1 \ln r_2/r_1}$ b) $E_m = \frac{U}{r_2 - r_1} \frac{r_2}{r_1}$
3. a) Dva usporedna valjka b) Dvije kugle 	a) $E_m = \frac{U}{a - 2r} \frac{p^2 - 1}{2p \ln p}$; $p = \frac{a}{2r} + \sqrt{\frac{a^2}{4r^2} - 1}$ $E_m \approx \frac{U}{2r \ln a/r}$ za $\frac{a}{r} \gg 1$ b) $E_m = \frac{U}{a - 2r} f$ $f \approx \frac{1}{4} \left[\frac{a}{r} - 1 + \sqrt{\left(\frac{a}{r} - 1\right)^2 + 8} \right]$
4. a) Valjak usporedan s ravninom b) Kugla i ravnina 	a) $E_m = \frac{U}{h - r} \frac{p^2 - 1}{2p \ln p}$; $p = \frac{h}{r} + \sqrt{\frac{h^2}{r^2} - 1}$ $E_m \approx \frac{U}{r \ln 2h/r}$ za $\frac{2h}{r} \gg 1$ b) $E_m = \frac{U}{h - r} f$ $f \approx \frac{1}{4} \left[\frac{2h}{r} - 1 + \sqrt{\left(\frac{2h}{r} - 1\right)^2 + 8} \right]$
5. a) Hiperbolička oštrica b) Hiperbolički šiljak 	a) $E_m = \frac{U}{a} \left/ \operatorname{tg} \frac{\gamma}{2} \operatorname{arc} \operatorname{ctg} \left(\operatorname{tg} \frac{\gamma}{2} \right) \right.$ b) $E_m = \frac{U}{a} \left/ \sin \frac{\gamma}{2} \operatorname{tg} \frac{\gamma}{2} \cdot \ln \left(\operatorname{ctg} \frac{\gamma}{4} \right) \right.$

Oblik elektroda	Najveća jakost električnog polja
6. Višeslojna izolacija između dva okrugla koaksijalna cilindra 	$E_{km} = \frac{U}{r_k \varepsilon_k \left[\frac{\ln r_2/r_1}{\varepsilon_1} + \frac{\ln r_3/r_2}{\varepsilon_2} + \dots + \frac{\ln r_n/r_{n-1}}{\varepsilon_{n-1}} \right]}$ $k = 1, 2, 3, \dots, n$
7. Polukugla na ravni 	$E_m \approx \frac{3U}{a}$ a — razmak između paralelnih ravnina
8. Poluvaljak na ravni 	$E_m \approx \frac{2U}{a}$ a — razmak između paralelnih ravnina
9. a) Dva parabolična cilindra b) dva paraboloida 	a) $E_m = \frac{U}{a_2 - a_1} \frac{1 + \sqrt{a_2/a_1}}{2}$ b) $E_m = \frac{U}{a_1 \ln a_2/a_1}$
10. a) Koaksijalni eliptični cilindri b) Konfokalni elipsoidi 	a) $E_m = \frac{U}{a \sqrt{(a_1/a)^2 - 1} (\text{Arch } a_2/a - \text{Arch } a_1/a)}$ b) $E_m = \frac{U}{a \left[\left(\frac{a_1}{a} \right)^2 - 1 \right] \ln \left[\frac{a_1/a + 1}{a_2/a + 1} \sqrt{\frac{(a_2/a)^2 - 1}{(a_1/a)^2 - 1}} \right]}$

slobodnih naboja podijeljeno je na kvadrate sa stranicom h . Potencijal φ u okolišu točke 0 izrazit ćemo Taylorovim redom, pa zanemare li se članovi reda većega od drugog, dobivamo potencijale φ_1 , φ_2 , φ_3 i φ_4 točaka 1, 2, 3 i 4:

$$\begin{aligned}\varphi_1 &= \varphi_0 + h \frac{\partial \varphi}{\partial x} + 0 + \frac{1}{2} \left(h \frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} + 0 + 0 \right) \\ \varphi_2 &= \varphi_0 + 0 + h \frac{\partial \varphi}{\partial y} + \frac{1}{2} \left(0 + 0 + h^2 \frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} \right) \\ \varphi_3 &= \varphi_0 - h \frac{\partial \varphi}{\partial x} + 0 + \frac{1}{2} \left(h^2 \frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} + 0 + 0 \right) \\ \varphi_4 &= \varphi_0 + 0 - h \frac{\partial \varphi}{\partial y} + \frac{1}{2} \left(0 + 0 + h^2 \frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} \right)\end{aligned}\tag{3.44}$$

Pošto se jednadžbe zbroje, izlazi:

$$\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4 = 4\varphi_0 + h^2 \left(\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} \right)\tag{3.45}$$

Za linearna polja bez slobodnih naboja vrijedi Laplaceova diferencijalna jednadžba:

$$\Delta \varphi = \frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial z^2} = 0\tag{3.46}$$

pa je drugi član na desnoj strani izraza (3.45) jednak nuli. Stoga vrijedi:

$$\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4 = 4\varphi_0 \quad \text{ili} \quad \varphi_0 = \frac{1}{4}(\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4)\tag{3.47}$$

Mogućnost upotrebe izraza (3.47) pokazat ćemo na sasvim jednostavnom primjeru, predložene na sl. 3.33. Tu je potrebno odrediti potencijale u točkama a , b , c i d između dva ugla sa zadanim potencijalima 100 i 0, a za točku e se pretpostavilo da je već u homogenom polju, tako da njezin potencijal iznosi 50. Tom pretpostavkom ograničen je prostor u kojem se računa polje, što je nuždan preduvjet pri njegovu numeričkom rješavanju. Zbog simetrije točke b i b' imaju jednak potencijal, pa upotrijebimo li izraz (3.47) za točku a , izlazi:

$$\varphi_b + 100 + 100 + \varphi_b = 4\varphi_a \quad \text{ili} \quad -2\varphi_a + \varphi_b + 100 = 0\tag{3.48}$$

Slično tome postupamo i za točke b, c i d , pa nastaju ukupno četiri jednačbe koje omogućuju da se izračunaju traženi potencijali $\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$ i φ_d :

$$\begin{aligned} -2\varphi_a + \varphi_b + 100 &= 0 \\ -4\varphi_b + \varphi_a + \varphi_c + 100 &= 0 \\ -4\varphi_c + \varphi_b + \varphi_d + 100 &= 0 \\ -4\varphi_d + \varphi_c + 100 + 50 &= 0 \end{aligned} \quad (3.49)$$

Riješivši jednačbe dobivamo:

$$\varphi_a = 78,9 \quad \varphi_b = 57,8 \quad \varphi_c = 52,3 \quad \varphi_d = 51,4$$

Točan iznos potencijala točke a određen egzaktnom analitičkom metodom iznosi 79,8, ili otprilike 1% više nego se dobiva prikazanim numeričkim postupkom. Da bi se postigla bolja točnost, valjalo bi rub promatranog prostora još dalje pomaknuti od uglova i prostor gušće podijeliti na više elemenata, što bi povećalo broj jednačbi. Tako u nekim praktičkim primjerima do upotrebljivog rješenja valja riješiti i do 10 000 jednačbi. Tad je prikladno primijeniti matrični račun, te polazeći od jednačbe (3.47) i rubnih uvjeta uspostaviti sustavnu jednačbu:

$$[A] \cdot [\varphi] = [B] \quad (3.50)$$

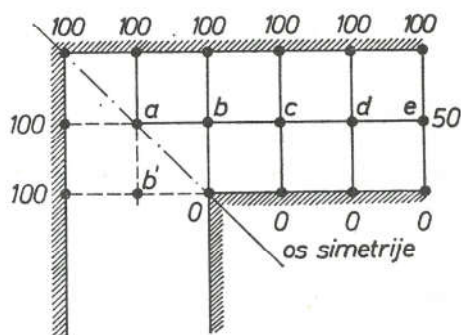
u kojoj su:

[A] pravokutna pojasna matrica koeficijenata potencijala u čvorištima mreže; u pojedinom retku te matrice može prema izrazu (3.47) biti najviše pet koeficijenata, pa je pri većem broju nepoznatih potencijala matrica uglavnom ispunjena nulama;

[φ] jednostupačna matrica nepoznatih potencijala $\varphi = (\varphi_1, \dots, \varphi_n)$;

[B] odgovarajuća jednostupačna matrica poznatih vrijednosti.

Kad se rješava sustavna jednačba (3.50), najčešće se primjenjuju iterativne metode, u kojima se za nepoznate potencijale najprije odaberu prikladne vrijednosti, a zatim uvrste u jednačbu (3.50). Račun se ponavlja sve dok razlike u rezultatima dviju susjednih iteracija postanu dovoljno male. Za primjer riješit ćemo iterativnom metodom jednačbe (3.49). U prvom koraku pretpostavimo da su potencijali točaka a, b, c i d na sl. 3.33. jednaki i da iznose 50. U drugom koraku uvrštavamo u jednačbe (3.49) pretpostavljene i poznate potencijale, kako je to prikazano u drugom stupcu tabl. 3.7. Slično tome postupamo u idućim koracima, pa su u tabl. 3.7. uneseni samo konačni rezultati. Vidimo da se rezultati petog i šestog koraka međusobno malo razlikuju, te nema praktične potrebe



Sl. 3.33. Primjer određivanja potencijala točaka a, b, c i d između dva ugla

Tablica 3.7.

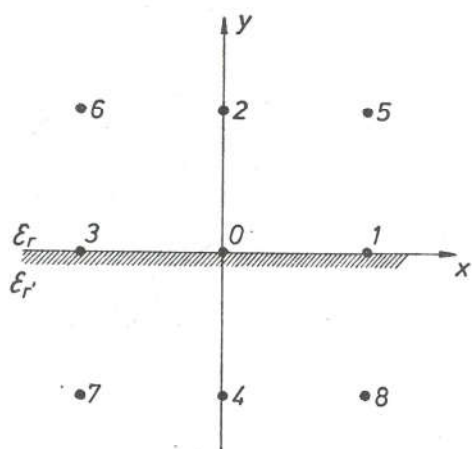
Rješavanje jednačbi (3.49) iterativnom metodom

	1. korak	2. korak	3. korak	4. korak	5. korak	6. korak
φ_a	50	$\frac{1}{2} (50 + 100) = 75$	78,13	78,71	78,83	78,86
φ_b	50	$\frac{1}{4} (75 + 50 + 100) = 56,25$	57,42	57,67	57,72	57,73
φ_c	50	$\frac{1}{4} (56,25 + 50 + 100) = 51,56$	51,95	52,04	52,06	52,06
φ_d	50	$\frac{1}{4} (51,56 + 100 + 50) = 50,39$	50,49	50,51	50,51	50,51

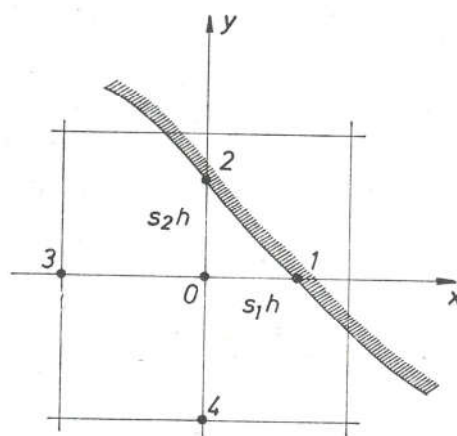
da se iteracija dalje nastavlja. Pri velikom broju nepoznatih potencijala račun je mnogo opsežniji, i zbog brojnijih jednačbi i zbog većeg broja potrebnih iteracijskih koraka. Pravilnim izborom početnih vrijednosti nepoznatih potencijala, redoslijedom kojim se pojedine jednačbe rješavaju i odgovarajućim postupkom iteracije može se bitno smanjiti vrijeme utrošeno na proračun. Ako je mnogo nepoznatih potencijala, obično je najpogodnije pretpostaviti da su njihove početne vrijednosti jednake nuli, osim u točkama na rubnoj krivulji. Broj iteracija može se npr. smanjiti metodom sukcesivne nadrelaksacije ili tzv. Liebmannovom ekstrapolacijom. Između potencijala $\varphi_s^{(n+1)}$ neke točke određenoga tom metodom u $(n+1)$ -oj iteraciji i potencijala φ^n i $\varphi^{(n+1)}$ ustanovljenih dosad opisanim postupkom, vlada odnos:

$$\varphi_s^{(n+1)} = \varphi^{(n)} + \omega [\varphi^{(n+1)} - \varphi^{(n)}] \quad (3.51)$$

Tu je ω faktor nadrelaksacije koji je uveden radi ubrzanja postupka konvergencije. Prikladne vrijednosti tog faktora su od 1 do 2.



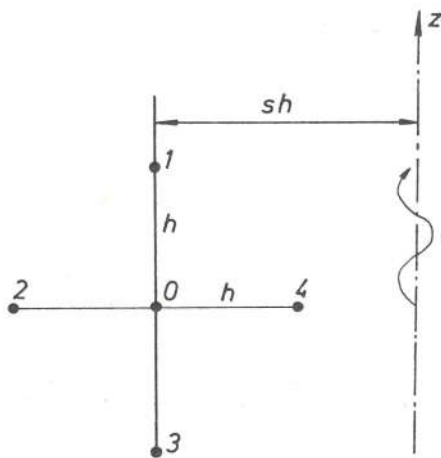
Sl. 3.34. Kvadratična mreža na granici dvaju različitih dielektrika



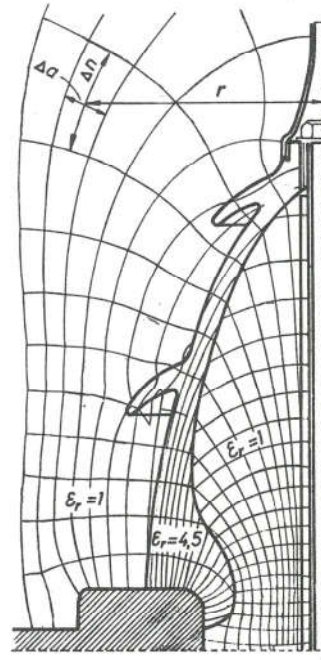
Sl. 3.35. Rubno područje u kvadratičnoj mreži

Opisani postupak da se primijeniti i na polja s različitim dielektricima. Tad se traženi potencijal točke 0 (sl. 3.34) može npr. odrediti na osnovi potencijala točaka 1 i 3, koje leže na graničnom sloju, te potencijala točaka 2 i 4, koje su u sredstvu s relativnom dielektričnom konstantom ε_r , odnosno ε_r' :

$$\varphi_0 = \frac{1}{4} \left[\varphi_1 + \varphi_2 + \frac{2}{1 + \varepsilon_r' / \varepsilon_r} \left(\varphi_2 + \frac{\varepsilon_r'}{\varepsilon_r} \varphi_4 \right) \right] \quad (3.52)$$



Sl. 3.36. Kvadratična mreža u osno simetričnom polju



Sl. 3.37. Grafičko rješavanje osno simetričnog polja (s različitim dielektricima)

Slično tome moguće je potencijal točke 0 naći polazeći od potencijala točaka 5, 6, 7 i 8:

$$\varphi_0 = \frac{1}{2(1 + \varepsilon_r' / \varepsilon_r)} \left[\varphi_5 + \varphi_6 + \frac{\varepsilon_r'}{\varepsilon_r} (\varphi_7 + \varphi_8) \right] \quad (3.53)$$

Ako se rubovi elektroda ne poklapaju s odabranom mrežom, kao npr. na sl. 3.35, upotrebljava se izraz:

$$\varphi_0 = \frac{\frac{1}{s_1 + 1} \left(\frac{\varphi_1}{s_1} + \varphi_3 \right) + \frac{1}{s_2 + 1} \left(\frac{\varphi_2}{s_2} + \varphi_4 \right)}{\frac{1}{s_1} + \frac{1}{s_2}} \quad (3.54)$$

Pri tome su s_1 i s_2 relativne udaljenosti rubnih točaka 1 i 2. U praksi se često susreću osno simetrična električna polja. Tad se potencijal točke 0 (sl. 3.36) određuje na osnovi potencijala točaka 1, 2, 3 i 4 uz pomoć izraza:

$$\varphi_0 = \frac{1}{4} \left[\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4 + \frac{\varphi_2 - \varphi_4}{2s} \right] \quad (3.55)$$

Tu je s relativni polumjer točke O . Slično tome dobivaju se potencijali točaka na granici sredstava s različitom dielektričnom konstantom i na rubovima elektroda koje se ne poklapaju s odabranom mrežom (lit. 3.37).

Osim opisane metode česta je i *metoda konačnih elemenata* u kojoj se promatrano polje dijeli na konačne elemente različitih veličina, ovisno o očekivanoj slici polja. Veličine se elemenata tako odabiru da očekivana promjena jakosti polja u pojedinom elementu bude zanemariva, pa su elementi na mjestima gdje se jakost polja malo mijenja veći od onih gdje su te promjene znatnije. Time se prilično smanjuje broj jednadžbi koje valja riješiti.

Grafičke i eksperimentalne metode također su prikladne za rješavanje električnog polja pri vrlo složenome geometrijskom rasporedu. One se i danas korisno primjenjuju premda su ih znatno potisnule opisane numeričke metode. Kod grafičkih metoda konstruira se sustav silnica i ekvipotencijalnih linija tako da se one svugdje sijeku pod pravim kutom, te da su silnice okomite na konturu vodiča. Za razliku napona između svih susjednih ekvipotencijalnih linija uzima se da je konstantna, a jednako tako i električni tok među svim susjednim silnicama. Iz toga, uz oznake prema sl. 3.37, izlazi uvjet za osno simetrično polje:

$$\frac{\Delta n}{\Delta a} = k r \varepsilon_r \quad (3.56)$$

Pri tome je Δn srednja razlika ekvipotencijalnih linija, a Δa srednja razlika silnica u promatranom četverokutu, zatim je k konstanta, r polumjer središta promatranog četverokuta i ε_r relativna dielektrična konstanta. Osim toga, na graničnoj plohi dvaju dielektričnih sredstava vrijedit će zakon loma za linije gustoće električnog toka $\mathbf{D}$:

$$\frac{\operatorname{tg} \alpha_1}{\operatorname{tg} \alpha_2} = \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2} \quad (3.57)$$

Tu su α_1 i α_2 kutovi što ih sa smjerom normale na graničnu plohu čine smjerovi vektora $\mathbf{D}$, a ε_1 i ε_2 su dielektrične konstante pripadnih dielektričnih sredstava. U dvodimenzionalnom polju pojednostavnjuje se izraz (3.56) i postaje: $\Delta a / \Delta n = k \varepsilon_r$, a u dvodimenzionalnom polju s jednom dielektričnom konstantom bit će $\Delta a / \Delta n = k$.

Pri konstruiranju sustava silnica i ekvipotencijalnih linija primjenjuju se različite metode koje znatno ubrzavaju dobivanje vjerne slike polja (lit. 3.43. i 3.44).

Električno polje određuje se i brojnim eksperimentalnim metodama, kao što su: metoda elektrolitske kade, mreže otpora, otpornog papira i druge (lit. 3.44—3.47). Najpoznatija je metoda elektrolitske kade, koja je upotrebijiva kod vrlo složenih geometrijskih oblika i različitih dielektričnih konstanti, a osniva se na analogiji elektrostatskog i strujnog polja. Model se uranja u elektrolitsku kadu, a zatim se sondom spojenom u dijagonali izmjeničnoga Wheatstoneova mosta traže točke jednaka potencijala i preko prikladnog prijenosa odmah ubilježavaju u nacrt modela. Različite dielektrične konstante simuliraju se nejednakom dubinom elektrolita, a osno simetrična polja nagibom dna posude. Uz prikladnu izvedbu kupke i modela mogu se pogreške mjerenja svesti čak na manje od 0,2% (lit. 3.47).

3.7.2. Mjere kojima se ujednačavaju dielektrična naprezanja izolacije

Radi što boljeg iskorištenja izolacije, a stoga i smanjenja njezina volumena, poželjno je da joj dielektrična naprezanja budu podjednaka po cijelome njezinu volumenu. Naime, teži se za tim da ne bude dijelova izolacije koji su ili previše ili premalo napregnuti. Tom je zahtjevu lakše udovoljiti kod mjernih transformatora za niske nego kod onih za visoke napone. Pokazat ćemo to na primjeru štapnoga provodnog strujnog transformatora prema sl. 3.38. Kad su naponi niski, nije potrebna debela izolacija između štapnog vodiča, kroz koji teče primarna struja, i sekundarnog namota omotanoga oko prstenaste jezgre. Prema izrazu 2.b u tabl. 3.6. najveća jakost električnog polja u dijelu izolacije koji obuhvaća sekundarni namot iznosi: $E_{\max} = U/r_1 \ln r_2/r_1$. Ako je debljina izolacije d mala naprama polumjeru štapnog vodiča r_1 , bit će: $\ln r_2/r_1 = \ln (r_1 + d)/r_1 = \ln (1 + d/r_1) \approx d/r_1$, pa je maksimalna jakost polja $E_{\max} \approx U/d$, dakle jednako kao i u homogenom polju između pločastih elektroda s razmakom d . Nehomogenost se polja povećava s porastom debljine izolacije jer su jakosti polja E_{r1} i E_{r2} na unutrašnjem i vanjskom polumjeru r_1 i r_2 obrnuto razmjerne tim polumjerima ($E_{r1}/E_{r2} = r_2/r_1$). Slično kao i za kapacitivne provodnike može se i ovdje, kod debele izolacije, postići homogeno polje ako se umetnu vodljive kapacitivne obloge od metalnih folija ili metalizirana papira. Obloge su cilindrična oblika, a među njima su tanki slojevi izolacije jednake debljine Δr . Da bi izolacija između svih obloga bila jednako napregnuta, mora se ukupni napon na izolaciji jednoliko raspodijeliti po oblogama. To je moguće samo ako su jednaki kapaciteti između susjednih obloga, odnosno ako je konstantan umnožak duljine ℓ i polumjera r obloga: $r\ell = K$, gdje je K konstanta. Tad je kapacitet između dviju susjednih obloga $C_0 = 2\pi\epsilon\ell r/\Delta r = 2\pi\epsilon K/\Delta r$.

Konstantnim umnoškom $r\ell$ dobiva se homogeno polje između obloga iznosa: $E = U/d$, gdje je U napon između prve i posljednje obloge, a d ukupna debljina izolacije. Ostaje još da se ograniče i ujednače klizna naprezanja po površini izolacije. Uz konstantan umnožak $r\ell$ dobivamo najveće klizno naprezanje između posljednje i pretposljednje obloge jer se tu najmanje povećava duljina obloge. Ako sa ΔU označimo napon između susjednih obloga, a sa $\Delta \ell_2$ razliku duljina između posljednje i pretposljednje obloge, onda će njihovo srednje klizno naprezanje biti:

$$E_{kl} = \frac{2\Delta U}{\Delta \ell_2} = \frac{2U}{d} \frac{(r_1 + d)^2}{r_1 \ell_1} \quad (3.58)$$

Uz zadano klizno naprezanje E_{kl} postiže se najmanja duljina ℓ_1 prve obloge pri $r_1 = d$ ili $r_2 = 3r_1$. Tad ona iznosi:

$$\ell_{1\min} = \frac{8U}{E_{kl}} \quad (3.59)$$

Razmotrimo još kako raste volumen izolacije za štapni strujni transformator s kapacitivnim oblogama ovisno o nazivnom naponu. Uz konstantni umnožak $r\ell$ volumen je izolacije između obloga:

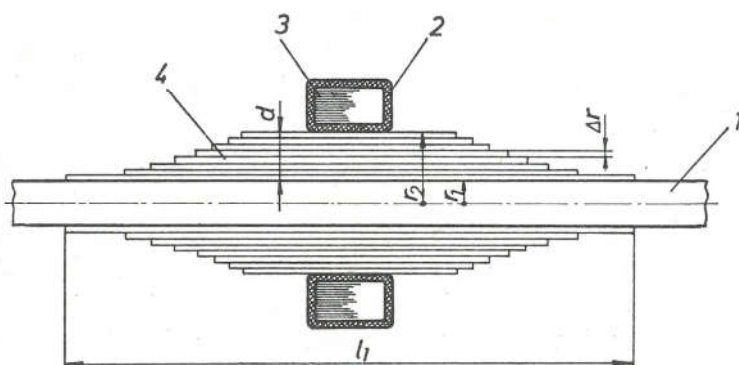
$$V_{iz} = 2\pi r_1 \ell_1 d \quad (3.60)$$

Ako je odabrano $r_1 = d$ i duljina ℓ_1 je određena prema izrazu (3.59), dobivamo:

$$V_{iz} = \frac{16 \pi U_n^3}{E_{kl} E_p^2} \quad (3.61)$$

Tu je $E_p = U_n/d$ probojno naprezanje izolacije pri nazivnom naponu. Vidimo da volumen izolacije uz konstantne E_p i E_{kl} raste čak s trećom potencijom nazivnog napona. I u mnogim drugim izvedbama strujnih i naponskih mjernih transformatora vladaju slični odnosi, tako da se općenito volumen izolacije mjernih transformatora vrlo naglo povećava s porastom nazivnog napona (sl. 2.39. u odjeljku 2.7).

Štapni strujni transformator s kapacitivnim oblogama, prikazan na sl. 3.38, rjeđe se susreće, pogotovo u visokonaponskim mrežama i postrojenjima. On je kao primjer odabran ponajviše zbog jednostavnog oblika na kojem se lakše može protumačiti djelovanje kapacitivnih obloga i provesti analiza ovisnosti volumena izolacije o nazivnom naponu. No kapacitivne obloge upotrebljavaju se radi ujednačivanja dielektričnih naprezanja izolacije u mnogim novijim izvedbama mjernih transformatora, osobito onih za visoke nazivne napone. Tako se one gotovo redovito ugrađuju u malouljne mjerne transformatore s izolacijom od papira impregniranoga uljem (odjeljak 3.6.3), gdje di-



Sl. 3.38. Štapni provodni strujni transformator s kapacitivnim oblogama
1 štapni primarni namot, 2 sekundarni namot, 3 prstenasta jezgra, 4 izolacija s kapacitivnim oblogama

jele izolaciju na slojeve debljine od nekoliko milimetara u kojima je praktički homogeno polje. Kad je jednaka debljina slojeva, potrebno je da kapaciteti između obloga budu jednaki kako bi se napon jednoliko raspodijelio po oblogama. To se postiže uz jednaku djelujuću površinu svih obloga od metalnih folija ili metalizirana papira. Na sl. 3.39. predložen je namot strujnog transformatora za 110 kV bandažiran uskom papirnom trakom. U bandaži su tri obloge od metalizirana papira, od kojih je obloga 1 na potencijalu zemlje, a obloga 3 na potencijalu primarnog namota. Između njih je obloga 2 koja je na polovici potencijala primarnog namota jer su jednaki njezini kapaciteti prema oblogama 1 i 2. Ta jednakost kapaciteta postignuta je time što su ujednačene djelujuće površine druge i treće obloge. Druga obloga ima manju djelujuću površinu od prve na prstenastom dijelu namota jer je namotana na manjem promjeru, ali je zato toliko veća njezina djelujuća po-

vršina oko izvoda. Na krajevima prve i druge obloge smješteni su prsteni koji smanjuju klizna naprezanja na površini izolacije. Slične kapacitivne obloge imaju transformatori prikazani na sl. 1.21, 5.22, 5.24, 5.25, 5.26, 5.27, 5.31. itd.

Unutrašnja i površinska naprezanja izolacije ujednačuju se osim pomoću kapacitivnih obloga još i oblikovanjem namota i jezgre, dodatnim elektrodama i na razne druge načine. Primjeri za to su izvedbe na sl. 5.12, 5.17, 5.33. itd.

Kapacitivne obloge i druga slična rješenja ujedno povećavaju otpornost namota prema udarnim naponima. Strmo čelo udarnog napona ne može protjerati struje kroz induktivitate transformatora, pa početnu raspodjelu uzduž namota određuju kapaciteti između pojedinih svitaka C_s i kapaciteti između svitaka i zemlje C_0 (sl. 3.40). Ako je transformatoru jedna stezaljka uzemljena, raspoređuje se udarni napon uzduž namota prema izrazu:

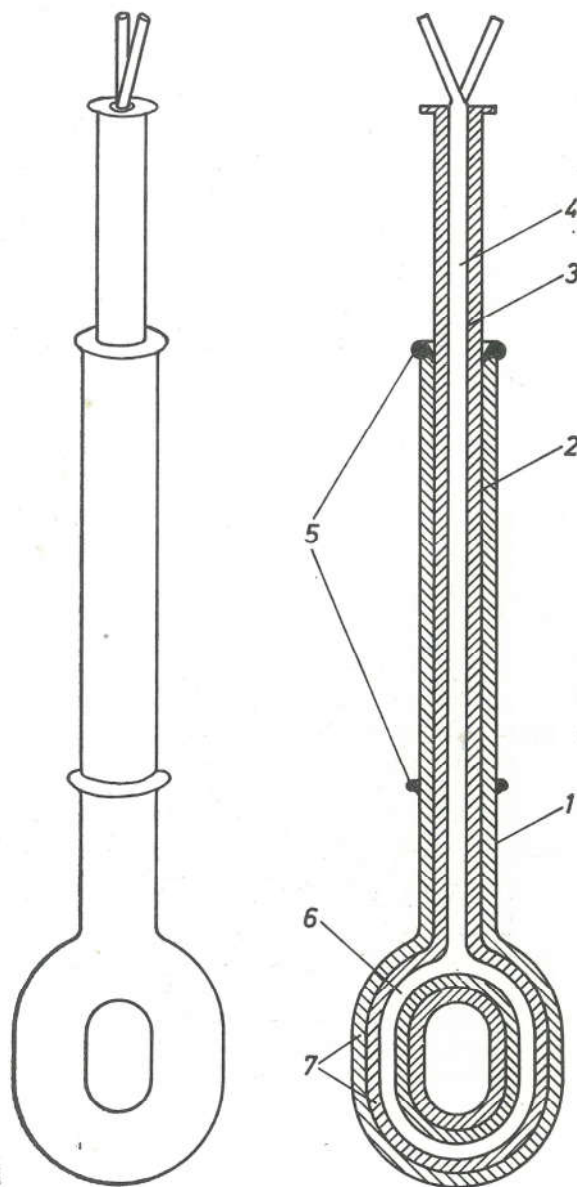
$$u = U_m \frac{\operatorname{sh} \alpha (1 - x/\ell)}{\operatorname{sh} \alpha} \quad (3.62)$$

Pri tome je U_m amplituda udarnog pravokutnog napona, ℓ je duljina namota, a α drugi korijen iz omjera C_0 i C_s :

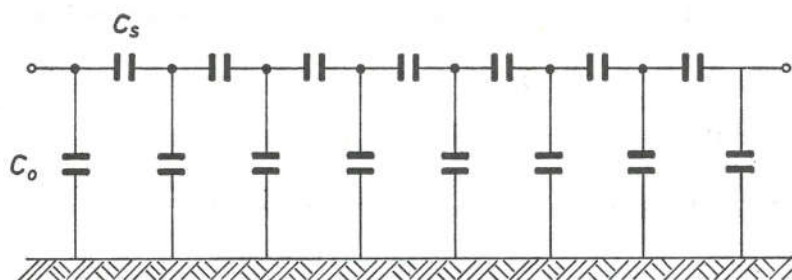
$$\alpha = \sqrt{\frac{C_0}{C_s}} \quad (3.63)$$

Kad je $\alpha = 0$, odnosno kad je neznatan kapacitet prema zemlji C_0 , udarni se napon jednoliko raspoređuje po namotu, a uz $C_0 > C_s$ veći dio napona preuzimaju ulazni zavoji i svici transformatora, kako se to zapaža iz sl. 3.41

Nakon čela vala prodire mu u namot hrbat, koji je položeni te lakše prolazi kroz induktivitet namota, pa tad i njih valja unijeti u nadomjesnu shemu

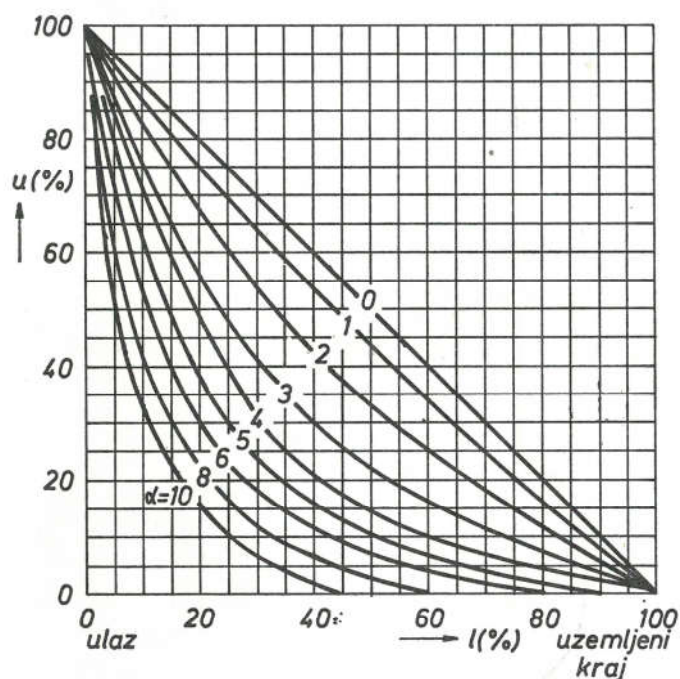


Sl. 3.39. Primarni namot malouljnoga strujnog transformatora za 110 kV s izolacijom od papirne bandaže i kapacitivnim oblogama: a) vanjski izgled; b) presjek
1, 2 i 3 kapacitivne obloge, 4 dovodi do primarnog namota, 5 prsteni na krajevima kapacitivnih obloga za poboljšanje raspodjele električnog polja, 6 primarni namot, 7 izolacija od uljem impregnirane papirne trake

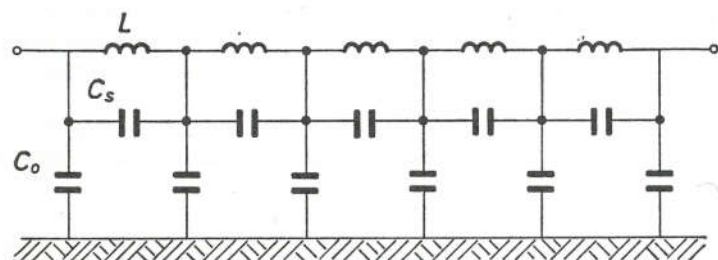


Sl. 3.40. Nadomjesna shema raspodjele kapaciteta između svitaka C_s i kapaciteta između svitaka i zemlje C_o .

(sl. 3.42). I uz takvu nadomjesnu shemu dobiva se linearna podjela napona po namotu ako je $\alpha = 0$, odnosno kad je neznatan kapacitet namota prema zemlji. U suprotnome nastaju titrajne struje između kapaciteta i induktiviteta namota i velike oscilacije napona u njegovim pojedinim točkama koje mogu oštetiti izolaciju. Ta se opasnost uklanja prikladnim dimenzioniranjem izolacije između zavoja i svitaka, a osobito smanjivši omjer C_o/C_s , što se postiže oblikovanjem namota, zaslonima, a pogotovo kapacitivnim oblogama. To sve omogućuje da novije izvedbe mjernih transformatora budu otporne na udarne napone, što se provjerava ispitivanjima koja su opisana u odjeljku 3.5.7.



Sl. 3.41. Početna raspodjela udarnog napona u namotu s jednim uzemljenim krajem za razne omjere α



Sl. 3.42. Nadomjesna shema raspodjele kapaciteta i induktiviteta u namotu transformatora

4. MAGNETSKE JEZGRE MJERNIH TRANSFORMATORA

Zahtjevi koji se postavljaju za magnetske jezgre strujnih i naponskih transformatora za mrežnu frekvenciju znatno se međusobno razlikuju. Kod strujnih transformatora struja magnetiziranja uzrokuje njihovu strujnu i faznu pogrešku, pa se ona mora dovoljno smanjiti dimenzionirajući jezgru i namot, te birajući materijal velike magnetske vodljivosti. Iz istog razloga uzimaju se i male indukcije u jezgri, što omogućuje da se upotrijebe magnetski materijali koji se zasićuju i pri nižim indukcijama. U naponskih transformatora struja magnetiziranja nema tako bitnu ulogu jer izaziva samo dio ukupne pogreške. Odnos između dijela pogreške uzrokovana strujom magnetiziranja i onoga koji je nastao zbog struje tereta otprilike je 1:3 u naponskim transformatorima klase 0,2 i 1:20 za klasu 1. Prema tome, udio struje magnetiziranja u ukupnoj pogrešci iznosi od 5 do 30%. Ostali, veći dio pogreške, uzrokuju padovi napona u djelatnom i rasipnom otporu namota zbog struje tereta. Stoga valja te otpore što više smanjiti, a to se postiže uz pomoć visoke indukcije u jezgri. Ako se indukcija povećava, broj zavoja u namotu bit će manji, a s kvadratom broja zavoja opadaju otpor i rasipni induktivitet namota. To je razlog da su za jezgru naponskih transformatora prikladni magnetski materijali sa što većom indukcijom zasićenja.

Rečeno vrijedi za mjerne transformatore koji se priključuju na energetsku mrežu. Međutim, bitno drukčiji odnosi vladaju u mjernih transformatora za srednje i visoke frekvencije, gdje osnovnu teškoću izazivaju gubici u jezgri jer se oni naglo povećavaju s porastom frekvencije.

Zbog tako različitih zahtjeva izrađuju se jezgre mjernih transformatora od raznih vrsta magnetskih materijala.

4.1. MATERIJALI ZA MAGNETSKU JEZGRU

Za magnetske jezgre mjernih transformatora upotrebljavaju se ovi magnetski materijali:

- a) toplo valjani silicijski željezni lim;
- b) hladno valjani silicijski željezni lim;
- c) nikleni željezni lim;
- d) praškaste kovinske i nekovinske (feritne) jezgre.

Toplo valjani limovi danas su rjeđi i uglavnom služe za naponske transformatore manje točnosti u području mrežne frekvencije (50 Hz). Umjesto njih upotrebljavaju se za jezgre naponskih transformatora većinom hladno valjani limovi. Od njih se izrađuju i jezgre strujnih transformatora, osim kod najboljih klasa točnosti i u području zvučnih frekvencija kad se odabiru nikleni željezni limovi. Praškaste jezgre uglavnom su namijenjene području visokih frekvencija.

4.1.1. Toplo valjani silicijski željezni limovi

Silicij mnogostruko utječe na osobine željeza, no najveće je praktično značenje porast specifičnoga električnog otpora, koji se od $0,1 \Omega\text{mm}^2/\text{m}$ za čisto željezo povećava na oko $0,65 \Omega\text{mm}^2/\text{m}$ za leguru s 5% silicija. Time se znatno smanjuju vrtložne struje, a stoga i gubici zbog izmjeničnog magnetiziranja. Nepoželjan je, međutim, utjecaj silicija na indukciju zasićenja željeza, koja od 2,16 T za tehnički čisto željezo linearno pada na oko 1,91 T za leguru s 5% silicija. Prisutnost silicija pomaže izlučivanju ugljika, kojega redovito u malim količinama ima u željezu i koji kvari njegova magnetska svojstva. S dodatkom silicija raste početna permeabilnost i strmina krivulje magnetiziranja u prvom dijelu, a smanjuje se koercitivna sila, pa stoga opadaju gubici zbog histereze. Do oko 4,5% silicija materijal se dobro obrađuje valjanjem u vrućem stanju. Danas najbolji toplo valjani visokolegirani limovi imaju gubitke od 0,8 do 0,9 W/kg pri indukciji od 1 T, a oko 2 W/kg pri indukciji od 1,5 T. Maksimalna relativna permeabilnost je od oko 15 000 do 20 000. Veći udio silicija čini materijal krhkim i sasvim neprikladnim za rezanje i isijecanje. Zato se lim s većim dodatkom silicija upotrebljava samo ondje gdje je potreban materijal s malim gubicima, tj. za transformatore i prigušnice, a za rotirajuće strojeve uzimaju se limovi s manjim postotkom silicija, koji se lakše režu i isijecaju pa se alati manje troše.

U jugoslavenskom standardu JUS C.K5.020-1955. (obnovljeno izdanje 1966. godine) vruće valjani silicijski željezni lim raspoređen je u jedanaest vrsta, kako je to prikazano u tabl. 4.1. Prvih šest, za koje je upotrijebljena oznaka MT, često se nazivaju transformatorskim limovima jer se od njih, zbog malih gubitaka, najčešće izrađuju transformatori. Drugih pet vrsta, s oznakom MD, naziva se dinamo-limovima i upotrebljavaju se većinom za rotirajuće električne strojeve. Brojke uz oznake MT i MD stostruka su vrijednost maksimalno dopuštenih gubitaka po kilogramu lima pri gustoći magnetskog toka od 1 T i frekvenciji od 50 Hz.

Na osnovi podataka iz tabl. 4.1. nacrtane su krivulje magnetiziranja za transformatorske limove (sl. 4.1). One prikazuju minimalne gustoće magnetskog toka prema standardu, a stvarne su vrijednosti redovito bolje, pa se pri proračunu pogrešaka treba služiti podacima dobavljača ili onima što su dobiveni mjerenjem.

4.1.2. Hladno valjani silicijski željezni limovi

Bitno bolje osobine od toplo valjanih imaju hladno valjani limovi. Oni se u posljednjim fazama izrade, od debljine otprilike 3 mm, hladno valjaju u jednom smjeru i stanjuju na konačnu debljinu. Nakon toga se podvrgavaju toplinskoj obradi uz oko 1200°C u atmosferi vodika, čime se postiže porast kristala i praktički se potpuno otklanja ugljik. Takvi su limovi, zbog složenijega tehnološkog postupka, nešto skuplji od toplo valjanih, ali zato imaju veću indukciju zasićenja, veću relativnu permeabilnost i manje gubitke, a uz to se lakše režu i isijecaju. Osim toga, njihova je površina vrlo glatka pa se s njima postiže bolji faktor slaganja. Tri su vrste hladno valjanog lima:

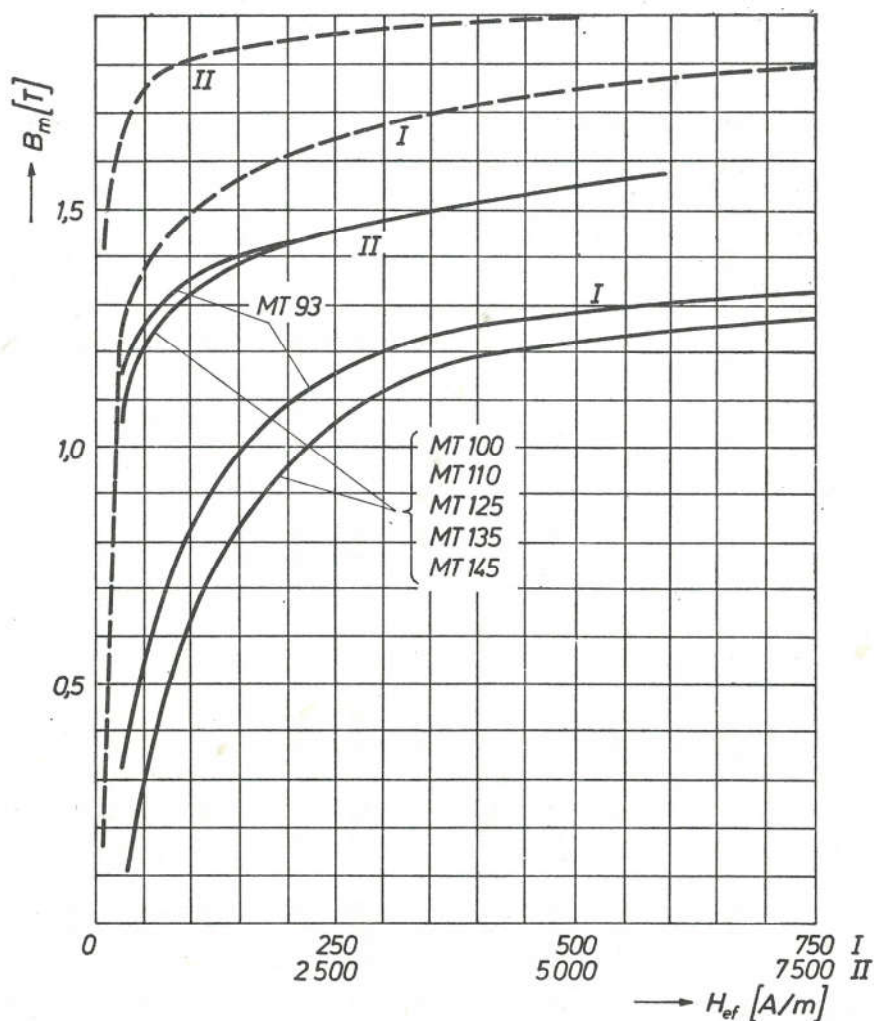
- hladno valjani lim s jednosmjernom teksturom;
- hladno valjani lim s kubičnom teksturom;
- hladno valjani lim bez teksture.

Tablica 4.1.

Silicijski željezni lim prema JUS C.K5.020—1955. (obnovljeno izdanje 1966.)

Oznaka vrste lima	Mjere		Gustoća kg/dm³	Maksimalni gubici p _w W/kg		Minimalna gustoća magnetskog toka B u T pri jakosti polja H u A/m												
	Debljina mm ± 10 % tolerancija	Ploče širina × mm × duljina mm × mm tolerancija ± 1 %		kod 1 T	kod 1,5 T	40	65	100	160	250	400	1 000	2 000	5 000	10 000	50 000	100 000	200 000
MT 93	0,35	750×1 500	7,55	0,93	2,40	0,45	0,67	0,86	1,02	1,15	1,25	1,36	1,43	1,55				
MT 100			7,55	1,00	2,60	0,20	0,41	0,66	0,87	1,05	1,20	1,34	1,43	1,55				
MT 110			7,60	1,10	2,80	0,20	0,41	0,66	0,87	1,05	1,20	1,34	1,43	1,55				
MT 125			7,60	1,25	3,10	0,20	0,41	0,66	0,87	1,05	1,20	1,34	1,43	1,55				
MT 135			7,60	1,35	3,40	0,20	0,41	0,66	0,87	1,05	1,20	1,34	1,43	1,55				
MT 145			7,60	1,45	3,70	0,20	0,41	0,66	0,87	1,05	1,20	1,34	1,43	1,55				
MD 170			7,65	1,70	4,30			0,86	1,03	1,17	1,17	1,34	1,45	1,57	1,70	2,01	2,09	2,22
MD 200	0,5	1 000×2 000	7,70	2,00	5,30			0,86	1,03	1,17	1,17	1,34	1,45	1,57	1,70	2,01	2,09	2,22
MD 240			7,75	2,40	6,80			0,92	1,10	1,22	1,22	1,39	1,50	1,63	1,75	2,08	2,17	2,30
MD 280			7,75	2,80	8,00			0,92	1,10	1,22	1,22	1,39	1,50	1,63	1,75	2,08	2,17	2,30
MD 700	1,00	1 000×2 000	7,75	do 7,00	do 16,00				0,92	1,10	1,22	1,39	1,50	1,63	1,75	2,08	2,17	2,30

Hladno valjani lim s jednosmjernom teksturom, poznat pod nazivom orijentirani magnetski lim, ima u smjeru valjanja znatno bolje magnetske osobine nego u drugim smjerovima. Gubici pri magnetskom toku u smjeru valjanja samo su oko 0,45 W/kg kod 1 T, 0,95 W/kg uz 1,5 T i 1,4 W/kg kod 1,7 T, a oni kod magnetskog toka okomitoga na smjer valjanja i do tri su puta veći. Krivulja magnetiziranja znatno je strmija nego kod toplo valjanog lima (sl. 4.1), koljeno se pojavljuje tek blizu indukcije zasićenja, a petlji histereze

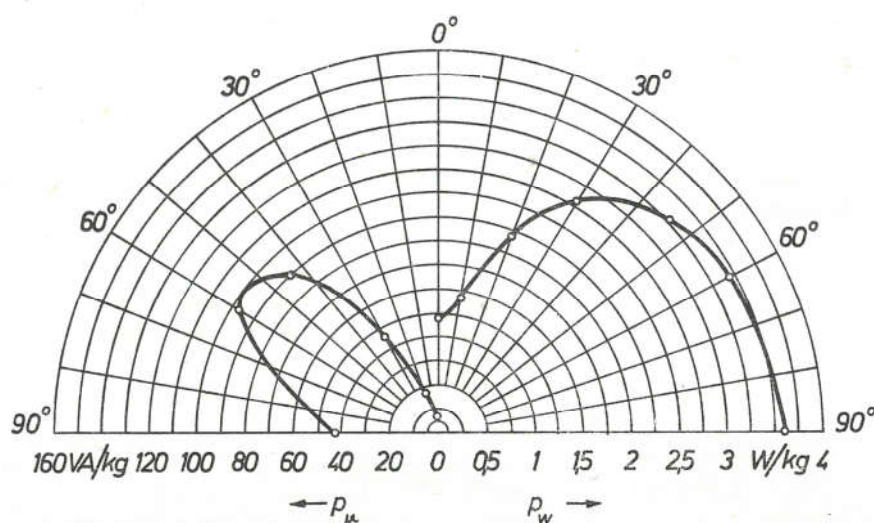


Sl. 4.1. Krivulje magnetiziranja dinamo-limova prema JUS C. K5.020—1955. i krivulja magnetiziranja orijentiranoga magnetskog lima (crtkano)

oblik je sličan pravokutniku. Početna relativna permeabilnost iznosi oko 3 000, a maksimalna od 30 000 do 60 000. Ti podaci vrijede samo za magnetski tok u smjeru valjanja, a u drugim smjerovima mnogo su lošiji, osobito pri kutu od oko 50° (sl. 4.2). Zbog takvih osobina orijentiranog lima valja transformatoru jezgru tako konstruirati da magnetski tok u njoj bude uvijek u smjeru valjanja lima (odjeljak 4.2).

Hladno valjani lim s kubičnom teksturom ima odlična svojstva u smjeru valjanja i okomito na taj smjer. Pri tome je indukcija zasićenja u smjeru valjanja čak veća nego kod lima s jednosmjernom teksturom, a u okomitom je smjeru podjednaka. Zasad se kubična tekstura postiže samo u tankih limova ne debljih od 0,2 mm, pa je njihova upotreba zbog cijene ograničena samo na transformatore za više frekvencije.

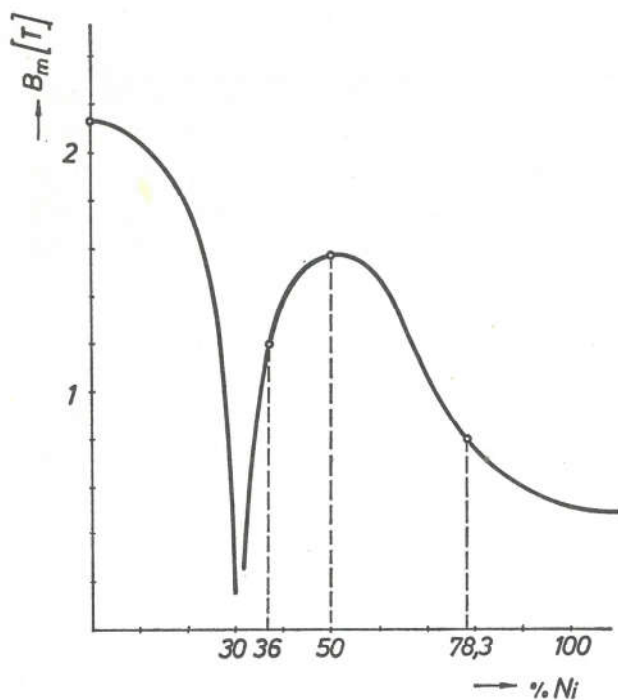
Hladno valjani lim bez texture, ili malo usmjereni hladno valjani lim, ne razlikuje se u magnetskim osobinama bitno od toplo valjanih limova. Prednost im je vrlo glatka površina pomoću koje se postiže odličan faktor slaganja — čak 0,98 u limova debljine 0,5 mm, te dobre osobine pri rezanju i isijecanju.



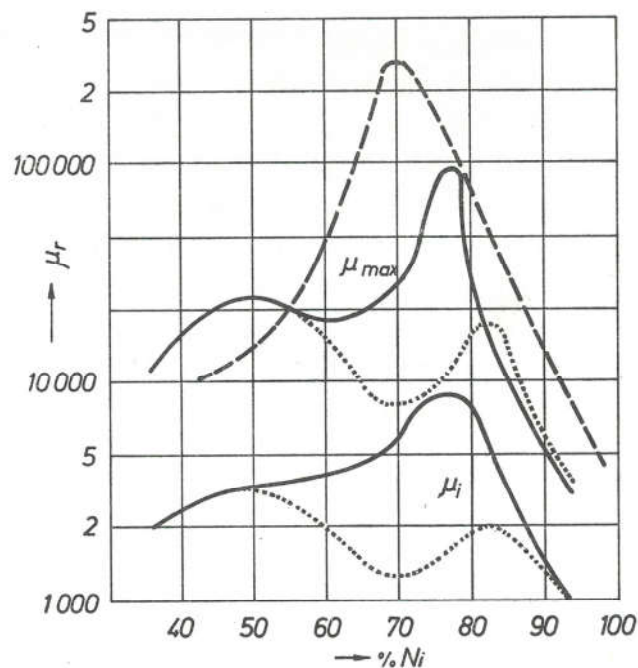
Sl. 4.2. Specifični gubici p_w i specifična jalova snaga p_{μ} za orijentirani magnetski lim pri 1,5 T i 50 Hz ovisno o kutu između smjera magnetskih silnica i smjera valjanja

4.1.3. Nikleni željezni lim

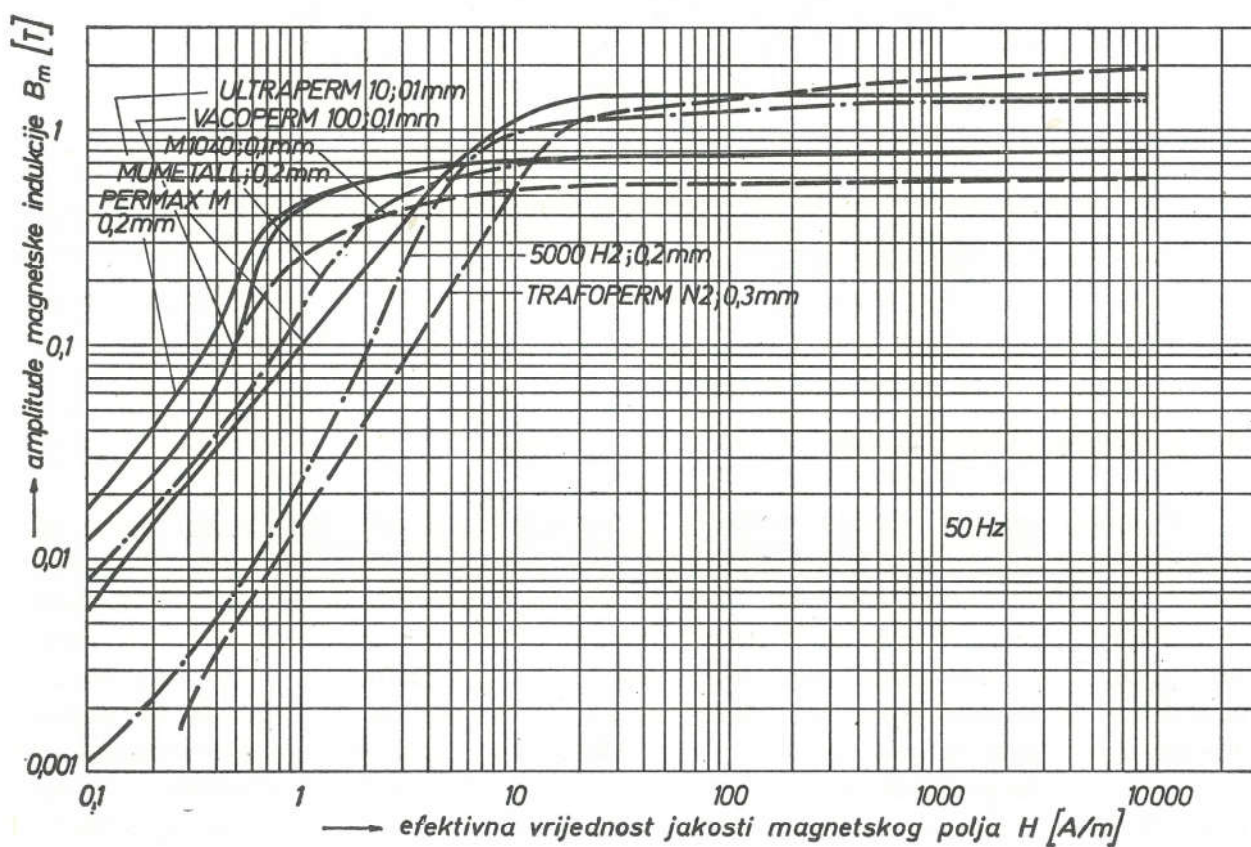
Pomoću toplo i hladno valjanih silicijskih željeznih limova ne može se dovoljno smanjiti struja magnetiziranja — koliko je to npr. potrebno kod vrlo točnih strujnih transformatora. Tad se uzimaju nikleni željezni limovi, koji se odlikuju vrlo velikom početnom i maksimalnom permeabilnosti i vrlo malim gubicima. Sam nikal ima nisku indukciju zasićenja (oko 0,6 T) i nizak specifični električni otpor (oko $0,1 \Omega \text{mm}^2/\text{m}$), što ne omogućuje da se neposredno upotrijebi u magnetske svrhe. Međutim, njegove legure sa željezom izvrsnih su magnetskih svojstava, osim što su im indukcije zasićenja niže nego čistom željezu (sl. 4.3). Uz 30% nikla postaje legura čak paramagnetična. U praksi su česte legure s 36, 50 i 78,5% Ni. Legure s 36% nikla imaju dobre magnetske osobine i, napose, visok specifični električni otpor (oko 0,8



Sl. 4.3. Indukcija zasićenja legura željeza i nikla ovisno o postotku nikla

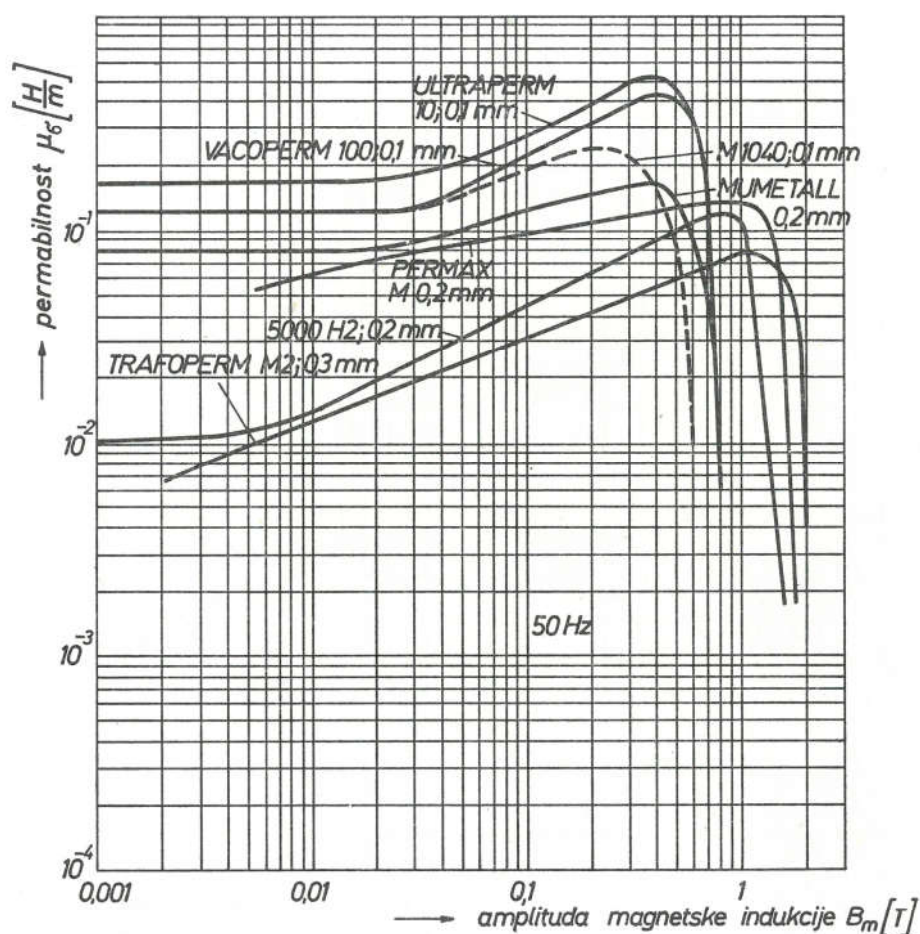


Sl. 4.4. Permeabilnost legura željeza i nikla ovisno o postotku nikla i postupku hlađenja
 — — — polagano hlađenje u magnetskom polju, ————— brzo hlađenje bez magnetskog polja, polagano hlađenje bez magnetskog polja

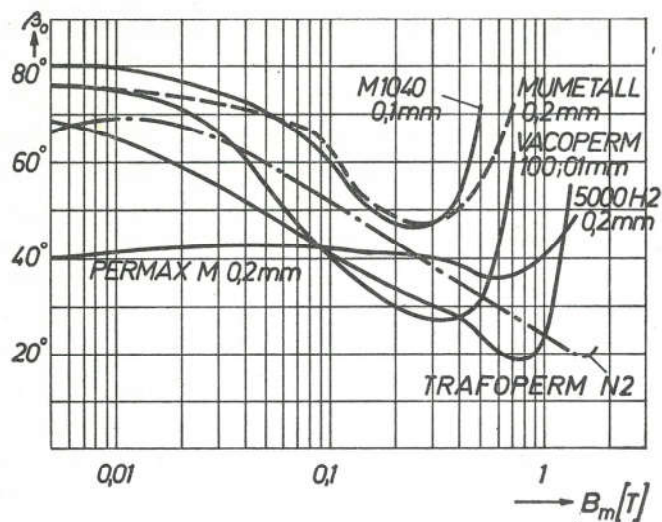


Sl. 4.5. Krivulje magnetiziranja: $B_m = f(H)$ nekih vrsta magnetskih limova u kolutnim jezgrama (Vacuum-schmelze, Hanau)

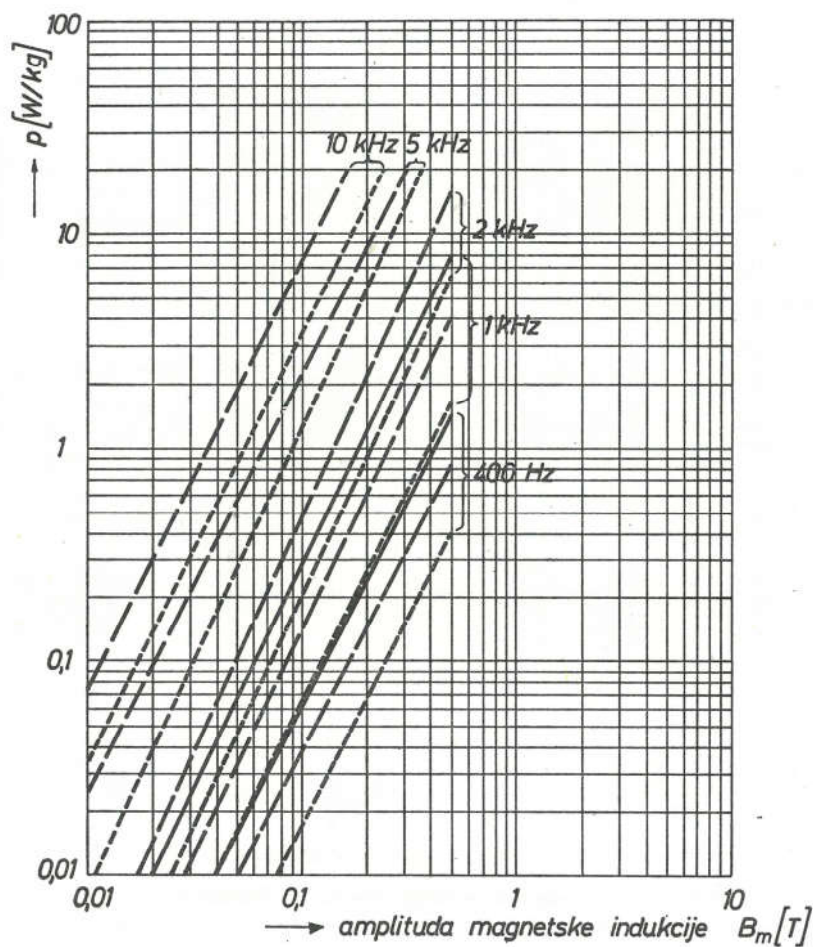
$\Omega\text{mm}^2/\text{m}$). Legurama s 50% nikla relativno je visoka indukcija zasićenja (oko 1,6 T) i nizak specifični otpor (oko $0,45 \Omega\text{mm}^2/\text{m}$), koji se ipak može povećati dodavajući minimalne količine bakra ili drugih komponenata. Legure sa 78,5% nikla imaju nisku indukciju zasićenja (oko 0,6 T) i vrlo nizak specifični električni otpor ($0,16 \Omega\text{mm}^2/\text{m}$). Te se legure mogu bitno poboljšati doda li im se još jedna komponenta. Obično je to Cr, Mo, Cu ili Mn. Početna i maksimalna permeabilnost legura željeza i nikla rastu kad se udio nikla poveća od 30 do 80%, a zatim padaju. Pri tome se na njihov iznos može bitno utjecati toplinskom obradom i postupkom hlađenja, što se vidi iz sl. 4.4. Postiže se početna relativna permeabilnost od 20 000 do nekoliko desetaka tisuća i maksimalna relativna permeabilnost veća od 100 000. Nikleni željezni limovi vrlo su osjetljivi na mehanička i toplinska opterećenja, pa pri njihovu slaganju valja paziti da se ne savijaju i mehanički naprežu. To je razlog da se oni obično ne dostavljaju u pločama ili trakama, nego već isječeni i toplinski obrađeni. Često se isporučuju već namotane i toplinski obrađene kolutne jezgre. Legure željeza i nikla poznate su pod raznim nazivima kao: mumetal, ultra-perm, permenorm, permaloj, supermaloj, vacoperm, permax itd. Karakteristike i svojstva dijela nabrojenih legura sadrže sl. 4.5, 4.6, 4.7. i 4.8. te tabl. 4.2, no osobine se pojedinih vrsta međusobno znatno razlikuju pa u konkretnim proračunima treba upotrebljavati podatke iz kataloga dobavljača.



Sl. 4.6. Permeabilnost $\mu_r = B_m/H$ nekih vrsta magnetskih limova u kolutnim jezgrama (Wacuumschmelze, Hanau)



Sl. 4.7. Fazni kut β_0 nekih vrsta magnetskih limova u kolutnim jezgrama (Vacuumschmelze, Hanau)



Sl. 4.8. Specifični gubici p_w kolutne jezgre od mumetala za frekvencije do 10 kHz (Vacuumschmelze, Hanau)

Tablica 4.2.

Svojstva magnetskih limova za jezgre mjernih transformatora¹

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
Sastav	Naziv	Debljina trake	Prosječna svojstva nakon normalne toplinske obrade za motane jezgre debljine trake prema stupcu 3							Curiejeva temperatura	Gustoća	Specifični električni otpor
		(mm)	Početna permeabilnost ²	Maksimalna permeabilnost	Koercitivna sila H_c	Indukcija zasićenja	Gubici kod 50Hz	Histerezna konstanta ³ $\frac{\eta_B}{10^{-6}}$ mT	Magnetostrikcija zasićenja $\times 10^6$	(°C)	(g/cm³)	(Ω mm²/m)
			μ_i	μ_{max}	(A/m)	(T)	(W/kg)					
Niklene željezne legure s 70–80% Ni	Mumetal	0,2	45 000	120 000	1,2	0,8	$p_s = 0,025$	0,2	1	400	8,6	0,55
	Vacoperm	0,1	75 000	250 000	0,8	0,78	$p_s = 0,015$	0,1	1	400	8,7	0,6
	M 1040	0,1	75 000	150 000	0,8	0,58	$p_s = 0,015$	0,1	1	270	8,7	0,6
	Ultraperm 10	0,05	130 000	300 000	0,4	0,78	$p_s = 0,01$	0,07	1	400	8,7	0,6
Niklene željezne legure s 50% Ni	Permenorm 5000 Z	0,1	pravokutna krivulja histerize	50 000	12	1,55	$p_{15} = 0,8$		+ 25	470	8,25	0,45
	Permenorm 5000 ZE	0,1		50 000	8	1,6	$p_{15} = 0,6$		+ 25	470	8,25	0,4
	Permax M	0,1	50 000	125 000	1,2	1,5	$p_{10} = 0,1$	45	+ 25	500	8,25	0,45
	Permenorm 5000 H2	0,2	6–120 000	60 000–80 000	4	1,55	$p_{10} = 0,25$	50	+ 25	470	8,25	0,45
Niklene željezne legure s 36% Ni	Permenorm 3601 K2	0,3	3 000	20 000	16	1,3	$p_{10} = 0,55$	3	+ 22	250	8,15	0,75
Silicijski željezni lim	Trafoperm N2	0,3	3 000	35 000	8	2,03	$p_{10} = 0,45$ $p_{15} = 1,0$	40	7 .. 9 ⁴	750	7,65	0,4

¹ Podaci prema: **Handbuch Weichmagnetische Werkstoffe**, Vacuumschmelze GMBH—1, Hanau 1967.

² Relativna početna permeabilnost pri 0,4 A/m i 50 Hz

³ Odjeljak 4.1.4, izraz (4.9)

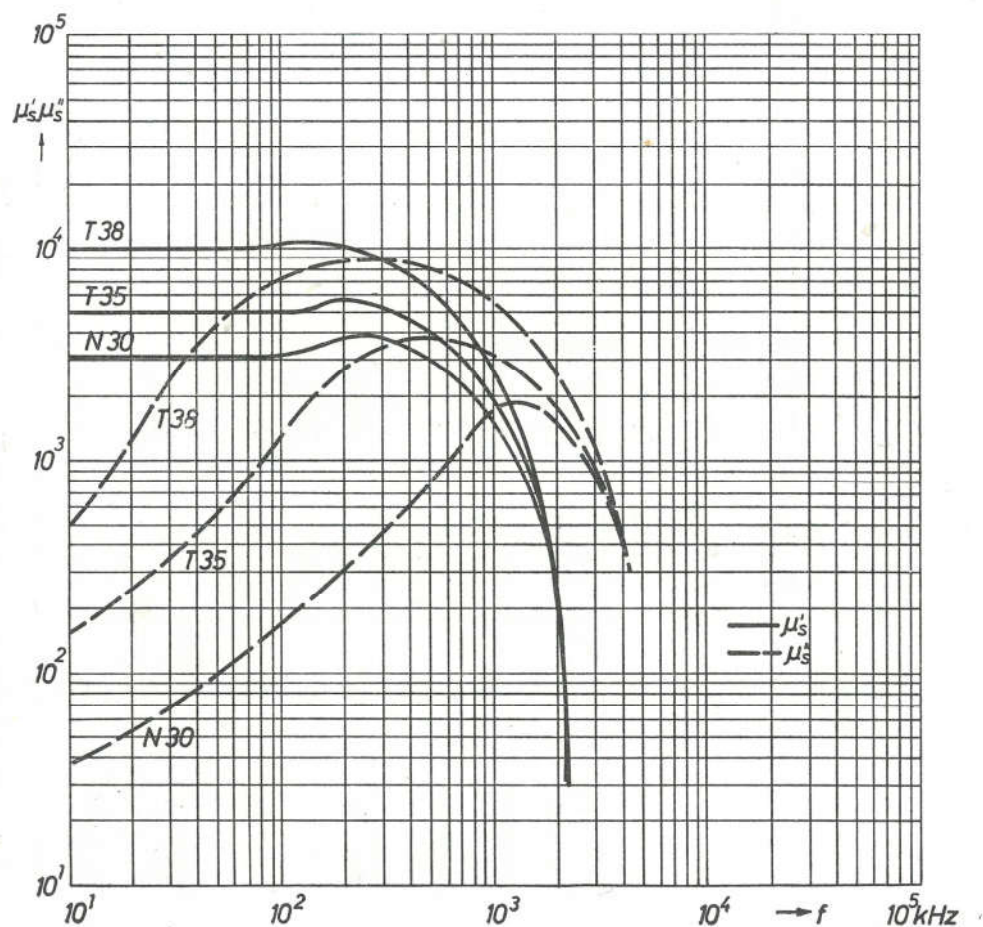
⁴ Kod 1,8 T

4.1.4. Praškaste, kovinske i nekovinske (feritne) jezgre

Pri visokim frekvencijama, iznad 10^5 Hz, ne mogu se gubici nastali vrtložnim strujama u magnetskim limovima dovoljno ograničiti povećavajući specifični električni otpor i smanjujući debljinu lima jer oni rastu s drugom potencijom frekvencije. Prihvatljivo rješenje su praškaste kovinske i nekovinske jezgre.

Praškaste kovinske jezgre izrađuju se prešanjem i pečenjem međusobno dobro izoliranoga sitnog feromagnetskog praha veličine zrna od 1 do 10 mikrona. Obično se upotrebljava mljeveno elektrolitskog željezo, karbonilno željezo, permaloj ili slično, a izolacijsko i vezivno sredstvo je vodeno staklo, šelak, fenolne smole, polistirol itd. Takvom izvedbom smanjuje se efektivna permeabilnost jer magnetske silnice na velikom dijelu svog puta prolaze kroz raspore od izolacijskog materijala. Stoga se relativna efektivna permeabilnost takvih jezgri kreće u rasponu od 15 do 50, ovisno o frekvenciji za koju su napravljene.

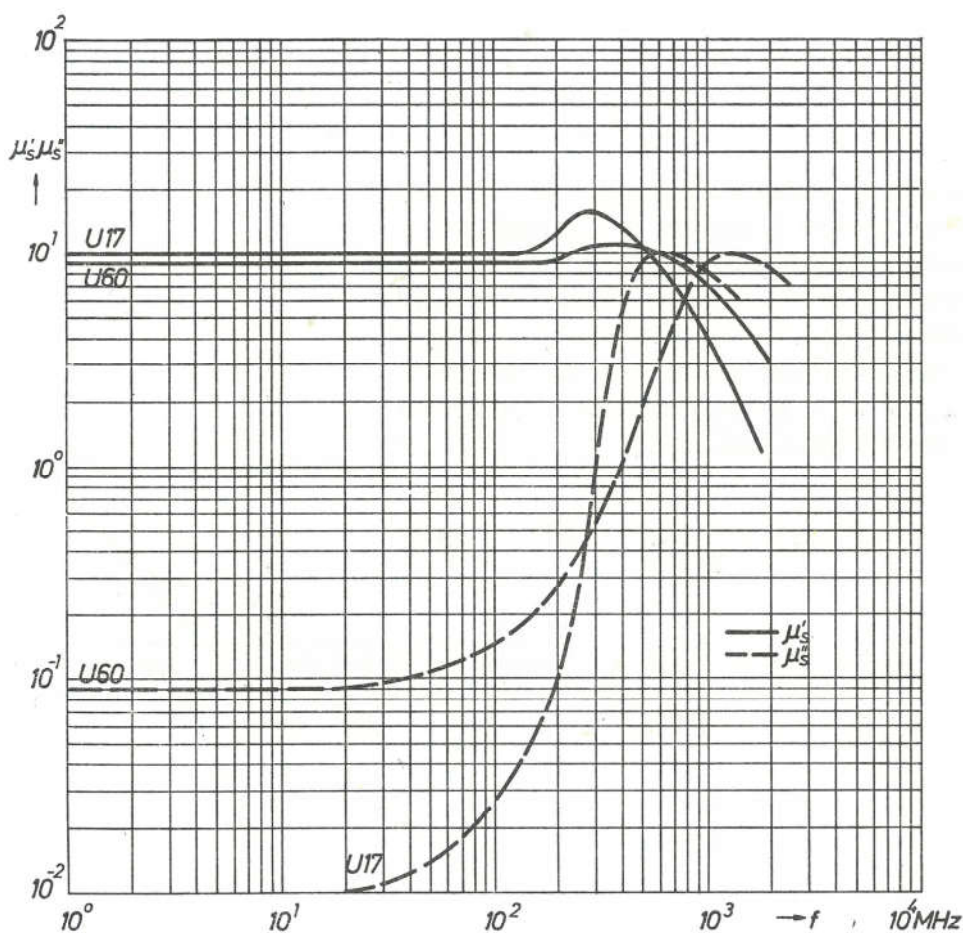
Mnogo širu upotrebu imaju praškaste nekovinske (feritne) jezgre, koje se sastoje od željeznog oksida (ferit, Fe_2O_3) i oksida jednog ili dvaju metala, npr. NiO , MnO , ZnO , MgO , CuO , BeO , CdO , BaO , CoO itd. Posebna odlika svih ferita je velik specifični električni otpor, od 10^6 do 10^{12} puta veći od otpora



Sl. 4.9. Kompleksne permeabilnosti μ'_s i μ''_s feritnih materijala za frekvencije niže od 100 kHz («Siemens»)

metalnih legura. Feriti se dobivaju tako da se oksidi samelju i sinteruju. Sinterovana se masa zatim samelje i preša u prikladne oblike uz eventualni dodatak organskog veziva. Nakon toga se žari na visokim temperaturama pri čemu se eventualno dodano vezivo ispari. Tim završnim žarenjem dobivaju se kompaktni komadi i bitno se utječe na njihove magnetske osobine. Postiže se relativna početna permeabilnost μ_i , ovisno o sastavu i tehnološkom postupku, od otprilike 10 pa do čak 10 000, te faktor gubitaka od 0,001 do 0,05. Faktor gubitaka najprije polagano raste s povećanjem frekvencije, a zatim, nakon određene frekvencije, koju ćemo označiti sa $f_{\max}$, počinje naglije rasti. Vrijednost $f_{\max}$ ovisi o početnoj permeabilnosti μ_i , pa npr. za $\mu_i = 10\,000$ iznosi otprilike 100 kHz, a za $\mu_i = 10$ čak 1 000 MHz. Stoga pojedine vrste feritnih jezgri imaju svoje određeno optimalno frekvenzijsko područje ograničeno donjom frekvencijom $f_{\min}$ i gornjom frekvencijom $f_{\max}$. Njihova upotreba iznad $f_{\max}$ nije pogodna zbog velikog faktora gubitaka, a ispod $f_{\min}$ bolje je uzeti drugu jezgru, s većom početnom permeabilnosti μ_i . Na sl. 4.9. prikazane su kompleksne permeabilnosti μ'_s i μ''_s (serijski oblik) ovisno o frekvenciji za razne vrste feritnih materijala prikladnih za frekvenzijsko područje od 1 do otprilike 100 kHz, a materijali na sl. 4.10. odgovaraju frekvencijama iznad 10 MHz.

Izvedbeni su razlozi često uzrok da feritne jezgre nemaju potpuno jednak presjek uzduž cijeloga magnetskog puta. Osim toga, zbog smanjenja faktora



Sl. 4.10. Kompleksne permeabilnosti μ'_s i μ''_s feritnih materijala za frekvencije iznad 10 MHz (»Siemens«)

gubitaka u jezgri, bolje linearnosti magnetske karakteristike i manje ovisnosti o temperaturi, upotrebljavaju se feritne jezgre sa zračnim rasporedom, osobito kad one služe kao jezgre svitaka u titrajnim krugovima i filtrima. Izračunavajući karakteristike takve jezgre redovno se postupa tako da se ona nadomjesti hipotetičkom, zamišljenom jezgrom od homogenog materijala permeabilnosti μ_e , presjeka S_e i duljine magnetskih silnica ℓ_e , koja ima jednaka magnetska svojstva kao i promatrana jezgra. Parametri hipotetičke jezgre μ_e , S_e , ℓ_e , te jakost polja H_e i indukcija B_e nazivaju se efektivnim parametrima pa su zbog toga i označeni indeksom e . Pri tome se efektivna permeabilnost μ_e izračunava na osnovi uvjeta da isti magnetski tok Φ mora izazvati jednak magnetski pad napona u promatranoj i hipotetičkoj jezgri. Magnetski pad napona u dionici promatrane jezgre presjeka S , duljine ℓ i permeabilnosti μ iznosi $B\ell/\mu = \Phi\ell/\mu S$, pa zbrojimo li padove napona u svim dionicama jezgre, dobivamo $\sum \Phi\ell/\mu S$. Magnetski pad napona u hipotetičkoj jezgri bit će $\Phi\ell_e/S_e\mu_e$, pa izlazi:

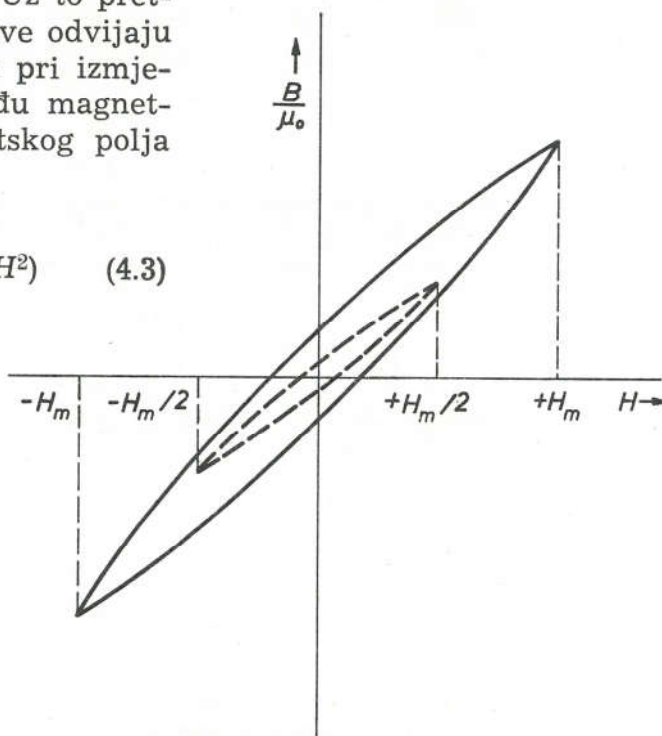
$$\sum \frac{\Phi\ell}{\mu S} = \sum \frac{\Phi\ell}{\mu_e S_e} = \frac{\Phi\ell_e}{\mu_e S_e} \quad (4.1)$$

ili

$$\mu_e = \frac{\sum \frac{\ell}{S}}{\sum \frac{\ell}{\mu S}} \quad \sum \frac{\ell}{S} = \frac{\ell_e}{S_e} = C_1 \quad (4.2)$$

Ostali efektivni parametri mogu se odrediti iz uvjeta da gubici histereze budu jednaki u promatranoj i hipotetičkoj jezgri. Uz to pretpostavljamo da se magnetske pojave odvijaju u Rayleighovu području, u kojem pri izmjeničnome magnetskom polju između magnetske indukcije B i jakosti magnetskog polja H vlada ovaj odnos (sl. 4.11):

$$\frac{B}{\mu_0} = (\mu_i + \nu H_m) H \pm \frac{\nu}{2} (H_m^2 - H^2) \quad (4.3)$$



Sl. 4.11. Krivulja histereze u Rayleighovu području

Tu je ν Rayleighov koeficijent histereze. Gubici histereze po jedinici volumena u Rayleighovu području mogu se naći pomoću izraza (4.3) i iznose:

$P_{h1} = f \oint H dB = \frac{4}{3} f \nu \mu_0 H_m^3$. Budući da je kod feritnih materijala u Rayleighovu području redovno μ_i mnogo veće od νH_m , dobivamo da je $B_m \approx \mu_0 \mu_i H_m$, pa će gubici histereze po jedinici volumena približno biti:

$$P_{h1} \approx \frac{4}{3} f \nu B_m^3 / \mu_0^2 \mu_i^3 = k B_m^3 \quad (4.4)$$

Prema tome, da bi gubici histereze u promatranoj i hipotetičkoj jezgri bili jednaki, potrebno je zadovoljiti uvjet:

$$\Sigma k B_m^3 S \ell = k B_{me}^3 S_e \ell_e \quad (4.5)$$

Ako jednak magnetski tok Φ prolazi uzduž cijele jezgre, dakle ako se mogu zanemariti rasipni magnetski tokovi bit će: $B_m = \Phi_m / S$ i $B_{me} = \Phi_m / S_e$, pa kad se uvrsti u izraz (4.5), izlazi:

$$\Sigma \frac{k \Phi_m^3 \ell}{S^2} = \frac{k \Phi_m^3 \ell_e}{S_e^2} \quad \text{ili} \quad \Sigma \frac{\ell}{S^2} = \frac{\ell_e}{S_e^2} = C_2 \quad (4.6)$$

Napomenimo još da su gubici nastali zbog vrtložnih struja razmjerni drugoj potenciji indukcije, a ne trećoj kao gubici zbog histereze, pa je za postizanje jednakosti tih gubitaka u promatranoj i hipotetičkoj jezgri dovoljno ispuniti uvjet sadržan u izrazu (4.2).

Pomoću izraza (4.2) i 4.6) mogu se jednostavno odrediti efektivni parametri ℓ_e , S_e i V_e , pa nakon sređivanja dobivamo:

$$\ell_e = \frac{C_1^2}{C_2} \quad S_e = \frac{C_1}{C_2} \quad V_e = S_e \ell_e = \frac{C_1^3}{C_2} \quad (4.7)$$

Parametri ℓ_e i S_e omogućuju da se izračunaju »efektivna« jakost magnetskog polja H_e , »efektivna« indukcija B_e i induktivitet L :

$$H_{me} = \frac{N I_m}{\ell_e} \quad B_{me} = \frac{U_{sr}}{4 f S_e N} \quad L = \mu_0 \mu_e \frac{S_e}{\ell_e} N^2 \quad (4.8)$$

Već smo pokazali da pri izboru odgovarajuće feritne jezgre bitnu ulogu ima faktor gubitaka, koji uzrokuju gubici zbog histereze, vrtložnih struja i preostali gubici. Redovno su gubici zbog vrtložnih struja vrlo mali zbog velikog otpora jezgre, koji iznosi od 0,1 do $10^5 \Omega m$. Stoga oni neznatno utječu na faktor gubitaka jezgre, tako da se on može odrediti ako gubitke P_{h1} prema izrazu (4.4) podijelimo jalovom snagom u jezgri po jedinici volumena. Ta snaga iznosi: $P_{\mu 1} = \pi f B_m^2 / \mu_e \mu_0$, pa kad se sredi, dobivamo:

$$\text{tg } \delta_h = \frac{P_{h1}}{P_{\mu 1}} = \frac{4}{3 \pi} \frac{\nu B_{me} \mu_e}{\mu_0 \mu_i^3} = \eta_B \mu_e B_{me} \quad (4.9)$$

gdje je η_B histerezna konstanta feritnog materijala. Na osnovi izraza zaključujemo da uvodeći zračni raspor možemo smanjiti faktor gubitaka $\operatorname{tg} \delta_h$ jer je on razmjeran efektivnoj permeabilnosti μ_e , koja je to manja što je zračni raspor veći. Osim toga, očito je faktor gubitaka $\operatorname{tg} \delta_h$ razmjeran indukciji B_{me} , pa se pri malim indukcijama, npr. ispod 1 mT, može često zanemariti utjecaj gubitaka histereze. Ipak, ni tad neće faktor gubitaka biti neznatan zbog preostalih gubitaka P_p u jezgri. Obično se taj faktor gubitaka pri malim indukcijama (ispod 1 mT) označuje sa $\operatorname{tg} \delta$ i odnosi se na jezgru bez zračnog raspора. Kod takve jezgre efektivna permeabilnost μ_e jednaka je početnoj permeabilnosti μ_i materijala jezgre, međutim za jezgru sa zračnim rasporom bit će $\mu_e < \mu_i$. Tad će uz istu indukciju u jezgri ostati nepromijenjeni preostali gubici P_p , a porast će jalova snaga P_μ , koja je obrnuto razmjerana efektivnoj permeabilnosti μ_e jer je $P_\mu = \pi f B_m^2 / \mu_e \mu_0$. Zbog toga će faktor gubitaka $\operatorname{tg} \delta_e$ pri efektivnoj permeabilnosti μ_e biti u omjeru μ_e / μ_i manji od faktora gubitaka $\operatorname{tg} \delta$ jezgre bez zračnog raspора, ili:

$$\operatorname{tg} \delta_e \approx \frac{\mu_e}{\mu_i} \operatorname{tg} \delta \quad (4.10)$$

To je razlog da se u katalogima proizvođača feritnih materijala navodi tzv. relativni faktor gubitaka $\operatorname{tg} \delta / \mu_i$, iz kojeg se lako dobiva efektivni faktor gubitaka $\operatorname{tg} \delta_e$ množimo li ga odgovarajućom efektivnom permeabilnosti μ_e .

Početna permeabilnost μ_i ovisi o temperaturi. Njezin je temperaturni koeficijent:

$$\alpha = \frac{\mu_{i2} - \mu_{i1}}{\mu_{i1}} \frac{1}{\vartheta_2 - \vartheta_1} \quad (4.11)$$

Tu je μ_{i1} početna permeabilnost kod temperature ϑ_1 , a μ_{i2} se odnosi na ϑ_2 . U magnetskom krugu sa zračnim rasporom i efektivnom permeabilnosti μ_e smanjuje se temperaturni koeficijent u omjeru μ_e / μ_i :

$$\alpha_e = \alpha \frac{\mu_e}{\mu_i} \quad (4.12)$$

Zato proizvođači feritnih materijala obično navode tzv. relativni temperaturni koeficijent α / μ_i , koji onda, pomnožen ekvivalentnom permeabilnošću μ_e , daje temperaturni koeficijent određene jezgre. Budući da je induktivitet svitka s feritnom jezgrom razmjeran, prema izrazu (4.8), njezinoj permeabilnosti, to promjena temperature od ϑ_1 na ϑ_2 uzrokuje ovu relativnu promjenu induktiviteta:

$$\frac{\Delta L}{L} = \frac{\alpha}{\mu_i} \mu_e (\vartheta_2 - \vartheta_1) \quad (4.13)$$

Povećanjem zračnog raspора jezgre smanjuje se efektivna permeabilnost μ_e , a time i ovisnost induktiviteta o temperaturi. Zbog toga svici s feritnom jezgrom za titrajne krugove i filtre obično imaju odgovarajući zračni raspor.

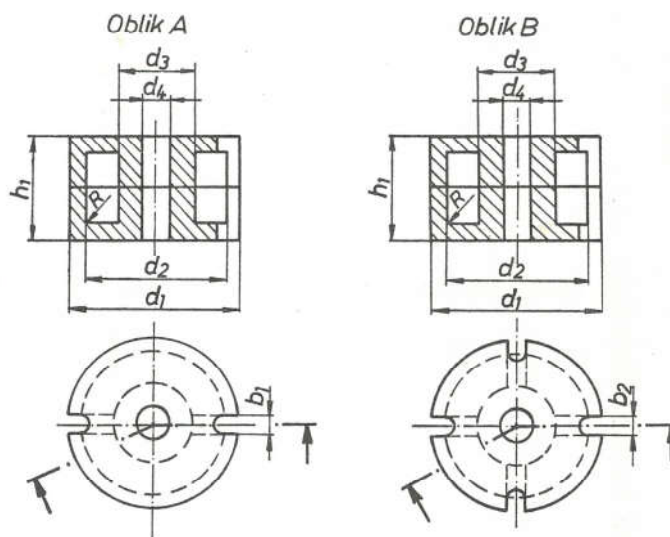
Početna se permeabilnost starenjem smanjuje u konstantnim pogonskim uvjetima razmjerno logaritmu vremena:

$$\frac{L_1 - L_2}{L_1} = D_F \mu_e \lg \frac{t_2}{t_1} \quad (4.14)$$

Pri tome je D_F relativni faktor starenja reduciran na početnu permeabilnost. Na primjer, ako faktor D_F iznosi $35 \cdot 10^{-6}$, a jezgra je pet sedmica nakon isporuke stavljena u pogon, onda će smanjenje induktiviteta nakon 500 tjedana pogona (cca deset godina), uz $\mu_e = 15$, iznositi: $\Delta L/L < 35 \cdot 10^{-6} \cdot 15 \lg \frac{500}{5} = 1,05 \cdot 10^{-3}$ ili 1,05‰.

U tabl. 4.3. karakteristični su podaci za feritne materijale, ovisno o optimalnome frekvencijskom području upotrebe prema katalogu *Siemens: Weichmagnetisches Siferit- und Sirufer-Materijal, Datenbuch 1975/76*.

Feritne se jezgre izrađuju u raznim oblicima koji su većinom definirani preporukama *Međunarodne elektrotehničke komisije IEC* ili nacionalnim standardima. Standardizirane su: lončaste, prstenaste, kvadratične jezgre, te jezgre oblika E, U, X itd. Na sl. 4.12. prikazana su dva oblika, A i B, lončaste jezgre prema preporukama IEC-publikacija 133 i prema jugoslavenskom standardu JUS N.R8.013 od 1974. godine.



Sl. 4.12. Feritna lončasta jezgra oblika A i B prema JUS N. R8.013—1974.

U tabl. 4.4. njihove su glavne mjere svrstane u redove od 2. do 7, a od 10. do 13. reda su konstanta C_1 , efektivna duljina magnetskih silnica ℓ_e , efektivni presjek jezgre S_e i efektivni volumen jezgre V_e prema izrazima (4.2) i (4.7). Redovi 14. i 15. sadrže faktor induktiviteta A_L koji je jednak induktivitetu svitka od jednog zavoja postavljenoga na odgovarajući način na jezgru ili:

$$A_L = \frac{L}{N^2} \quad (4.15)$$

U izrazu je L induktivitet svitka, a N njegov broj zavoja. U 14. redu naveden je faktor A_L za jezgru bez zračnog rasporeda, koji je tad, prema izrazu (4.8), razmjeran početnoj permeabilnosti μ_i ($A_L = \mu_0 \mu_i S_e / \ell_e$). Upotrijebivši razli-

Tablica 4.3.

Svojstva feritnih materijala ovisno o optimalnome frekvencijskom području

	Optimalno frekvencijsko područje (MHz)			
	0,001—0,2	0,2—1,5	1,5—100	100—1 000
Početna permeabilnost μ_i	1 800 ... 10 000	600 ... 800	10 ... 80	8 ... 10
Relativni faktor $f_{\min}$	$< 0,5 ... 2$	< 12	$< 40 ... 150$	$< 2 000$
gubitaka $\delta \frac{\mu_i}{\mu_0}$ kod $f_{\max}$	$< 3,5 ... 20$	$< 30 ... 60$	$< 100 ... 1 700$	
Koercitivna sila H_C	4 ... 30	80 ... 100	500 ... 1 000	1 000
Indukcija kod 3 000 A/m	0,4	0,4	0,14	0,11
Histerezna konstanta η_B kod 10 kHz za $B = 1,5$ i 3 mT	$< 0,4 ... 2$	$< 1,8$	$< 25 ... 45$	
Specifični istosmjerni otpor	0,2 ... 1	5	10^5	10^5
Relativni temperaturni koeficijent $\frac{\alpha}{\mu_i}$ od 20 do 55°C	0,5 ... 1,5	0,5 ... 2,5	2 ... 15	
Curiejeva temperatura	$> 130 ... 200$	> 200	$> 350 ... 500$	> 250
Relativni faktor starenja D_F	$< 4 ... 7$	$< 8 ... 12$	$< 35 ... 50$	
Specifična masa	4 700 ... 4 900	4 500 ... 4 600	4 100 ... 4 400	4 800

Tablica 4.4

Karakteristični podaci za lončaste feritne jezgre prema JUS N.R.8.013
(oznake dimenzija prema sl. 4.12)

	$(d_1 \times h_1)$	mm	9 × 5	11 × 7	14 × 8	18 × 11	22 × 13	26 × 16	30 × 19	36 × 22	42 × 29
1.	$d_{1\max}$	mm	9,3	11,3	14,3	18,4	22	26	30,5	36,2	43,1
2.	$d_{2\min}$	mm	7,5	9	11,6	14,9	17,9	21,2	25	29,9	35,6
3.	$d_{3\max}$	mm	3,9	4,7	6	7,6	9,4	11,5	13,5	16,2	17,7
4.	$d_{4\min}$	mm	2	2	3	3	4,4	5,4	5,4	5,4	5,4
5.	$h_{1\max}$	mm	5,4	6,6	8,5	10,7	13,6	16,3	19	22	29,9
6.	$h_{2\min}$	mm	3,6	4,4	5,6	7,2	9,2	11	13	14,6	20,3
7.	$b_{1\min}$	mm	1,6	1,6	2	2	2,5	2,5	3	3,5	4
8.	$b_{2\min}$	mm	—	—	1,6	2	2,5	2,5	3	3,5	—
9.	$C_1 = \sum \frac{l}{A}$	mm ⁻¹	1,24	0,956	0,789	0,597	0,497	0,40	0,33	0,264	—
10.	l_e	mm	12,4	15,5	20	26	31,5	35,7	45	53	—
11.	S_e	mm ²	10	16	25	44	63	94	136	201	—
12.	V_e	mm ³	124	250	500	1 140	1 980	3 520	6 120	10 650	—
13.	A_L (bez raspورا)	nH	95—5 000	115—6 500	140—9 000	180—12 000	220—16 000	270—20 000	6 200—25 000	7 600—13 500	—
14.	A_L (s raspором)	nH	16—250	16—400	20—400	25—630	40—1 250	63—1 600	250—2 000	250—2 500	—
15.	l_{Cu}	mm	18,5	22	28	35,6	44	52	60	73	—
16.	S_{Cu}	mm ²	2,8	4,2	8,4	16	23,4	32	48	63	—
17.	A_R	$\mu\Omega$	220	180	115	87	67	55	46	39	—

čite feritne materijale prema tabl. 4.3. dobivaju se za jezgre iste veličine vrijednosti faktora A_L u vrlo širokom rasponu, što se vidi iz podataka u 14. redu. Uvedemo li zračni raspor, taj se faktor mnogostruko smanjuje (15. red). Od 16. do 18. reda navedeni su: srednja duljina jednog zavoja svitka ℓ_{Cu} , presjek namota svitka S_{Cu} uz pretpostavku faktora punjenja namota $f_{Cu} = 0,5$, te otpor A_R jednog zavoja duljine ℓ_{Cu} i presjeka S_{Cu} uz specifični otpor $\rho = 0,0172 \Omega \text{mm}^2/\text{m}$.

Standardi propisuju također okvire za namote feritnih jezgri (JUS N.R8.014-VII-1969), oblik i mjere podnožja feritnih jezgri (JUS N.R8.031-XII-1971) itd.

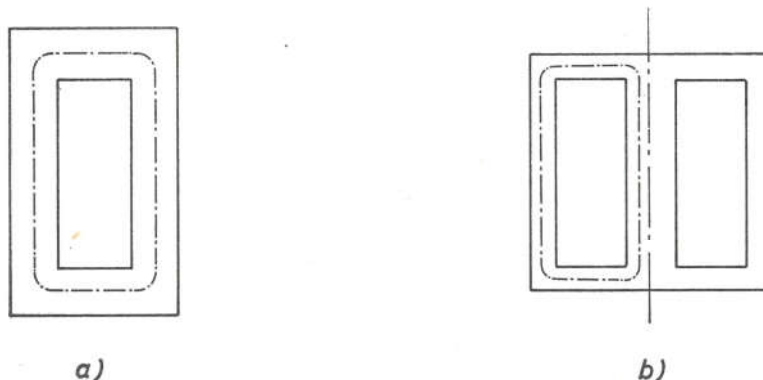
Feritne se jezgre vrlo mnogo upotrebljavaju, naročito za srednje i visoke frekvencije, gdje služe kao jezgre najraznovrsnijih izvedbi prijenosnika, mjernih transformatora i svitaka u titrajnim krugovima i filtrima. One se ugrađuju i u mjerne transformatore pri nižim frekvencijama, pogotovo ako se ne zahtijeva veća nazivna snaga, kao kod mjernih transformatora na ulazu elektroničkih brojala, mjernih pretvarača i raznih drugih elektroničkih uređaja.

4.2. OBLICI JEZGRI OD MAGNETSKIH LIMOVA

Po načinu izrade razlikujemo dvije osnovne vrste jezgri mjernih transformatora od magnetskih limova:

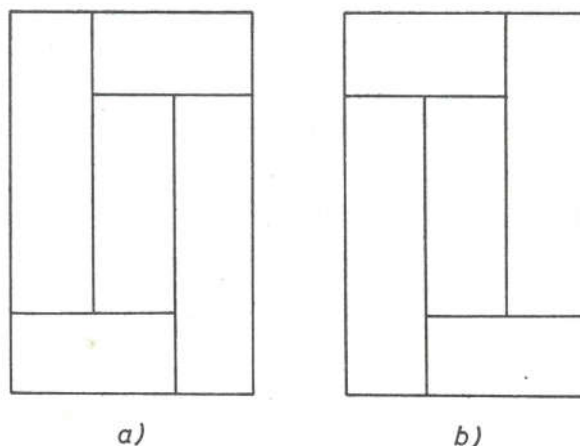
- jezgre koje se slažu od isječenih listova magnetskog lima;
- jezgre dobivene namatanjem trake magnetskog lima u kolut (motane jezgre).

Jezgre od isječenih listova lima su jezgraste (sl. 4.13.a) ili ogrnute (sl. 4.13.b). Kod ogrnute jezgre grana se magnetski tok na lijevi i desni jaram, pa limovi u njegovu jarmu mogu biti dva puta uži nego kod jezgrastog tipa. Zbog toga je pri istom presjeku stupa kod ogrnute jezgre manja duljina magnetskih silnica nego kod jezgraste, kako se to lako zapaža iz sl. 4.13. Manjoj duljini silnica odgovara i manja struja magnetiziranja, a time i manja pogreška mjernog transformatora, naročito strujnoga. Osim toga, jezgrasta izvedba skupa s namotom zauzima, zbog veće visine, više mjesta od ogrnute. S druge strane, jezgrasti tip jezgre zahtijeva manji broj limova, a katkad i konstrukcijski razlozi, te mogućnost jednostavnije izolacije namota i izvoda, idu njemu u prilog (vidi sl. 5.14), pa je i taj tip jezgre vrlo čest.



Sl. 4.13. Jezgrasta (a) i ogrnuta (b) jezgra istog presjeka prozora i željeza

Da bi se smanjio utjecaj zračnog raspora između limova jezgre, redovito se oni pri slaganju međusobno preklapaju (sl. 4.14) tako da magnetske silnice obilaze zračni raspor preko susjednih limova, kako je to prikazano na sl. 4.15. Pri tome silnice moraju dva puta prijeći kroz izolaciju između limova, ali se to događa na velikom presjeku, pa je magnetski otpor mnogo manji nego što bi to bio pri izravnom prelasku iz lima na lim preko značnog ras-



Sl. 4.14. Slaganje magnetskih limova s preklapanjem: a) prvi sloj; b) drugi sloj

pora. U neposrednoj blizini zračnog raspora prolazi cijeli magnetski tok kroz samo polovicu limova, te u njima na tom mjestu nastaje približno dvostruka indukcija. Kod energetskih, pa i naponskih transformatora, bit će zbog toga limovi na tom mjestu u dubokom zasićenju, što djelomično smanjuje poboljšanje postignuto preklapanjem limova. Suprotno tome, u jezgri strujnih transformatora zbog niske indukcije ne nastaje zasićenje u limovima, zbog čega je uspješnije djelovanje preklapanja limova.

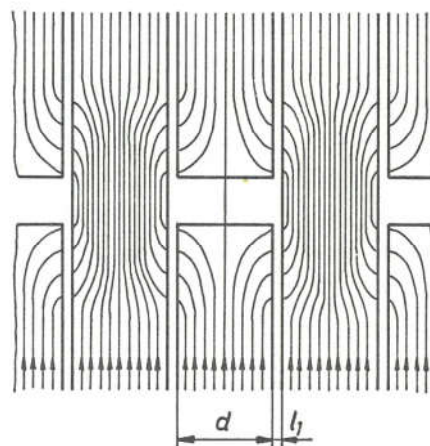
Potanja analiza djelovanja preklapanja limova pokazuje da ono ovisi o veličini a (lit. 4.7), koja iznosi:

$$a = \sqrt{\mu_i \ell_1 d} \quad (4.16)$$

U izrazu je μ_i relativna početna permeabilnost jezgre, d je debljina lima, a ℓ_1 srednji razmak između dva susjedna lima, određen debljinom izolacije i hrapavošću njihove površine (sl. 4.15). Pri tome se razmak ℓ_1 može izračunati pomoću faktora slaganja limova f_ℓ :

$$\ell_1 = \frac{1 - f_\ell}{f_\ell} d \quad (4.17)$$

Sl. 4.15. Prijelaz silnica preko preklapljenih limova



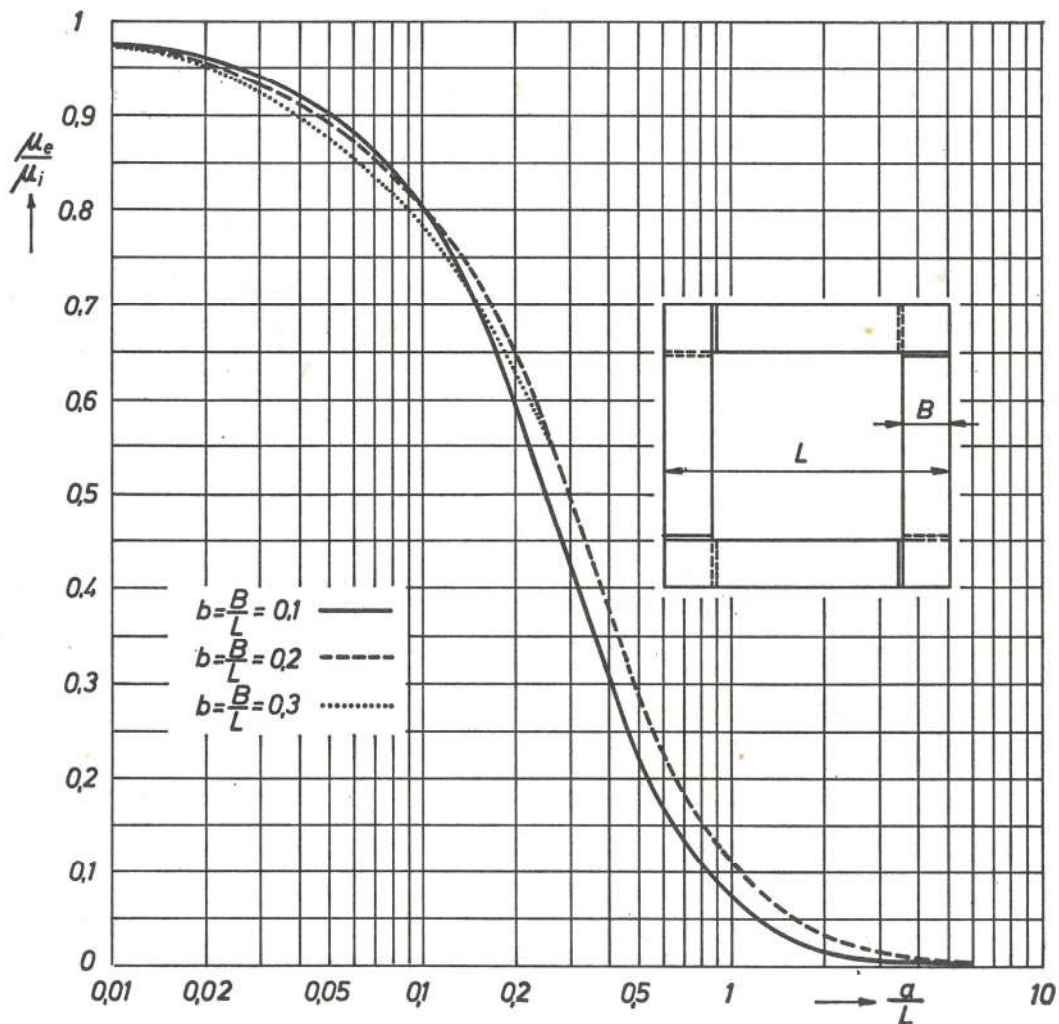
Djelovanje preklapanja limova ovisi još o razmacima između mjesta na kojima nastaju preklapanja, pa se oni pojavljuju u izrazima za izračunavanje efektivne permeabilnosti μ_e jezgre. Tako će za jezgru prema sl. 4.16 efektivna permeabilnost biti:

$$\mu_e = \frac{\mu_i}{1 + \frac{a}{L-B} \left(\operatorname{cth} \frac{B}{a} + \operatorname{cth} \frac{L-2B}{a} \right)} \quad (4.18)$$

Tu je pretpostavljeno da su B i $(L-2B)$ srednji razmaci između mjesta preklapanja.

Kad su dimenzije L i B nekoliko puta veće od a , bit će $\operatorname{cth} \frac{L-2B}{a}$ i $\operatorname{cth} \frac{B}{a}$ praktički jednaki jedinici jer npr. $\operatorname{cth} 1$, $\operatorname{cth} 2$ i $\operatorname{cth} 3$ redom iznose: 0,761 7, 0,964 0 i 0,995 1. Zbog toga se tad izraz (4.18) pojednostavnjuje:

$$\frac{\mu_e}{\mu_i} \approx \frac{1}{1 + \frac{2a}{L-B}} = \frac{\ell_{Fe}}{\ell_{Fe} + 8a} \quad (4.19)$$

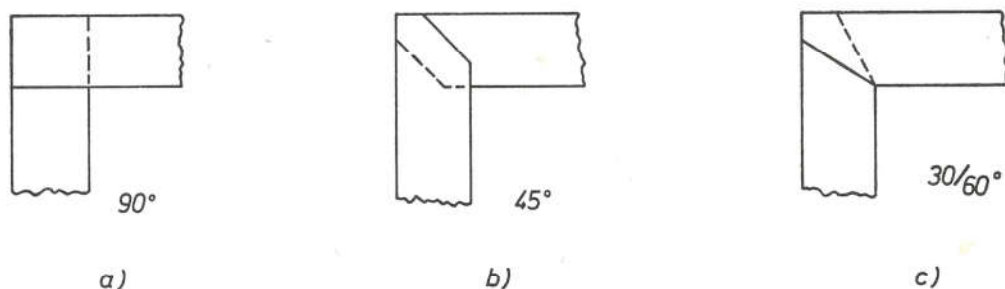


Sl. 4.16. Omjer efektivne i početne permeabilnosti μ_e/μ_i za kvadratičnu jezgru

Pri tome je $\ell_{Fe} \approx 4(L-B)$ srednja duljina magnetskih silnica u željezu jezgre. Iz izraza (4.19) vidimo da preklapanje limova djeluje kao da smo duljinu magnetskih silnica u željezu povećali za $8a$ ili kao da je u toj jezgri zračni raspor širine ℓ_z , gdje je:

$$\ell_z = \frac{8a}{\mu_i} = 8 \frac{\sqrt{\ell_1 d}}{\mu_i} \quad (4.20)$$

Tako za silicijski željezni lim deo 0,35 mm, kojemu je relativna permeabilnost 1 000, a faktor slaganja limova 0,94, prema izrazima (4.17), (4.16) i (4.20) dobivamo: $\ell_1 = (1 - 0,94) \cdot 0,35 / 0,94 = 0,0223$ mm, $a = \sqrt{1\,000 \cdot 0,0223 \cdot 0,35} = 2,8$ mm i $\ell_z = 8 \cdot 2,8 / 1\,000 = 0,0224$ mm. Ako je, dalje, srednja duljina magnetskih silnica u željezu 500 mm, onda će odnos efektivne i početke permeabilnosti μ_e/μ_i prema izrazu (4.19) biti: $500/(500 + 8 \cdot 2,8) = 0,957$. Vrijednost tog odnosa opada s porastom relativne permeabilnosti. Tako bismo za uzeti primjer, ali uz relativnu permeabilnost jezgre od 40 000, dobili: $a = \sqrt{40\,000 \cdot 0,0223 \cdot 0,35} = 17,7$ mm i $\mu_e/\mu_i = 500/(500 + 8 \cdot 17,7) = 0,78$. Pri ovom računu upotrijebili smo jednostavni izraz (4.19) jer smo pretpostavili da je veli-



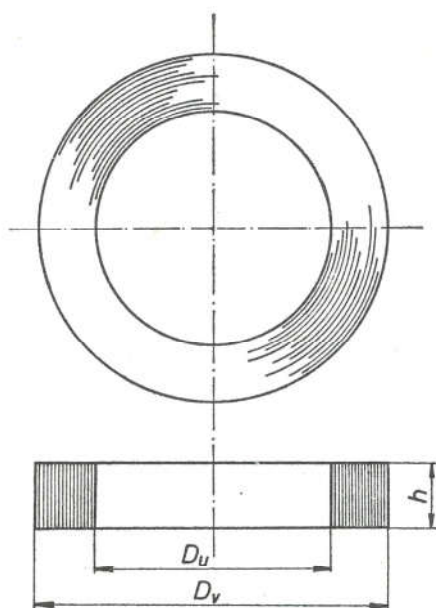
Sl. 4.17. Preklopljeni spojevi orijentiranog lima

čina a nekoliko puta manja od širine jezgre B (sl. 4.16). Ako to nije tako, valja se poslužiti izrazom (4.18). Pomoću njega određen je odnos μ_e/μ_i ovisno o omjeru a/L za $B/L = 0,1, 0,2$ i $0,3$, što je prikazano na sl. 4.16. Napomenimo još kako je izraz (4.18) dobiven uz pretpostavku da je konstantna početna permeabilnost μ_i , pa se izračunati i izmjereni omjer μ_e/μ_i dobro slažu samo kad indukcija u jezgri ne premašuje otprilike jednu trećinu indukcije zasićenja.

Toplo valjani limovi redovito se režu pod pravim kutom (sl. 4.17.a), međutim, kod orijentiranih limova uzrokuje takav način rezanja dodatne gubitke i povećanu struju magnetiziranja jer se u blizini spojnih mjesta smjer magnetskih silnica ne poklapa sa smjerom valjanja. Povoljniji rezultati dobivaju se reže li se lim pod kutom od 30, ili 45° (sl. 4.17.b i 4.17.c), ali je uz takav postupak i otpad veći, poskupljuje rezanje lima i otežava se učvršćenje jezgre.

Kolutne jezgre izrađuju se tako da se duga traka magnetskog lima namota u kolut (sl. 4.18) i nakon toga toplinski obradi. Njihova je prednost u tome što nemaju zračnog raspora, a ujedno se orijentiranim limovima mogu potpuno iskoristiti znatno bolje magnetske osobine u smjeru valjanja. Nedo-

statak im je što se namot mora namatati posebnim strojevima izravno na već gotovu jezgru, a za namote s debljom žicom obavlja se to ručno. Stoga se takve jezgre uglavnom upotrebljavaju za strujne transformatore bolje točnosti. Kolutne jezgre od niklenih željeznih limova ponajviše se isporučuju već namotane i do kraja toplinski obrađene (odjeljak 4.1.3). Magnetska svojstva tih limova vrlo su osjetljiva na mehanička naprezanja koja nastaju pri transportu, namatanju i montaži, pa se jezgre mehanički ukrućuju posebnim impregnacijskim lakovima. Teškoće pri tome izazivaju dodatna naprezanja nastala zbog različitih mehaničkih osobina laka i limova. Posebnim impregnacijskim postupkom i upotrebom novih impregnacijskih lakova mogu se takva naprezanja smanjiti na podnošljivu mjeru.



Sl. 4.18. Kolutna jezgra

Ipak se jezgre od vrlo tankih limova i posebno dobrih magnetskih svojstava ne impregniraju, već se stavljaju u oklop od plastične mase ili aluminija debeo od oko 1 do 2 mm, ovisno o veličini jezgre.

Omjer vanjskog i unutrašnjeg promjera D_v/D_u kolutne jezgre obično se odabire od 1,25 do 1,5. Što je taj omjer manji, to je jezgra jednoličnije magnetizirana jer je tad manja razlika između jakosti magnetskog polja na vanjskom i unutrašnjem promjeru. Zato se kod jezgri od magnetskog materijala s pravokutnom karakteristikom redovno odabiru manji omjeri D_v/D_u , kako bi se takva karakteristika sačuvala.

U tabl. 4.5. i 4.6. prikazani su karakteristični podaci za kolutne jezgre tipnog reda 1,25 (omjer $D_v/D_u = 1,25$) i tipnog reda 1,5 (omjer $D_v/D_u = 1,5$) prema katalogu tvornice *Vacuumschmelze GMBH*, Hanau. Osim geometrijskih dimenzija unijete su u te tablice još i mase jezgri izrađenih od mumetala debljine od 0,1 mm i trafoperma N_2 debljine od 0,3 mm. Pri tome je faktor punjenja jezgri od mumetala 0,90, a onih od trafoperma 0,95. Upotrebljava se još i mumetal debljine od 0,05, 0,2 i 0,3 mm s faktorima punjenja 0,85, 0,93 i 0,95, te trafoperm debljine od 0,1 mm s faktorom punjenja 0,92.

Tablica 4.5.

Kolutne jezgre s omjerom promjera $D_v/D_u = 1,25$

Vanjski promjer mm	Unutrašnji promjer mm	Visina mm	Srednja duljina željeza cm	Geometrijski presjek cm ²	Masa u kg	
					mumetal 0,1 mm	trafoperm 0,3 mm
13	10	5	3,6	0,075	0,002 1	—
25	20	5	7,1	0,125	0,006 8	0,006 4
38	30	5	10,7	0,20	0,016 6	0,015 6
50	40	5	14,1	0,25	0,027 3	0,025 7
43	35	10	12,3	0,40	0,037 9	0,035 6
63	50	10	17,7	0,65	0,089 2	0,083 8
88	70	10	24,8	0,90	0,173	0,162
93	75	15	26,4	1,35	0,276	0,259
125	100	15	35,3	1,88	0,514	0,483
150	120	20	42,4	3,00	0,984	0,924
200	160	25	56,5	5,00	2,19	2,05
250	200	30	70,7	7,50	4,10	3,85
320	250	30	89,5	10,50	7,27	6,83
380	300	30	106,8	12,00	9,92	9,31
380	300	40	106,8	16,00	13,22	12,41
500	400	30	141,3	15,00	16,40	15,40
500	400	40	141,3	20,00	21,87	20,54

Tablica 4.6.

Kolutne jezgre s omjerom promjera $D_v/D_u = 1,5$

Vanjski promjer mm	Unutrašnji promjer mm	Visina mm	Srednja duljina željeza cm	Geometrijski presjek cm ²	Masa u kg	
					mumetal 0,1 mm	trafoperm 0,3 mm
15	10	5	3,9	0,125	0,003 8	—
22	15	5	5,8	0,175	0,007 9	—
30	20	5	7,9	0,25	0,015 2	0,014 3
22	15	10	5,8	0,35	0,015 7	—
30	20	10	7,9	0,50	0,030 4	0,028 5
30	20	15	7,9	0,75	0,045 6	0,042 8
45	30	15	11,8	1,13	0,103	0,096 7
45	30	20	11,8	1,50	0,137	0,128
68	45	20	17,7	2,30	0,316	0,297
90	60	20	23,6	3,00	0,547	0,513
165	110	20	43,2	5,50	1,84	1,73
195	130	25	51,0	8,13	3,21	3,02
300	200	25	78,5	12,50	7,59	7,13
360	240	30	94,2	18,00	13,12	12,32
540	360	30	141,3	27,00	29,53	27,73
600	400	30	157,0	30,00	36,46	34,23
600	400	40	157,0	40,00	48,61	45,64

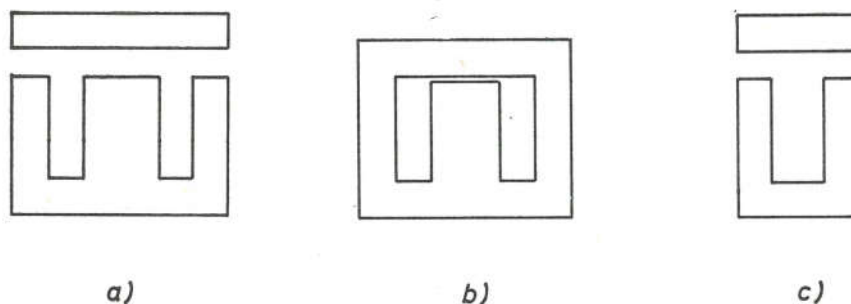
4.3. STANDARDIZIRANI OBLICI MAGNETSKIH LIMOVA

Transformatori nazivne snage do nekoliko stotina voltampera, koje obično nazivamo malim transformatorima, vrlo se mnogo upotrebljavaju u elektrotehnici, gdje služe kao pojni transformatori za elektroničke uređaje, transformatori za zvonca, ulazni, rastavni, izlazni i zaštitni transformatori i slično. Radi jeftinije proizvodnje i održavanja standardizirani su u industrijskim zemljama njihovi bitni dijelovi, pa među njima i oblici magnetskih limova. Gdje god se to može, uzimaju se tako standardizirani limovi i za izgradnju mjernih transformatora, osobito onih za niže napone.

Najčešće se upotrebljavaju standardizirani oblici magnetskih limova EI, M i UI (sl. 4.19). Prema zapadnonjemačkome industrijskom standardu DIN 41302 propisani su limovi oblika EI u 14 veličina: 30, 38, 42, 48, 54, 60, 66, 75, 78, 84, 96, 108, 120 i 150, u kojima se dimenzije a , b , c , e , f i g odnose kao: 6 : 4 : 1 : 3 : 2 : 4 (tabl. 4.7). Pri tome se za oznaku veličine uzima širina a lima izražena u milimetrima. Dimenzije su limova tako odabrane da pri istodobnom isijecanju po dva oblika E i I nema otpada. Nedostatak je tako odabranih omjera dimenzija u tome što je prozor razmjerno malen — širina mu je jednaka širini jarma — te da se, osobito kod namota za više napone, ne može ekonomično iskoristiti. Stoga su još propisane veličine limova: 92, 106, 130, 150, 170, 195 i 231, kod kojih je prozor znatno širi od jarma (veličine s malo otpadaka lima u tabl. 4.7).

U našoj se industriji posebno mnogo upotrebljavaju jezgre EI u deset veličina, s oznakama od EI I do EI X, od kojih se samo veličine EI I, EI IV i EI X razlikuju od onih prema DIN 41302 (tabl. 4.7).

Limovi oblika M (sl. 4.19.b) malo su zastupljeni u našoj industriji zbog velikog otpada materijala. Prema DIN 41302 propisano je devet veličina M-limova s jednakom širinom i visinom limova: $a = b = 20, 30, 42, 55, 65, 74, 85$ i 102 mm i zračnim rasporedom: 0, 0,3, 0,5, 1 i 2 mm.



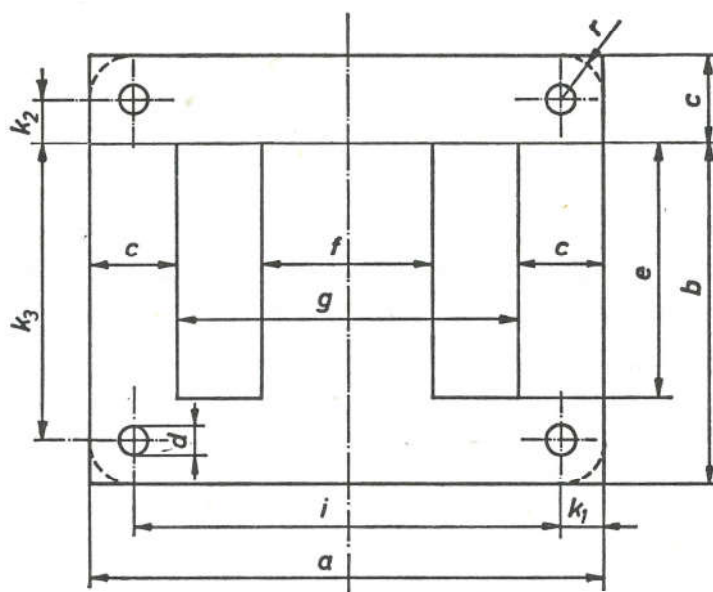
Sl. 4.19. Osnovni oblici magnetskih limova: a) lim oblika EI; b) lim oblika M; c) lim oblika UI

Za jezgrasti tip transformatora najčešće se upotrebljava oblik UI (sl. 4.19.c). Kod njega, naime, traka koja ispada pri isijecanju prozora služi za jaram, tako da nema otpada. Taj je oblik limova u nas rijedak, a zapadnonjemački industrijski standard DIN 41302 propisuje za njega ove širine: 30, 39, 48, 60, 75, 90, 102, 114, 132, 150, 168, 180, 210 i 240 mm. Visina prozora jednaka je širini lima, a ta je jednaka trostrukoj širini stupa.

Tablica 4.7.

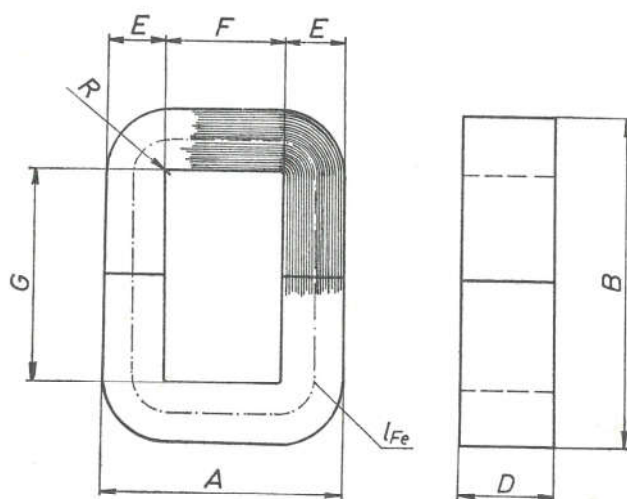
Veličina limova oblika EI prema DIN 41302
(u zagradama su oznake i podaci za limove koji su udomaćeni u našoj industriji)

Oblik i veličina limova		Mjere u mm												Upotrebljavana debljina lima
		a	b	c	d	e	f	g	i	k ₁	k ₂	k ₃	r	
Bez otpadaka lima	EI 30 (EI I)	30 (36)	20 (24)	5 (6)	—	15 (18)	10 (12)	20 (24)	—	—	—	—	—	0,1 do 0,5
	EI 38	38,4	25,6	6,4	—	19,2	12,8	25,6	—	—	—	—	—	
	EI 42	42	28	7	3,5	21	14	28	35	3,5	—	24,5	—	
	EI 48 (EI II)	48	32	8	3,5	24	16	32	40	4	—	28	—	0,35 i 0,5
	EI 54	54	36	9	3,5	27	18	36	45	4,5	—	31,5	—	
	EI 60 (EI III)	60	40	10	3,5	30	20	40	50	5	—	35	—	
	EI 66 (EI IV)	66 (72)	44 (48)	11 (12)	4,5 (3,6)	33 (36)	22 (24)	44 (48)	55 (60)	5,5 (6)	—	38,5 (42)	—	
	EI 75	75	50	12,5	4,5	37,5	25	50	62,5	6,25	—	43,75	—	
	EI 78	78	52	13	4,5	39	26	52	65	6,5	—	45,5	—	
	EI 84 (EI V)	84	56	14	4,5	42	28	56	70	7	—	49	—	
	EI 96 (EI VI)	96	64	16	5,5	48	32	64	80	8	—	56	—	
	EI 108 (EI VII)	108	72	18	5,5	54	36	72	90	9	—	63	—	
	EI 120 (EI VIII)	120	80	20	6,6	60	40	80	100	10	—	70	—	
	EI 150N (EI IX)	150	100	25	8(7)	75	50	100	125	12,5	—	87,5	—	
	(EI X)	(192)	(128)	(32)	(7,0)	(96)	(64)	(128)	(160)	(16)	—	(112)	—	
S malo otpadaka lima	EI 92	92	62,5	11,5	4,5	51	23	69	82	5	6,5	57,5	4	0,35 i 0,5
	EI 106	106	70,5	14,5	5,5	56	29	77	94	6	8,5	64,5	5	
	EI 130	130	87,5	17,5	6,8	70	35	95	115	7,5	10	80	6	
	EI 150	150	100	20	7,8	80	40	110	135	7,5	12,5	92,5	6	
	EI 170	170	117,5	22,5	8	95	45	125	150	10	12,5	107,5	8	
	EI 195	195	152,5	27,5	11	125	55	140	170	12,5	15	140	10	
	EI 231	231	176,5	32,5	13	144	65	166	201	15	17,5	161,5	15	



4.4. STANDARDIZIRANE PREREZANE MOTANE JEZGRE

Prerezane trakaste jezgre (sl. 4.20) omogućuju da se potpuno iskoriste sve prednosti orijentiranoga magnetskog lima, pa radna indukcija malih transformatora s takvom jezgrom iznosi od 1,7 do 1,8 T. Izrađuju se tako da se traka orijentiranog lima potrebne širine namota na prizmu veličine transformatorskog prozora. Nakon toga jezgra se neko vrijeme žari da bi se vr-tila prvobitna magnetska svoj-



Sl. 4.20. Prerezana motana jezgra oblika C prema JUS N.R8.042

stava koja su pogoršana naprezanjima pri namatanju. U posljednjoj fazi jezgra se slijepi prikladnim ljepilom, kako bi postala kompaktna, a onda se prereže, i to tako da nakon sastavljanja jezgre zračni raspored na spojnim mjestima bude što manji. Uz pažljivu obradu on može iznositi svega 0,03 mm, ili još manje. Montaža takvih jezgri vrlo je jednostavna. Dvije polovice jezgre umetnu se s jedne i druge strane u okvir namota, a onda se stisnu kovinskom trakom.

Prerezane motane jezgre raznih su veličina i izvedaba.

Prema preporukama *Međunarodne elektrotehničke komisije*, IEC-publikacija 329, 1971, i prema našim standardima JUS N.R8.042-XII-1972. za jednofazne su transformatore određene jezgre oblika C, prema sl. 4.20, a za trofazne transformatore jezgre oblika E (JUS N.R8.044-XII-1972). Jezgre oblika C dijele se na tri grupe (tabl. 4.8). Grupa P obuhvaća one malih dimenzija američkog porijekla, grupa Q je engleskog porijekla, a grupu R čine jezgre većih dimenzija njemačkog porijekla. U zapadnonjemačkom standardu DIN 41309 mjesto oznake R nose te jezgre oznaku SE kojoj je pridodan broj jednak dvostrukoj širini R jezgre. Navodi se njihova dvostruka širina jer se od dvije takve jezgre sastavlja jedna ogrnuta jezgra.

Za jezgre motane trakom debljine od 0,28 do 0,35 mm propisani su pri frekvenciji od 50 Hz i indukciji od 1,7 T specifični gubici od 2,2 W/kg, specifična jalova snaga od 13 VA/kg i jalova snaga u zračnom rasporu od $141,5/l_{Fe}$ VA. Za traku debelu 0,1 mm, frekvenciju od 400 Hz i indukciju od 1,5 T specifični će gubici biti od 22 W/kg, specifična jalova snaga od 25 VA/kg i jalova snaga u zračnom rasporu od $881/l_{Fe}$ VA.

Propisane mase i efektivni presjeci jezgri u tabl. 4.8. odnose se na jezgre motane trakom od 0,05 mm debljine kod grupe P, debljine 0,1 mm kod jezgri Q 1,1 i Q 2,1, debljine 0,35 mm u ostalih Q-jezgri i debljine od 0,28 do 0,35 mm kod grupe R. Ako se mjesto trake od 0,35 mm upotrijebi traka debljine 0,1 mm, onda se mase i efektivni presjeci jezgri dobivaju množeći vrijednosti iz tabl. 4.8. faktorom 0,97.

Tablica 4.8.

Veličina prerezanih motanih jezgri oblika C prema JUS N.R8.042
(oznake prema sl. 4.20)

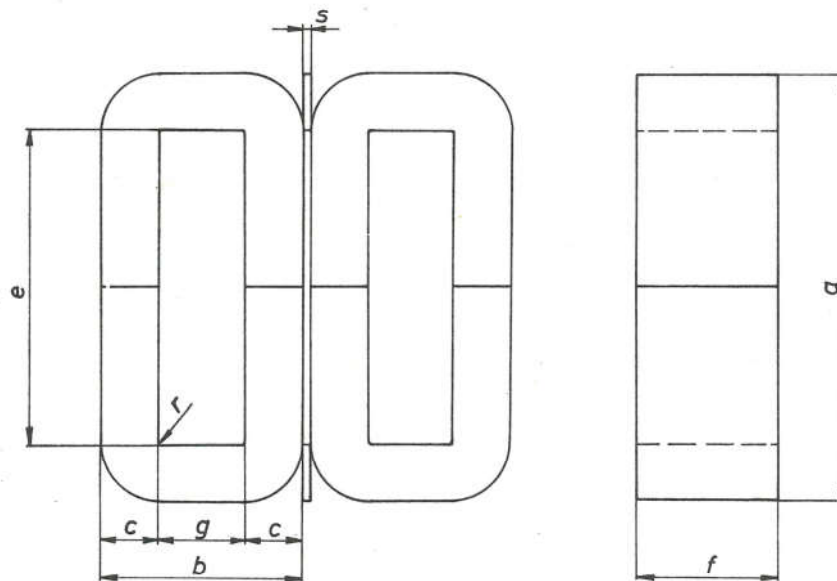
Oznaka jezgre	Mjere u mm						Masa		Presjek željeza S_{Fe} cm ²	Presjek prozora S_{pr} cm ²
	A_{max}	B_{max}	D_{max}	E_{max}	F_{min}	G_{min}	m_{Fe} g	l_{Fe} cm		
P 1,1	7,1	14,3	4,0	2,0	2,8	9,1	0,77	3,02	0,033 4	0,254
P 2,1	10,3	17,5	4,0	3,6	2,8	9,1	2,10	3,53	0,077 8	0,254
P 3,1	11,1	17,5	7,1	3,6	3,6	9,1	4,37	3,69	0,155	0,326
P 4,1	11,9	17,5	4,0	3,6	4,4	9,1	2,28	3,85	0,077 8	0,398
P 4,2	11,9	17,5	7,1	3,6	4,4	9,1	4,56	3,85	0,155	0,398
P 5,1	13,5	20,6	7,1	3,6	6,0	12,3	5,70	4,80	0,155	0,731
Q 1,1	21,0	29,4	7,2	7,2	6,4	14,3	18,0	6,32	0,372	0,91
Q 2,1	25,8	35,7	8,7	8,7	7,9	17,5	34,7	7,77	0,582	1,38
Q 3,1	30,6	43,7	10,3	10,3	9,5	22,2	63,0	9,53	0,862	2,12
Q 4,1	32,1	50,0	10,3	10,3	11,1	28,6	73,5	11,13	0,862	3,18
Q 5,1	30,6	56,4	13,5	8,7	12,7	38,1	94	12,78	0,96	4,8
Q 5,2	30,6	56,4	19,8	8,7	12,7	38,1	141	12,78	1,44	4,8
Q 5,3	30,6	56,4	26,2	8,7	12,7	38,1	187	12,78	1,92	4,8
Q 5,4	30,6	56,4	38,9	8,7	12,7	38,1	281	12,78	2,88	4,8
Q 6,1	36,9	73,0	13,5	10,3	15,9	50,8	145	16,34	1,15	8,1
Q 6,2	36,9	73,0	19,8	10,3	15,9	50,8	218	16,34	1,72	8,1
Q 6,3	36,9	73,0	26,2	10,3	15,9	50,8	291	16,34	2,30	8,1
Q 6,4	36,9	73,0	32,5	10,3	15,9	50,8	363	16,34	2,87	8,1
Q 7,1	40,1	79,4	19,8	10,3	19,0	57,2	239	18,14	1,72	10,9
Q 7,2	40,1	79,4	26,2	10,3	19,0	57,2	319	18,14	2,30	10,9
Q 7,3	40,1	79,4	32,5	10,3	19,0	57,2	398	18,14	2,87	10,9
Q 7,4	40,1	79,4	38,9	10,3	19,0	57,2	478	18,14	3,45	10,9
Q 8,1	49,6	92,1	23,0	13,5	22,2	63,5	432	21,06	2,68	14,1
Q 8,2	49,6	92,1	29,4	13,5	22,2	63,5	353	21,06	3,45	14,1
Q 8,3	49,6	92,1	38,9	13,5	22,2	63,5	739	21,06	4,60	14,1
Q 8,4	49,6	92,1	51,6	13,5	22,2	63,5	989	21,06	6,13	14,1
Q 9,1	62,3	111,1	19,8	16,7	28,6	76,2	367	26,86	2,87	21,8
Q 9,2	62,3	111,1	29,4	16,7	28,6	76,2	896	26,86	4,54	21,8
Q 9,3	62,3	111,1	38,9	16,7	28,6	76,2	1 138	26,86	5,75	21,8
Q 9,4	62,3	111,1	51,6	16,7	28,6	76,2	1 515	26,86	7,66	21,8
Q 10,1	75,0	130,2	26,2	19,8	34,9	88,9	1 079	30,68	4,60	31,0
Q 10,2	75,0	130,2	38,9	19,8	34,9	88,9	1 619	30,68	6,90	31,0
Q 10,3	75,0	130,2	51,6	19,8	34,9	88,9	2 163	30,68	9,23	31,0
Q 10,4	75,0	130,2	71,4	19,8	34,9	88,9	2 966	30,68	12,65	31,0
Q 11,1	97,2	169,9	32,5	26,2	44,4	114,3	2 363	40,23	7,68	50,8
Q 11,2	97,2	169,9	51,6	26,2	44,4	114,3	3 773	40,23	12,26	50,8
R 1,1	65,3	108,8	37,2	17,4	30,0	73	1 117	25,9	5,64	21,9
R 1,2	65,3	108,8	47,2	17,4	30,0	73	1 429	25,9	7,21	21,9
R 2,1	75,2	123,8	41,2	19,8	35,0	83	1 631	29,7	7,18	29,0
R 2,2	75,2	123,8	51,2	19,8	35,0	83	2 040	29,7	8,98	29,0
R 2,3	75,2	123,8	61,2	19,8	35,0	83	2 454	29,7	10,80	29,0
R 3,1	85,0	145,8	56,0	22,1	40,0	100	2 920	34,7	10,90	40,0
R 3,2	85,0	145,8	66,0	22,1	40,0	100	3 424	34,7	12,90	40,0
R 3,3	85,0	145,8	76,0	22,1	40,0	100	3 955	34,7	14,90	40,0
R 4,1	98,2	186,8	57,0	27,3	42,5	130	4 529	42,9	13,80	55,3
R 4,2	98,2	186,8	70,0	27,3	42,5	130	5 579	42,9	17,00	55,3
R 4,3	98,2	186,8	85,0	27,3	42,5	130	6 826	42,9	20,80	55,3
R 5,1	116,1	216,0	63,0	32,1	50,5	149	6 871	49,9	18,00	75,3
R 5,2	116,1	216,0	79,0	32,1	50,5	149	8 665	49,9	22,70	75,3
R 5,3	116,1	216,0	98,0	32,1	50,5	149	10 760	49,9	28,20	75,3

Tablica 4.9.

Veličina prerezanih motanih jezgri oblika SM i SE prema DIN 41309
(u zagradama oznake tvornice »ISKRA«)

Oblik i veličina	a max	b max	c		e min	f		g	r	s ¹	Upotrebljiva- vana de- bljina lima
				tol			tol				
SM 30 $\frac{a}{b}$	28,6	14,3	3,5	0 -0,5	21,0	$\frac{7,0}{11,0}$	0 -0,5	7,0	1,0	0,4	do 0,1
SM 42 (CM 42)	43,6	21,8	6,0	0 -0,8	31,0	15,2	0 -0,7	9,5	1,5	0,4	do 0,35
SM 55 (CM 55)	56,3	28,4	8,5	0 -0,8	38,5	20,8	0 -0,8	11,0	1,5	0,4	
SM 65 (CM 65)	65,6	33,2	9,9	0 -0,9	45,0	27,0	0 -0,8	13,0	1,5	0,6	
SM 74 (CM 74)	74,6	37,7	11,4	0 -0,9	51,0	32,5	0 -1,0	14,5	1,5	0,6	
SM 85 (CM 85) $\frac{a}{b}$	85,6	43,2	14,4	0 -1,0	56,0	$\frac{32,5}{45,5}$	0 -1,0	14,0	2,0	0,6	
SM 102 (CM 102) $\frac{a}{b}$	103,0	51,9	16,9	0 -1,0	68,0	$\frac{35,5}{52,5}$	0 -1,0	17,5	2,0	0,6	
SE 130 (CE 130) $\frac{a}{b}$	108,8	65,3	17,4	0 -0,9	73	$\frac{37,2}{47,2}$	0 -1,2	30,0	2,0	0,6	
SE 150 (Cu 150) $\frac{a}{b/c}$	123,8	75,2	19,8	0 -0,9	83	$\frac{41,2}{51,2}$	0 -1,2	35,0	2,0	0,6	
SE 170 $\frac{a}{b/c}$	145,8	85,0	22,1	0 -1,0	100	$\frac{56,0}{66,0}$	0 -1,5	40,0	3,0	0,7	
SE 195 $\frac{a}{b/c}$	186,8	98,2	27,3	0 -1,1	130	$\frac{57,0}{70,0}$	0 -1,5	42,5	3,0	1,0	
SE 231 $\frac{a}{b/c}$	216,0	116,1	32,1	0 -1,3	149	$\frac{63,0}{79,0}$	0 -1,5	50,5	3,0	1,2	

¹ Razmak određen za priteznu traku



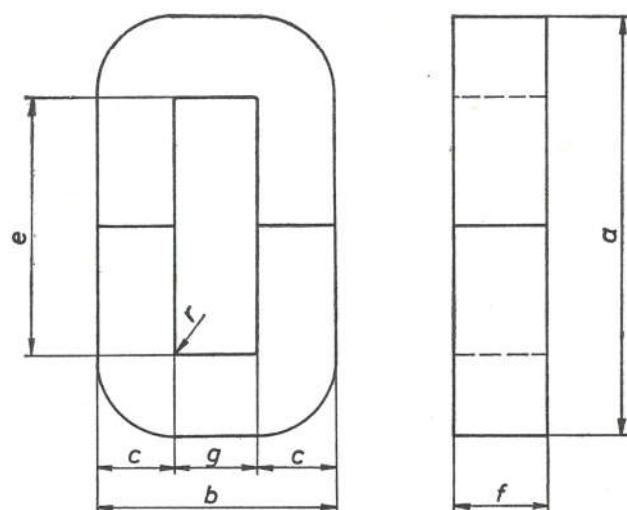
(Mjere u mm)

Tablica 4.10.

Veličina prerezanih motanih jezgri oblika SU prema DIN 41309
(u zagradama oznake tvornice »ISKRA«)

Oblik i veličina jezgre ¹	a max	b max	c		e min	f		g min	r max	s ²	Upotrebljavana debljina lima
				tol			tol				
SU 15 a b	28,7	15,0	4,9	0 —0,5	18,5	5,4 8,4	0 —0,4	5	1,5	0,2	do 0,1
SU 24 a b	42,7	24,0	7,9	0 —0,6	26,5	8,5 13,5	0 —0,5	8	1,5	0,2	do 0,35
SU 30 (Cu 30) a b	52,7	30,0	9,9	0 —0,8	32,5	10,1 16,1	0 —0,6	10	1,5	0,2	
SU 39 (Cu 39) a b	67,9	39,1	12,9	0 —0,8	41,5	13,4 20,4	0 —0,9	13	1,5	0,3	
SU 48 (Cu 48) a b	82,9	48,0	15,8	0 —0,9	50,5	16,5 25,5	0 —1,0	16	1,5	0,3	
SU 60 (Cu 60) a b	103,6	60,1	19,8	0 —0,9	63,0	20,6 30,6	0 —1,1	20	2,0	0,3	
SU 75 (Cu 75) a b	128,6	75,0	24,7	0 —1,0	78,0	26,1 41,1	0 —1,1	25	2,0	0,3	
SU 90 (Cu 90) a b	155,8	90,0	29,6	0 —1,1	95,0	30,9 50,9	0 —1,4	30	3,0	0,5	
SU 102* (Cu 102) a b	175,4	102,4	33,7	0 —1,2	106,0	35,4 56,4	0 —1,4	34	3,0	0,5	
SU 114 (Cu 114) a b	195,6	114,4	37,6	0 —1,3	118,0	39,2 63,2	0 —1,7	33	3,0	0,6	
SU 132 (Cu 132) a b	225,4	132,1	43,4	0 —1,4	136,0	45,2 71,2	0 —1,7	44	3,0	0,6	
SU 150 a* b	255,6	150,2	49,4	0 —1,5	154,0	51,2 76,2	0 —1,7	50	3,0	0,6	
SU 168 a b*	286,0	168,3	55,3	0 —1,6	172,0	57,0 91,0	0 —2,0	56	3,0	0,6	
SU 180 a b c	307,2	181,3	59,7	0 —1,8	184,0	62,0 77,0 92,0	0 —2,0	60	3,0	0,6	
SU 210 a b c*	357,2	211,2	69,6	0 —2,0	214,0	71,7 101,7 131,7	0 —2,2	70	3,0	0,6	

Veličine označene zvjezdicom (*) imaju podjednake karakteristike kao susjedne veličine, pa se njihova upotreba ne preporučuje. ² Razmak za priteznu traku

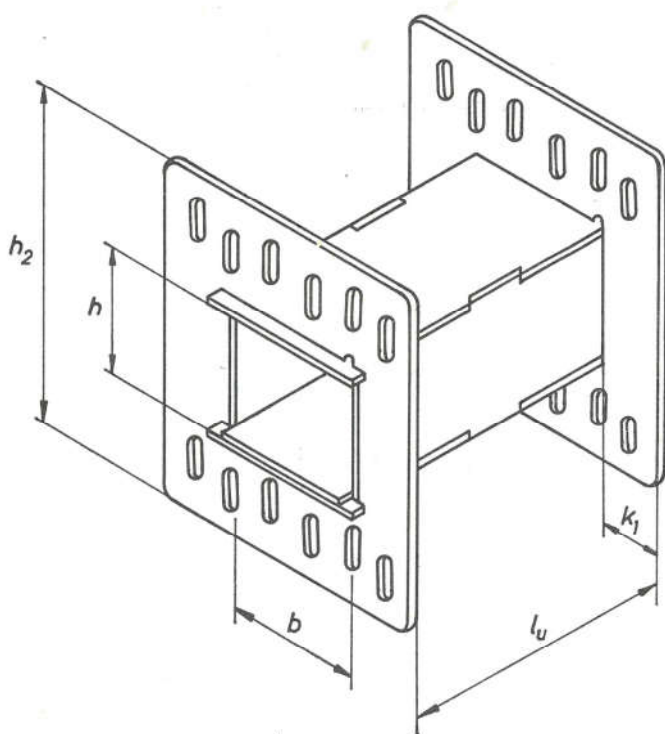


(Mjere u mm)

U tabl. 4.9. podaci su za ogrnute motane jezgre sastavljene od dviju C-jezgri prema zapadnonjemačkom standardu DIN 41309. Dimenzije tih jezgri tako su odabrane da se mogu upotrijebiti jednaki okviri za namote kao i kod jezgri od isječenih limova oblika M. Takve jezgre izrađuje kod nas tvornica »Iskra«. Tabl. 4.10. sadrži podatke za jezgraste motane jezgre tipa SU prema standardu DIN 41309, koje također proizvodi spomenuta tvornica.

4.5. OKVIRI NAMOTA ZA STANDARDIZIRANE JEZGRE

Standardizirani oblici i dimenzije magnetskih limova i prerezanih motanih jezgri omogućuju ujedno standardizaciju oblika i osnovnih dimenzija okvira za namote. Ipak, neke od njihovih dimenzija ovise o načinu izrade okvira i vrsti upotrijebljene izolacije. Rade se okviri slijepljeni od prešpana, sastavljeni od unaprijed izrezanih ili isječenih sastavnih dijelova, te okviri prešani od bakelita ili sličnih izolacija. Slijepljeni okviri sastoje se od tuljka s rubovima, dobivenoga namatajući nekoliko slojeva prešpana od 0,3 do 0,5 mm debljine. Na rubove tog tuljka nalijepljene su obično po dvije bočne ploče od prešpana debele od 0,5 do 1 mm. Takvi okviri uglavnom se upotrebljavaju pri pojedinačnoj proizvodnji transformatora. Sastavljeni okviri slažu se od dijelova isječenih iz 1 do 2 mm debeloga tvrdog papira. Oblik je tih dijelova tako odabran da se njihovim sastavljanjem dobivaju, bez lijepljenja, stabilni i mehanički otporni okviri (sl. 4.21). Prikladni su i za serijsku proizvodnju transformatora. Prešani okviri izrađuju se od bakelita ili sličnih smolnih izolacija, pa dolaze u obzir uglavnom za vrlo velike serije, gdje se isplati izrada alata za prešanje bakelita. Njihova su prednost vrlo uske tolerancije koje omogućuju da se bolje iskoristi prostor u prozoru jezgre.



Sl. 4.21. Okviri za namot sastavljen od isječenih dijelova

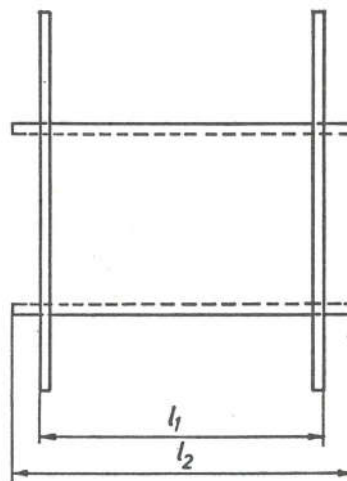
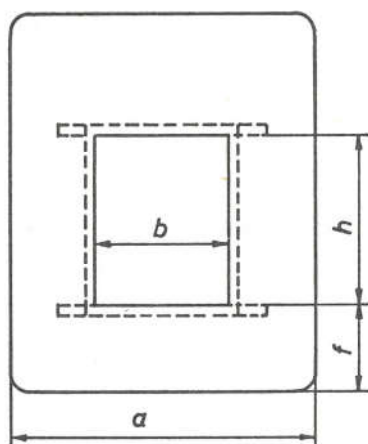
U tabl. 4.11. svrstane su osnovne mjere okvira za jezgre oblika M i SM prema zapadnonjemačkom standardu DIN 41303 koje se odnose na sve okviře bilo koje izvedbe. Tabl. 4.12. donosi podatke o okvirima za jezgre oblika EI. Dimenzije a , b , h , ℓ_1 i $h_{\min}$ su prema standardu DIN 41303-1970. i vrijede za sve izvedbe okvira, a dimenzije h_2 , ℓ_u i k_1 su prema standardu DN 41304-1973. i odnose se samo na sastavljene okvire. U tabl. 4.13. na str. 165 podaci su o okvirima za jezgre oblika SU prema standardu DIN 41303-1970. i vrijede za bilo koju vrstu okvira (str. 165).

Tablica 4.11.

Okviri jezgre oblika SM i M prema DIN 41303

Oblik i veličina jezgre		a max	b min	f max	h min	ℓ_1 max	ℓ_2 max	Najmanja visina ostavljena jezgri $h_{\min}^1$
(SM 30z)	a	17,3	7,3	5	7,3	18,7	—	7,3
	b				10,5			10,5
SM 30	a	19	7,5	5,75	7,5	19	—	7,5
	b				11,3			11,3
SM 42		29	12,6	8,1	15,7	28	31	14,6
SM 55		37	17,6	9,6	21,7	35,5	39,5	20,6
SM 65		44	20,6	11,6	27,8	42	47	26,7
SM 74		50	23,6	13,1	33,5	48	53	32,4
SM 85	a	54,6	29,6	12,4	33,5	52	58	31,9
	b				46,5			44,9
SM 102	a	65	34,6	15,1	36,5	64	71	34,9
	b				54			52,4

$h_{\min} = h$ — debljina klina (vidi DIN 41304)



(Mjere u mm)

Tablica 4.12.

Okviri za jezgre oblika EI prema DIN 41303
(Oznake prema slici u tabl. 4.11. i sl. 4.21)

Oblik i veličina jezgre		Mjere u mm				Najmanja visina ostavljena jezgri h_{min}^1	h_2 max	l_2 min	k_1 min
		a max	b min	h min	l_1 max				
EI 30		19,5	10,5	10,5	14,5	10,5			
EI 38		25,1	13,3	13,6	18,7	13,6			
EI 42		27,2	14,5	14,8	20,5	13,7	30,2	18,6	5,1
EI 48		31,2	16,5	16,8	23,5	15,7	34,2	21,6	6
EI 54		35,2	18,5	18,8	26,5	17,7	38,2	24,2	6,8
EI 60		39,1	20,6	21	29	19,9	42,7	26,7	7,7
EI 66	a	43,1	22,6	23	32	21,9	46,7	28,6	8,7
	b			34,7		33,5	58		
EI 78		51,1	26,6	27,5	38	26,4	56,2	34,6	10,7
EI 84	a	55,1	28,6	29,5	41	27,9	60,2	37,6	11,7
	b			43,5		41,9	74,2		
EI 96	a	62,4	32,6	35,7	47	34	70	43,5	13,5
	b			45,7		44	80		
	c			59,7		58	94		
EI 120	a	77,5	40,8	41,7	59	40	88	54,5	16,2
	b			53,7		52	100		
	c			73,7		72	120		
EI 150 N	a	97	51	49,6	73,5	47,9	107	67,9	19,8
	b			66,6		64,9	124		
	c			92,5		90,9	150		
EI 92	a	67,4	23,6	24,5	50	22,9	75,2	46,6	20,2
	b			33,5		31,9	84,3		
EI 106	a	75,4	29,6	33,5	55	31,9	88,3	51,5	20,6
	b			46,5		44,9	101,3		
EI 130	a	92	35,7	37,7	69	36,1	105,3	64,5	25,9
	b			47,7		46,1	115,3		
EI 150	a	107	40,7	41,7	79	40,1	122,3	70,1	29,8
	b			51,7		50,1	132,3		
	c			61,7		60,1	142,3		
EI 170	a	121	45,7	56,7	94	54,5	151,3	85,1	33,7
	b			66,7		64,5	161,3		
	c			76,7		74,5	171,3		
EI 195	a	136	56,5	57,7	124	55,5	162,3	115,1	35,7
	b			70,7		68,5	175,3		
	c			85,7		83,5	190,4		
EI 231	a	159	66,5	64,7	143	62,5	167,3	129,7	42,3
	b			80,7		78,5	183,4		
	c			99,7		97,5	202,4		

¹ $h_{min} = h$ — debljina klina (vidi DIN 41304)

4.6. PRORAČUN MJERNIH TRANSFORMATORA SA STANDARDIZIRANOM JEZGROM

Standardizirani oblici i veličine transformatorskih jezgri ne samo da omogućuju njihovu jeftiniju proizvodnju i održavanje već olakšavaju i njihov proračun. Razni podaci potrebni pri proračunu transformatora, kao što su: srednja duljina magnetskih silnica u željezu, presjek i masa jezgre, srednja duljina jednog zavoja, presjek prozora itd., definirani su standardiziranim oblikom limova i standardiziranim okvirima za jezgre, pa ih ne treba svaki put nanovo računati. Dapače, takvi su podaci, često i u standardima za oblike i veličine jezgri. Tako se u zapadnonjemačkom standardu DIN 41300 (studeni 1973) za energetske transformatore kojima je frekvencija 50 Hz, a izrađeni su od standardiziranih oblika limova i okvira jezgri, daju ovi podaci:

1. visina i širina namota, presjek i masa bakrenog namota te najmanja, srednja i najveća duljina jednog zavoja;
2. srednja duljina magnetskih silnica te presjek i masa jezgre uz određeni faktor punjenja jezgre;
3. optimalna indukcija i gustoća struje, sekundarna snaga transformatora, jalova snaga magnetiziranja, gubici u željezu i bakru za pojedine vrste magnetskog lima te uz nadtemperaturu namota od 75°C i temperaturu namota u hladnom stanju od 40°C;
4. strujni faktor Δi i naponski faktor Δu , koji su ovako definirani:

$$\Delta i = \left| \frac{I_1 N_1}{I_2 N_2} \right| \quad \Delta u = \left| \frac{U_1 N_2}{U_2 N_1} \right| \quad (4.21)$$

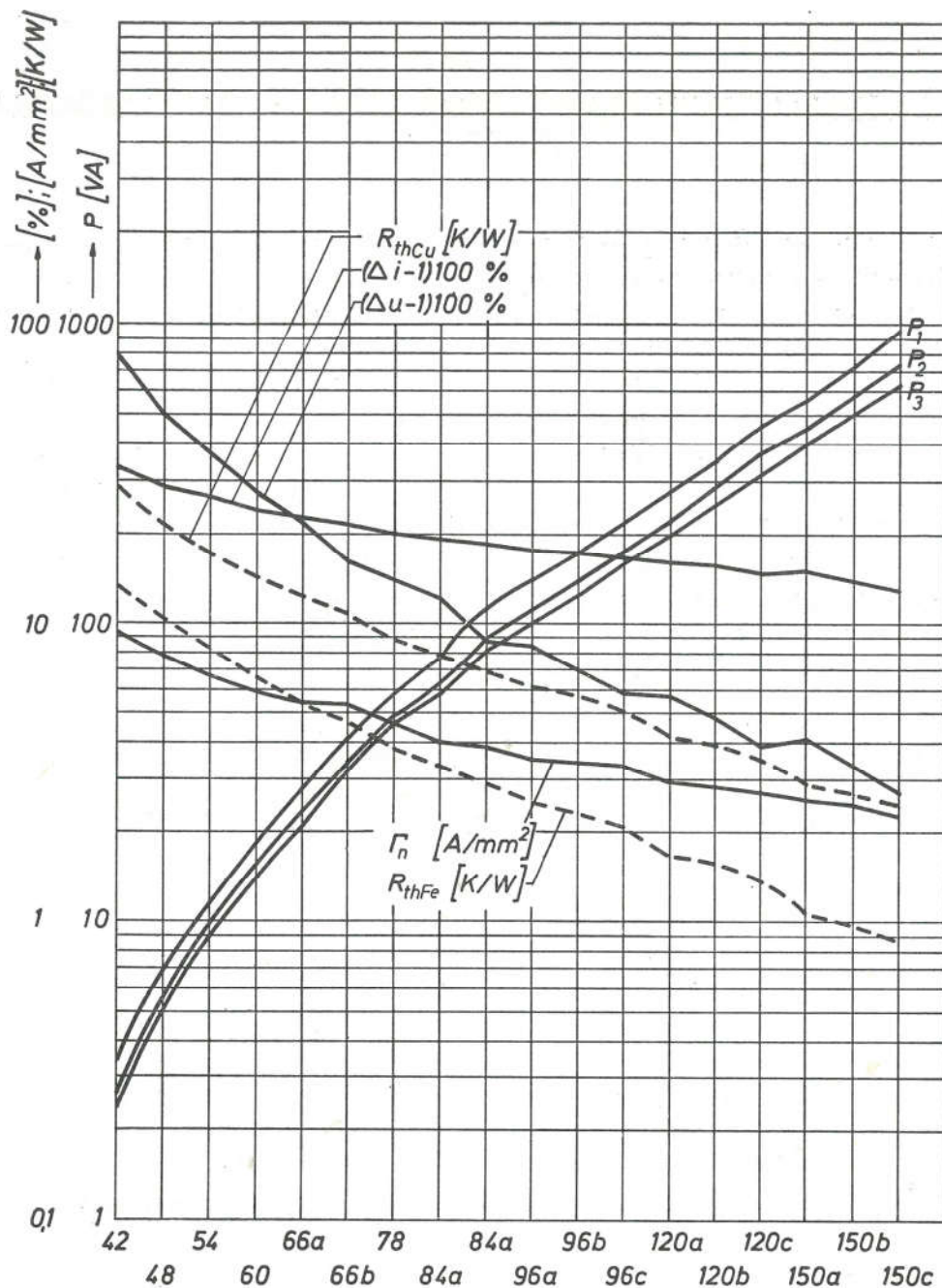
5. korisnost djelatne snage η_W i korisnost prividne snage η_S :

$$\eta_W = \frac{P_N}{P_N + P_{\text{Cut}} + P_{\text{Fe}}} \quad \eta_S = \frac{P_N}{(P_N + P_{\text{Cut}} + P_{\text{Fe}})^2 + P_h^2} \quad (4.22)$$

6. toplinski otpor namota $R_{\text{tp Cu}}$ i toplinski otpor jezgre $R_{\text{tp Fe}}$, pomoću kojih se određuje nadtemperatura ϑ_n namota:

$$\vartheta_n = R_{\text{tp Cu}} P_{\text{Cuhl}} + P_{\text{tp Fe}} P_{\text{Fe}} \quad (4.23)$$

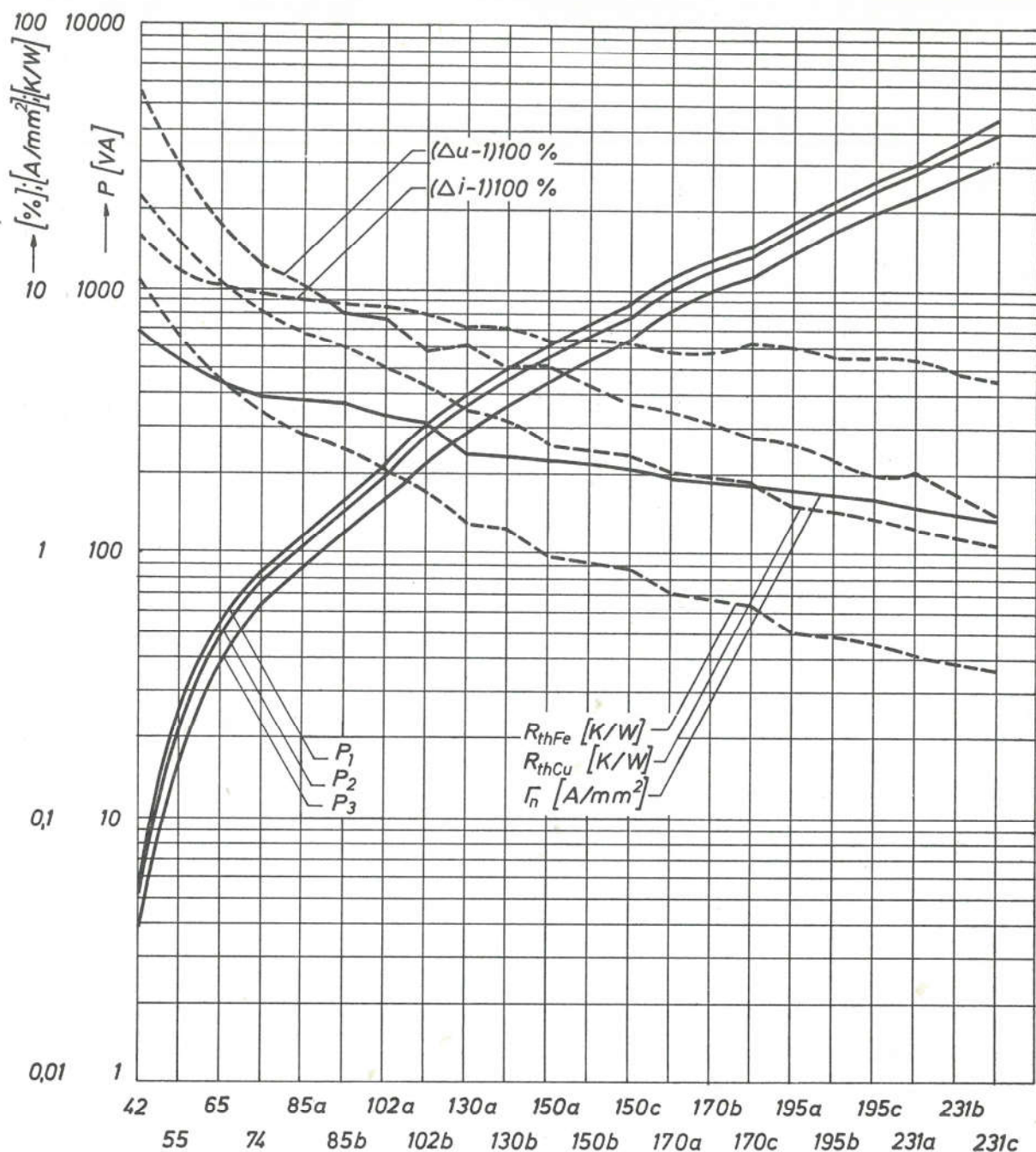
Sekundarna snaga P , gustoća struje I_n , strujni faktor Δi i naponski faktor Δu , te toplinski otpor namota $R_{\text{tp Cu}}$ i toplinski otpor jezgre $R_{\text{tp Fe}}$ prikazani su prema DIN 41300 na sl. 4.22, 4.23. i 4.24. za limove oblika EI i za montane prerezane jezgre oblika SM, SE i SU. Takvi podaci uvelike olakšavaju izbor prikladne jezgre i proračun malih energetskih transformatora, no mogu dobro poslužiti i za proračun mjernih transformatora sa standardiziranom jezgrom. Naime, standardizirane su jezgre česte i kod mjernih transformatora, osobito naponskih za niske nazivne napone. Kod strujnih transformatora, međutim, njihova je upotreba mnogo manja jer se za njihove jezgre postavljaju specifični zahtjevi koje često ne mogu zadovoljiti jezgre standardiziranog oblika.



Sl. 4.22 Sekundarna snaga P_1 , gustoća struje Γ_n , strujni faktor $\Delta i\% = (\Delta i - 1) 100\%$, naponski faktor $\Delta u\% = (\Delta u - 1) 100\%$, toplinski otpor namota R_{tpCu} i toplinski otpor jezgre R_{tpFe} za standardizirane jezgre EI prema tablici 4.7. od lima C5A (DIN 41302). P_2 i P_3 su sekundarne snage za jezgre od limova V130-35B i V230-50B

4.6.1. Općenito o proračunu naponskih transformatora sa standardiziranom jezgrom

Već smo u odjeljku 1.2. napomenuli da je, naročito za početna razmatranja, prikladno otpore, reaktancije i admitancije naponskog transformatora i njegova tereta reducirati na jedan zavoj. Tad je, prema izrazima (1.24) i (1.25), da bi se odredila naponska i fazna pogreška zbog struje tereta, potrebno znati reducirane veličine $r_1 + r_2$, $x_1 + x_2$, g i b . Te pogreške se u praznom hodu izračunavaju, prema izrazima (1.22) i (1.23), pomoću reduciranih veličina r_1 , x_1 , g_0 i b_0 . U tabl. 4.14, 4.15. i 4.16. podaci su na osnovi kojih



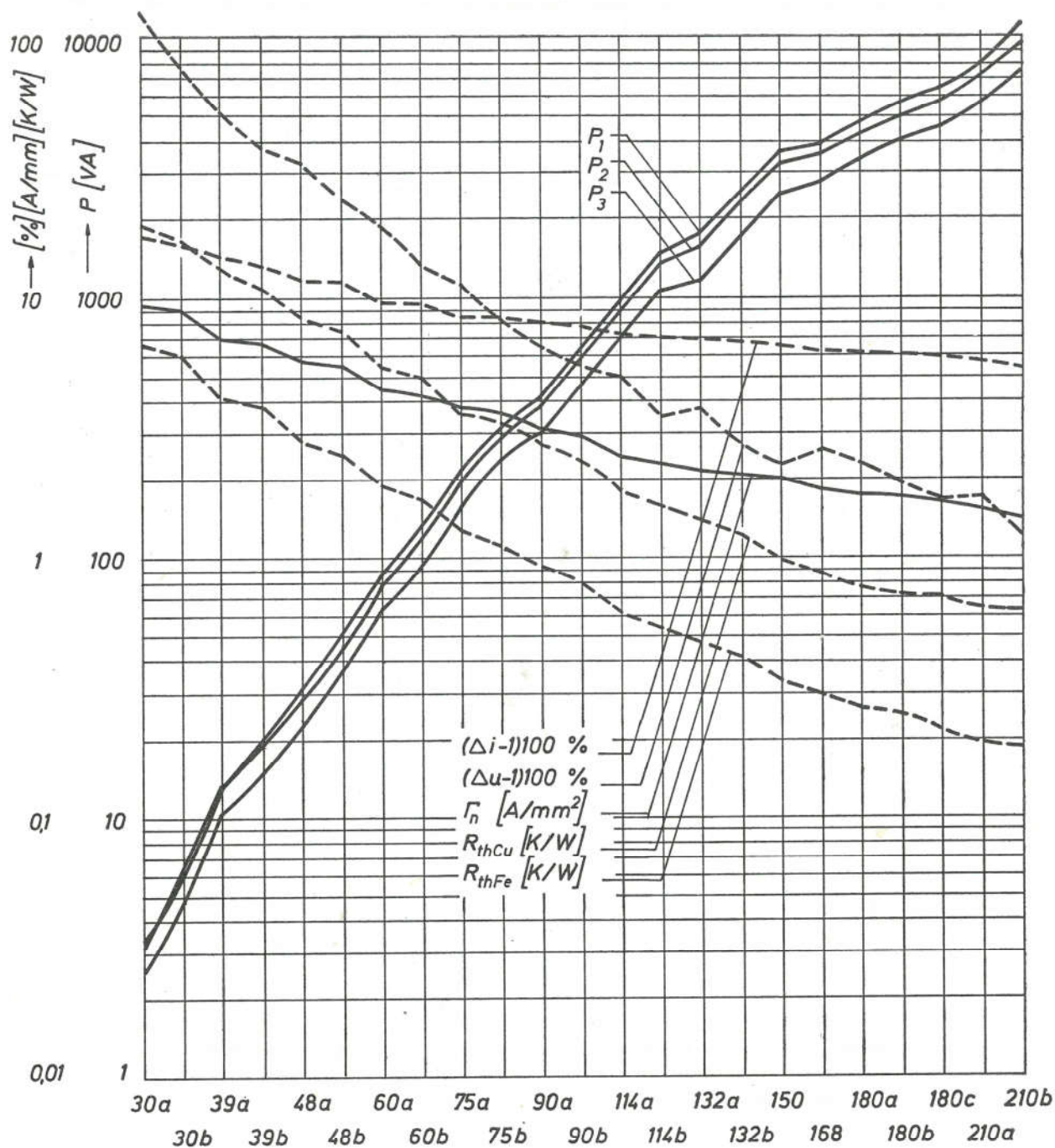
Sl. 4.23. Sekundarna snaga P_1 , gustoća struje J_n , strujni faktor $\Delta i\% = (\Delta i - 1) 100\%$, naponski faktor $\Delta u\% = (\Delta u - 1) 100\%$, toplinski otpor namota R_{tpCu} i toplinski otpor jezgre R_{tpFe} za standardizirane prerezane motane jezgre SM i SE prema tablici 4.9 (P_2 i P_3 su sekundarne snage za jezgre od limova C5A i V135-50B)

se lakše dobivaju te reducirane veličine za transformatore sa standardiziranim jezgrama oblika EI, SM, SE i SU. Od 1. do 12. stupca tih tablica uvršteni su podaci prema zapadnonjemačkom standardu DIN 41300, a u 13. stupcu je konstanta A_R koja predstavlja otpor jednog zavoja duljine O_{sr} (cm) i presjeka S_{Cu} (cm²) pri temperaturi od 40°C ($\rho = 0,019 \Omega \text{mm}^2/\text{m} = 1,9 \cdot 10^{-6} \Omega$):

$$A_R = \rho \frac{O_{sr}}{S_{Cu}} = 1,9 \frac{O_{sr}}{S_{Cu}} \mu\Omega \quad (4.24)$$

Pretpostavimo li da primarni i sekundarni namot imaju jednak presjek iznosa $S_{Cu}/2$, onda će reducirani otpor primarnog i sekundarnog namota biti:

$$r_1 + r_2 = 4 A_R = 4 \rho \frac{O_{sr}}{S_{Cu}} \quad (4.25)$$



Sl. 4.24. Sekundarna snaga P_1 , gustoća struje J_n , strujni faktor $\Delta i\% = (\Delta i - 1) 100\%$ naponski faktor $\Delta u\% = (\Delta u - 1) 100\%$, toplinski otpor namota R_{tpCu} i toplinski otpor jezgre R_{tpFe} za standardizirane prerezane motane jezgre SU prema tablici 4.10. (P_2 i P_3 su sekundarne snage za jezgre od limova CSA i V130-50B)

Pretpostavka o jednakom presjeku primarnog i sekundarnog namota uglavnom odgovara prilikama u naponskim transformatorima, pa zbog nje obično ne nastupaju veće pogreške pri proračunu reduciranog otpora namota. Znatnije pogreške mogu nastati zato što se stvarni presjek bakra, ovisno o promjeru žice namota i debljini izolacije, katkad i do dva puta razlikuje od prosječnog presjeka namota S_{Cu} , navedenoga u 3. stupcu tabl. 4.14, 4.15

Tablica 4.13.

Okrvi za jezgre oblika SU prema DIN 41303
(Oznake prema slici u tabl. 4.11)

Oblik i veličina jezgre	G _{max}		b _{min}	h _{min}	l _{min}	Najmanja visina ostavljena jezgri
	za 2 okvira po transformatoru	za 1 okvir po transformatoru				
SU 30	19	29	10,6	10,5	29,5	10,5
SU 30	b	b	10,6	16,5		16,5
SU 39	25	38	13,6	13,8	38,5	13,8
SU 39	b	b	13,6	20,8		20,8
SU 48	31	47	16,6	17	47,5	15,9
SU 48	b	b	16,6	26		24,9
SU 60	39	59	20,6	21	59	19,9
SU 60	b	b	20,6	31		29,9
SU 75	49	74	25,6	26,5	74	24,9
SU 75	b	b	25,6	41,5		39,9
SU 90	58	88	30,6	31,5	89	29,9
SU 90	b	b	30,6	51,5		49,9
SU 102	66	100	34,8	36	100	33,8
SU 102	b*	b*	34,8	57		54,8
SU 114	74	112	38,8	40	112	37,8
SU 114	b	b	38,8	64		61,8
SU 132	85	—	44,8	46	130	43,8
SU 132	b	b	44,8	72		69,8
SU 150	97	—	51	52	148	49,8
SU 150	b*	b*	51	77		74,8
SU 168	109	—	57	58	166	55,8
SU 168	b*	b*	57	92		89,8
SU 180	117	—	61,5	63	178	59,8
SU 180	b	b	61,5	78		74,8
SU 210	137	—	71,5	73	208	69,8
SU 210	b	b	71,5	103		99,8
SU 210	c*	c*	133	133		129,8

* Veličine označene zvjezdicom (*) imaju podjednake karakteristike kao susjedne veličine, po se njihova upotreba ne preporučuje.

Tablica 4.14.

Podaci o mernim transformatorima s jezgrom oblika EI

Oblik i veličina limova	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
	visi- na h _k cm	širi- na b _a cm	pre- sjek b _a cm ²	masa ba- kra m _{Cu} kg	Duljina zavoja			širi- na stupa f cm	vi- sina po- keta h _p cm	pre- sjek želje- za S _{Fe} cm ²	dulji- na sil- nica l _{Fe} cm	želje- za m _{Fe} kg	A _R μΩ	A _σ nH	z _k μΩ	u _i za B _m = 1T V	P _i za Δu _i = 1% VA	Y ₀₁ Ω ⁻¹
					min	sr	max											
EI 42	0,51	1,86	0,2	0,0146	6,6	8,2	9,8	1,4	1,37	1,67	8,4	0,107	77,9	11,8	312	0,037	0,044	2,26
EI 48	0,6	2,16	0,32	0,0265	7,4	9,3	11,2	1,6	1,57	2,21	9,6	0,162	55,2	13,0	221	0,049	0,109	1,95
EI 54	0,68	2,42	0,46	0,046	8,4	10,5	12,7	1,8	1,77	2,81	10,8	0,232	43,4	14,4	174	0,062	0,224	1,73
EI 60	0,77	2,67	0,62	0,065	9,2	11,7	14,1	2	1,99	3,52	12	0,323	35,9	16,0	144	0,078	0,426	1,53
EI 66	$\frac{a}{b}$	2,86	0,8	0,091	10	12,8	15,5	2,2	2,19	4,24	13,2	0,428	30,4	18,1	122	0,094	0,728	1,4
EI 66	$\frac{a}{b}$	2,86	0,8	0,108	12,4	15,1	17,8	2,2	3,35	6,5	13,2	0,66	35,9	21,3	144	0,144	1,45	0,914
EI 78	1,07	3,46	1,35	0,181	11,7	15,1	18,5	2,6	2,64	6,1	15,6	0,73	21,3	20,9	85,3	0,135	2,15	1,15
EI 84	$\frac{a}{b}$	3,76	1,67	0,241	12,5	16,2	19,9	2,8	2,79	6,9	16,8	0,89	18,4	22,3	74,1	0,153	3,17	1,1
EI 84	$\frac{a}{b}$	3,76	1,67	0,282	15,3	19	22,7	2,8	4,19	10,4	16,8	1,34	21,6	26,1	86,9	0,231	6,14	0,727
EI 96	$\frac{a}{b}$	4,35	2,4	0,398	14,6	18,8	23,1	3,2	3,4	9,6	19,2	1,41	14,9	25,3	60,1	0,213	7,56	0,9
EI 96	$\frac{a}{b}$	4,35	2,4	0,441	16,6	20,8	25,1	3,2	4,4	12,5	19,2	1,84	16,5	27,9	66,4	0,278	11,6	0,691
EI 96	$\frac{a}{b}$	4,35	2,4	0,5	19,4	23,6	27,9	3,2	5,8	16,4	19,2	2,41	18,7	31,7	75,4	0,364	17,6	0,527
EI 120	$\frac{a}{b}$	5,45	3,9	0,79	17,8	22,9	28	4	4	14,2	24	2,61	11,2	28,8	45,5	0,315	21,8	0,761
EI 120	$\frac{a}{b}$	5,45	3,9	0,87	20,2	25,3	30,4	4	5,2	18,4	24	3,38	12,3	31,9	50,3	0,408	33,2	0,587
EI 120	$\frac{a}{b}$	5,45	3,9	1,01	24,2	29,3	34,4	4	7,2	25,5	24	4,68	14,3	36,9	58,3	0,566	55,0	0,424
EI 150N	$\frac{a}{b}$	6,79	5,9	1,57	22,3	28,5	34,7	5	4,79	21,3	30	4,89	9,1	34,5	38,3	0,473	58,4	0,634
EI 150N	$\frac{a}{b}$	6,79	5,9	1,76	25,7	31,9	38,1	5	6,49	28,8	30	6,7	10,3	38,6	42,8	0,629	95,4	0,469
EI 150N	$\frac{a}{b}$	6,79	5,9	2,05	30,9	37,1	43,3	5	9,09	40,4	30	9,3	11,9	44,9	49,8	0,897	161,4	0,334

Tablica 4.15.

Podaci o mjernim transformatorima s prerezanom motanom jezgrom oblika SM i SE prema DIN 41300

Oblik i veličina limova	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
	Namot						Jezgra											
	Duljina zavoja			masa bakra m_{Cu}	Duljina zavoja			širina stupa f	visina paketa h_p	presjek željeza S_{Fe}	duljina silnica l_{Fe}	masa željeza m_{Fe}	A_R $\mu\Omega$	A_G nH	z_k $\mu\Omega$	u_{za} $B_m = 1T$ V	P_{za} $\Delta u_{za} = 1\%$ VA	Y_{01} Ω^{-1}
	visina h_a cm	širina b_a cm	presjek bakra S_{Cu} cm^2		min O_{min} cm	sr O_{sr} cm	max O_{max} cm											
SM 42	0,67	2,61	0,4	0,031	6,6	8,7	10,7	1,2	1,46	1,44	9,8	0,108	41,3	10,9	165	0,032 0	0,061 8	3,06
SM 55	0,81	3,31	0,85	0,085	8,8	11,3	13,9	1,7	2,06	2,92	12,4	0,276	25,3	13,0	101	0,064 8	0,416	1,91
SM 65	1,01	3,86	1,35	0,166	10,6	13,8	16,9	2	2,67	4,48	14,6	0,5	19,4	16,3	77,9	0,099 5	1,27	1,47
SM 74	1,16	4,46	1,95	0,342	12,4	16	19,7	2,3	3,24	6,3	16,5	0,79	15,6	18,4	62,6	0,140	3,12	1,18
SM 85	a	1,09	4,85	2,1	0,318	13,6	17	20,4	2,9	3,19	8	18,3	1,12	15,4	17	61,8	0,178	5,11
	b	1,09	4,85	2,1	0,366	16,2	19,6	23	2,9	4,49	11,3	18,3	1,59	17,7	19,7	71,2	0,251	8,84
SM 102	a	1,3	6,05	3,3	0,58	15,6	19,7	23,8	3,4	3,49	10,4	22,2	1,77	11,3	18,4	45,7	0,231	11,7
	b	1,3	6,05	3,3	0,68	19,1	23,2	27,3	3,4	5,24	15,6	22,2	2,64	13,4	21,7	53,9	0,346	22,3
SE 130	a	2,59	6,45	7,6	1,64	16,1	24,2	32,4	3,5	3,61	11,3	25,9	2,24	6,05	39,5	27,2	0,251	23,1
	b	2,59	6,45	7,6	1,47	18,1	26,2	34,4	3,5	4,61	14,4	25,9	2,86	6,55	42,7	29,4	0,320	34,7
SE 150	a	2,98	7,01	9,8	2,45	18,7	28,1	37,4	4	4,01	14,4	29,7	3,26	5,45	48,1	26,5	0,320	38,6
	b	2,98	7,01	9,8	2,63	20,7	30,1	39,4	4	5,01	18	29,7	4,08	5,84	51,5	28,4	0,400	56,2
	c	2,98	7,01	9,8	2,8	22,7	32,1	41,4	4	6,01	21,6	29,7	4,91	6,22	54,9	30,3	0,480	75,9
SE 170	a	3,37	8,51	14	4,21	23,2	33,8	44,4	4,5	5,45	21,8	34,7	5,8	4,59	53,5	24,9	0,484	94,2
	b	3,37	8,51	14	4,46	25,2	35,8	46,4	4,5	6,45	25,8	34,7	6,8	4,86	56,6	26,3	0,573	124,5
	c	3,37	8,51	14	4,71	27,2	37,8	48,4	4,5	7,45	29,8	34,7	7,9	5,13	59,8	27,8	0,662	157,4
SE 195	a	3,57	11,51	20,5	6,7	25,6	36,8	48	5,5	5,55	27,6	42,9	9,1	3,41	45,4	19,7	0,613	190,2
	b	3,57	11,51	20,5	7,2	28,2	39,4	51	5,5	6,85	34	42,9	11,2	3,65	48,7	21,1	0,755	269,5
	c	3,57	11,51	20,5	7,7	31,2	42,4	54	5,5	8,35	41,6	42,9	13,7	3,93	52,4	22,7	0,924	375,0
SE 231	a	4,23	12,97	29	10,9	29	42,3	56	6,5	6,25	36,4	49,9	13,9	2,77	54,5	20,4	0,808	320,4
	b	4,23	12,97	29	11,7	32,2	45,5	59	6,5	7,85	45,8	49,9	17,3	2,98	58,6	21,9	1,02	471,6
	c	4,23	12,97	29	12,7	36	49,3	63	6,5	9,75	57	49,9	21,8	3,23	63,5	23,8	1,27	674,1

Tablica 4.16.

Podaci o mjernim transformatorima s prerezanom motanom jezgrom oblika SU

Oblik i veličina limova		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
		Namot							Jezgra					A_R $\mu\Omega$	A_G nH	z_k $\mu\Omega$	u_{za} $B_m = 1T$ V	P_{za} $\Delta u_{za} = 1\%$ VA	Y_{01} Ω^{-1}
		visi- na h_a cm	širi- na b_a cm	pre- sjek ba- kra S_{Cu} cm^2	masa ba- kra m_{Cu} kg	Duljina zavoja			širi- na stupa f cm	vi- sina pa- keta h_p cm	pre- sjek želje- za S_{Fe} cm^2	dulji- na sil- nica l_{Fe} cm	masa želje- za m_{Fe} kg						
						min O_{min} cm	sr O_{sr} cm	max O_{max} cm											
SU 30	a	0,35	2,85	0,4	0,020 6	4,8	5,8	6,9	1	1,05	0,82	11,4	0,072	27,6	4,22	110	0,018 2	0,030 1	6,26
	b	0,35	2,85	0,4	0,025	6	7	8,1	1	1,65	1,34	11,4	0,117	33,3	5,09	133	0,029 7	0,066 5	3,83
SU 39	a	0,47	3,75	0,85	0,057	6	7,5	9,1	1,3	1,38	1,43	14,8	0,162	16,8	5,05	67,1	0,031 7	0,150	4,66
	b	0,47	3,75	0,85	0,068	7,5	9	10,6	1,3	2,08	2,24	14,8	0,253	20,1	6,06	80,5	0,049 7	0,307	2,97
SU 48	a	0,59	4,56	1,5	0,125	7,5	9,4	11,2	1,6	1,59	2,19	18,1	0,303	11,9	6,14	47,7	0,048 6	0,496	3,72
	b	0,59	4,56	1,5	0,15	9,3	11,2	13	1,6	2,49	3,47	18,1	0,481	14,2	7,32	56,8	0,077 0	1,04	2,35
SU 60	a	0,77	5,66	3	0,315	9,3	11,7	14,1	2,0	1,99	3,5	22,6	0,61	7,41	7,56	29,7	0,077 7	2,03	2,91
	b	0,77	5,66	3	0,366	11,3	13,7	16,1	2,0	2,99	5,3	22,6	0,92	8,68	8,85	34,8	0,118	3,98	1,92
SU 75	a	0,96	7,05	5,3	0,7	11,8	14,8	17,8	2,5	2,49	5,6	28,2	1,21	5,31	9,18	21,4	0,124	7,22	2,27
	b	0,96	7,05	5,3	0,84	14,8	17,8	20,8	2,5	3,99	9	28,2	1,94	6,38	11,0	25,8	0,200	15,5	1,41
SU 90	a	1,16	8,55	8,3	1,29	13,8	17,4	21,1	3,0	2,99	8	34	2,03	3,98	10,4	16,3	0,178	19,4	1,91
	b	1,16	8,55	8,3	1,58	17,8	21,4	25,1	3,0	4,99	13,4	34	3,49	4,9	12,8	20,0	0,297	44,2	1,14
SU 114	a	1,49	10,74	15	2,98	17,6	22,3	27	3,8	3,78	12,9	42,8	4,23	2,82	13,2	12,0	0,286	68,1	1,49
	b	1,49	10,74	15	3,62	22,4	27,1	31,8	3,8	6,18	21,2	42,8	7	3,43	16,1	14,6	0,471	151	0,908
SU 132	a	1,74	12,54	21	4,77	20	25,5	31	4,4	4,38	17,4	49,5	6,6	2,31	14,9	10,3	0,386	144	1,28
	b	1,74	12,54	21	5,7	25,2	30,7	36,2	4,4	6,98	27,7	49,5	10,5	2,78	17,9	12,5	0,615	304	0,804
SU 150	b	1,91	14,12	26	7,9	28,3	34,3	40,3	5,0	7,48	33,9	56	14,6	2,51	19,3	11,7	0,753	483	0,743
SU 168	a	2,21	15,92	35	10,2	25,7	32,6	39,5	5,6	5,58	28,1	63	13,5	1,77	18,6	9,18	0,624	424	1,01
SU 180	a	2,28	16,91	39	12,4	28,4	35,6	42,8	6,0	5,98	33	68	17,1	1,73	19,7	9,29	0,733	578	0,927
	b	2,28	16,91	39	13,4	31,4	38,6	45,8	6,0	7,48	41,3	68	21,4	1,88	21,3	10,1	0,917	834	0,741
	c	2,28	16,91	39	14,4	34,4	41,6	48,8	6,0	8,98	49,5	68	25,6	2,03	23,0	10,9	1,10	1 112	0,618
SU 210	a	2,77	19,9	56	20,5	32,4	41,1	49,8	7,0	6,98	44,6	79	26,9	1,39	23,1	9,16	0,990	1 071	0,797
	b	2,77	19,9	56	23,5	38,4	47,1	56	7,0	9,98	64	79	38,5	1,6	26,5	10,5	1,42	1 924	0,555

i 4.16. Stoga izraz (4.25) služi samo za početna razmatranja, pa ga valja naknadno provjeriti služeći se točnim podacima o stvarnom presjeku bakra namota i duljini zavoja.

Konstanta A_σ u 14. stupcu tabl. 4.14, 4.15. i 4.16. ukupni je rasipni induktivitet namota reduciran na jedan zavoj. Pretpostavilo se kako je transformatoru namot cilindričan pa je A_σ dobiven pomoću izraza (3.4) Pri tome je uzeto da srednji opseg na kojem djeluje rasipno polje iznosi O_{sr} (6. stupac u tabl. 4.14, 4.15. i 4.16), a za visinu i širinu namota uzete su vrijednosti iz 1. i 2. stupca tih tablica. Osim toga, pretpostavilo se da debljina izolacije između primarnog i sekundarnog namota iznosi 0,1 cm i da je faktor Rogowskoga $K_r = 0,9$. Uz te pretpostavke izlazi:

$$A_\sigma = 3,77 \frac{h_a + 0,2}{h_b} O_{sr} \text{ [nH]} \quad (4.26)$$

Pomoću konstante A_σ može se jednostavno odrediti ukupna rasipna reaktancija namota, a na osnovi konstanti A_R i A_σ impedancija kratkog spoja z_k (15. stupac):

$$x_k = x_1 + x_2 = 2 \pi f A_\sigma \cdot 10^{-3} [\mu\Omega] \quad z_k = \sqrt{(4 A_R)^2 + x_k^2} [\mu\Omega] \quad (4.27)$$

U 16. stupcu uvršten je napon u_i induciran u jednom zavoju pri indukciji u jezgri od 1 T. Uz presjek željeza S_{Fe} izražen u cm^2 i za frekvenciju mreže $f = 50 \text{ Hz}$, dobivamo:

$$u_i = 0,022 2 S_{Fe} B_m \text{ [V/zav.]} \quad (4.28)$$

Radi lakšeg izbora odgovarajuće veličine jezgre navedena je u 17. stupcu tabl. 4.14, 4.15 i 4.16. snaga tereta $P_{1\%}$ pri kojoj, ako je indukcija u jezgri 1 T, nastaje u impedanciji kratkog spoja transformatora z_k pad napona od 1% ($\Delta u_t = 1\%$). Uz z_k izražen u $\mu\Omega$ bit će:

$$P_{1\%} = \frac{0,01 u_i^2}{10^{-6} \cdot z_k} = 10^4 \frac{u_i^2}{z_k} \text{ [VA]} \quad (4.29)$$

U posljednjem, 18. stupcu tabl. 4.14, 4.15. i 4.16, uvrštena je admitancija y_{01} poprečne grane transformatora u njegovoj nadomjesnoj shemi, uz pretpostavku da je permeabilnost μ_σ jednaka jedinici ($\mu_\sigma = 1 \text{ H/m}$), što olakšava određivanje pogreške zbog struje magnetiziranja jezgre.

4.6.2. Primjer proračuna naponskog transformatora sa standardiziranom jezgrom

Mogućnost upotrebe tabl. 4.14, 4.15. i 4.16. u proračunu naponskih transformatora sa standardiziranom jezgrom prikazat ćemo na jednom primjeru. Neka je potrebno proračunati naponski transformator za primarni nazivni napon $U_{1n} = 100 \text{ V}$ i sekundarni nazivni napon $U_{2n} = 100 \text{ V}$, klase 1, nazivne snage od 25 VA i nazivne frekvencije $f = 50 \text{ Hz}$. Odaberimo za to mo-

tanu prerezanu jezgru oblika SM (tabl. 4.15) od orijentiranog lima *trafo-perm* N2 (karakteristike na sl. 4.25). Neka indukcija u jezgri pri nazivnom naponu bude $B_m = 1,4$ T. Transformator mora zadovoljiti s obzirom na točnost i kod napona koji je 20% veći od nazivnoga (odjeljak 1.4). Uz taj napon bit će indukcija u jezgri: $1,2 \cdot 1,4 = 1,68$ T, što je još uvijek znatno manje od indukcije zasićenja orijentiranoga magnetskog lima.

Da bismo mogli odabrati veličinu jezgre služeći se snagom $P_{1\%}$ u 17. stupcu tabl. 4.14, 4.15. i 4.16, valja naći odnos između te snage i nazivne snage naponskog transformatora. Taj odnos glasi:

$$\frac{P}{P_{1\%}} = K \cdot kl \cdot B_m^2 \approx 1,5 kl B_m^2 \quad (4.30)$$

U izrazu je P nazivna snaga naponskog transformatora, kl njegova klasa točnosti, B_m je njegova odabrana indukcija u jezgri pri nazivnom naponu, a K faktor koji ovisi o tome je li osim korekcije naponske pogreške predviđena još i korekcija fazne pogreške u praznom hodu. Osim toga, na njega utječe i ukupna promjena pogreške praznog hoda, klasa točnosti i faktor snage impedancije z_k . Približno možemo u početnim razmatranjima uzeti da je $K \approx 1,5$.

Budući da smo za indukciju u jezgri kod nazivnog napona odabrali: $B_m = 1,4$ T, to prema izrazu (4.30) uz $K \approx 1,5$ dobivamo: $P/P_{1\%} \approx 1,5 \cdot 1 \cdot 1,4^2 = 2,94$. Nazivna snaga P transformatora iznosi 25 VA, pa je: $P_{1\%} = 25/2,94 = 8,50$ VA. Prema tabl. 4.15. jezgra veličine SM 85b ima snagu $P_{1\%} = 8,84$ VA, što je samo 4% više od snage 8,50 VA, pa odaberimo za početna razmatranja upravo tu jezgru.

Ovakav izbor jezgre provjerava se pomoću izraza (1.22), (1.23), (1.24) i (1.25) jer smo u izrazu (4.30) za faktor K uvrstili samo njegovu približnu vrijednost. Stoga uz pomoć tabl. 4.15. i izraza (4.25), (4.27) i (1.21) izračunajmo najprije veličine: $r_1 + r_2$, $x_1 + x_2$, r_1 , x_1 , u_i , g i b :

$$r_1 + r_2 = 4 A_R = 4 \cdot 17,7 = 70,8 \mu\Omega \quad r_1 \approx \frac{r_1 + r_2}{2} = 35,4 \mu\Omega$$

$$x_1 + x_2 = 0,314 \cdot A_\sigma = 0,314 \cdot 19,7 = 6,19 \mu\Omega \quad x_1 \approx \frac{x_1 + x_2}{2} = 3,1 \mu\Omega$$

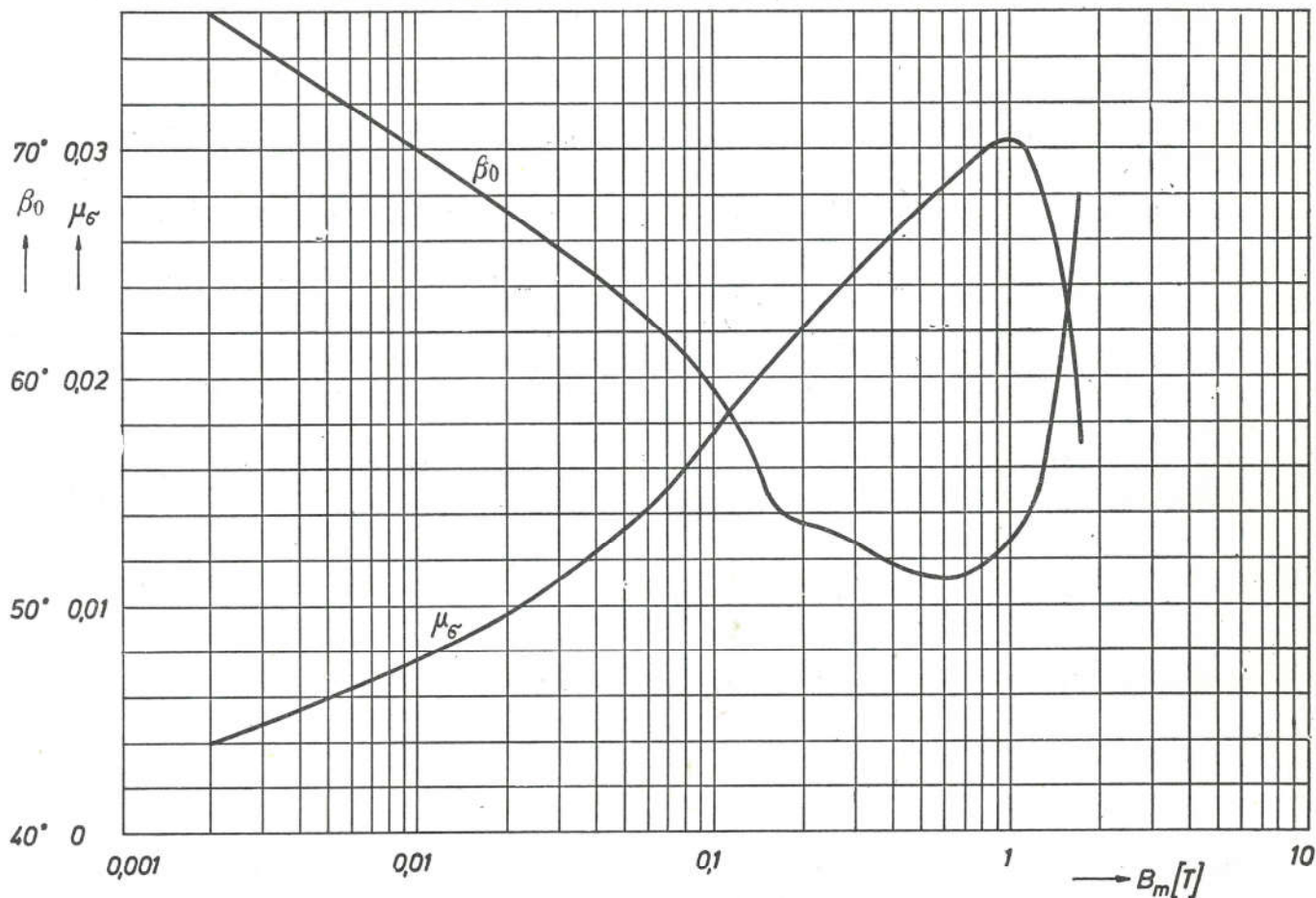
$$u_i = u_{il} B_m = 0,251 \cdot 1,4 = 0,351 \text{ V}$$

$$g = \frac{u_i^2}{P \cos \beta} = \frac{25 \cdot 0,8}{0,351^2} = 162 \Omega^{-1} \quad b = \frac{P \sin \beta}{u_i^2} = \frac{25 \cdot 0,6}{0,351^2} = 121 \Omega^{-1}$$

Na osnovi izraza (1.20) i sl. 4.25. odredit ćemo veličine g_0 i b_0 . One pri naponu $1,2 U_{1n}$, odnosno uz indukciju $1,4 \cdot 1,2 = 1,68$ T. iznose:

$$g_0 = y_{01} \frac{\cos \beta_0}{\mu_\sigma} = 0,729 \cdot \frac{0,38}{0,018} = 15,3 \Omega^{-1}$$

$$b_0 = y_{01} \frac{\sin \beta_0}{\mu_\sigma} = 0,729 \cdot \frac{0,92}{0,018} = 37 \Omega^{-1}$$



Sl. 4.25. Permeabilnost $\mu_{\sigma} = B_m/H$ i fazni kut β_0 prerezane motane jezgre od trafoperma N2 (Vacuumschmelze, Hanau)

Kad je napon $0,8 U_{ln}$, odnosno indukcija $0,8 \cdot 1,4 = 1,12$ T, bit će:

$$g_o = y_{ol} \frac{\cos \beta_0}{\mu_{\sigma}} = 0,729 \cdot \frac{0,6}{0,03} = 14,6 \Omega^{-1}$$

$$b_o = y_{ol} \frac{\sin \beta_0}{\mu_{\sigma}} = 0,729 \cdot \frac{0,8}{0,03} = 19,4 \Omega^{-1}$$

Uvrste li se vrijednosti u izraze (1.24) i (1.25), naponska i fazna pogreška zbog struje tereta iznose:

$$p_{ut} = -100 (70,8 \cdot 162 + 6,19 \cdot 121) \cdot 10^{-6} = -(1,15 + 0,07) = -1,22\%$$

$$\delta_{ut} = 3440 (70,8 \cdot 121 - 6,19 \cdot 162) \cdot 10^{-6} = 29,5 - 3,4 = 26,1 \text{ min}$$

Naponska će i fazna pogreška u praznom hodu pri naponu $1,2 U_{ln}$ prema izrazima (1.22) i (1.23) biti:

$$p_{uo/1,2} = -100 (35,4 \cdot 15,3 + 3,1 \cdot 37) 10^{-6} = -(0,054 + 0,012) = -0,066\%$$

$$\delta_{uo/1,2} = 3440 (35,4 \cdot 37 - 3,1 \cdot 15,3) \cdot 10^{-6} = 4,5 - 0,16 \approx 4,3 \text{ min}$$

Ako je napon 0,8 U_{1n} , pogreške su u praznom hodu:

$$p_{uo/0,8} = -100 (35,4 \cdot 14,6 + 3,1 \cdot 19,4) = -(0,05 + 0,006) = -0,056\%$$

$$\delta_{uo/0,8} = 3440 (35,4 \cdot 19,7 - 3,1 \cdot 14,4) = 2,40 - 0,15 \approx 2,3 \text{ min}$$

Iz ovako izračunatih podataka može se lako ustanoviti zadovoljava li transformator propise o granicama naponskih i faznih pogrešaka (tabl. 1.1). Maksimalna promjena naponske pogreške za terete od jedne četvrtine nazivnog tereta do njegova punog iznosa te za napone od 0,8 do 1,2 nazivnog napona iznosi:

$$\Delta p_{u \max} = p_{uo/0,8} - p_{uo/1,2} - \frac{3}{4} p_{ut} \quad (4.31)$$

Pošto uvrstimo izračunate vrijednosti u izraz, bit će:

$$\Delta p_{u \max} = -0,056 + 0,066 + \frac{3}{4} 1,22 = 0,93\%$$

Da bi naponski transformator mogao zadovoljiti propise o granicama naponskih pogrešaka, mora $\Delta p_{u \max}$ biti manje od dvostruke vrijednosti klase točnosti. U našem je primjeru taj uvjet ispunjen sa znatnom rezervom ($0,93 < 2$).

Ako nije predviđena korekcija fazne pogreške, onda je njezin maksimum:

$$\delta_{u \max} = \delta_{uo/1,2} + \delta_{ut} \quad (4.32)$$

ili:

$$\delta_{u \max} = 4,3 + 26,1 = 30,4 \text{ min.}$$

Najveća fazna pogreška mora biti manja od njezine propisane granice. I taj je uvjet ovdje ispunjen jer granice fazne pogreške za klase točnosti 1 iznose $\pm 40 \text{ min}$ ($30 < 40$).

Iz ovakve analize uočavamo da se pomoću jezgre veličine SM 85b mogu zadovoljiti postavljeni zahtjevi. Prva, manja jezgra, veličine SM 85a i snage $P_{1\%} = 5,11 \text{ VA}$, očito ne bi odgovarala u pogledu fazne pogreške, a izbor neke veće jezgre nije opravdan jer jezgra veličine SM 85b potpuno zadovoljava. Stoga je u cijelosti opravdano da se upravo ta jezgra izabere. Dalje bi valjalo analizirati je li za indukciju u jezgri uzeta optimalna vrijednost. Zato bi trebalo ponoviti račun pogrešaka za indukcije veće i manje od 1,4 T. Ovdje to nećemo provoditi, ali napominjemo da je odabrana indukcija blizu optimalnoj vrijednosti. Nakon takvih analiza može se prijeći na završni proračun transformatora, koji ćemo dati u skraćenom obliku.

Nekorigirani broj zavoja primarnog i sekundarnog namota ustanovit ćemo pomoću nazivnih vrijednosti napona i napona u zavoju:

$$N_1 = U_{1n}/u_i = 100/0,351 = 284,9 \text{ zavoja, zaokruženo na } 285 \text{ zavoja}$$

$$N_2 = U_{2n}/u_i = 100/0,351 = 284,9 \text{ zavoja, zaokruženo na } 285 \text{ zavoja}$$

Presjek žice u primarnom i sekundarnom namotu dobiva se iz presjeka namota S_{Cu} (tabl. 4.15, 3. stupac) i broja zavoja:

$$q_1 = \frac{100 S_{Cu}}{2 N_1} = 0,37 \text{ mm}^2$$

$$q_2 = \frac{100 S_{Cu}}{2 N_2} = 0,37 \text{ mm}^2$$

Prema dosadašnjem standardu JUS N.C7.101-1958. najbliža je tom presjeku standardizirana bakrena žica promjera 0,7 mm i presjeka 0,384 8 mm². Promjer te žice izolirane lakom (vrsta L₁) iznosi 0,74 mm. Odabrat ćemo standardizirani okvir namota prema tabl. 4.11, koji omogućuje da namot bude širok 48,5 mm i visok 10,9 mm (tabl. 4.15, 1. i 2. stupac). Pri namatanju redovito se uz bočne stijenke okvira ostavlja nešto mjesta za nareskane krajeve međuslojnog papira, koji mora biti malo širi od okvira. Stoga ćemo ovdje ostaviti otprilike po 2 mm sa svake strane, tako da za pojedini sloj namota ostaje duljina od 48,5 — 2 · 2 = 44,5 mm. Broj zavoja po sloju namota naći ćemo tako da tu duljinu podijelimo promjerom izolirane žice: 44,5/0,74 = 60 zavoja po sloju. Za svaki namot bit će nam potrebna po četiri puna sloja (ukupno 240 zavoja) i peti sloj od 45 zavoja. Budući da jednominutni podnosivi napon ovakvog transformatora (tabl. 3.3) iznosi 3 kV, za osnovnu će izolaciju između namota biti potrebno pet slojeva uljnog papira debljine od po 0,1 mm (tabl. 3.4). Za međuslojnu izolaciju upotrijebit ćemo jedan sloj uljnog papira od 0,1 mm. Ukupnu visinu namota ustanovljujemo tako da broj slojeva svakog namota pomnožimo debljinom izolirane žice pa tome pribrojimo debljine: osnovne izolacije, izolacije između slojeva, izolacije između namota i, eventualno, vanjske izolacije. U našem primjeru dobivamo:

Osnovna izolacija	5 × 0,1	= 0,5 mm
Sekundarni namot	5 × 0,74	= 3,7 „
Izolacija između slojeva	4 × 0,1	= 0,4 „
Izolacija između namota	5 × 0,1	= 0,5 „
Primarni namot	5 × 0,74	= 3,7 „
Izolacija između slojeva	4 × 0,1	= 0,4 „
Vanjska izolacija	5 × 0,1	= 0,5 „
Ukupna visina		= 9,7 mm

Za visinu namota imamo 10,9 mm, pa je neiskorišteno: 10,9 — 9,7 = 1,2 mm, što je uz pažljivo namatanje dovoljna rezerva. Raspored namota i njegove dimenzije prikazani su na sl. 4.26. Na osnovi tih dimenzija možemo sad pro-

vjeriti proračun otpora, reaktancija i pogrešaka. Prema izrazu (3.3.a) i dimenzijama na sl. 4.26. izračunava se srednja duljina sekundarnog i primarnog namota:

$$O_2 = 2(33,8 + 50,5) + 4,1\pi \approx 182 \text{ mm}$$

$$O_1 = 2(33,8 + 50,5) + 2\pi(4,1 + 0,5 + 4,1/2) \approx 210 \text{ mm}$$

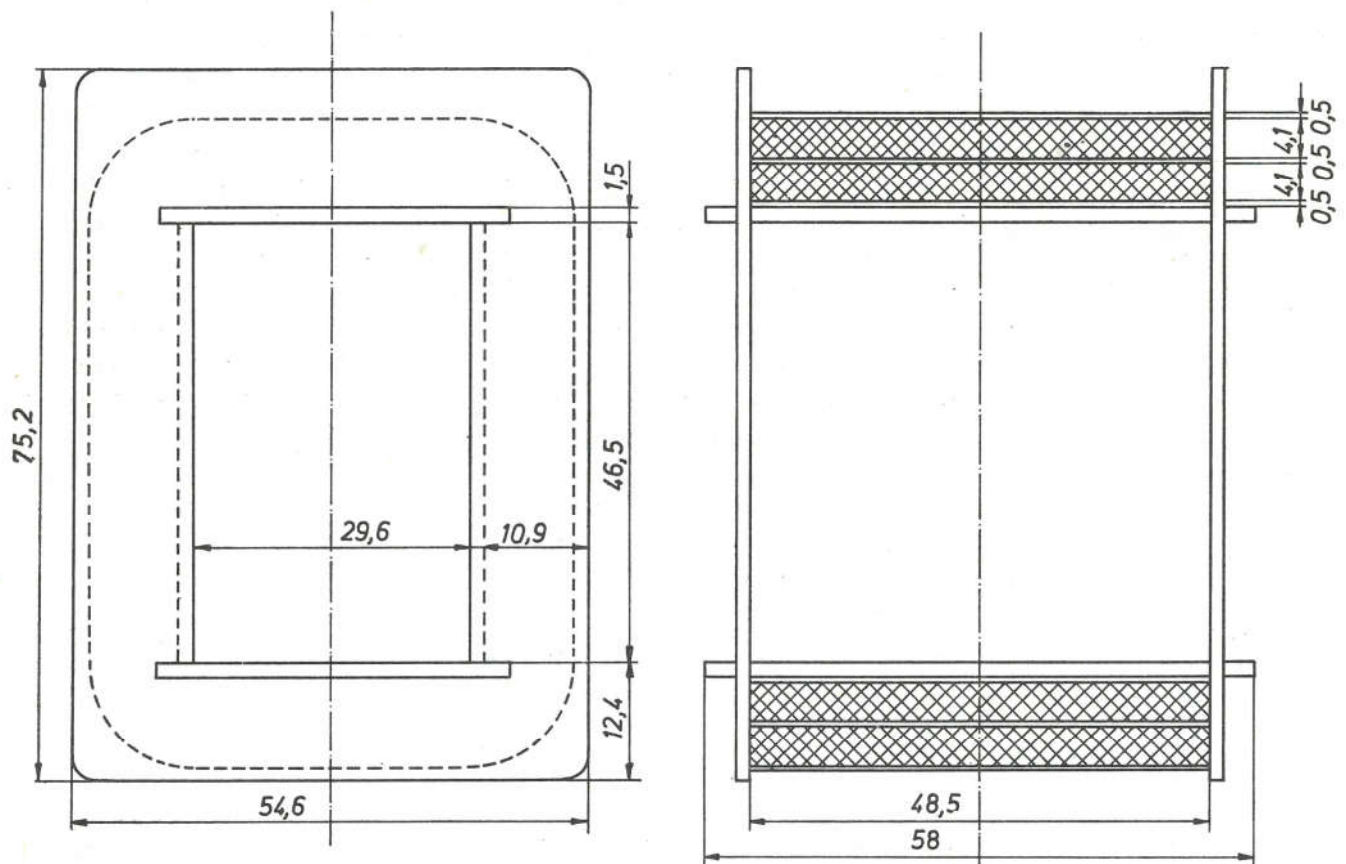
Otpori primarnog i sekundarnog namota, uz $\rho = 0,019 \Omega\text{mm}^2/\text{m}$, te njihove vrijednosti reducirane na jedan zavoj iznose:

$$R_1 = 0,019 \cdot 0,210 \cdot 285/0,3848 = 2,96 \Omega \quad r_1 = 2,96/285^2 = 36,4 \mu\Omega$$

$$R_2 = 0,019 \cdot 0,182 \cdot 285/0,3848 = 2,55 \Omega \quad r_2 = 2,55/285^2 = 31,4 \mu\Omega$$

Za reducirani djelatni otpor transformatora u kratkom spoju, dakle, dobivamo: $r_k = r_1 + r_2 = 36,4 + 31,4 = 67,8 \mu\Omega$, što je samo za 4,4% manje od vrijednosti koja je izračunata iz tabl. 4.15 ($70,8 \mu\Omega$).

Odredimo još vrijednosti koje su potrebne za proračun reaktancije kratkog spoja prema izrazima (3.5), (3.6), (3.7) i (3.8):



Sl. 4.26. Okviri i namot naponskog transformatora od 100/100 V, 25 VA, kl. 1

$O = (O_1 + O_2)/2 = (210 + 182)/2 = 196 \text{ mm}$; $\delta_r = 0,5 + (4,1 + 4,1)/3 = 3,23 \text{ mm}$;
 $K_r = 1 - (4,1 + 0,5 + 4,1)/44,5 \pi = 0,938$; $b'' = 44,5/0,938 = 47,4 \text{ mm}$, pa odatle
 izlazi:

$$X_\sigma = 7,92 \cdot 50 \cdot 285^2 \cdot 0,196 \cdot 3,23/47,4 = 0,429 \Omega$$

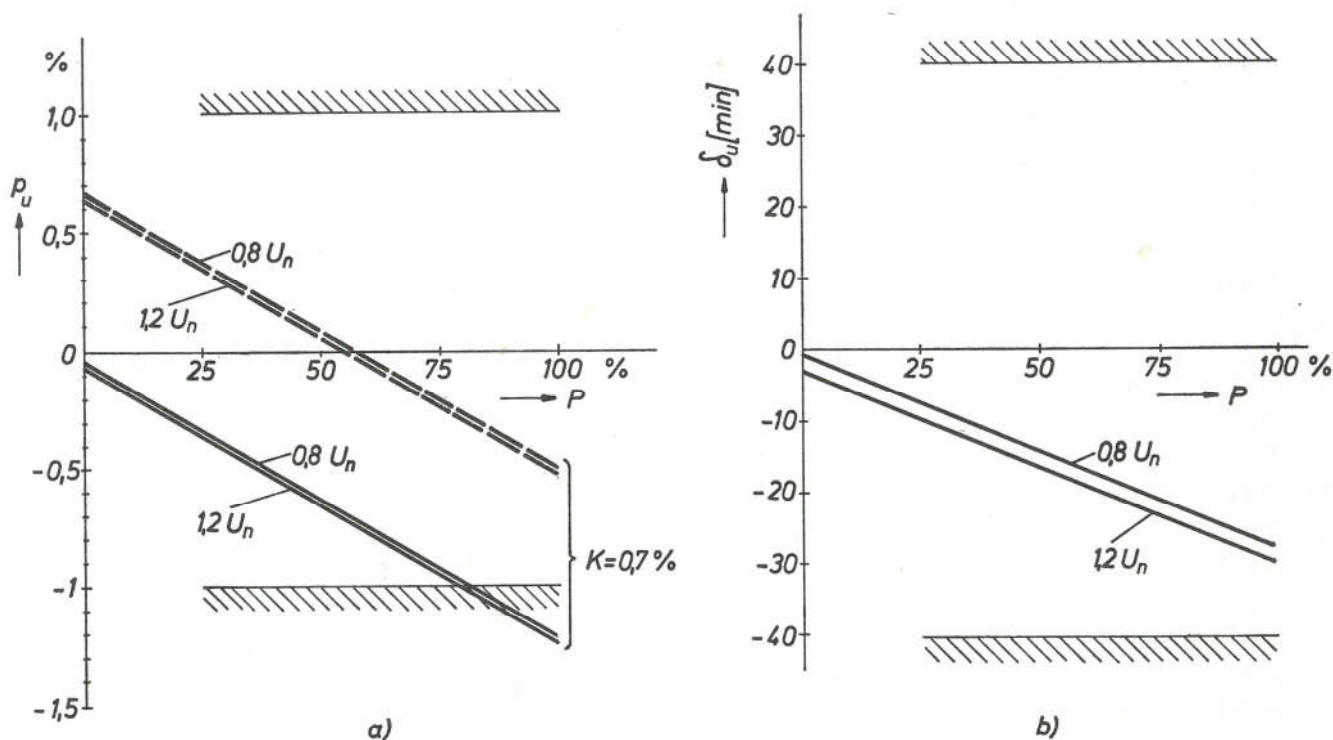
$$x_\sigma = \frac{X_\sigma}{N^2} = \frac{0,429}{285^2} = 5,28 \mu\Omega$$

$$x_1 \approx \frac{X_\sigma}{2} = 2,64 \mu\Omega$$

Ni ta se vrijednost ne razlikuje bitno od one izračunate pomoću tabl. 4.15 ($6,19 \mu\Omega$). Uvrstimo li dobivene vrijednosti u izraze (1.22), (1.23), (1.24) i (1.25), bit će.

$$p_{u0/1,2} = -0,07\% \quad p_{u0/0,8} = -0,06\% \quad p_{ut} = -1,16\%$$

$$\delta_{u0/1,2} = 4,7 \text{ min} \quad \delta_{u0/0,8} = 2,3 \text{ min} \quad \delta_{ut} = 25,3 \text{ min}$$



Sl. 4.27. Naponska (a) i fazna (b) pogreška naponskog transformatora od 100/100 V, 25 VA, kl. 1

— bez korekcije broja zavoja
 --- s korekcijom broja zavoja

Na sl. 4.27.a i b prikazane su naponska i fazna pogreška ovog transformatora ovisno o teretu za napone $0,8 U_n$ i $1,2 U_n$. Zapažamo da je potrebna korekcija naponske pogreške koju je najbolje tako odabrati da nakon korekcije

broja zavoja apsolutni iznosi pozitivne i negativne pogreške budu jednaki, što se postiže kad je: $\kappa = -\frac{1}{2} (p_{u0/0,8} + p_{u0/1,2} + \frac{5}{4} p_{ut})$. U našem primjeru bit će prema tome: $\kappa = -\frac{1}{2} (-0,07 - 0,06 - 5 \cdot 1,16/4) = 0,79\%$. Na osnovi izraza (1.27) dobivamo da na primarnoj strani valja oduzeti $\kappa N_1/100$ zavoja ili $0,79 \cdot 285/100 = 2,25$ zavoja, što ćemo zaokružiti na dva zavoja. Time dobivamo naponsku korekciju od $2 \cdot 100/285 = 0,7\%$, koja potpuno zadovoljava, što se vidi iz sl. 4.27.a, gdje je crtkano prikazana naponska pogreška nakon korekcije broja zavoja.

S više iskustva u proračunu mjernih transformatora može se skratiti opisani postupak proračuna, npr. tako da se odmah po izboru jezgre prema izrazu (4.30), uz dobru procjenu faktora K u izrazu (4.30), prijeđe na određivanje broja zavoja, presjeka žice, rasporeda namota i na proračun naponske i fazne pogreške.

4.6.3. Proračun naponskih transformatora za posebnu namjenu sa standardiziranom jezgrom

U raznim mjernim uređajima, postrojenjima i laboratorijima često se upotrebljavaju naponski transformatori pred koje se postavljaju posebni zahtjevi, a ti nisu uopće predviđeni, ili se samo dijelom spominju u propisima o naponskim transformatorima (odjeljak 1.4). Ovdje ćemo nabrojiti samo neke od mnoštva posebnih zahtjeva koji se susreću u praksi: prošireno frekvencijsko područje, prošireno naponsko područje, mogućnost mjerenja prijelaznih pojava, veća točnost od one koju određuju propisi itd. Razumije se da takvi posebni zahtjevi ne utječu samo na izvedbu i dimenzije naponskog transformatora već i na cijeli tok njegova proračuna. Ovisno o dodatnim zahtjevima moći će, više ili manje, za transformatore sa standardiziranom jezgrom poslužiti tabl. 4.14, 4.15. i 4.16. Napominjemo da podaci u njihovoj 15, 16. i 17. stupcu vrijede samo uz frekvenciju od 50 Hz, pa ih za neke druge frekvencije valja preračunati pomoću izraza (4.27), (4.28) i (4.29). Povoljna je okolnost u tome što se često naponskim transformatorima za posebnu namjenu priključuje točno određen teret. Tad se uz jednake dimenzije transformatora može postići bitno bolja točnost od one koja se dobiva kad se mora računati s promjenama tereta između 25 i 100% nazivnog tereta, kao što to zahtijevaju propisi. Pri tome se, naime, mjerama za smanjenje pogrešaka (odjeljak 1.5) može gotovo u cijelosti spriječiti utjecaj tereta na naponsku i faznu pogrešku transformatora, pa ostaje još samo ovisnost pogreške praznog hoda o primarnom naponu. Tako bi za naponski transformator proračunat u odjeljku 4.6.2, pri konstantnom teretu od npr. 25 VA i pri stalnoj temperaturi okoline, maksimalna promjena naponske pogreške iznosila samo:

$$\Delta p_{u \max} = p_{u0/0,8} - p_{u0/1,2} = -0,06 + 0,07 = 0,01\%$$

Vidimo da je tu promjena naponske pogreške bitno manja jer je u izrazu (4.31) član $\frac{3}{4} p_{ut}$ ravan nuli. Ipak, u stvarnosti treba očekivati znatno veće promjene naponske pogreške zbog neizbježnih promjena temperature okoline.

Tako, kad su one $\pm 20^\circ\text{C}$, mijenja se otpor namota za otprilike $\pm 8\%$, pa će prema izrazu (1.24) promjena pogreške p_{ut} iznositi: $\pm 8(r_1 + r_2) g^0\%$, ili, za primjer u odjeljku 4.6.2, bit će: $\pm 8 \cdot 67,8 \cdot 10^{-6} \cdot 162 = \pm 0,088\%$. Ukupna promjena naponske pogreške zbog promjene napona i temperature za primjer u odjeljku 4.6.2. iznositi će: $\pm (0,01/2 + 0,088) = \pm 0,093\%$, što je čak pet puta manje nego kad se teret mijenja od jedne četvrtine nazivnog tereta do njegove pune vrijednosti.

4.6.4. Proračun strujnih transformatora sa standardiziranom jezgrom

I pri proračunu strujnih transformatora sa standardiziranom jezgrom mogu dobro poslužiti podaci kao što su oni u tabl. 4.14, 4.15. i 4.16. Ipak, i uz pomoć tih tablica izbor prikladne jezgre i njezinih magnetskih svojstava nije sasvim jednostavan jer je struja magnetiziranja, koja je izravan uzrok pogrešci strujnog transformatora, nelinearna funkcija indukcije u jezgri. Osim toga, izbor jezgre i proračun transformatora otežavaju zahtjevi o njegovom vladanju pri povećanoj primarnoj struji (odjeljak 2.6).

Dobar pregled mogućnosti koje pruža jezgra stanovitih dimenzija i magnetskih svojstava dobiva se ako prikažemo ovisnost maksimalne razlike strujne pogreške $\Delta p_{i\text{max}}$ o nazivnoj snazi tereta. Pri tome je $\Delta p_{i\text{max}}$ razlika između strujne pogreške uz 120% nazivne struje i 25% nazivnog tereta, te strujne pogreške pri 10% nazivne struje i 100% nazivnog tereta. Kako izlazi prema sl. 4.28. i tabl. 2.1, zahtjevi o granicama pogrešaka mogu biti ispunjeni tek ako je $\Delta p_{i\text{max}}$ manji od trostrukog indeksa za klase točnosti 0,5 i 1, odnosno 3,5-strukog indeksa za klase točnosti 0,1 i 0,2 ili:

$$\Delta p_{i\text{max}} < 3 \text{ kl. (za klase točnosti 0,5 i 1)}$$

$$\Delta p_{i\text{max}} < 3,5 \text{ kl. (za klase točnosti 0,1 i 0,2)}$$

Da bismo odredili $\Delta p_{i\text{max}}$, služeći se vrijednostima reduciranim na jedan zavoj, naprije ćemo izračunati reduciranu vrijednost impedancije nazivnog tereta z_n , koja uz jednak presjek primarnog i sekundarnog namota iznosi:

$$z_n = 400 P_n / S_{\text{Cu}}^2 \Gamma_n^2 [\mu\Omega] \quad (4.33)$$

Tu je P_n nazivna snaga tereta [VA], S_{Cu} presjek namota [cm^2] i Γ_n je gustoća struje [A/mm^2], za koju je pretpostavljeno da je jednaka u oba namota.

Dalje, za otpor, reaktanciju, impedanciju i fazni pomak sekundarnog kruga kod jedne četvrtine nazivnog tereta i njegove pune vrijednosti dobivamo ($f = 50 \text{ Hz}$ i $\cos \beta = 0,8$):

$$r_{\text{sl}/4} \approx 2 A_R + 0,2 z_n [\mu\Omega] \quad r_{\text{sl}/1} \approx 2 A_R + 0,8 z_n [\mu\Omega] \quad (4.34)$$

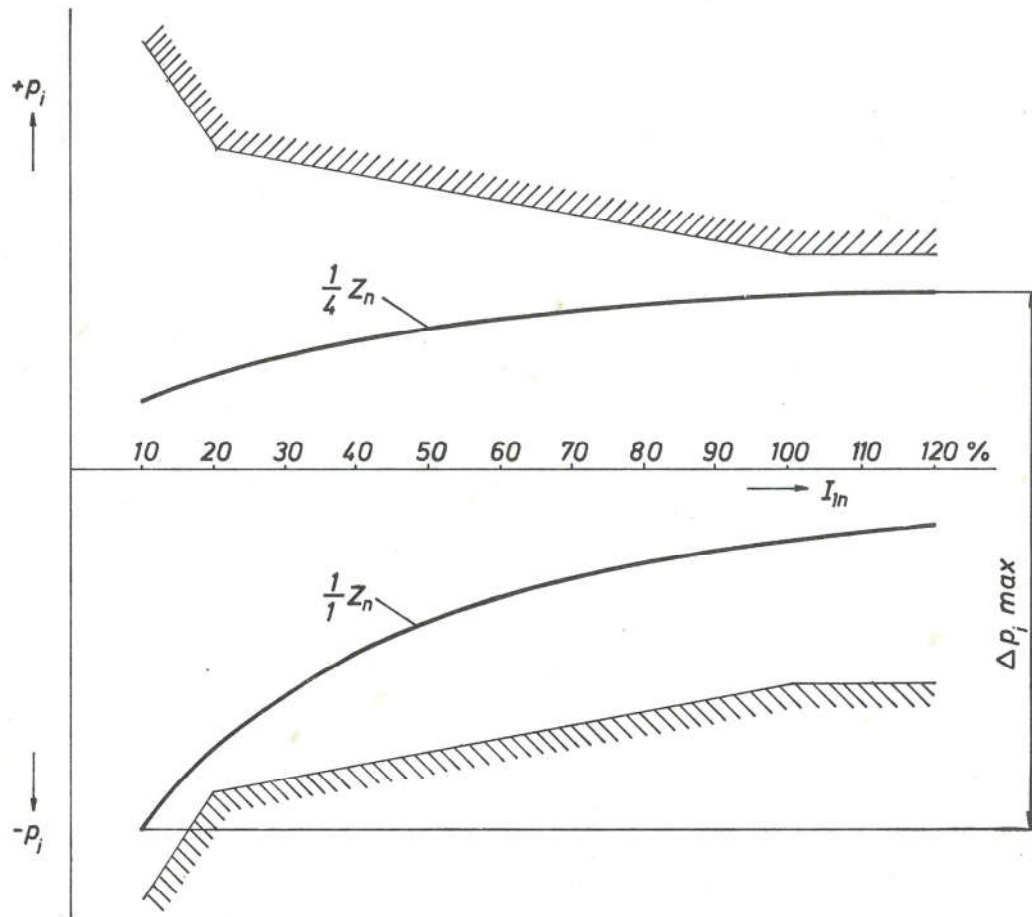
$$x_{\text{sl}/4} \approx 0,157 A_\sigma + 0,15 z_n [\mu\Omega] \quad x_{\text{sl}/1} \approx 0,157 A_\sigma + 0,6 z_n [\mu\Omega] \quad (4.35)$$

$$z_{\text{sl}/4} = \sqrt{r_{\text{sl}/4}^2 + x_{\text{sl}/4}^2} [\mu\Omega] \quad z_{\text{sl}/1} \approx \sqrt{r_{\text{sl}/1}^2 + x_{\text{sl}/1}^2} [\mu\Omega] \quad (4.36)$$

$$\beta_{sl/4} = \arctg \frac{x_{sl/4}}{r_{sl/4}} \quad \beta_{sl/1} = \arctg \frac{x_{sl/1}}{r_{sl/1}} \quad (4.37)$$

Indukcija $B_{0,1-1/1}$ pri 100% nazivne struje i nazivnog tereta, te indukcija $B_{1,2-1/4}$ pri 120% nazivne struje i četvrtine nazivnog tereta iznose:

$$B_{0,1-1/1} = \frac{0,1 z_{sl/1} S_{Cu} I_n}{2 \sqrt{2} \pi f S_{Fe}} [T] \quad B_{1,2-1/4} = \frac{1,2 z_{sl/4} S_{Cu} I_n}{2 \sqrt{2} \pi f S_{Fe}} [T] \quad (4.38)$$



Sl. 4.28. Maksimalna razlika strujnih pogrešaka $\Delta p_{i \max}$

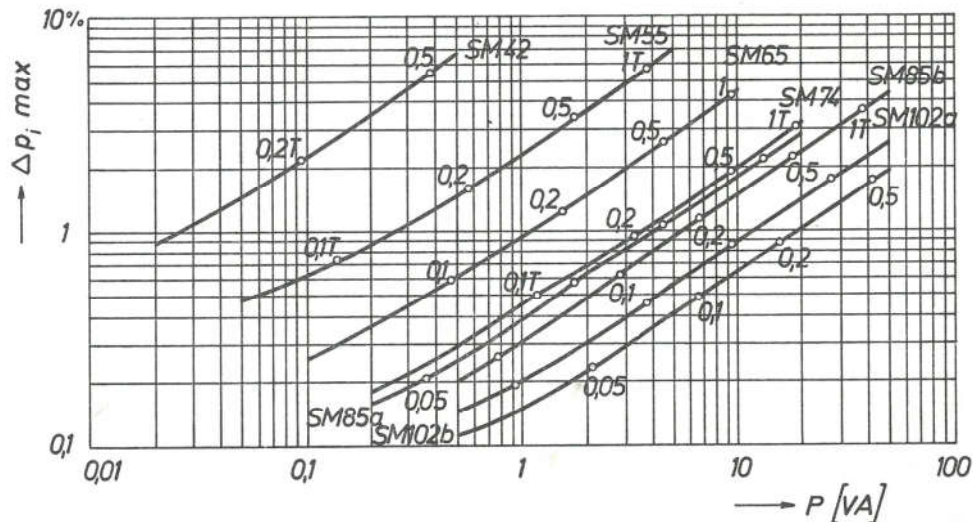
Poznate indukcije $B_{0,1-1/1}$ i $B_{1,2-1/4}$ omogućuju da se pomoću magnetskih karakteristika materijala jezgre ustanove permeabilnosti $\mu_{\sigma(0,1-1/1)}$ i $\mu_{\sigma(1,2-1/4)}$, te fazni pomaci $\beta_{o(0,1-1/1)}$ i $\beta_{o(1,2-1/4)}$, pa je:

$$p_{i(1,2-1/4)} = -100 y_{ol} z_{sl/1} \cos (\beta_{o(1,2-1/4)} - \beta_{sl/1}) / \mu_{\sigma(1,2-1/4)} \quad (4.39)$$

$$p_{i(0,1-1/1)} = -100 y_{ol} z_{sl/4} \cos (\beta_{o(0,1-1/1)} - \beta_{sl/4}) / \mu_{\sigma(0,1-1/1)} \quad (4.40)$$

$$\Delta p_{i \max} = p_{i(1,2-1/4)} - p_{i(0,1-1/1)} \quad (4.41)$$

Na sl. 4.29. prikazan je $\Delta p_{i\max}$ ovisno o nazivnoj snazi tereta za standardizirane jezgre oblika SM s jezgrom od orijentiranog lima kojemu je magnetska karakteristika prema sl. 4.25. Pri tome je u primarnom i sekundarnom namotu pretpostavljena jednaka gustoća struje od $1,8 \text{ A/mm}^2$. Na krivuljama za $\Delta p_{i\max}$ nanižete su ujedno i pripadne indukcije u jezgri pri 120% nazivne primarne struje i nazivnog tereta, što omogućuje da se prati vladanje transformatora pri povećanoj primarnoj struji. Na sl. 4.30. predložena je fazna po-



S. 4.29. $\Delta p_{i\max}$ za prerezanu motanu jezgru tipa SM veličina 42, 55, 65, 74, 85a, 85b, 102a i 102b od trafoperma N2 ovisno o snazi P tereta (uz kružice na krivuljama označene su pripadne indukcije u jezgri)

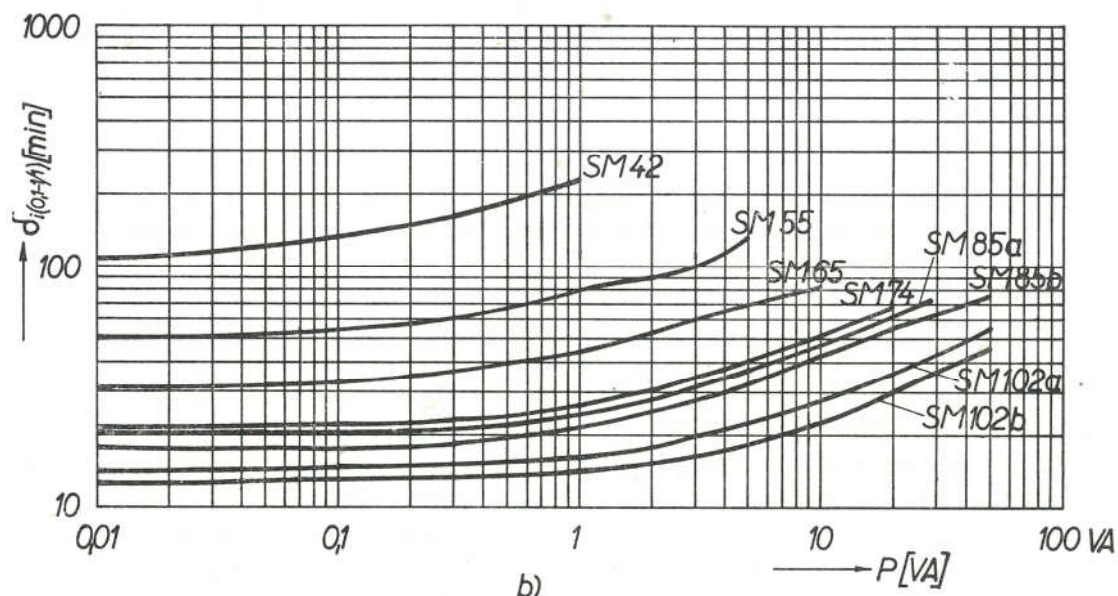
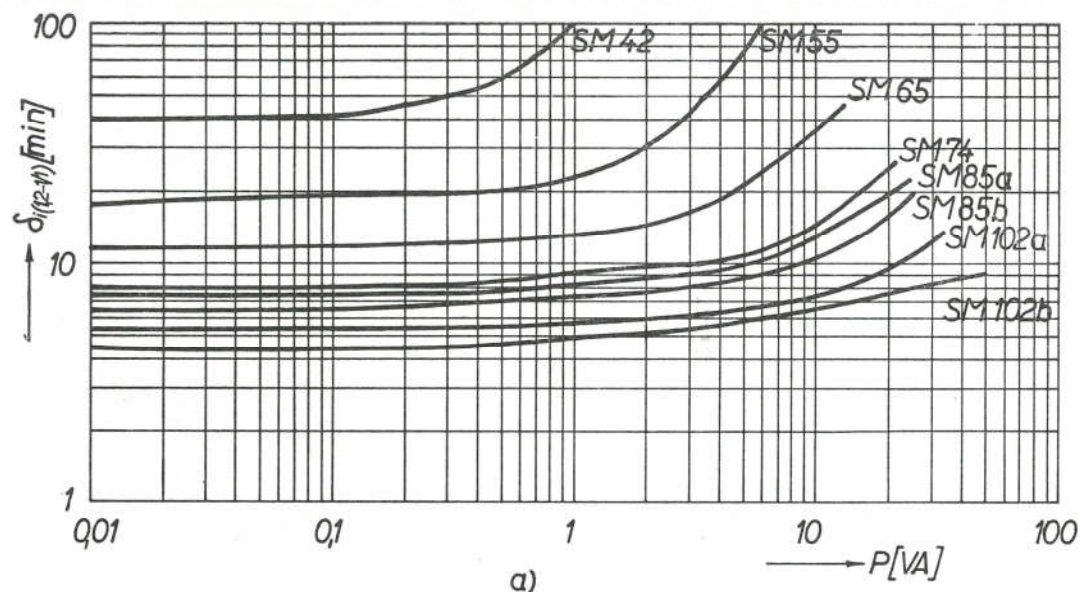
greška $\delta_{i1,2-1}$ pri 120% nazivne primarne struje i nazivnog tereta, te fazna pogreška $\delta_{i0,1-1}$ uz 10% nazivne primarne struje i nazivnog tereta, također za standardizirane jezgre oblika SM.

Primjer proračuna strujnog transformatora sa standardiziranim jezgrom. Na jednom primjeru pokazat ćemo kako se mogu upotrijebiti tabl. 4.14, 4.15. i 4.16, te sl. 4.29. i 4.30. Neka se mora preračunati strujni međutransformator za mjerenje kojemu su: $I_{1n} = 5 \text{ A}$, $I_{2n} = 1 \text{ A}$, $P_n = 10 \text{ VA}$, klasa točnosti 1, $F_s = 5$, $U_n = 500 \text{ V}$ i $f = 50 \text{ Hz}$. Za klasu točnosti 1 potrebno je da $\Delta p_{i\max}$ bude manje od 3%, pa iz sl. 4.29. vidimo da tom zahtjevu udovoljava jezgra SM 74 koja kod nazivnog tereta snage 10 VA postiže $\Delta p_{i\max} = 2,05$. Pri tome će uz 120% nazivne struje i nazivnog tereta indukcija u jezgri biti 0,55 T. Da bismo provjerili hoće li odabrano rješenje zadovoljiti u vezi s faktorom sigurnosti F_s , odredit ćemo indukciju pri kojoj nastaje pogreška od 10%. Takva se pogreška pojavljuje kad, prema izrazu (4.39), permeabilnost padne na iznos $\mu_\sigma = 10 y_{01} z_{s1/1}$. Iz 18. stupca tabl. 4.15. dobiva se $y_{01} = 1,18$, a prema izrazima (4.33) i (4.36) te vrijednostima za S_{Cu} , A_R , i A_σ iz tabl. 4.15. izlazi:

$$z_n = \frac{400 \cdot 10}{1,95^2 \cdot 1,8^2} = 325 \mu\Omega$$

$$z_{s1/1} = \sqrt{(2 \cdot 15,6 + 0,8 \cdot 325)^2 + (0,157 \cdot 18,4 + 0,6 \cdot 325)^2} = 352 \mu\Omega$$

$$\mu_\sigma = 10 \cdot 1,18 \cdot 352 \cdot 10^{-6} = 0,0042$$



Sl. 4.30. Fazna pogreška prerezane motane jezgre tipa SM veličina 42, 55, 65, 74, 85a, 85b, 102a i 102b od trafoperma N2, ovisno o snazi P tereta:
a) pri 120% nazivne struje i pri nazivnom teretu
b) pri 10% nazivne struje i pri nazivnom teretu

Prema sl. 4.25. uočavamo da permeabilnosti $\mu_0 = 0,0042$ odgovara indukcija od otprilike 1,9 T. Takvu indukciju dobit ćemo u jezgri kod primarne struje:

$$I_1 = \frac{1,9}{0,55} \cdot \frac{1,2}{0,9} I_{1n} = 4,6 I_{1n}, \text{ pa je time zadovoljen faktor sigurnosti } F_s = 5.$$

Dalje, iz sl. 4.30. vidi se da za odabranu jezgru fazna pogreška pri nazivnom teretu i 120% nazivne struje iznosi 14,5 min, a uz 10% nazivne struje 52 min, što je u propisanim granicama faznih pogrešaka, koje prema tabl. 2.1. iznose 60, odnosno 120 min. Nakon što smo na ovaj način provjerili izbor jezgre, određujemo broj zavoja i presjek žice primarnog i sekundarnog namota:

$$N_1 = \frac{100 S_{Cu} \cdot I_n}{2 \cdot I_{1n}} = \frac{100 \cdot 1,95 \cdot 1,8}{2 \cdot 5} = 35 \text{ zavoja}$$

$$q_1 = \frac{100 \cdot S_{Cu}}{2 \cdot N_1} = \frac{100 \cdot 1,95}{2 \cdot 35} = 2,79 \text{ mm}^2$$

$$N_2 = N_1 \frac{I_{1n}}{I_{2n}} = 35 \cdot \frac{5}{I} = 175 \text{ zavoja}$$

$$q_2 = \frac{100 \cdot S_{Cu}}{2 \cdot N_2} = \frac{100 \cdot 1,95}{2 \cdot 175} = 0,557 \text{ mm}^2$$

Dalje, odabiremo promjere žica prema standardima, te ustanovljujemo raspored i dimenzije namota, što omogućuje da provjerimo proračun otpora, reaktancija i pogrešaka. Taj je postupak sličan onome što je opisan za naponske transformatore u odjeljku 4.6.1, pa ga ovdje nećemo ponavljati.

Iz sl. 4.29. vidi se da je pomoću standardiziranih jezgri i uz njihove zadane magnetske karakteristike moguće riješiti samo ograničen broj zahtjeva. Neka se npr. traži strujni transformator s istim podacima kao u prethodnom primjeru, ali ne klase točnosti 1, već 0,2. Iz sl. 4.29. zapažamo da s jezgrom SM 102b pri nazivnoj snazi tereta od 10 VA dobivamo $\Delta p_{i \max} = 0,67\%$, što je manje od 3,5-struke vrijednosti potrebne klase točnosti ($3,5 \cdot 0,2 = 0,7\%$). No indukcija je u jezgri pri nazivnom teretu i 120% nazivne struje samo

0,15 T, pa će faktor sigurnosti očito biti veći od $F_s = 5$ i iznosi: $F_s > \frac{1,9}{0,15} \cdot \frac{1,2}{0,9} = 16,9$. Povećamo li indukciju u jezgri na 0,55 T, što je prijeko potrebno

želimo li postići faktor sigurnosti $F_s = 5$, dobivamo pogrešku $\Delta p_{i \max} = 1,95\%$ uz nazivnu snagu tereta od 50 VA. Budući da zbog faktora sigurnosti moramo zadržati indukciju u jezgri na 0,55 T, to se nazivna snaga transformatora može smanjiti na potrebni iznos od 10 VA samo ako se broj amperzavoja, odnosno umnožak $\frac{1}{2} S_{Cu} I_n$, smanji pet puta. No tad će pogreška $\Delta p_{i \max}$ po-

rasti pet puta i iznositi će: $5 \cdot 1,95 = 9,75\%$, što očito ne zadovoljava. Povoljno bismo rješenje mogli imati uz iste magnetske osobine materijala jezgre jedino kad bismo mogli slobodno odabirati presjek jezgre i presjek prozora, što nije moguće za transformatore sa standardiziranim jezgrama.

5. IZVEDBE MJERNIH TRANSFORMATORA

Od konca prošlog stoljeća do danas ostvareno je mnoštvo raznovrsnih izvedbi naponskih i strujnih transformatora, ovisno o namjeni, nazivnim naponima i strujama te vrsti upotrijebljenih aktivnih, izolacijskih i konstrukcijskih materijala. U ovom poglavlju bit će prikazane samo neke karakteristične izvedbe koje se danas susreću.

5.1. STANDARDIZIRANE VRIJEDNOSTI NAZIVNIH STRUJA I NAPONA

Nacionalnim pravilima i standardima za mjerne transformatore, koji su u novije vrijeme vrlo dobro međusobno usklađeni djelovanjem *Internacionalne elektrotehničke komisije* (IEC), definirani su osnovni pojmovi, nazivne vrijednosti, označivanje, granice pogrešaka, uvjeti rada, način ispitivanja itd., što olakšava njihovo korištenje, nabavku i izradu. U nas su za strujne transformatore mjerodavni standardi JUS N.H9 101, 102 i 103, a za naponske transformatore razrađen je prijedlog, koji bi uskoro trebalo da bude prihvaćen. O njima je već bilo riječi u odjeljcima 1.4, 2.4, 2.6.1, 2.6.2, 2.6.4, 3.4. i 3.5.

U standardu za strujne transformatore nazivna primarna struja je efektivna vrijednost primarne struje prema kojoj se definiraju osobine transformatora i uvjeti njihova rada. Standardne vrijednosti nazivne primarne struje za transformator s jednim omjerom transformacije jesu:

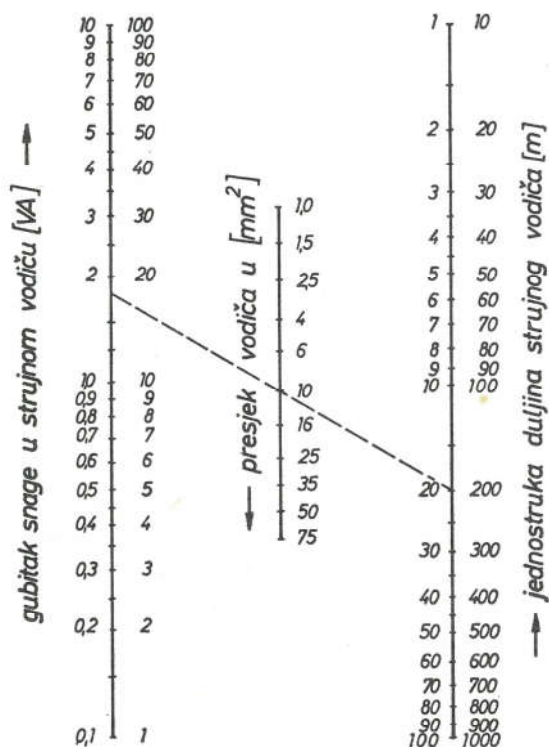
10 — 12,5 — 15 — 20 — 25 — 30 — 40 — 50 — 60 — 75 A i njihovi decimalni umnošci i podjeljci.

Preporučuju se vrijednosti koje su potcrtane. Kod transformatora s više omjera transformacije navedene standardne vrijednosti odnose se na najniže vrijednosti nazivne primarne struje.

Standardne vrijednosti nazivne sekundarne struje su 5 A i 1 A. Transformatorima namijenjenima za spoj u trokutu navedene vrijednosti struja podijeljene sa $\sqrt{3}$ također su standardne.

Kod transformatora za veliku nazivnu primarnu struju dobiva se već i kod samo jednog zavoja na primarnoj strani mnogo zavoja na sekundarnoj strani, pogotovo ako je odabrana nazivna sekundarna struja od 1 A. U takvom transformatoru induciraju se veliki naponi, opasni za život, ako greškom njegov sekundarni krug ostane otvoren. Tad je pogodnije odabrati nazivnu sekundarnu struju od 5 A. S druge strane, pri nazivnoj sekundarnoj struji od 1 A troši se dvadeset pet puta manja snaga u istim spojnim vodovima nego kod one od 5 A. To je, svakako, prednost kod prostranih postrojenja koja zahtijevaju duge spojne vodove. O kakvim je snagama pri tome riječ, lako

se vidi iz nomograma na sl. 5.1. To su razlozi zbog kojih se strujnim transformatorima za niske i srednje napone, gdje su češće veće nazivne primarne struje, redovito odabire nazivna sekundarna struja od 5 A, a za visokonaponske strujne transformatore, pogotovo ako su namijenjeni vrlo prostranim postrojenjima uzima se ona od 1 A.



Sl. 5.1. Nomogram kojim se određuje snaga utrošena u spojnim vodovima strujnih transformatora, reducirana na nazivnu struju od 5 A ($\rho = 0,0175 \Omega \text{ mm}^2/\text{m}$)

Naponskim transformatorima nazivni je primarni napon efektivna vrijednost primarnog napona, koja se upisuje na natpisnu pločicu i prema njoj se određuju osobine transformatora. Standardne vrijednosti tog napona jednake su nazivnim vrijednostima napona mreže prema JUS N.A2.001. Standardne vrijednosti nazivnoga primarnog napona jednofaznih transformatora priključenih između jedne faze trofazne mreže i zemlje ili između neutralne točke mreže i zemlje jesu $1/\sqrt{3}$ višekratnici vrijednosti mrežnih nazivnih napona.

Standardne vrijednosti nazivnoga sekundarnog napona za jednofazne naponske transformatore u jednofaznim mrežama i za one priključene između faza u trofaznim mrežama su: 100 ili 200 V za prostrane sekundarne krugove. Jednofaznim naponskim transformatorima koji služe za priključak između faze i zemlje u trofaznoj mreži standardni nazivni sekundarni naponi su:

$100/\sqrt{3}$ i $200/\sqrt{3}$ V, a namotima što se spajaju u otvoreni trokut: $100/3$ i $200/3$ V.

5.2. OZNAČIVANJE STEZALJKI

Stezaljke se označuju da bi se nedvosmisleno moglo raspoznavati primarni i sekundarni namot te njihove sekcije i odvojke, ako ih ima. Osim toga, taj postupak omogućuje da se odredi relativni polaritet namota i njegovih sekcija, što onda pomaže u ispravnom priključivanju vatmetara, varmetara, brojila i slično. Zbog toga se zahtijeva da priključci budu jasno i neizbrisivo označeni, ili na njihovoj površini ili u njihovoj neposrednoj blizini.

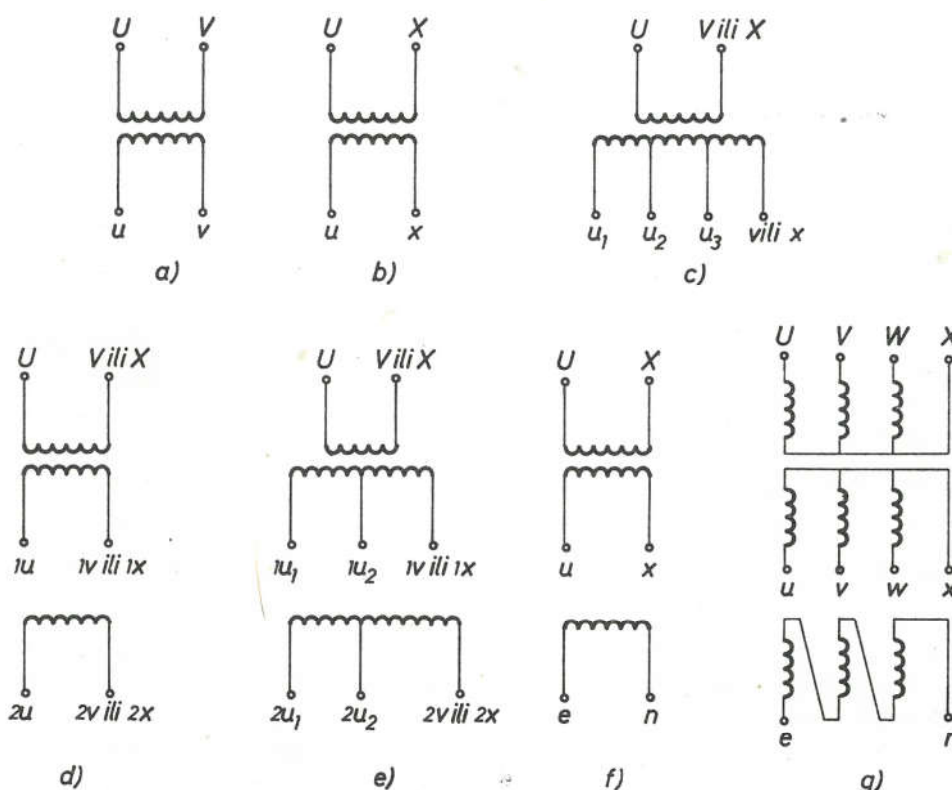
Primarne stezaljke strujnog transformatora označuju se prema našem standardu (JUS N.H9.101) velikim slovima K i L, a sekundarne stezaljke malim slovima k i l, kako je to prikazano na sl. 5.2. Svi priključci označeni slovima K i k (ili $K_a, K_b, K_c, \dots$ i $1k, 2k, \dots$ itd.) moraju u istom trenutku imati jednak polaritet. Te oznake nisu u skladu s onima Međunarodne elektrotehnič-

ke komisije (IEC-publikacija 185, I dio, prvo izdanje 1966), koja preporučuje oznake P_1 i P_2 za primarni, te S_1 i S_2 za sekundarni namot.

Stupci c i e na sl. 5.2. sadrže označivanje stezaljki za strujne transformatore prespojive u omjeru 1:2, odnosno 1:2:4 na primarnoj strani. Takvi

	a	b	c	d	e
Primarni priključci					
Sekundarni priključci					

Sl. 5.2. Označivanje stezaljki strujnih transformatora prema standardu JUS N. H9101: a) strujni transformator sa samo jednim omjerom transformacije; b) strujni transformator s jednim odvojkom na sekundarnoj strani; c) strujni transformator prespojiv u omjeru 1:2 na primarnoj strani; d) strujni transformator s dvije jezgre; e) strujni transformator prespojiv u omjeru 1:2:4 na primarnoj strani

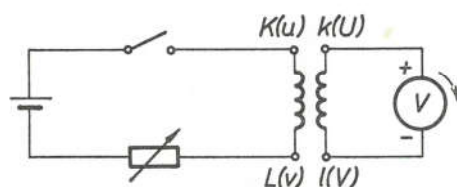


Sl. 5.3. Označivanje stezaljki naponskih transformatora prema prijedlogu našeg standarda: a) dvopolno izolirani jednofazni naponski transformator s jednim sekundarnim namotom; b) jednopolno izolirani jednofazni naponski transformator s jednim sekundarnim namotom; c) jednofazni naponski transformator s jednim sekundarnim namotom i više odvojaka; d) jednofazni naponski transformator s dva sekundarna namota; e) jednofazni naponski transformator s dva sekundarna namota i više odvojaka; f) jednopolno izolirani jednofazni naponski transformator s namotom za otvoreni trokut; g) trofazni naponski transformator s namotom u otvorenom trokutu

prespojivi transformatori često se upotrebljavaju zbog budućeg proširenja mreže. U početku su oni spojeni za manju primarnu nazivnu struju, a poslije se, kad opterećenje poraste, prespajaju na veću. Ako je primarni namot dvodjelan (stupac c na sl. 5.2), bit će pri serijskom spoju dijelova namota (stezaljke K_b i L_a spojene) omjer transformacije npr. 100/5 A. Kod paralelnog spoja (stezaljke K_a i K_b , te L_a i L_b spojene skupa) bit će tad omjer transformacije 200/5 A. Kad je primarni namot u četiri dijela (stupac e na sl. 5.2), dobit će se serijskim spajanjem svih dijelova omjer transformacije npr. 100/5 A (stezaljke L_a i K_b , L_b i K_c , L_c i K_d spojene skupa). Za omjer transformacije 200/5 A potrebno je pri tome spojiti stezaljke: K_a i K_b , pa L_a , L_b , K_c , K_d , te još L_c i K_d , a za 400/5 A spajaju se međusobno stezaljke K_a , K_b , K_c i K_d , te L_a , L_b , L_c i L_d . Tim prespajanjem na primarnoj se strani ne mijenja broj amperzavoja i stoga ne nastaje ni promjena snage ni promjena pogreške transformatora.

Naponskim se transformatorima stezaljke primarnog napona označuju velikim slovima: U, V, W, X, a one sekundarnog napona malim slovima: u, v, w i x (sl. 5.3). Pri tome slova U, V i W označuju potpuno izolirane stezaljke, a slovo X stezaljku za uzemljenje, kod koje je nivo izolacije niži nego na ostalim stezaljkama. Slova e i n označuju stezaljke namota za spajanje u otvoren trokut. Slično kao i u strujnih transformatora, stezaljke s istim velikim i malim slovom moraju u istom momentu imati jednak polaritet.

Strujnim i naponskim transformatorima može se, kao i kod ostalih transformatora, provjeravati polaritet stezaljki pomoću izvora istosmjernog napona i istosmjernog voltmetra. Za to se preko preklopke priključi pozitivni pol izvora na stezaljku K (ili u), a negativni na stezaljku L (ili v), kao na sl. 5.4. Na sekundarne stezaljke spojimo istosmjerni voltmetar tako da je njegova pozitivna stezaljka priključena na stezaljku k (ili U), a negativna na stezaljku l (ili V). Kad se uključi preklopka P, stvorit će se u jezgri magnetski tok,



Sl. 5.4. Provjera oznaka stezaljki mjernih transformatora

koji će u primarnom i sekundarnom namotu inducirati napon u istom smjeru. Stoga će voltmetar, priključen na sekundarni namot, pokazati kratkotrajan otklon u pozitivnom smjeru. Dobije li on negativan otklon, transformator je pogrešno označen, pa valja međusobno izmijeniti ili oznake k i l (ili u i v) ili vodove do

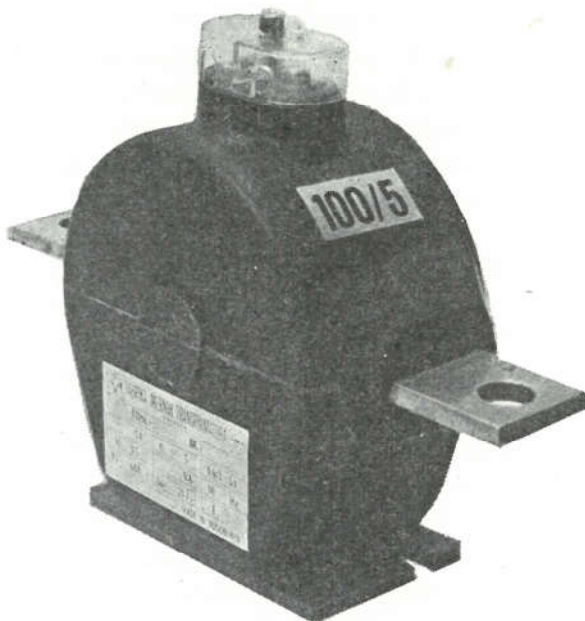
pripadnih stezaljki. Kad se preklopka isključi, voltmetar će se otkloniti na suprotnu stranu. Ima i posebnih uređaja za ispitivanje polariteta transformatora kojima je pojednostavnjena shema na sl. 5.4. U tim uređajima ugrađena je baterija, galvanometar, ugodivi predotpor i preklopka. Budući da se pri isključivanju preklopke P dobiva veći otklon nego kad se ona uključuje, obično se tim uređajima određuje polaritet otklonom koji nestaje pri isključivanju preklopke P, a za njezina uključivanja galvanometar je kratko spojen. Napomenimo još i to da se pri mjerenju pogrešaka mjernih transformatora uređajima opisanima u 8. poglavlju ujedno provjerava ispravnost polariteta njihovih stezaljki.

5.3. EPOKSIDNI MJERNI TRANSFORMATORI

Mjerni transformatori izolirani epoksidnom smolom, pomiješanom s određenim punilima, praktički su potpuno istisnuli sva druga rješenja za nazivne napone do 35 kV, a izrađuju se i za napone od 110 kV. Pokazali su se tehnološki mnogo prikladniji od nekad mnogo upotrebljavanih transformatora s porculanskom izolacijom. Uzrok je u tome što se porculanska izolacija nakon oblikovanja mora peći pri temperaturi od 1400°C oko 24 sata. Zbog toga je valjalo najprije izraditi porculansko tijelo, a onda oko njega omotati primarni namot ili, kao kod nekadašnjih strujnih transformatora s poprečnim otvorom, kroz kanal u porculanskom tijelu provući više zavoja primarnog namota. Suprotno tome, epoksidnim se mjernim transformatorima najprije izrađuje i sastavlja cijeli aktivni dio, a zatim se on zalijeva u prikladnim kalupima epoksidnom smolom. Za njezino stvrdnjivanje nisu potrebne visoke temperature kao kod porculana. Djelovanjem katalizatora, poznatih pod nazivom »otvrdnjivači«, do stvrdnjavanja dolazi na temperaturama od sobne pa do 200°C, ovisno o vrsti smole, dakle na onima koje nisu štetne za aktivni dio transformatora. Na osnovi toga tehnološkog postupka i visokih izolacijskih vrijednosti epoksidne smole, ostvarene su konstrukcije malih dimenzija, vrlo prikladne za ugradnju u rasklopna postrojenja u bilo kojem položaju.

5.3.1. Epoksidni strujni transformatori

S obzirom na dodatne funkcije koje obavljaju u rasklopnim postrojenjima, izvede se strujni transformatori kao potporni i provodni, a prema izvedbi primarnog namota — kao štapni, provlačni i namotni. Štapni strujni transformatori imaju primarno samo jedan vodič štapasta oblika i upotreb-



Sl. 5.5. Epoksidni namotni strujni transformator za nazivne primarne struje od 10 do 250 A i nazivni napon od 0,6 kV (Fabrika mernih transformatora — Zaječar)



Sl. 5.6. Epoksidni provlačni strujni transformator za nazivne primarne struje od 300 do 1 000 A i nazivni napon od 0,6 kV (Fabrika mernih transformatora — Zaječar)

ljavaju se gdje god je to moguće zbog praktički neizmjereno velike dinamičke struje i jednostavne konstrukcije. Za male nazivne primarne struje štapni strujni transformator ima i malo amperzavoja, pa ne odgovara ako je potrebna veća nazivna snaga. Obično se takvi transformatori izvode za primarne nazivne struje od 100 A i više. Provlačni strujni transformatori nemaju vlastiti primarni namot, već samo jezgru i sekundarni namot najčešće zaliven epoksidnom smolom, a kao primarni namot služi sama sabirница kojoj je struju potrebno mjeriti. Da bi to bilo moguće, napravljen je poseban otvor kroz koji se sabirница provuče. Namotni se transformatori upotrebljavaju kad je zbog male nazivne primarne struje potrebno više zavoja u primarnom namotu. Često je njihov primarni namot podijeljen na dva ili četiri jednaka dijela, pa se tad mogu prespajati u omjeru 1:2 ili 1:2:4 (sl. 5.2.c i e).

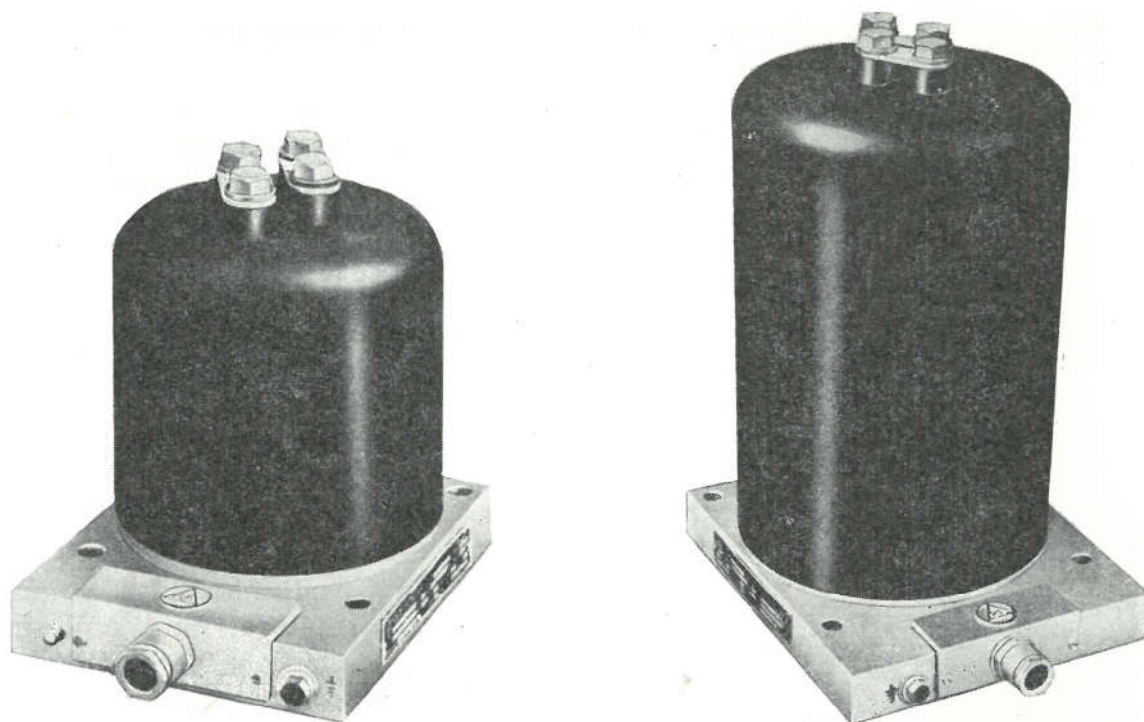
Na sl. 5.5. epoksidni je namotni strujni transformator za mjerenje kojemu je nazivni napon 0,6 kV i nazivna primarna struja: 10, 20, 30, 50, 75, 100, 150, 200, ili 250 A. Njegova nazivna sekundarna struja je 5 A ili, na zahtjev, 1 A. Pri snazi od 5 VA zadovoljava klasu 0,2, pri 10 VA klasu 0,5, a 15 VA klasu 1 uz faktor sigurnosti $F_s = 5$. Nazivna mu je kratkotrajna termička struja 60 puta veća od nazivne primarne struje ($I_{th} = 60 I_{ln}$), a nazivna dinamička struja još 2,5 puta veća ($I_{dyn} = 2,5 I_{th}$). Izveden je tako da su oko prstenaste magnetske jezgre namotani sekundarni i primarni namoti, a zatim su zaliveni epoksidnom smolom. Transformator je ukupno visok 140 mm.

Na sl. 5.6. epoksidni je provlačni strujni transformator za mjerenje kojemu je nazivni napon 0,6 kV i nazivna primarna struja: 300, 400, 500, 600, 800 ili 1 000 A. Izrađuje se za iste snage i klase točnosti kao i transformator na sl. 5.5. Za nazivne struje do 600 A visok je 130 mm, a za one od 800 i 1 000 A visina mu je 160 mm. Sl. 5.7. predložuje izvedbu za primarne struje od 1 500, 2 000, 3 000 ili 4 000 A.



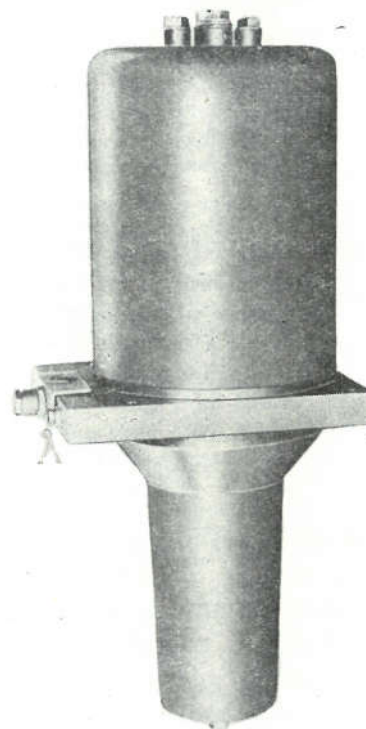
Sl. 5.7. Epoksidni provlačni strujni transformator za nazivne primarne struje od 1 500 do 4 000 A i nazivni napon od 0,6 kV (Fabrika mernih transformatora — Zaječar)

Potporni namotni epoksidni strujni transformator za najviši pogonski napon od 17,5 kV, odnosno 38 kV, prikazuje sl. 5.8. Primarni mu je namot podijeljen u dva dijela pa se može prespajati u omjeru 1:2. Izrađuje se za primarne nazivne struje od 2×10 do 2×400 A i sekundarnu nazivnu struju od 5 A. Kao strujni transformator za mjerenje zadovoljava klase 0,5 i 1, snage od 15 i 30 VA, te faktore sigurnosti 5 i 10, ovisno o izvedbi. Kao strujni transformator za zaštitu zadovoljava klasu točnosti 5 P i 10 P i granični faktor točnosti 5 i 10. Može imati i dvije jezgre s dva sekundarna namota, od kojih jedan služi za mjerenja, a drugi za zaštitu. Njegove su točnosti i snage kao u onoga s jednom jezgrom. Ovisno o najvišem pogonskom naponu i broju jezgri, visok je od 196 do 342 mm. Tako male visine uz vrlo jednostavan vanjski oblik, bez rebara, postignute su prikladnom ra-

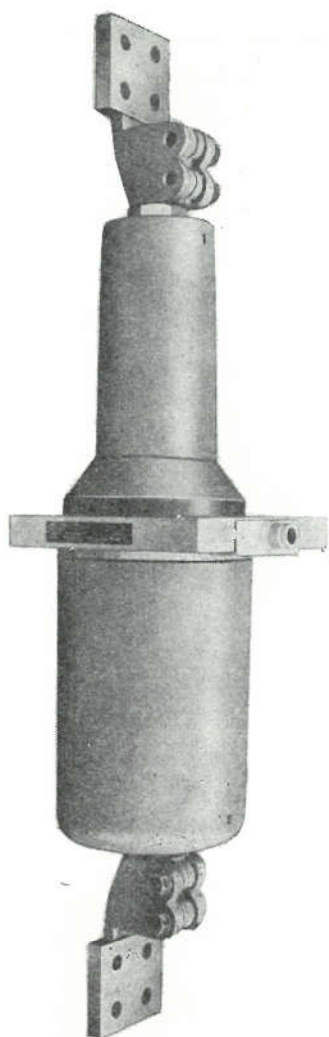


Sl. 5.8. Epoksidni potporni (namotni) strujni transformator za primarne nazivne struje od 2×10 A do 2×400 A za najviši pogonski napon od 17,5 kV (lijevo) i 38 kV (desno) (»R. Končara«)

spodjelom potencijala i tangencijalne komponente električnog polja po vanjskoj površini izolatora. Naime, zbog visokih izolacijskih mogućnosti epoksidne smole mogu se znatno smanjiti unutrašnji izolacijski razmaci u transformatoru, no to smanjenje ograničeno je kliznim probojima po vanjskoj površini izolatora. Prikladnom konfiguracijom jezgre, namota i dodatnih elektroda diktirana je jednoličnija raspodjela potencijala po vanjskoj površini izolatora, a to je omogućilo da se bitno smanje dimenzije (lit. 5.11). Jezgra je izrađena od namotanoga hladno valjanog magnetskog lima i termički obrađena, a posebnim je konstrukcijskim mjerama osigurano da ona i nakon zaljevanja zadrži iste kvalitete. Uz takvu izvedbu postiže se potrebna točnost i s relativno malim brojem amperzavoja, pa su time znatno smanjena dinamička naprezanja u namotu za vrijeme kratkog spoja u mreži. Termička dilatacija namota, koja pri tom nastaje, ne prenosi se izravno na zaljevnu masu, što je postignuto pomoću prikladne konstrukcije namota. Takvi su zahvati omogućili da, ovisno o izvedbi, nazivna kratkotrajna termička struja bude od 100 do 600 puta veća od nazivne primarne struje, a



Sl. 5.9. Epoksidni provodni (namotni) strujni transformator za primarne nazivne struje od 2×10 A do 2×400 A za najviši pogonski napon od 17,5 kV ili 38 kV (»R. Končara«)



Sl. 5.10. Epoksidni štapni strujni transformator za nazivne primarne struje od 600 do 2 000 A i najviši pogonski napon od 17,5 kV ili 38 kV (»R. Končar«)

nazivna dinamička struja još 2,5 puta veća. Opisani transformator, uz iste ostale podatke, izrađuje se i kao provodni transformator (sl. 5.9).

Za primarne struje veće od 600 A dovoljan je samo jedan zavoj u primarnom namotu (tog transformatora, pa se tad on izvodi kao štapni (sl. 5.10), i to za nazivne primarne struje od: 600, 800, 1 000, 1 500 ili 2 000 A.

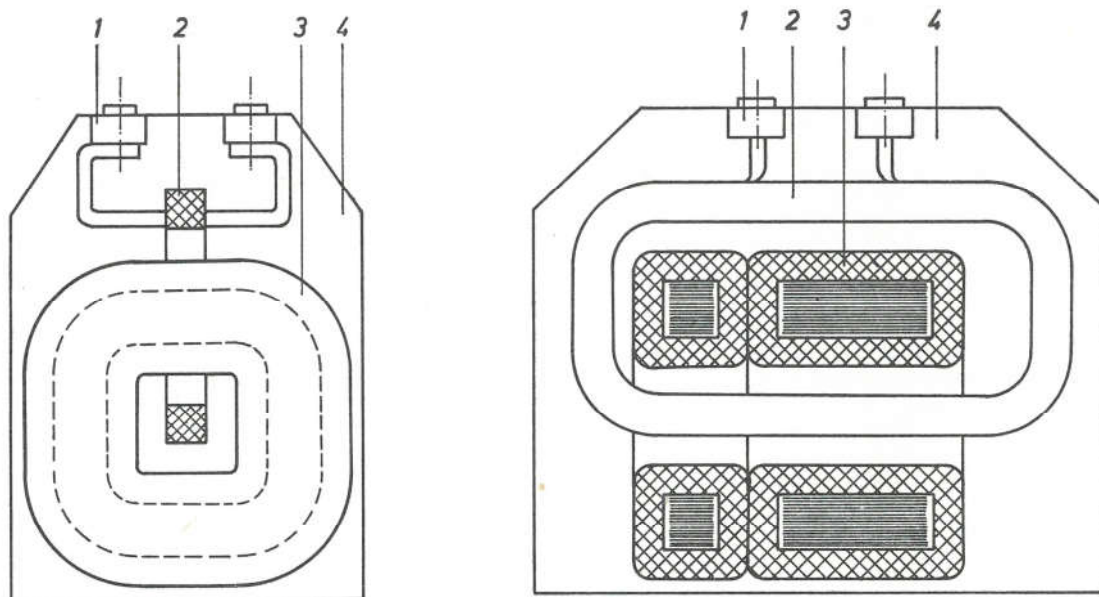
Usku izvedbu epoksidnoga strujnog transformatora, prikladnu za ugradnju u oklopljena postrojenja, prikazuje sl. 5.11 (lit. 5.16). Širok je 165 mm u izvedbi za nazivne napone od 12 i 17,5 kV i 195 mm za one od 24 i 36 kV. U izvedbama s dvije jezgre jednako je širok, samo je nešto duži.

Kako je objašnjeno u odjeljku 3.7.2, volumen izolacije mjernih transformatora, pa i onih epoksidnih, raste otprilike s trećom potencijom nazivnog napona. Veliki volumen zaljevne mase od epoksidne smole unosi znatne tehnološke teškoće zbog njezina stiskanja u toku stvrdnjavanja i zagrijavanja, čemu su uzrok kemijski procesi koji pri tome nastaju. Osim toga, tad se jače očituje štetno djelovanje različitih temperaturnih koeficijenata smole i metalnih dijelova njome zalivenih. Stoga se mjernim transformatorima za 110 kV zalijevaju smolom samo oni dijelovi za koje je to prijeko potrebno. Tako u epoksidnome strujnom transformatoru za 110 kV na sl. 5.12. nije zaliven primarni namot, koji se pri kratkom spoju u mreži može znatno ugrijati. Vodoravno postavljene prstenaste jezgre 3 i sekundarni namoti 4 tog transformatora smješteni su u njegovoj glavi 5, a pridržava ih jedan prsten i potporna cijev 9. Između njih i epoksidne smole kojom su zaliveni najprije je sloj elastične izolacije, koji zaštićuje epoksidnu smolu od mehaničkih naprezanja, za-

tim sloj koji ne propušta smolu i, na kraju, glatki je vodljivi sloj na potencijalu zemlje. Potporna cijev prolazi većim dijelom kroz sredinu izolatora od epoksidne smole 11. U njegovu gornjem dijelu prstenasta je elektroda 8 koja ujednačuje raspodjelu napona uzduž površine izolatora. Gornji je dio transformatoru zaštićen metalnim kućištem 5 na kojem su primarni priključci 1 i priključci 7 za prespajanje primarnog namota u omjerima 1 : 2 ili 1 : 2 : 4.

Djelovanje ultravioletnih zraka smanjuje otpornost epoksidnih smola na električni luk (odjeljak 3.6.2), pa je izvedba na sl. 5.12. (str. 189) prikladna samo za unutrašnju montažu. Međutim, ako smoli površina nije električki napregnuta, može se i obična epoksidna smola upotrijebiti u izvedbama za vanjsku montažu. Ta je mogućnost iskorištena kod strujnog transformatora za nazivne napone do 220 kV (sl. 5.13 na str. 190), gdje su primarni i sekundarni

namot skupa s jezgrom smješteni u glavi transformatora i međusobno su izolirani epoksidnom smolom. Za izolaciju prema zemlji služi porculanski izolator u kojem je papirni kondenzatorski provodnik impregniran uljem. U izvedbama za niže napone i taj se provodnik izrađuje od epoksidne smole.

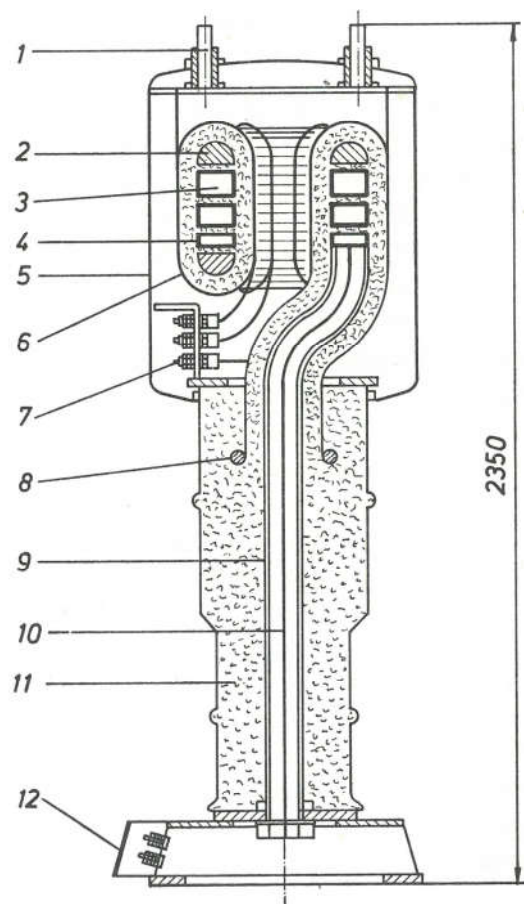


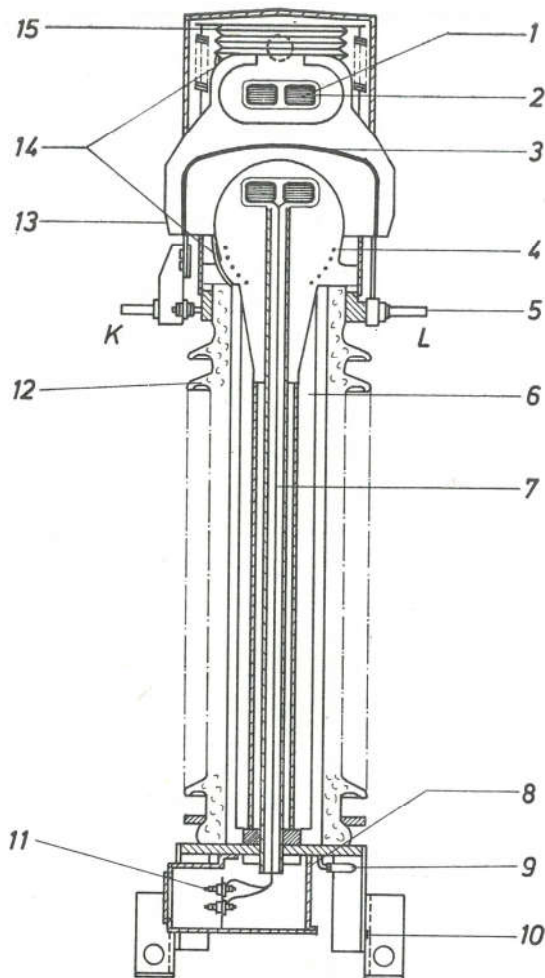
Sl. 5.11. Osnovni raspored epoksidnoga strujnog transformatora za nazivne napone do 36 kV (BBC)

1 stezaljke primarnog namota, 2 primarni namot, 3 jezgra sa sekundarnim namotima, 4 izolacija od epoksidne smole

Sl. 5.12. Epoksidni strujni transformator za nazivni napon 110 kV (AEG)

1 stezaljke K i L za priključak primarnog namota, 2 siluminski prsteni, 3 prstenaste jezgre, 4 sekundarni namot, 5 metalno kućište, 6 primarni namot, 7 prespajanje primarnog namota, 8 prstenasta elektroda za diktiranje potencijala, 9 potporna cijev, 10 sekundarni odvod, 11 epoksidni izolator, 12 ormarić za sekundarne priključke





Sl. 5.13. Strujni transformator za vanjsku montažu s izolacijom od epoksidne smole za nazivne napone do 220 kV (AEG)
1 magnetske jezgre, 2 sekundarni namoti, 3 primarni namot, 4 elektrode za diktiranje potencijala, 5 primarni pr.ključci, 6 kondenzatorski provodnik, 7 sekundarni odvod, 8 ormarić za sekundarne priključke, 9 ispust za ulje, 10 priključak uzemljenja, 11 sekundarne stezaljke, 12 porculanski izolator, 13 zaljevna masa od epoksidne smole, 14 spojni vod za ulje, 15 metalni mijeh

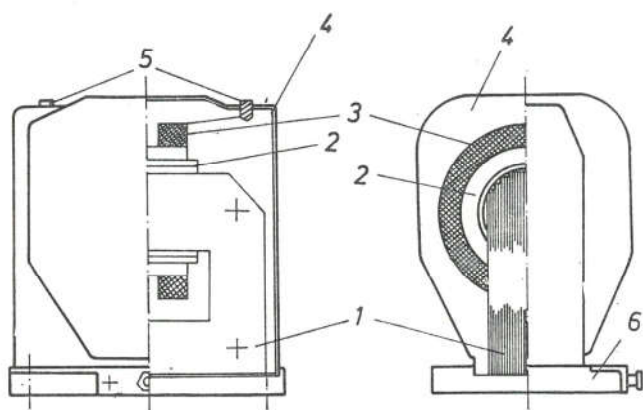
5.3.2. Epoksidni naponski transformatori

Epoksidni naponski transformatori najčešće se rade za nazivne primarne napone od 3, 5, 6, 10, 20 i 25 kV, dvopolno ili jednopolno izolirani. Najviši nazivni primarni napon za koji se još izrađuju je 110 kV. Redovito su prikladni samo za unutrašnju montažu i mogu se ugraditi u bilo kojem položaju.

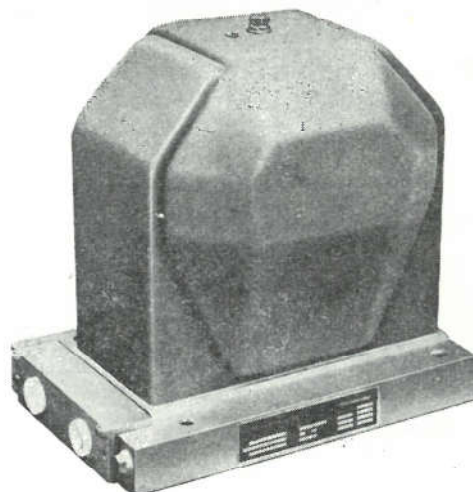
Na sl. 5.14. dvopolno je izolirani epoksidni naponski transformator za nazivne napone od 3 do 20 kV u kojega je cijeli primarni namot zaliven epoksidnom smolom. Visok je, ovisno o nazivnome primarnom naponu, od 255 do 306 mm, a razmak između visokonaponskih stezaljki je od 160 do 210 mm. Pri nazivnoj snazi od 25 VA zadovoljava klasu 0,2, a kod 100 VA klasu 1.

Jednopolno izolirane izvedbe su uže (sl. 5.15), a jednake visine.

Na sl. 5.16 (str. 192) epoksidni je naponski transformator za 110 kV s otvorenim jezgrom i primarnim namotom u tri dijela koja su na donjim krajevima triju epoksidnih kapa zvonasta oblika. Unutrašnja i vanjska površina tih kapa u cijelosti je metalizirana, osim na onom dijelu koji dodiruje primarni namot. Unutrašnja površina je na potencijalu donjega, a vanjska na potencijalu gornjega kraja pripadnog dijela namota. Time je postignuto da u zračnom rasporu epoksidnih kapa ne može nastati ionizacija zraka, jer su vanjska i unutrašnja površina susjednih kapa na istom potencijalu. Budući da je primarni namot podijeljen u tri odvojena dijela, nema većih teškoća pri zalijevanju namota epoksidnom smolom. U nekim izvedbama naponskih transformatora za 110 kV nije primarni namot podijeljen, već je čitav zaliven smolom, kao onaj na sl. 5.17 (str. 192), koja predočuje epoksidni naponski i strujni transformator na zajedničkom postolju. Tu je upotrijebljena vrlo viskozna epoksidna smola koja u toku zalijevanja pod vakuumom sasvim prodire u sve dijelove primarnog namota. Sekundarni namot i jezgra naponskog transformatora, te primarni namot strujnog transformatora nisu zaliveni smolom.



Sl. 5.14. Epoksidni dvopolno izolirani naponski transformator za nazivne napone od 3 do 20 kV (»R. Končar«)
1 jezgra, 2 sekundarni namot, 3 primarni namot, 4 izolacija od epoksidne smole, 5 priključci U i V primarnog namota, 6 priključci sekundarnog namota

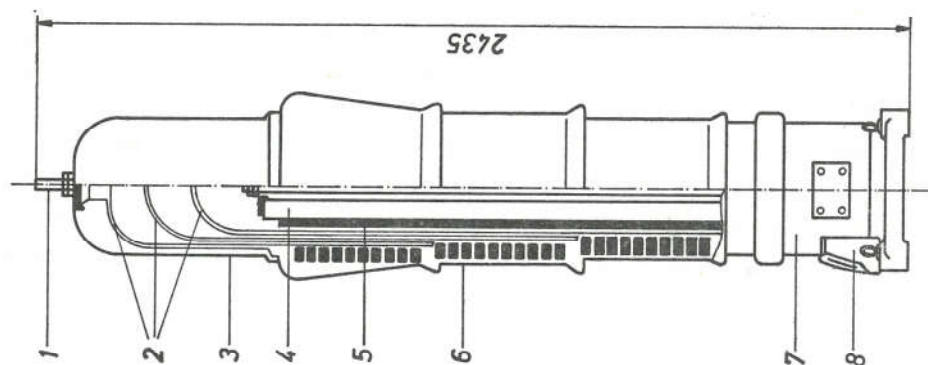


Sl. 5.15. Epoksidni jednopolno izolirani naponski transformator za nazivne napone od 3 do 20 kV (»R. Končar«)

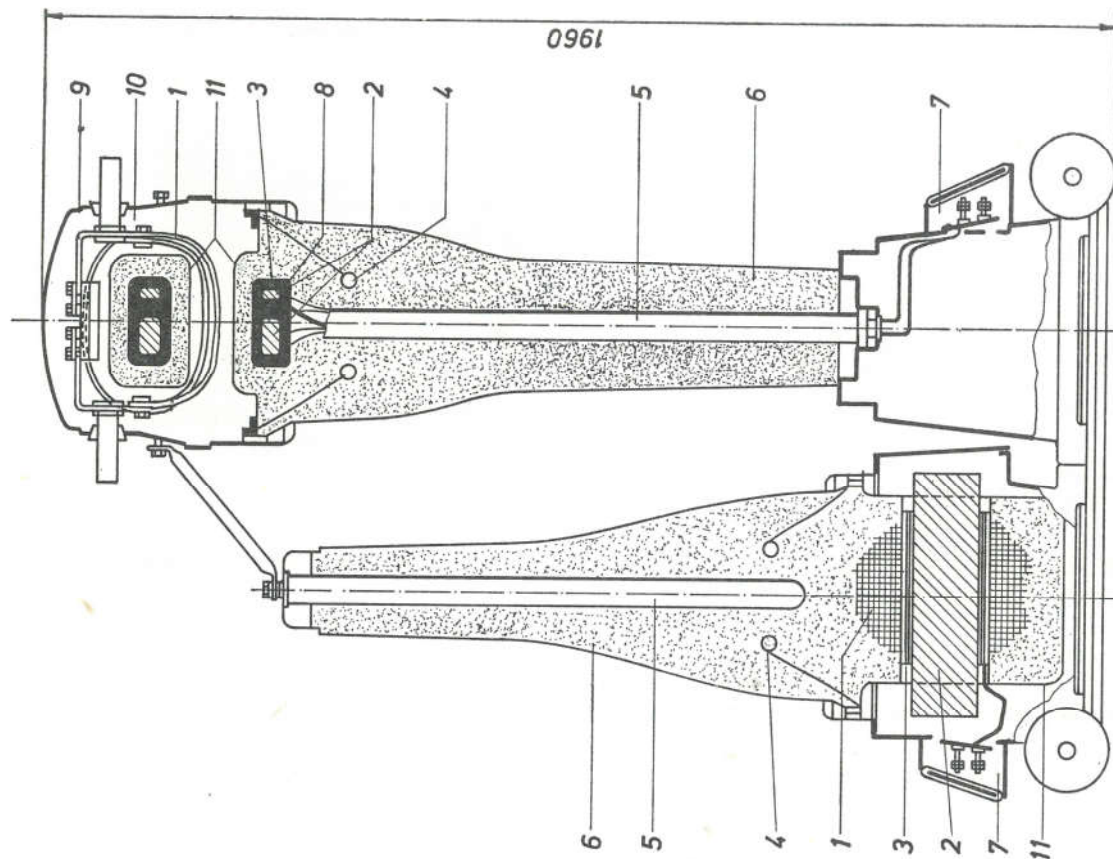
5.4. MALOULJNI MJERNI TRANSFORMATORI

Za nazivne napone više od 35 kV, pogotovo za vanjsku montažu, upotrebljavaju se malouljni mjerni transformatori. Jezgra, primarni i sekundarni namot u uljnom su kotlu i međusobno su izolirani papirnom bandžom. Kotao i porculanski provodnici tijesno su priljubljeni uz aktivni dio transformatora da bi se što više smanjio i olakšao transformator. Zato takve izvedbe sadrže relativno malo ulja. Poznato je da i vrlo mali postotak vlage bitno snizuje dielektričnu čvrstoću ulja (odjeljak 3.6.3), pa s obzirom na to da je volumen ulja malen, i neznatna količina vlage znatno smanjuje izolacijsku moć. Stoga se u novije vrijeme, od otprilike 1960. godine, malouljni mjerni transformatori hermetički zatvaraju, a dilatacija se ulja zbog promjene njegove temperature, koja izaziva promjenu volumena ulja i do 8%, omogućuje uglavnom na tri načina: plinskim jastukom, najčešće od dušika, zatim metalnom membranom i gumenom membranom (sl. 5.18). Rješenje s plinskim jastukom relativno je jeftino, no potrebno je pouzdano brtvljenje jer se s promjenom volumena ulja mijenja pritisak u transformatoru, pa postoji opasnost da prodru okolni zrak i vlaga. Rješenja s metalnom i gumenom membranom nešto su skuplja, ali im je prednost u tome što se pritisak u transformatoru gotovo ne mijenja. Posebno su prikladne gumene membrane jer zapremaju malo mjesta.

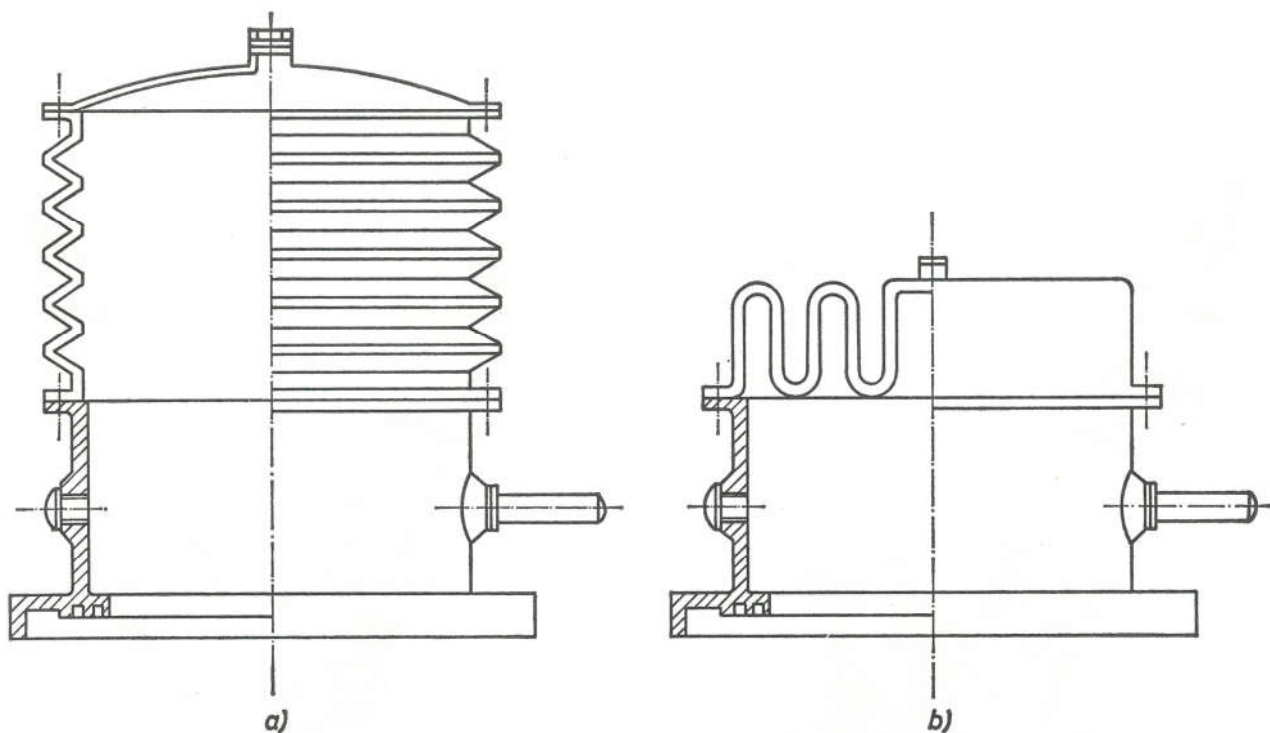
Jednopolno i dvopolno izolirane malouljne naponske transformatore za nazivni primarni napon od $35/\sqrt{3}$ i 35 kV određene za vanjsku montažu prikazuju sl. 5.19. i 5.20, a na sl. 5.21. strujni je malouljni transformator za isti napon.



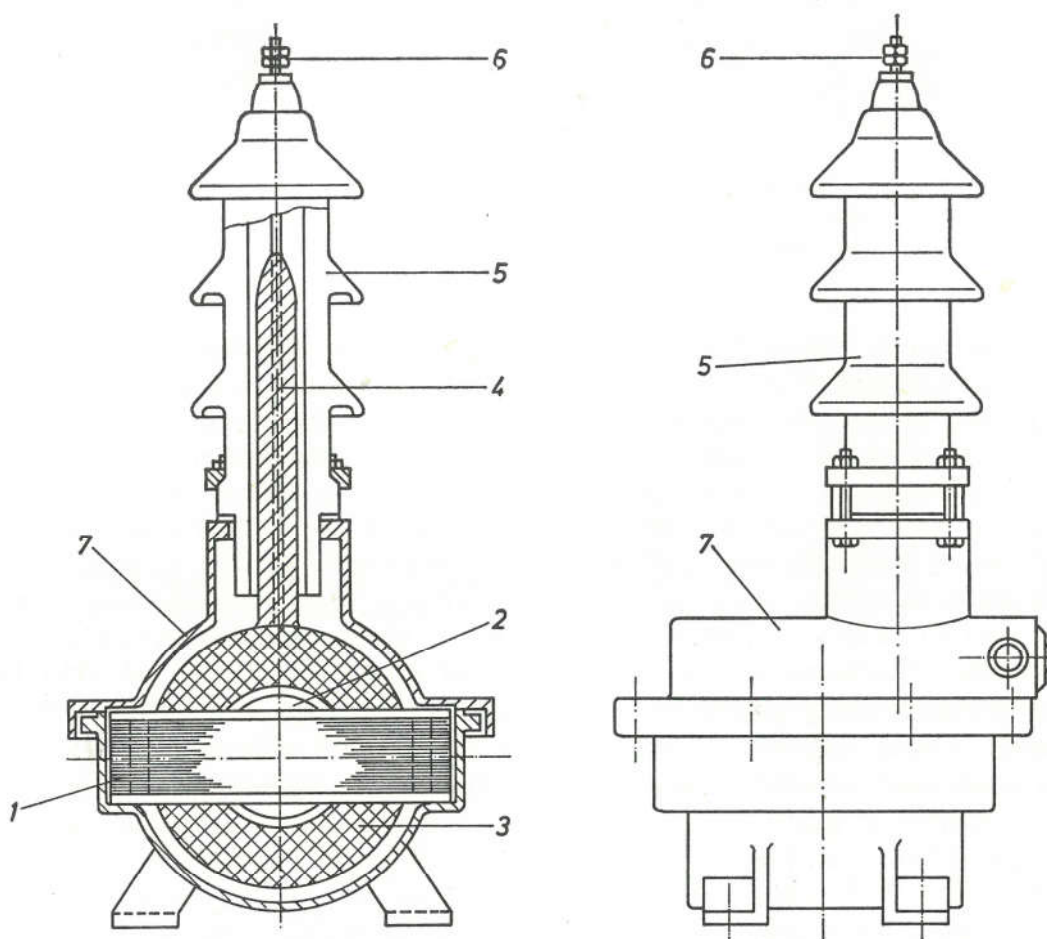
Sl. 5.16. Epoksidni naponski transformator s otvorenim jezgrom za nazivni napon od 110/1/3kV i unutrašnju montažu (AEG)
 1 primarni priključak, 2 epoksidne kape, 3 zaštitna kapa, 4 radialno složena otvorena jezgra, 5 sekundarni namot, 6 primarni namot, 7 sklop za korekciju pogreške, 8 ormarić za sekundarne priključke



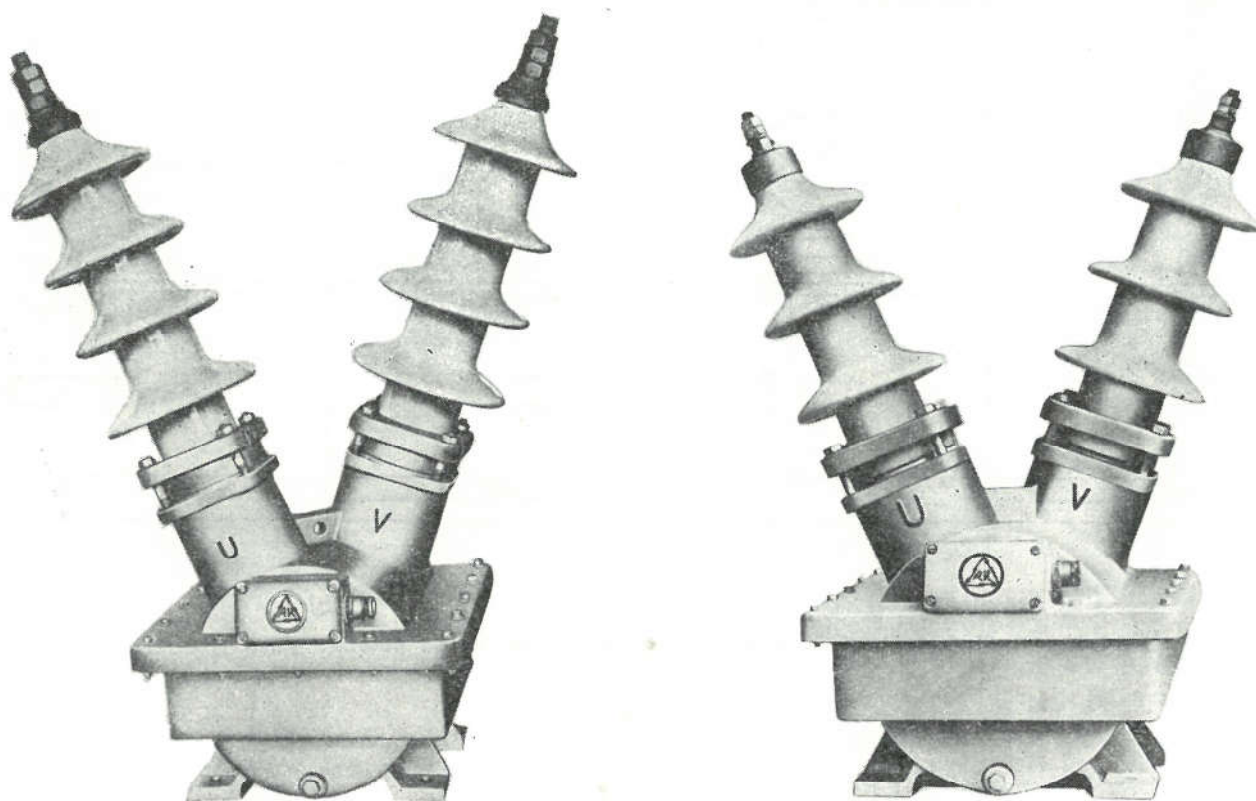
Sl. 5.17. Strujni i naponski epoksidni transformator za nazivni napon od 110 kV na zajedničkom postolju »Siemens«
 1 primarni namot, 2 jezgra, 3 sekundarni namot, 4 elektrode za diktiranje potencijala, 5 priključna cijev, 6 epoksidna izolacija, 7 ormarić za sekundarne priključke, 8 elastična bandaza, 9 siluminska glava, 10 zaljevna masa, 11 vodljivi sloj



Sl. 5.18. Elastične membrane: a) od teflona; b) od posebne gume



Sl. 5.19. Jednopolno izolirani malouljni naponski transformator za nazivni napon od $35/\sqrt{3}$ kV (R. Končar): 1 jezgra, 2 sekundarni namot, 3 primarni namot s papirnom izolacijom impregniranom transformatorskim uljem, 4 izolirani izvod primarnog namota, 5 porculanski izolator, 6 visokonaponski priključak U, 7 aluminjsko kućište

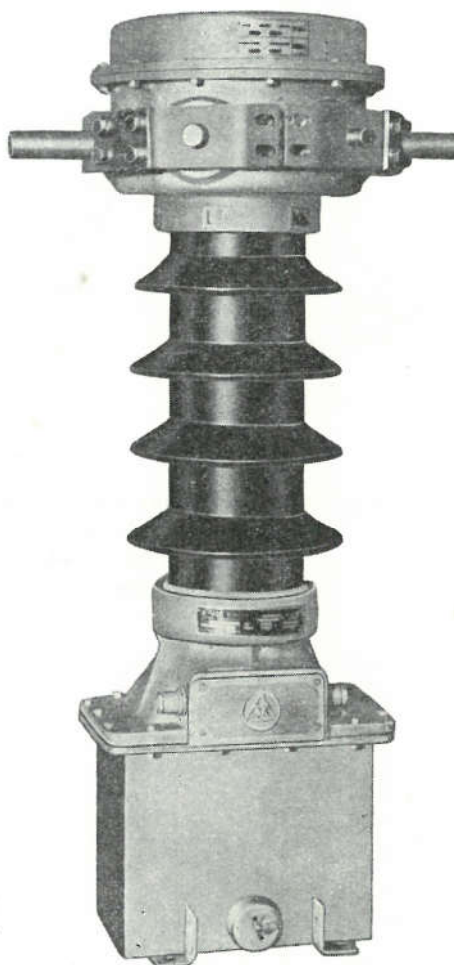


Sl. 5.20. Dvopolno izolirani malouljni naponski transformator za nazivni napon od 35 kV, lijevo za vanjsku a desno za unutrašnju montažu (»R. Končar«)

Kod strujnih transformatora za visoke nazivne napone nailazimo na tri osnovne izvedbe (sl. 5.22). U lončastoj izvedbi omotana je sva visokonaponska izolacija oko primarnog namota koji je skupa sa sekundarnim namotom i jezgrom smješten na dnu transformatora, najčešće u metalnom kotlu (sl. 5.22.a). U križno-prstenastoj izvedbi omotana je otprilike polovica izolacije oko primarnoga, a polovica oko sekundarnog namota (sl. 5.22.b). Tu je obično cijeli aktivni dio transformatora u sredini porculanskog izolatora. Glavastim strujnim transformatorima sva je izolacija motana oko sekundarnog namota i jezgre, koji su skupa s primarnim namotom u glavi transformatora (sl. 5.22.c). U svim tim izvedbama obično su u izolaciju umetnuti slojevi od vrlo tankog lima ili metaliziranog papira koji diktiraju jednoličniju raspodjelu potencijala u izolaciji. Visina mjernih transformatora za visoke i vrlo visoke napone malo ovisi o odabranoj izvedbi i raste otprilike razmjerno njihovom nazivnom naponu (sl. 5.23). Uzrok je tome što tad visinu diktiraju preskočni razmaci u zraku, a oni su približno razmjerni upotrijebljenim udarnim i izmjeničnim naponima. Zbog izvedbenih i transportnih razloga obično su mjerni transformatori za najviše napone dvodijelni ili višedijelni, te se sastavljaju na mjestu ugradnje.

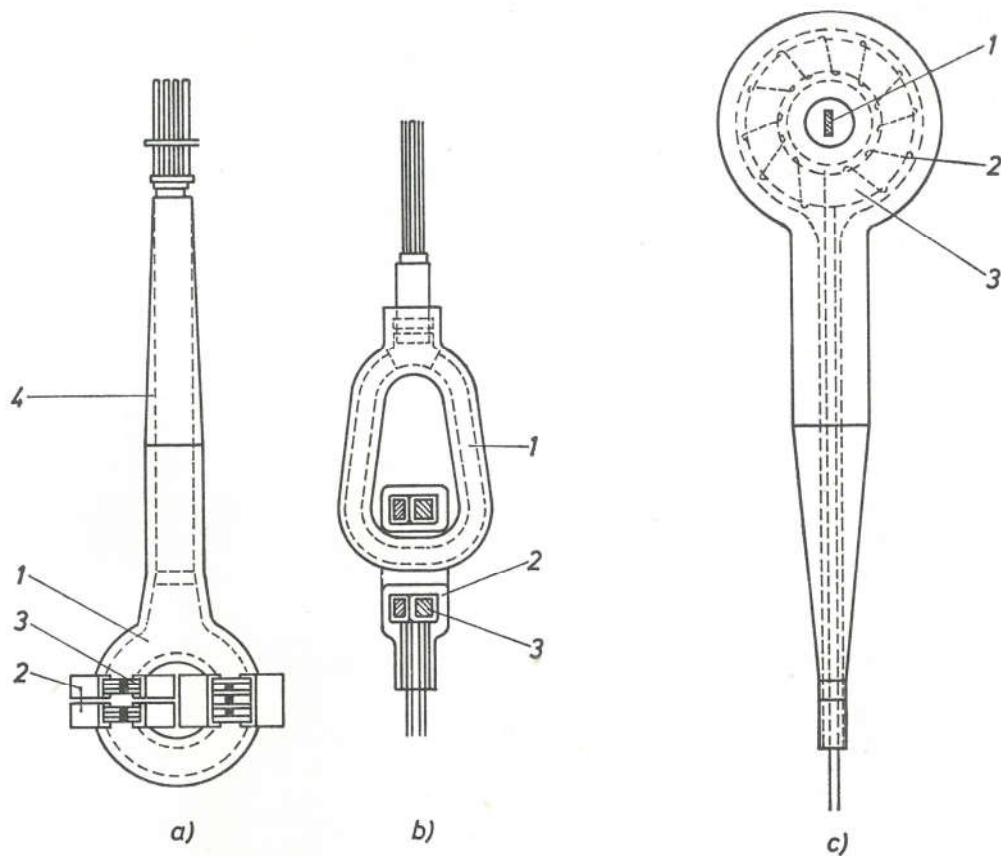
Na sl. 5.24. i 5.25. izvedbe su lončastih strujnih transformatora za nazivni napon od 110 i 400 kV. Njihov primarni namot tijesno je bandažiran uskim papirnim trakama, slično kao pri izoliranju kabela (odjeljak 3.6.3). U papir-

noj izolaciji su ekvipotencijalne metalne bandaže koje u njoj diktiraju jedoličniju raspodjelu napona. Oba transformatora imaju po dvije jezgre, svaku sa sekundarnim namotom, a primarni im je zajednički. Jezgra i namoti, osim visokonaponskih izvoda, smješteni su u malom kotlu, a porculanski izolator relativno je uzak za razliku od starijih izvedbi, u kojima su jezgra i namoti bili u porculanskom izolatoru. Zato je njihov izolator bio znatno širi, a količina ulja i ukupna težina transformatora bitno veća.

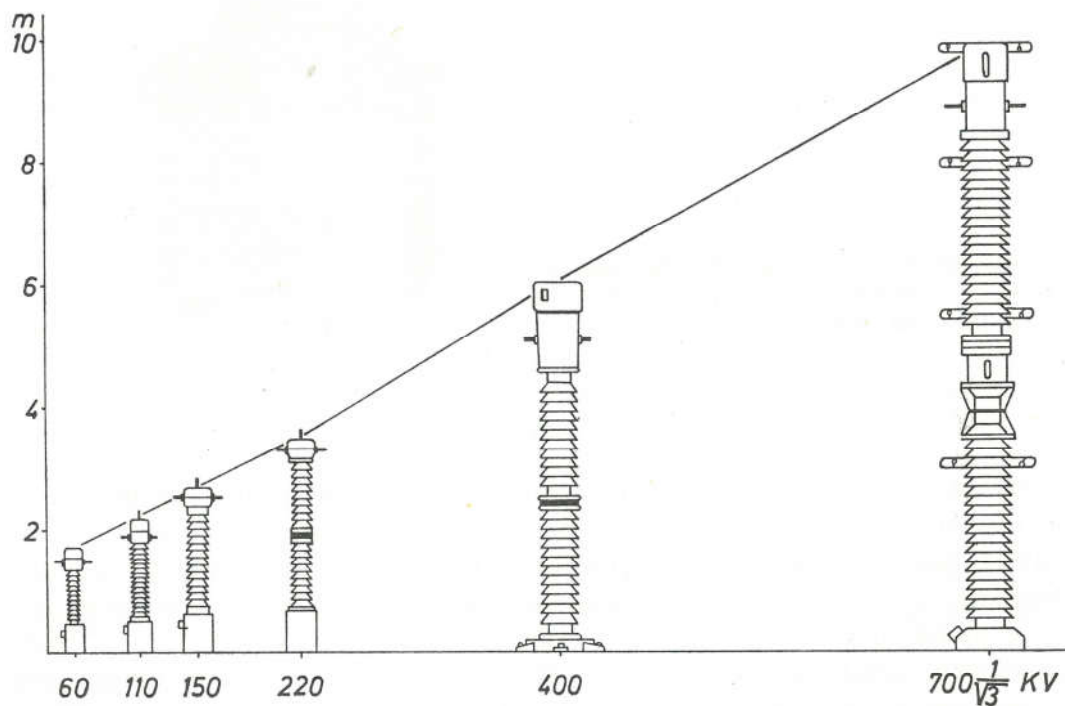


Sl. 5.21. Strujni malouljni transformator za najviši pogonski napon od 38 kV
(»R. Končar«)

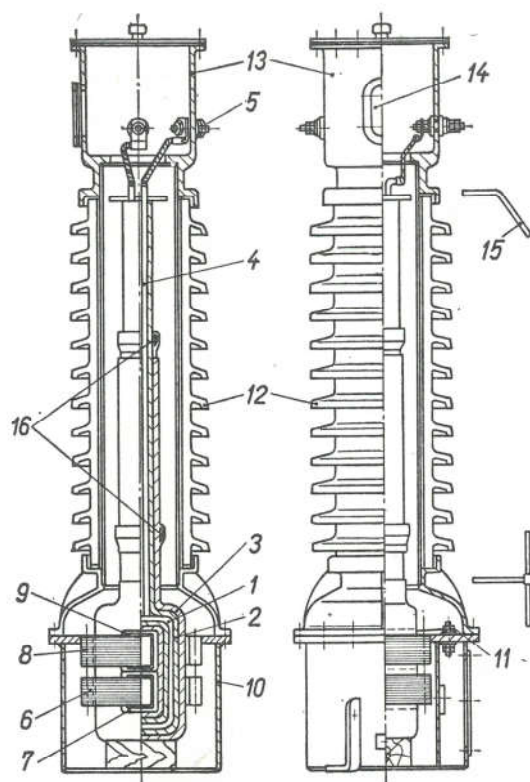
U nekim izvedbama malouljnih strujnih transformatora primarni namot je u obliku slova U, a prema jezgri i sekundarnom namotu izoliraju ga dva kapacitivna provodnika strojno namotana (sl. 5.26). Donji kraj primarnog namota izoliran je papirnim barijerama prema kotlu i učvršćen metalnim obujmicama i armaturom. Njegov gornji kraj, skupa sa svornicima za prespajanje, zaliven je epoksidnom smolom. Takva izvedba izolacije primarnog namota zahtijeva malo ručnog rada i osigurava dobro hlađenje namota jer je između njega i kapacitivnog provodnika uljni kanal. Osim toga, njome je



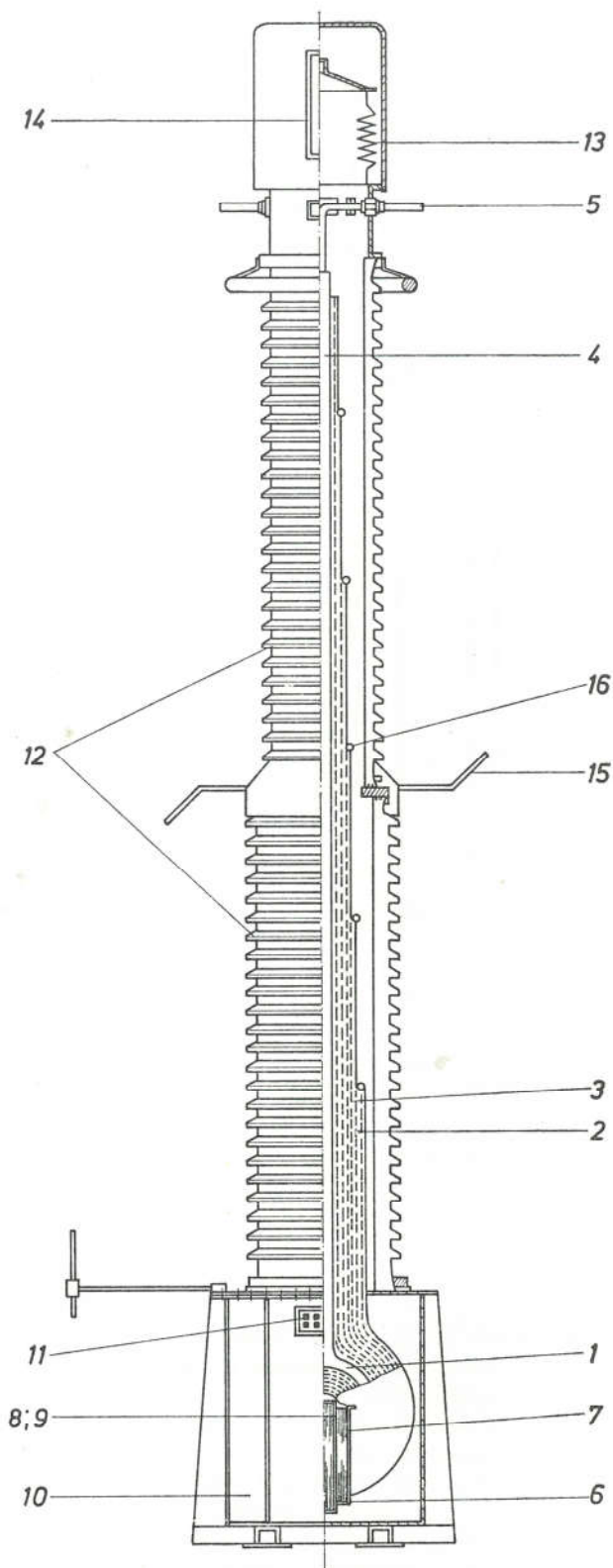
Sl. 5.22. Osnovne izvedbe visokonaponskih malouljnih strujnih transformatorov: a) lončasta; b) križno-prstenasta; c) glavasta izvedba
1 primarni namot, 2 sekundarni namot, 3 jezgra, 4 obloge za ditiranje potencijala



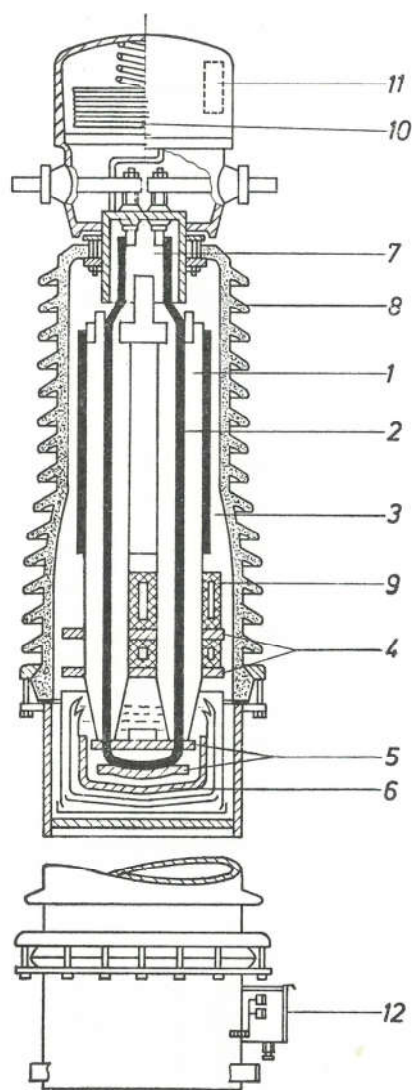
Sl. 5.23. Visine strujnih transformatorov za vanjsku montažu ovisno o nazivnom naponu



Sl. 5.24. Malouljni strujni transformator za nazivni napon od 110 kV (»R. Končar«)
 1 primarni namot, 2 papirna izolacija primarnog namota, 3 ekvipotencijalne metalne bandaže, 4 izvodi primarnog namota, 5 priključne stezaljke K i L primarnog namota, 6 jezgra za faktor sigurnosti $F_s = 5$, 7 sekundarni namot za priključak instrumenata, 8 i 9 jezgra i sekundarni namot za priključak zaštite, 10 kotao transformatora, 11 stezaljke sekundarnih namota, 12 porculanski izolator, 13 konzervator, 14 stakleni prozorčić za kontrolu razine transformatorskog ulja, 15 rogovi za zaštitu od prenapona, 16 prsteni na krajevima bandaže za poboljšanje raspodjele električnog polja

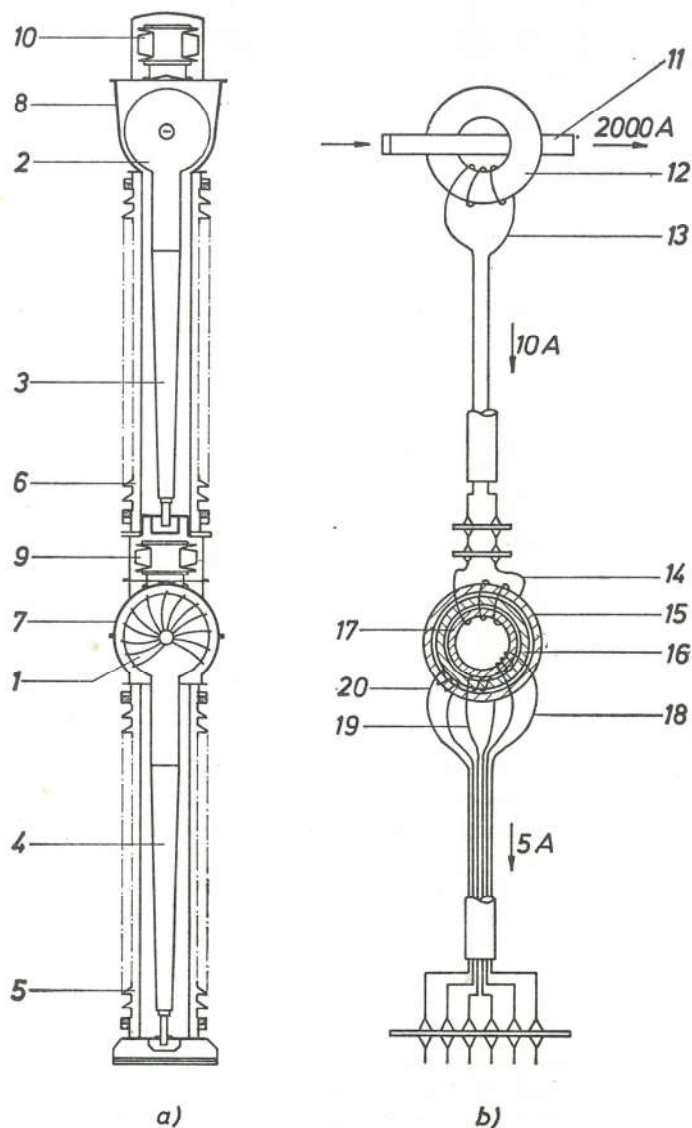


Sl. 5.25. Malouljni strujni transformator za nazivni napon od 400 kV (»R. Končar«)
 1 primarni namot, 2 papirna izolacija primarnog namota, 3 ekvipotencijalne metalne bandaže, 4 izvodi primarnog namota, 5 priključne stezaljke K i L primarnog namota, 6 jezgra za faktor sigurnosti $F_s = 10$, 7 sekundarni namot za priključak instrumenata, 8 i 9 jezgra i sekundarni namot za priključak zaštite, 10 kotao transformatora, 11 stezaljke sekundarnih namota, 12 porculanski izolator, 13 elastična membrana, 14 stakleni prozorčić za kontrolu razine transformatorskog ulja, 15 rogovi za zaštitu od prenapona, 16 prsteni na krajevima bandaže kojima se poboljšava raspodjela električnog polja



Sl. 5.26. Malouljni strujni transformator s dva kapacitivna provodnika (AEG)

1 kondenzatorski provodnik, 2 primarni namot, 3 papirna bandaža, 4 metalne obujmice, 5 metalna armatura, 6 zakrilna elektroda, 7 završetak primarnog namota sa svornjacima za prespajanje koji su zaliveni epoksidnom smolom, 8 porculanski izolator, 9 prstenaste jezgre sa sekundarnim namotom, 10 elastična membrana, 11 prozor za promatranje rada elastične membrane, 12 ormarić za sekundarne priključke

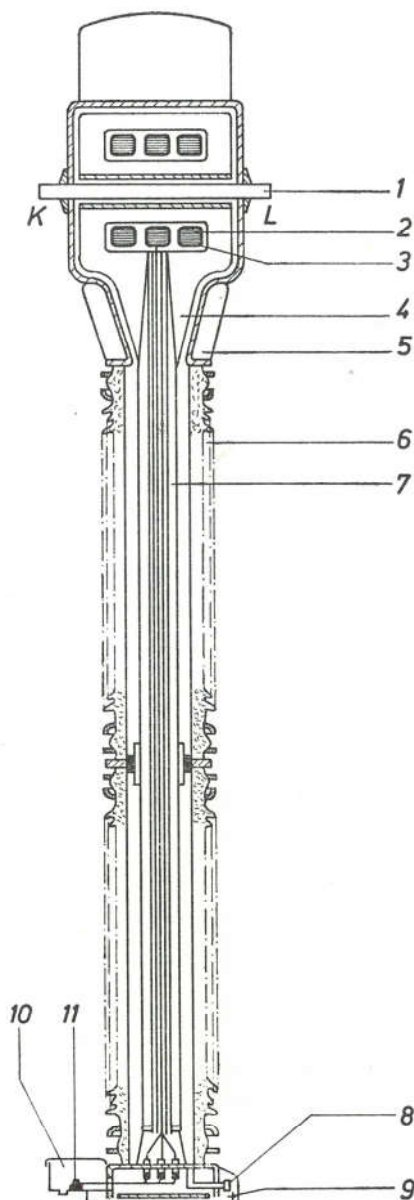


Sl. 5.27. Kaskadni strujni transformator za 700 kV (»Siemens«):

a) presjek; b) shematski prikaz namota i jezgri
1 i 2 glavasti strujni transformatori, 3 i 4 kapacitivni provodnici, 5 i 6 izolatori, 7 i 8 kućište u glavi transformatora, 9 i 10 valoviti mijeh, 11 štapašti primarni vodič prvog stepena, 12 jezgra u prvom stepenu, 13 sekundarni namot prvog stepena, 14 primarni namot drugog stepena, 15, 16 i 17 jezgre u drugom stepenu, 18, 19 i 20 sekundarni namoti drugog stepena

omogućeno da se namot pouzdano mehanički učvrsti. Nedostatak je izvedbe u složenom obliku porculanskog izolatora i njegovu većem promjeru, osobito u donjem dijelu.

Kako je protumačeno u odjeljku 2.7, kod najviših nazivnih napona spaja se dva ili više strujnih transformatora u kaskadu. Takva izvedba s dva struj-



Sl. 5.28. Glavasti strujni transformator za napone od 220 do 750 kV (AEG)

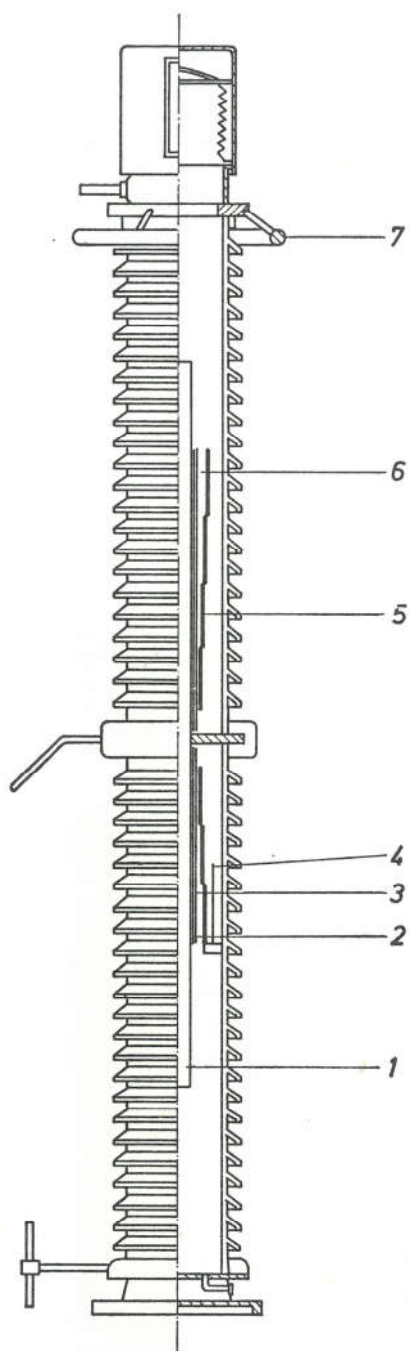
1 primarni vodič, 2 jezgre, 3 sekundarni namot, 4 izolacija namota, 5 čelično kućište, 6 porculanski izolator, 7 kondenzatorski provodnik, 8 ispust za ulje, 9 priključak uzemljenja, 10 ormarić za sekundarne priključke, 11 sekundarni priključci



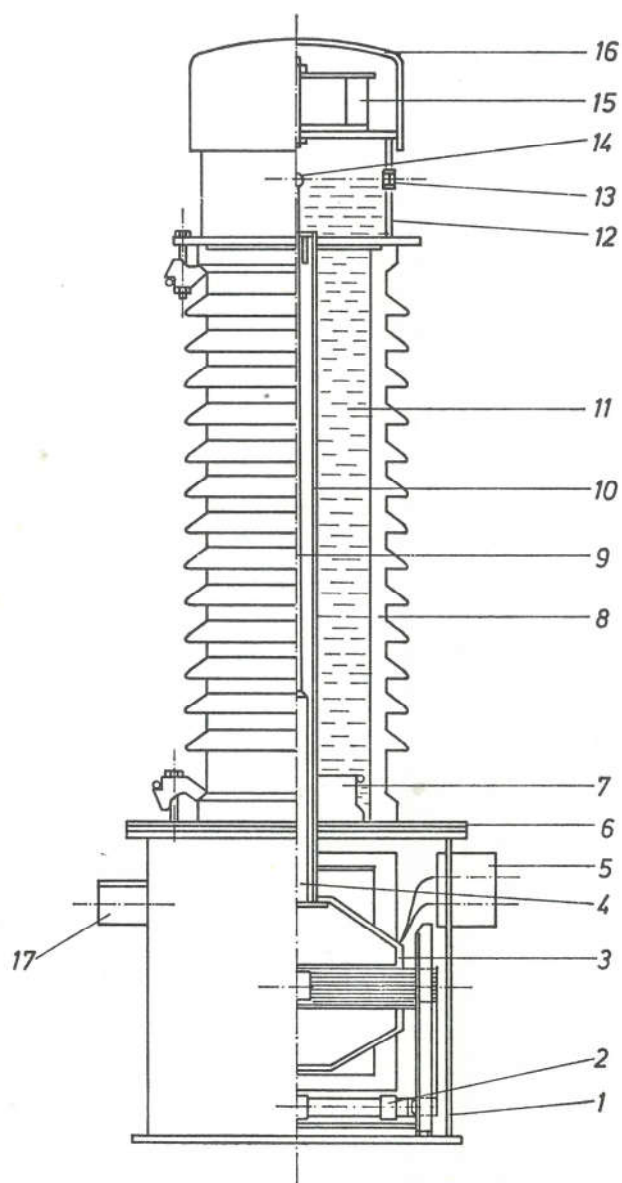
Sl. 5.29. Malouljni naponski transformator s otvorenim jezgrom za nazivni napon od $110/\sqrt{3}$ kV
100 VA — kl. 0,2
200 VA — kl. 0,5
400 VA — kl. 1
(»R. Končar«)



Sl. 5.30. Malouljni naponski transformator s otvorenim jezgrom za nazivni napon od $220/\sqrt{3}$ kV
100 VA — kl. 0,2
200 VA — kl. 0,5
400 VA — kl. 1
(»R. Končar«)



Sl. 5.31. Kaskadni naponski transformator s otvorenom jezgrom za nazivni napon od 400 kV (»R. Končar«)
1 štapasta jezgra, 2 kompenzacijski namot, 3 namot za poboljšanje magnetske veze, 4 sekundarni namot, 5 primarni namot, 6 izolacija s kondenzatorskim oblogama, 7 zakrilni prsten

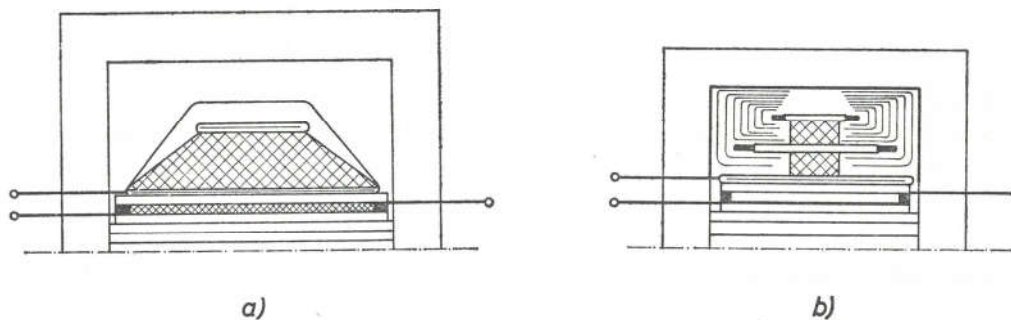


Sl. 5.32. Naponski transformator sa zatvorenom jezgrom za nazivni napon od $110/\sqrt{3}$ kV (»Energoinvest«)
1 kotao, 2 magnetska jezgra, 3 namoti, 4 visokonaponski kraj primarnog namota, 5 ormarić za sekundarne priključke, 6 poklopac kotla, 7 elektrostatski oklop, 8 porculanski izolator, 9 izvod primarnog namota, 10 izolacijska cijev, 11 ulje, 12 konzervator, 13 pokazivač razine ulja, 14 visokonaponski priključak, 15 valoviti mijeh, 16 kapa

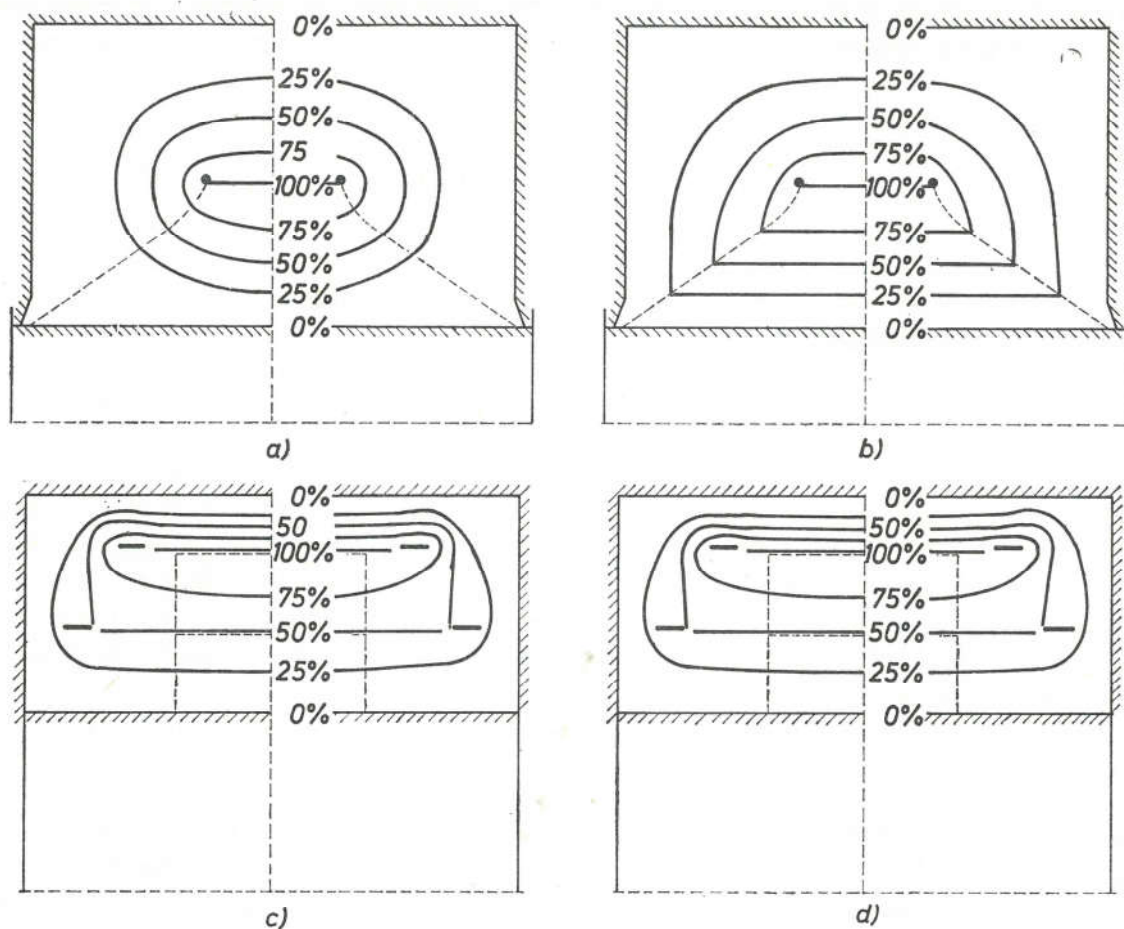
na transformatora prikazana je na sl. 5.27. Međutim, u novije vrijeme izrađuju se strujni transformatori u jednom stepenu i za nazivne napone od 750 kV (sl. 5.28). Tu je sva papirna izolacija omotana strojno oko sekundarnog namota i jezgre, koji su u glavi transformatora (lit. 5.14). U tu izolaciju ulazi konični završetak kondenzatorskog provodnika u kojem je smješten sekundarni odvod. Pri tome se kondenzatorske obloge provodnika spajaju s onima u izolaciji sekundarnog namota i time se postiže jednoliko naprezanje i tog dijela izolacije. Prednost je rješenja u tome što se transformatoru čitava izolacija može strojno izraditi. Zbog velike visine transformator se prevozi u horizontalnom položaju.

Uljni naponski transformatori za visoke i vrlo visoke napone rade se s otvorenim i zatvorenim jezgrom. Uz upotrebu otvorene jezgre transformatoru se znatno smanjuju dimenzije i pojednostavnjuje se izoliranje jer otpada izolacija prema jarmu. Zbog malog promjera jezgre s namotima često se transformator može smjestiti u izolator od porculana, nešto veći od običnoga potpornog izolatora za isti napon (sl. 5.29. i 5.30). Otvorena jezgra uzrokuje nešto veću struju magnetiziranja, što je u nekim prilikama čak i povoljno jer omogućuje da se brže prazni otvoreni vod (lit. 5.26). Pogreška koju uzrokuje pad napona zbog povećane struje magnetiziranja može se ukloniti prikladnim kompezacijskim spojevima (odjeljak 1.6).

Pri vrlo visokim nazivnim naponima spajaju se transformatori u kaskadu (odjeljak 1.7). Takvu izvedbu za nazivni napon od 400 kV predložuje sl. 5.31, gdje su dva transformatora u kaskadi, a u izvedbama za 750 kV spajaju se kaskadno i do četiri transformatora (lit. 5.22). Kod izvedbi sa zatvorenim jezgrom obično je jezgra s primarnim i sekundarnim namotom na dnu transformatora u metalnom kotlu. Takvu izvedbu naći ćemo na sl. 5.32. Starije izvedbe naponskih transformatora imale su trapezni presjek namota, a u novijima je češći pravokutni presjek s dodatnim elektrodama za diktiranje potencijala (sl. 5.33.a i b). Njihovim pravilnim dimenzioniranjem može se postići vrlo dobra i ujednačena raspodjela potencijala pri izmjeničnim i udarnim naponima (sl. 5.34). Osim toga, namot s jednakom duljinom slojeva prikladniji je i s obzirom na koronu koja se pojavljuje na krajevima slojeva. Razlog je u tome što je debljinu slojne izolacije potrebno pri većem naponu više nego linearno povećati želimo li izbjeći pojavu korone (sl. 5.35). Stoga se najmanja ukupna debljina slojne izolacije dobiva pri jednakoj duljini slojeva (lit. 5.23).



Sl. 5.33. Presjek prozora naponskih transformatora: a) namot s trapeznim presjekom; b) namot s pravokutnim presjekom i elektrodama za diktiranje potencijala



Sl. 5.34. Ekvipotencijalne linije napenskog transformatora s trapeznim (a i b) i pravokutnim presjekom namota (c i d) pri udarnom naponu (a i c) i pri izmjeničnom naponu (b i d)

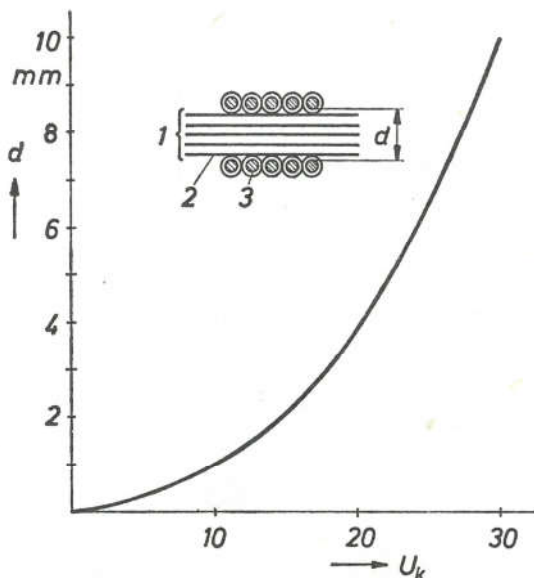
Naponski transformatori sa zatvorenom jezgrom većinom se izrađuju u jednom stepenu za nazivne napone do 220 kV, a one od 400 i 750 kV spaja se u kaskadu dva ili više transformatora (odjeljak 1.7, sl. 1.23).

5.5. TLAČNI MJERNI TRANSFORMATORI

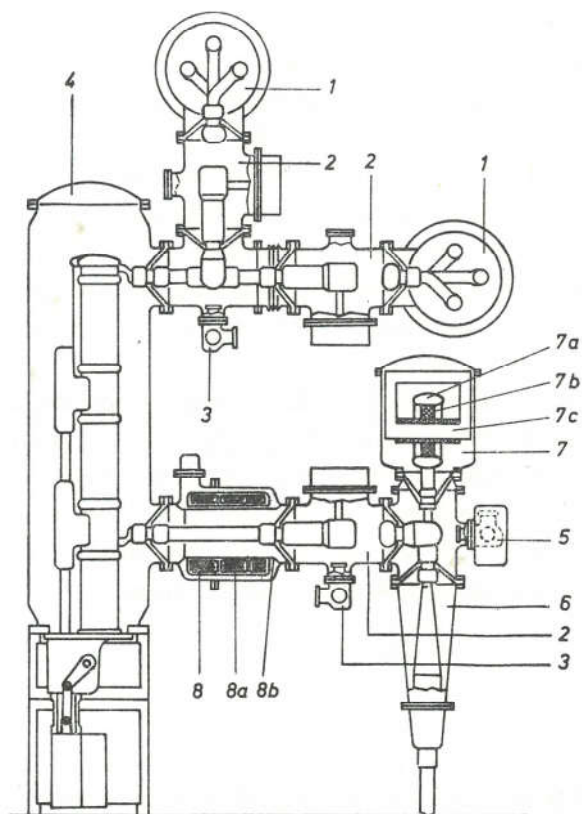
Zbog porasta iskorištavanja električne energije potrebni su u centrima potrošnje sve viši pogonski naponi. Često je to tako u gusto naseljenim gradovima i industrijskim središtima, gdje se teško može odvojiti prostor za uobičajena prostrana visokonaponska rasklopna postrojenja za vanjsku montažu. Prikladna su rješenja u takvim prilikama metalna oklopljena postrojenja ispunjena stlačenim plinom pomoću kojega se znatno smanjuju dimenzije (tlocrt se svede čak na samo 10%). Redovito se zato upotrebljava sumporni heksafluorid, SF_6 , koji već uz pritisak od dvije atmosfere ima visoku dielektričnu čvrstoću (odjeljak 3.6.4). Dalje su prednosti takva rješenja neosjetljivost na atmosferske utjecaje, sigurnost od dodira dijelova pod naponom,

lako održavanje i mogućnost brze montaže. Tlačna postrojenja izrađuju se danas za pogonske napone do 300 kV, a pripremljena su rješenja i za one od 750 kV.

Na sl. 5.36. rasklopno je polje jednoga takvog postrojenja za 170 kV. Strujni je transformator štapne izvedbe s više prstenastih jezgri oko kojih su namotani sekundarni namoti za mjerenje i zaštitu. Izolacija između primarnog i sekundarnog namota je sumporni heksafluorid, a homogenije polje i zaštita sekundarnih namota postižu se elektrostatskim oklopom. Budući da je prikazana konstrukcija vrlo jednostavna, to se takve i slične izvedbe redovito upotrebljavaju u oklopljenim postrojenjima pod pritiskom mjesto konvencionalnih izvedbi strujnih transformatora.



Sl. 5.35. Napon nastanka korone U_k (kV) na krajevima slojeva namota
1 kraj slojeva namota, 2 slojna izolacija, 3 žica 0,25/0,38 mm Ø, da razmak između vodiča u susjednim slojevima



Sl. 5.36. Presjek oklopljenoga rasklopnog postrojenja sa sumpornim heksafluoridom
1 sabirnice, 2 rastavljač, 3 uzemljivač, 4 učinska sklopka, 5 brzi uzemljivač, 6 kabelski priključak, 7 naponski transformator (7a elektrostatski oklop, 7b primarni namot, 7c jezgra), 8 strujni transformator (8a jezgre sa sekundarnim namotom, 8b elektrostatski oklop)

Naponski su transformatori raznih izvedbi. Pri naponima do 170 kV visokonaponski je namot zaliven epoksidnom smolom, a za izolaciju prema metalnom kućištu služi sumporni heksafluorid. U izvedbama za napone od 170 do 525 kV (sl. 5.36) sekundarni je namot tijesno namotan oko jezgre učvršćene na kućište. Slojevi visokonaponskog namota na nižem potencijalu na-

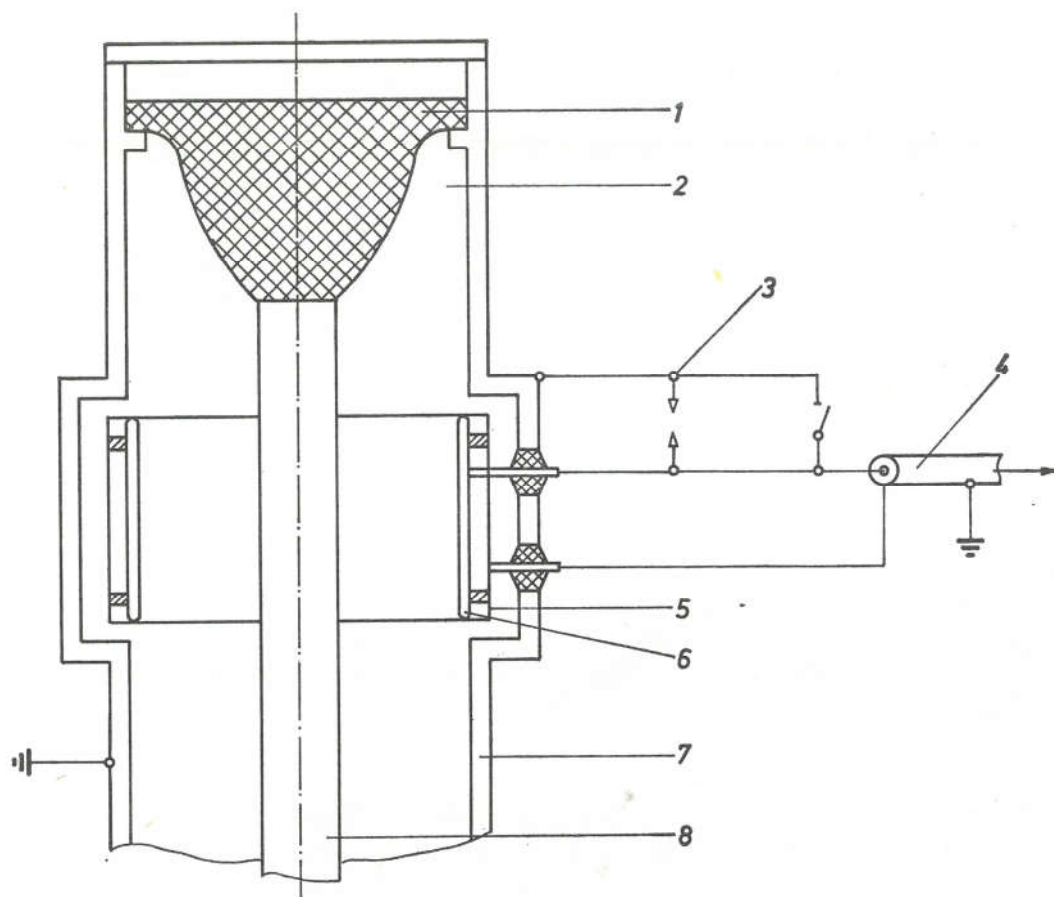
motani su bliže jezgri i na krajevima imaju elektrostatski oklop da se poboljša raspodjela električnog polja, slično kao i u izvedbi na sl. 5.33.b. Za napone više od 300 kV upotrebljavaju se također i kapacitivni transformatori. Visokonaponski kondenzator ima papirnu izolaciju u ulju i izrađen je na uobičajen način (odjeljak 6.1). Niskonaponski kondenzator i ostali dijelovi u posebnom su kućištu na potencijalu zemlje.

Nekim su izvedbama metalne elektrode visokonaponskog kondenzatora međusobno izolirane stlačenim plinom, jednako kao i ostali dijelovi pod naponom u oklopljenim postrojenjima. Konstrukcija takva kondenzatora vrlo je jednostavna, ali mu je kapacitet znatno manji nego što je to potrebno u konvencionalnih kapacitivnih transformatora, tako da se dovoljna izlazna snaga može dobiti tek uz pomoć elektroničkog pojačala (7. poglavlje, sl. 7.3). Pouzdanost takvih pojačala danomice se poboljšava, a njihova cijena pada, pa se u budućnosti može očekivati šira primjena takvog rješenja. Na sl. 5.37. izvedba je visokonaponskog kondenzatora izoliranoga sumpornim heksafluoridom. Njegova visokonaponska elektroda 8 učvršćena je na jednom kraju pažljivo oblikovanim potpornim izolatorom od epoksidne smole. Drugi njezin kraj pridržava visokonaponska elektroda susjednog aparata ili porculanski izolator, već prema tome je li kondenzator dio oklopljenog postrojenja ili je samostalni uređaj. Mjerna elektroda 6 priključena je preko oklopljenog kabela 4 na ulaz elektroničkog pojačala. Kako bi se što bolje otklonile smetnje, između mjerne elektrode i oklopa još je i zaštitna elektroda 5, na koju je priključen drugi kraj elektroničkog pojačala. Promjer visokonaponske elektrode i njezina udaljenost od mjerne elektrode tako se dimenzioniraju da pri ispitnom naponu ne nastane tinjanje ili proboj (odjeljci 3.6.4. i 3.7). Izborom oblika mjerne elektrode i oklopa prema sl. 5.37. praktički su izbjegnuti rubni efekti, pa se kapacitet kondenzatora može odrediti pomoću poznatog izraza za kapacitet koaksijalnog kabela:

$$C = \frac{2 \pi \varepsilon \ell}{\ln (D_1/D)} \quad (5.1)$$

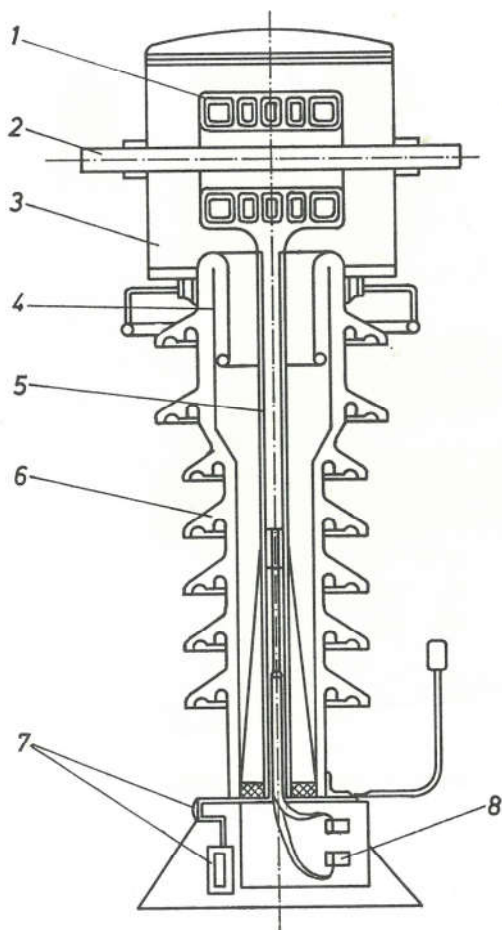
Tu su D i D_1 promjeri visokonaponske i mjerne elektrode, a ℓ duljina druge od spomenutih. O dielektričnoj konstanti ε sumpornog heksafluorida i njezinoj ovisnosti o temperaturi bilo je riječi u odjeljku 3.6.4 (sl. 3.29).

Zbog jednostavne konstrukcije strujnih transformatora izoliranih sumpornim heksafluoridom, pomišlja se na njihovu upotrebu i izvan oklopljenih postrojenja pod pritiskom. Takvu izvedbu prikazuje sl. 5.38. Tu prstenaste jezgre sa sekundarnim namotima pridržava stup 5 učvršćen na dno transformatora. Sekundarni namoti prekriveni su metalnim oklopom kako bi se u prostoru između njih i štapastoga primarnog vodiča 2 postiglo što homogenije polje. Jednaku namjenu ima i oklop 4, koji poboljšava homogenost polja na gornjem kraju porculanskog izolatora 6. Metalno kućište 3, u kojem su primarni vodič, sekundarni namoti i jezgre, na visokom je naponu i prema zemlji ga izolira porculanski izolator 6. Pritisak plina kontrolira se manometrom 7. Ako je brtvljenje transformatora pravilno izvedeno, ostaje pritisak u njemu godinama nepromijenjen.



Sl. 5.37. Tlačni visokonaponski kondenzator

1 potporni izolator, 2 sumporni heksafluorid (SF_6), 3 zaštitno iskrište, 4 oklopljeni kabel za priključak na pojačalo, 5 zaštitna elektroda, 6 mjerna elektroda, 7 oklop, 8 visokonaponska elektroda

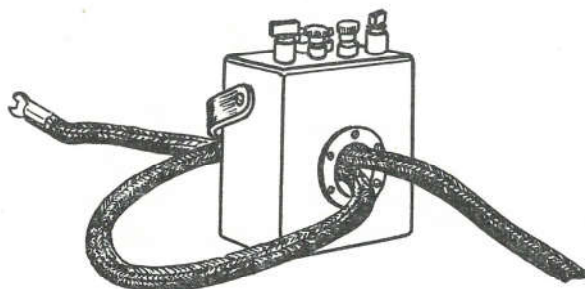


Sl. 5.38. Strujni transformator izoliran sumpornim heksafluoridom

1 sekundarni namot, 2 štapasti primarni vodič, 3 tlačno kućište, 4 elektrostatski oklop, 5 nosač, 6 porcelanski izolator, 7 ventil i manometar, 8 sekundarni priključci

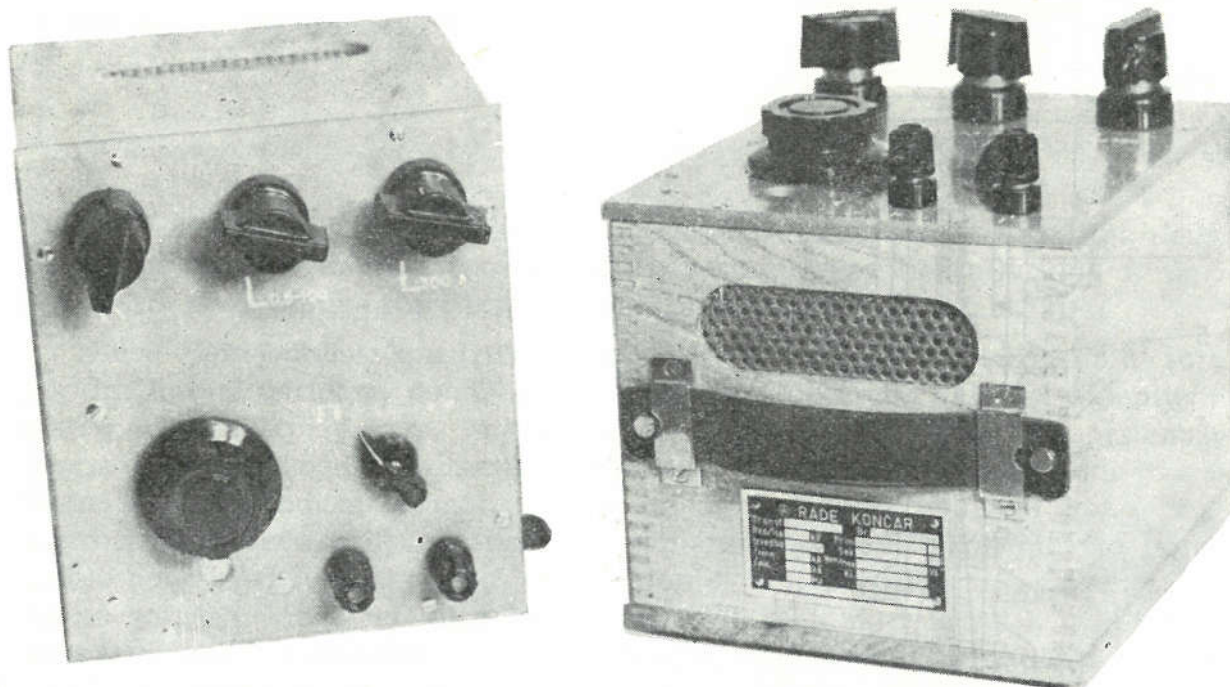
5.6. LABORATORIJSKI MJERNI TRANSFORMATORI

U laboratorijima i električnim ispitnim stanicama često treba mjeriti napone, struje i snage u širokom rasponu, pa laboratorijski mjerni transformatori redovito imaju mnoštvo omjera transformacije, koji se odnose kao 1 : 2 ili 1 : 3 ili slično, što omogućuje da se na priključenome mjernom instrumentu uvijek postigne otklon veći od jedne trećine skale.



Sl. 5.39. Laboratorijski strujni transformator s otvorom za provlačenje vodiča mjerenog strujnog kruga

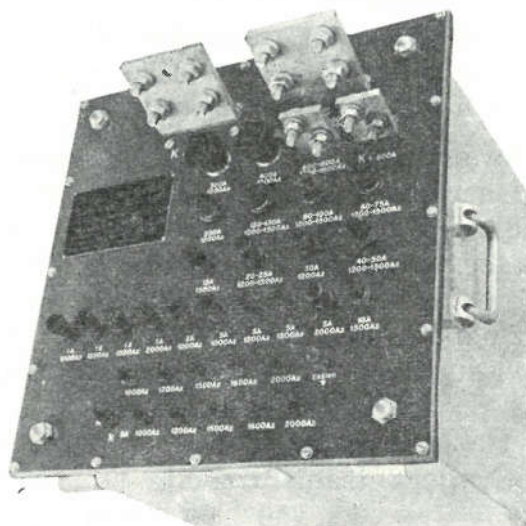
Razni omjeri transformacije postižu se kod laboratorijskih strujnih transformatora uz pomoć većeg broja odvojaka na primarnom, pa i na sekundarnom namotu. Ti su odvojci spojeni sa stezaljkama na kućištu transformatora. Neke izvedbe imaju ugrađenu preklopku koja omogućuje promjenu područja pod opterećenjem. Preklopka je tako izvedena da pri promjeni područja ne prekida strujni krug. Često za najviše struje nisu predviđene posebne stezaljke. Umjesto njih se jedan od vodiča mjerenog kruga provlači kroz otvor na transformatoru. On tad predstavlja primarni namot strujnog transformatora. Na-



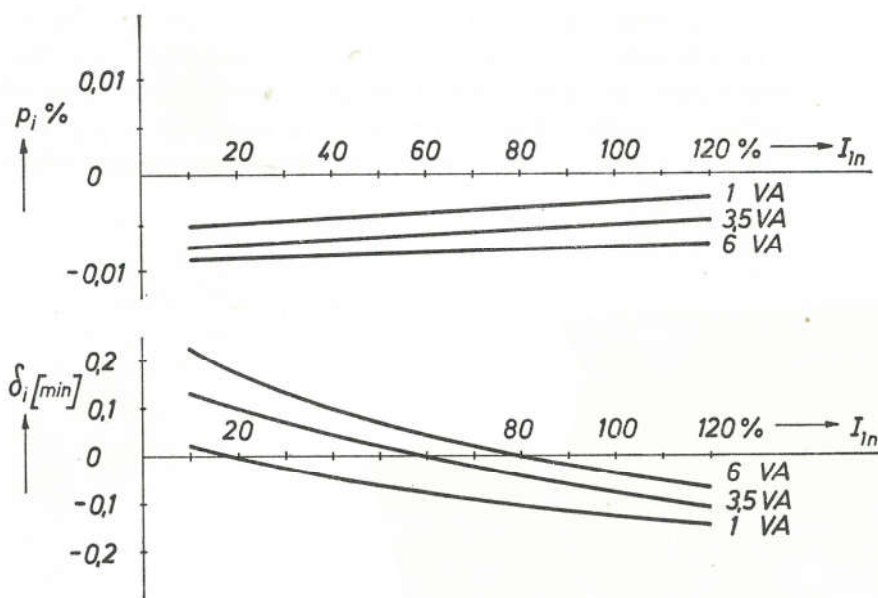
Sl. 5.40. Laboratorijski strujni transformator za 1—2—5—10—20—50—100—300/5 A, kl. 0,1 10 VA, 1kV (»R. Končar«)

matajući jedan ili više zavoja dobiva se strujni transformator za veće ili manje primarne struje (sl. 5.39).

Redovito se u laboratorijskim mjerenjima zahtijevaju male prienosne i fazne pogreške mjernih transformatora, pa laboratorijske izvedbe obično imaju klasu točnosti 0,1 ili 0,2 (sl. 5.40). *Etalonski strujni transformatori* služe za vrlo točna mjerenja struja potrebna npr. kad se ustanovljuju pogreške preciznih mjernih transformatora usporednom metodom. Odlikuju se vrlo malom strujnom pogreškom, od npr. 0,005%, a faznom pogreškom od $\pm 0,5$ min. Tako mali iznosi postižu se upotrebom magnetskih materijala vrlo visoke permeabilnosti i odabirući veće nazivne amperzavoje. Redovno se izra-



a)



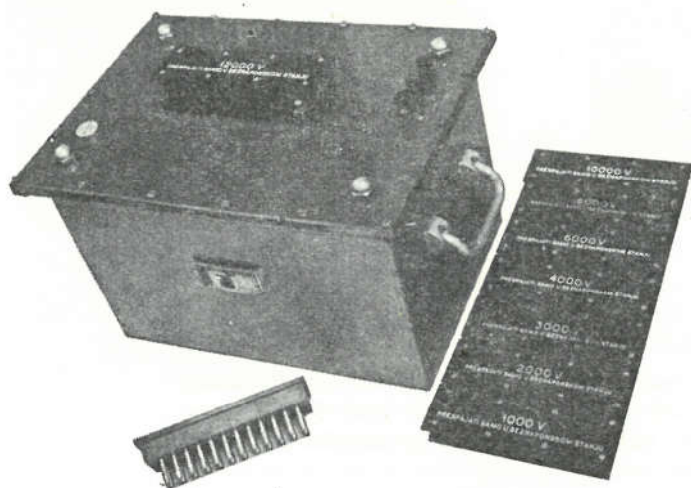
b)

Sl. 5.41. Etalonski strujni transformator za 1—2—5—10—20—25—30—40—50—60—75—80—100—120—200—300—400—600—1000—1200—1500—2000/5/1 A, $\pm \pm 0,01\%$, ± 1 min, 5 VA, 1 kV (»R. Končar«): a) vanjski izgled; b) strujna i fazna pogreška

đuju s mnogo izvoda na primarnom namotu za sve standardizirane vrijednosti primarnih struja. I na sekundarnom su namotu odvojci za sve standardizirane i uobičajene vrijednosti sekundarnih struja. U tako točnim strujnim transformatorima zapaža se utjecaj povratnoga primarnog vodiča pri većim primarnim strujama. Ovisno o tome prolazi li povratni vodič bliže jezgri ili dalje od nje, on je više ili manje predmagnetizira i time različito utječe na pogrešku transformatora. Stoga u novijim etalonskim strujnim transformatorima nema otvora za provlačenje primarnog vodiča, kao na sl. 5.39. Umjesto toga transformator ima stezaljke za sve predviđene nazivne primarne struje, a njegov je primarni namot tako izveden i raspoređen oko jezgre da se utjecaj predmagnetiziranja što više smanji (sl. 5.41).

U najnovije vrijeme pogreška se etalonskih strujnih transformatora smanjuje pomoću elektroničkog pojačala, tako da su njihove granice strujnih pogrešaka npr. samo 0,001%, a faznih 0,05 min (odjeljak 8.3, sl. 8.15).

Razni omjeri transformacije postižu se za laboratorijske naponske transformatore paralelno ili serijski spajajući sekcije primarnog i sekundarnog namota, te pomoću odvojaka na jednome ili drugom. Tako je primarni namot transformatora na sl. 5.42. podijeljen na 12 sekcija, od kojih je svaka za nazivni napon od 1 000 V, pa se njihovim serijskim i paralelnim spajanjem dobivaju primarni nazivni naponi od 1 000, 2 000, 3 000, 4 000, 5 000, 6 000, 8 000, 10 000 i 12 000 V. Krajevi su sekcija izvedeni na poklopcu transformatora, gdje se posebnim češljevima prespajanje obavlja vrlo brzo. Slične su izvedbe i transformatori za više nazivne napone. Na sl. 5.43. etalonski je naponski transformator s mnogo omjera transformacije od kojih je najniži onaj od $\frac{110}{\sqrt{3}} / \frac{0,1}{\sqrt{3}} / \frac{0,11}{\sqrt{3}}$ kV, a najviši od $\frac{750}{\sqrt{3}} / \frac{0,1}{\sqrt{3}} / \frac{0,11}{\sqrt{3}}$ kV. Njegova je izolacija papir impregniran uljem. Transformator ima samo jedan primarni namot i posebne sekundarne namote za svaki omjer transformacije. Uz pomoć autotransformatora u posebnom spoju korigirana je naponska pogreška i to posebno za svaki sekundarni namot. Tim i drugim zahvatima dobivene su vrlo male naponske i fazne pogreške, kako to pokazuju rezultati njegova baždarenja provedenog u PTB-u (Physikalisch-Technische Bundesanstalt, Braunschweig),



Sl. 5.42. Laboratorijski naponski transformator klase točnosti 0,1 prespojiv pomoću češljeva za napone 1, 2, 3, ..., 12 kV (»R. Končar«)

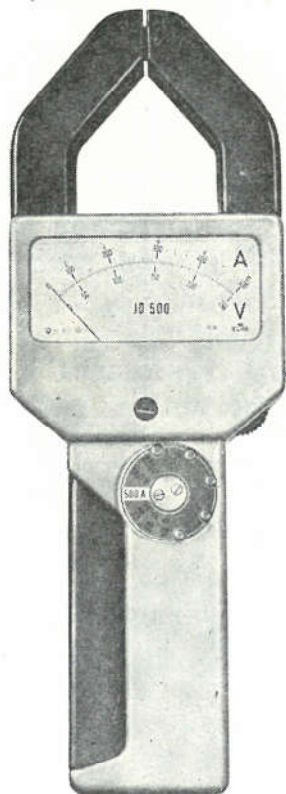
prikazani su u tablici 5.1, za omjer transformacije $\frac{400}{3} / \frac{0,1}{3}$ kV. Podjednake pogreške dobivene su i za sve ostale njegove omjere transformacije. Ovaj etalonski transformator namijenjen je za vrlo točno baždarenje drugih naponskih transformatora usporednom metodom (odjeljak 8.1. i 8.2). Stoga je njegovo baždarenje provedeno uz terete od 0,5 i 2 VA, jer toliko iznosi potrošak uređaja za mjerenje pogrešaka naponskih transformatora usporednom metodom.

Pri kontrolnim mjerenjima u laboratorijima i pogonima upotrebljavaju se *strujna kliješta* (Dietzova kliješta), tj. strujni transformatori koji omogućuju mjerenje struje, a da se prethodno ne prekida strujni krug. Strujna su kliješta izrađena tako da se željezna jezgra može rasklopiti i njome obuhva-

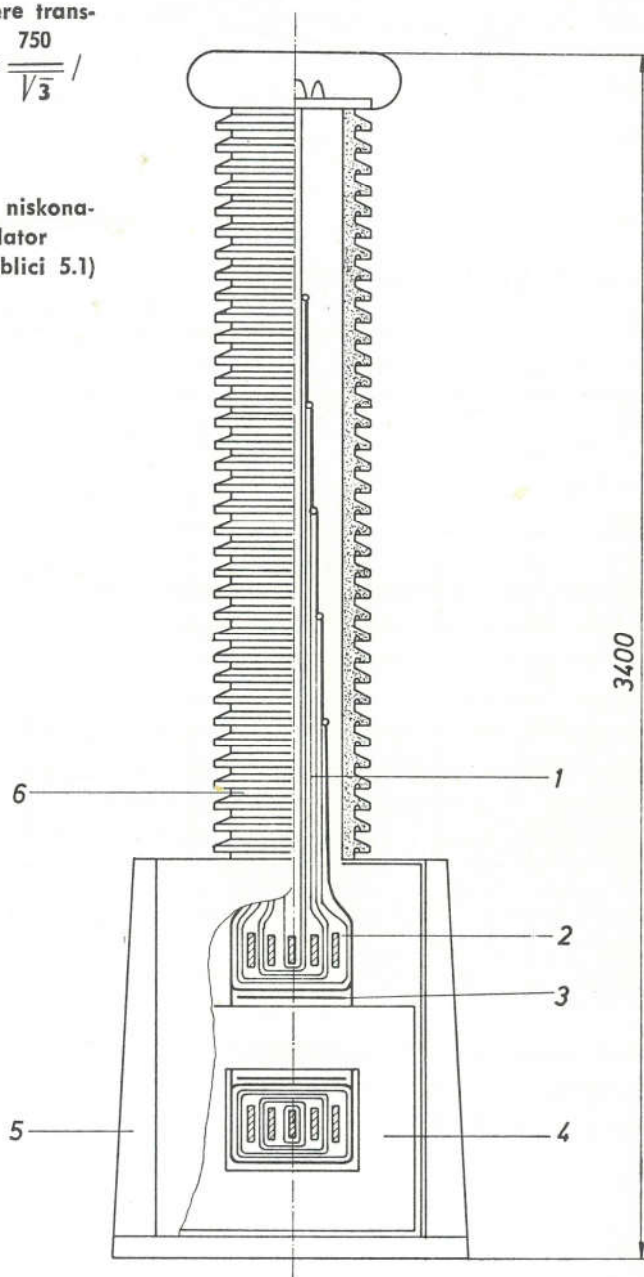
Sl. 5.43. Etalonski naponski transformator za omjere trans-

formacije od $\frac{110}{\sqrt{3}} / \frac{0,1}{\sqrt{3}} / \frac{0,11}{\sqrt{3}}$ kV do $\frac{750}{\sqrt{3}} / \frac{0,1}{\sqrt{3}} / \frac{0,11}{\sqrt{3}}$ kV («R Končara»)

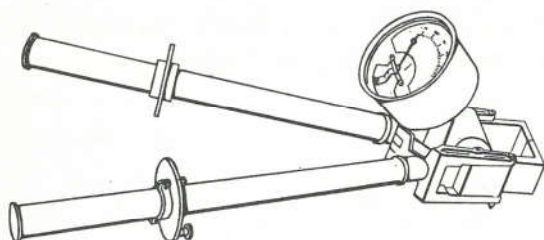
1 izolacija, 2 visokonaponski namot, 3 niskonaponski namot, 4 jezgra, 5 kotao, 6 izolator
(Podaci o pogreškama prikazani su u tablici 5.1)



Sl. 5.44. Strujna kliješta za napone do 1 kV



titi vodič protjecan mjerenom strujom (sl. 5.44. i sl. 5.45). Taj je vodič onda primarni namot od samo jednog zavoja, a sekundarni je namot od više zavoja, namotan oko same jezgre. Uz jezgru je redovno ampermetar prilagođen sekundarnom namotu. Pomoću više odvojaka na sekundarnom namotu dobivaju se razni omjerni opsezi, pa se mogu mjeriti struje od nekoliko ampera do nekoliko tisuća ampera. Za mjerenje na višim naponima potrebne su dovoljno duge ručke od izolacijskog materijala.



Sl. 5.45. Strujna kliješta za napone do 30 kV (H & B)

Tablica 5.1.

Rezultati baždarenja etalonskog naponskog transformatora prema sl. 5.43. za omjer transformacije $\frac{400}{\sqrt{3}} / \frac{0,1}{\sqrt{3}}$ kV

$\frac{U_1}{U_{in}}$ [%]	Naponska pogreška p_u [%] za		Fazna pogreška δ_u [min] za	
	0,5 VA	2 VA	0,5 VA	2 VA
5	— 0,028	— 0,4	— 0,016	— 0,4
40	— 0,003	— 0,5	0,000	— 0,4
80	+ 0,003	— 0,4	+ 0,007	— 0,4
100	+ 0,004	— 0,4	+ 0,008	— 0,3
120	+ 0,005	— 0,4	+ 0,008	— 0,3
150	+ 0,006	— 0,3	+ 0,009	— 0,3

6. POSEBNE VRSTE MJERNIH TRANSFORMATORA

6.1. KAPACITIVNI NAPONSKI TRANSFORMATORI

6.1.1. Mjerenje visokih napona pomoću kondenzatora i miliampermetra

Za mjerenje vrlo visokih napona mogu se osim induktivnih transformatora upotrijebiti i visokonaponski kondenzatori u odgovarajućem spoju. Najjednostavniji spoj prikazan je na sl. 6.1, u kojem je kondenzator uzemljen preko miliampermetra. Pri sinusnom naponu kroz miliampermetar teče struja nabijanja koja je razmjerna kapacitetu kondenzatora, mjerenom naponu i frekvenciji:

$$I_C = U C \omega \quad (6.1)$$

Ako napon nije sinusan, pojavit će se u struji nabijanja kondenzatora viši harmonički članovi povećani razmjerno njihovom rednom broju. Tako je udio trećega harmoničkog člana u struji tri puta veći nego u naponu. Ako su $U_1, U_3, U_5, \dots$ naponi prvoga, trećeg, petog, ... harmoničkog člana, efektivna vrijednost struje nabijanja iznosi:

$$I_C = C \omega \sqrt{U_1^2 + 9 U_3^2 + 25 U_5^2 + \dots} \quad (6.2)$$

i može se izmjeriti instrumentima koji mjere efektivnu vrijednost struje, kao npr. onima s mekim željezom. Prikladniji za mjerenje redovno malih struja nabijanja kondenzatora jesu instrumenti s pomičnim svitkom i poluvodičkim ispravljačima npr. u Graetzovu spoju. Oni mjere srednju vrijednost struje nabijanja, pa je njihov otklon razmjernan tjemenoj vrijednosti mjenog napona, kao što ćemo to dalje dokazati. Neka je i momentana vrijednost struje nabijanja kondenzatora, t_1 trenutak početka jedne poluperiode struje, a T trajanje periode. Tad srednja vrijednost struje koju mjeri instrument s pomičnim svitkom iznosi:

$$I_{sr} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1 + T/2} i \, dt = \frac{1}{T} \int_{t_1 + T/2}^{t_1 + T} i \, dt \quad (6.3)$$

Redovno je moguće zanemariti otpor instrumenta i ispravljača te gubitke kondenzatora, tako da je momentana vrijednost u mjenog napona jednaka naponu q/C zbog naboja q na kapacitetu C . Derivacijom napona u po t dobivamo: $C \, du/dt = dq/dt = i$, pa uvrsti li se to u izraz (6.3), izlazi:

$$I_{sr} = \frac{C}{T} \int_{u_{t1}}^{u_{t1} + T/2} du = \frac{C}{T} \int_{u_{t1} + T/2}^{u_{t1}} du = \frac{2C}{T} (u_{t1} + T/2 - u_{t1}) \quad (6.4)$$

U trenucima t_1 i $t_1 + T/2$ dobiva se zbog $i = 0$ također $du/dt = 0$, pa će $u_{t_1 + T/2}$ i u_{t_1} biti tjemena vrijednost napona u prvoj i drugoj poluperiodi. Ako je $u_{t_1 + T/2} = -u_{t_1} = U_m$, uz $T = 1/f$, kad uvrstimo to u (6.4), tjemena je vrijednost mjerenog napona:

$$U_m = \frac{I_{sr}}{4fC} \quad (6.5)$$

Nisu li tjemene vrijednosti tih dviju poluperioda jednake, ovim se postupkom nađe njihova srednja vrijednost. Metoda ne daje točne podatke ako napon ima više od jednog maksimuma u toku jedne poluperiode.

Zbog ovisnosti o frekvenciji i višim harmoničkim članovima, ova se metoda upotrebljava samo za informativna mjerenja, indicaciju zemnog spoja ili pri sinhronizaciji. Tad često kao visokonaponski kondenzator služi kondenzatorski provodni izolator kojemu je posljednja obloga preko mjernog instrumenta spojena na zemlju.

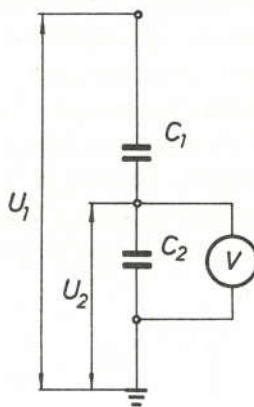
6.1.2. Mjerenje visokih napona kapacitivnim djelilom

Spomenuti nedostaci koji nastaju kad se visoki naponi mjere pomoću kondenzatora i miliampermetara mogu se otkloniti ako se visokonaponski kondenzator kapaciteta C_1 spoji u seriju s kondenzatorom znatno većeg kapaciteta C_2 (sl. 6.2) i tako dobije kapacitivno djelilo napona. Između napona U_1 , priključenoga na serijsku kombinaciju kapaciteta C_1 i C_2 , i napona U_2 na kapacitetu C_2 , mjerenoga voltmetrom kojemu se potrošak može zanemariti, vlada odnos:

$$U_1 : U_2 = \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) : \frac{1}{C_2} \text{ ili } \frac{U_1}{U_2} = 1 + \frac{C_2}{C_1} = K_C \quad (6.6)$$



Sl. 6.1. Mjerenje visokih napona pomoću kondenzatora i miliampermetra



Sl. 6.2. Kapacitivno djelilo

Na odnos između napona U_1 i U_2 ne utječe frekvencija mjerenog izvora, a ni viši harmonički članovi. Uzmemo li tu i impedanciju Z tereta priključenoga paralelno kapacitetu C_2 , dobiva se:

$$\frac{U_1}{U_2} = 1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{1}{Z C_1 \omega j} = K_C + \frac{1}{Z C_1 \omega j} \quad (6.7)$$

Za $Z = R$ izlazi (sl. 6.3.a i b):

$$\operatorname{tg} \delta_R = \frac{1}{R (C_1 + C_2) \omega} \quad (6.8)$$

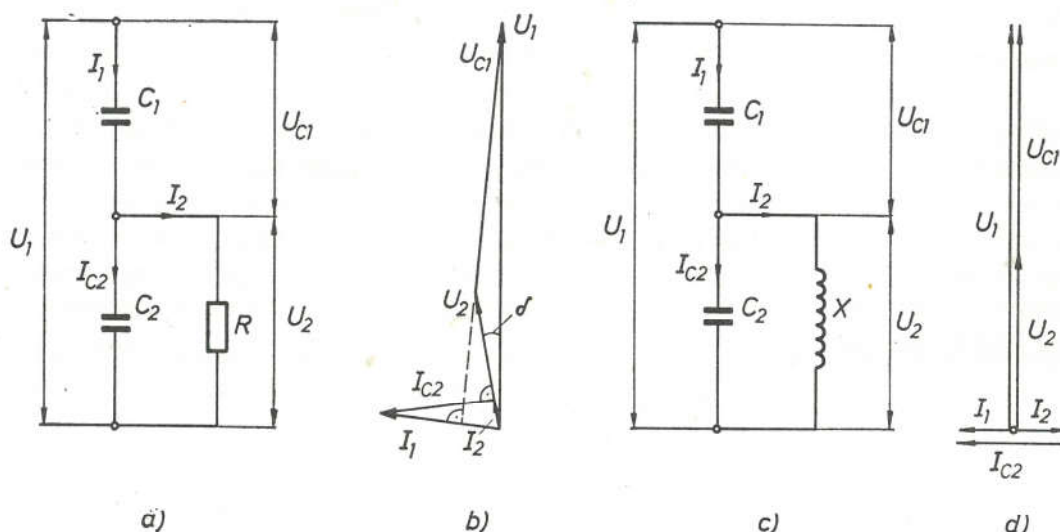
$$\frac{U_1}{U_2} = \sqrt{\left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right)^2 + \left(\frac{1}{R C_1 \omega}\right)^2} = K_C \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \delta} \quad (6.9)$$

Iz tih izraza očito je da djelatni otpor priključen paralelno kapacitetu C_2 uglavnom uzrokuje faznu pogrešku. Obratno, ako je paralelno kapacitetu C_2 priključena induktivna reaktancija X ili $Z = X$, nastaje samo naponska pogreška, a fazna je pogreška jednaka nuli (sl. 6.3.c i d):

$$\frac{U_1}{U_2} = 1 + \frac{C_2}{C_1} - \frac{1}{X C_1 \omega} \quad (6.10)$$

pa je naponska pogreška:

$$p_X = + \frac{1}{X (C_1 + C_2) \omega} 100\% \quad (6.11)$$



Sl. 6.3. Opterećenje kapacitivnog djelila djelatnim otporom (a i b) i reaktancijom (c i d)

Preglednije izraze za faznu pogrešku δ_R i naponsku pogrešku p_X dobivamo prikažemo li ih pomoću snage koju troši kapacitivno djelilo $P_C = U_1^2 \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \omega$, snage tereta $P_R = U_{20}^2 / R$ i $P_X = U_{20}^2 / X$, gdje je U_{20} napon na kapacitetu C_2 pri neopterećenom djelilu. Tad se nakon uvrštavanja i sređivanja dobiva:

$$\delta_R = 3440 \frac{P_R}{P_C} (K_C - 1) \text{ min} \quad (6.12)$$

$$p_X = 100 \frac{P_X}{P_C} (K_C - 1) \% \quad (6.13)$$

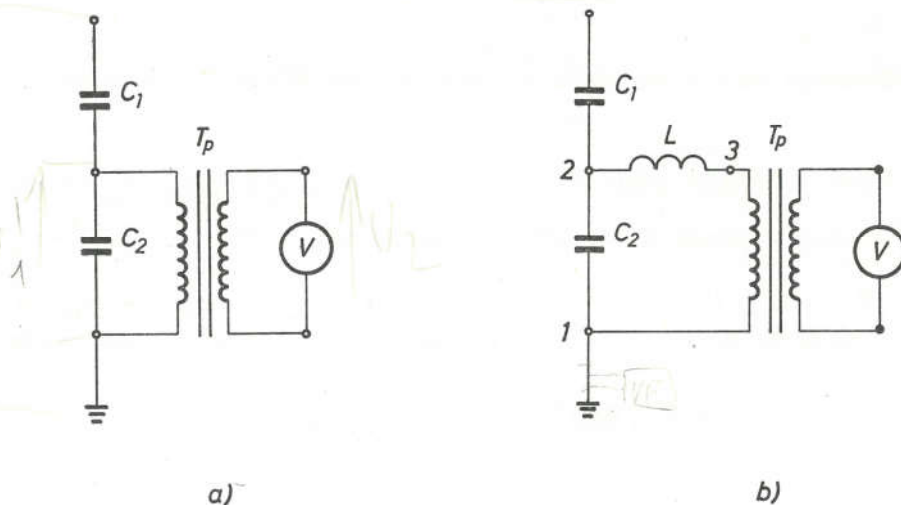
Pri upotrebi naponskih transformatora u visokonaponskim mrežama potrošak je priključenih instrumenata i uređaja i više od 100 VA, pa bismo malu naponsku i faznu pogrešku mogli dobiti samo ako bi snaga kapacitivnog djelila bila vrlo velika. Tako, želimo li da teret od 100 VA i faktora snage 0,8 ne izazove pogrešku veću od 1%, uz $U_1 = 220/\sqrt{3}$ kV i $U_2 = 110/\sqrt{3}$ V, odnosno $K_C = 2000$, treba da prema izrazu (6.13) snaga kapacitivnog djelila bude: $P_C = 100 \cdot P_X (K_C - 1) / p_{X\%} = 100 \cdot 100 \cdot 0,6 \cdot 1999 / 1 = 11994$ kVA (pri toj snazi kapacitivnog djelila fazna bi pogreška prema izrazu (6.12) iznosila: $\delta_R = 3440 \cdot 100 \cdot 0,8 \cdot 1999 / 11994 \cdot 10^6 = 45,87$ min). Očito je da zbog vrlo velike potrebne snage kapacitivnog djelila takvo rješenje nema nikakvu praktičnu vrijednost. Stoga kapacitivna djelila prema sl. 6.2. služe većinom za laboratorijska mjerenja, gdje se mogu upotrijebiti instrumenti koji vrlo malo troše.

6.1.3. Princip rada kapacitivnih naponskih transformatora

Veću mogućnost opterećenja kapacitivnog djelila dobivamo povećamo li napon U_2 na više kilovolta, a mjerne instrumente priključimo preko prikladnoga naponskog transformatora T_p (sl. 6.4.a). Time smo smanjili omjer K_C koji prema izrazima (6.12) i (6.13) izravno utječe na faznu i naponsku pogrešku kapacitivnog djelila. Neka je u već razloženom primjeru u odjeljku 6.1.2. napon $U_2 = 10$ kV ili $K_C = 220/\sqrt{3}/10 = 12,7$. Tad se naponska pogreška od 1% dobiva pri snazi djelila: $P_C = 100 \cdot 100 \cdot 0,6 (12,7 - 1) = 70,2$ kVA.

Vidimo da potrebna snaga kapacitivnog djelila nije više tako velika. Ona se može još više smanjiti povećava li se i dalje napon U_2 , no tad bi sve brže počele rasti dimenzije i cijena transformatora T_p , pa se obično za U_2 odabiru naponi od 10 do 20 kV. Dalje poboljšanje postiže se doda li se svitak induktiviteta L ispred transformatora T_p (sl. 6.4.b). Njegov utjecaj možemo ovako jednostavno razložiti: unutrašnja impedancija djelila napona između točaka 1 i 2 (sl. 6.4.b) iznosi:

$$Z_{12} = \frac{1}{\omega (C_1 + C_2)} \quad (6.14)$$



Sl. 6.4. Kapacitivni naponski transformator

jer se kapacitet C_1 može zamisliti paralelnim kapacitetu C_2 zbog male impedancije u mreži. Unutrašnju impedanciju moguće je bitno smanjiti dodavši svitak induktiviteta L , ako postignemo:

$$L \omega = \frac{1}{\omega (C_1 + C_2)} \quad (6.15)$$

Tad je unutrašnja impedancija između točaka 1 i 3, izuzmu li se pri tome djelatne komponente, jednaka nuli, i stoga priključivanje tereta preko transformatora T_p ne uzrokuje promjenu napona, a to se upravo i zahtijevalo. Razmatranje je pojednostavnjeno jer nisu uzeti gubici u transformatoru, svitku i kondenzatorima. No i točan račun daje povoljne rezultate, kako ćemo poslije dokazati, pa se baš ovakav spoj danas upotrebljava pri kapacitivnim mjernim transformatorima.

Da bi spoj prema sl. 6.4.b zadovoljio zahtjeve s obzirom na točnost, u prvom redu potrebno je da omjer kapaciteta C_1 i C_2 bude stalan i da ne ovisi o različitim pogonskim uvjetima. Ako se iz bilo kojeg razloga kapaciteti C_1 i C_2 promjene za ΔC_1 i ΔC_2 , to će uzrokovati prema izrazu (6.6) dodatnu postotnu naponsku pogrešku:

$$\Delta p_{uo} \approx \frac{K_C - 1}{K_C} \left(\frac{\Delta C_1}{C_1} - \frac{\Delta C_2}{C_2} \right) 100\% \quad (6.16)$$

Jedan od uzroka da se kondenzatorima mijenjaju kapaciteti C_1 i C_2 jest promjena njihove temperature. Upotrebljavaju se kondenzatori s papirnom izolacijom u ulju, kojima promjena kapaciteta iznosi od 0,04 do 0,07% po 1°C, pa je potrebno osigurati da im temperature budu ujednačene. To se postiže njihovom ugradnjom u zajednički prostor, dobrom cirkulacijom ulja i ostalim zahvatima.

Također moraju faktori gubitaka δ_1 i δ_2 u oba kondenzatora biti ujednačeni. U suprotnome, nastaje fazna pogreška transformatora:

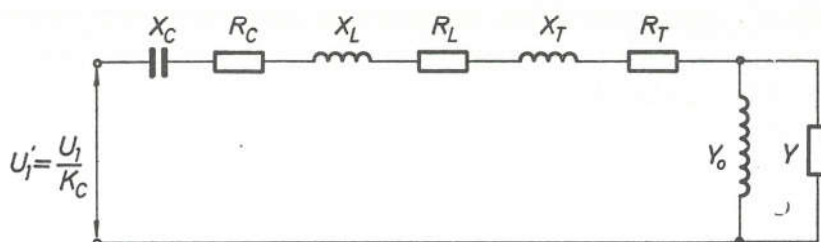
$$\delta_{uo} \approx \frac{K_C - 1}{K_C} (\delta_2 - \delta_1) \quad (6.17)$$

Faktor gubitaka kondenzatora s papirnom izolacijom u ulju iznosi od $2 \cdot 10^{-3}$ do $5 \cdot 10^{-3}$. Ujednačivanje se postiže tako da se kapaciteti C_1 i C_2 dobivaju pomoću većeg broja serijski spojenih kondenzatora jednake izvedbe.

Pogrešku kapacitivnoga naponskog transformatora koja nastaje zbog priključenog tereta možemo jednostavno odrediti poslužimo li se njegovom nadomjesnom shemom (sl. 6.5). Tu su sve vrijednosti reducirane na napon $U_1' = U_1/K_C$. Sa X_C označena je reaktancija kapaciteta C_1 i C_2 spojenih paralelno, a sa R_C otpor zbog gubitaka u oba kondenzatora:

$$X_C = \frac{X_{C1} X_{C2}}{X_{C1} + X_{C2}} = \frac{K_{C1} - 1}{K_C^2} (X_{C1} + X_{C2}) \quad (6.18)$$

$$R_C = X_C \tan \delta_C \quad (6.19)$$



Sl. 6.5. Nadomjesna shema kapacitivnoga naponskog transformatora

Dalje su u nadomjesnoj shemi sa X_L i R_L označeni reaktancija i djelatni otpor svitka kojemu je induktivitet L , a sa X_T i R_T reaktancija i otpor transformatora T_p u kratkom spoju. Y_0 označuje admitanciju transformatora T_p zbog djelatnih i jalovih gubitaka u njegovoj jezgri, a Y admitanciju tereta. Redovno je Y_0 znatno manji od Y , pa ga obično možemo zanemariti. Slično kao i u induktivnih naponskih transformatora — vidi izraz (1.14) — relativna naponska pogreška zbog priključenog tereta iznosi:

$$\Delta u_t = -Z_K Y \quad (6.20)$$

Tu je Z_K unutrašnja impedancija kapacitivnog transformatora prema sl. 6.5:

$$Z_K = X_C \tan \delta_C + R_L + R_T + j(-X_C + X_L + X_T) \quad (6.21)$$

$$Z_K = R_K + jX_K \quad (6.22)$$

Naponska i fazna pogreška zbog tereta admitancije Y bit će:

$$p_{ut} = -Y [R_K \cos \beta + X_K \sin \beta] 100\% \quad (6.23)$$

$$\delta_{ut} = 3440 Y [R_K \sin \beta - X_K \cos \beta] \text{ min} \quad (6.24)$$

Budući da se induktivitet L odabire tako da bude $X_K = 0$, odnosno $X_C = X_L + X_T$, pojednostavnjuju se izrazi za pogreške:

$$p_{ut} = -100 R_K Y \cos \beta \% \quad (6.25)$$

$$\delta_{ut} = 3440 R_K Y \sin \beta \text{ min} \quad (6.26)$$

Iz tih izraza uočava se da su uz $X_K = 0$ pogreške izravno razmjerne otporu R_K . Smanjenje tog otpora odražava se na cijenu svitka induktiviteta L i transformatora T_p jer zahtijeva povećan utrošak aktivnog materijala, a time i izolacije, kotla i ostaloga. S druge strane, pretjerano smanjivši otpor R dobit

će se titrajni krug s vrlo oštrom rezonancijom, koji bi bio osjetljiv i na najmanje promjene frekvencije mreže. Osim toga, time bi se povećale vremenske konstante u prolaznim stanjima, stoga bi ona duže trajala.

Preglednije izraze za pogreške dobit ćemo izrazimo li ih pomoću jalove snage koju troši kapacitivno djelilo $P_C = U_1^2 / (X_{C1} + X_{C2}) = U_1^2 (K_C - 1) / X_C K_C^2$ i pomoću snage tereta: $P_t = U_1^2 Y = U_1^2 Y / K_C^2$. Označimo još:

$$\operatorname{tg} \delta_R = \frac{R_L + R_T}{X_L + X_T} = \frac{R_L + R_T}{X_C} \quad (6.27)$$

pa se dobiva:

$$R_K = X_C (\operatorname{tg} \delta_C + \operatorname{tg} \delta_R) = \frac{U_1^2 (K_C - 1)}{P_C K_C^2} (\operatorname{tg} \delta_C + \operatorname{tg} \delta_R) \quad (6.28)$$

Ako u izraze (6.25) i (6.26) uvrstimo (6.28) i $Y = P_t K_C^2 / U_1^2$, izlazi:

$$p_{ut} = -100 (K_C - 1) \frac{P_t}{P_C} (\operatorname{tg} \delta_C + \operatorname{tg} \delta_R) \cos \beta \% \quad (6.29)$$

$$\delta_{ut} = 3440 (K_C - 1) \frac{P_t}{P_C} (\operatorname{tg} \delta_C + \operatorname{tg} \delta_R) \sin \beta \quad \text{min} \quad (6.30)$$

Usporedimo li te izraze sa (6.12) i (6.13), vidjet ćemo kako su pogreške znatno smanjene uvođenjem svitka induktiviteta L jer je $\operatorname{tg} \delta_C + \operatorname{tg} \delta_R \ll 1$. Već smo spomenuli da $\operatorname{tg} \delta_C$ iznosi od $2 \cdot 10^{-3}$ do $5 \cdot 10^{-3}$, a $\operatorname{tg} \delta_R$ obično manje od 0,1.

Izrazi (6.29) i (6.30) izvedeni su uz pretpostavku da je $X_K = X_L + X_T - X_C = 0$, no to će biti tako samo pri nekoj određenoj frekvenciji f_{oT} koja se može razlikovati od nazivne frekvencije mreže f_0 za koju je transformator građen (npr. zbog toga što promjene temperature uzrokuju da se mijenja kapacitet njegovih kondenzatora). Isto tako ne mora frekvencija f priključenog napona biti potpuno jednaka nazivnoj frekvenciji mreže f_0 . Ako razliku između f_{oT} i f_0 označimo sa $\Delta f_T = f_{oT} - f_0$, a dopuštene razlike između frekvencije mreže i njezine nazivne vrijednosti sa $\Delta f = f - f_0$, onda za male vrijednosti Δf i Δf_T dobivamo:

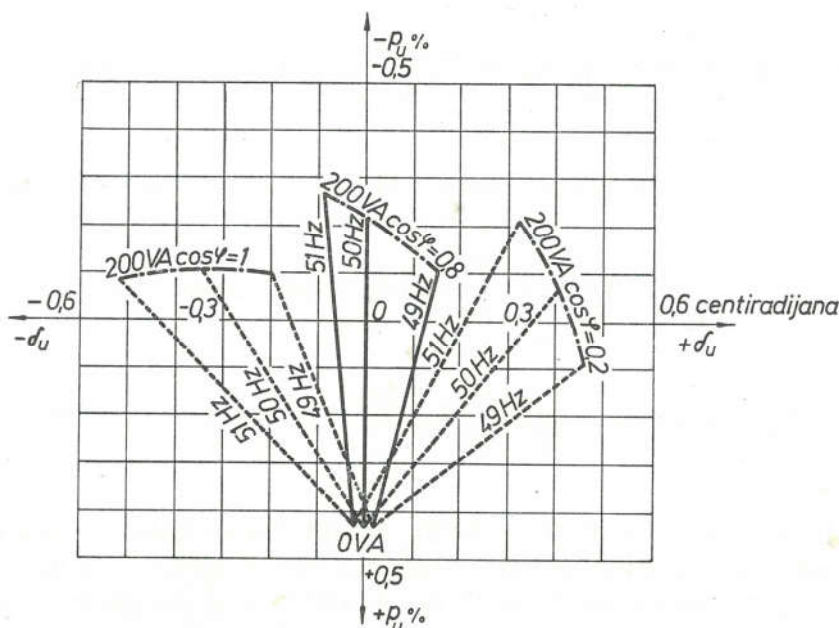
$$X_K \approx \frac{2 (\Delta f_T \pm \Delta f)}{f_0} X_C \quad (6.31)$$

Kad taj izraz za X_K uvrstimo u (6.23) i (6.24), onda se nakon sređivanja umjesto izraza (6.29) i (6.30) dobiva:

$$p_{ut} = -100 (K_C - 1) \frac{P_t}{P_C} \left[(\operatorname{tg} \delta_C + \operatorname{tg} \delta_R) \cos \beta + 2 \frac{\Delta f_T \pm \Delta f}{f_0} \sin \beta \right] \% \quad (6.32)$$

$$\delta_{ut} = 3\,440 (K_C - 1) \frac{P_t}{P_C} \left[(\operatorname{tg} \delta_C + \operatorname{tg} \delta_R) \sin \beta - 2 \frac{\Delta f_T \pm \Delta f}{f_0} \cos \beta \right] \min \quad (6.33)$$

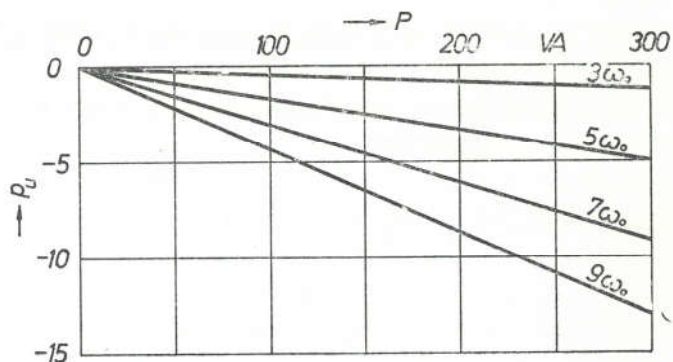
Iz izraza se vidi da naponska i fazna pogreška kapacitivnoga naponskog transformatora ovise o frekvenciji, no uz izbor omjera K_C i snage P_C transformatora može se postići da utjecaj frekvencije bude u dopuštenim granicama. Na sl. 6.6. kompleksni je dijagram pogrešaka kapacitivnoga naponskog transformatora za nazivni napon od $400\,000/\sqrt{3}$ V i nazivnu snagu od 200 VA. U dijagramu su prikazane pogreške pri frekvencijama od 49, 50 i 51 Hz, ovisno o teretu koji se mijenja od 0 do 200 VA i kojemu je faktor snage 0,2, 0,8 i 1.



Sl. 6.6. Kompleksni dijagram pogrešaka kapacitivnoga naponskog transformatora »R. Končar« za nazivni primarni napon do $400\,000/\sqrt{3}$ V i nazivnu snagu od 200 VA, klasne točnosti 0,5 i pogonskog kapaciteta $4\,200 \text{ pF} \pm 10\%$

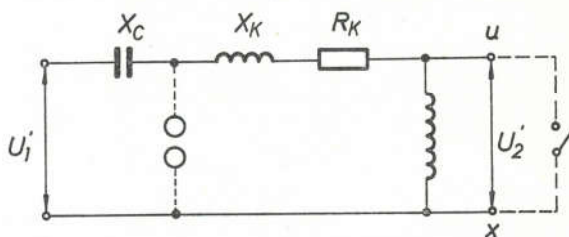
Kapacitivni naponski transformatori dobro prenose eventualna izobličenja valnog oblika primarnog napona. Pri višim harmoničkim članovima unutrašnja reaktancija nije jednaka nuli, kao što je to prema izrazu (6.15) postignuto za osnovni harmonički član. S porastom frekvencije sve više prevladava reaktancija prigušnice L . Ipak, u ostvarenim izvedbama padovi napona u toj prigušnici postaju znatni tek iznad devetoga harmoničkog člana, a takvi članovi sudjeluju u naponu najčešće u vrlo malom iznosu. To prikazuje i sl. 6.7, koja sadrži naponske pogreške u prijenosu viših harmoničkih članova kapacitivnoga naponskog transformatora za 400 kV u posebno nepovoljnim okolnostima. Iz slike se vidi da se vrlo vjeran prijenos viših harmoničkih članova dobiva pri slabo opterećenom transformatoru, što nije tako kod induktivnih naponskih transformatora.

Sl. 6.7. Naponska pogreška (%) pri mjerjenju viših harmoničkih članova kapacitivnim naponskim transformatorom



6.1.4. Ferorezonancija i subharmonički titraji u kapacitivnome naponskom transformatoru

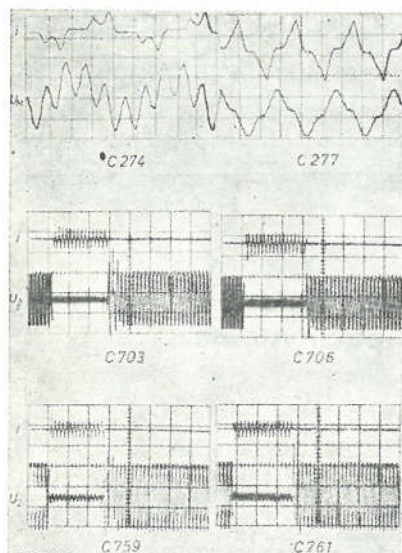
U odjeljku 1.8. izneseno je kako nastaje ferorezonancija pri serijskom spoju kondenzatora i prigušnice s nelinearnom karakteristikom. Kapacitivni naponski transformator sa svojim kapacitivnim djelilom, prigušnicom i međutransformatorom upravo čini takav sklop, kako se to uočava iz nadomjesne sheme na sl. 6.5, pa se u njemu može pojaviti ferorezonancija ili trajni subharmonički titraji ako se ne poduzmu potrebne mjere. Posebno je vrlo povoljna prilika za nastanak spomenutih pojava kratki spoj na sekundarnim stezaljkama kapacitivnog transformatora. Nakon prekida kratkog spoja, pogotovo ako je transformator neopterećen, lako nastaje ferorezonancija. Za to razmatranje možemo nadomjesnu shemu sa sl. 6.5. još dalje pojednostavniti sabravši reaktancije X_L i X_T u reaktanciju X_K i otpore R_C , R_L i R_T u otpor R_K (sl. 6.8). Kad se kratko spoje sekundarne stezaljke, poteku znatne struje kroz otpor R_K i reaktancije X_C i X_K jer su prema izrazu (6.15) te reaktancije u rezonanciji. Prekine li se nakon toga kratki spoj u trenutku kad je na kon-



Sl. 6.8. Pojednostavnjena nadomjesna shema kapacitivnoga naponskog transformatora

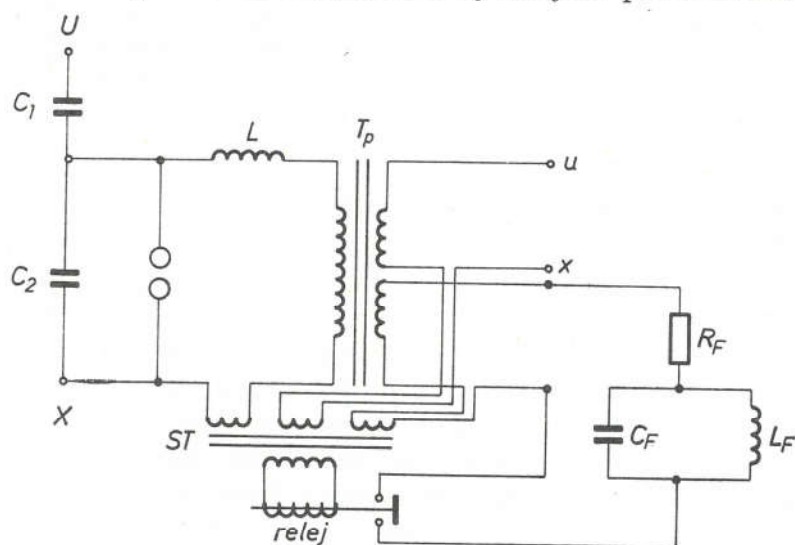
denzatorima dovoljno velik napon, izbit će se oni preko prigušnice i međutransformatora te izazvati njihovo zasićenje. Stoga će cijeli sklop zaći u ferorezonantno područje. Teret priključen na sekundarne stezaljke transformatora prigušuje pojavu ferorezonancije, pa se u IEC-preporukama, publikacija 186A, zahtijeva da se mogućnost nastajanja ferorezonancije provjeri uz neopterećene sekundarne stezaljke. Pokus se izvodi tako da se neopterećeni transformator priključi na 120% nazivnog napona, sekundarne se stezaljke kratko spoje, a zatim se kratki spoj naglo prekida. Za vrijeme kratkog spoja

napon se izvora ne smije promijeniti više od 10%, a 0,2 s poslije prekida kratkog spoja amplituda sekundarnog napona ne smije se razlikovati više od 10% prema onoj prije početka pokusa. Time se dokazuje da su rezonancijske pojave brzo prigušene.



Sl. 6.9. Treći subharmonik u sekundarnom namotu kapacitivnoga naponskog transformatora

Da bi se otklonila ferorezonancija, poduzimaju se različiti zahvati. Često se paralelno kapacitetu C_2 ugrađuje iskrište koje proradi kad zbog ferorezonancije poraste napon na tom kapacitetu. Time se energija kondenzatora odvodi preko iskrišta i sprečava se snažno zasićenje prigušnice i međutransformatora. Ta mjera, međutim, ne uklanja mogućnost subharmoničkih titraja, osobito trećeg i petog (sl. 6.9), pa su za to potrebni posebni zahvati. Mogao bi se na sekundarne stezaljke priključiti djelatni otpor koji, ako je dovoljno malen, brzo prigušuje subharmoničke titraje. No taj bi postupak transformatoru povećao naponsku i faznu pogrešku, a ako bi se otpor isključio po prestanku subharmoničkih titraja, moglo bi njegovo naglo iskapćanje nanovo izazvati ferorezonanciju. To je izbjegnuto rješenjem prikazanim na sl. 6.10, u

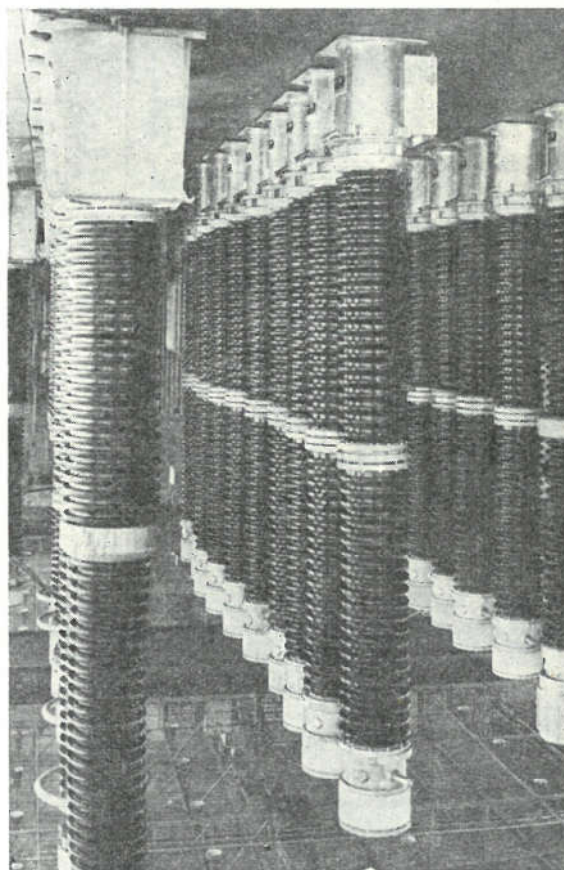


Sl. 6.10. Shema sklopa kojim se prigušuju subharmonički titraji kapacitivnoga naponskog transformatora (»R. Končar«)

kojem za prigušenje služi filter sastavljen od otpornika R_F u seriji s paralelnom kombinacijom prigušnice L_F i kondenzatora C_F . Filter je ugođen na rezonanciju pri mrežnoj frekvenciji tako da praktički ne opterećuje kapacitivni transformator strujom osnovne frekvencije. Međutim, subharmoničke članove on snažno prigušuje, i to efikasnije što je otpor R_F manji, a kapacitet C_F veći. Ipak, taj filter ne smije ostati stalno priključen jer transformatoru povećava dinamičku pogrešku pri naglim promjenama primarnog napona. Zato se, kako je to prikazano na sl. 6.10, priključuje pomoću releja samo onda kad je potrebno prigušiti subharmoničke titraje. Isključuje se tek kad kroz njega teku samo vrlo male struje mrežne frekvencije, pa njihovo prekidanje ne može u transformatoru ponovno izazvati subharmoničko titranje.

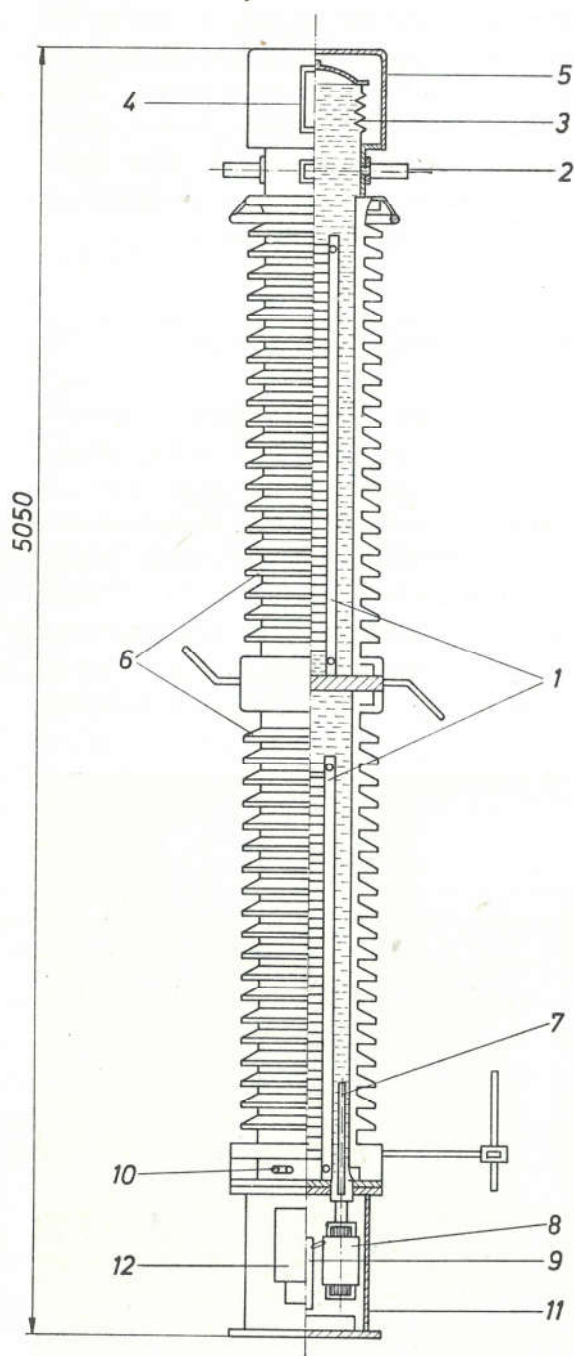
6.1.5. Izvedbe kapacitivnih naponskih transformatora

Kako smo već razložili, kapacitivni se naponski transformator sastoji od kapacitivnog djelila i naponskog transformatora s prigušnicom, koje skupa s ostalim ugrađenim elementima nazivamo elektromagnetskom jedinicom ili induktivnim dijelom kapacitivnoga naponskog transformatora. Kapacitivno djelilo sastavljeno je od niza serijski spojenih kondenzatora s papirnom izolacijom u ulju, redovito smještenih u porculanskom izolatoru (sl. 6.11). Transformator je hermetički zatvoren, a u novijim je izvedbama pod konstantnim pritiskom, što se postiže uz pomoć metalnog ili gumenog jastuka u glavi transformatora. Ti jastuci tako su dimenzionirani da gotovo bez promjene pritiska



Sl. 6.11. Kapacitivni naponski transformator od 220 kV (»R. Končar«)

omogućuju promjenu volumena ulja koja nastaje zbog promjene temperature okoline. U izvedbama za nazivne napone više od 220 kV obično su, zbog lakšeg transporta, kondenzatori smješteni u dva ili više porculanskih izolatora, koji se sastavljaju na mjestu ugradnje (sl. 6.12). Nakon sklapanja jednostavnim se zahvatom uspostavlja uljna veza među dijelovima koji su za vrijeme transporta bili odvojeni. Zbog toga je dovoljan metalni ili gumeni jastuk samo u glavi gornjeg izolatora, a ujedno je time osigurana jednoličnija temperatura svih kondenzatora. Elektromagnetska jedinica obično je u metalnom kotlu na dnu transformatora.



Sl. 6.12. Kapacitivni naponski transformator od 400 kV (»R. Končar«)
1 kapacitivno djelilo, 2 visokonaponski priključci, 3 membrana, 4 pokazivač razine ulja, 5 poklopac membrane, 6 porculanski izolator, 7 izvod međunapona, 8 prigušnica, 9 međutransformator, 10 priključak za VF, 11 kotao, 12 sekundarni izvodi

se zahvatom uspostavlja uljna veza među dijelovima koji su za vrijeme transporta bili odvojeni. Zbog toga je dovoljan metalni ili gumeni jastuk samo u glavi gornjeg izolatora, a ujedno je time osigurana jednoličnija temperatura svih kondenzatora. Elektromagnetska jedinica obično je u metalnom kotlu na dnu transformatora.

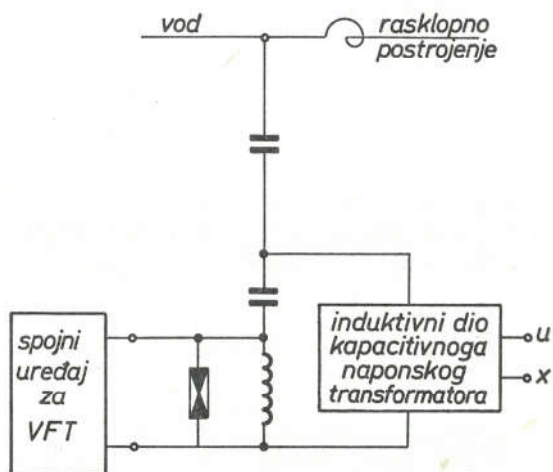
Izvedba i cijena induktivnog dijela praktički ne ovise o nazivnom naponu transformatora, a cijena kapacitivnog djelila iste točnosti uglavnom je razmjerna nazivnom naponu. Stoga upotreba kapacitivnih naponskih transformatora više zadovoljava pri visokim nazivnim naponima, višima od 110 kV.

Kapacitivni naponski transformatori služe i za prijenos signala visokofrekvencijske telefonije, koje lako propuštaju kondenzatori kapacitivnog djelila, a istodobno telefonske uređaje izoliraju od visokog napona (sl. 6.13).

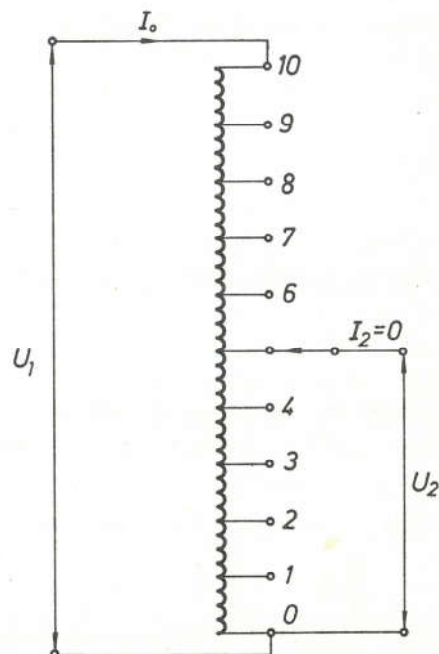
6.2. INDUKTIVNA DJELILA

Induktivna su djelila naponski autotransformatori s odvojcima koji, usavršeni u novije vrijeme, omogućuju podjelu priključenog napona u vrhunskoj točnosti. To je razlog da se sve više upotrebljavaju u preciznim mjerenjima mjesto otpornih djelila i grana u raznim mosnim i kompenzacijskim spojevima. Dapače, zbog njihovih izvanrednih osobina uvode se mjerenja s izmjeničnom strujom i ondje gdje su se dosad ona provodila samo s istosmjernom strujom, npr. pri baždarenju i mjerenju etalonskih otpornika, dekada, kompenzatora, platinskih termometara itd. Sl. 6.14. prikazuje jedno takvo induktivno djelilo u kojem se priključeni

napon dijeli na deset jednakih dijelova. Točnost takva djelila ponajviše ovisi o načinu namatanja. Potrebno je da svaka dionica namota obuhvati jednak magnetski tok, da otpori dionica budu jednaki i da sve dionice budu jednako opterećene parazitnim kapacitetima. Iskušani su razni načini namatanja, pa su najbolji rezultati postignuti tako da se deset vodiča jednaka presjeka najprije međusobno ispreplete, a onda omota oko prstenaste jezgre odlične magnetske vodljivosti. Poslije toga spoje se vodiči u seriju, a na spojnim se mjestima naprave odvojci. Zbog takvog načina namatanja svaka dionica praktički obuhvaća potpuno jednak magnetski tok, i u svakoj se inducira gotovo jednak napon U_d . Otpori pojedinih dionica međusobno će se vrlo malo razlikovati jer njihovi vodiči imaju praktički jednak presjek, duljinu, specifični otpor i temperaturu. Ipak se sasvim mala odstupanja ne mogu



Sl. 6.13. Shema upotrebe kapacitivnoga naponskog transformatora u visokofrekvencijskoj telefoniji



Sl. 6.14. Shema jedne dekade induktivnog djelila

izbjeći, pa označimo otpor pojedine dionice sa $R_i = R + \delta R_i$. Premda su vodiči dionica međusobno isprepleteni, ipak se oko svakoga stvara mali magnetski tok koji ne obuhvaća ostale vodiče. Stoga svaka dionica ima stanovit rasipni induktivitet $L_i = L + \delta L_i$. Na osnovi toga nacrtana je nadomjesna shema induktivnog djelila (sl. 6.15) pomoću koje se može naći njegova naponska i fazna pogreška. Pretpostavimo pri tome da djelilo nije opterećeno ($I_2 = 0$), pa odredimo pogrešku zbog padova napona koje izaziva struja magnetiziranja I_0 u otporima i rasipnim induktivitetima dionica. Napon će na ulazu djelila biti:

$$U_1 = 10 U_d + I_0 (10 R + 10 L \omega j) \quad (6.34)$$

Pri tome smo uzeli da je $\sum_{i=1}^{n=10} \delta R_i = 0$ i $\sum_{i=1}^{n=10} \delta L_i = 0$ jer su R i L srednja vrijednost otpora i rasipnog induktiviteta dionica. Napon na n -tom odvojkju iznosi:

$$U_2 = n U_d + I_0 [nR + nL\omega j + \sum_{i=1}^n \delta R_i + j\omega \sum_{i=1}^n \delta L_i] \quad (6.35)$$

Podijelivši izraz (6.35) sa (6.34) i zanemarivši produkte malih pogrešaka, dobivamo:

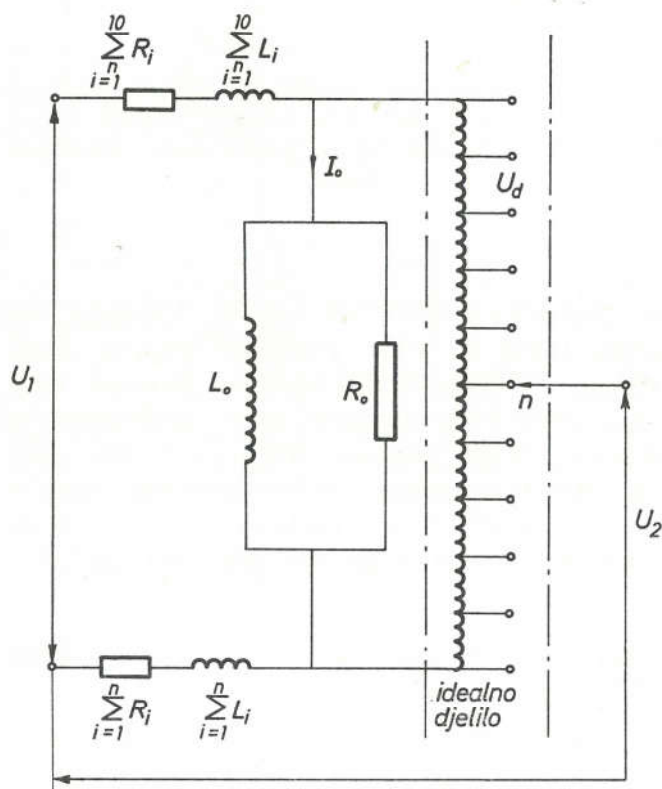
$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{n}{10} + \frac{I_0}{10 U_d} \left[\sum_{i=1}^n \delta R_i + j\omega \sum_{i=1}^n \delta L_i \right] \quad (6.36)$$

Uz oznake na sl. 6.15. izlazi:

$$\frac{I_0}{10 U_d} = \frac{1}{Z_0} = \frac{1}{R_0} + \frac{1}{L_0 \omega j} \quad (6.37)$$

pa će nakon uvrštavanja u izraz (6.36) biti:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{n}{10} + \left[\frac{1}{R_0} \sum_{i=1}^n \delta R_i + \frac{1}{L_0} \sum_{i=1}^n \delta L_i \right] + j\omega \left[\frac{1}{R_0} \sum_{i=1}^n \delta L_i - \frac{1}{L_0 \omega^2} \sum_{i=1}^n \delta R_i \right] \quad (6.38)$$



Sl. 6.15. Nadomjesna shema jedne dekade induktivnog djeljila

ili:

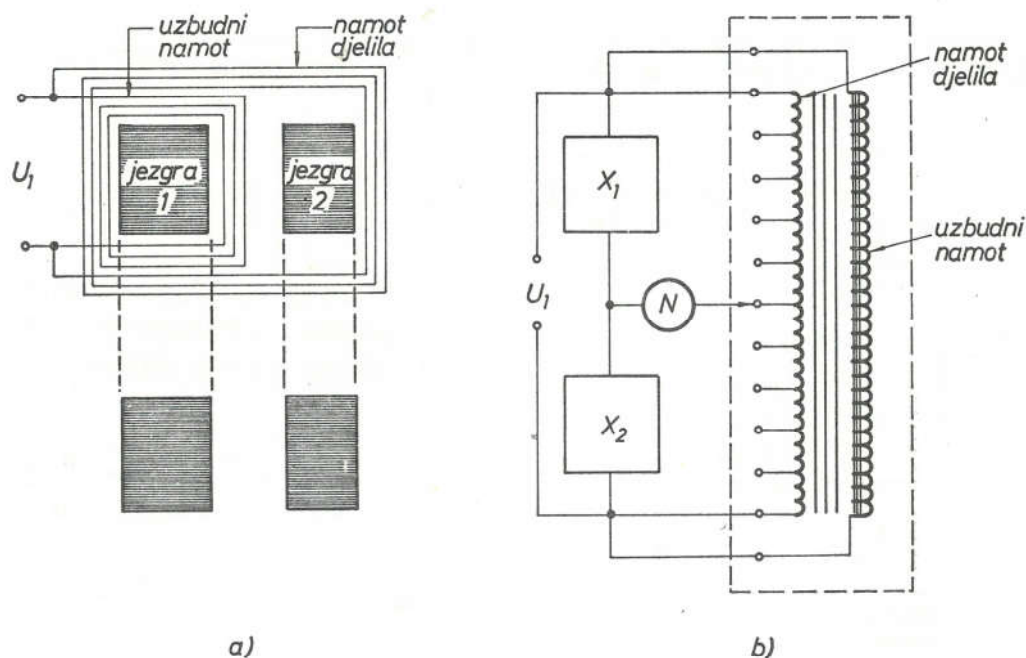
$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{n}{10} + p_{on} + j \delta_{on} \quad (6.39)$$

Tu je p_{on} relativna naponska pogreška neopterećenog djelila u n -tom položaju reducirana na ulazni napon, a δ_{on} je fazna pogreška u radijanima:

$$p_{on} = \frac{1}{R_0} \sum_{i=1}^n \delta R_i + \frac{1}{L_0} \sum_{i=1}^n \delta L_i \quad \delta_{on} = \omega \left[\frac{1}{R_0} \sum_{i=1}^n \delta L_i - \frac{1}{L_0 \omega^2} \sum_{i=1}^n \delta R_i \right] \quad (6.40)$$

U najboljim izvedbama L_0 iznosi nekoliko desetaka henrija, R_0 nekoliko stotina kilooma, L oko $1 \mu\text{H}$, a R oko $0,1 \Omega$ s rasipanjima od otprilike 1% , pa su naponska i fazna pogreška vrlo male. Tako je na jednome izvedenom djelilu pri ulaznom naponu od 10 V i frekvenciji od 400 Hz izmjereno: $L_0 = 30 \text{ H}$, $R_0 = 250 \text{ k}\Omega$, $R = 0,11 \Omega$, $L = 0,55 \mu\text{H}$, δR manje od $0,001 \Omega$ i δL manje od $0,01 \mu\text{H}$, te naponska pogreška po jednoj dionici namota ne premašuje: $p_{on} \leq (0,001 / 0,25 \cdot 10^6 + 0,01 \cdot 10^{-6} / 30) = (4 \cdot 10^{-9} + 0,33 \cdot 10^{-9})$, a fazna: $\delta_{on} \leq 2 \pi 400 (0,01 \cdot 10^{-6} / 0,25 \cdot 10^6 - 0,001 / 4 \pi^2 400^2 \cdot 30) = (0,1 \cdot 10^{-9} - 13,2 \cdot 10^{-9})$ radijana.

I tako male pogreške mogu se još više smanjiti ako se upotrijebi djelilo s dvije jezgre i posebnim uzбудnim namotom (sl. 6.16). Uzбудni namot omotan je samo oko jedne jezgre i ima jednak broj zavoja kao i namot djelila koji obuhvaća obje jezgre. Oba namota priključena su na isti napon. Posljedica je takva načina spajanja da djelilu kroz namot teče vrlo mala struja, koje čak ne bi ni bilo kad bi djelatni i rasipni otpor uzbudnog namota bio jednak nuli. To se može protumačiti na ovaj način. Pretpostavimo da je na izvor priključen samo uzbudni namot. Tad bi se u namotu djelila inducirao napon koji bi od napona uzbudnog namota bio manji samo za pad napona $I_u (R_u +$



Sl. 6.16. Induktivno djelilo s dvije jezgre i uzbudnim namotom: a) presjek djelila; b) shema spajanja djelila pri usporedbi impendancija X_1 i X_2

$+ j X_u$) u djelatnom i rasipnom otporu R_u i X_u uzbuđnog namota zbog struje magnetiziranja I_u u tom namotu. Kad priključimo i namot djelila na izvor, poteći će njime struja I_0 takvog iznosa da bude:

$$I_0 Z_0 \approx I_u (R_u + j X_u) \quad (6.41)$$

ili:

$$I_0 \approx \frac{I_u (R_u + j X_u)}{Z_0} \quad (6.42)$$

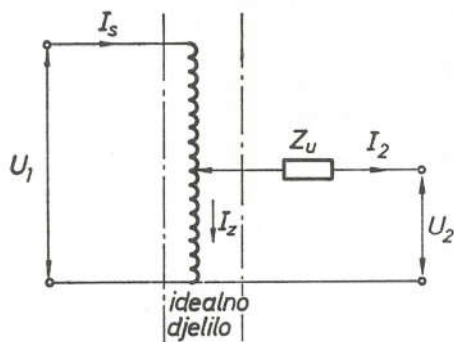
Ako su obje jezgre od odličnoga magnetskog materijala, bit će I_u vrlo malo, a Z_0 (impedancija koju tvori namot djelila i jezgre 2) mnogo veći od djelatnog otpora R_u i rasipnog otpora X_u uzbuđnog namota. Stoga će struja djelila I_0 biti mnogo manja od struje I_u , a zato i pogreške koje prema izrazu (6.36) ona izaziva. Pri usporedbi raznih impedancija pomoću ovakvog djelila prikladno je spojiti paralelno dovode do namota djelila i uzbuđnog namota tek na stezaljkama mjerenih impedancija (sl. 6.16.b) jer tad na mjerenje ne utječu padovi napona u dovodima.

U novijim izvedbama induktivnih djelila česta su rješenja od više dekada u kaskadi, gdje iduća dekada opterećuje prethodnu. Stoga odredimo pogrešku koja nastaje zbog opterećenja djelila teretom admitancije Y . U tu je svrhu prikladno upotrijebiti nadomjesnu shemu djelila u kojoj su djelatni otpori i rasipni induktiviteti namota djelila nadomješteni impedancijom Z_u na izlazu idealnog djelila (sl. 6.17). Pri tome se otpori i induktiviteti namota, kojima teče struja I_s , množe sa $(I_s/I_2)^2$, a ostali sa $(I_z/I_2)^2$:

$$Z_u = (10 - n) (R + L\omega j) \frac{I_s^2}{I_2^2} + n (R + L\omega j) \frac{I_z^2}{I_2^2} \quad (6.43)$$

Budući da je: $\frac{I_s}{I_2} = \frac{n}{10}$, a $\frac{I_z}{I_2} = -\frac{10-n}{10}$, dobivamo:

$$Z_u = \frac{n}{10} (10 - n) (R + L\omega j) \quad (6.44)$$



Sl. 6.17. Nadomjesna shema opterećenog djelila

Pad napona zbog opterećenja djelila strujom I_2 , odnosno admitancijom Y , reduciran na ulazni napon djelila U_1 , iznosi:

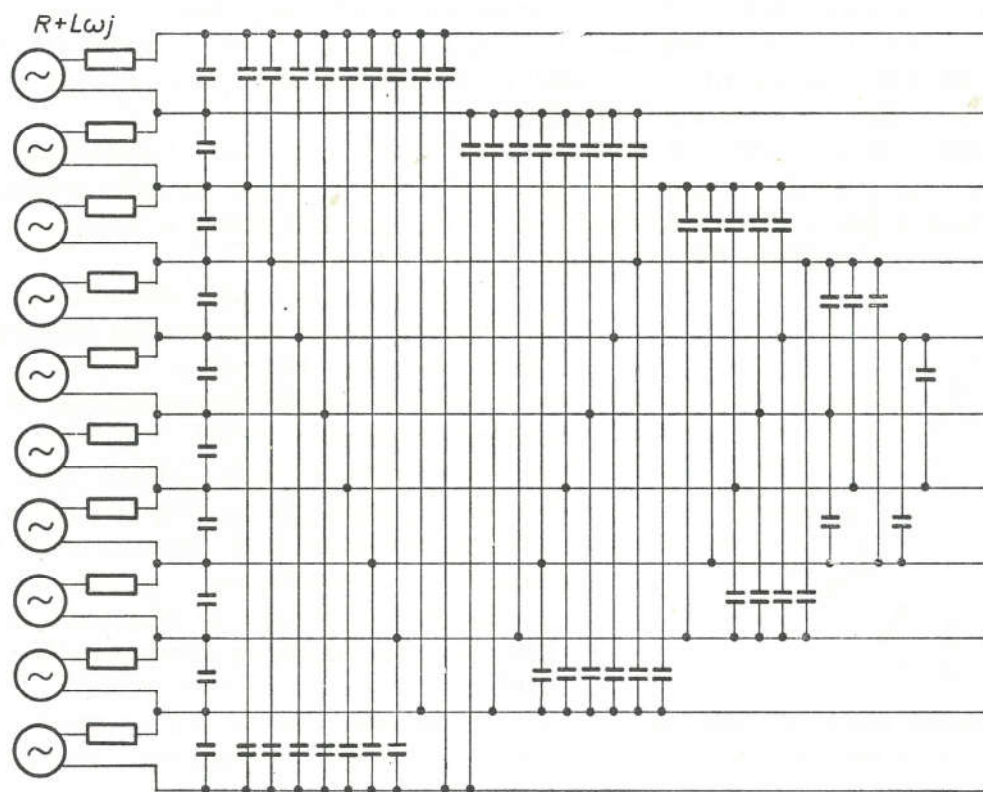
$$\begin{aligned} \Delta u &= \frac{Z_u I_2}{U_1} = \frac{n Z_u I_2}{10 U_2} = \frac{n}{10} Z_u Y = \\ &= \frac{n^2}{100} (10 - n) (R + L\omega j) Y \end{aligned} \quad (6.45)$$

Tako će za $n = 1$ biti $\Delta u = 0,09 (R + L\omega j) Y$.

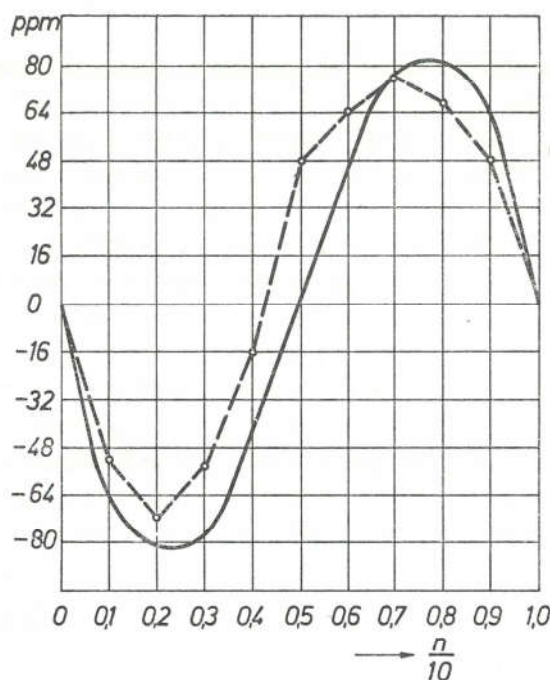
U potpunoj analizi pogrešaka djelila valja uzeti i padove napona koje uzrokuju kapacitivne struje između vodiča u namotu i struje nastale zbog nesavršene izolacije vodiča. Utjecaj kapacitivnih struja raste s porastom frekvencije, pa se na visokim frekvencijama može postići vrhunska točnost samo uz posebne izvedbe u kojima je taj utjecaj uklonjen. U izvedbama s deset isprepletenih vodiča kapaciteti i otpori izolacije između pojedinih vodiča praktički su jednaki i mogu se lako izmjeriti prije nego se vodiči spoje u seriju. Budući da su vodiči međusobno vrlo malo udaljeni, bit će njihov međusobni kapacitet mnogo veći od kapaciteta vodiča prema jezgri i oklopu. Stoga dovoljno vjernu nadomjesnu shemu induktivne dekadde pri visokim frekvencijama prikazuje sl. 6.18. Na njoj radi bolje preglednosti nisu nacrtane vodljivosti G između bilo koja dva vodiča koje treba zamisliti paralelno kapacitetima C . Uz spomenute pretpostavke i tu nadomjesnu shemu moguće je odrediti pogrešku Δu_{CG} zbog opterećenja vlastitim kapacitetom i vodljivošću izolacije:

$$\Delta u_{CG} = \frac{1}{12} \left(\frac{2n^3}{10^3} - \frac{3n^2}{10^2} + \frac{n}{10} \right) \{RG - \omega^2 CL + j\omega (CR + LG)\} \quad (6.46)$$

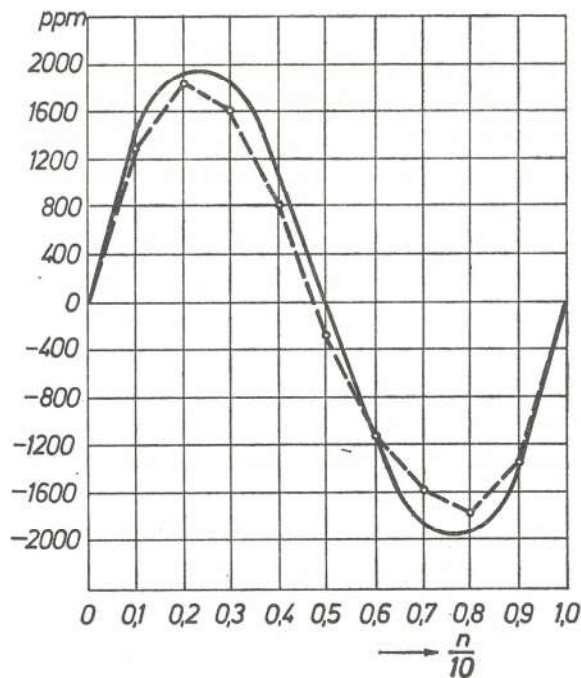
Na sl. 6.19. i 6.20. predložene su naponske i fazne pogreške nastale zbog opterećenja vlastitim kapacitetom i vodljivošću izolacije za induktivnu dekadu s podacima: $C = 200 \text{ pF}$, $G = 16 \cdot 10^{-9} \text{ S}$, $R = 0,11 \Omega$, $L = 0,55 \mu\text{H}$ i $f = 1592 \text{ Hz}$. Crtkano su prikazane pogreške dobivene mjerenjem, a punom crtom pogreške izračunate prema izrazu (6.44).



Sl. 6.18. Nadomjesna shema induktivne dekadde pri visokim frekvencijama



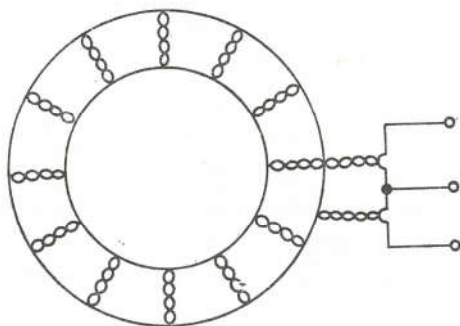
Sl. 6.19. Naponska pogreška dekade induktivnog djelila zbog opterećenja vlastitim kapacitetom i vodljivošću izolacije



Sl. 6.20. Fazna pogreška dekade induktivnog djelila zbog opterećenja vlastitim kapacitetom i vodljivošću izolacije

Na osnovi izraza (6.44) te sl. 6.18. i 6.19. izlazi da je zbog simetrije pogreška Δu_{CG} jednaka nuli pri $n = 5$. Slično tome, pogreška induktivnih djelila sa samo dva vodiča bit će neznatna i pri vrlo visokim frekvencijama. To je razlog da se upravo takva djelila i upotrebljavaju za visoke frekvencije (sl. 6.21), pa se postižu pogreške čak manje od $0,1 \cdot 10^{-6}$ za frekvencije sve do 1 MHz. Pri tome se eventualne razlike u kapacitetima poravnavaju dodavanjem kondenzatora određenog kapaciteta.

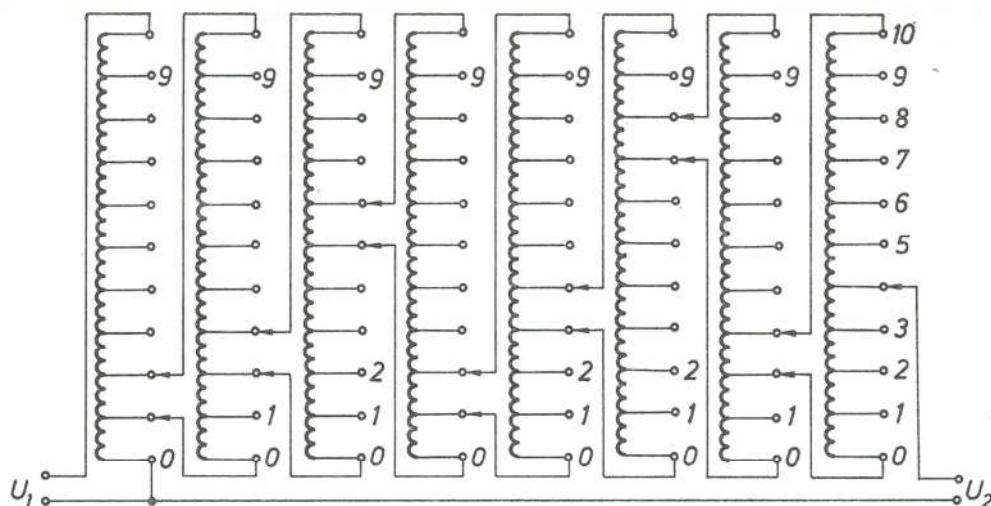
Spajajući više djelila u kaskadu na način kao kod kompenzatora po Kelvin-Varleyju, može se po volji fino namještati omjer između primarnog i sekundarnog napona. Upotrebljavaju se takve kaskade pomoću kojih je moguće namjestiti omjer napona čak na osam mjesta (sl. 6.22).



Sl. 6.21. Induktivno djelilo za visoke frekvencije s omjerom napona 2:1

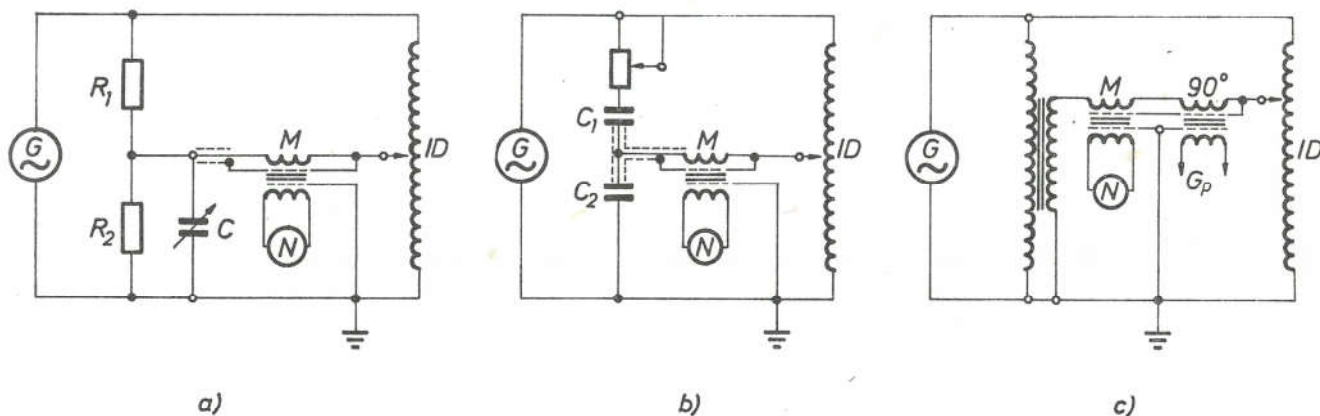
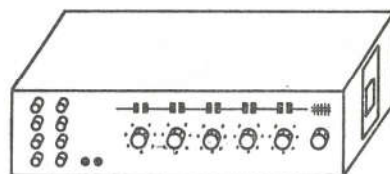
U tom spoju svaka dekada opterećuje prethodnu, ali to opterećenje izaziva samo malu dodatnu pogrešku. Uzrok je tome vrlo velika ulazna impedancija pojedine dekade (otprilike $1 \text{ M}\Omega$ i paralelno tome 40 H) i njihov mali izlazni otpor (oko $0,1 \Omega$ i $1 \mu\text{H}$), pa se prema izrazu (6.45) dobiva neznatan pad napona Δu . U najpreciznijim izvedbama i te vrlo male pogreške kompenziraju se odgovarajućim zahvatima. Da bi se pojednostavnila izvedba djelila, često se mjesto posljednje dvije ili tri dekade (na sl. 6.22) ugrađuje precizni niskoomski helikoidni potencijometar s deset okretaja. Jednu takvu izvedbu prikazuje sl. 6.23.

Neke od primjena induktivnog djelila mogu se vidjeti na sl. 6.24.



Sl. 6.22. Induktivno djelilo od osam dekada u Kelvin—Varleyjevu spoju (namještena vrijednost $U_2/U_1 = 0,125\ 137\ 24$)

Sl. 6.23. Precizno induktivno djelilo (»Siemens«) s osam dekada.
Ulazni napon: $U_{\max} [V] = 6 f [Hz]$, ali najviše 500 V. Pogreška neopterećenog djelila reducirana na ulazni napon manja je od $3 \cdot 10^{-7}$ za frekvencije od 15 do 60 Hz, a kod 500 Hz manja je od $25 \cdot 10^{-7}$

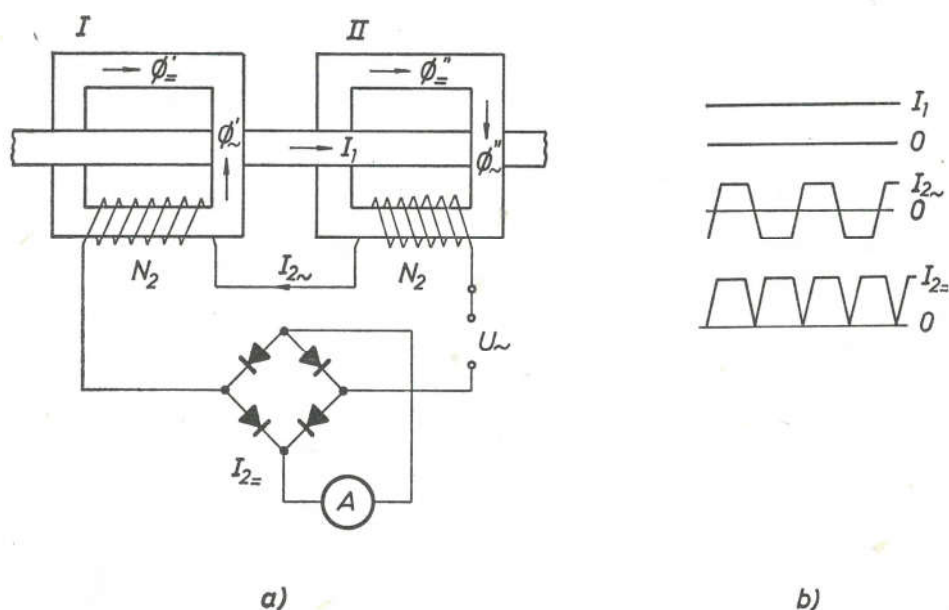


Sl. 6.24. Primjeri upotrebe induktivnog djelila: a) baždarenje otpornih djelila, etalonskih i preciznih otpornika i otpornih termometara; b) baždarenje kapacitivnih djelila, etalonskih i preciznih kondenzatora; c) mjerenje pogrešaka naponskih djelila, pojačala i naponskih transformatora
ID induktivno djelilo, C kondenzator za fazno ugađanje, M odvojni transformator, N nulindikator, G_p pomoćni izvor za fazno ugađanje

6.3. STRUJNI TRANSFORMATORI ZA ISTOSMJERNU STRUJU

Uobičajeni način na koji se istosmjernu struju mjere pomoću *shunta* i instrumenta sa zakretnim svitkom nije prikladan za mjerenje vrlo velikih istosmjernih struja jer tad nastaju znatni gubici u *shuntu*. Tako pri struji od 10 000 A i uobičajenom naponu na *shuntu* od 60 mV nastaju gubici od

600 W koji izazivaju teškoće pri konstrukciji *shunta*. Stoga se danas velike struje mjere pomoću drugih metoda od kojih se neke temelje na principu magnetskih transduktora. Vod kojim teče mjerena struja I_1 (sl. 6.25) prolazi kroz dvije jezgre od dobrog magnetskog materijala s praktički pravokutnom krivuljom magnetiziranja. Oko jezgre namotan je sekundarni namot, koji je preko istosmjernog instrumenta s ispravljačima u Graetzovu spoju priključen na izmjenični napon $U_{\sim}$ konstantne vrijednosti. Namoti prve i druge jezgre spojeni su u seriju, pazeći pri tome da eventualne promjene istosmjerne struje induciraju u sekundarnim namotima napone što se međusobno poništavaju. Zato će se u toku jedne poluperiode u jednoj jezgri podudarati smjerovi istosmjernog i izmjeničnog toka ($\Phi_{\sim}$ i $\Phi_{\sim}$) a u drugoj će jezgri njihovi tokovi biti suprotni.



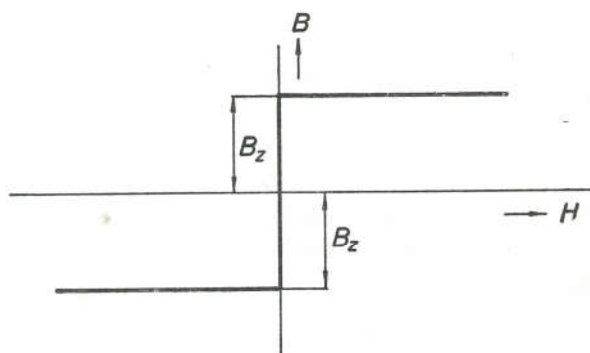
Sl. 6.25. Strujni transformator istosmjerne struje: a) shematski prikaz; b) primarna struja I_1 , izmjenična sekundarna struja $I_{2\sim}$ i istosmjerna sekundarna struja $I_{2=}$

U jezgri gdje se izmjenični tok po smjeru podudara s istosmjernim samo se malo povećava njezina indukcija jer je ona već jako zasićena istosmjernim tokom. Za vrijeme te poluperiode bit će, dakle, izmjenični tok u toj jezgri gotovo jednak nuli. U drugoj jezgri može se stvoriti izmjenični tok potreban za induciranje izmjeničnog protunapona, ali samo onda ako sekundarnim namotom poteče takva struja da jezgra više ne bude zasićena. To je moguće jedino ako sekundarni amperzavoji budu gotovo jednaki primarnima, tj. budu li se razlikovali samo toliko koliko je potrebno da se održava određeni tok u jezgri. Uz upotrebu dobrih magnetskih materijala ta razlika je neznatna, pa vrijedi:

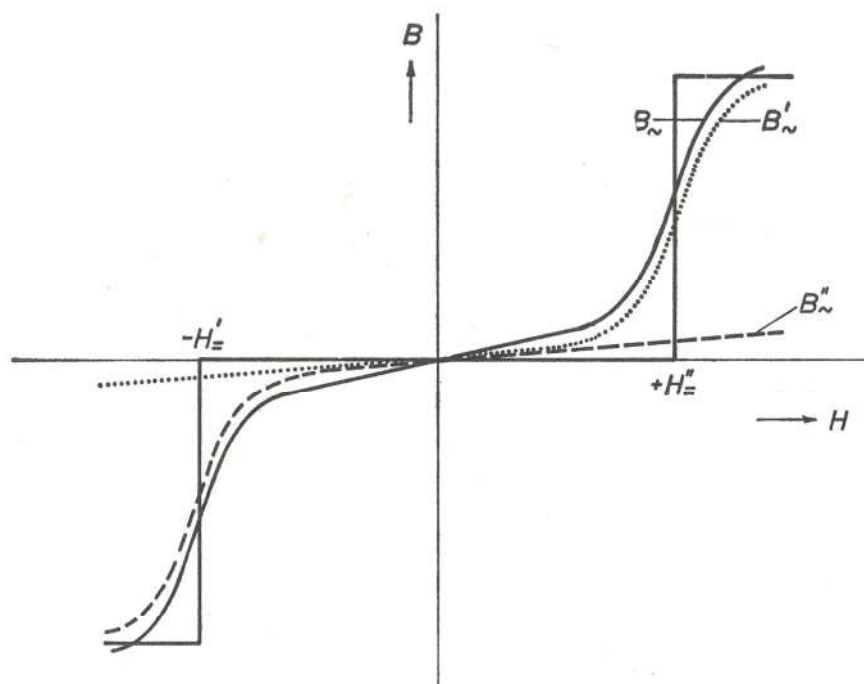
$$I_1 N_1 = I_2 N_2 \quad (6.47)$$

Vidimo da su ovdje, kao i kod strujnih transformatora za izmjenične struje, pretpostavimo li idealne magnetske jezgre, primarni amperzavoji jednaki sekundarnima. Razlika je u tome što je za postizanje jednakih primarnih i se-

kundarnih amperzavoja u strujnom transformatoru istosmjerne struje idealna jezgra ona s pravokutnom karakteristikom (sl. 6.26), a za strujni transformator izmjenične struje to će biti jezgra neizmjerne magnetske vodljivosti. Odstupi li se od pravokutne magnetske karakteristike, nastaje pogreška strujnog transformatora istosmjerne struje, koja se može odrediti iz poznatih magnetskih karakteristika upotrijebljenih jezgri. Pri tome je prikladno uzeti rezultirajuću karakteristiku obiju jezgri, koja se dobiva tako da se sumiraju ordinate pojedinačnih karakteristika (sl. 6.27), a na os apscisa nanosi se jakost magnetskog polja uzrokovana sekundarnom strujom. Tako prikazana zbirna karakteristika vrijedi, naravno, samo za stanovitu predmagnetizaciju, tj. određenu primarnu struju, a za neki drugi njezin iznos mora se zbirna karakteristika ponovno konstruirati.

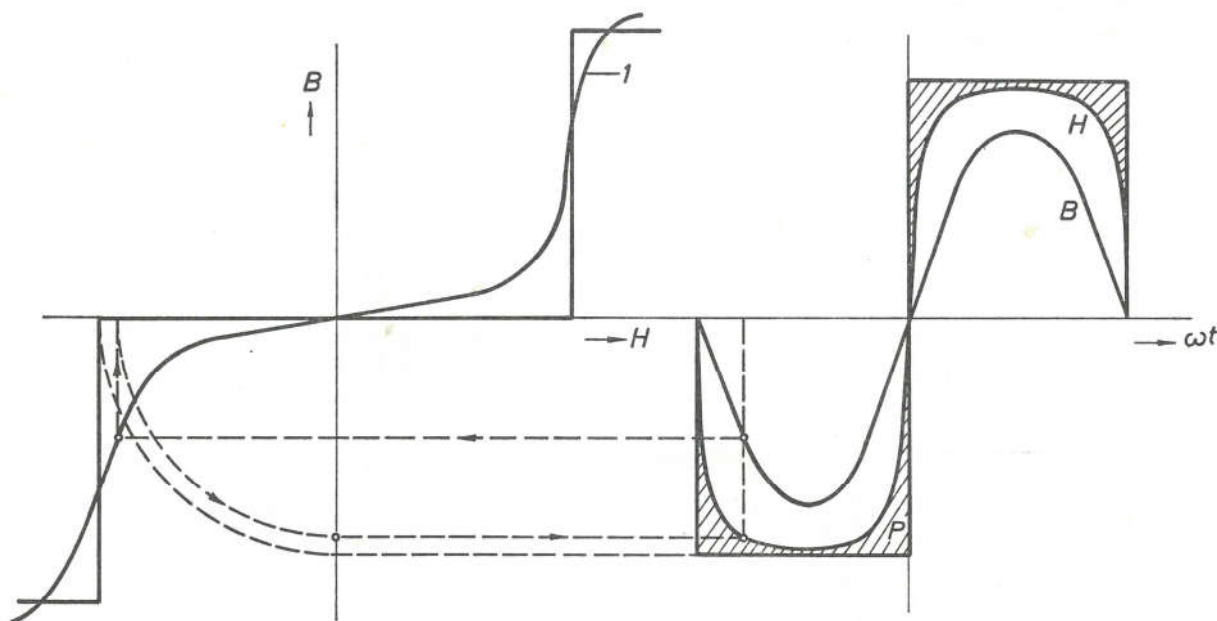


Sl. 6.26. Pravokutna krivulja magnetiziranja
(B_z — indukcija zasićenja)



Sl. 6.27. Zbirna karakteristika jezgri strujnog transformatora istosmjerne struje
 izmjenična indukcija B'_{∞} u prvoj jezgri ovisno o jakosti polja uzrokovana sekundarnom strujom
 — — — izmjenična indukcija B''_{∞} u drugoj jezgri ovisno o jakosti polja uzrokovana sekundarnom strujom
 — zbirna karakteristika B_{∞} obiju jezgri
 — zbirna karakteristika za pravokutnu karakteristiku magnetiziranja

Na sl. 6.28. prikazano je kako se pomoću zbirne karakteristike predmagnetiziranih jezgri može naći valni oblik sekundarne struje, a time i pogreška transformatora. Krivulja 1 predočuje zbirnu promjenu indukcije u obje jezgre nastalu djelovanjem sekundarne struje. Promjene indukcije praktički su sinusnog oblika ako je takav i priključeni izmjenični napon, jer se gotovo redovito pad napona u djelatnom otporu namota i instrumentima može zanemariti. Stoga tjemena vrijednost te promjene praktički iznosi: $B_m = U / 4,44 f S N_2$. Dalje se pomoću zbirne magnetske karakteristike jezgara i konstrukcije na sl. 6.28. može odrediti valni oblik sekundarne struje. Razlika između aritmetičke srednje vrijednosti tako dobivene struje i one koju bismo dobili uz idealnu karakteristiku jezgri jest pogreška transformatora. Ona je, prema tome, jednaka šrafiranoj površini P na sl. 6.28. Opisani grafički postupak dugo traje, posebno stoga što ga valja ponavljati za razne vrijednosti primarne struje, a njima odgovara svaki put druga zbirna magnetska karakteristika jezgara. Postupak se pojednostavljuje ako zbirnu karakteristiku nadomjestimo dvama pravcima. Tada se pogreška jednostavno nađe računski, ali točnost postupka jako ovisi o tome koliko smo valjano nadomjestili realnu karakteristiku pravcima. Zato se u novije vrijeme radije cijeli postupak provodi pomoću elektroničkog računala (lit. 6.38). Tu se pogreške računaju na temelju stvarnih karakteristika jezgri, a ne zapostavlja se ni utjecaj djelatnog otpora sekundarnog kruga.



Sl. 6.28. Grafičko određivanje pogreške strujnog transformatora za istosmjernu struju

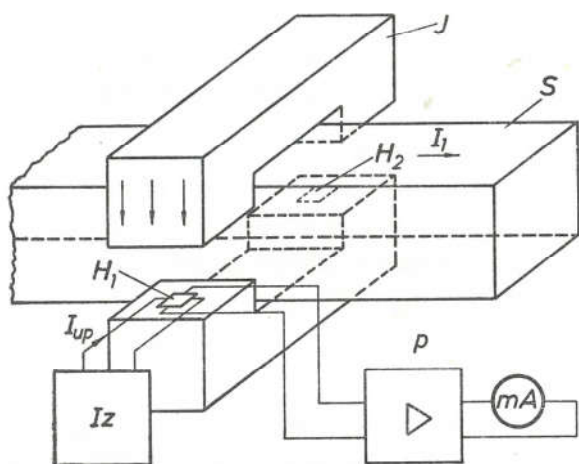
Granice pogrešaka ovih transformatora kreću se od 0,1 do 1%. Pri tome promjene priključenoga izmjeničnog napona od npr. $\pm 10\%$ gotovo ne utječu na rezultat mjerenja, pa nisu potrebni posebni stabilizatori izmjeničnog napona. Takvi transformatori upotrebljavaju se za mjerenje istosmjernih struja od nekoliko stotina do nekoliko stotina tisuća ampera. Sekundarni teret može biti i do 100 W.

Velike se istosmjerne struje mjere i pomoću strujnog jarma s Hallovom sondom (sl. 6.29). U zračnim rasporima jarma smještene su Hallove sonde

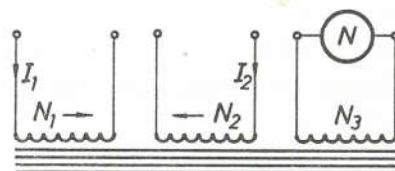
kojima protječe konstantna upravljačka istosmjerna struja I_{up} . Hallov je napon sonde $U_H = R_H B I_{up}/\delta$, gdje je R_H Hallova konstanta, ovisna o materijalu sonde, δ je njezina debljina, a B indukcija magnetskog polja koje djeluje poprečno na sondu. Budući da je indukcija B razmjerna mjerenoj struji, bit će i Hallov napon, uz konstantnu upravljačku struju, razmjernan mjerenoj struji. Hallov se napon privodi na ulaz osjetljivome elektroničkom pojačalu pa ono na izlazu daje istosmjernu struju razmjernu mjerenoj struji. Tim postupkom mjere se istosmjerne struje i veće od 100 000 A uz granice pogrešaka od npr. $\pm 0,2\%$.

6.4. TRANSFORMATORI S KOMPENZIRANIM MAGNETSKIM TOKOM

Strujnom transformatoru nisu primarni amperzavoji jednaki sekundarnima jer se jedan njihov dio troši za magnetiziranje jezgre. To je i glavni uzrok pogrešci strujnog transformatora, koji se potpuno može otkloniti smanjiti se magnetski tok u jezgri na nulu. Time se gubi mogućnost prijenosa energije preko te jezgre, ali se zato zbog sume svih amperzavoja jednake nuli dobiva mogućnost usporedbe struja u vrhunskoj točnosti. Da nema magnetskog toka u jezgri, provjerava se posebnim namotom od N_3 zavoja na koji je priključen osjetljivi nulindikator N . Kad na nulindikatoru nema odklona, bit će transformatoru s primarnim i sekundarnim namotom amperzavoji jednaki (sl. 6.30), pa vrlo točno vrijedi: $I_1 N_1 = I_2 N_2$.



Sl. 6.29. Mjerenje velikih istosmjernih struja pomoću strujnog jarma s Hallovom sondom
 H_1 i H_2 Hallove sonde, J magnetski jaram, S sabirnica s mjerenom strujom I_1 , I_z strujni izvor, P elektroničko pojačalo



Sl. 6.30. Transformator s kompenziranim magnetskim tokom

Odstupanja od tog izraza, koja se redovno mogu svesti na vrlo male iznose, nastaju zbog:

- neosjetljivosti nulindikатора;
- stranih magnetskih polja;
- nehomogenosti magnetskog materijala jezgre i nesimetričnosti namota;
- kapacitivnih struja u namotima.

Ako nulindikator ne pokazuje napone manje od ΔU , onda i nakon ugađanja ravnoteže amperzavoja može u jezgri zaostati tok indukcije $B_0 = \Delta U / 4,44 f S_{Fe} N_3$ za koji je potrebna struja magnetiziranja, reducirana na primarni namot, iznosa $I_0' = B_0 \ell_{Fe} / \sqrt{2} \mu N_1 = \Delta U \ell_{Fe} / 2 \pi f \mu S_{Fe} N_1 N_3$. Relativna će pogreška zbog neosjetljivosti nulindikatora stoga biti:

$$p_{ind} = \frac{I_0'}{I_1} = \frac{\Delta U \ell_{Fe}}{2 \pi f \mu S_{Fe} N_1 N_3 I_1} \quad (6.48)$$

Uz upotrebu osjetljiva nulindikatora i jezgre velike permeabilnosti može se ta pogreška svesti na neznatan iznos, npr. manje od 10^{-6} ili čak 10^{-7} . U točnom računu valja uzeti i potrošak nulindikatora, no i tad pogreška zbog neosjetljivosti nulindikatora redovno ostaje sasvim neznatna.

Strana izmjenična magnetska polja mogu inducirati napon u namotu na koji se priključuje nulindikator i uzrokovati pogrešno mjerenje. Njihov se utjecaj otklanja dobrim magnetskim oklapanjem transformatora. U nekim rješenjima za to se upotrebljava dvostruki ili trostruki oklop od mumetala.

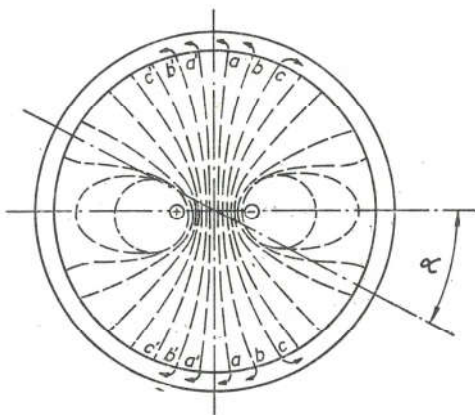
Nehomogenost magnetskog materijala najprikladnije je provjeriti ovakvim pokusom. Kroz otvor prstenaste jezgre na koju je jednoliko namotan indukcijski namot provuku se paralelno s osi jezgre dva duga vodiča i kroz njih propusti ista izmjenična struja, ali u suprotnom smjeru (sl. 6.31). Premda je tu suma struja jednaka nuli, pojavit će se napon na indukcijskom namotu jer se magnetski tok vodiča, zbog nehomogenosti materijala, nejednako grana u jezgri, kako je to prikazano na sl. 6.31. Obično je taj napon sinusna funkcija kuta zakretanja α paralelnih vodiča. Taj se napon može bitno smanjiti simetričnim rasporedom primarnog i sekundarnog namota po obodu jezgre ili posebnim oklopom koji sa svih strana obuhvaća jezgru i indukcijski namot.

Pogreškama su uzrok i kapacitivne struje koje zbog naponske razlike teku između pojedinih dijelova namota i prema zemlji. Općenito one nisu velike jer pri ravnoteži amperzavoja nastaju samo relativno mali padovi napona u djelatnim otporima namota. Pažljivim elektrostatskim oklapanjem namotâ i njihovim prikladnim rasporedom, te uzemljivanjem određenih točaka i raznim drugim zahvatima, moguće je utjecaj kapacitivnih struja učiniti neznatnim.

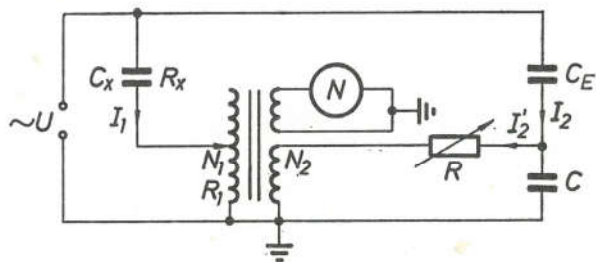
Budući da se sve spomenute pogreške mogu svesti na neznatne iznose, u novije se vrijeme razne izvedbe i spojevi transformatora s kompenziranim magnetskim tokom mnogo upotrebljavaju u mjernoj tehnici, naročito ondje gdje je potrebna visoka točnost. Tako izvedbe poznate pod nazivom transformatorski ili diferencijalni mostovi služe za vrlo točnu usporedbu kapaciteta, otpora i induktiviteta. Izvedbe pod nazivom strujni komparatori izmjenične struje služe za vrlo točnu usporedbu izmjeničnih struja, kakva je npr. potrebna kad se baždare etalonski strujni transformatori. Jednako tako, komparatorima istosmjerne struje uspoređuju se istosmjerne struje, naponi i otpori u vrhunskoj točnosti.

6.4.1. Transformatorski mostovi i komparatori izmjenične struje

Pojednostavnjenu shemu jedne varijante transformatorskog mosta kojim se mjeri kapacitet, poznate kao Glynnov most, prikazuje sl. 6.32. U donjem je dijelu mosta transformator s tri namota. Prvi namot ima mnogo odvojaka i njime teče struja mjerenog kondenzatora kojemu je kapacitet C_X i kut gubitaka $\delta_X = \omega C_X R_X$. Struja etalonskog kondenzatora kapaciteta C_E većinom teče preko otpora R i drugog namota transformatora, a manjim dijelom preko kapaciteta C , što omogućuje fazno ugađanje mosta. Na treći namot priključen je osjetljivi nulindikator. Ako se ugađanjem broja zavoja N_1 i otpora R postigne da na nulindikatoru nema otklona, bit će amperzavoji u prvom i drugom namotu jednaki ili: $I_1 N_1 = I_2' N_2$, gdje je I_2' struja koja teče kroz drugi namot. Uz oznake na sl. 6.32. dobivamo:



Sl. 6.31. Ustanovljivanje nehomogenosti magnetske jezgre



Sl. 6.32. Shema Glynnova mosta

$$I_2' = \frac{U}{R + 1/j\omega C_E + RC/C_E} \quad (6.49)$$

$$I_1 = \frac{U}{R_1 + R_X + 1/j\omega C_X} \quad (6.50)$$

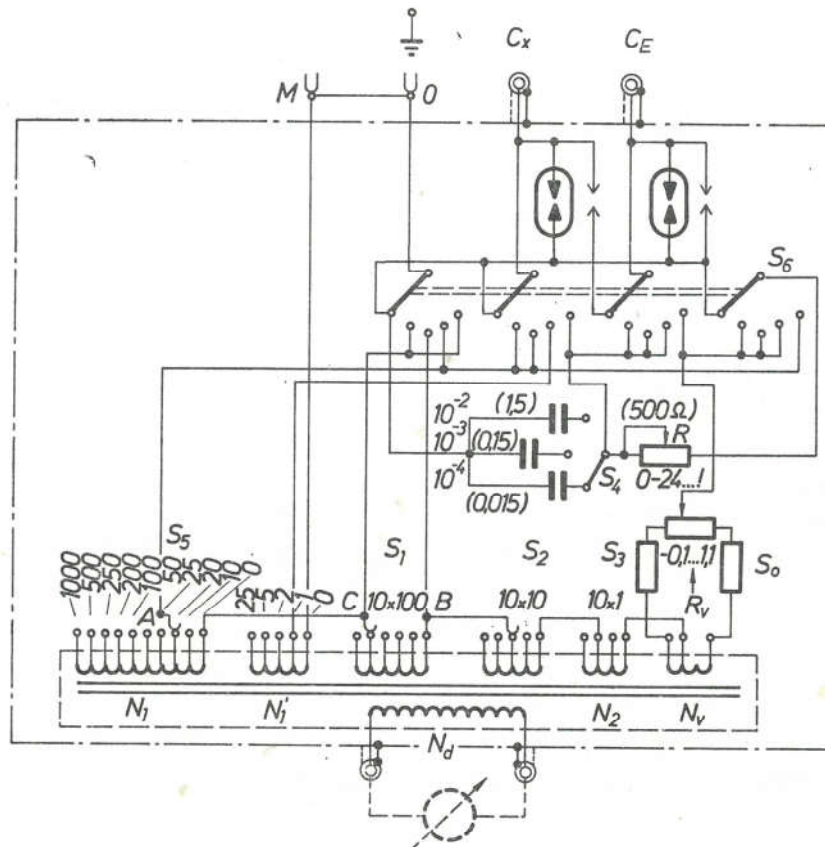
pa nakon sređivanja izlazi:

$$C_X = C_E \frac{N_2}{N_1} \quad (6.51)$$

$$\operatorname{tg} \delta_X = \omega (C_E + C) R - \omega C_E R_1 N_2/N_1 \quad (6.52)$$

Redovno je $C_E \ll C$ i $R_1 \ll R$, te za faktor gubitaka mjerenog kondenzatora vrijedi jednostavan izraz: $\operatorname{tg} \delta = \omega C R$.

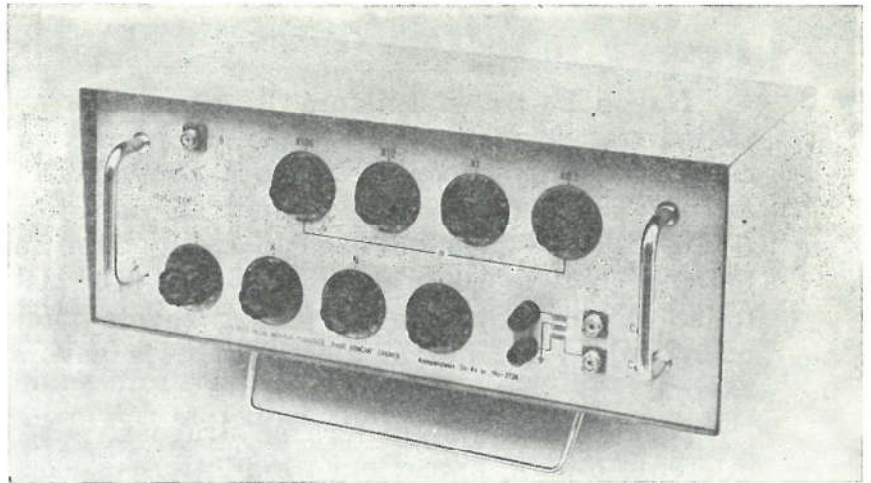
Potpuniju shemu i izvedbu transformatorskog mosta za vrlo točna mjerenja kapaciteta prikazuju sl. 6.33. i 6.34. Tu je u drugoj grani namot kojemu se može fino ugađati broj zavoja (suprotno rješenju na sl. 6.32). Time se postiže izravno otčitanje vrijednosti kapaciteta C_x jer je u izrazu (6.51) broj zavoja N_2 u drugoj grani u brojniku tog izraza. Uz prikladan izbor omjera C_E/N_1 dobiva se C_x množeći broj zavoja N_2 određenim dekadskim faktorom. Namot na drugoj grani ima 10×100 , 10×10 i 10×1 zavoj i još tri zavoja (N_v na sl. 6.33) na koje je priključen precizni potencijometar s predotporima.



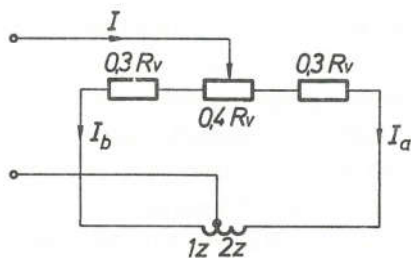
Sl. 6.33. Transformatorski most za mjerenje kapaciteta (»R. Končar«)

Tako se mogu fino ugađati amperzavoji. Struja I , koja ulazi preko kliznika, grana se u potencijometru na dva dijela (sl. 6.35). Jedan dio (I_a) prolazi dvama zavojima namota, a drugi (I_b) kroz jedan zavoj, i to u suprotnom smjeru. Čim je kliznik više udesno, povećava se struja koja prolazi dvama zavojima, a time i djelujući broj amperzavoja. Predotpori su pred potencijometrom tako odabrani da se pomičući kliznik može promijeniti broj »zavoja« od $-0,1$ do $1,1$. Na skali potencijometra moguće je još otčitati $0,005$ »zavoja« ili $0,00045\%$ maksimalnog broja zavoja. Odvojcima u prvoj grani bira se mjerno područje. Mogućnosti su mosta povećane time što se grupa od 10×100 zavoja može iz druge prebaciti u prvu granu, a jednako tako i svitak s N_1 zavoja iz prve u drugu granu. Mostom je moguće mjeriti i kapacitet i faktor gubitaka kondenzatora s jednom uzemljenom stezaljkom, ali i onih kondenzatora kojima je faktor gubitaka manji nego u etalonskog kondenzatora. Takva prespajanja obavljaju se preklopkom S_6 , a preklopkom S_4 bira se područje faktora gubitaka.

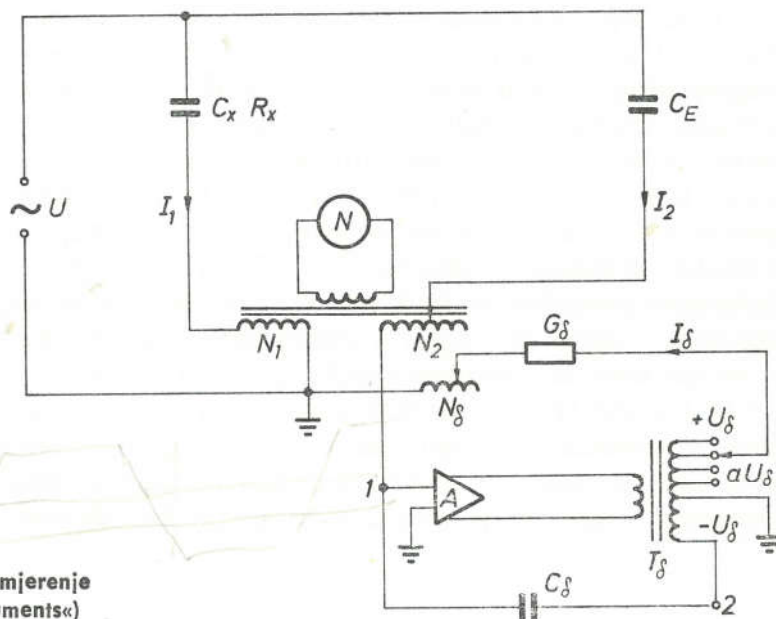
Sl. 6.34. Izvedba transformatorskog mosta za mjerenje kapaciteta (»R. Končar«)



U izvedbi na sl. 6.36. za ugađanje faktora gubitaka služi posebni namot od N_δ zavoja priključen na transformator T_δ preko otpora vodljivosti G_δ . Napon U_δ tog transformatora u fazi je s naponom U na mostu, što je postignuto djelovanjem elektroničkog pojačala A i kondenzatora kapaciteta C_δ . Budući da je pojačalo vrlo osjetljivo i ima velik ulazni otpor, točka 1 praktički je na potencijalu zemlje, a cijela struja I_2 prolazi kroz kapacitet C_δ . Zbog toga je napon između točke 2 i zemlje jednak naponu na kapacitetu C_δ , a suprotnog je predznaka, ili: $U_\delta = I_2 / C_\delta \omega = U C_E / C_\delta$. Jedan dio tog napona, iznosa



Sl. 6.35. Ugađanje dijelova »zavoja«



Sl. 6.36. Transformatorski most za mjerenje kapaciteta (»Guildline Instruments«)

a U_δ , privodi se otporu vodljivosti G_δ tako da kroz njega i namot od N_δ zavoja teče struja: $I_\delta = a U_\delta G_\delta = a U G_\delta C_E / C_\delta$. Kad nulindikator nema otklona, bit će omjer između amperzavoja zbog struje I_δ i onih zbog struje I_2 jednak faktoru gubitaka mjerenog kondenzatora, ili $\tan \delta = I_\delta N_\delta / I_2 N_2 = a N_\delta G_\delta / N_2 C_\delta \omega$. Ako se brojevi zavoja N_δ i N_2 istodobno mijenjaju tako da njihov odnos ostaje konstantan, te ako se odabere: $G_\delta = C_\delta \omega$, dobiva se izravno otčitanje faktora gubitaka. Tako uz $N_\delta / N_2 = 0,1$ vrijedi:

$$\tan \delta = \frac{N_\delta G_\delta}{N_2 C_\delta \omega} a = \frac{N_\delta}{N_2} a = 0,1 a \quad (6.53)$$

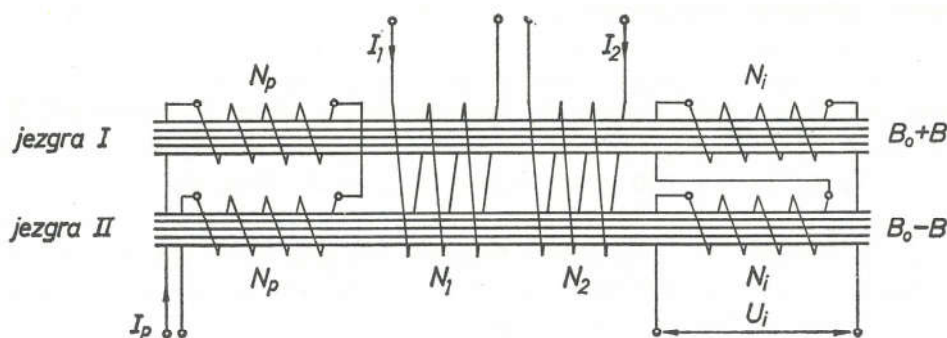
Napon U_δ transformatora T_δ još se upotrebljava i za fino ugađanje broja zavoja transformatorskog mosta. Tad je na posebni namot s dekadskim odvojcima priključen napon U_δ preko kapaciteta C_a pa kroz njega teče truja: $I_a = U_\delta C_a \omega = U C_E C_a \omega / C_\delta$. Budući da namotom od N_2 zavoja prolazi struja $I_2 = U C_E \omega$, to za odnos između I_a i I_2 dobivamo $I_a/I_2 = C_a/C_\delta$. Ako npr. odaberemo $C_a/C_\delta = 0,001$, dobivamo od 1 000 zavoja posebnog namota jednako toliko amperzavoja kao od jednog zavoja namota u drugoj grani mosta, što omogućuje vrlo fino namještanje broja zavoja u skokovima od samo 0,001 zavoja.

Slično tome djeluju i razne druge izvedbe transformatorskih mostova za mjerenje otpora, kapaciteta i induktiviteta, od kojih su neke, osobito u novije vrijeme, manje ili više automatizirane. U tim izvedbama postiže se kompenzacija magnetskog toka u jezgri uz pomoć elektroničkog pojačala priključenoga na indikacijski namot transformatora (lit. 0.3).

Transformatori s kompenziranim magnetskim tokom, poznati pod nazivom komparatori izmjenične struje, upotrebljavaju se za vrlo točna baždarenja etalonskih strujnih transformatora. O njima će biti više riječi u odjeljku 8.3.

6.4.2. Komparatori istosmjerne struje

Kod komparatora istosmjerne struje također se utvrđuje jednakost primarnih i sekundarnih amperzavoja mjereći magnetski tok u jezgri. Kad nema magnetskog toka u jezgri, tad su primarni i sekundarni amperzavoji potpuno jednaki. Međutim, ustanoviti da nema istosmjernog toka u jezgri, nije tako jednostavno kao u izmjeničnim komparatora, gdje je za to bio dovoljan indikacijski namot s osjetljivim izmjeničnim nulindikatom. Za istosmjerne komparatore bit će tu potreban spoj, kao npr. onaj na sl. 6.37. Na svaku od dvije jednake prstenaste jezgre, I i II, vrlo visoke permeabilnosti, jednoliko su namotani pomoćni namot od N_p zavoja i indikacijski namot od N_i zavoja, a oko obje jezgre primarni i sekundarni namot. Kroz pomoćne namote spojene u seriju teče izmjenična struja I_p , koja u jednoj jezgri stvara magnetsko polje H jednog smjera, a u drugoj jezgri suprotnog smjera. Zbog zasićenja jezgara vremenski tok indukcije B ima gotovo trapezni oblik (sl. 6.38). Stoga se u indikacijskim namotima inducira napon približno pravokutnog oblika s tjemnim iznosom prema izrazu (2.26) izvedenom u odjeljku 2.3:

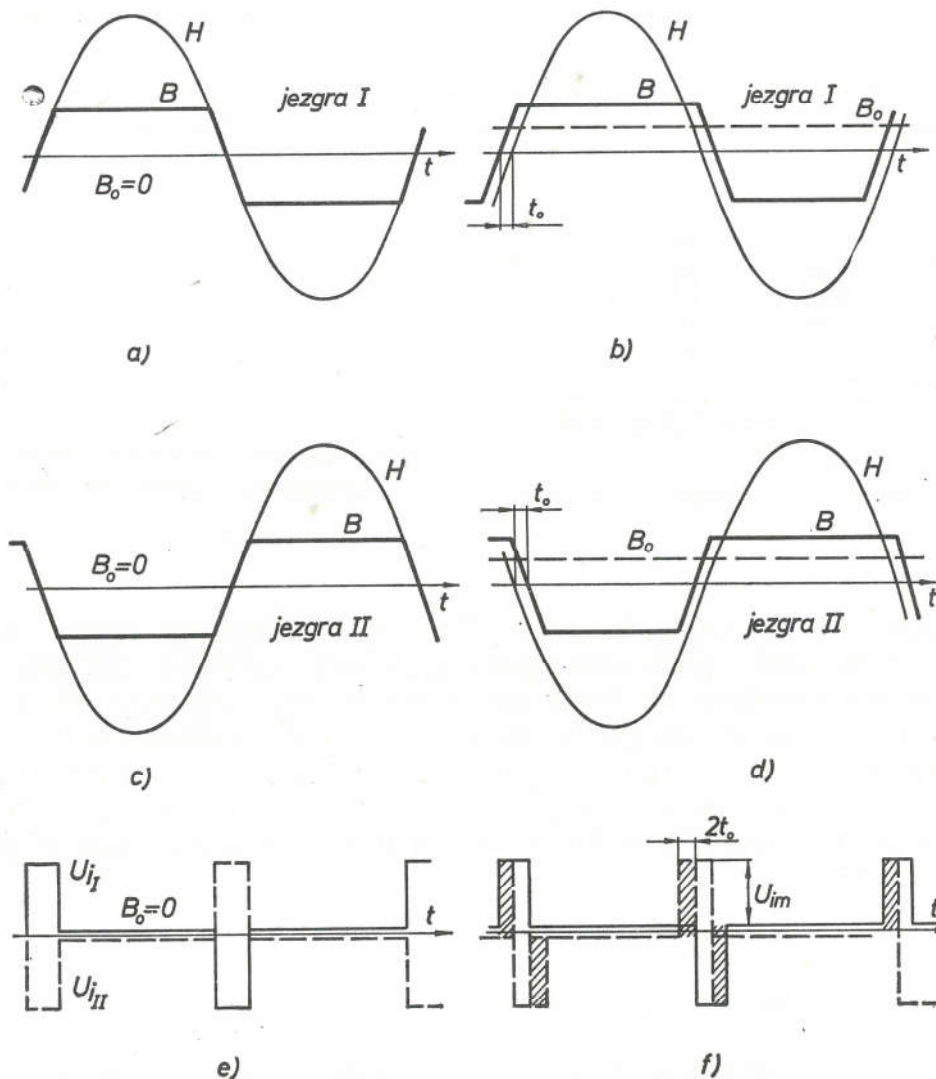


Sl. 6.37. Jezgre i namoti komparatora istosmjerne struje

$$U_{im} = \frac{\omega \mu \sqrt{2} I_p N_i N_p S_{Fe}}{\ell_{Fe}} \quad (6.54)$$

Tu je S_{Fe} presjek jedne jezgre, ℓ_{Fe} srednja duljina jezgre, a μ je permeabilnost jezgre za koju je pretpostavljeno da je sve do zasićenja konstantnog iznosa. Indikacijski su namoti spojeni u seriju, ali tako da se njihovi inducirani naponi međusobno poništavaju kad nema istosmjernog toka u jezgri. Međutim, ako primarnim i sekundarnim namotom teku istosmjerne struje tako da zbroj njihovih amperzavoja nije jednak nuli: $\Delta Az = I_2 N_2 - I_1 N_1$, pojavit će se u obje jezgre istosmjerni tok istog smjera indukcije $B_0 = \mu \Delta Az / \ell_{Fe}$. Zbog toga će inducirani napon u jednom indikacijskom namotu raniti, a u drugome kasniti za vrijeme t_0 , koje iznosi:

$$t_0 = \frac{\Delta Az}{\omega \sqrt{2} I_p N_p} \quad (6.55)$$



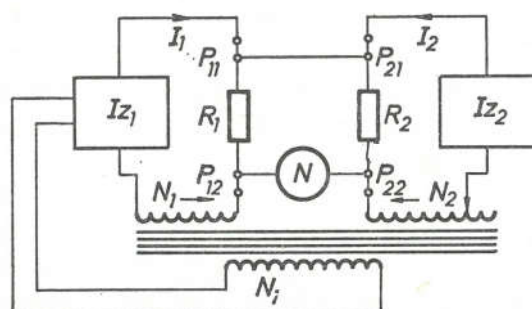
Sl. 6.38. Jakost polja H , indukcija B i inducirani napon U_i komparatora istosmjerne struje: a, c i e za $B = 0$ i b, d i f za $B_0 = \frac{1}{2} B_z$

Zato suma induciranih napona u indikacijskom namotu neće više biti jednaka, već će se za vrijeme jedne periode struje I_p na izlazu dobiti četiri pravokutna impulsa amplitude U_{im} i trajanja $2t_0$. Srednju vrijednost tog napona dobivamo pomoću izraza (6.54) i (6.55):

$$U_{isr} = 4 \cdot 2 \cdot t_0 U_{im} f = \frac{8 \Delta A_2 N_i S_{Fe} f \mu}{\ell_{Fe}} \quad (6.56)$$

Pažljivom izvedbom, koja se mora temeljiti na svemu onome što je rečeno u uvodnom dijelu ovog poglavlja, odabirući jezgre ujednačenih magnetskih osobina, izborom materijala vrlo visoke permeabilnosti i drugim zahvatima, mogu se ovim rješenjem ustanoviti i vrlo male relativne razlike između amperzavoja primarnog i sekundarnog namota, npr. manje od 10^{-7} uz 100 amperzavoja u primarnom namotu.

Zbog tako velike osjetljivosti i točnosti koja se praktički ne mijenja s vremenom, upotrebljavaju se komparatori istosmjerne struje, razvijeni ne tako davno (lit. 6.43), u najtočnijim istosmjernim mjerenjima. Primjer je za to pojednostavnjena shema komparatora na sl. 6.39. koji služi za vrlo točnu usporedbu etalonskih otpornika. Kroz etalonske otpornike R_1 i R_2 te namote komparatora od N_1 i N_2 zavoja teku struje I_1 i I_2 dobivene iz elektroničkih



Sl. 6.39. Usporedba etalonskih otpora pomoću komparatora istosmjerne struje

stabiliziranih izvora napona Iz_1 i Iz_2 . Pri tome indikacijski namot od N_i zavoja, koji je na slici pojednostavnjeno prikazan, upravlja izvorom Iz_1 tako da u jezgri komparatora ne bude magnetskog toka, odnosno da vrlo točno vrijedi: $N_1 I_1 = N_2 I_2$. Potencijalne stezaljke P_{11} i P_{21} etalonskih otpornika izravno su spojene, a potencijalne stezaljke P_{12} i P_{22} preko vrlo osjetljivoga istosmjernog nulindikатора kroz koji ne teče struja samo ako je $I_1 R_1 = I_2 R_2$. To se može postići ugađanjem broja zavoja u komparatoru. Kad je ravnoteža ostvarena, bit će:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1} \quad \text{ili} \quad R_2 = R_1 \frac{N_2}{N_1} \quad (6.57)$$

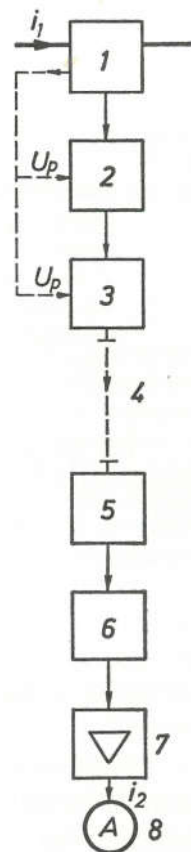
Slično kao i za transformatorski most prikazan na sl. 6.33, može se i ovdje broj zavoja jedne i druge grane mijenjati u širokim granicama i vrlo fino, pa je moguće na komparatoru ustanoviti relativne razlike u omjeru otpora manje od $1 \cdot 10^{-7}$.

7. NEKONVENCIONALNI MJERNI TRANSFORMATORI

Vidjeli smo da izvedbe konvencionalnih induktivnih mjernih transformatora postaju sve glomaznije s porastom njihova nazivnog napona. Tako je masa mjernog transformatora za 750 kV i do pet tona premda je snaga njegova tereta na sekundarnoj strani samo nekoliko desetaka voltampera. To je razlog da se u novije vrijeme traže druga, nekonvencionalna rješenja, u kojima se teškoće u izoliranju visokonaponskog od niskonaponskog kruga izbjegavaju prijenosom mjernih vrijednosti pomoću elektrooptike, magnetooptike ili mikrovalova. Karakteristično je za ta rješenja da se mogu izravno prenositi samo vrlo slabe snage, pa je na niskonaponskoj strani redovito potreban pomoćni izvor i prikladno elektroničko pojačalo.

Nekonvencionalna rješenja u prvom redu dolaze u obzir kao zamjena za strujne induktivne transformatore u električnim mrežama najvišeg napona jer tu konvencionalne izvedbe nailaze na najveće teškoće, pogotovo ako se prijelazne pojave žele vjerno prenijeti na sekundarnu stranu. Obratno, naponski induktivni transformatori s otvorenom jezgrom i kapacitivni naponski transformatori prihvatljivo su tehničko rješenje i za najviše mrežne napone.

Kod nekonvencionalnih strujnih transformatora susreću se izvedbe s pomoćnim naponom na visokonaponskoj strani, ali i one u kojima ti pomoćni naponi nisu potrebni. U prvim, s pomoćnim naponom na visokonaponskoj strani (sl. 7.1), mjerena struja preko člana za prilagođenje 1 i pretvarača 2 djeluje na odašiljač 3. Njegovi se signali preko prijenosnog kanala 4 privode prijemniku 5, a zatim pretvaraču 6 i pojačalu 7, pa kroz teret 8 teče struja razmjerna i u fazi mjerenoj struji na visokonaponskoj strani. Prijenosni kanal 4 ujedno izolira visokonaponski od niskonaponskog kruga, a signali koje prenosi redovito su svjetlosni, da bi se izbjegao utjecaj snažnih smetnji iz visokonaponske mreže. Elektronički sklopovi u pretvaraču 2 i odašiljaču 3 ne mogu raditi bez odgovarajućih pomoćnih istosmjernih napona, koje nije jednostavno priskrbiti jer su ti sklopovi na visokom potencijalu.

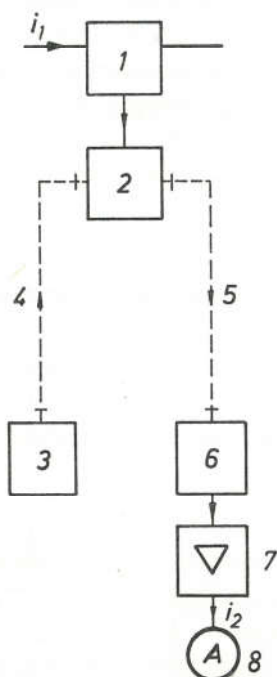


Sl. 7.1. Nekonvencionalni strujni transformator s pomoćnim naponima na visokonaponskoj strani

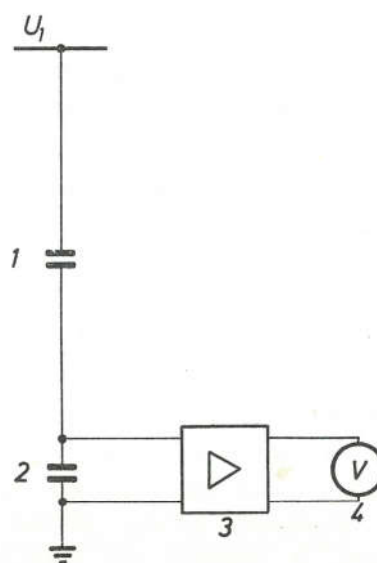
1 član za prilagođenje, 2 pretvarač, 3 odašiljač, 4 prijenosni kanal, 5 prijemnik, 6 pretvarač, 7 elektroničko pojačalo, 8 teret, U_p pomoćni istosmjerni napon

U nekim rješenjima (sl. 7.2) nisu potrebni pomoćni istosmjerni izvori na visokonaponskoj strani. Odašiljač 3 je na niskonaponskom potencijalu, a modulator 2, koji ne treba pomoćni napon, na visokonaponskom je potencijalu. Signal iz odašiljača 3 najprije prolazi kroz kanal 4 i modulator 2, koji ga modulira ovisno o vrijednosti mjerene struje. Modulirani signal prenosi se kanalom 5 u demodulator 6 i pojačalo 7, tako da kroz teret 8 opet teče struja razmjerna mjerenoj struji na visokonaponskoj strani i s njom u fazi.

U nekonvencionalnih naponskih transformatora prevladavaju rješenja s kapacitivnim djelilom i pojačalom (sl. 7.3). Ulazni otpor elektroničkog pojačala vrlo je velik, pa kapacitet djelila može biti mnogo manji nego kod konvencionalnoga kapacitivnog naponskog transformatora.



Sl. 7.2. Nekonvencionalni strujni transformator bez pomoćnog napona na visokonaponskoj strani
1 član za prilagođenje, 2 modulator, 3 odašiljač, 4 i 5 prijenosni kanali, 6 demodulator, 7 elektroničko pojačalo, 8 teret



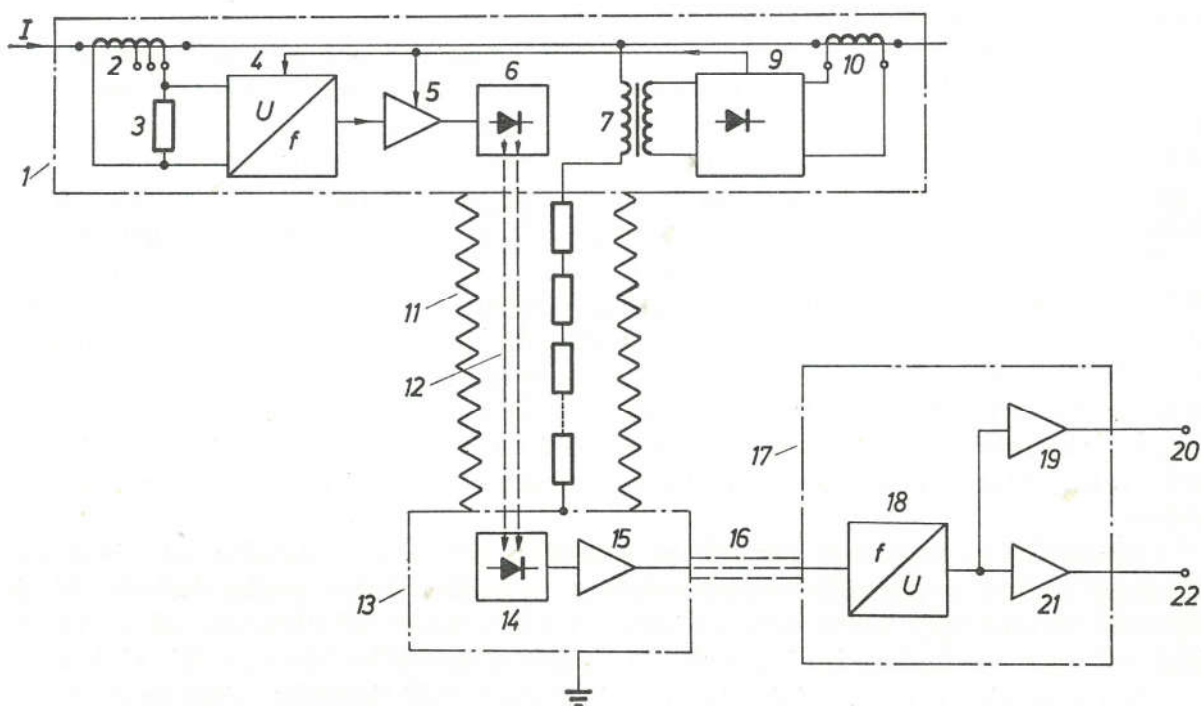
Sl. 7.3. Kapacitivni naponski transformator s pojačalom
1 visokonaponski kondenzator, npr. s metalnim elektrodama u sumpornom heksafluoridu (SF_6), 2 niskonaponski transformator, 3 pojačalo snage, 4 teret

Na prikazanim i sličnim principima razrađeno je i isprobano u novije vrijeme mnoštvo varijanti. Ovdje ćemo, dalje u tekstu, opisati samo neke od njih, a izvedbe smo sa sumpornim heksafluoridom, SF_6 , koje se također ubrajaju u nekonvencionalna rješenja, već opisali u odjeljku 5.5.

7.1. STRUJNI TRANSFORMATOR SA SVJETLOSNIM DIODAMA

Prvi prototip nekonvencionalnoga strujnog transformatora, i to sa svjetlosnim diodama (tzv. *traser*), dovršen je 1965. godine (lit. 7.1). Više takvih jedinica za napon od 115 do 500 kV uključeno je u visokonaponska postroje-

nja u SAD. U glavi 1 takvog transformatora (sl. 7.4) pomoćni je strujni transformator 2 s jednim zavojem na primarnoj strani i više odvojaka na sekundarnoj strani koji služe za izbor mjernog područja. Konstrukcija je tog transformatora jednostavna jer su mu primarni i sekundarni namot praktički na jednakom potencijalu. Na sekundarni namot transformatora 2 priključen je precizni otpornik 3 na kojem vlada napon razmjernan mjerenoj struji. Taj napon se privodi mjernom pretvaraču 4, kojemu je frekvencija izlaznog napona razmjerna njegovu ulaznom naponu, odnosno mjerenoj struji. Frekvencija tog pretvarača mijenja se npr. od 17,5 do 117,5 kHz, ovisno o vrijednosti mjerene struje. Izlazni impulsi iz pretvarača privode se pojačalu 5, a zatim svjetlosnim diodama 6. To su *galij-arsenidne* diode, koje se odlikuju malom vremenskom konstantom od otprilike samo 1 ns, pa ne kasneći pretvaraju primljene električne impulse u svjetlosne.



Sl. 7.4. Strujni transformator sa svjetlosnim diodama (traser)

1 metalna glava transformatora, 2 pomoćni strujni transformator, 3 precizni otpornik, 4 pretvarač napona u frekvenciju, 5 elektroničko pojačalo, 6 galij-arsenidne svjetlosne diode, 7 transformator za prilagođenje, 8 lanac otpornika, 9 stabilizirani ispravljač, 10 strujni transformator za napajanje ispravljača pri smanjenome faznom naponu, 11 potporni izolator, 12 svjetlosni provodnik od staklenih niti, 13 metalno postolje, 14 fototranzistor, 15 elektroničko pojačalo, 16 oklopljeni kabel, 17 kućište izlaznog dijela, 18 pretvarač frekvencije u napon, 19 elektroničko pojačalo sa strujnim izlazom, 20 priključak za mjerne instrumente, 21 elektroničko pojačalo, 22 priključak za zaštitu

Pomoćni napon, potreban elektroničkim sklopovima u pretvaraču 4 i pojačalu 5, dobiva se u redovnom pogonu pomoću transformatora 7, lanca otpornika 8 i stabiliziranog ispravljača 9. Ako napon između faze i zemlje padne ispod određene vrijednosti, zbog npr. kratkog spoja u mreži, napajanje ispravljača preuzima strujni transformator 10, pa su u svim radnim uvjetima elektronički sklopovi opskrbljeni potrebnim istosmjernim naponom. Potrošak njihov iznosi oko 10 W, a lancem otpornika teče nazivna struja od 1 mA.

Kroz potporni izolator 11 svjetlosni se signali dioda prenose u postolje 13 savitljivim snopom 12, u kojemu je više tisuća tankih staklenih niti. Svaka nit ima jezgru od optički vrlo kvalitetnog stakla i stakleni omotač s malim kutom loma. Svjetlost koja uđe na jedan kraj takva snopa izlazi tek na njegovu drugom kraju zbog totalne refleksije u samoj niti. Na drugom su kraju snopa fototranzistori 14, koji optičke signale nanovo pretvaraju u električne. Time je izolacija između visokonaponskog i niskonaponskog kruga svedena na jedan relativno tanki potporni izolator i snop od staklenih niti.

Električni impulsi fototranzistora pojačavaju se u pojačalu 15 i oklopljenim kabelom 16 dovode do pretvarača koji pretvara frekvenciju impulsa u napon razmjernan mjerenoj struji. Taj se napon privodi pojačalima 19 i 21, na koje se priključuju mjerni instrumenti, odnosno zaštita.

Opisani transformator zadovoljava klasu točnosti 0,2 uz nazivni teret od 25 VA, priključen na izlaz 20. Izlaz 21, određen za priključak zaštite, kratkotrajno daje snagu od 50 VA.

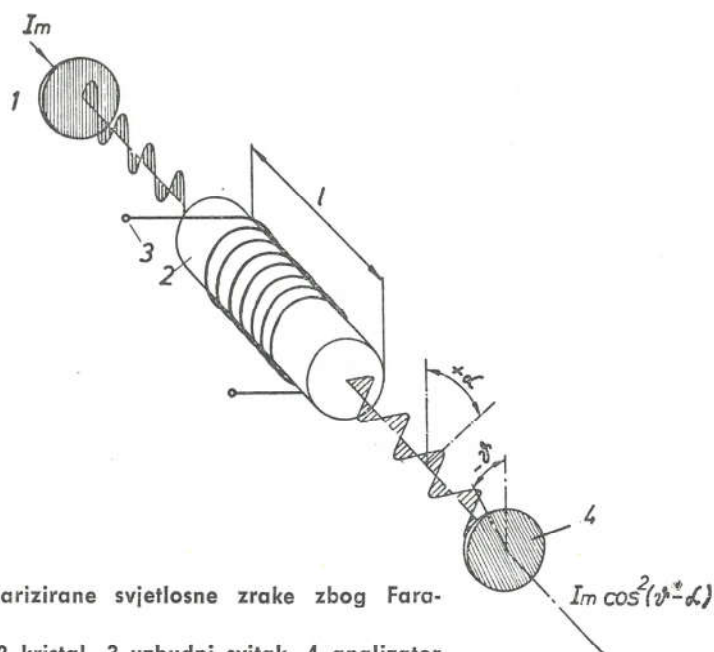
Elektronički sklopovi upotrijebljeni u ovom transformatoru poznati su i danas vrlo česti u mjernoj tehnici. Tehnika integriranih krugova omogućila je da njihove dimenzije budu vrlo male, cijena relativno niska, a pouzdanost vrlo velika. Prijenos podataka na daljinu pretvorbom napona u frekvenciju i obratno uobičajen je i pouzdan način jer je gotovo neosjetljiv na smetnje i padove napona u prijenosnim vodovima. Još veća sigurnost i točnost postiže se digitalnim prijenosom podataka u kojem se mjerena veličina prevodi u digitalni oblik pomoću slijeda impulsa (pulsno-kodna modulacija — PCM). U tom postupku redovito je binarni sustav brojenja, u kojem je znamenka 0 predložena beznaponskim intervalom, a znamenka 1 naponskim impulsom određena trajanja. Shema strujnog transformatora s digitalnim prijenosom podataka razlikovala bi se od one na sl. 7.4. u tome što bi pretvarači 4 i 18 bili zamijenjeni analogno-digitalnim, odnosno digitalno-analognim pretvaračem.

Opisanim postupcima postiže se pouzdan prijenos podataka od visokonaponskog kruga u postolje transformatora, a zatim dalje preko kabela 16 do izlaznog dijela koji može biti smješten i na velikoj udaljenosti od transformatora, npr. u komandnoj prostoriji transformatorske stanice ili elektrane.

Nedostatak je ovog rješenja u galvanskoj vezi između visokonaponskog dijela i zemlje preko lanca otpornika. Osim toga, valja udovoljiti zahtjevu da se pomoćni istosmjerni naponi kojima se napajaju elektronički sklopovi uspostave odmah pošto se transformator uključi u mrežu. To je potrebno zato da bi zaštita, koju napaja transformator, mogla brzo djelovati ako je pri njegovu uključivanju mreža bila u kratkom spoju.

7.2. MAGNETSKO-OPTIČKI STRUJNI TRANSFORMATOR

Magnetsko-optički strujni transformator temelji se na Faradayjevu efektu. U 1956. godini objavio je G. V. Golodolinski rezultate laboratorijskih istraživanja o mogućnosti upotrebe Faradayjeva efekta za mjerenje struja («Električstvo» 8, 1956, str. 1—4), a u kasnijim radovima (lit. 7.9—7.16) opisani su strujni transformatori koji se osnivaju na tom efektu. Faraday je 1848. godine eksperimentalno utvrdio da se polarizacijska ravnina svjetlosne zrake zakreće proporcionalno jakosti magnetskog polja koje djeluje u smjeru zrake (sl. 7.5):



Sl. 7.5. Zakretanje polarizirane svjetlosne zrake zbog Faradayjeva efekta
1 polarizator, 2 kristal, 3 uzbudni svitak, 4 analizator

$$\alpha = C \ell H \quad (7.1)$$

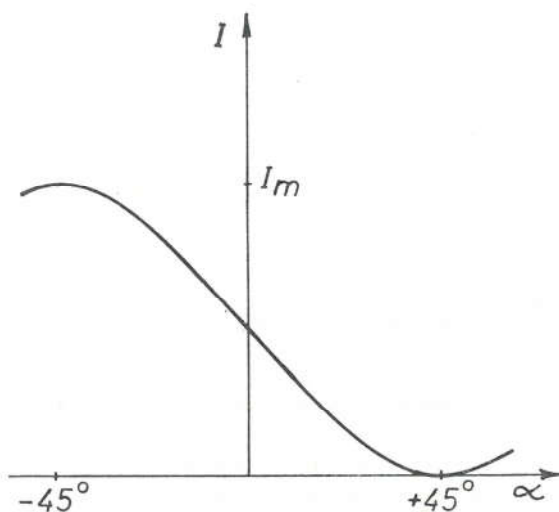
Tu je C Verdetova konstanta optičkog materijala kroz koji prolazi svjetlosna zraka i na koji djeluje magnetsko polje, ℓ duljina tog materijala u smjeru zrake, a H je jakost magnetskog polja u smjeru zrake. Verdetova konstanta C ovisi o vrsti materijala, valnoj duljini svjetlosne zrake i temperaturi materijala. Jakost magnetskog polja H razmjerna je struji i koja teče kroz uzbudni svitak 3 (sl. 7.5), pa na osnovi izraza (7.1) dobivamo:

$$\alpha = K i \quad (7.2)$$

Zakretanje polarizacije ravnine zbog Faradayjeva efekta, može se pomoću analizatora 4 (sl. 7.5) pretvoriti u promjenu jakosti I svjetlosne zrake. Bez djelovanja magnetskog polja svjetlosna je jakost iza analizatora $I = I_m \cos^2 \vartheta$, gdje je ϑ kut između polarizacijskih ravnina polarizatora i analizatora. Zbog djelovanja magnetskog polja H zakreće se polarizacijska ravnina zrake za kut α , pa tad svjetlosna jakost iznosi:

$$I = I_m \cos^2 (\vartheta - \alpha) \quad (7.3)$$

Na sl. 7.6. prikazana je promjena svjetlosne jakosti iza analizatora ovisno o kutu α pri $\vartheta = -45^\circ$. Uz tako odabran kut ϑ krivulja jakosti I najstrmija je kod $\alpha = 0$, što omogućuje da se postigne optimalna osjetljivost. Osim toga, tad, za male kutove α , vlada gotovo linearna ovisnost između svjetlosne jakosti I i kuta α , odnosno jakosti magnetskog polja H , jer iz izraza (7.1) i (7.3), te uz $\vartheta = -45^\circ$, izlazi:

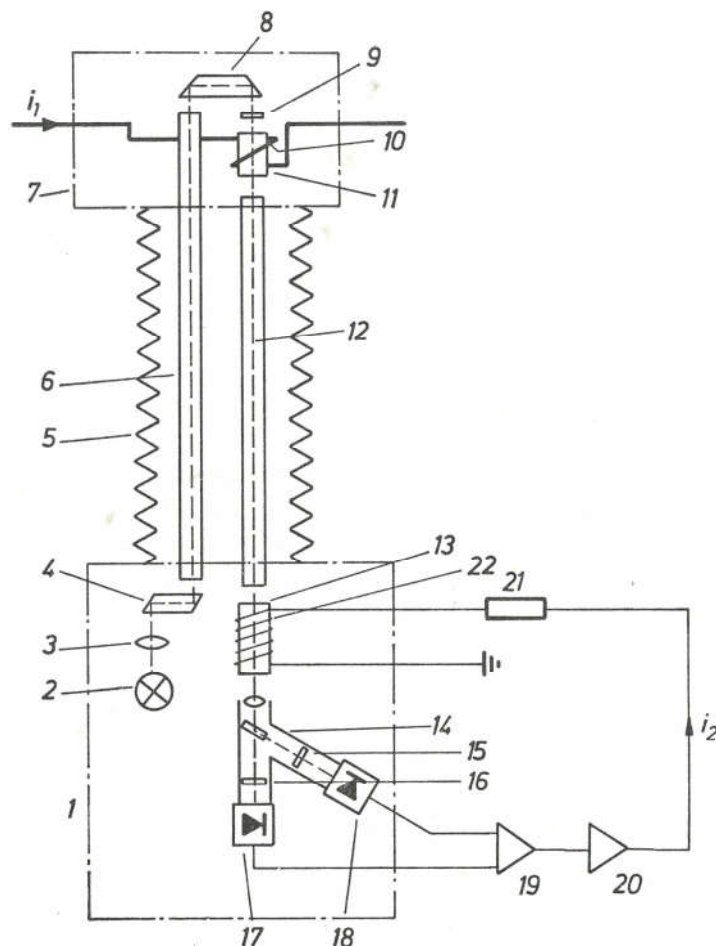


Sl. 7.6. Statička karakteristika Faradayjeva modulatora za $\vartheta = -45^\circ$

$$I = \frac{I_m}{2} [1 - \sin(2 C \ell H)] \quad (7.4)$$

Mjereći svjetlosnu jakost I mogli bismo, dakle, odrediti jakost polja H , a time i struju koja teče kroz namot 3 na sl. 7.5. Ipak se ne postupa tako zbog netočnosti koje unose promjene jakosti I_m izvora svjetlosti i promjene temperature, te zbog teškoća u točnom mjerenju svjetlosne jakosti. Mjesto toga primjenjuju se kompenzacijski postupci uz koje se takve teškoće većim dijelom mogu izbjeći.

Od 1966. godine isprobani su u Japanu, Francuskoj i SSSR-u razni modeli i prototipovi magnetsko-optičkih strujnih transformatora s kompenzacijskim postupkom, koji u biti rade kako je prikazano na sl. 7.7. U postolju 1 struj-



Sl. 7.7. Magnetsko-optički strujni transformator

1 postolje strujnog transformatora, 2 svjetlosni izvor, 3 sistem leća, 4 optička prizma (ogledalo), 5 potporni izolator, 6 izolacijska cijev ili svjetlosni provodnik od staklenih niti, 7 metalna glava transformatora, 8 optička prizma (ogledalo), 9 polarizator, 10 primarni namot, 11 stakleni štap, 12 izolacijska cijev ili svjetlosni provodnik od staklenih niti, 13 stakleni štap, 14 svjetlosni razdjelnik, 15 i 16 analizatori, 17 i 18 fotodiode, 19 diferencijalno pojačalo, 20 pojačalo snage, 21 teret, 22 uzbudni namot staklenog štapa 13

nom je transformatoru izvor svjetlosti 2 koji je radi veće trajnosti priključen na sniženi napon. Svjetlosna zraka iz tog izvora vodi se preko sistema leća i ogledala 3 i 4 kroz izolacijsku cijev 6 do metalne glave transformatora 7, u kojoj je ogledalo 8, polarizator 9, primarni namot 10 i štap od posebnog stakla 11. Nakon što je polarizacijska zraka prošla kroz štap 11, vraća se kroz izolacijsku cijev 12 i štap od posebnog stakla 13, pa se u svjetlosnom razdjelniku 14 grana u dvije zrake, i one prolaze kroz analizatore 15 i 16, te nakon toga osvjetljavaju fotoćelije ili fotodiode 17 i 18.

Fotoćelije su na ulazu osjetljivoga diferencijalnog pojačala 19. Pretpostavimo da su pri mjerenoj struji ravnoj nuli jednaki naponi jedne i druge fotoćelije. Budući da su one suprotno spojene, bit će napon na ulazu pojačala 19 jednak nuli, pa na njegovu izlazu neće teći struja. Zbog toga će i izlazna struja pojačala 20, odnosno struja tereta 21, biti jednaka nuli. Kad poteče mjerena struja i_1 , zakrenut će se polarizacijska ravnina zrake za kut α_1 , zbog djelovanja Faradayjeva efekta u štapu 11. Kutovi ϑ u analizatorima 15 i 16 odabiru se suprotnog predznaka, npr. $+45^\circ$ i -45° , pa će prema izrazu (7.3) porasti svjetlosna jakost iza jednog analizatora, a oslabiti iza drugoga. Stoga će se napon jedne fotoćelije povećati, a druge smanjiti, pa će iz diferencijalnog pojačala poteći struja i_2 kroz teret 21, odnosno uzbudni namot 22 štapa 13. Zbog Faradayjeva efekta u tom štapu zakrenut će se polarizacijska ravnina zrake za kut α_2 . (Predznak tog kuta mora biti suprotan predznaku kuta α_1 , što se postiže izborom smjera struje kroz uzbudni namot 22.) Ako je pojačalo 19 vrlo osjetljivo, bit će potreban sasvim malen napon na njegovu ulazu da se postigne struja i_2 . Mali napon na ulazu pojačala znači da su naponi fotoćelija gotovo jednaki, a to je moguće samo uz $\alpha_2 \approx \alpha_1$, tj. ako štap 13 kompenzira djelovanje štapa 11. Budući da je prema izrazu (7.2) $\alpha_1 = K_1 i_1$, a $\alpha_2 = K_2 i_2$, struja i_2 razmjerna je struji i_1 :

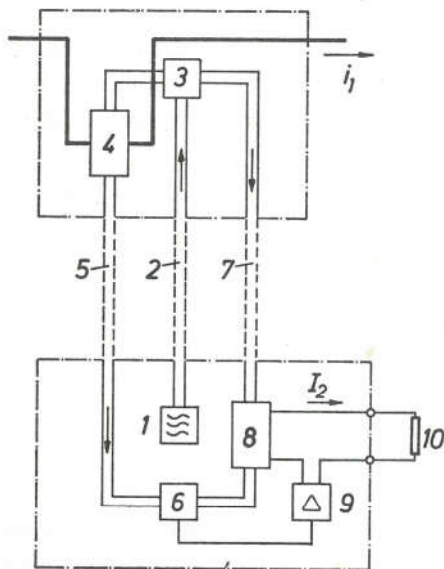
$$i_2 = \frac{K_1}{K_2} i_1 \quad (7.5)$$

Pomoću samo jednoga ovakvog sistema teško je postići točnost koja bi zadovoljavala potrebe mjerenja i zaštite u visokonaponskim mrežama. Bolje osobine imaju transformatori s više magnetsko-optičkih sistema (lit. 7.17) s posebnim izlazima za priključak mjernih instrumenata, prekostrujne i selektivne zaštite. U nekim rješenjima uklanja se utjecaj stranih magnetskih polja as-tatičkom izvedbom, gdje su na visokonaponskoj i niskonaponskoj strani po dva magnetsko-optička sistema suprotno protjecana uzbudnom strujom (lit. 7.15).

Kod visokih magnetsko-optičkih transformatora pojavljuju se teškoće u mehaničkom ukrućivanju optičkog sistema u glavi naprama postolju, što je prijeko potrebno za njegovo ispravno djelovanje. To je izbjegnuto uvodeći svjetlosne vodiče od tankih staklenih niti, već opisane u odjeljku 7.1, koji su jednim krajem spojeni u glavi, a drugim u postolju transformatora, i provode svjetlosnu zraku ne utječući bitnije na njezinu polarizaciju.

7.3. MIKROVALNI STRUJNI TRANSFORMATORI

U najnovije vrijeme iskušani su nekonvencionalni strujni transformatori u kojima se mjerne vrijednosti prenose mikrovalovima preko dielektričnih vodiča, a oni su izvrstan izolator za napone mrežne frekvencije (lit. 7.18). Njihov princip rada prikazan je na sl. 7.8. Mikrovalovi iz generatora 1 na potencijalu zemlje prolaze dielektričnim vodičem 2 i u razdjelniku 3 u glavi transformatora dijele se na jednake grane 5 i 7 s jednakim modulatorima 4 i 8, od kojih je prvi u glavi, a drugi u postolju transformatora. Obje grane završavaju u usporednom članu 6, i njegov je izlazni signal ravan nuli ako su mikrovalovi u njima jednaki. Međutim, grana 5 je modulirana razmjerno mjerenoj struji i_1 , pa se na izlazu usporednog člana pojavljuje signal koji upravlja pojačalom 9, a on je tako izveden da njegova izlazna struja preko modulatora 8 u postolju praktički uspostavlja ravnotežu između obje grane. Ako su modulatorima karakteristike ujednačene, a obje grane jednako ugođene, bit će struja i_2 kroz modulator 8 i teret 10 u svakom trenutku jednaka struji i_1 jer se osjetljivim pojačalom 9 može postići neznatno regulacijsko odstupanje. Time je omogućeno da se mjereći struju i_2 na potencijalu zemlje odredi vrijednost primarne struje i_1 na visokom potencijalu.



Sl. 7.8. Mikrovalni strujni transformator

1 mikrovalni generator, 2, 5 i 7 dielektrični mikrovalni vodiči, 3 T-razdjelnik, 4 i 8 modulatori bez aktivnih dijelova, 6 usporedni član, 9 elektroničko pojačalo, 10 teret

Slično kao i u magnetsko-optičkih strujnih transformatora, ni ovdje nije potreban pomoćni napon na visokom potencijalu. Modulacija se npr. može postići tako da mikrovalovi prolaze kroz feritnu jezgru oko koje je omotan svitak protjecan strujom. Tad u feritnoj jezgri nastaje fazni pomak mikrovalova koji ovisi o jakosti polja u jezgri, odnosno o veličini struje u svitku, što omogućuje faznu modulaciju mikrovalova pomoću samo pasivnih elemenata. Ovim rješenjem postiže se točnost i nazivna snaga podjednaka onoj u današnjim induktivnim strujnim transformatorima.

8. MJERENJE POGREŠAKA MJERNIH TRANSFORMATORA

Pri mjerenju prijenosnih i faznih pogrešaka mjernih transformatora valja odrediti omjer i fazni pomak između njihove primarne i sekundarne struje ili napona, s točnošću koja je barem za red veličine bolja od one u mjerenoj transformatoru. Stoga se njihove pogreške ne mogu izmjeriti zadovoljavajuće točno ako se pokaznim instrumentima mjeri njihova primarna i sekundarna struja ili napon, jer mjerni instrumenti ne nadmašuju u točnosti mjerne transformatore. Osim toga, tako ne bismo mogli naći faznu pogrešku ispitivanog transformatora, a posebno bi bilo teško mjeriti pogreške transformatora za velike primarne struje ili napone. To je bio razlog da je od početka ovog stoljeća do danas razvijeno mnoštvo posebnih mjernih uređaja i metoda. Pri tome neke od njih omogućuju da se vrlo sigurno utvrde pogreške čak i etalonskih mjernih transformatora.

Već je 1909. godine E. Orlich razradio postupak mjerenja prijenosnih i faznih pogrešaka mjernih transformatora pomoću kvadrantnog elektrometra (lit. 8.1). Pet godina nakon toga H. Schering i E. Alberti u PTR-u (Physikalisch Technische Reichsanstalt kraj Berlina) uveli su kompenzacijsku metodu kojom se omjer i fazni pomak između primarne i sekundarne struje ili napona točno ustanovljuje uspoređujući padove napona na etalonskim otpornicima u primarnom i sekundarnom krugu. Ta se metoda u raznim varijantama i danas često primjenjuje. Godine 1917. je u NBS-u (National Bureau of Standards, Washington) F. B. Silsbee uveo diferencijsku metodu u kojoj se pogreške mjerenoj strujnog transformatora određuju iz razlike sekundarnih struja mjerenoj i etalonskog transformatora jednakoga prijenosnog omjera. Tu je metodu 1933. godine poboljšao W. Hohle i ujedno primijenio na naponske transformatore (lit. 8.3). S vremenom su razvijene metode i uređaji koji izravno pokazuju prijenosne i fazne pogreške mjernih transformatora, a zatim manje ili više automatizirani uređaji koji crtaju ili tiskaju rezultate mjerenja.

8.1. KOMPENZACIJSKE METODE

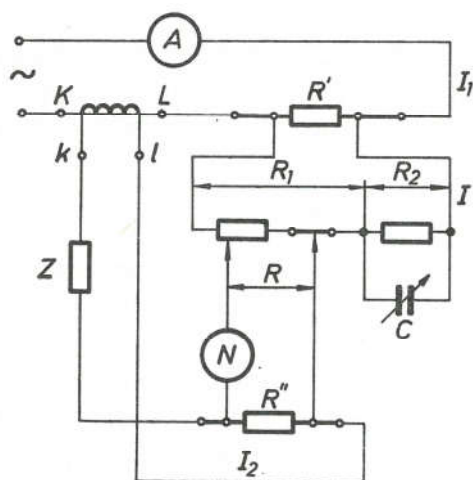
Na sl. 8.1. prikazano je *mjerenje pogrešaka strujnih transformatora prema Scheringu i Albertiju*. Primarna struja I_1 teče primarnim namotom ispitivanog transformatora, preciznim otpornikom otpora R' i kontrolnim instrumentom A, a sekundarna struja I_2 , dobivena iz ispitivanoga strujnog transformatora, prolazi kroz priključeni teret Z i precizni otpornik otpora R'' . Otpore R' i R'' treba tako odabrati da je pad napona $I_1 R'$ veći od pada napona $I_2 R''$. Paralelno otporu R' nalazi se grana koju čini otpor R_1 i paralelna kombinacija otpora R_2 i kapaciteta C .

Kroz nulinstrument N neće teći struja kad pad napona $I_2 R''$ na otporu R'' bude jednak padu napona $I R$ na dijelu R otpora R_1 :

$$I_2 R'' = I R \quad (8.1)$$

Budući da mjerenjem želimo odrediti omjer između struja I_1 i I_2 , potrebno je u izrazu (8.1) struju I prikazati pomoću struje I_1 , a to je moguće na osnovi jednakosti padova napona koje te struje izazivaju:

$$I [R_1 + R_2/(1 + R_2 C\omega j)] = I_1 \frac{R' [R_1 + R_2/(1 + R_2 C\omega j)]}{R' + R_1 + R_2/(1 + R_2 C\omega j)} \quad (8.2)$$



Sl. 8.1. Kompenzacijska metoda kojom se mjere pogreške strujnih transformatora prema Scheringu i Albertiju

ili:

$$I = \frac{I_1 R'}{R' + R_1 + R_2/(1 + R_2 C\omega j)} \quad (8.3)$$

Iz izraza (8.1) i (8.3) dobiva se nakon sređivanja omjer struja I_1 i I_2 i njihov fazni pomak δ :

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{R''}{R R'} \frac{(R' + R_1 + R_2) + R_2^2 (R' + R_1)^2 C^2 \omega^2}{1 + R_2^2 C^2 \omega^2} \sqrt{1 + \tan^2 \delta} \quad (8.4)$$

$$\tan \delta = \frac{R_2^2 C \omega}{R' + R_1 + R_2 + R_2^2 (R' + R_1) C^2 \omega^2} \quad (8.5)$$

Redovno je $R' + R_1 + R_2 \gg R_2^2 (R' + R_1) C^2 \omega^2$ pa približna vrijednost faznog pomaka, koju ćemo označiti sa $\tan \delta_p$, iznosi:

$$\tan \delta_p = \frac{R_2^2 C \omega}{R' + R_1 + R_2} \quad (8.6)$$

Koliko $\operatorname{tg} \delta_p$ odstupa od $\operatorname{tg} \delta$, lako je uvidjeti ako izraz (8.6) uvrstimo u (8.5). Tad nakon uređivanja dobivamo:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\operatorname{tg} \delta_p}{1 + \frac{(R' + R_1 + R_2)(R' + R_1)}{R_2^2} \operatorname{tg}^2 \delta_p} \quad (8.7)$$

Otpor R' redovno je mnogo manji od otpora R_1 i R_2 , pa odaberemo li još npr. $R_1 = R_2$, nazivnik će izraza (8.7) biti jednostavan izraz: $1 + 2\operatorname{tg}^2 \delta_p$. Za fazni pomak od pet minuta, koliko je granica fazne pogreške pri nazivnoj struji strujnom transformatoru klase točnosti 0,1, $\operatorname{tg}^2 \delta_p$ iznosi samo $2,1 \cdot 10^{-6}$. Za fazni pomak od 120 minuta, a to je najveća granica fazne pogreške koju navode propisi, bit će: $\operatorname{tg}^2 \delta_p = 1,2 \cdot 10^{-3}$. Vidimo, dakle, da je nazivnik izraza (8.7) praktički jednak jedinici ($1 + 2\operatorname{tg}^2 \delta_p \approx 1$) i da se $\operatorname{tg} \delta_p$ vrlo malo razlikuje od $\operatorname{tg} \delta$, pa se u praksi redovno uzima jednostavniji izraz (8.6).

Slično tome može se pojednostavniti i izračunavanje omjera I_1/I_2 . Iz izraza (8.4) i (8.6) bit će nakon dopustivih zanemarenja:

$$\frac{I_1}{I_2} \approx \frac{R''(R' + R_1 + R_2)}{R R'} \left[1 - \frac{(2R_1 + R_2)}{2R_2} \operatorname{tg}^2 \delta_p \right] \quad (8.8)$$

Ustanovili smo da je $\operatorname{tg}^2 \delta_p$ redovno vrlo malen, pa se dobiveni izraz može još dalje pojednostavniti:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{R''(R' + R_1 + R_2)}{R R'} \quad (8.9)$$

Zapaža se da je iz poznatih vrijednosti otpora R' , R'' , R , R_1 i R_2 moguće naći omjer struja I_1 i I_2 , a time i strujnu pogrešku ispitivanoga strujnog transformatora. Otpori upotrijebljenih otpornika moraju pri tome biti vrlo točno poznati, npr. u granicama $\pm 0,02\%$, ili još bolje. Obično se vrijednosti navedenih otpora tako odabiru da se pogreška može nakon uravnoteživanja izravno očitati na skali klizne žice.

Da bi se postigla zadovoljavajuća osjetljivost, primarna struja ispitivanog transformatora mora proizvesti dovoljno velik pad napona na otporu R' , npr. 0,1 V pri nazivnoj primarnoj struji. Stoga se za otpor R' uzimaju različite vrijednosti, ovisno o nazivnoj primarnoj struji ispitivanog transformatora. Gubici $I_1^2 R'$ rastu s kvadratom primarne struje pa otpornik otpora R' treba prikladno dimenzionirati. Često se mora upotrijebiti i vodeno hlađenje kako bi se smanjilo zagrijavanje tog otpornika, a time i promjena njegova otpora.

Ako struja I_2 nije potpuno u fazi sa strujom I_1 , tj. ima li ispitivani strujni transformator neku određenu faznu pogrešku δ , tada, da bi se postigla ravnoteža, struju I kroz otpor R valja fazno zakrenuti za kut δ . To se postiže ugađajući kapacitet C , a fazna pogreška se izračunava pomoću izraza (8.6).

Pri negativnim faznim pogreškama ispitivanog transformatora kapacitet C se spaja paralelno otporu R_1 . Tad se fazna pogreška nađe prema izrazu:

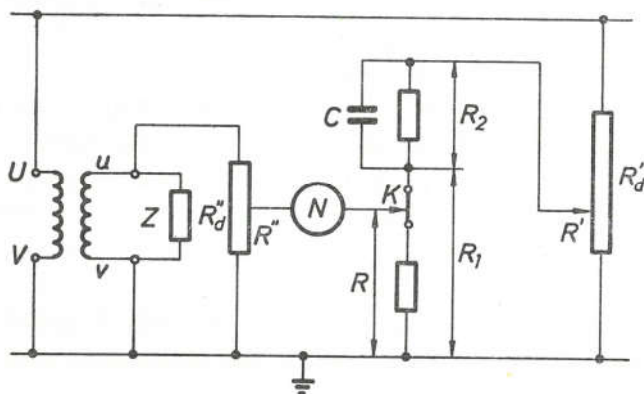
$$\operatorname{tg} \delta_p = - \frac{R_1(R' + R_2)}{R' + R_1 + R_2} C \omega \quad (8.10)$$

Na sl. 8.2. predloženo je mjerenje pogrešaka naponskih mjernih transformatora prema Scheringu i Albertiju. Primarni namot ispitivanog transformatora i visokonaponsko djelilo napona R'_d paralelno su priključeni na izvor izmjeničnog napona. Na sekundarni namot ispitivanog transformatora pripojeni su teret Z i djelilo napona R_d'' , koje sekundarni napon transformatora smanjuje na prikladan iznos. Paralelno jednom malom dijelu R' djelila napona R_d' priključena je kombinacija otpora R_1 i R_2 te kapaciteta C . Pomičući kliznik K na kliznoj žici izjednačit ćemo po veličini padove napona na otporima R i R'' , a ugađanjem kapaciteta C izjednače se njihovi fazni pomaci, pa će tad nulinstrument N pokazati nulu. Iz točno poznatih vrijednosti otpora R' , R'' , R_1 , R_2 , R_d' i R_d'' , te kapaciteta C , izračuna se naponska i fazna pogreška ispitivanog transformatora. Spomenuti otpori moraju biti točno poznati, npr. u granicama $\pm 0,02\%$, ili još bolje.

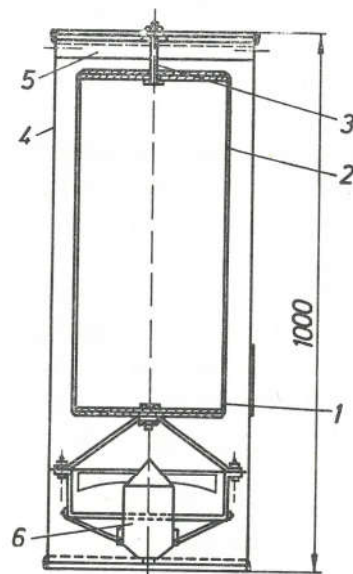
Posebne teškoće zadaje izvedba djelila napona R_d' , pogotovo ispituju li se transformatori s visokim primarnim naponom. To se djelilo ne smije uzeti pretjerano velikog otpora zbog njegovih kapacitivnih struja prema zemlji, koje uzrokuju faznu pogrešku. Posljedica su toga znatni gubici u djelilu, zbog čega se moraju povećati njegove dimenzije i pojačati hlađenje. Na sl. 8.3. jedno je takvo djelilo ukupnog otpora od $1\text{ M}\Omega$. Za donjonaponski i gornjonaponski dio djelila (1 i 2) upotrijebljena je manganinska žica jednaka promjera, namotana na cilindar od tvrdog papira. Namot je raspodijeljen u velik broj sekcija sa suprotnim smjerom namatanja, što djelilu smanjuje induktivitet. Cilindar je s namotom u metalnome, uzemljenom kućištu 4, koje ujedno služi za njegovo elektrostatsko oklapanje. Na dnu kućišta smješten je motor s ventilatorom, koji snažno hladi namot. Pri naponu od 10 kV i struji od 10 mA poveća se nakon 15 minuta otpor djelila za $+0,005\%$. Ako je napon od 15 kV i struja od 15 mA , poraste otpor za $+0,009\%$, a uz napon od 20 kV povećanje iznosi opet $+0,005\%$ zbog parabolične karakteristike upotrijebljene manganinske žice. No promjene omjera otpora gornjonaponskog i donjonaponskog

Sl. 8.3. Omsko djelilo napona

1 namot visokonaponskog otpornika namotan na tijelo od tvrdog papira, 2 namot donjonaponskog otpornika, 3 visokonaponski priključak, 4 zaštitno metalno kućište, 5 izolacijske motke, 6 motor s ventilatorom za hlađenje otpornika



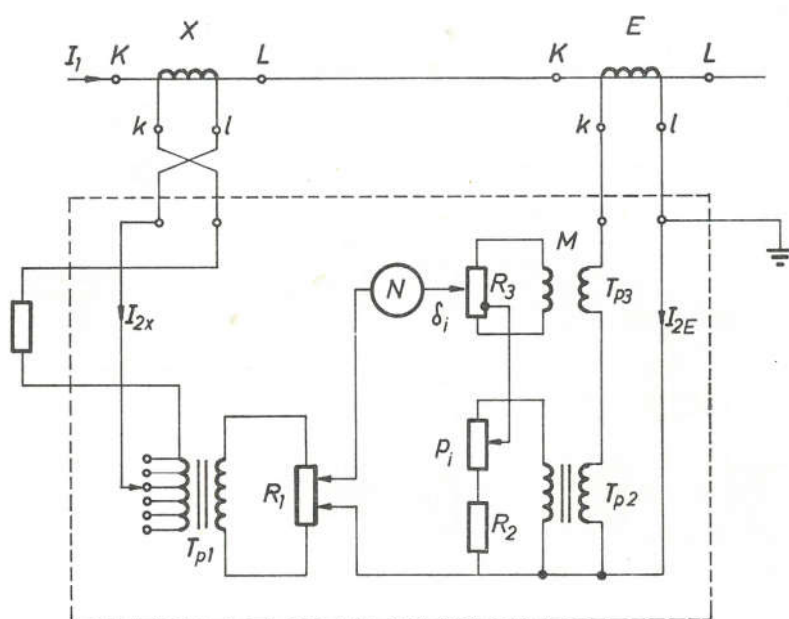
Sl. 8.2. Kompenzacijska metoda za mjerenje pogrešaka naponskih transformatora prema Scheringu i Albertiju



dijela znatno su manje jer su oba dijela namotana žicom jednakog promjera i jednakih temperaturnih karakteristika, pa ih struja djelila podjednako grije. Stoga promjene omjera otpora za struje od 0 do 20 mA nisu veće od 0,002‰.

Teškoće se u izradi ovakvih omskih djelila naglo povećavaju s porastom primarnog napona. Tako omsko djelilo u PTB-u (Physikalisch-Technische Bundesanstalt) od 1 M Ω za napon do 75 kV ima više od 300 otpornika namotanih manganinskom žicom promjera od 0,2 mm na porculanske cijevi duge 50 cm i s promjerom od 4 cm (lit. 8.20). Otpornici su smješteni u dva stupa koji stoje jedan pored drugoga i intenzivno su hlađeni ventilatorom. Promjene omjera otpora s temperaturom vrlo su male pa se ovim djelilom postiže mjerna nesigurnost bolja od $\pm 0,003\%$.

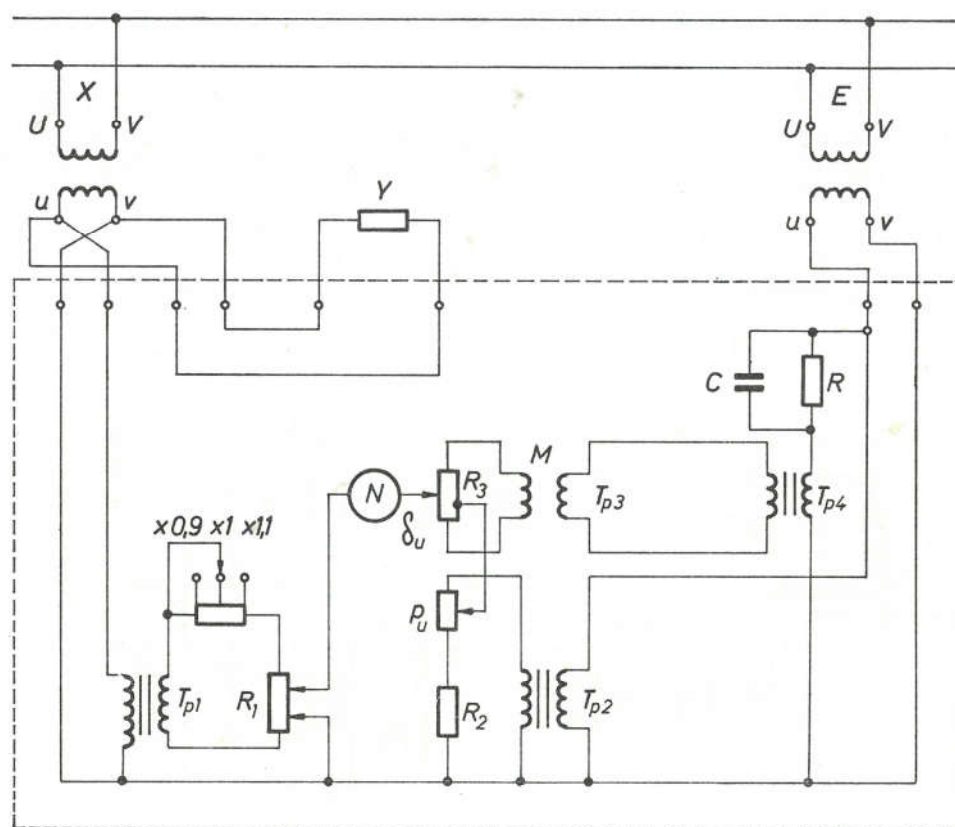
Prikladnije rješenje dobiva se ako se upotrijebe etalonski strujni, odnosno naponski transformatori vrlo malih prijenosnih i faznih pogrešaka. Tad se pri mjerenju pogrešaka strujnih transformatora otpornik otpora R' iz sl. 8.1. priključuje na sekundarni namot etalonskoga strujnog transformatora pa su gubici u njemu bitno manji. Kad se mjere pogreške naponskih transformatora, priključuje se djelilo R_d' iz sl. 8.2. na sekundarni namot naponskoga etalonskog transformatora, te je napon na tom djelilu npr. samo 100 V. Također je izvedbeno jednostavnije ostvariti fazno zakretanje struje, odnosno napona, pomoću međutransformatora mjesto kondenzatora promjenljiva kapaciteta, kao što je to kod kompenzatora prema A. Kelleru (lit. 8.7. i 8.8).



Sl. 8.4. Kompenzator kojim se mjere pogreške strujnih transformatora prema A. Kelleru

Na sl. 8.4. prikazan je kompenzator za mjerenje pogrešaka strujnih transformatora prema A. Kelleru. Primarna struja I_1 teče primarnim namotima ispitivanog transformatora X i etalonskog transformatora E. Na sekundarni namot ispitivanog transformatora priključen je teret Z i pomoćni, vrlo točni strujni transformator s odvojcima T_{p1} . Sekundarna struja pomoćnog transformatora teče kroz otpor R_1 pa je napon na njemu razmjern sekundarnoj struji I_{2X} ispitivanog transformatora i s njom je u fazi. Na sekundarni namot

etalonskog transformatora priključena su dva pomoćna transformatora, T_{p2} i T_{p3} . Transformator T_{p2} vrlo je točan strujni transformator pa je napon na otporu R_2 , u sekundarnom krugu tog transformatora, razmjeran sekundarnoj struji I_{2E} etalonskog transformatora i s njom je u fazi. Transformator T_{p3} , stalnog međuinuktiviteta M , radi praktički u praznom hodu. Stoga je napon na njegovim sekundarnim stezaljkama, odnosno na velikom otporu R_3 , fazno pomaknut prema struji I_{2E} za 90° i služi za kompenzaciju fazne pogreške ispitivanog transformatora. Ravnoteža se ugađa pomičući kliznik na potencio-
metrima za prijenosnu (p_i) i faznu pogrešku (δ_i). Pogreške se mogu izravno očitati na skalama tih potencijometara. Nije potrebno da ispitivani i etalonski transformator imaju jednak omjer prijenosa jer pomoćni transformator T_{p1} ima odvojke za nazivne sekundarne struje ispitivanog transformatora od 1, 5 i 10 A, a i otpor R_1 može se mijenjati u širokim granicama. Pogreške pomoćnih transformatora T_{p1} i T_{p2} , te otpora R_1 i R_2 izravno utječu na pogrešku mjerenja, pa moraju biti vrlo male, npr. $\pm 0,02\%$, ili još manje.



Sl. 8.5. Kompenzator za mjerenje pogrešaka naponskih transformatora prema A. Kelleru

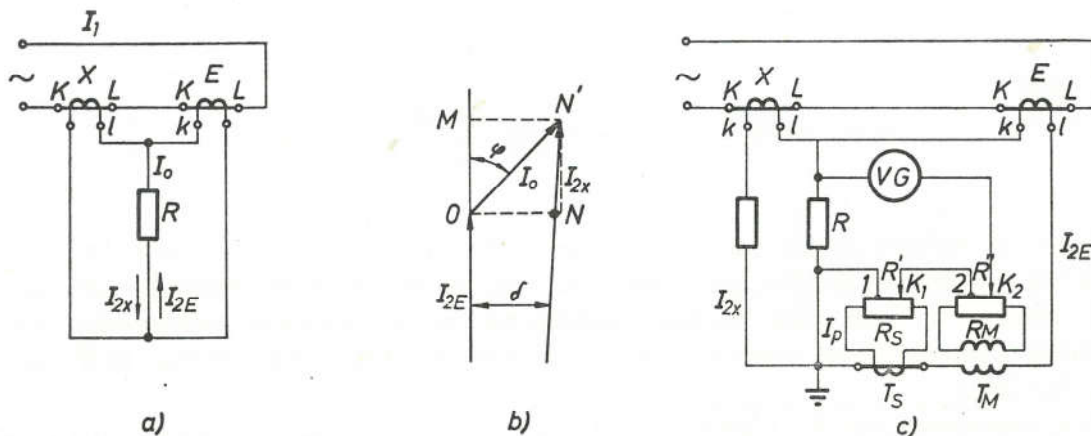
U kompenzatoru za mjerenje pogrešaka naponskih transformatora prema A. Kelleru transformatori T_{p1} i T_{p2} smanjuju sekundarni napon mjerenog i etalonskog transformatora 100 puta, npr. od 100 V na 1 V (sl. 8.5). Tako smanjen napon privodi se otporima R_1 i R_2 , koji se upotrebljavaju i u već opisanom spoju za mjerenje pogrešaka strujnih transformatora, gdje je izloženo njihovo djelovanje. Transformator T_{p3} napaja se tu preko strujnog transformatora T_{p4} priključena na sekundarni napon etalonskog transformatora preko predotpora R . Pomoću tog predotpora i kondenzatora kapaciteta C dobiva

transformator T_{p3} struju koja je u fazi sa sekundarnim naponom etalonskog transformatora. Zato je napon na otporu R_3 , slično kao i u kompenzatora za strujne transformatore, fazno pomaknut za 90° prema naponu na otporu R_2 , i kompenzira faznu pogrešku ispitivanog transformatora.

Mjerna područja ovog kompenzatora, u izvedbi poduzeća »Siemens«, za strujne i naponske pogreške jesu: $\pm 0,2\%$, $\pm 2\%$ i $\pm 10\%$, a za fazne pogreške: od $-4'$ do $+12'$, od $-40'$ do $+120'$ i od $-200'$ do $+400'$.

8.2. DIFERENCIJSKE METODE

Kad se strujni transformatori mjere diferencijskom metodom, teče struja I_1 kroz serijski spojene primarne namote ispitivanoga strujnog transformatora X i etalonskoga strujnog transformatora E jednakoga nazivnog prijenosnog omjera (sl. 8.6.a). Sekundarni namoti također su spojeni u seriju, pa će kroz neznatni djelatni otpor R u dijagonali teći razlika I_0 sekundarnih struja I_{2X} i I_{2E} ispitivanog i etalonskog transformatora. Budući da je pogreška etalonskog transformatora neznatna, struja I_0 zapravo je ukupna apsolutna pogreška ispitivanog transformatora (sl. 8.6.b). Komponenta $\overline{OM}$ struje I_0 , koja je u fazi sa strujom I_{2E} , praktički je zbog malog kuta δ jednaka razlici struja I_{2X} i I_{2E} , pa mjerenom transformatoru strujna pogreška vrlo približno iznosi: $p_i = 100 \overline{OM}/I_{2E}\%$. Fazna pogreška može se odrediti iz komponente $\overline{MN'}$ struje



Sl. 8.6. Hohleova metoda za mjerenje pogrešaka strujnih transformatora

I_0 , koja se neznatno razlikuje od $\overline{ON}$, te vrijedi: $\delta = \arctg \overline{MN'}/I_{2E}$. Pad napona što ga uzrokuje struja I_0 na otporu R kompenzira se dvama međusobno okomitim naponima, od kojih je jedan u fazi sa strujom I_{2E} . Ti se naponi dobivaju uz pomoć strujnog transformatora T_S i transformatora T_M stalnog međuinduktiviteta M (sl. 8.6.c). Sekundarna struja I_p transformatora T_S proporcionalna je njegovoj primarnoj struji i s njom je u fazi ($I_p = n I_{2E}$), pa ta struja izaziva u otporu R_s pad napona koji je u fazi sa strujom I_{2E} . Trans-

formator T_M praktički radi u praznom hodu jer mu je na sekundarnu stranu priključen vrlo velik otpor R_M . Zato je napon na tom otporu fazno pomaknut prema struji I_{2E} praktički za 90° . Kad se pomičući kliznike K_1 i K_2 postigne da nulinstrument VG nema otklona, izjednačen je pad napona na otporu R s padovima napona na otporima R' i R'' (R' je otpor između kliznika K_1 i spojišta 1, a R'' između kliznika K_2 i spojišta 2), odnosno:

$$n I_{2E} R' + j I_{2E} M \omega \frac{R'}{R_M} = I_0 R \quad (8.11)$$

Struju I_0 možemo rastaviti na komponente $\overline{OM} = I_0 \cos \alpha$ i $\overline{MN'} = I_0 \sin \alpha$, od kojih je prva u fazi sa strujom I_{2E} :

$$n I_{2E} R' + j I_{2E} M \omega \frac{R'}{R_M} = I_0 R \cos \alpha + j I_0 R \sin \alpha$$

ili:

$$n I_{2E} R' = I_0 R \cos \alpha \quad \text{ i } \quad I_{2E} M \omega \frac{R'}{R_M} = I_0 R \sin \alpha \quad (8.12)$$

Iz izraza (8.12) možemo odrediti strujnu i faznu pogrešku ispitivanog transformatora:

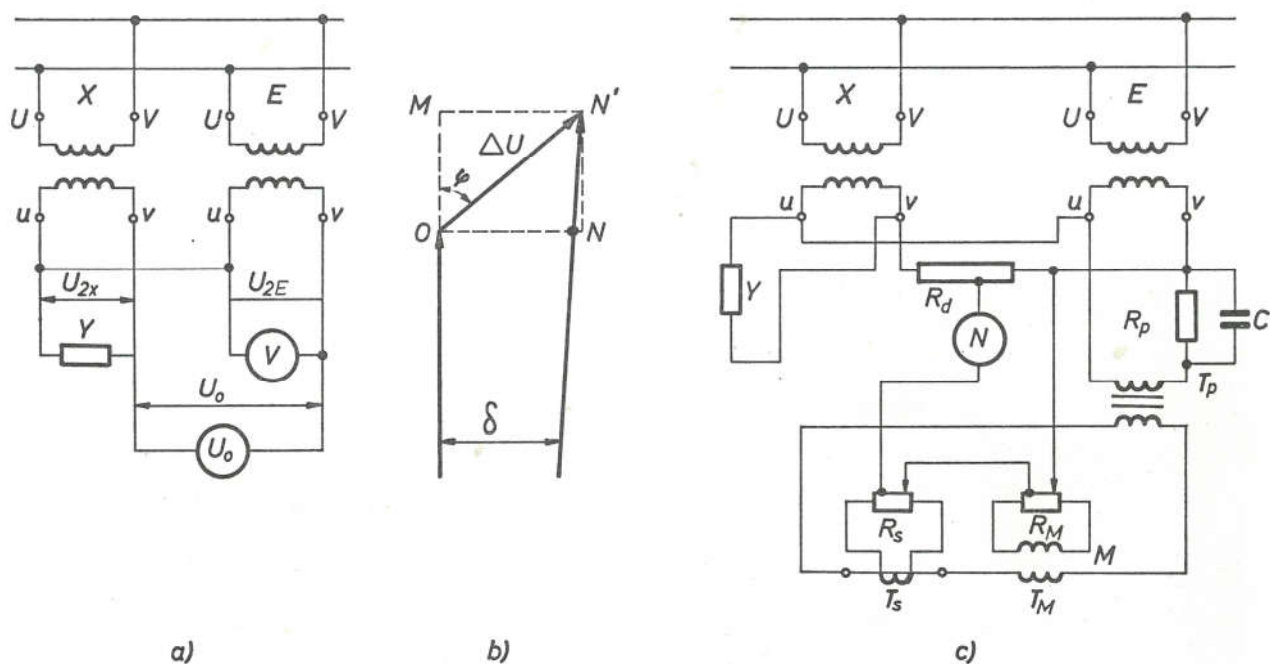
$$p_i = \frac{I_0 \cos \alpha}{I_{2E}} 100 = \frac{n R'}{R} 100 \quad (8.13)$$

$$\delta_i \approx 3438 \frac{I_0 \sin \alpha}{I_{2E}} = 3438 \frac{R'' M \omega}{R R_M} [\text{min}] \quad (8.14)$$

Prednost je diferencijske metode u tome što se izravno mjeri strujna pogreška, a ne prijenosni omjer, pa otpori R' i R , te omjer n ne moraju biti sasvim točni. Međutim, kod ove metode zahtijeva se da nazivni prijenosni omjeri mjerenog i etalonskog transformatora budu jednaki, čega nema kod metode po A. Kelleru.

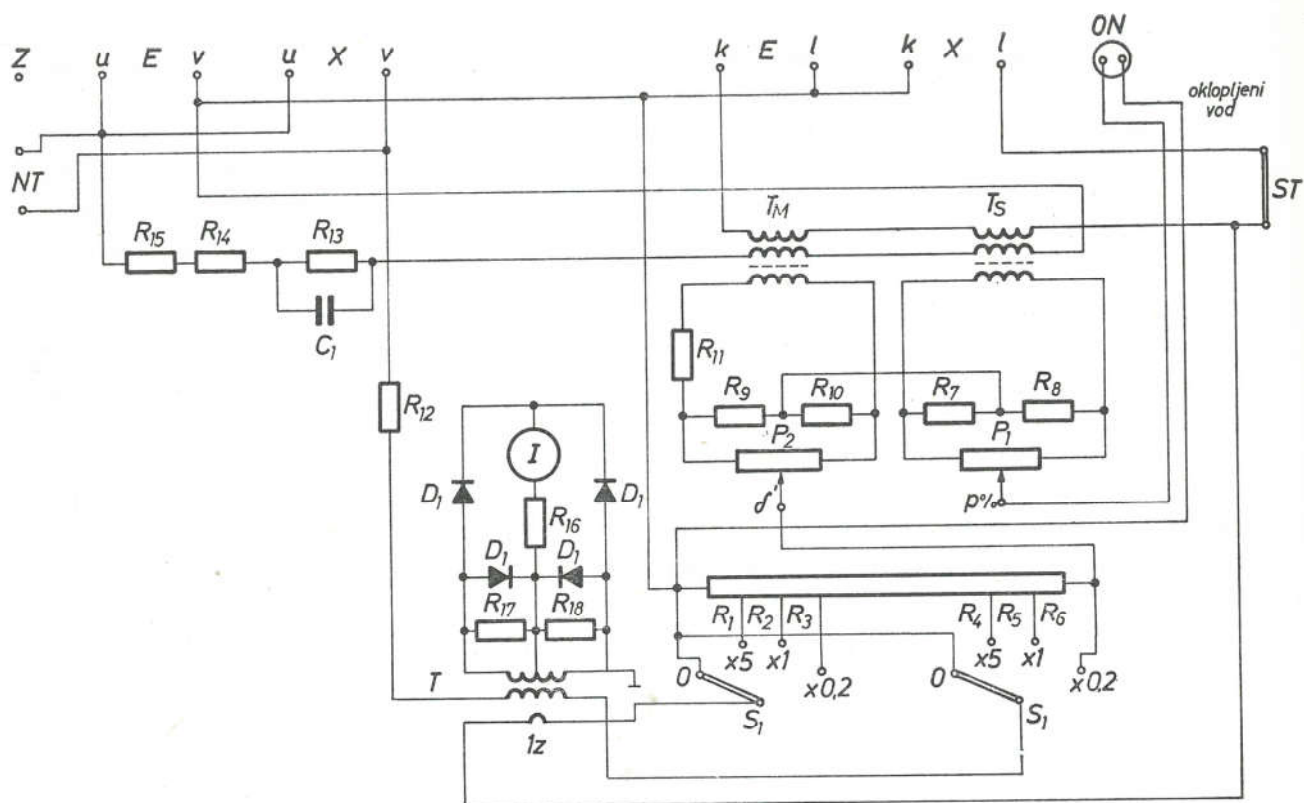
Napomenimo još da otpor R u dijagonali kompenzatora mora biti neznan jer u njemu zbog struje I_0 nastaje pad napona $I_0 R$, pa se za toliko sekundarni napon mjerenog transformatora povećava, a etalonskoga smanjuje. Jednak porast sekundarnog napona mjerenog transformatora dobili bismo kad bismo povećali njegov teret Z za $R I_0'' / I_{2X}$, gdje je I_0'' / I_{2X} ukupna relativna pogreška mjerenog transformatora. To znači da npr. za $R = 1 \Omega$ i $I_0'' / I_{2X} = 0,01$ dobivamo iz njihova umnoška $0,01 \Omega$, pa dijagonala predodređuje u ovom primjeru dodatni teret od $0,25 \text{ VA}$ ako je transformatoru nazivna sekundarna struja 5 A . Napomenimo da je fazni pomak toga dodatnog tereta jednak faznom pomaku struje I_0 , te je zbog toga od slučaja do slučaja različit. Zato je ukupni teret mjerenog i etalonskog transformatora teže odrediti, pa je uistinu najprikladnije da otpor dijagonale bude neznan.

Mjere li se naponski transformatori diferencijskom metodom, na naponski se izvor paralelno spajaju primarni namoti ispitivanog transformatora X i etalonskog transformatora E jednakoga prijenosnog omjera. Sekundarne stezaljke u obaju transformatora kratko su spojene pa se među njihovim stezaljkama v dobiva naponska razlika ΔU zbog naponske i fazne pogreške mjerenog transformatora (sl. 8.7.a). Komponente $\overline{OM}$ i $\overline{ON'}$ naponske razlike ΔU (sl. 8.7.b) praktički su razmjerne naponskoj, odnosno faznoj pogrešci mjerenog transformatora i nađu se slično kao i u kompenzatoru za strujne transformatore (sl. 8.7.c). Dapače, redovno se upotrebljavaju isti transformatori T_S i T_M te potencijometri R_S i R_M za mjerenje strujnih i naponskih transformatora, s time da se napon ΔU smanjuje pomoću djelila R_d , a transformatori T_S i T_M se napajaju preko pomoćnoga strujnog transformatora T_P . Ovaj je preko otpora R_p spojen na sekundarni napon etalonskog transformatora. Paralelno otporu R_p pripojen je kapacitet C s kojim se postiže da struja kroz transformator T_P , a time i primarna struja transformatorâ T_S i T_M , bude u fazi s naponom etalonskog transformatora.

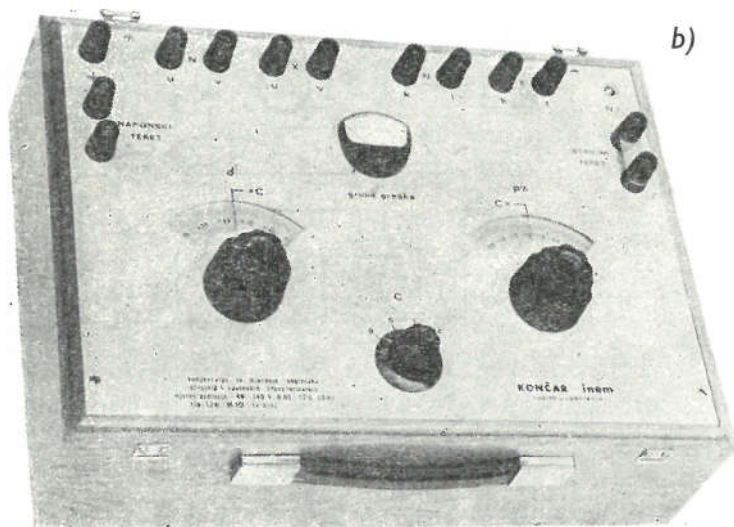


Sl. 8.7. Hohleova metoda kojom se mjere pogreške naponskih transformatora

Poboljšanu izvedbu kompenzatora za mjerenje pogrešaka strujnih i naponskih transformatora na osnovi diferencijske metode prikazuje sl. 8.8. Pri tome se etalonski strujni transformator priključuje na stezaljke $E-k$ i $E-l$, a ispitivani transformator na stezaljke $X-k$ i $X-l$. Razlika između sekundarnih struja ispitivanog i etalonskog transformatora teče preko otpora R_1 , R_2 i R_3 , ovisno o položaju preklopke S_1 , kojom se bira mjerno područje. Pad napona na tim otporima kompenzira se padovima napona na potencijometrima P_1 i P_2 . Potencijometar P_1 priključen je na sekundarni namot strujnog transformatora T_S , pa mu je napon proporcionalan sekundarnoj struji etalon-



a)



b)

Sl. 8.8. Kompenzator za mjerenje pogrešaka strujnih i naponskih transformatora (»R. Končar«) — područja strujnih i naponskih pogrešaka: 0,3, 1,5 i 7,5% sa skalom od 150 d. sk.; područja faznih pogrešaka: od $-5'$, do $+15'$, od $-25'$ do $+75'$ i od -125 do $+375'$ sa skalom od ukupno 200 d. sk.: a) shema; b) vanjski izgled

skog transformatora i s njom je u fazi. Napon na potenciometru P_2 također je proporcionalan sekundarnoj struji etalonskog transformatora, ali je fazno zakrenut za 90° zbog djelovanja transformatora T_M , koji radi u režimu praznog hoda. Na taj način, u ravnoteži, potenciometar P_1 pokazuje strujnu pogrešku, a potenciometar P_2 faznu pogrešku ispitivanog transformatora. Ravnoteža se ustanovljava osciloskopskim nulindikatorom kojemu je najveća osjetljivost $1 \text{ cm}/\mu\text{V}$. Transformatori T_S i T_M te otpori R_7 , R_8 , R_9 , R_{10} i R_{11} tako

su dimenzionirani da uređaj pouzdano mjeri pogreške pri sekundarnim strujama ispitivanog transformatora od 50 mA do 10 A. Etalonski strujni transformator vrlo je slabo opterećen jer se njegov strujni krug zatvara preko otpora uređaja koji iznosi samo $0,002 \Omega$ ($\cos \varphi = 0,95$) ako su pogreške ispitivanog transformatora jednake nuli. Kad strujni transformator ima određenu strujnu i faznu pogrešku, etalonski se transformator dodatno opterećuje zbog pada napona na otporima R_1 , R_2 i R_3 , no i to je opterećenje sasvim neznatno. Ispitivani je strujni transformator opterećen otporom uređaja koji je manji od $0,001 \Omega$ ako su njegove pogreške jednake nuli. Dodatno opterećenje koje nastaje zbog pogrešaka ispitivanog transformatora jednako je onome etalonskog transformatora, samo što je suprotnog predznaka.

Transformator T i instrument I s ispravljačima D_1 služe za provjeru ispravnosti spoja i otkrivanja eventualne grube pogreške ispitivanog transformatora još dok je preklopka S_1 u položaju 0.

Kad se ispituju naponski mjerni transformatori, priključuje se etalonski transformator na stezaljke E-u i E-v, a ispitivani na stezaljke X-u i X-v. Stezaljke u obaju transformatora skupa su spojene pa među stezaljkama v djeluje razlika njihovih napona. Između stezaljki v priključena je serijska kombinacija otpora R_{12} i R_4 (odnosno R_5 ili R_6 , ovisno o položaju preklopke S_1 , kojom se bira mjerno područje). Pad napona na otporu R_4 (R_5 ili R_6) kompenzira se i ovdje naponima na potenciometrima P_1 i P_2 . Primarne strane transformatora T_S i T_M priključene su preko otpora R_{13} , R_{14} i R_{15} na sekundarni napon etalonskog transformatora i kroz njih teče struja koja je razmjerna naponu etalonskog transformatora i s njim je u fazi. Mala fazna odstupanja uklanjaju se kondenzatorom kapaciteta C_1 . Stoga i ovdje, slično kao i pri mjerenju strujnih transformatora, potenciometar P_1 u ravnoteži pokazuje naponsku pogrešku, a potenciometar P_2 faznu pogrešku ispitivanog transformatora.

Strujni se transformatori mogu ispitivati u području sekundarnih struja od 0,05 do 10 A, a naponski transformatori u području sekundarnih napona od 40 do 140 V. Pogreške uređaja ne premašuju ni na jednome mjernom području 0,5 d. sk.

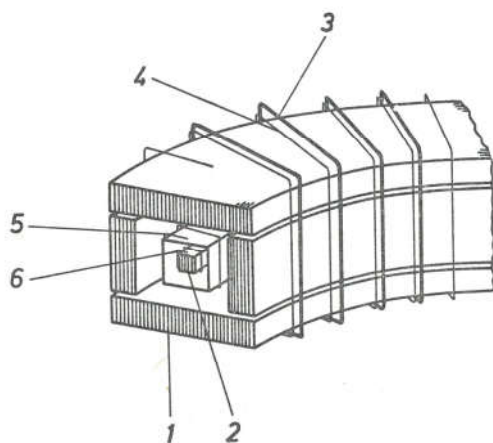
Vanjska magnetska polja do jakosti od 100 A/m neznatno utječu na pogrešku kompenzatora. To se postignulo time što je kompenzatoru površina zamki svedena na najmanju moguću mjeru, a osim toga su svi njegovi važniji elementi u magnetskom oklopu od mumetala.

8.3. STRUJNI KOMPARATORI

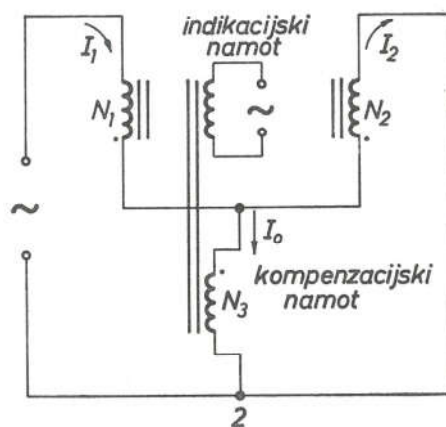
Osnovni dio strujnog komparatora je transformator s dvije jezgre, vanjskom i unutrašnjom, te s primarnim, sekundarnim, kompenzacijskim i indikacijskim namotom (sl. 8.9). Oko vanjske, prstenaste jezgre velikog presjeka, od silicijskoga željeznog lima, omotani su primarni i sekundarni namot, a oko unutrašnje jezgre od visokopermeabilnoga magnetskog materijala kompenzacijski je i indikacijski namot. Unutrašnju jezgru obuhvaćaju zavoji svih namota, pa kad u njoj nema toka, i zbog toga ni napona u indukcijskom namotu, bit će suma svih amperzavoja jednaka nuli. Pri tome u vanjskoj

jezgri može postojati magnetski tok jer nju obuhvaća samo primarni i sekundarni namot. Time je omogućen prijenos energije između tih namota, što ima veliko praktično značenje.

Djelovanje kompenzacijskog namota protumačit ćemo pomoću sl. 8.10, gdje je uzeto da je jednak broj zavoja u primarnom, sekundarnom i kompenzacijskom namotu. Kod namota spojenih kao na toj slici, teče kroz kompenzacijski namot razlika između primarne i sekundarne struje, $I_1 - I_2$, a ona je ovdje zbog jednakosti broja zavoja u namotima ujedno i struja magneti-



Sl. 8.9. Jezgre i namoti strujnog komparatora
1 vanjska jezgra, 2 unutrašnja jezgra,
3 primarni namot, 4 sekundarni namot,
5 kompenzacijski namot, 6 indikacijski namot



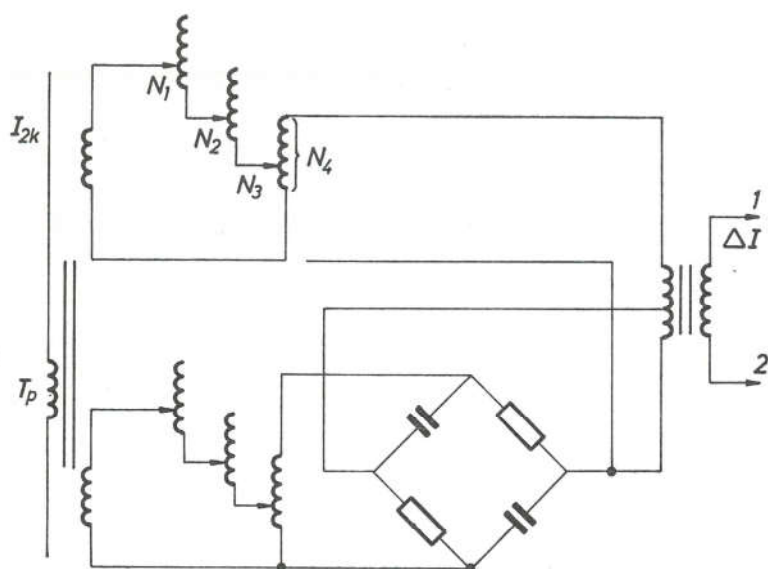
Sl. 8.10. Strujni komparator s jednakim brojem zavoja primarnog, sekundarnog i kompenzacijskog namota ($N_1 = N_2 = N_3 = N$)

ziranja transformatora ($I_0 = I_1 - I_0$). Stoga je za smjerove namatanja, naznačene na sl. 8.9, suma amperzavoja u unutrašnjoj jezgri ravna nuli ($I_1 N - I_2 N - I_0 N = 0$), pa u njoj nema magnetskog toka, u indikacijskom namotu nema napona, a u kompenzacijskom nastaje pad napona samo na njegovu vrlo malome djelatnom otporu. Takva svojstva kompenzatora omogućuju da se vrlo točno mjere pogreške strujnih transformatora prema principnoj shemi na sl. 8.11. Tu je X ispitivani strujni transformator jednakoga nazivnog omjera transformacije kao i komparator K. Njihovi primarni namoti serijski su spojeni i njima teče struja I_1 . Pretpostavimo začas da je ispitivani transformator bez pogreške tako da njegova sekundarna struja točno iznosi I_2 . Sekundarna struja komparatora I_{2k} manja je od struje I_2 za struju magnetiziranja komparatora I_{0k} , ili: $I_{0k} = I_2 - I_{2k}$, pa će zbog grananja struja u točkama 1 i 2 teći kroz kompenzacijski namot struja magnetiziranja I_{0k} . Stoga će suma amperzavoja u unutrašnjoj jezgri biti jednaka nuli ($I_1 N_1 - I_{2k} N_2 - I_{0k} N_3 = 0$) i na nulindikatu, priključenome na indikacijski namot, neće biti otklona. Umetne li se impedancija Z_a u sekundarni krug komparatora, porast će struja magnetiziranja, ali za isto toliko i struja u kompenzacijskom namotu, te opet nulindikator neće pokazati otklon. Dakle, komparator se ponaša kao strujni transformator bez pogreške koji se daje znatno opteretiti! Pri tome je napon između točaka 1 i 2 vrlo malen jer u kompenzacijskom namotu nastaje samo pad napona u njegovu djelatnom otporu, pa je ispitivani transformator neznatno dodatno opterećen. Ako ispitivani transformator nije točan, već na

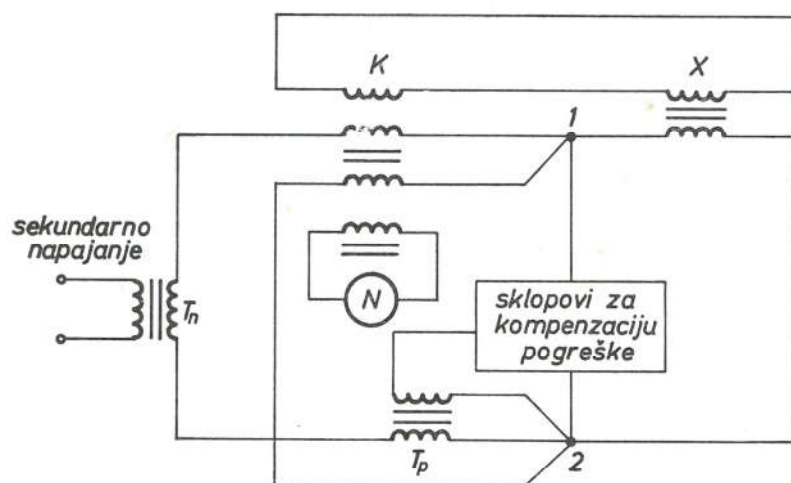
The diagram shows a transformer with a primary winding connected to an AC source I_n . The secondary side has three separate windings: one labeled K , another labeled X , and a third connected to a load impedance Z_a containing an ammeter N . A dashed box labeled "strujni izvor" (current source) is connected between terminals 1 and 2, which are points on the secondary circuit where the current changes by ΔI . Currents I_1 , I_{2k} , I_2 , and I_{ok} are indicated at various points in the circuit.

8.12. predložen je pomoćni strujni izvor kakav upotrebljava tvornica »Guildline Instruments« u Kanadi u novijim izvedbama svojih strujnih komparatora. Na njegovu je ulazu strujni transformator T_p kroz koji prolazi sekundarna struja komparatora I_{2k} . Transformator ima dva sekundarna namota u kojima su strujni transformatori. Njima se broj zavoja može dekadski mijenjati, tako da su njihove izlazne struje razmjerne struji I_{2k} i omjeru zavoja $(N_1 + N_2 + N_3)/N_4$. Jedna od tih struja još se zakreće za 90° pomoću mosta sastavljenoga od otpornika i kondenzatora, pa se cijelom sklopu izlazna struja može mijenjati po veličini i fazi. Time je omogućeno uravnoteživanje komparatora i izravno očitavanje strujne i fazne pogreške u digitalnom obliku.

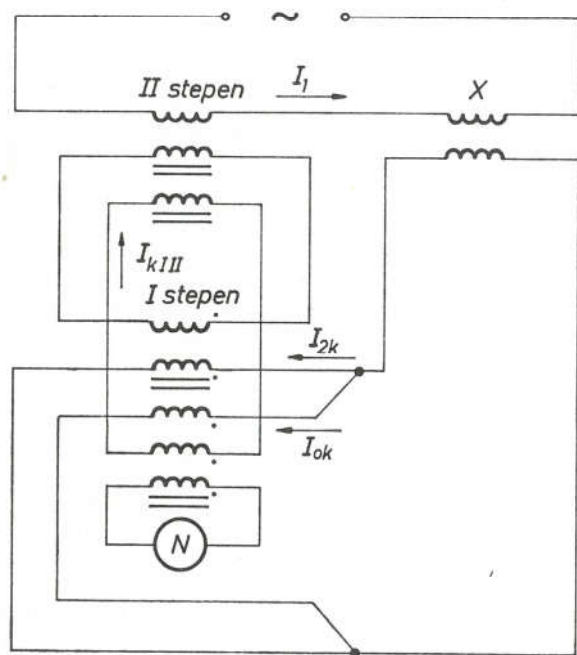
Strujni komparator s primarnim nazivnim strujama od nekoliko ampera pa do više tisuća ampera povoljnije je izvesti u dva stepena, kao na sl. 8.14,



Sl. 8.12. Pomoćni strujni izvor strujnog komparatora



Sl. 8.13. Sekundarno napajanje strujnog komparatora

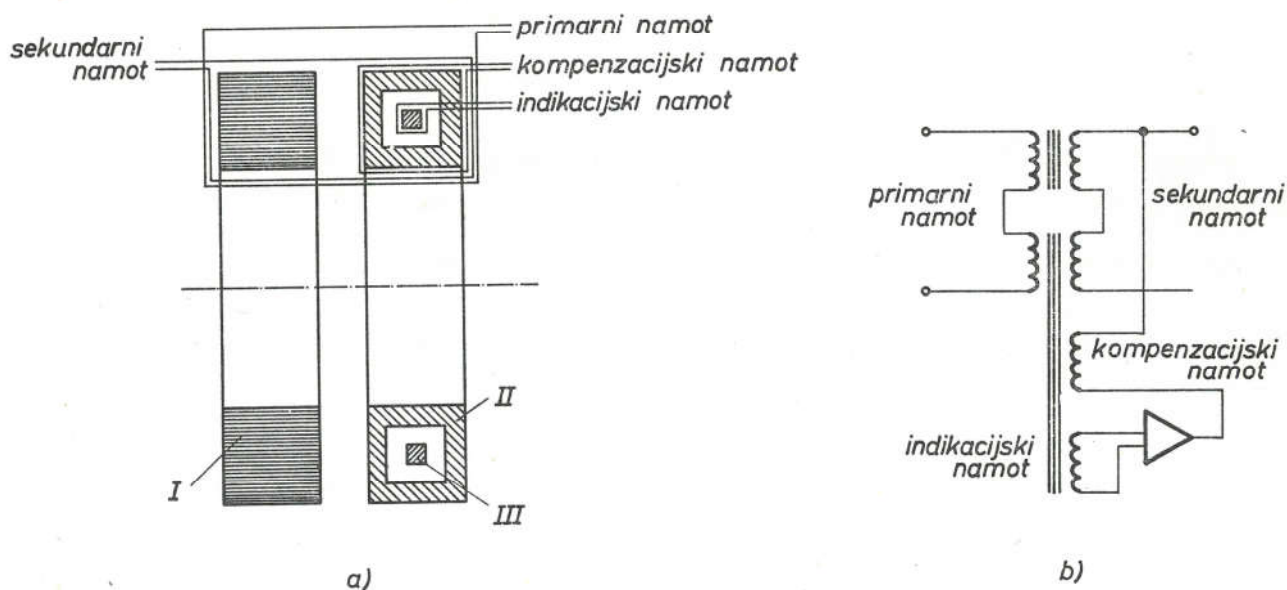


Sl. 8.14. Strujni komparator u dva stepena

gdje je ukupni omjer transformacije jednak umnošku omjera transformacije jednog i drugog stepena. Tu je prvi stepen spojen kao i onaj već prije opisani, s tom razlikom da je njegov primarni namot pripojen na sekundarni namot drugog stepena. Osim toga, on ima još jedan dodatni kompenzacijski namot jednakog broja zavoja kao i njegov primarni namot, koji je povezan s kompenzacijskim namotom drugog stepena. Kompenzacijska struja I_{kIII} što teče kroz te namote praktički sasvim nadoknađuje amperzavoje utrošene za magnetiziranje vanjske jezgre drugog stepena. Time se postiže da se cijela kombinacija ponaša gotovo kao idealan strujni transformator, bez pogreške.

Strujni komparatori omogućuju da se vrhunski točno, brzo i jednostavno mjere pogreške strujnih transformatora. Tako npr. prevozivi strujni komparator tvornice »Guildline Instruments« ima ugrađen regulirajući izvor primarne struje snage od 18 kVA, zatim sklopove za kompenzaciju pogreške s digitalnim otčitanjem, osciloskopski nulinstrument, umjetne terete itd., a na njega se izravno priključuje mjereni transformator. Prespajanjem se mogu dobiti razni omjeri transformacije, koji npr. kod izvedbe 9908 iznose: 5 / 10 / 15 / 20 / 25 / 30 / 40 / 50 / 60 / 75 / 80 / 100 / 150 / 200 / 300 / 400 / 500 / 600 / 800 / 1000 / 1200 / 1500 / 1600 / 2000 / 3000 / 4000 / 5000 / 6000 : 5 A i : 1 A. Njegova su mjerna područja za strujne pogreške od: $\pm 10\%$, $\pm 1\%$ i $\pm 0,1\%$, te za fazne pogreške od: ± 350 , ± 35 i $\pm 3,5$ min, s mogućnošću razlučivanja od 0,1, 0,01 i 0,001%, odnosno 1, 0,1 i 0,01 min. Pri tome mjerna nesigurnost u mjerenju strujnih pogrešaka iznosi $\pm (1 \text{ digit} + 0,0025\%)$, a kod faznih je $\pm (1\% \text{ od otčitanja} + 1 \text{ digit} + 0,05) \text{ min}$.

Na izloženom principu, a uz pomoć elektroničkog pojačala, izrađuju se u najnovije vrijeme strujni transformatori s vrlo malom pogreškom. Tu pojačalo daje samo snagu kojom se transformatoru magnetizira jezgra, a u spoju prikazanome u odjeljku 2.5.5. ono je davalo svu snagu potrebnu u sekundarnom krugu transformatora. Na sl. 8.15.a presjek je jezgara tog transformatora. Primarni i sekundarni namot obuhvaćaju sve jezgre, kompenzacijski drugu i treću, a indikacijski namot samo treću, koja je od visokopermeabil-



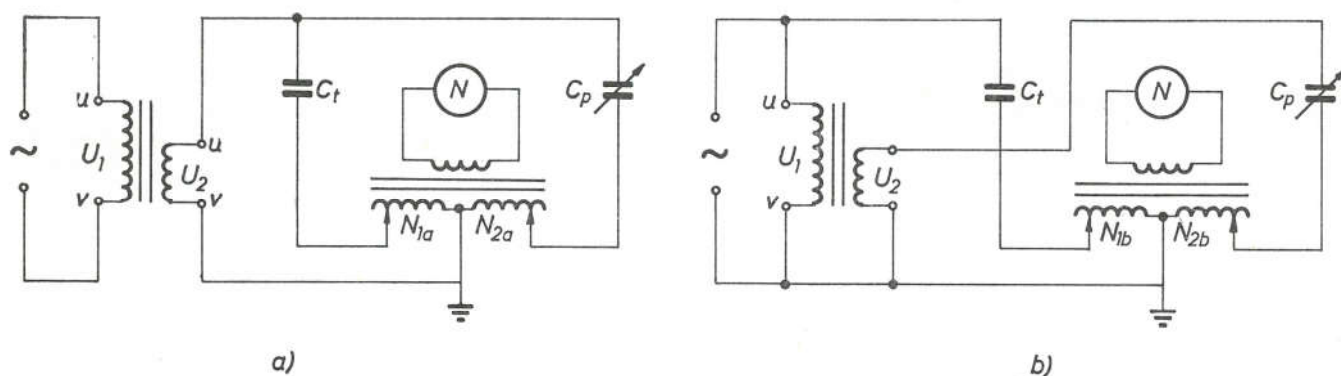
Sl. 8.15. Strujni komparator s elektroničkim pojačalom: a) presjek jezgri; b) spoj namota komparatora i elektroničkog pojačala

noga magnetskog materijala. Pojačalu je na ulaz spojen indikacijski, a na njegov izlaz kompenzacijski namot (sl. 8.15.b). Uz dovoljno snažno pojačanje protjerat će pojačalo kroz kompenzacijski namot takvu struju da napon na njegovu ulazu bude vrlo malen, a to je moguće samo onda ako je neznatna indukcija u indikacijskoj jezgri. Time je ostvarena praktički potpuna jednakost primarnih amperzavoja i sume amperzavoja sekundarnog i kompenzacijskog namota, tako da kroz priključeni teret teče struja gotovo bez pogreške. Strujne i fazne pogreške takva transformatora u izvedbi tvornice »Tettex« iz Züricha iznose $\pm 0,001\%$ i $\pm 0,05$ min za struje od 1 do 200% I_n .

8.4. MJERENJE POGREŠAKA NAPONSKIH TRANSFORMATORA TRANSFORMATORSKIM MOSTOVIMA

Mjerenje naponskih i faznih pogrešaka naponskih transformatora pomoću transformatorskih mostova osniva se na njihovoj mogućnosti vrlo točnog mjerenja kapaciteta (odjeljak 6.4.1). Najprije se mostom izmjeri odnos kapaciteta C_t i C_p pouzdanih kondenzatora priključenih na sekundarni napon mjerenog transformatora (sl. 8.16.a). Iz omjera broja zavoja N_{1a}/N_{2a} , očitana u ravnoteži mosta, dobiva se vrlo točno: $C_p/C_t = N_{1a}/N_{2a}$ (odjeljak 6.4.1). Zatim se kondenzator kapaciteta C_t premjesti na primarnu stranu mjerenog transformatora prema sl. 8.16.b. Tad u ravnoteži mosta dobivamo: $U_1 C_t N_{1b} = U_2 C_p N_{2b}$, gdje su U_1 i U_2 primarni i sekundarni napon mjerenog transformatora, a N_{1b} i N_{2b} brojevi zavoja grana mosta u ravnoteži. Iz prvog i drugog mjerenja, dakle, izlazi:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{C_p}{C_t} \frac{N_{2b}}{N_{1b}} = \frac{N_{1a}}{N_{2a}} \frac{N_{2b}}{N_{1b}} \quad (8.15)$$



Sl. 8.16. Mjerenje pogrešaka naponskih transformatora transformatorskim mostom

Obično je broj zavoja u drugoj grani isti u oba mjerenja ($N_{2a} = N_{2b}$), pa je tad omjer napona U_1/U_2 razmjeran omjeru broja zavoja u prvoj grani pri prvom i drugom mjerenju ($U_1/U_2 = N_{1a}/N_{1b}$). Dalje se, ugađajući kapacitet

C_p u prvom mjerenju može postići da nazivnom omjeru transformacije odgovara tzv. okrugli broj zavoja u prvoj grani pri drugom mjerenju, npr. $N_{1b} = 100$ ili 1 000 zavoja, i tad se mjerenom transformatoru može jednostavno, bez preračunavanja, odrediti naponska pogreška. Ako se npr. ravnoteža u drugom mjerenju postigne kod $N_{1b} = 1\,005$ zavoja, to znači da je transformatoru naponska pogreška $p_u = (1,005 - 1) 100 = 0,5\%$. U drugom mjerenju bit će još potrebno i fazno ugađati most zbog fazne pogreške koja se može izravno očitati na mostu, što nije prikazano na sl. 8.16.

Da bi opisano mjerenje bilo dovoljno točno, valja pouzdano izmjeriti omjere broja zavoja u prvom i drugom mjerenju, što se s dobrim izvedbama transformatorskih mostova ostvaruje u točnosti od npr. 0,001%, ili još boljom. Od kondenzatora se zahtijeva samo da njihov kapacitet i faktor gubitaka ostanu stalni u oba mjerenja. Kondenzator C_t obično je tlačnog tipa, punjen sumpornim heksafluoridom, kapaciteta od 50 do 500 pF, a kondenzator C_p zračni je kondenzator promjenljiva kapaciteta. Obje izvedbe odlikuju se velikom stalnošću kapaciteta, pogotovo u kratkome vremenskom razdoblju od prvog do drugog mjerenja. Stoga opisana metoda omogućuje mjerenja naponskih i faznih pogrešaka uz vrhunsku točnost.

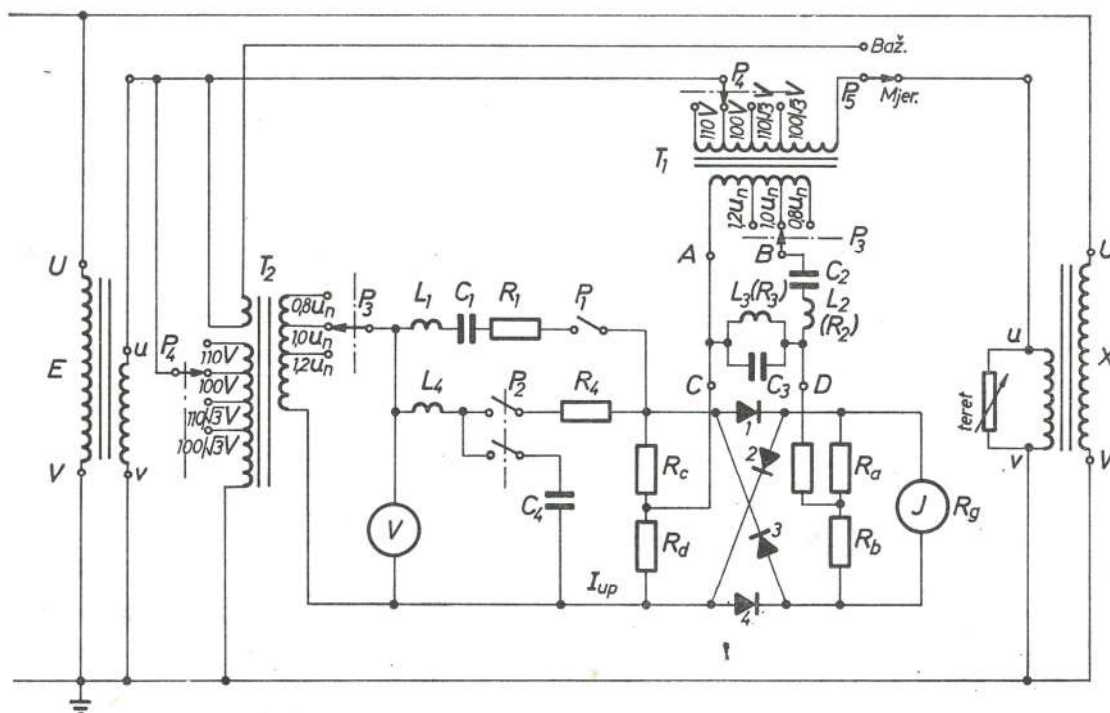
8.5. IZRAVNO MJERENJE POGREŠAKA MJERNIH TRANSFORMATORA

Za mjerenje pogrešaka mjernih transformatora u serijskoj proizvodnji ili za terenska mjerenja prikladniji su uređaji koji izravno pokazuju njihove pogreške. U starijim rješenjima u tu svrhu služio je instrument s pomičnim svitkom i mehaničkim ispravljačem, vatmetar, diferencijalni vatmetar itd.

Jedno novije rješenje za mjerenje pogrešaka naponskih transformatora s upravljanim poluvodičkim ispravljačima, koje se odlikuje točnošću i malim potroškom, prikazano je na sl. 8.17.

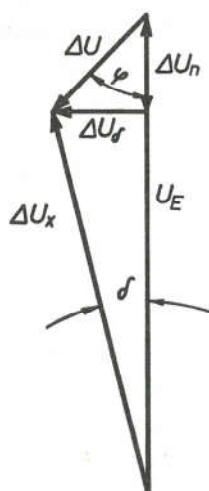
Naponska i fazna pogreška ispitivanoga mjernog transformatora X određuje se usporedbom s etalonskim mjernim transformatorom E jednakoga nazivnog omjera prijenosa. Istoimene stezaljke visokonaponskih namota jednog i drugog transformatora međusobno su povezane i priključene na odgovarajući napon. Stezaljke v niskonaponskih namota također su međusobno spojene, a razlika napona ΔU između stezaljki u dovodi se preko transformatora T_1 i filtra s elementima L_2 , C_2 , L_3 i C_3 na instrument J s pomičnim svitkom i upravljanim ispravljačima 1—4. Upravljačka struja I_{up} tih ispravljača dobiva se sa stezaljki niskonaponskog namota etalonskog transformatora E preko pomoćnog transformatora T_2 i induktiviteta L_1 , kapaciteta C_1 i otpora R_1 (uključena sklopka P_1) ili preko induktiviteta L_4 i otpora R_4 (uključena sklopka P_2). Kad je uključena sklopka P_1 , upravljačka je struja I_{up} u fazi s naponom niskonaponskog namota etalonskog transformatora, a uz uključenu sklopku P_2 fazno je zakrenuta za 90° . Poznato je (lit. 0.3, str. 157) da je pri takvu spoju otklon α instrumenta J s pomičnim svitkom razmjernan produktu srednje vrijednosti napona dobivenoga preko transformatora T_1 (dakle naponskoj razlici ΔU) i kosinusa faznog pomaka φ između tog napona i upravljačke struje I_{up} :

$$\alpha = k \Delta U \cos \varphi \quad (8.16)$$



Sl. 8.17. Shema uređaja kojim se izravno mjere naponske i fazne pogreške naponskih transformatora (»R. Končar«)

Kad je upravljačka struja I_{up} u fazi s naponom U_E etalon-skog transformatora (uključena preklopka P_1), otklon α instrumenta razmjernan je komponenti ΔU_n razlike naponâ ΔU (sl. 8.18). Uz pretpostavku da je etalonski transformator bez pogreške, bit će komponenta ΔU_n jednaka apsolutnom iznosu naponske pogreške mjerenog transformatora. Redovno se zahtijeva postotni iznos naponske pogreške, pa je potrebno, želimo li izbjeći preračunavanje, da otklon α bude razmjernan postotnoj, a ne apsolutnoj naponskoj pogrešci. Za to služe odvojci na transformatoru T_1 i preklopke P_3 i P_4 (sl. 8.17), pomoću kojih se mijenja prijenosni omjer n , transformatora T_1 . Pri većim naponima U_E odabire se manji prijenosni omjer n , i obratno, tako da produkt nU_E ostane konstantan ($nU_E = C$). Time se postiže da je otklon α razmjernan postotnoj naponskoj pogrešci p_u mjerenog transformatora:



$$\alpha = n k \Delta U \cos \varphi = n k \Delta U_n = C k \frac{\Delta U_n}{U_E} \quad (8.17)$$

Sl. 8.18. Vektorska slika sekundarnih napona mjernog i etalon-skog transformatora

ili:

$$\alpha = C k p_u \quad (8.18)$$

Pogreške se redovno mjere uz 80, 100 i 120% nazivnog napona, pa su na sekundarnoj strani transformatora T_1 odvojci za te napone (biraju se preklopkom P_3). Na njegovoj su primarnoj strani odvojci za različite sekundarne nazivne napone mjerenog transformatora ($100/\sqrt{3}$, $110/\sqrt{3}$ i 100 i 110 V), koji se biraju preklopkom P_4 .

Pri uključenoj preklopci P_2 kroz ispravljač teče upravljačka struja I_{up} fazno zakrenuta za 90° prema naponu U_E . Stoga je tad otklon instrumenta J razmjernan komponenti ΔU_δ razlike napona ΔU (sl. 8.18). Fazna pogreška mjerenog transformatora razmjerna je naponu ΔU_δ :

$$\delta_u = 3440 \frac{\Delta U_\delta}{U_E} [\text{min}] \quad (8.19)$$

pa instrument J može imati skalu koja pri stanovitom naponu U_E izravno pokazuje faznu pogrešku:

$$\alpha = n k \Delta U_\delta = C k \frac{\Delta U_\delta}{U_E} = \frac{C k}{3440} \delta_u \quad (8.20)$$

Pomoću odvojaka na transformatoru T_1 moguće je izravno otčitati fazne pogreške pri svim uobičajenim vrijednostima napona U_E , slično kao i kad se mjeri naponska pogreška.

Da bi se postigla veća točnost, poželjno je da upravljačka struja I_{up} ima jednak iznos pri raznim naponima U_E . Stoga je upravljački krug priključen preko transformatora T_2 s odvojcima na primarnoj i sekundarnoj strani. Odvojci se biraju preklopkama P_3 i P_4 , koje su mehanički povezane s istoime-nim preklopkama na transformatoru T_1 .

Potrebni napon U_E namješta se pomoću voltmetra V koji nije priključen izravno na sekundarnu stranu etalonskog transformatora, već na sekundarnu stranu transformatora T_2 . Zato, prije nego se otčitaju pogreške, treba na njemu postići uvijek isti otklon, npr. označen crvenom crticom. Kolik je pri tome napon U_E , određuje se izravno iz položaja preklopki P_3 i P_4 . Ako se npr. transformator sekundarnoga nazivnog napona od 100 V želi ispitati pri 80% nazivnog napona, postaviti će se preklopka P_4 u položaj »100 V«, a preklopka P_3 u položaj »0,8 U_n «. Pri otklonu na voltmetru označenome crvenom crticom bit će na sekundarnoj strani etalonskog transformatora upravo 80 V. Postavljajući preklopke P_3 i P_4 u spomenute položaje, postiže se ujedno izravno otčitanje naponske i fazne pogreške na instrumentu J , kako je to već prije protumačeno.

Naponska razlika ΔU između stezaljki u ispitivanog i etalonskog transformatora dovodi se do instrumenta J preko filtra koji se sastoji od L_2 , C_2 , L_3 i C_3 . Njihove vrijednosti tako su odabrane da pri frekvenciji od 50 Hz nastupa serijska rezonancija induktiviteta L_2 i kapaciteta C_2 te paralelna rezonancija induktiviteta L_3 i kapaciteta C_3 . Stoga filter praktički ne prigušuje osnovni harmonički član naponske razlike ΔU , a uvelike prigušuje njezine više harmoničke članove. Zašto je bilo potrebno uvesti taj filter? Naponska

razlika ΔU redovno nema sinusni oblik, već od njega katkad i znatno odstupa. To se događa i onda kad je potpuno sinusan napon priključen na primarne namote ispitivanog i etalonskog transformatora. Uzrok je tome struja magnetiziranja, koja nema sinusni oblik i stoga u djelatnom otporu i rasipnoj reaktanciji primarnog namota izaziva nesinusan pad napona. Postotni iznos efektivne vrijednosti pada napona, koji izazivaju viši harmonički članovi struje magnetiziranja, ovisi o izvedbi transformatora i upotrijebljenom naponu, ali on redovno ne premašuje otprilike 0,2%. Takvo malo izobličenje gotovo se ne može zapaziti kad se promatra npr. osciloskopom cijeli sekundarni napon mjenjenog transformatora. Međutim, ako se promatra naponska razlika sekundarnih napona u mjenenom i etalonskom transformatoru, postaje i te kako znatan udio viših harmoničkih članova. Stoga valja razmotriti treba li tu mjeriti efektivnu ili srednju vrijednost naponske razlike ΔU , ili njezin osnovni harmonički član. Polazeći od definicije naponske pogreške kakvu daju propisi, trebalo bi zapravo mjeriti razliku efektivnih vrijednosti sekundarnih napona u mjenenom i etalonskom transformatoru, odnosno:

$$p_u = \frac{U_X - U_E}{U_E} 100 = \frac{\sqrt{U_{X1}^2 + U_{X2}^2 + U_{X3}^2 + \dots} - U_E}{U_E} 100\% \quad (8.21)$$

ili:

$$p_u = (U_{X1} \sqrt{1 + U_{X2}^2/U_{X1}^2 + U_{X3}^2/U_{X1}^2 + \dots} - U_E) 100/U_E \% \quad (8.22)$$

Tu su U_{X1} , U_{X2} i U_{X3} u mjenenom transformatoru efektivne vrijednosti harmoničkih članova sekundarnog napona. Budući da je redovno U_{X1} mnogo veće od U_{X2} , U_{X3} ..., vrijedi dovoljno točno:

$$p_u \approx [U_{X1} (1 + U_{X2}^2/2U_{X1}^2 + U_{X3}^2/2U_{X1}^2 + U_{X4}^2/2U_{X1}^2 + \dots) - U_E] 100/U_E \% \quad (8.23)$$

ili, dalje:

$$p_n \approx (U_{X1} - U_E) 100/U_E \% \quad (8.24)$$

Ako npr. postotni iznos efektivne vrijednosti viših harmonika iznosi 0,2%, onda se naponska pogreška određena prema izrazu (8.21) razlikuje od one prema izrazu (8.24) samo za 0,000 2%, dakle zanemarivo malo. To znači da se mjereći osnovni harmonički član naponske razlike ΔU dobivaju sasvim zadovoljavajući podaci. Suprotno tome, znatna odstupanja nastaju mjeri li se efektivna vrijednost naponske razlike ΔU jer tad dobivamo (uz $\delta_u = 0$):

$$p_u = \frac{\sqrt{(U_{X1} - U_E)^2 + U_{X2}^2 + U_{X3}^2 + \dots}}{U_E} 100\% \quad (8.25)$$

Tu, uz 0,2% viših harmonika nastaje odstupanje i do 0,2%. Nešto je manje odstupanje, ali ipak znatno, ako se mjeri srednja vrijednost naponske razlike ΔU .

I pri mjerenju fazne pogreške povoljno je mjeri li se osnovni harmonički član naponske razlike jer samo tad fazni pomak ima nedvosmisleno značenje. Uostalom, i prema svim brojnim poznatim metodama kojima se određuju pogreške naponskih transformatora mjeri se samo osnovni harmonički član. To se npr. u prije opisanim kompenzacijskim metodama postiže upotrebom vibracijskog galvanometra koji nije osjetljiv na više harmonike, ili pomoću električkog nulinstrumenta s filtrom koji jako prigušuje više harmoničke članove.

Zbog djelovanja filtra nastaje iza njega na točkama CD mali fazni zakret napona (sl. 8.17) kad frekvencija mreže nije točno 50 Hz. Tome se došlo na taj način što se i u upravljačkom krugu postiže jednak fazni zakret. To je omogućeno izborom odgovarajućih vrijednosti za L_1 , C_1 i R_1 , odnosno za L_4 , C_4 i R_4 .

Opisani uređaj ima dva mjerna opsega:

$\pm 1,5\%$ i ± 75 min, s granicama pogrešaka $\pm 0,015\%$ i $\pm 0,75$ min;

$\pm 7,5\%$ i ± 375 min, s granicama pogrešaka $\pm 0,075\%$ i $\pm 3,75$ min.

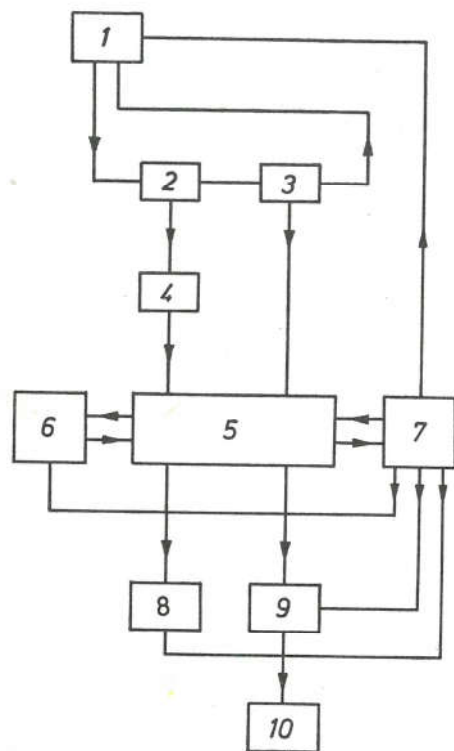
Na sličnom principu radi i uređaj kojim se izravno mjeri strujna i fazna pogreška strujnih transformatora.

8.6. AUTOMATIZIRANI UREĐAJI

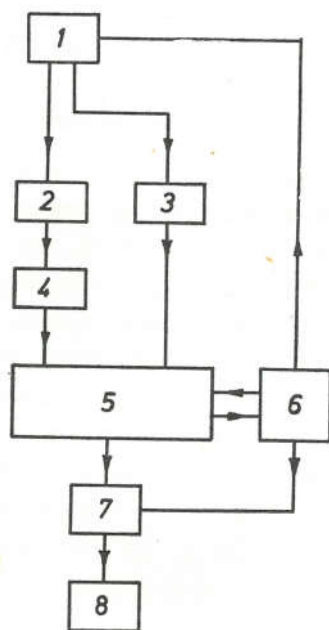
Osim uređaja za izravno mjerenje pogrešaka mjernih transformatora u serijskoj se proizvodnji i kontroli upotrebljavaju automatizirani uređaji koji crtaju ili tiskaju mjerne rezultate i sami ugađaju potrebne vrijednosti naponskog izvora. U proteklih pedeset godina razvijeno je mnoštvo takvih uređaja, koji se uglavnom temelje na već opisanim kompenzacijskim, diferencijskim i izravnim metodama, s time da je ugađanje potrebnih napona napajanja, ugađanje ravnoteže i zapisivanje mjernih rezultata manje ili više automatizirano. Automatsko ugađanje ravnoteže uređaja koji se osnivaju na kompenzacijskim, diferencijskim i komparatorskim metodama (odjeljci 8.1, 8.2. i 6.4.1) provodi se na načine danas općenito uobičajene kod automatiziranih mostova i kompenzatora (lit. 0.3).

Blok-shemu jednoga takvog automatiziranog uređaja za mjerenje pogrešaka strujnih transformatora koji se temelji na kompenzacijskoj metodi prikazuje sl. 8.19. Tu regulirajući strujni izvor 1 napaja ispitivani i etalonski strujni transformator 2 i 3. Ispitivanom je transformatoru sekundarni namot priključen preko tereta 4, a etalonskome izravno na kompenzator 5 koji se automatski uravnotežuje pomoću osjetljivog pojačala pogreške 6. Programska naprava 7 upravlja prema zadanom programu strujnim izvorom, kompenzatorom, teretom, pojačalom pogreške, te koordinatnim pisačem 8, koji crta karakteristike pogrešaka, i digitalnim instrumentima 9, koji izravno pokazuju strujnu i faznu pogrešku ispitivanog transformatora. S digitalnim instrumentima povezan je štampač 10, koji zapisuje pogreške i pripadnu vrijednost struja i tereta.

Od metoda za izravno mjerenje pogrešaka posebno su za automatizaciju prikladne one koje na izlazu daju istosmjerni napon razmjernan mjerenoj pogrešci, kao što je npr. uređaj koji neposredno mjeri pogreške naponskih transformatora prikazan na sl. 8.17. Tad se mjesto preklopki $P_1—P_4$ ugrađuju sklopnici kojima upravlja programska naprava, a uređaju se na izlazu priključuju digitalni voltmetar i štampač (sl. 8.20). Programska naprava ujedno prema zadanom programu upravlja i regulirajućim izvorom napona.



Sl. 8.19. Blok-shema automatiziranog kompenzatora za mjerenje pogrešaka strujnih transformatora
1 regulirajući strujni izvor, 2 i 3 ispitivani i etalonski strujni transformator, 4 teret, 5 kompenzator, 6 pojačalo pogreške, 7 programska naprava, 8 koordinatni pisač karakteristika p i δ , 9 digitalno očitavanje p i δ , 10 štampač



Sl. 8.20. Blok-shema automatiziranog uređaja za izravno mjerenje pogrešaka naponskih transformatora
1 regulirajući naponski izvor, 2 i 3 ispitivani i etalonski transformator, 4 teret, 5 uređaj za izravno mjerenje pogrešaka naponskih transformatora, 6 programska naprava, 7 digitalno očitavanje p i δ , 8 štampač

9. LITERATURA

OPĆENITO O MJERNIM TRANSFORMATORIMA

- 0.1. Dolenc, A.: **Transformatori**, Sveučilište u Zagrebu, 1961.
- 0.2. Lončar, J.: **Električka mjerenja**, IV izdanje, »Tehnička knjiga«, Zagreb 1965.
- 0.3. Bego, V.: **Mjerenja u elektrotehnici**, III izdanje, »Tehnička knjiga«, Zagreb 1975.
- 0.4. Požar, H.: **Visokonaponska rasklopna postrojenja**, »Tehnička knjiga«, Zagreb 1967.
- 0.5. Goldstein, J.: **Die Messwandler**, Verlag Birkhäuser, Basel 1952.
- 0.6. Bauer, R.: **Die Messwandler**, Springer Verlag, Berlin 1953.
- 0.7. Kopeček, J., Dvořák, M.: **Prístrojové transformátory**, ACADEMIA, Praha 1966.
- 0.8. Širić, S.: **Mjerni transformatori**, Referat 3,5, Zbornik predavanja sa seminara »Elektroindustrijska problematika velikih elektrana«, Zavod za elektrostrojarsvo Elektrotehničkog fakulteta, Zagreb 1957.
- 0.9. Brendler, W.: **Messwandler**, VEB Verlag Technik, Berlin, 1976.
- 0.10. VDE 0414, Bestimmungen für Messwandler, Teil 1/12.70, Teil 2/12.70, Teil 3/12.70, Teil 4/8.73, Teil 5/8.73, Verlag GmbH, Berlin

LITERATURA PO POGLAVLJIMA

1. OSNOVNO O INDUKTIVNIM NAPONSKIM TRANSFORMATORIMA

- 1.1. Möllinger, J., Gewecke, H.: **Zum Diagramm des Spannungswandlers**, ETZ Bd. 32, str. 922, 1911.
- 1.2. Gewecke, H.: **Einfaches Diagramm des Drehstrom-Spannungswandlers**, ETZ Bd. 36, str. 253—256, 1915.
- 1.3. Beetz, W.: **Die sekundäre Belastung der Spannungswandler**, ATM, Z 32—1, 1934.
- 1.4. Hohle, W.: **Fehlergrößen des Spannungswandlers**, ATM, Z 32—1, 1938.
- 1.5. Woelken, H.: **Theorie des Spannungswandlers**, ATM, Z 31—1, 1942.
- 1.6. Dimkov, A. M., Kibel, V. M., Tišenin, Ju. V.: **Transformatori naprjaženija**, II izdanje, »Energija«, Moskva 1975.
- 1.7. Woelken, H.: **Spannungswandler**, ATM, Z 30-F 1, April 1968, str. 87—88.
- 1.8. Zinn, E.: **Spannungswandler**, ATM, Z 30-F 2, Juni 1973, str. 115—117.
- 1.9. IEC-Publication 186, Transformateurs de tension, Première édition, 1969.
- 1.10. IEC-Publication 186 A, Premier complément à la Publication 186 (1969), Transformateurs de tension, Première édition, 1970.
- 1.11. Biermanns, J.: **Fortschritte im Transformatorenbau**, ETZ, Juni 1937, Heft 24, str. 659—662.
- 1.12. Erhart, L.: **Spannungswandler mit Stabkern für Höchstspannungen**, Bull. SEV, Bd. 47, 1956, Nr. 25, str. 1150—1155.

- 1.13. Bego, V.: **Novi visokonaponski laboratorij tvornice »R Končar«**, »Informacije R. Končar« 3, 1957, str. 55—65.
- 1.14. Bego, V.: **Visokonaponski ispitni transformatori**, »Informacije R. Končar« 30, 1962, str. 15—20.
- 1.15. Reiche, W.: **Kaskadenspannungswandler**, ATM, z 387—1 1933.
- 1.16. Reiche, W.: **Über die Kurzschlussspannungen von Transformatoren in Kaskadenschaltung**, EuM, 1961, Nr. 10, str. 352—357.
- 1.17. Andra, W., Peiser, R.: **Kippschwingungen in Drehstromnetzen**, ETZ-B, Bd. 18, 1966, Heft 22, str. 825—832.
- 1.18. Schär, F.: **Ein einfaches Mittel zur Verhinderung der Spannungsverlagerung bei Spannungswandler, hervorgerufen durch Kippen des Schwingungskreises**, Bull. SEV, Bd. 45, 1954, Nr. 12, str. 471—472.
- 1.19. Heissrath, M.: **Belastungsbedingungen und Fehlerverhalten der Spannungswandler für Mittelspannungsanlagen bei der Bedämpfung von Kippschwingungen und ihr Einsatz für Schutzzwecke**, »Elektrie« 24, 1970, Heft 3, str. 86—87.
- 1.20. Salijević - Bulja, M.: **Ferorezonanca u razvodnim mrežama**, magistrski rad, ETF, Zagreb 1972.

2. OSNOVNO O STRUJNIM TRANSFORMATORIMA

- 2.1. Möllinger, J., Gewecke, H.: **Zum Diagramm des Stromwandlers**, ETZ, Bd. 33, 1912, str. 270—271.
- 2.2. Keinath, G.: **Theorie des Stromwandlers (Diagramm nach Möllinger-Gewecke)**, ATM, Z 21—1, T 48, 1931.
- 2.3. Geyger, W.: **Fehler grössen des Stromwandlers (Messung des Leerlaufstromes)**, ATM, Z 22—2, Dezember 1938.
- 2.4. Ritz, H.: **Zusammenhänge zwischen den für die Wirkungsweise und die Bemessung von Stromwandlern wichtigen Faktoren**, ATM, Z 221—3, April 1940; ATM, Z 221—4, Mai 1940; ATM, Z 221—5, Juli 1940.
- 2.5. Kafka, H.: **Untersuchungen über Stromwandler**, EuM, 1951, str. 529—540.
- 2.6. Putanec, I.: **Metoda proračuna strujnih mjernih transformatora**, »Elektrotehnika« 3, 1965, str. 171—176.
- 2.7. JUS N.H9.101, **Strujni transformatori — Opšti tehnički uslovi**, II — 1972.
- 2.8. JUS N.H9.102, **Strujni transformatori za merenje — Dopunski tehnički uslovi**, II — 1972.
- 2.9. Goldstein, J.: **Neue Wege im Stromwandlerbau**, EuM, 1933, Heft 37, str. 489—492.
- 2.10. Goldstein, J.: **Eine neue Art mit erhöhter Frequenz vormagnetisierter Stromwandler**, Bull. SEV, Bd. 43, 1952, Nr. 8, str. 316—319.
- 2.11. Zinn, E.: **Der Einfluss der Spannung auf die Messgenauigkeit der Stromwandler**, PTB-Mitteilungen 84, 6/1974.
- 2.12. Istvanfy, Gy., Sluszkiewicz, Th.: **Fehlerverminderung bei Stromwandlern mit Hilfe einer negativen Bürde**, Periodica Polytechnica, Elektrotechnik Bd. 7, 1963, str. 137—153.
- 2.13. Kraeft, H.: **Über den Einfluss der Nachbarleiter auf die Messgenauigkeit der Stromwandler**, Energie 22, 1970, Nr. 4.
- 2.14. Kraeft, H.: **Die Gefahren bei offenem Sekundärkreis von Stromwandlern**, Elektro-Anzeiger 24, 1971, str. 167—168.
- 2.15. Ritz, H.: **Überstromziffer von Stromwandlern**, ATM, Z 26—1, Juni 1935; ATM, Z 26—2, 1936.

- 2.16. Berandt, M.: Die Nennüberstromziffer n von Stromwandlern ihre Bedeutung und Messung, Siemens Z., Januar 1956, Heft 1, str. 15—17.
- 2.17. Širić, S.: O nadstrujnom broju strujnog transformatora, »Informacije R. Končar« 3—4, 1955, str. 39—49.
- 2.18. Sirota, I. M.: Pjerehodnie režimi raboti transformatorov toka, Izdateljstvo AN, Kijev 1961.
- 2.19. Belin, B., Kelemen, T., Sokolaj, V.: Osvrt na kratkospojna ispitivanja u laboratoriju Instituta »Rade Končar«, »Informacije R. Končar« 36, 1964.
- 2.20. Vogel, H.: Stromwandler-Sekundärströme bei momentaner Kurzschluss-Beanspruchung, ETZ-A, Bd. 80, 1959, Heft 19, str. 665—671.
- 2.21. Zahorka, R.: Das Verhalten von Stromwandler bei Einschwingvorgängen mit Gleichstromgliedern unter Berücksichtigung der Sättigung, AEG-Mitteilungen 57, 1967, Heft 1, str. 19—27.
- 2.22. Geise, F., Jäger, J.: Netzschutz für Höchstspannungsanlagen von 150 bis 765 kV, Siemens Z., November 1965, Heft 11, str. 1238—1244.
- 2.23. Rosenberger, G.: Stromwandler für neuzeitlichen Netzschutz, Siemens Z., Januar 1966, Heft 1, str. 18—23.
- 2.24. Fischer, A., Rosenberger, G.: Verhalten von linearen und eisengeschlossenen Stromwandlern bei verlagerten Kurzschlussströmen, Elektrizitätswirtschaft, 1968, Heft 12, str. 310—315.
- 2.25. Petry, H.: Strom- und Spannungswandler für schnellen Netzschutz, Elektrizitätswirtschaft, 1968, Heft 7, str. 167—174.
- 2.26. Korponay, N., Ungrad, H.: Anforderungen schneller Schutzrelais an die speisenden Stromwandler, Brown Boveri Mitteilungen, Bd. 55, Juni 1968, Nr. 6, str. 289—296.
- 2.27. Vešić, P.: Prolazno stanje u strujnom transformatoru kod kratkog spoja u mreži, »Elektrotehnika« 11, 1974, str. 11—16.
- 2.28. Vešić, P.: Transformacija asimetrične struje kratkog spoja u strujnom transformatoru s klasičnom i lineariziranim jezgrom, V simpozij o prenosnoj mreži SFRJ, Opatija 1973, Referat br. II-1.
- 2.29. Vešić, P.: Istraživanje karakteristika strujnog transformatora s linearnom jezgrom u stacionarnom i prolaznim stanjima, magistarski rad, Elektrotehnički fakultet, Zagreb 1973.
- 2.30. Ivanković, I.: Karakteristike strujnog transformatora APU-420, Jug. nac. komitet CIGRE, X stručno savjetovanje elektroenergetičara Jugoslavije u Dbk-u, 1970.
- 2.31. Woelken, H.: Stromwandler, ATM, Z 20-F 1, April 1963, str. 95—96.
- 2.32. Woelken, H.: Stromwandler, ATM, Z 20-F 2, Mai 1968, str. 111—112.
- 2.33. Wright, A.: Current Transformers, their transient and steady-state performance, Chapman and Hall, London, 1968.
- 2.34. Zinn, E.: Stromwandler, ATM, Z 20-F 3, Februar 1973, str. 37—40.
- 2.35. Fischer-Fischer, J.: Zur thermischen Sicherheit von Stromwandler-Wicklungen, EuM, 1962, Heft 4, str. 73—78.

3. NAMOTI I IZOLACIJA

- 3.1. Dobeic, J.: Elektrotehnički materijali, »Elektrotehnički vjesnik«, Ljubljana 1950.
- 3.2. Marković, R.: Poznavanje elektrotehničkog materijala, »Naučna knjiga«, Beograd 1955.
- 3.3. Bek, V.: Tehnologija elektrotehničkog materijala, Sveučilište u Zagrebu, 1963.
- 3.4. Kelemen, T.: Utjecaj novih izolacionih i magnetskih materijala na razvoj mjernih transformatora u poduzeću »R. Končar«, Jug. nac. komitet CIGRE, referat br. 126, Budva 1962.

- 3.5. JUS N.C7.110, **Žica za namotaje — okrugla bakarna lak-žica**, 1976.
- 3.6. JUS N.C7.101, **Okrugla bakarna žica vučena na tačnu meru za elektrotehniku**, 1976.
- 3.7. DIN 46 435, **Wickeldrähte**, August 1974.
- 3.8. DIN 46 436, **Wickeldrähte**, Januar 1975.
- 3.9. Petrow, G.: **Allgemeine Methode der Berechnung der Streuung von Transformatoren**, EuM, Juni 1933, Heft 25, str. 345—350.
- 3.10. Biermanns, J.: **Hochspannung und Hochleistung**, Carl Hansen Verlag, München 1949.
- 3.11. Walter, M.: **Über die dynamische Kurzschlussfestigkeit der Stromwandler**, ETZ Bd. 57, 1936, str. 1172.
- 3.12. JUS N.B0.030, **Koordinacija izolacije u visokonaponskim postrojenjima**
- 3.13. Putanec, I.: **Ispitni transformatori napona do 1 MV** »Informacije R. Končar« 53—55, 1971, str. 41—50.
- 3.14. Putanec, I.: **Kuglasta iskrišta**, »Informacije R. Končar« 53—55, 1971, str. 63—67.
- 3.15. Bego, V.: **Kapacitivna djelila napona**, »Informacije R. Končar« 53—55, 1971, str. 75—82.
- 3.16. Cvjetičanin, M.: **Otporska djelila za mjerenje udarnih napona**, »Informacije R. Končar« 53—55, 1971, str. 68—74.
- 3.17. Bego, V.: **Udarni generatori**, »Informacije R. Končar« 53—55, 1971, str. 23—35.
- 3.18. Schühlein, E.: **Glimmessungen am Hochspannungsdielektrikum**, ETZ, 1959, Heft 22.
- 3.19. Torma, L.: **Merenje delimičnog pražnjenja kod elektroopreme izolovane epoxy smolom**, Zbornik radova V jug. sim. o el. mjerenjima i mjernoj opremi, svezak II, Zagreb 1971.
- 3.20. ... : **Teilentladungen und deren Messung**, Tettex information 13.
- 3.21. JUS N.A5.530 i N.A5.531, **Mjerenja parcijalnih izbijanja (prijedlog)**
- 3.22. Mlakar, F., Kloar, I.: **Mali transformatori i prigušnice**, »Elektrotehnički vjesnik«, Ljubljana 1970.
- 3.23. Bek, V., Čatoš, P.: **Impregnacija namota električnih proizvoda**, »Tehnička knjiga«, Zagreb 1970.
- 3.24. Ringger, W.: **Über einige Messwandlerprobleme**, Bull. ASE 54, 1963, Nr. 22, str. 921—933.
- 3.25. Leschanz, A., Oberdorfer, G.: **Isolationsüberwachung und Regeneration an Strom- und Spannungswandlern**, EuM, 1965, Heft 6, str. 270—274.
- 3.26. Widmann, W.: **Beitrag zur Vakuumbehandlung von Messwandlern und Transformatoren für hohe Spannungen**, AEG-Mitteilungen 55, 1965, Nr. 1, str. 17—21.
- 3.27. Šomodi, P.: **Ispitivanje i analiza stanja izolacije mjernih transformatora Si-123 na terenu**, Jug. nac. komitet CIGRE, XII stručno savjetovanje, Budva, 1975, Referat br. 12.01.
- 3.28. Greisuh, M. A., Kučinski, G. S., Kaplan, D. A., Meserman, G. T.: **Bumažno-masljana izolacija v visokovoljtnih konstrukcijah**, GEI, Moskva 1963.
- 3.29. Ermel, M.: **Das N₂-SF₆-Gasgemisch als Isoliermittel der Hochspannungstechnik**, ETZ, Bd. 96, 1975, Heft 5, str. 231—235.
- 3.30. Sangkasaad, S.: **Die elektrische Festigkeit von SF₆ im inhomogenen Feld bei Gleich- und Wechselspannung**, ETZ, Bd. 96, 1975, Heft 11, str. 515—518.
- 3.31. Boeck, W.: **Volumen-Zeit-Gesetz beim Stossspannungsdurchschlag von SF₆**, ETZ, Bd. 96, 1975, Heft 7, str. 300—305.
- 3.32. Boeck, W.: **Durchschlag von Isoliergasen**, ETZ, Bd. 97, 1976, Heft 1, str. 35—37.
- 3.33. VDE 0345a/8.69: **Bestimmungen für Isolierfolien der Elektrotechnik**.
- 3.34. Nojman, L. R., Kalantarov, P. L.: **Teoriski osnovi elektrotehnike**, »Naučna knjiga«, Beograd 1952.
- 3.35. Bosanac, T.: **Teoretska elektrotehnika 1**, »Tehnička knjiga«, Zagreb 1973.

- 3.36. Haznadar, Z.: **Teoretska elektrotehnika**, Sveučilište u Zagrebu, 1972.
- 3.37. Prinz, H.: **Hochspannungsfelder**, R. Oldenbourg Verlag, München-Wien 1969.
- 3.38. Broszat, G.: **Verfahren zur Isolationsbemessung in Transformatoren**, ETZ, Bd. 82, 1961, Heft 5, str. 129—135.
- 3.39. Haznadar, Z., Matjan, J.: **Proračun polja u visokonaponskim oklopljenim postrojenjima i prijenosnim sustavima**, »Elektrotehnika« 5—6, 1972, str. 411—417.
- 3.40. Haznadar, Z., Vešić, P.: **Numeričko rješavanje električnih osno simetričnih neograničenih polja**, »Elektrotehnika«, 6, 1973.
- 3.41. Haznadar, Z., Dumić, I., Vešić, P.: **Numeričko rješavanje električnih osno simetričnih neograničenih polja**, »Elektrotehnika« 3, 1974.
- 3.42. Roth, A.: **Hochspannungstechnik**, IV izd., Springer Verlag, Wien 1959.
- 3.43. Lehman, T.: **Détermination graphique des champs magnétiques, laplaciens et tourbillonnaires à lignes de flux planes**, RGE 1923, str. 347—357. i 395—403.
- 3.44. Bolhår - Nordenkamp, F.: **Das magnetische Feld im Eisen und seine Ermittlung am Modell im Elektrolytischen Trog**, EuM, 1955, Heft 23, str. 562—569.
- 3.45. Diggle, H., Hartill, E.R.: **Some Applications of the Elektrolytic Tank to Engineering Design Problems**, Proc. IEE, str. 349—364.
- 3.46. Schrötter, A.: **Die Auswertung elektrischer Felder im elektrolytischen Trog**, ATM, V 312—6, 1962, str. 169—172.
- 3.47. Kalauz, D.: **Mjerenje električnih polja pomoću elektrolitske kade**, Zbornik radova II jgsl. simpozija o električnim mjerenjima i mjernoj opremi, Ljubljana 1963.
- 3.48. JUS N.A8.005, **Klasifikacija izolacionih materijala za električne mašine, transformatore i aparate u pogledu termičke postojanosti u pogonu (1958)**, obnovljeno XI-1963.

4. MAGNETSKE JEZGRE MJERNIH TRANSFORMATORA

- 4.1. Reinboth, H.: **Technologie und Anwendung Magnetischer Werkstoffe**, VEB Verlag, Berlin 1958.
- 4.2. Heck, C.: **Magnetic Materials and their Applications**, Butterworth, London 1974.
- 4.3. ... **Handbuch Weichmagnetische Werkstoffe**, Hanau 1967.
- 4.4. Kornetzki, M.: **Die magnetischen Kennwerte von Spulen mit Topfkernen aus Masseisen**, Frequenz, Bd. 4, Mai 1950, Nr. 5, str. 105—113.
- 4.5. Kornetzki, M.: **Die Wechselfeldverluste in gescherten magnetischen Kernen**, Frequenz, Bd. 6, November 1952, Nr. 11, str. 313—318.
- 4.6. Kornetzki, M.: **Eine Beziehung zwischen Hystereseebeiwert und Permeabilität**, Zeitschrift für angewandte Physik, VI. Bd., 1954, Heft 12, str. 547—550.
- 4.7. Brenner, R., Pfeifer, F.: **Die Scherung der Anfangspermeabilität bei wechselseitig geschichteten Blechkernen**, Frequenz, Bd. 14, 1960, Nr. 5, str. 167—181.
- 4.8. Babić, S., Hohnjec, I.: **Magnetska svojstva jezgri motanih od traka**, »Informacije R. Končar«, 41—43, 1967.
- 4.9. Jelaković, T.: **Transformatori i prigušnice**, »Tehnička knjiga«, Zagreb 1966.
- 4.10. Klein, P.: **Netztransformatoren und Drosseln**, Franzis Verlag, München 1971.
- 4.11. Kuznjecov, V. K., Gorkin, B. G., Rusin, Ju. S.: **Transformatori usiliteljnoj i izmjeriteljnoj aparaturi**, »Energija«, Lenjingrad 1969.
- 4.12. Brauer, W.: **Die optimale Induktion und die optimale Kernform bei Kleintransformatoren**, Nachrichtentechnik — 11, 1961, Heft 3, str. 131—135.
- 4.13. Mandrino, Gj.: **Doprinos standardizovanju feritnih jezgara obzirom na njihovu primenu u tehnici prenosa**, Teh. bilten ind. »Iskra«, EV 1970, str. 19—29.

- 4.14. JUS C.K5.020, **Magnetski limovi za električne strojeve i aparate** (1955), obnovljeno V—1966.
- 4.15. JUS N.R8.001, **Opšta klasifikacija feromagnetnih oksidnih materijala i definicije termina**, 1974.
- 4.16. JUS N.R8.016, **Oklopno feritno jezgro**, VII-1969.
- 4.17. JUS N.R8.031, **Kalemovi sa feritnim jezgrima**, XII-1971.
- 4.18. JUS N.R8.044, **Magnetna E-jezgra**, XII-1972.
- 4.19. DIN 41300, **Kennzeichnende Daten, M-, EI, SM und Se-Kerne**, Blatt 1, 2, 3, 4, November 1973.
- 4.20. DIN 41301, **Magnetische Werkstoffe für Übertrager**, Juli 1967.
- 4.21. DIN 41302, **Kernbleche**, Blatt 1,2, November 1973.
- 4.22. DIN 41303, **Spulenkörper für M-, EJ-, L-, UJ-, EE- und SG-Kerne**, Juni 1970.
- 4.23. DIN 41304, **Spulenkörper in Schachtelbauweise**, Blatt 1, 2, 3, 4, 5, Dezember 1973.
- 4.24. DIN 41305, **Spulenkörper in Formteil-Bauweise**, Blatt 1, 2, 3, 4, 5, 6, Dezember 1973.
- 4.25. DIN 41307, **Zubehörteile**, Blatt 1, 2, 3, 4, 8, Juli 1973.
- 4.26. DIN 41308, **Raumbedarfsmasse**, Blatt 1, 2, 3, 4, Mai 1973.
- 4.27. DIN 41309, **Schnittbandkerne**, Blatt 1, 2, 3, September 1973.
- 4.28. DIN 46400, **Elektroblech und -band**, Blatt 1, 2, 3, März 1973.
- 4.29. IEC-Publication 329, 1971.

5. IZVEDBE MJERNIH TRANSFORMATORA

- 5.1. *Kettler, H.*: **Entwicklungstendenzen im Messwandlerbau**, Siemens Zeitschrift, September 1957, Heft 9, str. 427—434.
- 5.2. *Petry, H.*: **Betriebssicherheit von Hochspannungs-Messwandler und die zum Nachweis erforderlichen Prüfungen**, ETZ, Bd. 87, Mai 1966, Heft 10, str. 313—322.
- 5.3. *Širić, S.*: **Otvoreni suhi strujni transformatori s porculanskom izolacijom**, »Informacije R. Končar« 2, 1957. str. 48—50.
- 5.4. *Imhof, A.*: **Stand der elektrotechnischen Giessharzanwendung**, ETZ, Bd. 78, 1957, Heft 11, str. 384—389.
- 5.5. *Bösendorfer, K., Ringlage, P.*: **Giessharzwandler für Mittelspannungen**, Siemens Zeitschrift, April 1963, Heft 4, str. 249—251.
- 5.6. *Schubert, F.*: **Neue Stromwandler der Mittelspannungsreihen**, AEG-Mitteilungen 53, 1963, 7/8, str. 271—272.
- 5.7. *Dobschall, D.*: **Neue Giessharz-Spannungswandler der Mittelspannungsreihen**, AEG-Mitteilungen 55, 1965, 1, str. 25—27.
- 5.8. *Albmendinger, K., Zahorka, R.*: **Giessharzisolierte Strom- und Spannungswandler für 110 kV**, AEG-Mitteilungen 55, 1965, 1, str. 12—16.
- 5.9. *Hermstein, W.*: **Einstufige Giessharzwandler für 110 kV-Innenraum-Schaltanlagen**, Siemens Zeitschrift, März 1965, Heft 3, str. 220—225.
- 5.10. *Fleck, B.*: **Allseitig giessharzisolierte, offene Mittelspannungs-Schaltanlagen**, ETZ, Bd. 18, 1966, Heft 5, str. 133—140.
- 5.11. *Kelemen, T.*: **Niz novih epoksidnih strujnih transformatora**, »Informacije R. Končar« 41—43, 1967, str. 62—66.
- 5.12. *Hartmann, H.*: **Marksteine zur Weiterentwicklung der Giessharzwandler**, Brown Boveri Mitteilungen, Bd. 55, April / Mai 1968, str. 229—232.
- 5.13. *Mehlan, H.*: **Giessharzisolierte Messwandler**, Siemens Zeitschrift 42, 1968, Heft 4, str. 330—332.
- 5.14. *Allmendinger, K.*: **Neue Freiluft-Stromwandler für Spannungen von 60 kV bis 750 kV**, Techn. Mitt. AEG-TELEFUNKEN 9, 1969, 2, str. 152—159.

- 5.15. **Bielke, H. G., Preuss, J.: Giessharzisolierte Messwandler für Innenraumanlagen Reihe 10 N bis Reihe 30 N**, Tech. Mitt. AEG-TELEFUNKEN 9, 1969, 2, str. 159—162.
- 5.16. **Tomić, B.: Neue Giessharzwandler**, Brown Boveri Mitteilungen, Bd. 63, April 1976, Nr. 4, str. 241—246.
- 5.17. **Širić, S.: Malouljni naponski transformatori za 30 kV**, »Informacije R. Končar« 1, 1957.
- 5.18. **Kaltofen, A.: Die Messwandler in Anlagen für Höchstspannungsübertragung**, AEG-Mitteilungen 48, 1958, 8/9, str. 455—461.
- 5.19. **Frank, A., Kaltofen, A.: Transformatoren und Messwandler**, ETZ, Bd. 80, Juni 1959, Heft 12, str. 356—360.
- 5.20. **Hermstein, W.: Hochspannungs-Messwandler neuer Bauform die Zwillingswandler**, Siemens Messtechnik, April 1963, Heft 8, str. 256—259.
- 5.21. **Hermstein, W.: Hochspannungs-Messwandler der Zwillingsbauform für 60 bis 220 kV**, Siemens Zeitschrift, April 1963, Heft 4, str. 252—254.
- 5.22. **Hartmann, H.: Strom- und Spannungswandler für 750 kV**, Brown Boveri Mitteilungen, Bd. 51, Januar / Februar 1964, Nr. 1/2, str. 84—92.
- 5.23. **Allmendinger, K.: Strom- Spannungs- und Kombinationswandler 110 bis 750 kV für Freiluftaufstellung**, AEG-Mitteilungen 55, 1965, 1, str. 5—11.
- 5.24. **Hermstein, W., Kettler, H.: Messwandler für Höchstspannungsnetze**, Siemens Zeitschrift, November 1965, Heft 11, str. 1224—1229.
- 5.25. **Kaltofen, A.: Völlig abgeschlossene Hoch- und Höchstspannungswandler**, EuM, 1968, Heft 9, str. 389—394.
- 5.26. **Musy, C., Michelakakis, P.: Aufbau und Entladevermögen der induktiven Öl-Spannungswandler für Freiluft und Spannungen von 52...750 kV**, Brown Boveri Mitteilungen 11/12 1969, str. 609—617.
- 5.27. **Brandes, D.: Induktiver 750-kV-Spannungswandler**, Techn. Mitt. AEG-TELEFUNKEN 61, 1971, 1, str. 17—20.
- 5.28. **Lager, P., Rimpp, F., Wegener, J.: Vollisolierte 110 kV-Schaltanlagen**, Siemens Zeitschrift, April 1966, Heft 4, str. 263—266.
- 5.29. **Heise, W., Karrenbauer, H.: Vollisolierte Schaltanlagen für Betriebsspannungen von 110 bis 300 kV**, Techn. Mitt. AEG-TELEFUNKEN 61, 1971, 1, str. 48—52.
- 5.30. **Schmitt, W.J., Spriegel, W.: Vollgekapselte SF₆-isolierte 110 kV-Schaltanlagen in der Energieversorgung**, BBC-Nachr., Bd. 53, 1971.
- 5.31. **Raupach, F.: Messwandler für SF₆-isolierte gekapselte schaltanlagen**, ETZ, 1973, Heft 7, str. 419—422.
- 5.32. **Szente - Varga, H. P.: Hochspannungs-Schaltanlagen mit SF₆-Isolation Anwendungen und Betriebserfahrungen**, Brown Boveri Mitteilungen, 1975, Nr. 4.
- 5.33. **Partenfelder, H.: Anlege-Leistungsfaktormesser**, ETZ, Bd. 78, Oktober 1957, Heft 20, str. 737—739.
- 5.34. **Kettler, H.: Normal-Spannungswandler**, ATM, Z 32—2, Oktober 1960, str. 223—224.
- 5.35. **Šomodi, P.: Precizni mjerni transformatori laboratorijske izvedbe**, »Informacije R. Končar« 41—43, 1967, str. 48—51.

6. POSEBNE VRSTE MJERNIH TRANSFORMATORA

- 6.1. **Kelemen, T.: Naponski mjerni transformatori za 220 kV**, »Informacije R. Končar« 3, 1960, str. 68—74.
- 6.2. **Zahorka, R.: Unterschwingungen kapazitiver Spannungswandler**, ETZ, Bd. 80, 1959, Heft 4, str. 108—112.
- 6.3. **Kraeft, H.: Beseitigung von Kippschwingungen**, Energie, April 1967, Nr. 4, str. 122—126.

- 6.4. Pohl, M., Schröder, H.: Einfluss der Ausgleichsvorgänge in kapazitiven Spannungswandlern auf den Richtungsentscheid von Distanzschutzgeräten, ETZ, Bd. 90, 1969, Heft 4, str. 84—88.
- 6.5. Kelemen, T.: Stacionarna i prolazna stanja kapacitivnog naponskog transformatora VCU-420, Jug. nac. kom. CIGRE, Referat br. 12.02, Dubrovnik 1970.
- 6.6. Kelemen, T.: Proračun i analiza vjernosti prenosa kapacitivnog naponskog transformatora u slučaju trenutnih promjena napona mreže, doktorska disertacija, ETF, Zagreb 1974.
- 6.7. Kelemen, T.: Ferorezonancija i subharmonička titranja u kapacitivnom naponskom transformatoru, Jug. nac. kom. CIGRE, Referat br. 12.08, Budva 1975.
- 6.8. Morgan, M. L.: Calibration of a Kelvin-Varley Standard Divider, IRE Trans. Instrum., 1960, str. 237—243.
- 6.9. Gibbings, D. L. H.: A circuit for reducing the exciting current of inductive devices. Proc. IEE (G.B.) 108B, 1961, str. 339—343.
- 6.10. Hill, J., Miller: A seven decade adjustable-ratio unductively-coupled voltage divider with 0,1 part per millio accuracy. Proc. IEE (G. B.) 109B, 1962, str. 157—162.
- 6.11. Zapf, Th. L.: The calibration of inductive voltage dividers and analysis of their operational characteristics. ISA Trans. USA 2, 1963, str. 195—201.
- 6.12. Zapf, Th. L., Chinburg, C., Wolf, H.: Inductive voltage dividers with calculable relative corrections. IEEE Trans. Instrum. Meas. IM 12, 1963, str. 80—85.
- 6.13. Zapf, L.: Comparison calibration of inductive voltage dividers, ISA Trans. USA 3, 1964, str. 238—242.
- 6.14. Zapf, L.: The accurate measurement of voltage ratios of inductive voltage dividers, ACTA IMEKO, 1964, str. 265—331.
- 6.15. Sze, W. C., Dunn, A. F., Zapf, L.: An International comparison of inductive voltage divider calibrations at 400 and 1000 Hz, IEEE Trans. Instrum. Meas. IM 14, 1965, str. 123—131.
- 6.16. Thurley, F., Richter, H.: Sparwandler als Spannungsteiler hoher Genauigkeit, Z. Instrum. Kde. 73, 1965. str. 298.
- 6.17. Hoer, C., Smith, W.: A 2:1 ratio inductive voltage divider with less than 0,1 ppm error to 1 MHz, J. Res. Nat. Bur. Stand. C, USA 71 C, 1967, str. 101—109.
- 6.18. Binnie, A., Foord, T.: Leakage inductance and interwinding capacitance in toroidal ratio transformers, IEEE Trans. Instrum. Meas. IM 16, 1967, str. 307—314.
- 6.19. Tsao, H.: Comparator for calibration of inductive voltage dividers, Proc. IEEE, 1967, str. 708—709.
- 6.20. Hill, J.: Der Entwurf und die Anwendungsmöglichkeiten von induktiven Spannungsteilern mit einstellbarem Übersetzungsverhältnis, Messtechnik, 1968, str. 265—270.
- 6.21. Deacon, T., Hill, J., Eng, C.: Two-stage inductive voltage divider, Proc. IEE (G. B.), 115, 1968, str. 888—892.
- 6.22. Hoer, C., Smith, W.: A 1-MHz Binary inductive voltage divider with ratios of 2^n to 1 or 6 n dB, IEEE Trans. Instrum. Meas., USA, IM 17, 1968, str. 278—284.
- 6.23. Hill, J., Deacon, T.: Voltage-ratio measurements with a precision of parst in 10^9 and performance of inductive voltage dividers, IEEE Trans. Instrum. Meas., IM 17, 1968, str. 269—278.
- 6.24. Schlinke, H.: Messverfahren zur Bestimmung der Fehler von Wechselspannungsteilern bis 350 V für Frequenzen von 0,5—10 kHz, PTB-Mitt. 78, 1968, str. 111—120.
- 6.25. Hill, J., Eng, C., Deacon, T.: Theory, design and measurement of inductive voltage dividers, Proc. IEE (G. B.), 115, 1968, str. 727—735.
- 6.26. Hall, H.: AC Voltage ratio measurement, Instrum. Control Syst. (USA), 1968, str. 109—111.

- 6.27. Nölke, E.: **Der Gleichstrom-Messwandler**, ETZ, Januar 1936, Heft 2, str. 37—39.
- 6.28. Krämer, W.: **Ein einfacher Gleichstrommesswandler mit echten Stromwandler-eigenschaften**, ETZ, Dezember 1937, Heft 49, str. 1309—1313.
- 6.29. Krämer, W.: **Ein neuer Gleichspannungsmesswandler zur Messung hoher Gleichspannungen**, ETZ, Dezember 1938, Heft 48, str. 1295—1298.
- 6.30. Storm, H. F.: **Series-Connected Saturable Reactor with Control Source of Comparatively High Impedance**, AIEE Trans., 1950, Volume 69, str. 1299—1309.
- 6.31. Peretc, B. B.: **Blijanje parametров izmjeritel'noj cjepi i formi krivoj namagničivanja na radu izmjeritel'novog transformatora postojanava toka**, Električstvo 1950, Nr. 2, str. 66—69.
- 6.32. Kuhrt, F., Maaz, K.: **Messung hoher Gleichströme mit Hallgeneratoren**, ETZ, Bd. 77, Juli 1956, Heft 14, str. 487—490.
- 6.33. Maaz, K., Schmid, R.: **Hochstromjoch mit Hallgeneratoren**, ETZ, Bd. 78, Oktober 1957, Heft 20, str. 734—736.
- 6.34. Abraham, L., Heumann, K.: **Kompensationswandler zur Präzisionsmessung hoher Gleichströme**, ETZ, Bd. 80, September 1959, Heft 18, str. 629—632.
- 6.35. Zahorka, R.: **Umbaubare Gleichstromwandler hoher Messgenauigkeit**, AEG-Mitteilungen 50, 1960, 3/4, str. 162—164.
- 6.36. Krauss, H.: **Neuere Gleichstrom-Messwandler**, ETZ, Bd. 14, 1962, Heft 17, str. 457—461.
- 6.37. Zahorka, R.: **Umbaubare Gleichstromwandler zur genauen Messung grosser Gleichströme**, AEG-Mitteilungen 51, 1961, 11/12, str. 380—386.
- 6.38. Ferković, B.: **Proračun pogrešaka mjernih transformatora istosmjerne struje (I)**, »Elektrotehnika« 1—2, 1973, str. 56—61; **Proračun pogrešaka mjernih transformatora istosmjerne struje (II)**, »Elektrotehnika« 3—4, 1973, str. 156—161.
- 6.39. Trampuž, Z.: **Diferencijalni most za mjerenje kapaciteta i kuta gubitaka**, »Informacije R. Končar« 53—55, 1971, str. 91—102.
- 6.40. Miljanić, P.: **Novi pogled na električna merenja stvoren razvojem strujnih komparatora**, JUKEM, Beograd 1969, str. 13—20.
- 6.41. Kusters, N.: **The Precise Measurement of Current Ratios**, IEEE Trans. Instrum. Meas., 1964, str. 197—209.
- 6.42. Miljanić, P.: **Adjustable Complex-Ratio Transformer**, IEEE Trans. Instrum. Meas., 1965, Nr. 3, str. 135—141.
- 6.43. MacMartin, M., Kusters, N.: **A Direct-Current-Comparator Ratio Bridge for Four-Terminal Resistance Measurements**, IEEE Trans. Instrum. Meas., December 1966, Nr. 4, str. 212—226.

7. NEKONVENCIONALNI MJERNI TRANSFORMATORI

- 7.1. Moulton, C. H.: **Hight pulse system shrinks high voltage protection devise**, Electronics, Bd. 38, 1965, Heft 10, str. 71—75.
- 7.2. Perry, E. R.: **Laser measures current**, Instrum. u. Control Syst., Bd. 38, 1965, H. 7, str. 123—124.
- 7.3. Klein, E., Kuckuck, H., Rittmayer, G.: **Übertragung von Steuersignalen oder Messwerten über grosse Potentialunterschiede mit Hilfe von moduliertem Licht**, Siemens Zeitschrift 39, 1965, str. 1245—1249.
- 7.4. Neumann, M.: **Strommessung mit Laser-Diode**, ETZ-B, Bd. 17, 1965, str. 619.
- 7.5. Moulton, C. H., Brack, H. W.: **Light-coupled current measurement for ehv**, Allis-Chalmers Engng. Rev., Bd. 31, 1966, str. 18—21.

- 7.6. Klein, E., Kuckuck, H.: **Optische Übertragung von Steuer- und Messsignalen mit GaAs-Lumineszenzdiolen**, Intern. Elektron. Rdsch. 20, 1966, str. 681—687.
- 7.7. Thomas, R. C.: **The traser system for light-coupled current measurement at ehv**, Allis-Chalmers Engng. Rev, 1966.
- 7.8. Moulton, C. H., Brack, H. W.: **New laser system shows extreme accuracy in ehv. current monitoring**, Power Engng., Bd. 71, 1967, H. 1, str. 38—39.
- 7.9. Pelenc, Y., Bernard, G.: **Prototype industriel de transformateur de courant à effet magnéto-optique**, Rev. gén. Electr., Bd. 76, 1967, str. 1055—1063.
- 7.10. Héroin, P. u. a.: **Mesure d'un courant par un ampèremètre à effet Faraday**, Rev. gén. Electr., 1967, str. 1045—1054.
- 7.11. Pelenc, Y.: **Transoptique-Transformateur de courant pour très hautes tensions à effet magnéto-optique**, Electricien, Bd. 82, 1969, H. 2104, str. 63—66.
- 7.12. Hermstein, W.: **Entwicklungstendenzen im Wandlerbau**, Elektrizitätswirtschaft 68, 1969, str. 246—257.
- 7.13. Schröter, H.: **Der Faraday-Effekt in der Messtechnik**, Messen-Steuern-Regeln, Bd. 13, 1970, str. 267—271.
- 7.14. Jaecklin, A. A.: **Labormodell eines magnetooptischen Stromwandlers**, ATM, September 1971, str. R 107—R 108.
- 7.15. Garnel, A., Grebille, B., Kaplan, Ch., Teboul, J.: **Transformateur de courant magnéto-optique à effet Faraday, astatique**, Rev. Gén. Elect. 80, 1971, str. 815—826.
- 7.16. Aumont, P., Pellentier, E.: **Réducteurs de courant magnéto-optiques à effet Faraday**, Rev. Gén. Elect. 80, 1971, str. 617—622.
- 7.17. Müller, W.: **Unkonventionelle Messwandler für Höchstspannungsanlagen**, ETZ-A, Bd. 93, 1972, Heft. 6, str. 362—366.
- 7.18. Müller, W.: **Entwicklungstendenzen im Messwandlerbau**, Elektro-Anzeiger, Oktober 1973, Nr. 20
- 7.19. Ermisch, J.: **Der Traser-Wandler-ein nichtkonventioneller Stromwandler**, »Elektrie« 28, 1974, Heft 12, str. 633—636.
- 7.20. Ermisch, J.: **Probleme bei der Ankopplung leistungsstarker Geräte zur Messwertverarbeitung an leistungsarme Messwandler**, »Elektrie«, 30, 1976, Heft 1, str. 29.
- 7.21. Clarricoats, P. J. B.: **Microwave ferrites**, Chapman & Hall, London 1961.
- 7.22. Bego, V.: **Nekonvencionalni mjerni transformatori**, ISEMEC, Ljubljana 1975.

8. MJERENJE POGREŠAKA MJERNIH TRANSFORMATORA

- 8.1. Orlich, E.: **Über die Anwendung des Quadrantenelektrometers zu Wechselstrommessungen**, ETZ, Bd. 30, 1909, str. 467—470.
- 8.2. Schering, H., Alberti, E.: **Eine einfache Methode zur Prüfung von Stromwandlern**, Arch. Elektrotechn., Bd. 2, 1914, str. 263—275; Z. Instrumentenkde., Bd. 37, 1917, str. 98.
- 8.3. Hohle, W.: **Messwandler-Prüfeinrichtungen**, Arch. Elektrotechn., Bd. 27, 1933, str. 849.
- 8.4. Hohle, W.: **Neuere Stromwandler-Prüfeinrichtungen**, ATM, Z 224—4, 1934.
- 8.5. Hohle, W., Hüter, W.: **Zur Prüfung von Höchstspannungswandlern**, Phys. Z., Bd. 39, 1938, str. 288—300.
- 8.6. Hohle, W.: **Neuere Verfahren zum Prüfen von Spannungswandlern**, ATM, Z 33—2, 1943.

- 8.7. Keller, A.: **Neuzeitliche Messwandler-Prüfeinrichtung nach dem Differentialverfahren**, ETZ-A, Februar 1953, str. 105—108.
- 8.8. Keller, A.: **Eine neue tragbare Wandlermesseinrichtung nach dem Kompensationsverfahren**, ETZ-A, Bd. 78, 1957, Heft 4, str. 150—155.
- 8.9. Brückel, W.: **Eine neue digital einstellbare Messwandler-Prüfeinrichtung mit Fehlerkompensation**, ATM, Z 224—13, Januar 1974, str. 17—20.
- 8.10. Busse, G., Hoffmann, H. J.: **Wandlermesseinrichtung für höhere Frequenzen**, ETZ-A, Bd. 78, 1957, Heft 21, str. 789—792.
- 8.11. Linckh, H. E., Helke, H.: **Messung von Stromwandlern für sehr kleine primäre Nennströme**, ETZ-A, Juni 1953, Heft 11, str. 349—351.
- 8.12. Fritz, W.: **Fehlermessungen an Spannungswandlern bei kleinen Spannungen**, ETZ-A, Bd. 77, 1956, Heft 19, str. 695—696.
- 8.13. Rumjancev, A. S., Hahamov, I. V.: **Aparatura dlja poverki transformatorov toka visokih klasov točnosti na častote 50**, »Izmjeriteljnaja tehnika« 6, 1967, str. 53—57.
- 8.14. Miljanić, P., Spiridonović, S.: **Strujni komparator**, JUKEM-II, 1963.
- 8.15. Miljanić, P., Spiridonović, S., Pandurović, N.: **Baždarenje strujnih transformatora metodom strujnog komparatora**, Elektrotehnika, 7, 1966.
- 8.16. Miljanić, P., Kuster, N., Moore, W.: **The Application of Current Comparators to the Calibration of Current Transformers at Ratios up to 36000/5 Amperes**, IEEE Trans. Instrum. Meas., September 1968, str. 196—203.
- 8.17. Linckh, H. E.: **Absolute Messung von Stromwandlern**, Elektrotechnische Zeitschrift, Bd. 73, Dezember 1952, Heft 23, str. 747—749.
- 8.18. Helke, H.: **Messung von Höchststromwandler**, ETZ-A, Mai 1953, Heft 9, str. 263—265.
- 8.19. Zinn, E., Forger, K.: **Ein Messverfahren zum absoluten Bestimmen der Fehler von Spannungswandlern**, ETZ-A, Dezember 1954, Heft 24, str. 805—809.
- 8.20. Helke, H.: **Ein Hochspannungsteiler grosser Konstanz für Wandlerprüfungen**, ETZ-A, Bd. 77, Mai 1956, Heft 9, str. 270—275.
- 8.21. Zinn, E.: **Fundamentale Bestimmung der Fehler von Höchstspannungswandlern durch ein Summierverfahren mittels kapazitiven Teilers**, ETZ-A, Bd. 80, Oktober 1959, Heft 19, str. 659—665.
- 8.22. Bego, V.: **Ispitna stanica serijskih transformatora tvornice »R. Končar«**, »Informacije R. Končar« 2, 1954, str. 17—25.
- 8.23. Brendler, W.: **Eine neue tragbare Wandler-Messeinrichtung mit direkter Fehleranzeige nach dem Differenzverfahren**, Elektrotechnik, 1957, Heft 7, str. 333—335.
- 8.24. Busse, G.: **Messgeräte zur Einstellung der Prüfpunkte bei Wandlermessungen**, AEG-Mitteilungen 53, 1963, 7/8, str. 273—276.
- 8.25. Bego, V.: **Uređaj za izravno mjerenje naponske i fazne pogreške naponskih mjernih transformatora**, JUKEM, 1969, str. 99—105 i »Informacije R. Končar« 49, 1970, str. 3—9.
- 8.26. Zivlaković, Lj.: **Upotreba fazno osjetljivih kola za baždarenje strujnih transformatora**, JUKEM, Beograd 1969, str. 77—83.
- 8.27. Pandurović, N.: **Uređaj za serijsku kontrolu točnosti strujnih transformatora**, Zbornik radova JUKEM, Zagreb 1971, str. 9—15.
- 8.28. Geyger, W.: **Prüfung von Messwandlern**, ATM, Z 224—7, September 1935.
- 8.29. Geyger, W.: **Prüfung von Messwandlern mit Koordinaten-Tintenschreiber**, ATM, Z 224—8, Juni 1936.
- 8.30. Nölke, O. E.: **Selbsttätige Stromwandler-Prüfeinrichtung**, ATM, Z 224—12, Juli 1941.

10. VAŽNIJE OZNAKE

A	površina
A	pojačanje (odjeljak 2.5.5)
A_L	faktor induktiviteta (induktivitet svitka s magnetskom jezgrom preračunat na jedan zavoj)
A_R	faktor otpora (otpor svitka preračunat na jedan zavoj)
A_σ	faktor rasipanja (ukupni rasipni induktivitet transformatora preračunat na jedan zavoj)
a	dimenzija
B	magnetska indukcija (iznos, trenutna vrijednost)
$\mathbf{B}, (\mathbf{B}_m)$	simbolički vektor (fazor) sinusne magnetske indukcije (amplituda)
b	dimenzija
b	susceptancija tereta transformatora preračunata na jedan zavoj
b_0	susceptancija poprečne grane u nadomjesnoj shemi transformatora preračunata na jedan zavoj
C	kapacitet
C	Verdetova konstanta optičkog materijala (odjeljak 7.2)
C	konstanta strujnog transformatora (odjeljak 2.2)
c	dimenzija
D	dimenzija promjera
d	dimenzija promjera
E	jakost električnog polja
F_s	faktor sigurnosti
f	frekvencija
f_{Cu}	faktor punjenja prozora transformatora bakrom
f_l	faktor slaganja limova
g	konduktancija tereta transformatora preračunata na jedan zavoj
g_0	konduktancija poprečne grane u nadomjesnoj shemi transformatora preračunata na jedan zavoj
H	jakost magnetskog polja (iznos, trenutna vrijednost)
$\mathbf{H}$	simbolički vektor (fazor) jakosti magnetskog polja
$\mathbf{H}_{(1)}$	simbolički vektor (fazor) jakosti magnetskog polja osnovnoga harmoničkog člana
H_C	koercitivna sila
h	dimenzija (visina)
I	struja (iznos, efektivna vrijednost), svjetlosna jakost (odjeljak 7.2)
$\mathbf{I}$	simbolički vektor (fazor) sinusne struje
I_m	amplituda struje
$I_0, (I_0'')$	struja magnetiziranja (preračunata na sekundarnu stranu)
$I_1, (I_1'')$	primarna struja transformatora (preračunata na sekundarnu stranu)
I_{1n}	nazivna primarna struja strujnog transformatora
I_{1s}	nazivna sigurnosna primarna struja strujnog transformatora
I_2	sekundarna struja transformatora
I_{2n}	nazivna sekundarna struja strujnog transformatora
I_{dyn}	nazivna dinamička struja strujnog transformatora
I_g	radna komponenta struje magnetiziranja
I_{km}	maksimalna vrijednost simetrične komponente struje kratkog spoja
I_{sr}	srednja vrijednost struje
I_{th}	nazivna kratkotrajna termička struja strujnog transformatora
$I_\mu, (I_\mu'')$	magnetizirajuća (jalova) komponenta struje magnetiziranja (preračunata na sekundarnu stranu)
i	trenutna vrijednost struje
i_1	primarna struja transformatora preračunata na jedan zavoj
i_2	sekundarna struja transformatora preračunata na jedan zavoj

j	imaginarna jedinica
K	konstanta
K_C	omjer napona u kapacitivnom djelilu
K_n	nazivni omjer transformacije strujnog transformatora
k	konstanta
k_n	nazivni omjer transformacije naponskog transformatora
L	induktivitet
L_0	induktivitet poprečne grane u nadomjesnoj shemi transformatora
$L_{1\sigma}$	rasipni induktivitet primarnog namota
$L_{2\sigma}$	rasipni induktivitet sekundarnog namota
$L_{\sigma}, (L_{\sigma}'')$	ukupni rasipni induktivitet (preračunat na sekundarnu stranu)
ℓ	duljina
ℓ_e	efektivna duljina jezgre
ℓ_{Fe}	duljina silnica u jezgri
ℓ_z	širina zračnog raspora
M	međuinuktivitet
m	masa
$N (N_1, N_2)$	broj zavoja (primarnog, odnosno sekundarnog namota)
O	srednja duljina zavoja
P	snaga
$P_{1\%}$	snaga naponskog transformatora kod koje nastaje pad napona od 1%
P_{Cu}	gubici u bakru
P_{Fe}	gubici u željezu
P_h	gubici zbog histereze
p	relativna (postotna) pogreška
p_i	postotna pogreška strujnog transformatora
p_{is}	složena pogreška strujnog transformatora
p_u	postotna pogreška naponskog transformatora
p_{u0}	postotna pogreška naponskog transformatora u praznom hodu
p_{ut}	postotna pogreška naponskog transformatora zbog tereta
p_w	specifična snaga gubitaka jezgre
p_{μ}	specifična jalova snaga magnetiziranja jezgre
q	naboj (presjek žice)
q_0	prividni naboj parcijalnog izbijanja
R	otpor (otpor tereta mjernog transformatora)
$R_0, (R_0'')$	otpor poprečne grane u nadomjesnoj shemi transformatora (preračunat na sekundarnu stranu)
$R_1, (R_1'')$	otpor primarnog namota (preračunat na sekundarnu stranu)
R_2	otpor sekundarnog namota
R_s	otpor sekundarnog kruga transformatora
$R_{tp\ Cu}$	toplinski otpor namota
$R_{tp\ Fe}$	toplinski otpor jezgre
r	polumjer
r_1	otpor primarnog namota preračunat na jedan zavoj
r_2	otpor sekundarnog namota preračunat na jedan zavoj
S	presjek
S_{Cu}	ukupni presjek bakra
S_e	efektivni presjek (feritne) jezgre
S_{Fe}	presjek transformatorske jezgre
S_{pr}	presjek prozora jezgre
T	trajanje periode izmjenične veličine
T_M	vremenska konstanta mreže
T_T	vremenska konstanta transformatora
t	vrijeme
U	napon (iznos, efektivna vrijednost)

$\mathbf{U}$	simbolički vektor (fazor) sinusnog napona
$U_1, (U_1'')$	primarni napon transformatora (preračunat na sekundarnu stranu)
U_{1n}	nazivni primarni napon naponskog transformatora
U_2	sekundarni napon transformatora
U_{2n}	nazivni sekundarni napon naponskog transformatora
$U_i, (U_i'')$	inducirani napon (preračunat na sekundarnu stranu)
U_{sr}	srednja vrijednost napona
u	trenutna vrijednost napona
u_1	primarni napon transformatora preračunat na jedan zavoj
u_2	sekundarni napon transformatora preračunat na jedan zavoj
u_i	inducirani napon transformatora preračunat na jedan zavoj
V	volumen
V_e	efektivni volumen (feritne) jezgre
W	energija
X	reaktancija (reaktancija tereta mjernog transformatora)
$X_0, (X_0'')$	reaktancija poprečne grane u nadomjesnoj shemi transformatora (preračunata na sekundarnu stranu)
$X_1, (X_1'')$	rasipna reaktancija primarnog namota transformatora (preračunata na sekundarnu stranu)
X_2	rasipna reaktancija sekundarnog namota
$X_k (X_c)$	ukupna rasipna reaktancija transformatora (reaktancija u kratkom spoju)
x_1	rasipna reaktancija primarnog namota transformatora preračunata na jedan zavoj
x_2	rasipna reaktancija sekundarnog namota transformatora preračunata na jedan zavoj
Y	admitancija
y	admitancija tereta (naponskog) transformatora preračunata na jedan zavoj
$y_0, (y_{01})$	admitancija poprečne grane u nadomjesnoj shemi transformatora preračunata na jedan zavoj (za $\mu = \mu_0$)
Z	apsolutni iznos impedancije (impedancija tereta mjernog transformatora)
$\mathbf{Z}$	impedancija u kompleksnom obliku
$Z_0, (Z_0'')$	impedancija poprečne grane u nadomjesnoj shemi transformatora (preračunata na sekundarnu stranu)
Z_n	nazivna impedancija
Z_s	impedancija sekundarnog kruga strujnog transformatora
z_k	impedancija transformatora u kratkom spoju preračunata na jedan zavoj
α	temperaturni koeficijent otpora, temperaturni koeficijent permeabilnosti
β	fazni pomak tereta mjernih transformatora
β_0	fazno zaostajanje struje magnetiziranja prema induciranom naponu u jezgri
β_k	fazni pomak impedancije transformatora u kratkom spoju
β_s	fazni pomak impedancije sekundarnog kruga strujnog transformatora
Γ	gustoća struje
γ	specifična masa
$\Delta u_0,$ (Δu_0)	relativna ukupna pogreška naponskog transformatora u praznom hodu, iznos (simbolički vektor)
Δi	strujni faktor (odjeljak 4.6)
$\Delta u_t,$ (Δu_t)	relativna ukupna pogreška naponskog transformatora zbog struje tereta, iznos (simbolički vektor)
Δu	naponski faktor (odjeljak 4.6)
$\Delta p_{i \max}$	maksimalna promjena strujne pogreške
$\Delta p_{u \max}$	maksimalna promjena naponske pogreške
δ	kut gubitaka kondenzatora (jezgre)
δ_i	fazna pogreška strujnog transformatora, redovito u minutama
δ_u	fazna pogreška naponskog transformatora, redovito u minutama

δ_{uo}	fazna pogreška naponskog transformatora u praznom hodu, redovito u minutama
δ_{ut}	fazna pogreška naponskog transformatora zbog struje tereta, redovito u minutama
ε	dielektrična konstanta
ε_0	influenciona konstanta
η_B	histerezna konstanta magnetskog materijala
ϑ	temperatura
ϑ_n	nadtemperatura
κ	korekcija pogreške mjernog transformatora
$\underline{\mu}$	permeabilnost (apsolutna)
$\underline{\mu}$	kompleksna permeabilnost
μ_0	permeabilnost vakuumu
μ_d	diferencijalna permeabilnost
μ_e	efektivna permeabilnost jezgre
μ_i	početna permeabilnost
μ_{max}	maksimalna permeabilnost
μ_p', μ_p''	realna i imaginarna komponenta kompleksne permeabilnosti (paralelni oblik)
μ_r	relativna permeabilnost
μ_s', μ_s''	realna i imaginarna komponenta kompleksne permeabilnosti (serijski oblik)
$\underline{\mu}_o (\mu_o)$	kompleksni omjer amplitude magnetske indukcije i efektivne vrijednosti osnovnog harmoničkog člana magnetskog polja (apsolutna vrijednost)
μ_o', μ_o''	realna i imaginarna komponenta μ_o (paralelni oblik)
ν	Rayleighov koeficijent histereze
ρ	specifični električni otpor
σ	specifično naprezanje
$\Phi, (\Phi_m)$	magnetski tok, trenutna vrijednost (amplituda)
φ	fazni pomak struje prema naponu
ω	kružna frekvencija

11. KAZALO POJMOVA

- analogno-digitalni pretvarač 244
asimetrični kratki spoj u mreži 68
atmosferski udarni napon 89
- bakrena žica** 77
- cikloalifatske epoksidne smole 106
Curiejeva temperatura 136
— feritnih materijala 144
- dielektrična čvrstoća
— epoksidnih smola 106
— papira impregniranog uljem 107
— ulja 107
dielektrični gubici 107
Dietzova kliješta 209
diferencijalni mostovi 234
diferencijalna permeabilnost 45
diferencijske metode 255
digitalno-analogni pretvarač 244
dijagram pogrešaka
— naponskog transformatora 12
— strujnog transformatora 41
DIN 41300 161
DIN 41302 152
DIN 41303 159
DIN 41304 159
DIN 41309 154, 156
dinamička struja 71
dinamo limovi 130
dodatni teret 53
dopušteno povišenje temperature namota 90
dvopolno izolirani naponski transformator 191
dvostepeni kaskadni strujni transformator 75
- efektivna permeabilnost 140
efektivni parametri feritne jezgre 140
eksperimentalne metode za rješavanje električnog polja 124
elektrode za diktiranje potencijala 200
epoksidne smole 106
epoksidni-mjerni transformatori 185
— naponski transformator 190
— strujni transformator 185
etalonski-naponski transformatori 209
— strujni transformatori 207
- faktor-gubitaka jezgre 7, 139, 141
— induktiviteta 143
— iskorištenja polja 114
— nadrelaksacije 122
— punjenja jezgri 150
— punjenja prozora bakrom 80
— Rogowskog 82
— sigurnosti 60
— slaganja limova 130, 133, 146
Faradayjev modulator 245
fazna pogreška-naponskog transformatora 11
— strujnog transformatora 38
feritne jezgre 129, 138
ferorezonancija 29, 210
- galij-arsenidna svjetlosna dioda 243
glavasti strujni transformator 194
Glynov most 235
grafičke metode za rješavanje električnog polja 124
granice pogrešaka — naponskih transformatora za mjerenje 19
— naponskih transformatora za zaštitu 20
— strujnih transformatora za mjerenje 46
— strujnih transformatora za zaštitu 65
granična frekvencija 100
granični faktor točnosti 65
gubici — u magnetskoj jezgri 131, 137
— histereze 140
gustoća struje 72
- Hallova sonda 232
histerezna konstanta 136
— feritnog materijala 142, 144
hladno valjani lim bez teksture 130, 133
— s jednosmjernom teksturom 130, 132
— s kubičastom teksturom 130, 133
Hohleova metoda za mjerenje pogrešaka — naponskih transformatora 257
— strujnih transformatora 255
- idealni transformator 2
IEC-publikacija 133 143
IEC-publikacija 185 I dio 183
IEC-publikacija 186 90
IEC-publikacija 270 101
IEC-publikacija 329 154
impregnacija namota 105
indukcija zasićenja 130, 136
induktivni-mjerni transformator 9
— naponski transformator 11
induktivno djelilo 22, 52, 222
induktivni dio kapacitivnog naponskog transformatora 221

integrirani krugovi 244
 integrirano pojačalo 58
 Internacionalna (Međunarodna)
 elektrotehnička komisija — IEC 19, 46,
 48, 181, 183
 ispitivanje induciranim naponom
 izolacije
 — naponskih transformatora 92
 — strujnih transformatora 92
 ispitivanje stranim naponom izolacije
 — naponskih transformatora 92
 — strujnih transformatora 91
 ispitivanje izolacije udarnim naponom 93
 iterativne metode 121
 izolacija namota 87
 izolacijski plinovi 112
 izravno mjerenje pogrešaka mjernih
 transformatora 265
 izvedbe — naponskih transformatora 181,
 221
 — strujnih transformatora 181

jednominutni podnosivi napon
 industrijske frekvencije 88, 91
 jednopolno izolirani naponski
 transformator 191
 jezgraste magnetske jezgre 146
 jezgre od isječenih listova lima 146
 Jugoslavenski standard JUS
 C.K5.020 130, 132
 C.K5.020 131
 N.A2.001 182
 N.A5.005 90
 N.A5.502 93
 N.A5.530 101
 N.C7.101 171
 JUS N.C0.011 77
 N.C7.101 (prijedlog) 77
 N.C7.110 77
 N.C7.110 (prijedlog) 78
 N.H9.101, 102 i 103 90, 181, 182
 N.H9.102 II 46, 59
 N.R8.013 143, 145
 N.R8.014 146
 N.R8.031 146
 N.R8.042 154
 N.R8.044 154

Kafkin dijagram za određivanje
 pogrešaka strujnog transformatora 42
 kapacitivne obloge 125
 kapacitivni naponski transformator 10, 211
 kapacitivno djelilo 212

kaskadni
 — naponski transformator 28, 200
 — strujni transformator 74, 198
 katalizator 105
 klasa točnosti 19, 46
 koercitivna sila 136
 kolutne jezgre 149
 komparator
 — istosmjerne struje 234, 238
 — izmjenične struje 235
 kompenzacijske metode 249
 kompenzator prema — W. Hohleu 255
 — A. Kelleru 253
 — Kelvin-Varleyju 228
 kompleksna permeabilnost 7, 138
 kompleksni dijagram pogrešaka
 — naponskog transformatora 15
 — strujnog transformatora 43
 kondenzator s papirnom izolacijom 215
 kondenzatorsko ulje 107
 korekcija naponske pogreške 21
 korekcija zavoja
 — naponskih transformatora 21, 173
 — strujnih transformatora 49
 korona 200
 kratki spoj u mreži 59, 64, 67
 krivulja magnetiziranja 6, 132, 134
 križno-prstenasta izvedba strujnog
 transformatora 194

laboratorijski mjerni transformatori 206
 Liebmannova ekstrapolacija 122
 logaritamski dekrement prigušenja 32
 lončasta izvedba strujnog
 transformatora 194

magnetostrikcija zasićenja 136
 magnetske jezgre mjernih
 transformatora 129
 magnetsko-optički strujni
 transformator 244
 maksimalna permeabilnost 130, 136
 maksimalna struja strujnog
 transformatora 46, 90
 malouljni mjerni transformatori 191
 Međunarodna elektrotehnička komisija —
 IEC 19, 46, 48, 181, 183
 međutransformator 106
 mehaničko naprezanje namota 84
 metoda konačnih diferencija 117
 metoda konačnih elemenata 25, 124
 mikrovalni strujni transformator 248
 mjere kojima se smanjuju pogreške
 — naponskih transformatora 21

— strujnih transformatora 49
mjere kojima se ujednačavaju
dielektrična naprezanja izolacije 125
mjerenje parcijalnih izbijanja 91, 96

mjerenje pogrešaka mjernih
transformatora 249
mjerenje pogrešaka mjernih
transformatora prema Scheringu i
Albertiju

— naponskih 252
— strujnih 249
mjerni pretvarači 20
motane jezgre 146, 154
Möllinger-Geweckeov dijagram
— naponskog transformatora 13
— strujnog transformatora 41
mumetal 135, 150

nadomjesna shema

— transformatora 3, 9
— kapacitivnog naponskog
transformatora 216
— naponskog transformatora s
otvorenom jezgrom 25
— strujnog transformatora 38, 61
nadstrujna karakteristika strujnog
transformatora 60
namotni strujni transformator 185
napon nastanka korone 203
naponska pogreška 11
naponski faktor 161
naponski transformator
— dvopolni 191
— epoksidni 190
— induktivni 11
— jednopolni 191
— kapacitivni 10, 211
— kapacitivni s pojačalom 242
— kaskadni 28, 200
— laboratorijski 205
— malouljni 191
— sa zatvorenom jezgrom 200, 201
— s otvorenom jezgrom 23, 201
— tlačni 202
— za mjerenje 12, 19
— za zaštitu 12, 19
nazivna
— dinamička struja 71
— kratkotrajna termička struja 71
— primarna granična struja točnosti 65
— primarna struja 37
— sekundarna struja 37
— sigurnosna struja 59

— snaga naponskog transformatora 20
— snaga strujnog transformatora 48
nazivni
— faktor napona 20
— omjer transformacije naponskog
transformatora 11
— omjer transformacije strujnog
transformatora 37
— primarni napon 11
— sekundarni napon 11
nekonvencionalni mjerni
transformatori 241
nikleni željezni lim 129, 133
numerička metoda određivanja
električnog polja 117

oblici jezgri 146

ogrnutе jezgre 146

okviri namota za standardizirane
jezgre 156

omsko djelilo napona 252

osciloskopski nulindikator 258

otpor namota 81

otvoreni sekundarni krug strujnog
transformatora 44

označivanje stezaljki

— naponskog transformatora 183

— strujnog transformatora 183

papir impregniran uljem 107

parcijalna izbijanja 96

Paschenov zakon 112

permaloj 135

permax 135

permenorm 135

pulsno-kodna modulacija 244

početna permeabilnost 130, 132, 136, 139

— feritnog materijala 144

podnosivi udarni napon 88

polutjemeno trajanje hrpta udarnog
napona 93

potporni strujni transformator 185

praškasta jezgra 129

predmagnetiziranje jezgre strujnog
transformatora

— pomoću njegove sekundarne struje 54

— pomoću zasićenog transformatora 55

primarna rasipna reaktancija 3

primarni rasipni induktivitet 3

prividni naboj 98

probojni napon izolacijskih plinova 112

prolazna stanja u strujnom

transformatoru 67

proračun pogrešaka

- naponskog transformatora 12, 167, 177
- strujnog transformatora 38, 175
- provjera oznaka stezaljki mjernih transformatora 184
- provlačni strujni transformator 185
- provodni strujni transformator 185
- PTB (Physikalisch-Technischen Bundesanstalt) 209, 253
- puni stupanj izolacije 88

- rasipni induktivitet namota 82
- Rayleighov koeficijent histereze 140
- Rayleighovo područje 140
- relativni faktor
 - gubitaka feritnog materijala 144
 - starenja feritne jezgre 143
 - starenja feritnog materijala 144
- relativni temperaturni koeficijent feritnog materijala 142, 144

- sekundarna rasipna reaktancija 3
- sekundarni namot strujnog transformatora s više paralelnih grana 52
- sigurnosna struja 60
- silicijski željezni limovi 130
- sklopni udarni napon 89
- složena pogreška
 - strujnog transformatora za zaštitu 8, 38, 65
 - izravno mjerenje 66
 - izravno mjerenje pomoću dva referentna transformatora 67
 - neizravno mjerenje 67
- smanjeni stupanj izolacije 88
- specifični električni otpor magnetskih limova 136
- specifična toplina 72
- standardizirane prerezane motane jezgre 154
- standardizirani oblici magnetskih limova 150
- standardizirane vrijednosti nazivnih
 - napona 181
 - snaga naponskih transformatora 20
 - snaga strujnih transformatora 48
 - struja 181
- standardni oblik udarnog napona 94
- struja kratkog spoja 67
 - istosmjerna komponenta 67
- strujna kliješta 209
- strujna pogreška 38
- strujni faktor 161
- strujni komparator 259

- s elektroničkim pojačalom 264
- u dva stepena 262
- strujni transformator 1, 37
 - epoksidni 185
 - glavasti 194
 - istosmjerne struje 230
 - kaskadni 74, 198
 - križno-prstenasti 194
 - laboratorijski 205
 - magnetsko optički 244
 - malouljni 191
 - mikrovalni 248
 - namotni 185
 - potporni 185
 - provlačni 185
 - provodni 185
 - sa svjetlosnim diodama 242
 - sekundarni namot otvoren 44
 - s elektroničkim pojačalom 57, 208, 263
 - s lineariziranim jezgrom 71
 - s proširenim mjernim opsegom 47
 - štapni 73, 87, 185, 188
 - za mjerenje 38, 46
 - za specijalnu namjenu 48
 - za zaštitu 38, 64
- stupanj izolacije 88
- subharmonički titraji 219
- sukcesivna nadrelaksacija 122
- sumporni heksafluorid 112, 202
- supermaloj 135
- svjetlosna dioda 243
- svjetlosni provodnik od staklenih niti 243

- štapni strujni transformator 73, 87, 125, 185, 188

- temperatura okoline 90
- temperaturni koeficijent početne permeabilnosti 142
- teret
 - naponskog transformatora 37
 - strujnog transformatora 37
- termička klasa izolacije 90
- termička struja 71
- tipna ispitivanja 48
- tlačna rasklopna postrojenja 112
- tlačni mjerni transformator 202
- tlačni visokonaponski kondenzator 205
- toplinski otpor jezgre 161
- toplinski otpor namota 161
- toplo valjani silicijski željezni lim 129
- toroidna jazgra 62, 81

trafoperm 150
trajanje čela vala udarnog napona 93
trajna termička struja 47
transformatorski limovi 130
transformatorski mostovi 235
— za mjerenje kapaciteta 236
transformator s kompenziranim
magnetskim tokom 233
transformatorsko ulje 107
traser 242

udarni napon 88, 93, 127
uljna svila 104
uljni papir 104
uljno platno 104
ultraperm 135
usporedba etalonskih otpora 240

vacoperm 135
VDE 0345a 115
VDE 0414 100
vektorski dijagram transformatora 4
Verdetova konstanta 245
visokofrekvencijska telefonija 223
visokolegirani limovi 130
volumen izolacije mjernih
transformatora 74, 125
vremenska konstanta — mreže 67
— sekundarnog kruga strujnog
transformatora 68

zagrijavanje mjernih transformatora
— stacionarno stanje 90
— u kratkom spoju 71
zbirna karakteristika jezgri 231