

## 2. TRANSFORMÁTORY

### 2.1 Všeobecne

Technický transformátor je elektrický stroj, ktorý premieňa striedavý prúd daného napätia na iné napätie bez zmeny kmitočtu a zároveň odovzdáva činný a jalový výkon z napájacej primárnej siete do napájanej sekundárnej siete. Transformátor sa skladá z aktívneho železného jadra, na ktorom sú navinuté vinutia, primárne vinutie berie zo siete výkon, ktorý sa cez jedno alebo viac sekundárnych vinutí dodáva do spotrebiča. Niekedy býva na transformátore ešte tretie, terciárne vinutie, ktoré je spojené do trojuholníka a ktorého konce nie sú vyvedené. Toto vinutie sa používa pre zlepšenie magnetizačných pomerov.

Transformátor v stave naprázdno odoberá zo siete malý prúd naprázdno, ktorého jalová zložka magnetuje železo a činná zložka sa spotrebuje na krytie strát v železe a obvykle veľmi malých strát v medi.

Transformátor zaťažený na sekundárnej strane odoberá zo siete zvýšený primárny prúd, ktorý je väčší než prúd naprázdno a to o hodnotu sekundárneho prúdu prepočítaného na primár. Pri napájaní činných a jalových spotrebičov klesá pritom sekundárne napätie vplyvom úbytkov napätia, vznikajúcich vo vlastných činných a jalových odporoch. Úbytok vzťahnutý na sekundárne napätie naprázdno sa vyjadruje v percentách a nazýva sa percentuálny úbytok napätia.

Transformátor spojený nakrátko odoberá zo siete prúd nakrátko, ktorý je mnohonásobkom menovitého prúdu. Jeho hodnota závisí od veľkosti vlastných činných a jalových odporov.

### 2.2 Program skúšok transformátorov

Typové skúšky, ktoré sa obyčajne na transformátoroch robia sú podľa STN 35 1080 tieto:

- meranie odporov vinutia, meranie izolačného odporu vinutí,
- určenie prevodu,
- meranie naprázdno,
- meranie nakrátko,
- kontrola spojenia vinutia,
- určenie netočivej impedancie,
- otepľovacia skúška,
- skúška elektrickej pevnosti.

Okrem toho sa môžu vykonať aj kusové skúšky, ktorých rozsah je širší. Z nameraných hodnôt výpočtom určujeme celkový úbytok napätia a účinnosť.

Pred meraním **opíšeme štítok meraného transformátora**, aby sme namerané hodnoty správne spracovali pre menovité hodnoty transformátora.

## 2.3 Meranie odporov vinutia

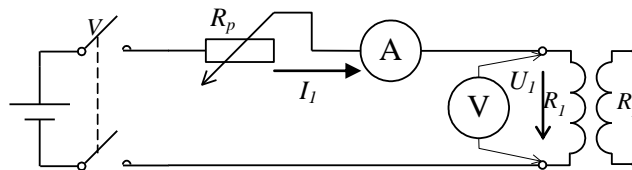
Meraním odporov vinutia sa kontroluje, či sú všetky vinutia fáz rovnaké. Odpor jednotlivých fáz potrebujeme vedieť k výpočtu strát vo vinutí a nepriamo k výpočtu strát prídavných, poprípade na zistenie teploty vinutia pri otepľovacej skúške.

Pri meraní odporov je nutné poznať skutočnú teplotu vinutia. Preto meranie robíme pri ustálenom tepelnom stave stroja. Vo vzduchových transformátoroch, alebo vybratých z oleja možno považovať teplotu okolia za teplotu vinutia, ak takýto transformátor bol v prostredí stálej teploty najmenej šesť hodín bez napätia a prúdu.

Na meranie použijeme pomerne presnú a jednoduchú metódu Ohmovu. Mostíková metóda nevyhovuje kvôli značnej indukčnosti vinutia. Pri Ohmovej metóde volíme prúd tak, aby sa vinutie týmto prúdom nezohrialo, t. j. v rozsahu  $(10 \div 20)\% I_N$ .

Schéma zapojenia na meranie odporov vinutí je na obr. 2.1. Voltmeter sa musí pripojiť priamo na svorky meraného odporu po ustálení prúdu. Zdrojom jednosmerného prúdu je akumulátorová batéria, do série s meraným vinutím je zapojený regulačný odpor  $R_p$  na nastavenie vhodnej hodnoty prúdu. Každé vinutie zmeriame aspoň pri troch rôznych hodnotách prúdu. Odpor každého vinutia vypočítame pri danej teplote okolia z Ohmovho zákona  $R_{I\theta} = U_I / I_I$ . Odpor primárneho vinutia  $\overline{R_{1\theta}}$  sa rovná strednej hodnote zo všetkých meraných hodnôt. Podobne vypočítame hodnotu odporu sekundárneho vinutia  $\overline{R_{2\theta}}$ .

Odčítame teplotu miestnosti pri meraní. Odpory elektrických strojov sa zásadne udávajú pri  $20^\circ\text{C}$ , preto ich musíme na túto teplotu prepočítať.



Obr. 2.1 Meranie odporov vinutia

Pre medené vinutie platí:

$$R_{20} = R_{\theta} \frac{235 + 20}{235 + \theta} \quad (2.1a)$$

Pre hliníkové vinutie platí:

$$R_{20} = R_{\theta} \frac{230 + 20}{230 + \theta} \quad (2.1b)$$

$\theta$  – teplota vinutia pri skúške [ $^\circ\text{C}$ ]

$R_{20}$  – odpor pri teplote 20°C

$R_{\theta}$  – odpor nameraný pri teplote  $\theta$

Pre výpočet strát sa prepočítava odpor na predpokladanú prevádzkovú teplotu 75°C. Táto teplota sa považuje za hranicu, ktorá nemá byť podľa normy prekročená pri menovitom zaťažení a za normálnych podmienok.

Pre medené vinutie:

$$R_{75} = R_{20} \frac{235 + 75}{235 + 20} = 1,216 R_{20} \quad (2.2)$$

Pri meraní odporu primárnej strany spojíme sekundárnu stranu nakrátko, aby sa indukovaným napätím od pripojeného jednosmerného prúdu nepoškodila izolácia vinutia prierazom. Pri meraní odporu sekundárnej strany zase spojíme stranu primárnu nakrátko. Voltmeter pripojujeme až po nastavení prúdu na určitú hodnotu, aby sa zmenou prúdu nepoškodil veľkým nárazom a z rovnakých príčin ho odpojujeme pred vypnutím prúdu akumulátorovej batérie.

Veľkosť prúdu je potrebné nastaviť na určité celé číslo, napr. 1;2;5 A, ktorým sa bude pri výpočte odporu ľahko deliť a možnosť chyby bude menšia. Údaje oboch meracích prístrojov, t. j. ampérmetra aj voltmetra sa musia odčítať súčasne, aby chyba poklesom napätia alebo zmenou prúdu bola vylúčená.

## 2.4 Meranie odporu vinutí trojfázových transformátorov

Pri meraní trojfázového transformátora meriame odpor všetkých cievok. Závisí od prístupnosti cievok, alebo ich vývodov, či budeme merať odpor jednej, alebo odpor viacerých cievok naraz. Keď sú prístupné všetky svorky cievok, t. j. ich začiatky a ich konce, môžeme merať odpor každej cievky samostatne. Potom pre meranie odporov platí opis v kap. 2.3. Odpor primárneho vinutia  $R_1$  sa rovná strednej hodnote zo všetkých meraných hodnôt všetkých troch fáz. Podobne vypočítame hodnotu odporu sekundárneho vinutia  $R_2$ .

Ak nie sú všetky cievky prístupné, alebo ak nie je vyvedený nulový vodič, musíme merať odpor vždy medzi dvoma fázami. Ak odpor zmeraný na svorkách medzi dvoma fázami je  $R_s$ , potom odpor jednej fázy  $R_f$  pre zapojenie do hviezdy je  $R_f = 1/2 R_s$ , a pre zapojenie do trojuholníka  $R_f = 3/2 R_s$ .

## 2.5 Meranie prevodu

Prevod je číslo udávajúce, v akom pomere sa transformujú napätia, prípadne prúdy transformátora. Prevod určujeme meraním napätia na primárnej a sekundárnej strane pri stave naprázdno

$$p = \frac{U_1}{U_{20}} \quad (2.3)$$

Robí sa obyčajne pred meraním naprázdno, pretože sa použije ten istý napájací zdroj a prístroje zapojené podľa tej istej schémy ako pri meraní naprázdno. Napájací zdroj má byť regulačný, má mať sínusový priebeh napätia a frekvenciu, ktorá je pre daný transformátor predpísaná. Obyčajne používame indukčný regulátor, alebo regulačný autotransformátor.

Skúšaný transformátor pripojíme na stranu vyššieho napätia, aby napätie zdroja z bezpečnostných dôvodov bolo najväčším napätím. Použité voltetre musia mať dostatočne veľký vnútorný odpor, aby nespôsobovali čiastočné zaťaženie. Aby sme mohli svorkové napätie  $U_1$  pokladať za indukované napätie, musí byť úbytok na vstupnej impedancii primárneho vinutia vytvorený magnetizačným prúdom zanedbateľne malý. Transformátor preto napájame zníženým napätím v rozsahu  $(10 \div 70)\% U_N$ .

Meranie prevodu urobíme pri troch rôznych napätiach a z takto získaných troch prevodov sa vypočíta stredná hodnota.

### 2.5.1 Spracovanie nameraných hodnôt

Meranie odporov vinutí a meranie prevodu spracujeme takto:

a) Odpor sekundárneho vinutia prepočítame na primárnu stranu:  $R'_2 = R_2 p^2$  (2.4)  
pričom  $p$  sa dosadí z merania prevodu (kap. 2.5)

b) Vypočítame celkový odpor transformátora:  $R = R_1 + R'_2$  (2.5)

c) Vypočítame menovité straty vo vinutiach transformátora (Jouleove straty):  
pre jednofázový transformátor:  $\Delta P_{jN} = RI_{1N}^2$  (2.6)

pre trojfázový transformátor:  $\Delta P_{jN} = 3RI_{1N}^2$  (2.7)

## 2.6 Meranie naprázdno

Účelom merania naprázdno je určenie strát v železe  $\Delta P_{Fe}$ , prúdu naprázdno  $I_0$  a účinníka naprázdno  $\cos \varphi_0$  pri menovitom napätí. Výpočtom z údajov merania naprázdno dostaneme prvky priečnej vetvy náhradnej schémy. V technickej praxi straty naprázdno môžeme považovať za straty v železe, pretože straty v primárnom vinutí spôsobené prúdom naprázdno sú zanedbateľne malé (pozri vzťah 2.8).

Pri priemyselných skúškach transformátorov sa meranie naprázdno robí len pri menovitom napätí, pretože tieto sú v prevádzke transformátora najdôležitejšie. Ak nie je k dispozícii zdroj s dostatočne veľkým napätím vysokonapäťovej strany, meranie urobíme napájaním z nízkonapäťovej strany a vypočítané prvky náhradnej schémy prepočítame na vysokonapäťovú stranu. Hodnoty účinníka naprázdno a strát v železe ostávajú rovnaké bez

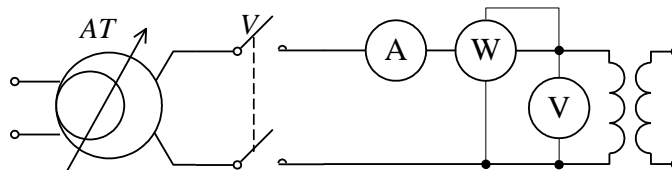
ohľadu na to, z ktorej strany transformátor napájame. Pri laboratórnych skúškach robíme meranie naprázdno v rozsahu  $(10 \div 125)\% U_N$ , pričom zapisujeme a počítame všetky merané hodnoty.

### 2.6.1 Meranie naprázdno jednofázového transformátora

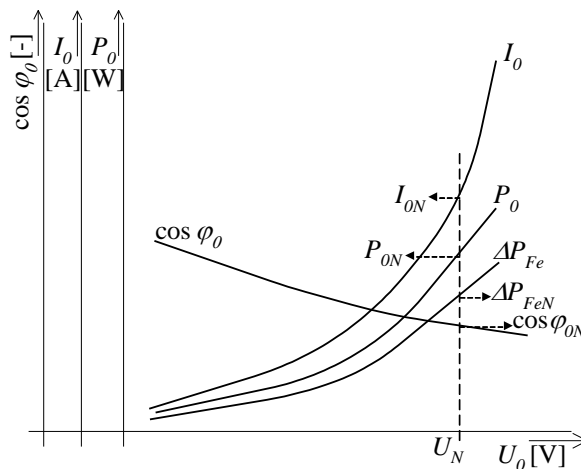
Schéma zapojenia pre meranie naprázdno jednofázového transformátora je na obr. 2.2. Namerané a vypočítané hodnoty spracujeme graficky podľa obr. 2.3. Pri presnejších výpočtoch treba urobiť korekciu na vlastnú spotrebu wattmetra, ak poznáme jeho údaje. To platí pre všetky merania vykonávané wattmetrom.

Celkový príkon naprázdno  $P_0$  (údaj wattmetra) je tvorený súčtom strát v železe  $\Delta P_{Fe}$  a strát v primárnom vinutí  $\Delta P_{j10}$ , spôsobených prúdom naprázdno  $I_0$  a odporom primárneho vinutia  $R_1$ . Preto straty v železe vypočítame takto:

$$\Delta P_{Fe} = P_0 - \Delta P_{j10} = P_0 - R_1 I_0^2 \quad (2.8)$$



Obr. 2.2 Meranie naprázdno jednofázového transformátora



Obr. 2.3 Grafy merania naprázdno

Účinník naprázdno  $\cos \varphi_0$  vypočítame z údajov wattmetra, ampérmetra a voltmetra takto:

$$\cos \varphi_0 = \frac{P_0}{U_0 I_0} \quad (2.9)$$

V grafe vyznačíme výrazne hodnoty pri menovitom napätí  $U_N$ :

- a) Prúd naprázdno pri menovitom napätí označíme  $I_{0N}$  a vyjadríme ho v %  $I_N$ :

$$i_0 = \frac{I_{0N}}{I_{N1}} 100 \quad (2.10)$$

- b) Straty v železe  $\Delta P_{FeN}$  (z grafu veľmi názorne vidieť ako stúpajú straty v železe s rastúcim napätím).

- c) Účinník naprázdno  $\cos \varphi_{0N}$ . Vypočítame tiež  $\sin \varphi_{0N} = \sqrt{1 - \cos^2 \varphi_{0N}}$

Z týchto hodnôt počítame prvky priečnej vetvy náhradnej schémy transformátora a príslušné prúdy:

- d) Magnetizačný prúd  $I_{\mu N} = I_{0N} \sin \varphi_{0N} \quad (2.11)$

- e) Činná zložka prúdu naprázdno, určujúca straty v železe  $I_{FeN} = I_{0N} \cos \varphi_{0N} \quad (2.12)$

- f) Magnetizačná reaktancia  $X_{\mu N} = \frac{U_N}{I_{\mu N}} \quad (2.13)$

- g) Činný odpor, pretekaný prúdom  $I_{Fe}$ , ktorý reprezentuje straty v železe

$$R_{FeN} = \frac{U_N}{I_{FeN}} \quad (2.14a)$$

alebo pomocou strát v železe

$$R_{FeN} = \frac{U_N^2}{\Delta P_{FeN}} \quad (2.14b)$$

## 2.6.2 Meranie naprázdno trojfázového transformátora

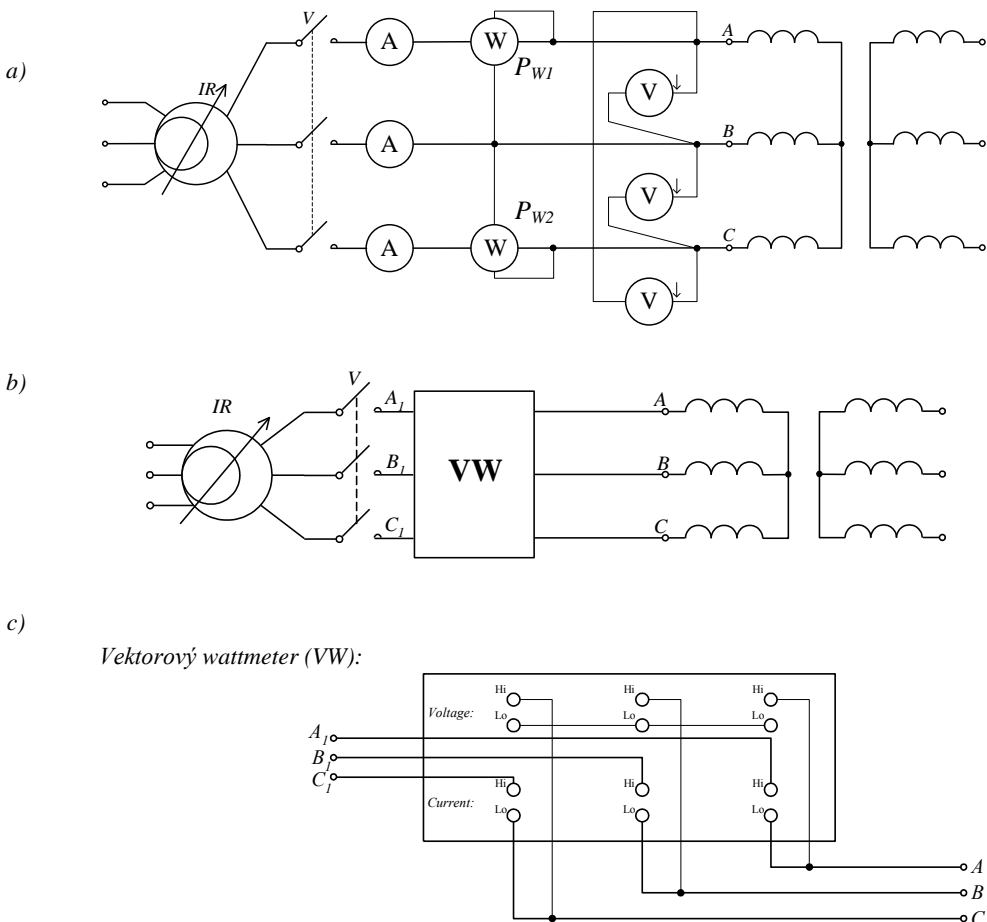
Schéma zapojenia pre meranie trojfázového transformátora zapojeného do hviezdy je na obr. 2.4. Meriame prúdy vo všetkých troch fázach, všetky tri združené napätia a príkon naprázdno. Ak je transformátor zapojený do trojuholníka, spôsob merania sa nemení, ale výpočty treba vhodne prispôbiť.

Príkon naprázdno meriame buď dvoma wattmetrami v Aronovom zapojení (obr. 2.4a), alebo tromi wattmetrami. V prvom prípade treba venovať odčítaniu hodnôt veľkú pozornosť, pretože výchylky wattmetrov sú len málo rozdielne, pričom jedna z nich býva záporná. Účinník transformátorov pri chode naprázdno býva totiž 0,05 až 0,15. Ak na meranie použijeme digitálny trojfázový vektorový wattmeter, zapojenie tohto prístroja je

veľmi jednoduché, ako to vidíme na obr. 2.4b. Inou možnosťou je použitie tzv. meracieho kufra, ktorý taktiež umožňuje veľmi jednoduché zapojenie. Obidva tieto prístroje umožňujú meranie prúdov, napätí a výkonov. Na obr. 2.4a a niektorých ďalších je použité síce nezvyklé, ale veľmi prehľadné zapojenie voltmetrov na meranie združených napätí.

Pokiaľ sa trojfázový transformátor skladá z troch jednofázových jednotiek, ktoré majú magnetický obvod geometricky súmerný, sú prúdy naprázdno pri súmernom vstupnom napätí tiež súmerné. V trojfázových transformátoroch jadrového typu je magnetický obvod geometricky nesúmerný. Prostredná fáza má magnetický obvod podstatne kratší, o 1/3 až 2/3 podľa konštrukčného usporiadania, než dve krajné fázy. Preto je reluktancia (magnetický odpor) magnetického obvodu prostrednej fázy, a teda aj prúd naprázdno menší, než v obidvoch krajných fázach.

(Pomer prúdov naprázdno je obvykle  $I_{OA} : I_{OB} : I_{OC} = 1 : 0,72 : 1$ ).



Obr. 2.4 Meranie naprázdno trojfázového transformátora a) Aronovo zapojenie wattmetrov b) Trojfázový vektorový wattmeter c) Detail zapojenia svoriek trojfázového vektorového wattmetra

Účel merania a spôsob vyhodnotenia je ten istý ako v jednofázových transformátoroch:

Prúd meriame v každej fáze a počítame strednú hodnotu

$$I_0 = \frac{I_A + I_B + I_C}{3} \quad (2.15)$$

Zo združených napätí, meraných medzi jednotlivými fázami, počítame strednú hodnotu

$$U_0 = \frac{U_{AB} + U_{BC} + U_{CA}}{3} \quad (2.16)$$

V závislosti od  $U_0$  vynesieme do grafov priebehy  $I_0$ ,  $P_0$ ,  $\Delta P_{Fe}$  a  $\cos\varphi_0$  tak, ako je to znázornené na obr. 2.3, pričom straty v železe opäť vypočítame tak, že od príkonu naprázdno  $P_0$  odčítame straty v primárnom vinutí  $\Delta P_{j10}$ , spôsobené prúdom naprázdno  $I_0$  a odporom primárneho vinutia  $R_1$ , vo všetkých troch fázach:

$$\Delta P_{Fe} = P_0 - \Delta P_{j10} = P_0 - 3R_1 I_0^2, \text{ pričom } P_0 = P_{W1} + P_{W2} \text{ (obr.2.4a)} \quad (2.17)$$

Účinník naprázdno v trojfázovom transformátore vypočítame takto:

$$\cos\varphi_0 = \frac{P_0}{\sqrt{3}U_0 I_0} \quad (2.18)$$

Rovnako, ako pre jednofázový transformátor, aj tu pre  $U_N$  vyznačíme a vypočítame:

a) Prúd naprázdno  $I_{0N}$  a vyjadríme ho v %  $I_{N1}$ : 
$$i_0 = \frac{I_{0N}}{I_{N1}} 100 \quad (2.19)$$

b) Straty v železe  $\Delta P_{FeN}$ .

c) Účinník naprázdno  $\cos\varphi_{0N}$ .

d) Magnetizačný prúd 
$$I_{\mu N} = I_{0N} \sin\varphi_{0N} \quad (2.20)$$

e) Činnú zložku prúdu naprázdno, určujúca straty v železe 
$$I_{FeN} = I_{0N} \cos\varphi_{0N} \quad (2.21)$$

f) Magnetizačnú reaktanciu pri menovitom napätí 
$$X_{\mu N} = \frac{U_{fN}}{I_{\mu N}} \quad (2.22)$$

g) Činný odpor, pretekaný prúdom  $I_{Fe}$ , ktorý reprezentuje straty v železe

$$R_{FeN} = \frac{U_{fN}}{I_{Fe}} \quad (2.23)$$

$U_{fN}$  je menovité fázové napätie:  $U_{fN} = \frac{U_N}{\sqrt{3}}$ , kde  $U_N$  je združené menovité napätie.



## 2.7 Meranie nakrátko

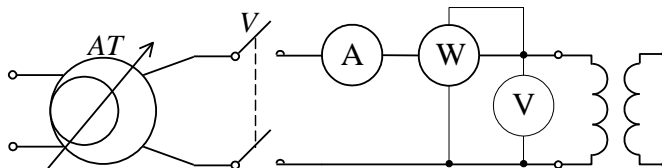
Účelom merania nakrátko je zistenie strát nakrátko, percentuálneho napätia nakrátko  $u_k$  a účinníka nakrátko  $\cos\varphi_k$ . Výpočtom z údajov merania nakrátko dostaneme prvky pozdĺžnej vetvy náhradnej schémy a to činné odpory vinutia a rozptylové reaktancie.

Transformátor na sekundárnej strane spojíme nakrátko vodičom s dostatočným prierezom, aby sa úbytok na jeho odpore mohol zanedbať. Transformátor napájame zníženým napätím a meranie robíme pre niekoľko hodnôt prúdu v rozmedzí  $(0,4 \div 1,05)I_N$ . Kvôli rozsahom meracích prístrojov sa odporúča napájať vysokonapäťovú stranu (menšie prúdy) a skratovať nízkonapäťovú stranu.

### 2.7.1 Meranie nakrátko jednofázového transformátora

Meranie robíme podľa schémy na obr. 2.5. Namerané a vypočítané hodnoty vynesieme do grafov podľa obr. 2.6. V závislosti od prúdu  $I_k$  vynesieme príkon nakrátko  $P_k$  (údaj wattmetra),  $U_k$  (údaj voltmetra) a účinníka nakrátko  $\cos\varphi_k$ , ktorý získame z údajov wattmetra, voltmetra a ampérmetra takto:

$$\cos\varphi_k = \frac{P_k}{U_k I_k} \quad (2.24)$$



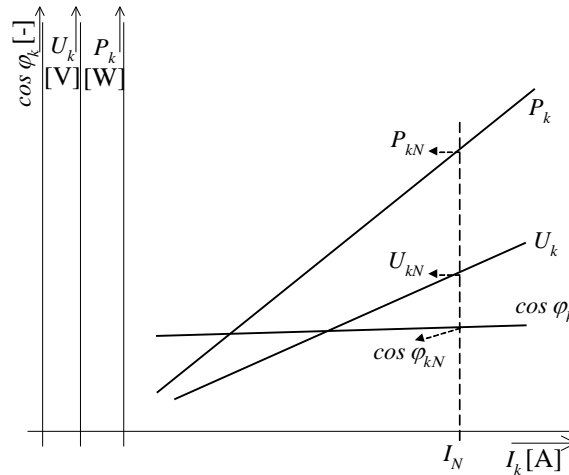
Obr. 2.5 Meranie nakrátko jednofázového transformátora

Pre hodnotu menovitého prúdu  $I_N$  (štitkový údaj) odčítame a vyznačíme hodnotu  $P_{kN}$ ,  $U_{kN}$  a  $\cos\varphi_{kN}$  tak, ako je to na obr. 2.6. S týmito hodnotami robíme potom ďalšie výpočty:

a) Percentuálne napätie nakrátko

$$u_k = \frac{U_{kN}}{U_N} 100 \quad (2.25)$$

kde  $U_{kN}$  je napätie nakrátko odčítané z grafu na obr. 2.6, pre  $I_N$ , pričom  $U_N$  je menovité napätie.



Obr. 2.6 Grafy merania nakrátko

- b) Činná zložka napätia nakrátko  $u_r$ , alebo inak percentuálny činný odpor transformátora

$$u_r = r = u_k \cos \varphi_{kN} \quad (2.26)$$

- c) Reaktančná zložka napätia nakrátko  $u_x$ , alebo inak percentuálna rozptylová reaktancia

$$u_x = x = u_k \sin \varphi_{kN} \quad (2.27)$$

- d) Impedancia nakrátko  $Z_k = \frac{U_{kN}}{I_N}$  (2.28)

- e) Celkový činný odpor transformátora  $R = Z_k \cos \varphi_{kN}$  (2.29)

Túto hodnotu porovnáme s odporom vypočítaným podľa vzťahu (2.5). Táto hodnota zahŕňa aj vplyv skin–efektu (povrchového javu) vo vinutí, poprípade vplyv oteplenia spôsobeného pretekaním menovitého prúdu, ak meranie neprebehlo dostatočne rýchlo. (Pozri tiež bod e) v kap. 2.7.2).

- f) Celková rozptylová reaktancia  $X_\sigma = Z_k \sin \varphi_{kN}$  (2.30)

Určenie hodnôt odporov a reaktancií primárneho a sekundárneho vinutia je rovnaké, ako v kap. 2.7.2, body e,f,g.

- g) Porovnáваме straty nakrátko, a síce príkon nakrátko  $P_{kN}$  odčítaný pre  $I_N$  z grafu na obr. 2.6 so stratami vo vinutiach  $\Delta P_{jN}$  vypočítané (v kap. 2.5.1, vzťah (2.6)) pre  $I_N$ . Straty  $P_{kN}$  by mali byť väčšie ako  $\Delta P_{jN}$ . Rozdiel je spôsobený dodatočnými stratami vo vinutiach a v železnej konštrukcii

$$\Delta P_{ad} = P_{kN} - \Delta P_{jN} \quad (2.31)$$

Prítom predpokladáme, že meranie nakrátko prebehlo rýchlo, takže sa vinutia nemali čas ohriať.

- h) Vypočítame trvalý skratový prúd (ustálená hodnota skratového prúdu), ktorý by pri skratovanom sekundárnom vinutí pretekal primárnym vinutím, ak je pripojené na menovité napätie:

$$I_{kt} = \frac{I_{1N}}{u_k} 100 \quad (2.32)$$

$$\text{alebo } I_{kt} = \frac{U_N}{Z_k} \quad (2.33)$$

### 2.7.2 Meranie nakrátko trojfázového transformátora

Schéma zapojenia pre meranie trojfázového transformátora nakrátko je na obr. 2.7 pričom je TR zapojený do hviezdy. Meriame prúdy v každej fáze, napätia medzi fázami (združené), pričom voltmetre zapojíme zvyčajne priamo na svorky transformátora. Príkon nakrátko meriame dvoma wattmetrami v Aronovom zapojení. Ak nám rozsah prúdovej cievky wattmetra nevyhovuje, použijeme merací transformátor prúdu. Primárne vinutie meracieho transformátora prúdu, označené svorkami  $K, L$  zapojíme do obvodu, v ktorom chceme prúd merať. Sekundárne vinutie meracieho transformátora, označené svorkami  $k, l$ , pripojíme na prúdovú cievku wattmetra. Pri odčítaní hodnôt z wattmetra nezabudneme do konštanty prístroja započítať aj prevod meracieho transformátora. Na obr. 2.7b je schéma zapojenia pri použití trojfázového vektorového wattmetra, detail jeho zapojenia je na obr. 2.4c. Je to univerzálny merací prístroj, ktorým možno merať prúdy, napätia, výkony, účinníky a ďalšie dôležité veličiny.

Účel merania a spôsob vyhodnotenia je ten istý ako v jednofázových transformátoroch. Z prúdov, meraných v každej fáze počítame strednú hodnotu

$$I_k = \frac{I_A + I_B + I_C}{3} \quad (2.34)$$

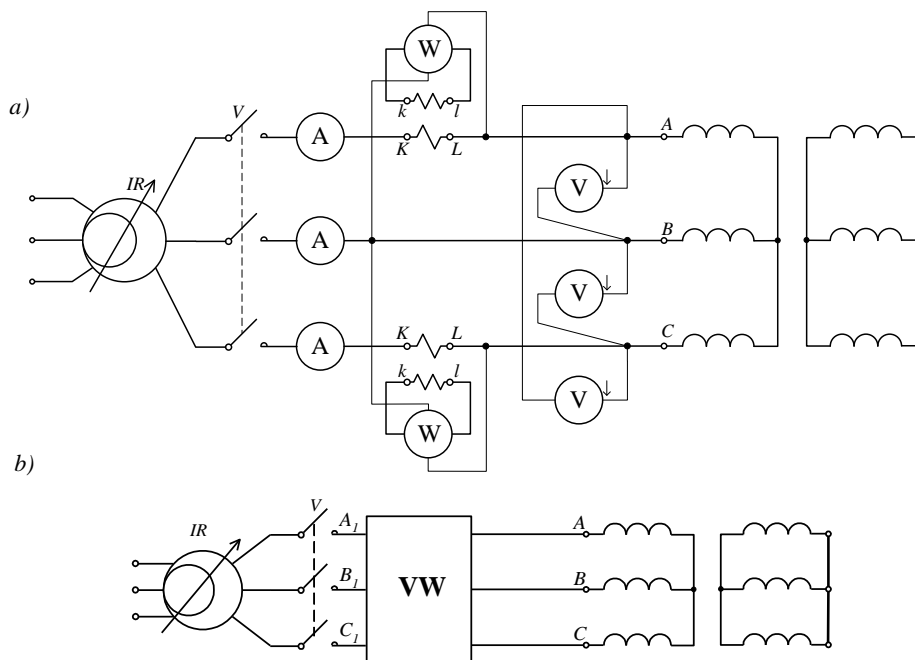
Zo združených napätí, meraných medzi fázami, vypočítame tiež strednú hodnotu

$$U_k = \frac{U_{AB} + U_{BC} + U_{CA}}{3} \quad (2.35)$$

Pri požiadavke presnejších výpočtov treba urobiť korekciu na vlastnú spotrebu wattmetrov. V závislosti od  $I_k$  vynesieme priebehy  $U_k, P_k$  a  $\cos\varphi_k$  (obr. 2.6), pričom  $P_k$  je celkový príkon trojfázového transformátora, ktorý zistíme z údajov wattmetra podľa použitej schémy zapojenia.

Účinník nakrátko je:

$$\cos\varphi_k = \frac{P_k}{\sqrt{3}U_k I_k}, \text{ pričom podobne ako v stave naprázdno } P_k \text{ je súčet wattmetrov} \quad (2.36)$$



Obr. 2.7 Meranie nakrátko trojfázového transformátora

a) Aronovo zapojenie wattmetrov s použitím meracieho transformátora prúdu

b) Trojfázový vektorový wattmeter

Z grafov na obr. 2.6 odčítame pre menovitý prúd  $I_N$  hodnoty  $U_{kN}$ ,  $P_{kN}$  a  $\cos \varphi_{kN}$  a počítame s nimi ďalej:

a) Percentuálne napätie nakrátko 
$$u_k = \frac{U_{kN}}{U_N} \cdot 100 \quad (2.37)$$

pričom obidve sú napätia združené, alebo fázové.

b) Percentuálny činný odpor 
$$r = u_k \cos \varphi_{kN} \quad (2.38)$$

c) Percentuálna rozptylová reaktancia 
$$x = u_k \sin \varphi_{kN} \quad (2.39)$$

d) Impedancia nakrátko 
$$Z_k = \frac{U_{kN}}{I_N} = \frac{U_{kN}}{\sqrt{3} I_N} \quad (2.40)$$

e) Celkový činný odpor 
$$R = Z_k \cos \varphi_{kN} \quad (2.41)$$

Túto hodnotu porovnáme s hodnotou  $R$  vypočítanou podľa vzťahu (2.5), t. j. z merania jednosmerným prúdom. Hodnota z merania nakrátko by mala byť väčšia, pretože sa môže prejaviť vplyv povrchového javu (skin-efektu). Zároveň vylúčime vplyv oteplenia tak, že predpokladáme, že meranie prebehlo dostatočne rýchlo, aby sa vinutie prechodom prúdu nezohrialo.

Celkový činný odpor môžeme rozdeliť na primárne a sekundárne vinutie tak, že

$$R_1 = R'_2 = \frac{R}{2} \quad (2.42)$$

Pomocou prevodu môžeme získať skutočnú hodnotu odporu sekundárneho vinutia:

$$R_2 = \frac{R'_2}{p^2} \quad (2.43)$$

kde  $p$  je prevod daný fázovými napätiami, fázovými prúdmi, alebo počtami závitov (kap. 2.5). Takto získané hodnoty  $R_1$  a  $R_2$ , porovnávame s hodnotami nameranými v kap. 2.3 a zdôvodnime rozdiely.

f) Celková rozptylová reaktancia  $X_\sigma = Z_k \sin \varphi_{kN}$  (2.44)

g) Aj túto hodnotu môžeme rozdeliť na primár a sekundár tak, že

$$X_{\sigma 1} = X'_{\sigma 2} = \frac{X_\sigma}{2} \quad (2.45)$$

Skutočnú hodnotu rozptylovej reaktancie sekundárneho vinutia vypočítame pomocou prevodu:

$$X_{\sigma 2} = \frac{X'_{\sigma 2}}{p^2} \quad (2.46)$$

h) Straty nakrátko  $P_{kN}$  odčítané z grafu na obr. 2.6 pre  $I_N$  porovnáme s hodnotou  $\Delta P_{jN}$  vypočítanej podľa (2.7) pre  $I_N$ . Straty nakrátko  $P_{kN}$  by mali byť väčšie o dodatočné straty vo vinutí a v železnej konštrukcii, ktoré môžeme vypočítať takto:

$$\Delta P_{ad} = P_{kN} - \Delta P_{jN} \quad (2.47)$$

Sú spôsobené nerovnomerným rozdelením magnetickej indukcie v magnetickom obvode, rozptylovým tokom v iných častiach transformátora (nádobe), izolácii, najmä na strane VN. Straty v železe sú pri chode nakrátko s prúdom  $I_N$  zanedbateľné, lebo výsledný magnetický tok je takmer nulový.

i) Trvalý skratový prúd (ustálená hodnota skratového prúdu), ktorý by pretekal primárnym vinutím pri menovitom napätí

$$I_{kt} = \frac{I_{1N}}{u_k} 100 \quad (2.48)$$

alebo  $I_{kt} = \frac{U_{Nf}}{Z_k}$  (2.49)

## 2.8 Výpočet účinnosti transformátora

Účinnosť transformátora pre menovité zaťaženie vypočítame zo vzťahu

$$\eta = \frac{P_{2N}}{P_{1N}} 100 \quad (2.50)$$

kde  $P_{2N}$  je výkon transformátora na sekundárnej strane v menovitom stave a  $P_{1N}$  jeho príkon na primárnej strane. Rozdiel medzi  $P_1$  a  $P_2$  tvoria straty v transformátore  $\Delta P$ , dané súčtom strát v železe  $\Delta P_{Fe}$ , Jouleových strát vo vinutí  $\Delta P_j$  a prídavných strát  $\Delta P_{ad}$ . Pretože v dobre navrhnutom transformátore sú všetky zložky strát veľmi malé, účinnosť transformátora je veľmi vysoká (blízko 99% pre veľké transformátory). Preto hodnoty  $P_1$  a  $P_2$  nemožno určiť meraním priamo na primárnej a sekundárnej strane. Rozdiel medzi nimi by mohol byť toho istého rádu ako chyba merania. Preto takéto určovanie účinnosti by bolo nespohľadlivé.

S výhodou však možno využiť skutočnosť, že jednotlivé zložky strát môžeme určiť samostatne výpočtom, alebo meraním.

Pre účinnosť v menovitom chode možno napísať

$$\eta_N = \frac{P_{2N}}{P_{2N} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_{jN} + \Delta P_{ad}} \quad (2.51)$$

Ako je známe, straty v železe  $\Delta P_{Fe}$  sú závislé od amplitúdy magnetickej indukcie, ktorá je zase závislá od privedeného svorkového napätia. Takže ak počas prevádzky možno považovať napätie za konštantné, rovné hodnote v stave naprázdno, môžeme s dostatočnou presnosťou predpokladať, že straty v železe  $\Delta P_{Fe}$  sú rovné príkonu v stave naprázdno  $P_0$  aj počas prevádzky. Takže prvú zložku strát z menovateľa vzťahu (2.51)  $\Delta P_{Fe}$  získame z merania naprázdno (kap. 2.6). Môže to byť hodnota príkonu  $P_0$  odčítaná pre menovité napätie. Ako je uvedené vo vzťahu (2.8), straty v železe  $\Delta P_{Fe}$  a príkon naprázdno  $P_0$  sa líšia len stratami v primárnom vinutí prechodom prúdu naprázdno, ktoré možno zanedbať (najlepšie to vidno na konkrétnom číselnom príklade pri spracovávaní merania). Preto straty v železe nazývame stratami naprázdno a označujeme  $\Delta P_0$ . Druhú zložku strát, týkajúcu sa strát vo vinutiach môžeme získať buď výpočtom, ak sú známe odpory a prúdy (vzťahy (2.6) resp. (2.7)), alebo meraním nakrátko, ktorým sa zachytia aj  $\Delta P_{ad}$  (kap. 2.7). Bude to hodnota príkonu nakrátko odčítaná z grafu pre menovitý prúd. Preto straty vo vinutiach nazývame stratami nakrátko a označujeme  $\Delta P_k$  a pre menovitý prúd  $\Delta P_{kN}$ . Pri tomto výpočte budeme  $\Delta P_j$  a  $\Delta P_k$  považovať za totožné.

Pre akúkoľvek inú záťaž ako je menovitá na výpočet účinnosti s výhodou použijeme tzv. zaťažovateľ  $\lambda$ , ktorý vyjadruje pomer zdanlivých výkonov pri vyšetrovanej a menovitej záťaži a ak predpokladáme konštantné napätie, tak aj pomer zodpovedajúcich prúdov: (buď na primárnej, alebo sekundárnej strane)

$$\lambda = \frac{S}{S_N} = \frac{I_1}{I_{1N}} = \frac{I_2}{I_{2N}} \text{ pri } U = \text{konšt.} \quad (2.52)$$

Potom výkon vyšetrovanej záťaže môžeme vyjadriť takto:  $S = \lambda S_N$  (2.53)

Keďže účinnosť počítame len pomerom činných výkonov, musíme uvažovať aj účinník záťaže  $\cos \varphi$ , ktorý je približne rovný účinníku na primárnej strane (preto nemusíme písať žiadny index). Takže činný výkon pri vyšetrovanej záťaži  $S$  je:

$$P = \lambda S_N \cos \varphi \quad (2.54)$$

a zodpovedajúci prúd na primárnej strane:  $I_1 = \lambda I_{1N}$  (2.55)

Pretože s prúdom sa menia aj straty vo vinutiach (straty nakrátko), upravíme vzťah pre ich výpočet pomocou zaťažovateľa. Straty nakrátko  $\Delta P_k$  pri záťaži, pri ktorej primárnym vinutím preteká prúd  $I_1$  môžeme vyjadriť pomocou strát pri menovitom prúde  $\Delta P_{kN}$  takto:

$$\Delta P_k = 3RI_1^2 = 3R(\lambda I_{1N})^2 = \lambda^2 3RI_{1N}^2 = \lambda^2 \Delta P_{kN} \quad (2.56)$$

Potom výsledný vzťah, podľa ktorého budeme počítat' účinnosť je:

$$\eta = \frac{S \cos \varphi}{S \cos \varphi + \Delta P_{Fe} + \Delta P_k} = \frac{\lambda S_N \cos \varphi}{\lambda S_N \cos \varphi + \Delta P_0 + \lambda^2 \Delta P_{kN}} \quad (2.57)$$

Účinnosť počítame v závislosti od zaťaženia, resp. od zaťažovateľa  $\lambda$ , pre jednotlivé typy záťaže, t. j. parametrom je  $\cos \varphi$  (účinník záťaže).

Ako je známe z teórie transformátorov, účinnosť v závislosti od zaťaženia vykazuje maximum pri určitom zaťažení.

Dá sa dokázať, že účinnosť transformátora je maximálna, ak

$$\Delta P_0 = \Delta P_k \quad (2.58a)$$

$$\frac{\Delta P_0}{\Delta P_k} = 1 \quad (2.58b)$$

t. j. účinnosť transformátora je maximálna pre také zaťaženie, pri ktorom straty v železe sa rovnajú stratám vo vinutiach. Inak povedané, sú rovné stratám stálym, nezávislým od zaťaženia.

Výkonové transformátory, ktoré obvykle pracujú blízko svojho menovitého výkonu a sú vypínané zo siete, ak nie sú zaťažené, teda nepracujú v stave naprázdno, sú navrhnuté tak, aby dosahovali svoju maximálnu účinnosť v oblasti menovitého výkonu ( $\lambda = 1$ ).

Distribučné transformátory, ktoré sú pripojené na sieť 24 hodín denne a v priemere pracujú pod hodnotou menovitého výkonu, sú navrhované na maximálnu účinnosť  $\eta_{max}$  pre priemerný výkon. To znamená, že pomer  $\Delta P_0 / \Delta P_k < 1$ , t. j. že transformátory sú

konštruované tak, aby mali malé straty naprázdno. Tieto transformátory dosahujú  $\eta_{max}$  pri zaťažení menšom ako je menovité. Príslušný zaťažovateľ, pri ktorom dosahujú  $\eta_{max}$ , označíme  $\lambda_{\eta_{max}}$  a určíme ho na základe takejto úvahy (výpočet robíme na primárnej strane, lebo sekundár je prepočítaný na primárnu stranu):

Podmienku o rovnosti strát rozpišeme a upravíme takto:

$$\Delta P_0 = \Delta P_k = RI_1^2 = RI_{1N}^2 \frac{I_1^2}{I_{1N}^2} = \Delta P_{kN} \lambda^2 \quad (2.59)$$

Zaťažovateľ, ktorý vystupuje v tomto vzťahu je ten, pri ktorom bude účinnosť maximálna, takže ho označíme  $\lambda_{\eta_{max}}$  a ďalšou úpravou dostaneme:

$$\lambda_{\eta_{max}}^2 = \frac{\Delta P_0}{\Delta P_{kN}} \quad \Rightarrow \quad \lambda_{\eta_{max}} = \sqrt{\frac{\Delta P_0}{\Delta P_{kN}}} \quad (2.60)$$

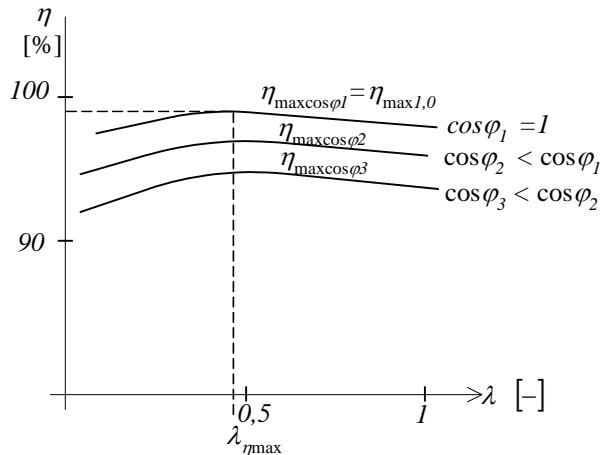
Pri tomto zaťažovateli bude transformátor dosahovať maximálnu hodnotu účinnosti pre jednotlivé typy záťaže (t. j. jednotlivé  $\cos \varphi$ ) a vypočítame ju takto:

$$\eta_{max} = \frac{\lambda_{\eta_{max}} S_N \cos \varphi}{\lambda_{\eta_{max}} S_N \cos \varphi + \Delta P_0 + \lambda_{\eta_{max}}^2 \Delta P_{kN}} \quad (2.61)$$

Maximálnu možnú účinnosť dosiahne transformátor pri  $\cos \varphi = 1$ :

$$\eta_{max1.0} = \frac{\lambda_{\eta_{max}} S_N}{\lambda_{\eta_{max}} S_N + \Delta P_0 + \lambda_{\eta_{max}}^2 \Delta P_{kN}} \quad (2.62)$$

Grafická interpretácia tu uvedených vzťahov je na obr. 2.8.



Obr. 2.8 Závislosť účinnosti od zaťaženia pre rôzne účinníky záťaže



V tab. 2.1 je postup, ktorým vypočítame príslušné údaje, aby sme dostali grafické priebehy  $\eta = f(\lambda)$  na obr. 2.8.

Tab. 2.1

Tabuľka na výpočet účinnosti

		$\lambda =$	0,25	0,5	0,75	1,0	1,25
		$S = \lambda S_N$					
		$\Delta P_k = \lambda^2 \Delta P_{kN}$					
		$\Delta P = \Delta P_0 + \Delta P_k$					
$S_N =$	$\cos \varphi_1 = 1$	$P_1 = S \cos \varphi_1$					
		$P_2 = P_1 - \Delta P$					
		$\eta = \frac{P_2}{P_1}$					
$\Delta P_0 =$	$\cos \varphi_2$	$P_1 = S \cos \varphi_2$					
		$P_2 = P_1 - \Delta P$					
		$\eta = \frac{P_2}{P_1}$					
$\Delta P_{kN} =$	$\cos \varphi_3$	$P_1 = S \cos \varphi_3$					
		$P_2 = P_1 - \Delta P$					
		$\eta = \frac{P_2}{P_1}$					

## 2.9 Výpočet úbytku napätia

Úbytok napätia je definovaný ako rozdiel napätia naprázdno na sekundárnej strane  $U_{20}$  a napätia pri danom zaťažení  $U_2$ :

$$\Delta U = U_{20} - U_2 \quad (2.63)$$

Percentuálny úbytok napätia  $\Delta u$  je definovaný ako pomer tohto skutočného úbytku napätia a napätia naprázdno:

$$\Delta u = \frac{\Delta U}{U_{20}} 100 = \frac{U_{20} - U_2}{U_{20}} 100 \quad (2.64)$$

Pretože  $\Delta U$  je spôsobené úbytkom na činných odporoch vinutí a rozptylových reaktanciách, možno odvodiť, že pre  $u_k \leq 4\%$  je percentuálny úbytok daný vzťahom (STN

35 1100):

$$\Delta u = \lambda(r \cos \varphi \pm x \sin \varphi) \quad (2.65)$$

a pre  $u_k > 4\%$  je daný vzťahom

$$\Delta u = \lambda(r \cos \varphi \pm x \sin \varphi) + \frac{1}{200} \lambda^2 (x \cos \varphi \mp r \sin \varphi)^2 \quad (2.66)$$

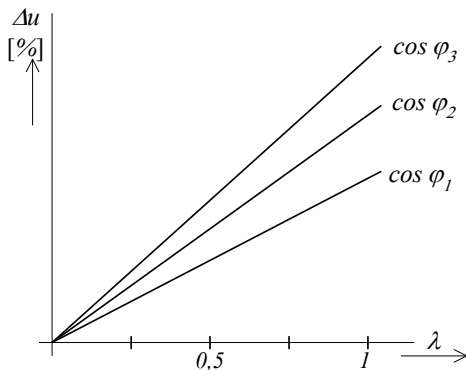
kde  $\lambda$  je zaťažovateľ  
 $r$  a  $x$  sú zložky percentuálneho napätia nakrátko (kap. 2.7, pozri (2.26), (2.27))  
 $\cos \varphi$  účinník záťaže  
 znamienko + pre induktívny charakter záťaže  
 - pre kapacitný charakter záťaže

Pre niekoľko predpokladaných účinníkov záťaže v rozsahu záťaže  $\lambda = 0,25 \div 1,25$  vypočítame úbytky napätia pre meraný transformátor a vynesíme graficky (obr. 2.9).

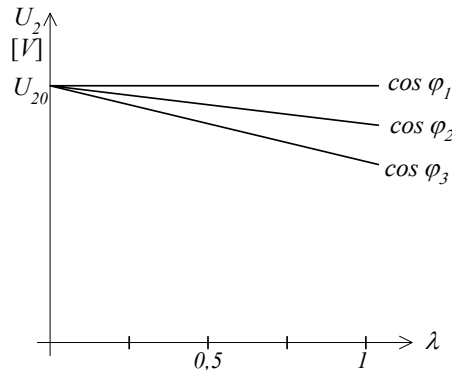
Bezprostredne s výpočtom úbytku napätia súvisí výpočet skutočného sekundárneho napätia pri danej záťaži  $U_2$ , ktorý zo vzťahu (2.64) možno vyjadriť takto:

$$U_2 = U_{20} \left( 1 - \frac{\Delta u}{100} \right) \quad (2.67)$$

Tento výpočet nám umožní nakresliť vonkajšiu charakteristiku transformátora, ktorá ako v každom inom zdroji elektrickej energie (pozri kap. o dynamách a synchronných generátoroch) je daná ako závislosť výstupného napätia od záťaže  $U_2 = f(\lambda)$ , pričom  $\cos \varphi$  je parametrom (pozri obr. 2.10). Kvôli prehľadnosti výsledky zapíšeme do tabuľky (pozri Tab. 2.2) a vynesíme do grafov, ako ukazuje obr. 2.9 a obr. 2.10. Konkrétny priebeh týchto charakteristík závisí od zvolených účinníkov záťaže a pomeru  $r/x$ . Pre výpočet treba voliť  $\cos \varphi$  induktívneho aj kapacitného charakteru, aj  $\cos \varphi = 1$ .



Obr. 2.9 Percentuálny úbytok napätia v závislosti od zaťaženia pri rôznom účinníku



Obr. 2.10 Vonkajšie charakteristiky transformátora induktívneho charakteru

Celý výpočet môžeme urobiť aj v bezrozmerných veličinách. Potom

$$\Delta u = \lambda(r \cos \varphi \pm x \sin \varphi) + \frac{1}{2} \lambda^2 (x \cos \varphi \mp r \sin \varphi)^2 \quad (2.68)$$

Tab. 2.2

Tabuľka na výpočet úbytku napätia

$S_N=$ , $r=$ , $x=$ , $U_{20}=$				$\cos \varphi_1$		$\cos \varphi_2$		$\cos \varphi_3$	
$\lambda$	$S$ [VA]	$\lambda r$ [%]	$\lambda x$ [%]	$\Delta u$ [%]	$U_2$ [V]	$\Delta u$ [%]	$U_2$ [V]	$\Delta u$ [%]	$U_2$ [V]
0,25									
0,5									
0,75									
1,0									
1,25									

## 2.10 Určenie polarity vinutia transformátora

Spojenie vinutia každého dohotoveného alebo opraveného transformátora kontrolujeme preto, aby sme si overili jeden zo štítkových údajov, ktorý je dôležitý pre paralelný chod transformátorov.

V jednofázových transformátoroch je to polarita vinutia, v trojfázových transformátoroch aj tzv. hodinový uhol.

Meraním polarity vinutia sa chceme presvedčiť, či obe cievky, t. j. primárna aj sekundárna sú navinuté rovnakým smerom (či sú obe pravotočivé, alebo či je jedna z nich ľavotočivá).

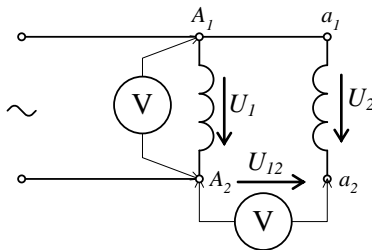
Skúška smeru vinutia sa dá urobiť viacerými spôsobmi. Použijeme takýto spôsob merania:

Zapojíme obvod podľa obr. 2.11, to znamená predpokladané začiatky vinutia primárnej a sekundárnej cievky (svorky  $A_1, a_1$ ) spojíme a na primárnu cievku (svorky  $A_1, A_2$ ) privádzame znížené napätie. Meriame napätie na primárnej cievke  $U_1$ , napätie medzi koncami cievok  $U_{12}$  (svorky  $A_2, a_2$ ) a na sekundárnej cievke  $U_2$  (svorky  $a_1, a_2$ ).

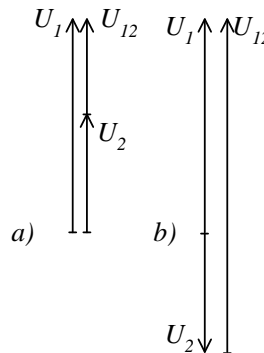
Ak je napätie  $U_1$  väčšie ako  $U_{12}$ , znamená to, že cievky majú rovnaký zmysel vinutia, ak je  $U_1$  menšie ako  $U_{12}$ , cievky majú opačný zmysel vinutia. Názorne to vidíme na obr. 2.12, kde sú fázorové diagramy napätí pre oba možné prípady (ak uvažujeme znižovací transformátor).

Vo viacfázových transformátoroch nestačí polarita vinutia sama na to, aby vyjadrila fázové posuny medzi napätiami rôznych fáz primárneho a sekundárneho vinutia.

V trojfázových transformátoroch možno kombináciou troch základných spojení (hviezdy, trojuholníka a lomenej hviezdy), ako i rôznym vnútorným prepojovaním jednotlivých začiatkov a koncov fáz dospieť k niekoľkým spojeniam, kde fázory napätia výstupných fáz majú rôzne časové posuny oproti zodpovedajúcim fázorom strany primárnej (vstupnej). Pretože časové oneskorenie fázora výstupného napätia za vstupným napätím je  $30^\circ$  alebo jeho násobky, udáva sa toto posunutie v hodinách, pričom  $1 \text{ hod} = 30^\circ$ .



Obr. 2.11 Určenie polarita vinutia



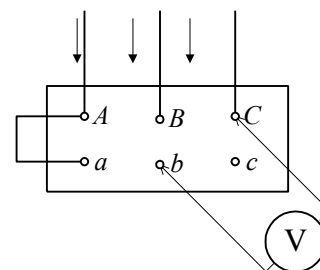
Obr. 2.12 Fázorové diagramy napätia na určenie polarita vinutia: a – súhlasná polarita vinutia, b - nesúhlasná polarita vinutia

Hodinový uhol (hodinové číslo) je uhol medzi fázorom primárneho napätia a fázorom sekundárneho napätia tej istej fázy (buď obidve napätia fázové alebo združené) v smere, v ktorom je nakreslená točivosť sústavy (A, B, C).

Celá značka spojenia sa skladá z dvoch písmen a číslice. Prvé veľké písmeno udáva spojenie vinutia vyššieho napätia, druhé malé písmeno spojenie vinutia nižšieho napätia. Číslica znamená uhol natočenia v hodinách, t. j. hodinové číslo alebo hodinový uhol. Napr. Dy5 znamená, že vinutie vyššieho napätia je spojené do trojuholníka, vinutie nižšieho napätia do hviezdy, pričom fázor svorkového napätia na strane vn napr. medzi svorkami A, B predbieha fázor svorkového napätia na strane nn medzi rovnako označenými svorkami a, b o  $5 \times 30 = 150^\circ$ .

Celkovo je možné dosiahnuť v trojfázových transformátoroch deväť rôznych uhlov natočenia, t. j. všetky čísla od 0 do 11 mimo 3 a 9, ktoré nie je možné urobiť. Spojenie vinutia trojfázových transformátorov možno zistiť niekoľkými spôsobmi. Najjednoduchším spôsobom je kontrolovať hodinový uhol voltmetrom.

Meraný transformátor napájame zníženým trojfázovým napätím na strane vn, pričom dve zhodne označené svorky na strane vn a nn, napr. A, a (obr. 2.13) sú spolu spojené. Voltmetrom meriame všetky svorkové napätia na strane vn i nn a všetky napätia



Obr. 2.13 Určenie hodinového uhla pomocou voltmetra

medzi svorkami vn a nn a hodnoty zapisujeme do tabuľky (Tab. 2.3). I keď je tým úloha preurčená, je to dobrá kontrola pre ten prípad, kedy napätia na vstupe a výstupe nie sú súmerné.

Ak máme k dispozícii transformátor, ktorý má vyvedené všetky začiatky a konce fáz, kvôli precvičeniu meníme kombinácie zapojení primárneho a sekundárneho vinutia a zakaždým kontrolujeme hodinový uhol (pozri Tab. 2.3).

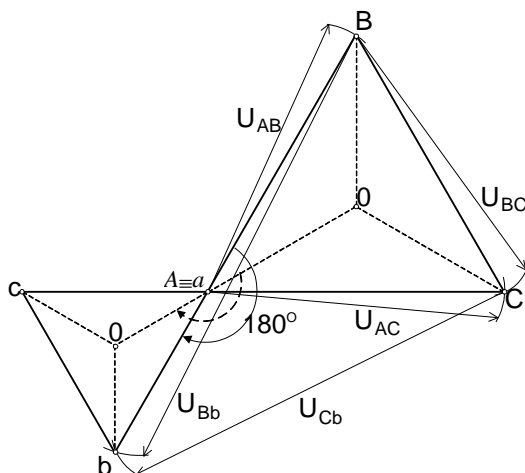
Tab. 2.3

Tabuľka na meranie hodinového uhla

	$U_{AB}$	$U_{BC}$	$U_{CA}$	$U_{ab}$	$U_{bc}$	$U_{ca}$	$U_{Bb}$	$U_{Bc}$	$U_{Cc}$	$U_{Cb}$
Yy										
Yy										
Yd										
Dy										
Dd										

Na overenie hodinového uhla použijeme túto grafickú konštrukciu:

Z nameraných svorkových napätí na strane vn nakreslíme ľubovoľne položený trojuholník, ktorý je pri súmernom napätí rovnostranný (obr. 2.14). Vrcholy trojuholníka označíme v pravotočivom slede písmenami na svorkách vn, t. j.  $A, B, C$ . Pretože svorka  $A$  má rovnaký potenciál ako svorka  $a$ , bude  $A \equiv a$ . Ostatné body  $b, c$  potenciálneho trojuholníka na strane nn nájdeme ako priesečníky kružníc opísaných z vrcholov  $A, B, C$  polomerami rovnými napätiam, meranými medzi hľadanou svorkou nn a svorkami  $A, B, C$  strany vn. Napr.



vrchol  $c$  je priesečníkom kružnice s polomerom rovným napätiu (v určitej mierke, ktorá je pre celú grafickú konštrukciu rovnaká) medzi svorkami  $B, c$ , opísanej z bodu  $B$  a kružnice s polomerom rovným napätiu medzi svorkami  $C$  a  $c$  opísanej z bodu  $C$ . Bodom  $c$  prechádza i kružnica (pri súmerných napätiach) opísaná z bodu  $A \equiv a$  s polomerom, ktorý sa rovná napätiu medzi svorkami  $a, c$  strany nn. Podobne nájdeme bod  $b$ .

Obr. 2.14 Grafická konštrukcia hodinového uhla z nameraných napätí podľa obr. 2.13 (spojenie Yy6)

Hodinový uhol (hodinové číslo) je uhol, ktorý zvierajú úsečky  $AB$  a  $ab$  meraný vždy od napätia vn (t. j.  $AB$ ) k napätiu nn (t. j.  $ab$ ) a to vo zvolenom zmysle vrcholov  $A, B, C$  (v našom prípade v smere hodinových ručičiek, pretože sme volili pravotočivý systém). Je to tiež uhol od fázora  $OA$  k  $Oa$ , meraný v tom istom zmysle.

## 2.11 Nesymetrické zaťaženia transformátorov

Výkonové transformátory v energetickej sústave sú napájané takmer súmerným napätím. Zaťažovacie prúdy však môžu byť značne nesymetrické. Táto nesymetria vzniká najmä silnou jednofázovou záťažou (el. trakcia, el. pece, domácnosti).

Prípady nesúmernosti záťaže sa riešia buď metódou súmerných zložiek, t. j. rozkladom nesymetrickej sústavy prúdov a napätí na symetrické zložky: priamu (súslednú), nepriamu (spätnú) a netočivú (nulovú), alebo priamou aplikáciou základných zákonov teoretickej elektrotechniky.

Tu sa budeme venovať aspektom súvisiacim s použitím metódy súmerných zložiek. V tejto kapitole sa indexom 1 označuje priama (súsledná) zložka, indexom 2 nepriama (spätná) zložka a indexom 0 netočivá (nulová) zložka.

Pomer napätia a prúdu v každej zložkovej sústave dáva príslušnú impedanciu. Presnejšie povedané: ak transformátor v stave nakrátko napájame trojfázovou súmernou sústavou napätí so sledom fáz v smere hodinových ručičiek, nazvime ju priamou, resp. súslednou. Podiel tohto napätia a príslušného prúdu dáva tzv. súslednú, resp. priamu impedanciu  $Z_1$ . Ak ten istý transformátor v stave nakrátko napájame trojfázovou súmernou sústavou napätí so sledom fáz proti smeru hodinových ručičiek, nazvime ju spätou, podiel tohto napätia a prúdu dáva tzv. spätú impedanciu  $Z_2$ .

Pretože transformátor je netočivý stroj, impedancia transformátora nebude závisieť od toho, či je magnetovaný sledom fáz v smere hodinových ručičiek, alebo naopak. Preto aj impedancia súslednej a spätnej zložky je rovnaká a zhodná s impedanciou v stave nakrátko:  $Z_1 = Z_2 = Z_k$ . Tieto impedancie sú totožné s impedanciou nakrátko, dôležitosť ktorej je pre prevádzku transformátora dostatočne známa z predchádzajúcich kapitol (stav nakrátko, účinnosť, úbytok napätia).

Ak tento transformátor napájame tak, že všetky tri fázy sú magnetované súčasne rovnakým napätím a súhlasne v tom istom smere, t. j. bez časového posunu jednotlivých fáz, ide o „netočivú“, (jednosmernú) magnetizáciu a podiel takéhoto napájacieho napätia a príslušného prúdu dáva tzv. netočivú impedanciu  $Z_0$ .

Táto netočivá impedancia  $Z_0$  je veľmi dôležitá pri nesúmerných zaťaženiach transformátora. Pri takýchto zaťaženiach sa totiž transformátor správa tak, ako keby bol súčasne vystavený súslednej, spätnej aj netočivej magnetizácii. Jednotlivé zložky prúdu sa vyvinú práve podľa toho, aké sú hodnoty impedancií  $Z_1, Z_2, Z_0$ .

Jednosmerná magnetizácia spôsobuje v prevádzke transformátora určité problémy (dodatkové straty, zvýšené oteplenie), preto sa ju snažíme obmedziť.

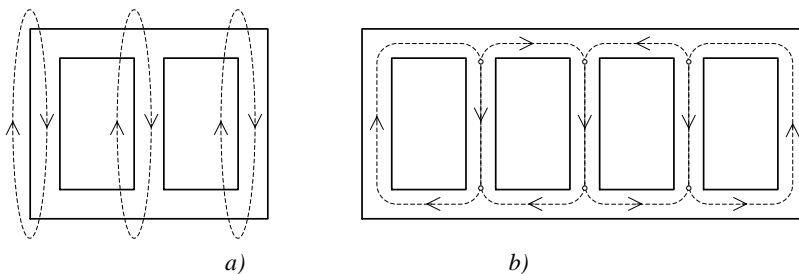
Ak prechádza prúd netočivej zložky vinutiami trojfázového transformátora s kostrou jadrového typu (obr. 2.15a), magnetujú sa všetky tri jadrá súhlasne a magnetický tok netočivej zložky sa musí uzatvárať mimo hlavného magnetického obvodu, t. j. po cestách, ktoré nie sú prispôbené na vedenie striedavého magnetického toku (sťahovacie konštrukcie, nádoba). V týchto častiach vznikajú značné straty, ktoré zhoršujú účinnosť transformátora.

Ďalším dôvodom proti jednosmernej magnetizácii sú pomerne veľké úbytky napätia na impedancii  $Z_0$  prúdom netočivej zložky  $I_0$ . Tento úbytok  $Z_0 I_0$  deformuje fázorovú hviezdicu fázových napätí, vysúva nulový bod z pôvodnej súmernej polohy a tým spôsobuje neprípustný pokles napätia v jednej fáze a zvýšenie v inej fáze (pozri kap. 2.12.2).

Z toho vyplýva, že vyšetrovaniu hodnoty  $Z_0$  treba venovať náležitú pozornosť. Hodnota  $Z_0$  závisí od spôsobu zapojenia primárneho i sekundárneho vinutia, konštrukčného usporiadania magnetického obvodu, spôsobu spojenia vinutí so sieťou i záťažou, preto spoľahlivé údaje treba získať meraním.

Stručne vysvetlíme vplyv konštrukčného usporiadania a spojenia vinutí:

Ak prechádza prúd netočivej zložky vinutím trojfázového transformátora s kostrou jadrového typu (obr. 2.15a), magnetujú sa všetky tri jadrá súhlasne a magnetický tok netočivej zložky sa musí uzatvárať mimo feromagnetického obvodu, teda čiastočne olejom a čiastočne nádobou transformátora. Vodivosť magnetickej cesty je teda veľmi malá, preto aj  $Z_0$  je malá, menšia ako  $Z_k$ . Ak ide o plášťový typ (obr. 2.15b), nazývaný tiež päťjadrový, môže sa magnetický tok netočivej zložky uzatvárať plášťom magnetického obvodu, teda s minimálnym magnetickým odporom a dobrou magneticou vodivosťou tejto magnetickej cesty, takže reaktancia, a teda aj impedancia netočivej zložky bude veľká, na úrovni magnetizačnej reaktancie.



Obr. 2.15 Uzatváranie magnetických tokov netočivej zložky  
a) jadrový typ kostry b) plášťový typ kostry

Na hodnotu  $Z_0$  vplýva aj zapojenie trojfázového vinutia. Prúd netočivej zložky môže prechádzať trojfázovým vinutím len vtedy, ak je nulový bod (uzol) tohoto vinutia vyvedený a vodivo spojený so zdrojom. Ak nie je táto podmienka splnená, nemôže prúd netočivej zložky vinutím prechádzať. Prúdom netočivej zložky možno teda zaťažiť vinutie zapojené do  $Y$  a  $Z$ , nie však do  $D$ , lebo nemá nulový bod. Vinutie do  $D$  je do seba uzavreté, takže síce

sa netočivé zložky prúdu nemôžu do trojuholníka dostať zvonku od záťaže, ale môžu sa do neho indukovať z iného vinutia, zapojeného do  $Y$ , ktorými netočivé zložky pretekajú. Z hľadiska prúdov netočivej zložky je vinutie zapojené do  $D$  skratované a výsledné indukované napätie musí byť nulové. To je možné vtedy, ak bude aj výsledný magnetický tok tejto zložky nulový. To znamená, že tok vytvorený cirkulujúcim prúdom netočivej zložky kompenzuje tok netočivej zložky z vinutia zapojeného do  $Y$  a takmer ruší jeho účinky. Výsledný tok netočivej zložky je malý, vytláčaný do rozptylových ciest a impedancia netočivej zložky je na úrovni hodnoty impedancie nakrátko.

Táto vlastnosť vinutia zapojeného do  $D$ , t. j. schopnosť kompenzovať nežiaduce účinky jednosmernej magnetizácie je veľmi výhodná. Ak nemôžeme ani pre jedno z hlavných vinutí transformátora voliť zapojenie do  $D$ , odporúča sa pridať ešte jedno vinutie, tzv. vyrovnávacie (niekedy nazývané terciárne), zapojené do  $D$ , ktoré sa na priechodky, resp. svorky ani nevyvádza. Toto vinutie je bežné v transformátoroch veľkých výkonov so zapojením  $Y$ .

Podobne ako prítomnosť vinutia spojeného do  $D$ , by pôsobilo aj prepojenie uzla vstupného vinutia spojeného do  $Y$  s nulovým vodičom siete, aby ním mohli prechádzať prúdy netočivej zložky a kompenzovať jednosmernú magnetizáciu. Z tohoto opisu vidno, že pomery pri zaťažení netočivou zložkou sú dosť zložité a príslušné impedancie (reaktancie) pre netočivú zložku môžu nadobúdať rôzne hodnoty a to od veľkosti magnetizačnej reaktancie po reaktanciu (impedanciu) nakrátko.

Pri meraní netočivej zložky impedancie  $Z_0$  treba zabezpečiť, aby všetky tri jadrá boli magnetované súhlasne, vo fáze. Teda transformátor by mal byť napájaný z troch rovnakých konfáznych zdrojov prúdu. Technicky sa to nahrádza jedným jednofázovým zdrojom, ale vinutia všetkých troch fáz sú zapojené do série, alebo paralelne (pozri obr. 2.16a,b), aby sme zabezpečili súhlasnú jednofázovú magnetizáciu všetkých troch jadier.

Výpočet  $Z_0$  sa líši podľa toho, či sme vinutia zapojili do série, alebo paralelne. Netočivá impedancia pre jednu fázu vinutia je:

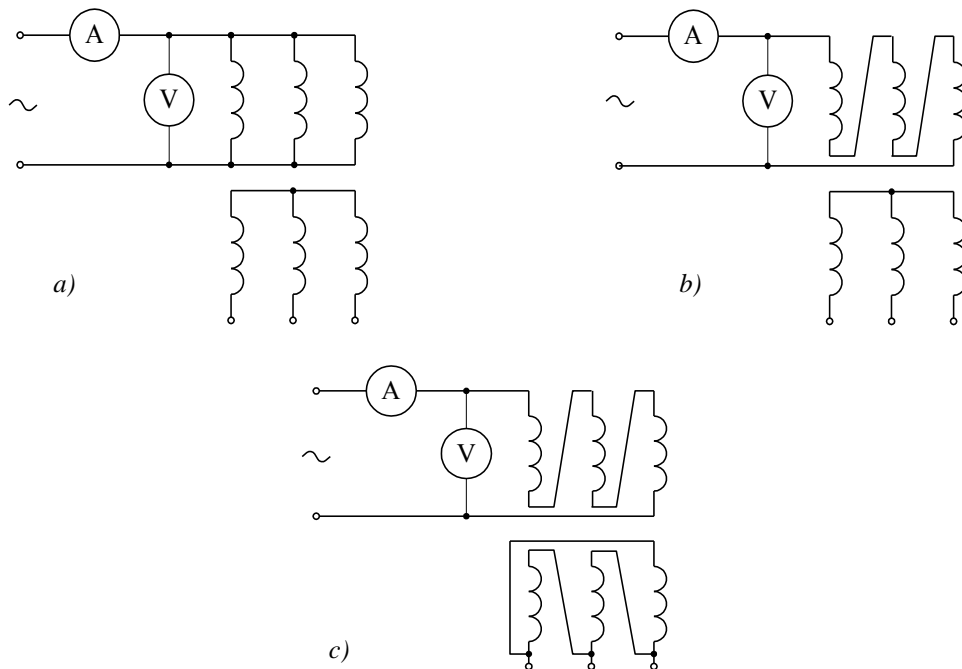
$$Z_0 = 3 \frac{U_{fáz}}{I_{fáz}} = 3 \frac{U_0}{I_0} \quad (2.69)$$

ak sa meranie uskutočnilo podľa obr. 2.16a (paralelné zapojenie vinutí), alebo

$$Z_0 = \frac{U_{fáz}}{3 I_{fáz}} = \frac{U_0}{3 I_0} \quad (2.70)$$

ak sa meranie uskutočnilo podľa obr. 2.16b (sériové zapojenie vinutí), kde  $U_{1fáz}$  a  $I_{1fáz}$  sú hodnoty jednofázového napätia a prúdu, ktoré treba voliť tak, aby prúd, ktorý preteká vinutiami neprekročil menovitú hodnotu, veličiny  $U_0$  a  $I_0$  sú netočivé zložky napätia a prúdu (aby bolo jasné, že jednofázovým napájaním sme imitovali netočivú zložku napätia a prúdu). Podstatný vplyv na veľkosť  $Z_0$  má spôsob zapojenia sekundárneho vinutia. Na obr. 2.16a,b je sekundárne vinutie zapojené do hviezdy, na obr. 2.16c do trojuholníka.





Obr. 2.16 Meranie netočivej impedancie

- a) paralelné zapojenie pri 1-fázovej magnetizácii, sekundárne vinutie Y  
 b) sériové zapojenie pri 1-fázovej magnetizácii, sekundárne vinutie Y  
 c) sériové zapojenie vinutí pri 1-fázovej magnetizácii, sekundárne vinutie zapojené do D

Pre ilustráciu premeriame  $Z_0$  pri všetkých troch zapojeniach, aby sme videli zmenu hodnôt  $Z_0$  pri jednotlivých meraniach. Hľadáme súvislosť so  $Z_k$ , prípadne s hodnotou magnetizačnej reaktancie  $X_\mu$ .

Pre ďalšiu analýzu berieme  $Z_0$  zmerané pri zapojení sekundárneho vinutia do hviezdy, pretože ako uvidíme v kap. 2.12, analyzujeme len transformátory so zapojením sekundárneho vinutia do hviezdy.

## 2.12 Vplyv nesymetrického zaťaženia na chod trojfázových transformátorov

Cieľom merania je zistiť vlastnosti transformátora pri nesúmernom zaťažení. Pri nesúmernom zaťažení sú systavy prúdov, napätí a magnetických tokov nesúmerné a môžeme ich rozložiť na sústavu súslednú, spätnú a netočivú s kmitočtom prvej (základnej) harmonickej. Na chod transformátorov má nepriaznivý vplyv netočivá sústava. Preto najprv zmeriame netočivú impedanciu  $Z_0$  podľa kap. 2.11.

Nesymetrické zaťaženie simulujeme nesymetrickým chodom nakrátko a síce pri týchto zapojeniach :

- a) dvojpólový chod nakrátko pri spojení  $Yy$ ,
- b) jednopólový chod nakrátko pri spojení  $Yy$ ,
- c) dvojpólový chod nakrátko pri spojení  $Dy$ ,
- d) jednopólový chod nakrátko pri spojení  $Dy$ ,
- e) jednopólový chod nakrátko pri spojení  $Yyd$ .

Výstupné vinutie je teda vo všetkých prípadoch spojené do hviezdy (okrem bodu  $e$ ), kde je využité aj terciárne vinutie) a vstupné vinutie zapojíme do hviezdy alebo trojuholníka. Vstupné vinutie napájame z regulačného transformátora zníženým napätím tak, aby v skratovaných obvodoch tiekol maximálne menovitý prúd. Meriame všetky hodnoty združených a fázových napätí ( $U_{AB}$ ,  $U_{BC}$ ,  $U_{CA}$ ,  $U_A$ ,  $U_B$ ,  $U_C$ ), prúdy vo všetkých fázach vstupného vinutia ( $I_A$ ,  $I_B$ ,  $I_C$ ) a v skratovanom obvode na výstupnej strane  $I_k$  (obr. 2.17).

Pri riešení predpokladáme, že magnetizačný prúd je zanedbateľný voči vstupnému a výstupnému prúdu.

Namerané hodnoty spracujeme takto :

1. Porovnáme namerané primárne prúdy pre všetky uvažované prípady s vypočítanými (magnetizačný prúd zanedbáme). Vzťahy pre výpočet prúdov sú odvodené v kap. 2.12.1 až 2.12.4.
2. Zostrojíme fázorové diagramy primárnych napätí (vo vhodnej mierke) pre všetky uvažované prípady chodov nakrátko a všimame si deformáciu napäťovej hviezdy. Určíme posunutie nulového bodu z ťažiska trojuholníka združených napätí z merania a z výpočtu pomocou netočivej impedancie  $Z_0$  a úbytku  $I_0 Z_0$ . Porovnáme takto získané hodnoty fázových napätí. Vyhodnotíme zmenu fázových napätí oproti súmernému stavu. Namerané a vypočítané hodnoty usporiadame prehľadne do tabuľky (Tab. 2.4).

Prúdy v jednotlivých vinutiach pri nesúmerných skratoch jednak meriame, jednak počítame. Na výpočet týchto hodnôt potrebujeme odvodiť jednotlivé vzťahy. Vychádzame z prvej Maxwellovej rovnice, t. j. zo zákona celkového prúdu. Ak zanedbáme posuvný prúd, integrálny tvar spomínanej rovnice má tvar

$$\oint_l H d\ell = \sum NI = U_{mag} \quad (2.71)$$

Túto rovnicu aplikujeme na jednotlivé zapojenia. Pri zápise rovníc rešpektujeme, že prúdy sú fázory.

Tab. 2.4

Tabuľka na meranie nesúmerných skratov

Zapojenie		Yy						Dy						Yyd		
skrat		dvojpólový			jednopolový			dvojpólový			jednopolový			jednopolový		
Súmerný stav	hodnota	mer.	poč.	zmena	mer.	poč.	zmena	mer.	poč.	zmena	mer.	poč.	zmena	mer.	poč.	zmena
	$U_{AB} [V]$															
	$U_{BC} [V]$															
	$U_{CA} [V]$															
	$U_A [V]$															
	$U_B [V]$															
	$U_C [V]$															
	$I_A [A]$															
	$I_B [A]$															
	$I_C [A]$															
	$I_k [A]$															
	$I_0 Z_0 [V]$															

### 2.12.1 Dvojpólový chod nakrátko pri spojení Yy

Schéma zapojenia je na obr. 2.17a, podľa ktorého platí:

$$N_1 \mathbf{I}_A - N_2 \mathbf{I}_a - N_2 \mathbf{I}_b + N_1 \mathbf{I}_B = 0 \quad / \frac{1}{N_2} \quad (2.72)$$

ak označíme

$$\mathbf{I}_a = \mathbf{I}_b = \mathbf{I}_k \quad (2.73)$$

potom

$$p \mathbf{I}_A - 2 \mathbf{I}_k + p \mathbf{I}_B = 0 \quad / \frac{1}{2p} \quad (2.74)$$

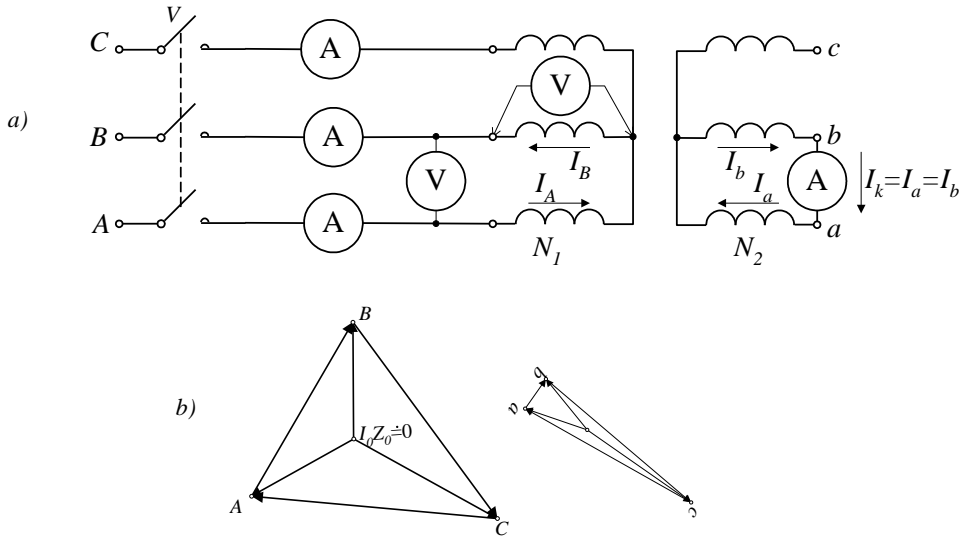
kde 
$$p = \frac{N_1}{N_2}$$

$$\frac{\mathbf{I}_A}{2} + \frac{\mathbf{I}_B}{2} = \frac{\mathbf{I}_k}{p}$$

ak  $\mathbf{I}_A = \mathbf{I}_B \Rightarrow \mathbf{I}_A = \mathbf{I}_B = \frac{\mathbf{I}_k}{p} \quad (2.75)$

$$I_c = 0; I_C = 0 \quad (2.76)$$

Pre známy sekundárny prúd vypočítame zodpovedajúci primárny prúd a skontrolujeme ho s nameraným prúdom. Netočivá zložka prúdu nevznikne, ako vidno z fázorového diagramu na obr. 2.17b. Účinok netočivej zložky prúdu a posun stredy fázorovej hviezdice vplyvom úbytku napätia  $I_0 Z_0$  uvidíme v ďalšej kapitole (obr. 2.18a).



Obr. 2.17 Dvojčlánkový chod nakrátko pri spojení Yy,  
a) schéma zapojenia, b) fázorový diagram napätí primárneho a sekundárneho vinutia.

### 2.12.2 Jednopolový chod nakrátko pri spojení Yy

Schéma zapojenia je na obr. 2.18, podľa ktorého platí:

$$N_1 I_A - N_2 I_k + N_1 I_B = 0 \quad (2.77)$$

$$N_1 I_A - N_2 I_k + N_1 I_C = 0 \quad (2.78)$$

$$N_1 I_B - N_1 I_C = 0 \quad (2.79)$$

$$\Rightarrow I_B = I_C \quad (2.80)$$

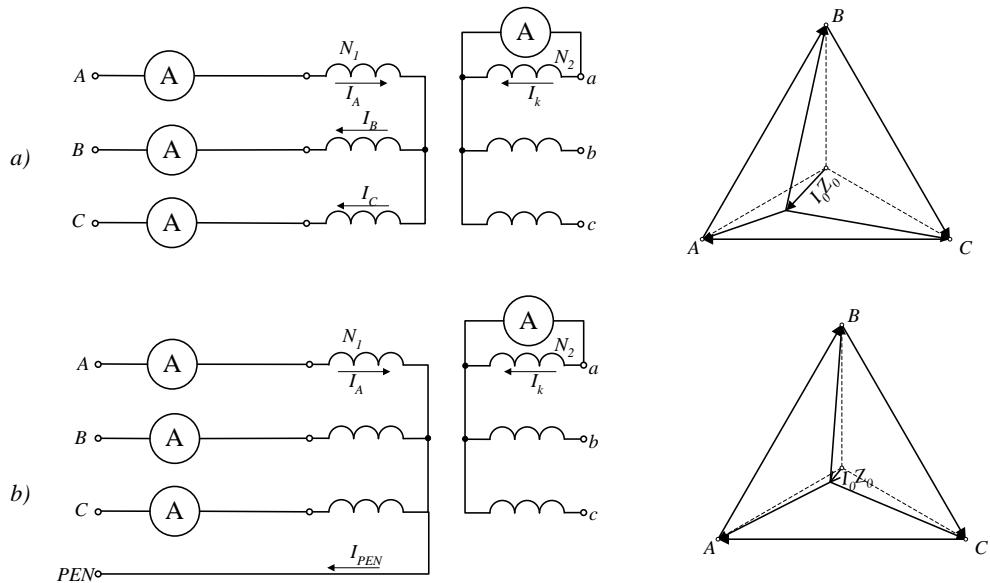
$$I_A = I_B + I_C = 2I_B \quad (2.81) \quad \Rightarrow \quad I_B = \frac{1}{2} I_A = I_C \quad (2.82)$$

$$N_1 I_A - N_2 I_k + \frac{1}{2} N_1 I_A = \frac{3}{2} N_1 I_A - N_2 I_k = 0 \quad (2.83)$$

$$I_A = \frac{2}{3} \frac{I_k}{p} \quad (2.84)$$

$$I_B = \frac{1}{2} I_A = \frac{1}{3} \frac{I_k}{p} \quad (2.85)$$

$$I_C = \frac{1}{3} \frac{I_k}{p} \quad (2.86)$$



Obr. 2.18 a) Jednopolový chod nakrátko pri spojení Yy. Schéma zapojenia a fázorový diagram napätí s posunutím nulového bodu napätí na primárnej strane.  
 b) Jednopolový chod nakrátko pri spojení YNy ( $I_B=0$ ,  $I_C=0$ ). Schéma zapojenia a fázorový diagram napätí s posunutím nulového bodu napätí na primárnej strane

Pri tomto zapojení vzniká netočivá sústava magnetických napätí, pretože všetky jadrá sú magnetované rovnakým magnetickým napätím, čo odvodíme nasledovným postupom:

Podľa obr. 2.18a sú jednotlivé jadrá magnetované magnetickým napätím (pri rešpektovaní smeru prúdov) takto:

Jadro fázy A:

$$U_{magA} = -N_1 \mathbf{I}_A + N_2 \mathbf{I}_k = -N_1 \frac{2}{3} \frac{\mathbf{I}_k}{N_1} N_2 + N_2 \mathbf{I}_k = \frac{1}{3} \mathbf{I}_k N_2 \quad (2.87)$$

Jadro fázy B:

$$U_{magB} = N_1 \mathbf{I}_B = N_1 \frac{1}{3} \frac{\mathbf{I}_k}{N_1} N_2 = \frac{1}{3} \mathbf{I}_k N_2 \quad (2.88)$$

Jadro fázy C:

$$U_{magC} = N_1 \mathbf{I}_C = N_1 \frac{1}{3} \frac{\mathbf{I}_k}{N_1} N_2 = \frac{1}{3} \mathbf{I}_k N_2 \quad (2.89)$$

Z toho vyplýva, že všetky jadrá sú magnetované rovnakým magnetickým napätím  $\frac{1}{3} \mathbf{I}_k N_2$ , ktoré spôsobuje nepriaznivú jednosmernú magnetizáciu:

$$U_{mag} = U_{magA} = U_{magB} = U_{magC} = \frac{1}{3} \mathbf{I}_k N_2 \quad (2.90)$$

V teórii súmerných zložiek túto magnetizáciu vyjadrujeme pomocou netočivej zložky prúdu a magnetického toku. Tieto magnetické toky netočivej zložky sa uzatvárajú rozptylovými cestami. Vzniká posunutie nulového bodu napätí. Veľkosť tohto posunutia vypočítame takto:

Netočivá zložka prúdu podľa rovnice známej z definície rozkladu na súmerné zložky na sekundárnej strane je:

$$\mathbf{I}_\theta = \frac{1}{3} (\mathbf{I}_a + \mathbf{I}_b + \mathbf{I}_c) \quad (2.91)$$

$$\text{pretože} \quad \mathbf{I}_b = \mathbf{I}_c = 0 \quad (2.92)$$

$$\text{potom} \quad \mathbf{I}_\theta = \frac{1}{3} \mathbf{I}_a = \frac{1}{3} \mathbf{I}_k \quad (2.93)$$

$$\text{a podľa (2.84)} \quad \mathbf{I}_\theta = \frac{1}{3} \frac{3}{2} \mathbf{I}_{AP} = \frac{1}{2} \mathbf{I}_{AP} \quad (2.94)$$

a po vynásobení  $Z_0$  dostaneme úbytok napätia na sekundárnej strane

$$Z_0 \mathbf{I}_\theta = \frac{1}{2} Z_0 \mathbf{I}_{AP} \quad (2.95)$$

Na primárnej strane dostaneme netočivú zložku po vydelení prevodom  $p$

$$I_o = I_o \frac{1}{p} = \frac{1}{2} I_A p \frac{1}{p} \quad \text{potom úbytok napätia na primárnej strane je}$$

$$\Delta U_o = I_o Z_o = \frac{1}{2} Z_o I_A$$

Skontrolujeme tieto hodnoty vypočítané z nameraných hodnôt a hodnôt vo fázorovom diagrame ako posunutie nulového bodu z ťažiska trojuholníka združených napätí (obr. 2.18). Vypočítame, o koľko percent sa deformovali jednotlivé fázové napätia oproti súmernému stavu a zapíšeme do Tab. 2.4 (rubrika „zmena“). Je zrejmé, že z prevádzkového hľadiska je táto deformácia fázových napätí neprípustná a treba urobiť určité opatrenia, aby sa jednosmerná magnetizácia potlačila (kompenzovala), resp. vôbec nenastala.

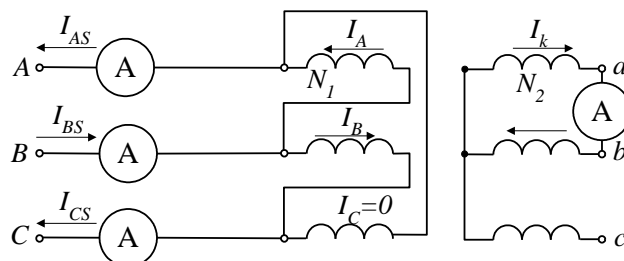
Vplyv konfáznych magnetických tokov netočivej zložky prúdu pri jednofázovom zaťažení na výstupe trojfázového transformátora možno odstrániť, alebo obmedziť napr. týmito opatreniami:

1. Použitím vyrovnávacieho (terciárneho) vinutia spojeného do trojuholníka  $Y_d$
2. Spojením vstupného vinutia do trojuholníka  $D_y$
3. Spojením výstupu do lomenej hviezdy  $Y_z$
4. Prepojením uzla primárneho vinutia zapojeného do  $Y$  s nulovým vodičom siete  $YNy$  (pozri obr. 2.18b).

Dimenzovanie vyrovnávacieho (terciárneho) vinutia vyplýva zo vzťahu (2.93) t. j., že netočivá zložka prúdu môže mať maximálne veľkosť tretiny zaťažovacieho prúdu. Ak sa má táto zložka kompenzovať vyrovnávacím (terciárnym) vinutím, postačí dimenzovať toto vinutie na tretinový výkon transformátora, pretože väčšie zaťaženie sa nemôže vyskytnúť. Tento poznatok sa v praxi skutočne využíva.

V ďalšom vyšetříme medzné prípady zaťaženia v prípadoch, keď je vstupné vinutie zapojené do trojuholníka.

### 2.12.3 Dvojpolový chod nakrátko pri spojení $D_y$



Obr. 2.19 Dvojpolový chod nakrátko pri spojení  $D_y$

Schéma zapojenia je na obr. 2.19, podľa ktorého platí:

$$-N_1 \mathbf{I}_A + N_2 \mathbf{I}_k + N_2 \mathbf{I}_k - N_1 \mathbf{I}_B = 0 \quad (2.96)$$

Pre  $\mathbf{I}_A = \mathbf{I}_B$  (2.97)

je  $2N_1 \mathbf{I}_A = 2N_2 \mathbf{I}_k$

$$\mathbf{I}_A = \frac{N_2}{N_1} \mathbf{I}_k = \frac{\mathbf{I}_k}{p} \quad (2.98)$$

Pre sieťové prúdy platí:

$$\mathbf{I}_{AS} = \mathbf{I}_A \quad (2.99)$$

$$\mathbf{I}_{CS} = \mathbf{I}_B \quad (2.100)$$

potom  $\mathbf{I}_{AS} = \mathbf{I}_{CS}$  (2.101)

Pre prúd vo fáze B platí

$$\mathbf{I}_{BS} = \mathbf{I}_A + \mathbf{I}_B = 2\mathbf{I}_A \quad (2.102)$$

Z toho vyplýva, že

$$\mathbf{I}_{AS} = \frac{\mathbf{I}_k}{p} \quad \mathbf{I}_{BS} = \frac{2\mathbf{I}_k}{p} \quad \mathbf{I}_{CS} = \frac{\mathbf{I}_k}{p} \quad (2.103)$$

Vinutie fázy C nie je zaťažené, preto na sekundárnej strane  $I_c = 0$ ,

aj na primárnej strane  $I_C = 0$  (2.104)

V tomto prípade netočivá zložka prúdu nevznikne. Presvedčíme sa o tom ak skontrolujeme magnetizáciu jednotlivých jadier postupom (2.87) až (2.89):

Jadro fázy A:

$$-N_1 \mathbf{I}_A + N_2 \mathbf{I}_k = -N_1 \frac{\mathbf{I}_k}{N_1} N_2 + N_2 \mathbf{I}_k = 0 \quad (2.105)$$

Jadro fázy B:

$$N_1 \mathbf{I}_B - N_2 \mathbf{I}_k = N_1 \frac{\mathbf{I}_k}{N_1} N_2 - N_2 \mathbf{I}_k = 0 \quad (2.106)$$

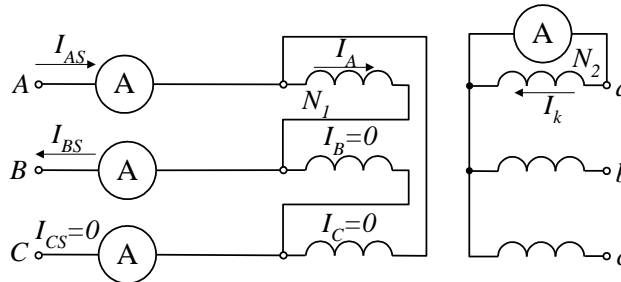
Jadro fázy C:

$$N_1 \mathbf{I}_C = 0 \quad (2.107)$$



### 2.12.4 Jednólový chod nakrátko pri spojení Dy

Schéma zapojenia je na obr. 2.20.



Obr. 2.20 Jednólový chod nakrátko pri spojení Dy

Pre toto zapojenie platí:

$$N_1 \mathbf{I}_A - N_2 \mathbf{I}_k = 0 \quad (2.108)$$

a pretože  $\mathbf{I}_B = 0$  aj  $\mathbf{I}_C = 0$ , potom pre prúd vo fáze A dostaneme

$$\mathbf{I}_A = \frac{N_2}{N_1} \mathbf{I}_k = \frac{\mathbf{I}_k}{p} \quad (2.109)$$

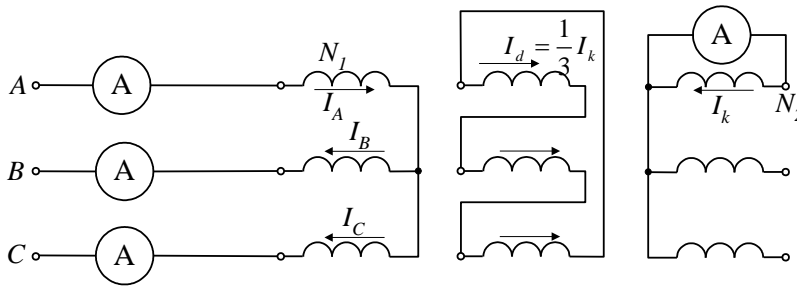
Na vstupnej strane je zaťažené len vinutie jednej fázy.

Transformátor pracuje ako jednofázový. Kontrola výslednej magnetizácie na jednotlivých jadrách vedie k rovnakému výsledku ako v predchádzajúcom prípade. Jednosmerná magnetizácia ani posunutie nulového bodu nenastane. Napájacia sieť je zaťažená tým istým prúdom vo dvoch fázach:  $I_{AS} = I_{BS}$  a  $I_{CS} = 0$ .

### 2.12.5 Jednólový chod nakrátko pri spojení Yy

Schéma zapojenia je na obr. 2.21.

Na overenie poznatku, že prítomnosť vyrovnávacieho (terciárneho) vinutia zapojeného do trojuholníka vykompenzuje jednosmernú magnetizáciu v jadrách a posunutie nulového bodu sa zmenší alebo úplne zruší, zopakujeme meranie jednólového skratu z kap. 2.12.2 s tým, že ak má skúmaný transformátor tri vinutia, jedno zapojíme do trojuholníka. Schéma zapojenia je na obr. 2.21. Zopakujeme celý postup podľa kap. 2.12.2 a výsledky porovnáme. Zmerané hodnoty a zmenu oproti zapojeniu Yy zapíšeme do Tab. 2.4.



Obr. 2.21 Jednopolový chod nakrátko pri spojení Yyd

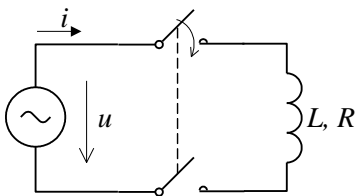
### 2.13 Prechodové javy v transformátoroch

Cieľom tejto kapitoly je uviesť základné teoretické a praktické poznatky týkajúce sa prechodových javov v transformátoroch tak, aby bolo možné skúmať tieto javy meraním a simuláciami a výsledky vzájomne porovnať.

V praxi je dôležité poznať aspoň tieto prípady prechodových javov v transformátoroch:

1. Pripojenie transformátora v stave naprázdno na sieť
2. Náhly skrat alebo náhla zmena záťaže na sekundárnej strane
3. Vniknutie strmej napäťovej vlny do vinutia transformátora

Tu sa budeme zaoberať len javmi uvedenými v bodoch 1. a 2.



Obr. 2.22 Jednoduchý obvod na riešenie prechodového javu

Najprv si zopakujeme prechodový jav pri zapnutí tlmičky s indukčnosťou  $L$  a odporom  $R$  na harmonické napätie  $u = U_{\max} \sin(\omega t + \alpha)$ . Po pripojení tohto napätia možno obvod popísať diferenciálnou rovnicou na základe II. Kirchoffovho zákona:

$$U_{\max} \sin(\omega t + \alpha) = Ri + L \frac{di}{dt} \quad (2.110a)$$

kde  $\alpha$  je fázový uhol okamihu zapnutia (pozri tiež (2.110b) v kap. 2.13.1).

Riešenie tejto diferenciálnej rovnice dostaneme v tvare:

$$i = \frac{U_{\max}}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \sin(\omega t + \alpha - \varphi) + \frac{U_{\max}}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \sin(\varphi - \alpha) e^{-\frac{R}{L}t} \quad (2.111)$$

$$\text{čiže prúd } i \text{ sa skladá z dvoch zložiek: } i = i' + i'' \quad (2.112)$$

kde ustálená hodnota  $i'$  má priebeh sínusoidy a mení polaritu v čase s frekvenciou  $\omega$ :

$$i' = \frac{U_{\max}}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \sin(\omega t + \alpha - \varphi) \quad (2.113)$$

a prechodná zložka prúdu  $i''$ , má tvar exponenciály, a je to jednosmerná zložka, ktorá nemení polaritu a jej zánik závisí od časovej konštanty  $\tau=L/R$  (2.118):

$$i'' = \frac{U_{\max}}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \sin(\varphi - \alpha) e^{-\frac{R}{L}t} \quad (2.114)$$

V oboch prípadoch  $\varphi$  je uhol fázového posunu medzi napätím a prúdom, ktorý je daný prvkami obvodu:

$$\varphi = \arctan \frac{\omega L}{R} \quad (2.115)$$

Výraz pre prúd možno zapísať aj jednoduchšie, ak si uvedomíme, že možno použiť tieto označenia:

$$I_{\max} = \frac{U_{\max}}{Z} \quad (2.116)$$

kde  $Z$  je impedancia obvodu

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} \quad (2.117)$$

a časová konštanta

$$\tau = \frac{L}{R} \quad (2.118)$$

$$\text{Potom: } i = I_{\max} \left[ \sin(\omega t + \alpha - \varphi) + \sin(\varphi - \alpha) e^{-\frac{t}{\tau}} \right] \quad (2.119)$$

Konkrétny priebeh prúdu prechodového javu závisí od parametrov obvodu, ktoré určujú  $I_{\max}$ , časovú konštantu  $\tau$  a fázový posuv  $\varphi$  a od okamihu zopnutia  $\alpha$ .

Všetky tieto aspekty budeme brať do úvahy pri skúmaní jednotlivých prechodových javov v transformátore.

Najprv analyzujeme vplyv okamihu zopnutia, alebo začiatku prechodového deja  $\alpha$  na tvar prúdu. V podstate môžu nastať dva medzné prípady:

**I.** Pripojenie na napätie, alebo náhla zmena záťaže nastane v takom okamihu, keď

$$\alpha = \varphi \quad (2.120)$$

t. j. kedy prúd prechádza nulou a napätie sa v okolí  $U_{\max}$  s časom takmer nemení (pozri obr. 2.23).

Z rovnice (2.114) vyplýva, že prechodná zložka prúdu  $i''=0$  a celkový prúd  $i$  nabieha hneď od začiatku na ustálený tvar, ktorý možno opísať výrazom:

$$i = i' = I_{\max} \sin \omega t \quad (2.121)$$

čo znamená, že to je najpriaznivejší možný stav, ktorý sa môže vyskytnúť, totiž že prechodný stav vôbec nenastane a prúd je hneď prúdom ustáleným.

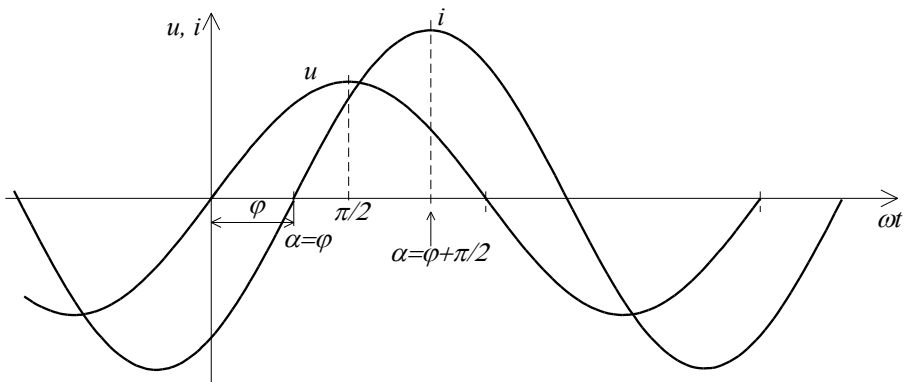
**II.** Pripojenie na napätie, alebo náhla zmena záťaže nastane v takom okamihu, keď

$$\alpha = \varphi \pm \frac{\pi}{2}, \text{ resp. } \varphi - \alpha = \pm \frac{\pi}{2} \quad (2.122)$$

t. j. kedy napätie dosahuje najväčšiu časovú zmenu a prúd by už mal dosahovať svoju maximálnu hodnotu (obr. 2.23). Prúd však vychádza z nuly, takže celý priebeh je vysunutý o jednosmernú zložku prechodového prúdu kladnej, alebo zápornej hodnoty, ktorý teraz dosahuje maximálnu možnú hodnotu

$$i'' = \pm I_{\max} \left( \sin \frac{\pi}{2} \right) e^{-\frac{R}{L}t} = \pm I_{\max} e^{-\frac{R}{L}t} \quad (2.123)$$

Preto tento prípad predstavuje najnepriaznivejší možný stav (pozri konkrétne priebehy



prúdu pri riešení prechodového javu transformátora v stave naprázdno a stave nakrátko).

Obr. 2.23 Vplyv okamihu zopnutia na prechodový jav

### 2.13.1 Pripojenie transformátora v stave naprázdno na sieť

Transformátor v stave naprázdno možno opísať diferenciálnou rovnicou vychádzajúcou z (2.110a), aplikovanou na stav naprázdno:

$$u = U_{\max} \sin(\omega t + \alpha) = R_1 i_0 + L_1 \frac{di_0}{dt} \quad (2.110b)$$

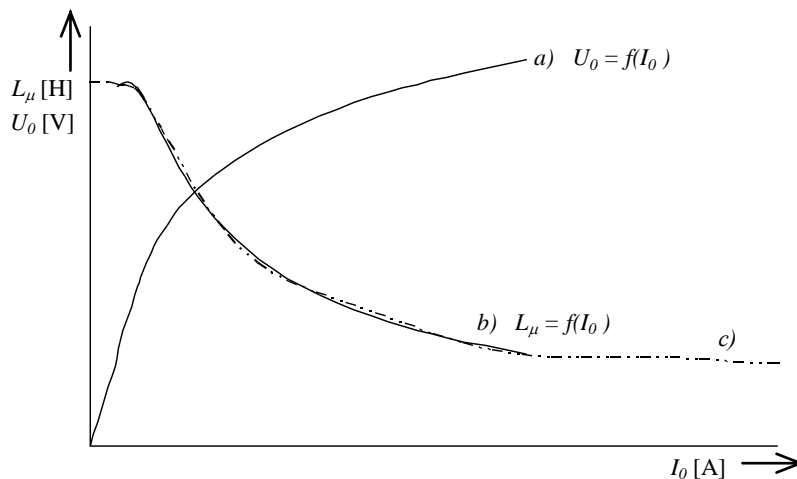
kde  $R_1$  je činný odpor primárneho vinutia,  
 $L_1$  je celková indukčnosť primárneho vinutia, t. j.

$$L_1 = L_{\sigma 1} + L_{\mu} \quad (2.124a)$$

pričom  $L_{\mu} = f(I_0)$ , t. j.  $L_{\mu}$  je funkciou magnetizačného prúdu  $I_{\mu} \cong I_0$ . Túto závislosť možno určiť z merania naprázdno, opísaného v kap. 2.6 takto: Pre každú nameranú hodnotu napätia  $U$  a príslušného prúdu  $I_0$  vypočítame ( $f$  je frekvencia napätia  $U_0$ )

$$X_{\mu} = \frac{U_0}{I_0}, \text{ resp. } L_{\mu} = \frac{X_{\mu}}{2\pi f} \quad (2.124b)$$

zapišeme do tabuľky a vynesieme graficky (obr. 2.24). Odpor reprezentujúci straty v železe  $R_{Fe}$  zanedbávame. Na obr. 2.24 vidno súvis závislosti  $L_{\mu} = f(I_0)$  so závislosťou  $U_0 = f(I_0)$ , ktorá vyplýva z charakteristiky nameranej v stave naprázdno  $I_0 = f(U_0)$ , pozri obr. 2.3 a je prekreslená do súradníc  $U_0 = f(I_0)$ .



Obr. 2.24 a) Charakteristika  $U = f(I_0)$  v stave naprázdno s aproximáciou do nulovej hodnoty prúdu a napätia, b) Závislosť magnetizačnej indukčnosti od prúdu naprázdno  $L_{\mu} = f(I_0)$  vypočítaná z charakteristiky a), c) aproximačná krivka magnetizačnej indukčnosti pre účely simulácie

Zahrnutie závislosti  $L_{\mu} = f(i_0)$  do programu simulácie je uvedené v prílohe A.1.

Aby sme simulované a merané priebehy mohli teoreticky zdôvodniť, a vzájomne ich porovnať, ďalej uvedieme stručný postup, ktorým odvodíme očakávaný časový priebeh prúdu naprázdno počas vyšetřovaného prechodového deja.

Transformátor v stave naprázdno má činný odpor vzhľadom na reaktanciu veľmi malý:

$$R_I \ll \omega(L_\mu + L_{\sigma I}) = \omega L_I \quad (2.125)$$

preto pri vyšetřovaní prechodového javu môžeme tento činný odpor v prvom kroku zanedbať. Potom sa transformátor javí ako čistá tlmivka s fázovým posuvom  $\varphi = \pi/2$ .

### 2.13.2 Prechodový jav pri $\alpha = \varphi$

Najpriaznivejší stav nastane, keď pripojenie na sieť sa uskutoční v okamihu  $\alpha = \varphi = \pi/2$ , kedy  $u = U_{\max}$  a časová zmena napätia je najmenšia. Prúd má prechádzať nulou, takže naozaj začína od nuly, narastá do svojej maximálnej hodnoty a nabieha hneď na ustálenú hodnotu prúdu naprázdno.

### 2.13.3 Prechodový jav pri $\alpha = 0$

Najnepriaznivejší stav nastane, ak pripojenie na sieť sa uskutoční v okamihu nulového napätia kedy časová zmena napätia je najväčšia.

Teraz aj v ďalších častiach tejto kapitoly budeme vyšetřovať už len tento najnepriaznivejší stav.

Ak teda

$$\alpha = 0 \quad a \quad \varphi = \frac{\pi}{2}$$

$$\varphi - \alpha = \frac{\pi}{2} \quad \text{resp.} \quad \alpha - \varphi = -\frac{\pi}{2}$$

a ako vyplýva z rovnice (2.111), vyvinú sa obidve zložky prúdu. Podľa vzťahu (2.113) je ustálená zložka prúdu

$$i' = \frac{U_{\max}}{\omega L_I} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) = -I_{\max} \cos \omega t \quad (2.126a)$$

a prechodná zložka prúdu

$$i'' = \frac{U_{\max}}{\omega L_I} \sin \frac{\pi}{2} e^{-\frac{0}{L_I} t} = \frac{U_{\max}}{\omega L_I} = I_{\max} \quad (2.126b)$$

má konštantnú hodnotu rovnú maximálnej hodnote ustáleného prúdu  $i'$ , pretože neuvažujeme odpor, čiže tlenie je nulové. Teda výsledný prúd, daný súčtom oboch

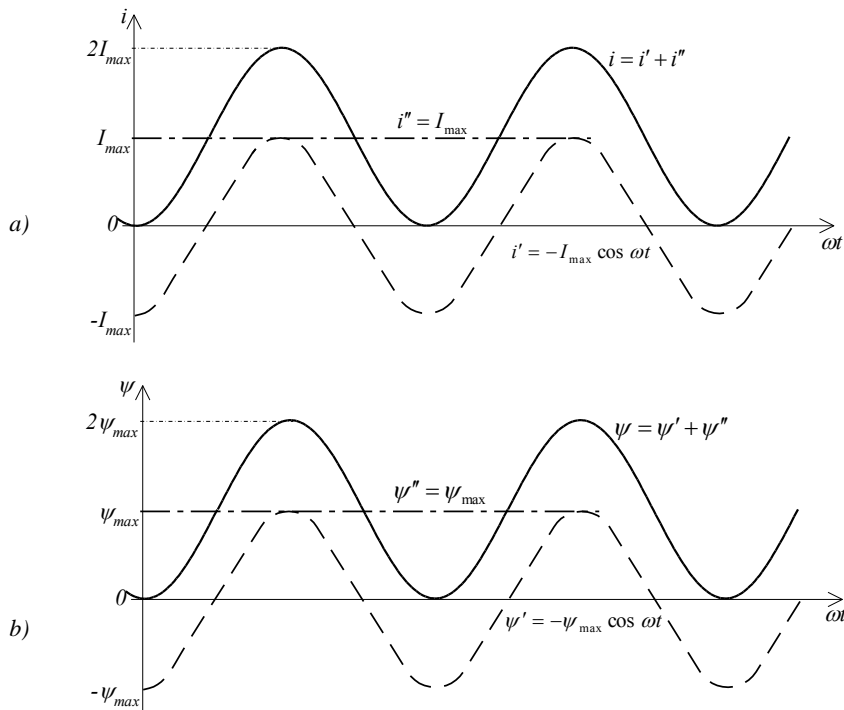
zložiek osciluje medzi 0 a  $2I_{max}$ , ako to vidno na obr. 2.25a.

### 2.13.4 Prechodový jav magnetického toku ak $L_1 = \text{konšt.}$

Zatiaľ predpokladáme, že indukčnosť transformátora  $L_1$  je konštanta, t. j. zanedbáme vplyv sýtenia. Potom vzťah medzi prúdom  $i$  a magnetickým tokom  $\phi$ , resp. spriahnutým magnetickým tokom  $\psi$  je lineárny, podľa vzťahu

$$\phi = L_1 i = (L_{\sigma 1} + L_{\mu}) i \quad (2.127)$$

$$\psi = N \phi \quad (2.128)$$



kde  $N$  je počet závitov, s ktorými je magnetický tok  $\phi$  spriahnutý (zviazaný). Grafickým vyjadrením vzťahu (2.127) je lineárna oblasť magnetizačnej charakteristiky.

Obr. 2.25 a) Prechodový dej prúdu ak  $R = 0$ ,  $\varphi = \pi/2$ ,  $\alpha = 0$ ,

b) Prechodový dej spriahnutého magnetického toku ak  $R = 0$ ,  $\varphi = \pi/2$ ,  $\alpha = 0$ ,  $L_1 = \text{konšt.}$

Spriahnutý magnetický tok sa pri napájaní harmonickým napätím mení tiež harmonicky:

$$u_i = \frac{d\psi}{dt} = U_{\max} \sin(\omega t + \alpha) \quad (2.129)$$

$$d\psi = U_{\max} \sin(\omega t + \alpha) dt \quad (2.130)$$

a riešením tejto rovnice je

$$\psi = -\frac{U_{\max}}{\omega} \cos(\omega t + \alpha) + \frac{U_{\max}}{\omega} \cos \alpha \quad (2.131)$$

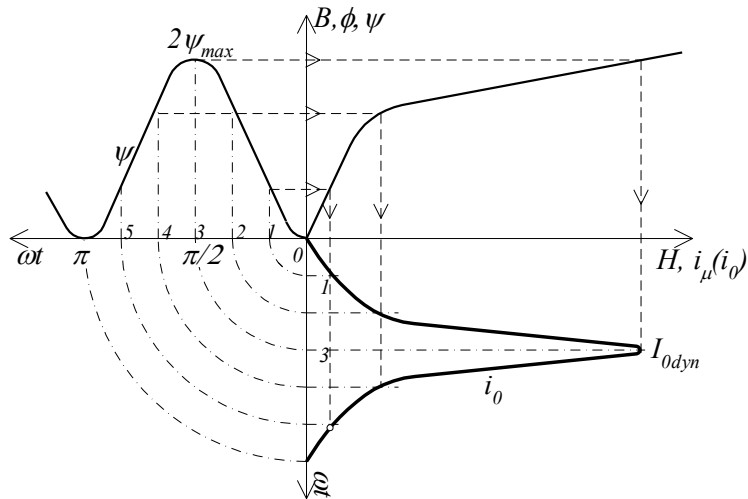
V prípade, že  $\alpha = 0$ , t. j. stále riešime stav, keď pripojenie nastane v okamihu  $u = 0$ , keď časová zmena napätia je najväčšia a potom:

$$\psi = -\frac{U_{\max}}{\omega} \cos \omega t + \frac{U_{\max}}{\omega} = -\psi_{\max} \cos \omega t + \psi_{\max} = \psi' + \psi'' \quad (2.132)$$

To znamená, že výsledný spriahnutý magnetický tok sa mení medzi nulovou a dvojnásobnou maximálnou hodnotou, ako to vidno na obr. 2.25b, ak zanedbáme nasýtenie.

### 2.13.5 Prechodový jav pri uvažovaní nasýtenia

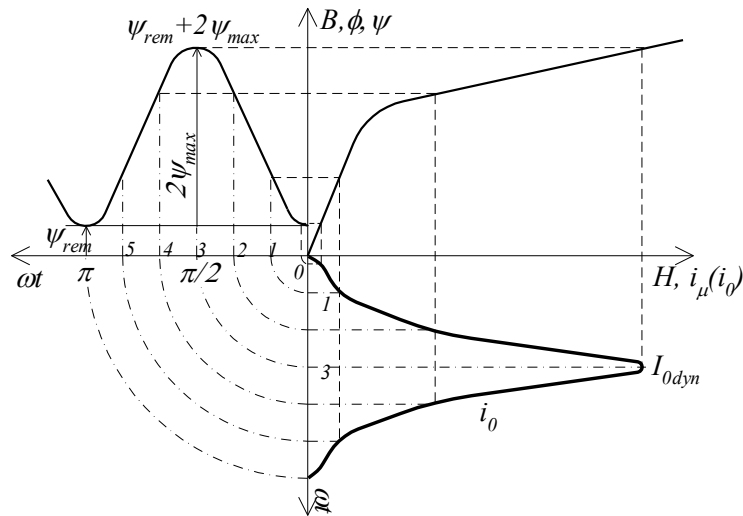
Ak uvažujeme vplyv nasýtenia magnetických obvodov, t. j. celú magnetizačnú charakteristiku, priebeh magnetizačného prúdu (prúdu naprázdno) sa zmení. Jeho tvar odvodíme graficky postupom známym z hľadania tvaru magnetizačného prúdu pri sínusovom napätí a toku. Pretože teraz na ľavej strane obr. 2.26 (v II. kvadrante) je priebeh  $\phi$  resp.  $\psi$  meniaci sa od nuly po  $2\psi_{\max}$  ( $2\phi_{\max}$ ), bude vplyv nasýtenia veľmi silný a priebeh prúdu bude mať veľmi výraznú špičku  $I_{0dyn}$ , ktorá mnohonásobne prevýši hodnotu ustáleného prúdu naprázdno  $I_{0ust}$ . Takéto polvlny by sa opakovali v nezmenenom tvare,



pretože zatiaľ neuvažujeme tlmenie (zanedbávame činný odpor).

Obr. 2.26 Grafická konštrukcia tvaru magnetizačného prúdu v prechodovom stave pri rešpektovaní nasýtenia ( $\alpha = 0$ ,  $\varphi = \pi/2$ ,  $R = 0$ )





Obr. 2.27 Grafická konštrukcia tvaru prúdu naprázdno v prechodovom stave pri rešpektovaní nasýtenia a súhlasného remanentného toku

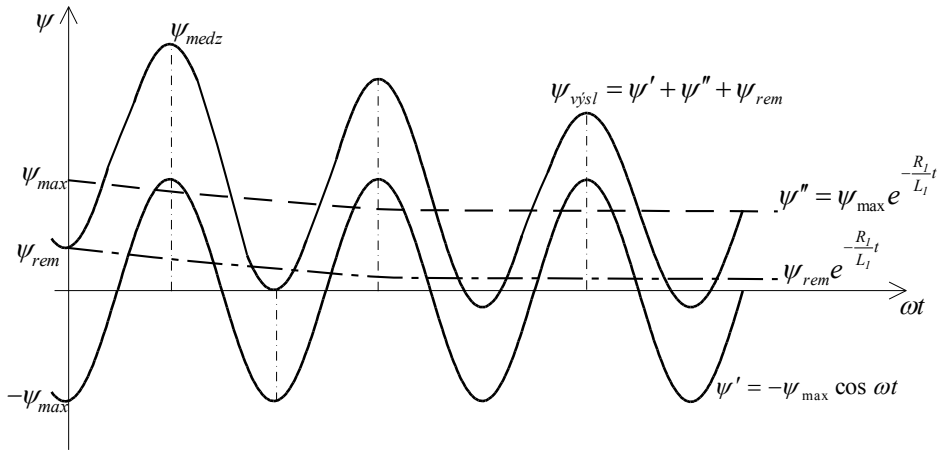
Ešte nepriaznivejší prípad nastane, keď jadro transformátora má pred pripojením napätia na jeho vinutie remanentný tok  $\psi_{rem}$  súhlasného zmyslu, t. j.  $\psi_{rem}$  sa pripočíta k priebehu prechodového stavu  $\psi$ . Potom tok nezačína od nuly, ale od  $\psi_{rem}$  dôsledkom čoho vznikne ešte vyššia špička prúdu naprázdno  $I_{0dyn}$ , ako to vidno na obr. 2.27. Odvedený tvar prúdu naprázdno je symetrický, lebo sme zanedbali hysterézu a uvažovali sme len jednoduchú magnetizačnú krivku. Pri uvažovaní hysteréznej slučky je tvar prúdu nesymetrický, pretože stúpajúca časť polvlny priebehu prúdu je odvedená z inej časti hysteréznej slučky ako pri klesaní, takisto ako pri odvodzovaní tvaru magnetizačného prúdu v ustálenom stave.

### 2.13.6 Prechodový jav pri uvažovaní nasýtenia a tlmenia

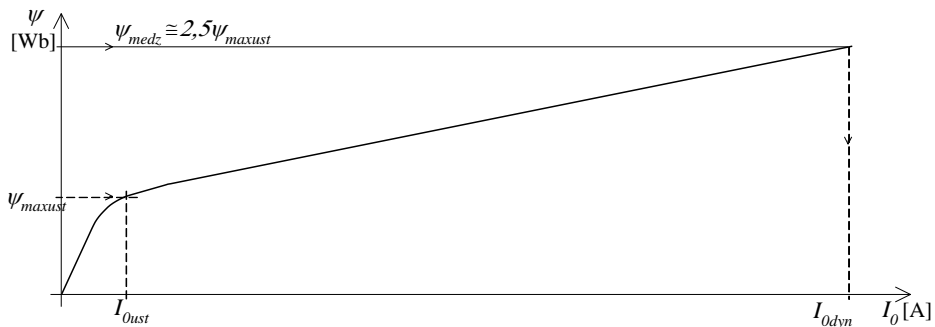
Na obr. 2.28 sú priebehy spriahnutého magnetického toku s rešpektovaním tlmenia, t. j. ak uvažujeme vplyv odporu primárneho vinutia  $R_1$ . Najväčšia hodnota spriahnutého magnetického toku označená ako medzný tok  $\psi_{medz}$  vyvolá podľa magnetizačnej charakteristiky zodpovedajúci prúd naprázdno  $I_{0dyn}$ , ktorý môže byť až 50 ÷ 100-násobne väčší ako  $I_{0ust}$  t. j. prúd naprázdno v ustálenom stave naprázdno, a dokonca môže tvoriť až niekoľkonásobok menovitého prúdu (obr. 2. 29):

$$I_{0dyn} = (50 \div 100) I_{0ust} \geq 5 I_N \quad (2.133)$$

pretože  $I_{0ust} = (5 \div 10) \% I_N$ . Túto skutočnosť je nutné rešpektovať pri nastavovaní ochrán transformátora proti preťaženiu ich správnym časovým oneskorením.



Obr. 2.28 Priebeh jednotlivých zložiek magnetického toku pri uvažovaní  $R_1$

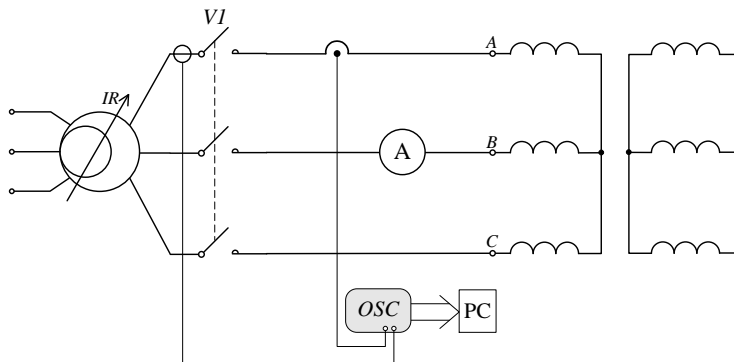


Obr. 2.29 Znáročenie vzťahu medzi hodnotami ustáleného stavu a prechodového stavu

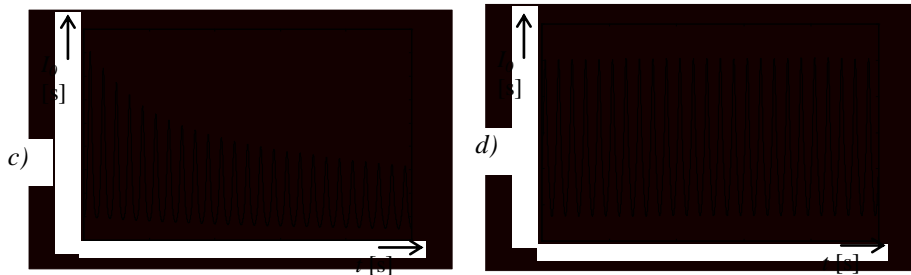
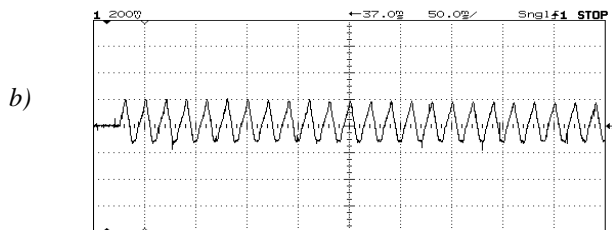
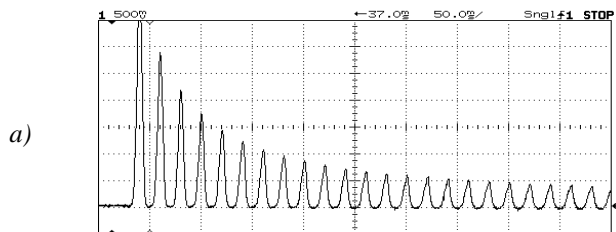
Odvodili sme teoretický priebeh prúdu, ak je nezaťažovaný transformátor pripojený na sieť v okamihu  $u = 0$ . V skutočnosti sú pomery menej dramatické, lebo:

1. Pri vysokom sýtení jadra sa vedie časť toku aj vzduchom
2. Pripojenie transformátora nenastane pri  $u = 0$ , lebo pri približovaní kontaktov sa obvod spojí iskrou v okamihu  $u \neq 0$ , čo zodpovedajúco zníži špičku prúdu.

Prechodový jav pri zapínaní môže trvať aj niekoľko sekúnd, pretože tlmenie je malé. Preto pri transformátoroch väčších výkonov sa často robí zapínanie cez obmedzovacie odpory. V trojfázových transformátoroch sú pomery podobné, ale komplikovanejšie tým, že v každej fáze je iný prechodový dej s prúdmi zodpovedajúcimi príslušnému okamihu pripojenia na sieť. Oscilograficky snímaný časový priebeh prúdu naprázdno so silne vyvinutou jednosmernou zložkou prúdu je na obr. 2.31a. Treba si uvedomiť, že každý jeden zákmit by sa dal odvodiť od priebehu toku (pozri obr. 2.27). Na obr. 2.31c je simulovaný priebeh. Poznámka: simulované a merané priebehy na obr.2.31 sú iba ilustračné.



Obr. 2.30 Schéma zapojenia na meranie prechodového javu pripojenia nezaťaženého transformátora na sieť



Obr. 2.31 Priebehy prúdu naprázdno; a) Oscilografický záznam prúdu so silne vyvinutou jednosmernou prechodnou zložkou prúdu ( $\alpha \cong 0$ ); b) Oscilografický záznam prúdu bez jednosmernej prechodovej zložky prúdu ( $\alpha \cong \pi/2$ ); c) Priebeh prúdu získaný simuláciou so silne vyvinutou jednosmernou prechodnou zložkou prúdu ( $\alpha=0$ ) d) Priebeh prúdu získaný simuláciou bez jednosmernej prechodovej zložky prúdu ( $\alpha=\pi/2$ )

### 2.13.7 Snímanie a simulácia prechodového javu pri pripájaní nezaťaženeho transformátora na sieť

Osciloskopickým snímaním a simuláciou možno potvrdiť teoretické priebehy prúdu v prechodovom stave pri pripájaní nezaťaženeho transformátora na sieť. Odvodenie teoretických priebehov prúdu je uvedené v predchádzajúcich kapitolách. Schéma zapojenia na osciloskopické snímanie tohto prechodového deja je na obr. 2.30. Náhle pripojenie transformátora na sieť uskutočníme vypínačom VI. Ako na obr. 2.30 vidno, snímame priebehy napätia aj prúdu, z ktorých určíme okamih zapnutia  $\alpha$ .

Je zrejmé, že okamih pripnutia transformátora na sieť je náhodný a nemôžeme si ho pri meraní presne určiť. Preto zopnutie musíme niekoľkokrát zopakovať, aby sme sa čo najviac priblížili k dvom medzným prípadom, a síce keď je  $\alpha = 0$  a  $\alpha = \pi/2$ .

Priebehy, ktoré sú najbližšie k týmto dvom limitným stavom potvrdíme aj simuláciou. Simuláciu uskutočníme pre tie okamihy zopnutia, pre ktoré máme oscilografické záznamy.

Na simuláciu použijeme rovnicu (2.110b), kap. 2.13.1 opisujúcu náhradnú schému transformátora v stave naprázdno pri riešení prechodového javu a parametre transformátora zistené z meraní naprázdno, nakrátko, resp. merania odporov vinutí (kap. 2.5, 2.6, 2.7).

Skontrolujeme zhodu simulovaných a oscilografických priebehov. V najpriaznivejšom prípade ( $\alpha = \varphi = \pi/2$ , kedy  $u = U_{max}$ ) budú výsledky simulácie totožné s meraním, pretože sa nevyvinie prechodová zložka prúdu. V najnepriaznivejšom prípade získaná závislosť  $L_{\mu} = f(I_0)$  (obr.2.24b,c) použitá zo statického merania nepostačuje (výsledky simulácie a merania nebudú zhodné), a preto potrebujeme určiť priebeh dynamickej magnetizačnej indukčnosti, ktorá sa uplatňuje pri prechodovom jave  $L_{\mu dyn} = f(I_0)$  z merania prechodových stavov.

Na obr. 2.31 je ukážka priebehov prúdov získaných oscilograficky a simuláciou v dvoch medzných stavoch prechodového javu. Program simulácie prechodového deja pripojenia transformátora naprázdno na sieť je v prílohe A.1.

### 2.13.8 Náhly skrat na transformátore

Prechodový jav v transformátore nastane pri každej náhlej zmene záťaže, najvýraznejší je však vtedy, ak na sekundárnych svorkách transformátora vznikne náhly skrat, t. j. vonkajšia záťaž  $Z_V$  klesne náhle na nulu. Potom vývoj a priebeh prúdu v skratovanom transformátore ovplyvňuje len vnútorná impedancia transformátora  $Z_k$ , ktorú tvoria činné odpory a rozptylové reaktancie vinutí, ako to vidno na obr. 2.32.

Daný stav možno opísať diferenciálnou rovnicou

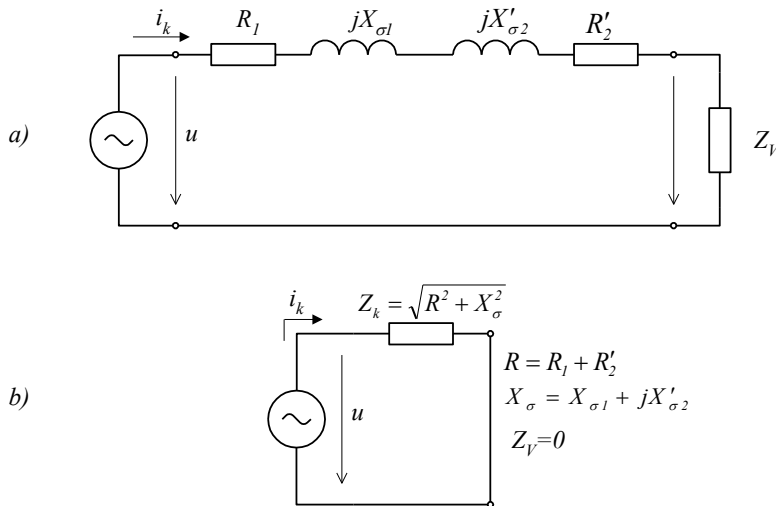
$$u = U_{max} \sin(\omega t + \alpha) = R i_k + L_{\sigma} \frac{d i_k}{d t} \quad (2.134)$$

kde  $R = R_1 + R'_2$  (2.135a)

je celkový činný odpor vinutí zo strany primárnych svoriek a

$$L_\sigma = \frac{X_\sigma}{2\pi f} = \frac{X_{\sigma 1} + X'_{\sigma 2}}{2\pi f} = L_{\sigma 1} + L'_{\sigma 2} \quad (2.135b)$$

je celková rozptylová indukčnosť transformátora zo strany primárnych svoriek transformátora (sekundárne veličiny sú prepočítané na primár). Meranie týchto parametrov je uvedené v kap. 2.7.



Obr. 2.32 Náhradná schéma transformátora pri náhľom skrate

a) s uvedením prvkov primárnej aj sekundárnej strany b) s uvedením impedancie nakrátko  $Z_k$

Riešenie uvedenej diferenciálnej rovnice dostaneme v tvare:

$$i_k = \frac{U_{\max}}{Z_k} \left[ \sin(\omega t + \alpha - \varphi_k) + e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(\varphi_k - \alpha) \right] \quad (2.136)$$

kde  $\alpha$  je okamih, v ktorom skrat vznikne (okamih začiatku predpokladaného prechodového javu)

$\varphi_k$  je uhol fázového posunu prúdu za napätím, ktorý zodpovedá charakteru obvodu, teda v našom prípade parametrom náhradnej schémy transformátora  $X_\sigma$  a  $R$ :

$$\varphi_k = \arctan \frac{X_\sigma}{R}$$

$\tau = L_\sigma / R$  je časová konštanta jednosmernej zložky prúdu, daná parametrami náhradnej schémy transformátora (pozri obr. 2.32b, resp. vzťahy (2.135a,b)).

Ako vidíme, rovnica (2.136) je totožná s rovnicou (2.111), ktorá opisovala riešenie diferenciálnej rovnice prechodového deja pri pripájaní nezaťaženeho transformátora na sieť, ale parametre obvodu sa líšia tak, ako sa líši náhradná schéma transformátora v stave naprázdno a nakrátko.

Okamžitá hodnota skratového prúdu sa teda opäť skladá z dvoch zložiek a síce zložky ustáleného skratového prúdu (použijeme to isté značenie ako pri vyšetrení stavu naprázdno):

$$i'_k = \frac{U_{\max}}{Z_k} \sin(\omega t + \alpha - \varphi_k) = I_{k \max} \sin(\omega t + \alpha - \varphi_k) \quad (2.137)$$

a prechodnej zložky prúdu, ktorá nemeň polaritu, ale je to jednosmerná zložka, ktorá v tvare exponenciály doznieva s tlmením zodpovedajúcim celkovému odporu vinutí transformátora:

$$i''_k = \frac{U_{\max}}{Z_k} e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(\varphi_k - \alpha) = I_{k \max} e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(\varphi_k - \alpha) \quad (2.138)$$

$$i_k = i'_k + i''_k \quad (2.139)$$

Opäť môžu nastať dva medzné prípady:

a) Ak  $(\varphi_k - \alpha) = 0$  alebo  $\pi$

potom  $\sin(\varphi_k - \alpha) = 0$

a jednosmerná zložka skratového prúdu je nulová

$$i''_k = 0 \quad (2.140)$$

t. j. skratový prúd hneď nadobudne tvar ustálenej zložky

$$i'_k = I_{k \max} \sin \omega t = \sqrt{2} I_k \sin \omega t = \sqrt{2} \frac{U_{1Nf}}{Z_k} \sin \omega t \quad (2.141)$$

kde  $I_k$  je efektívna hodnota skratového prúdu daná veľkosťou napätia na primárnej strane a impedancie nakrátko transformátora. Ak je transformátor v čase skratu napájaný menovitým napätím  $U_{1N}$ , tak

$$I_k = \frac{U_{1Nf}}{Z_k} \quad (2.142)$$

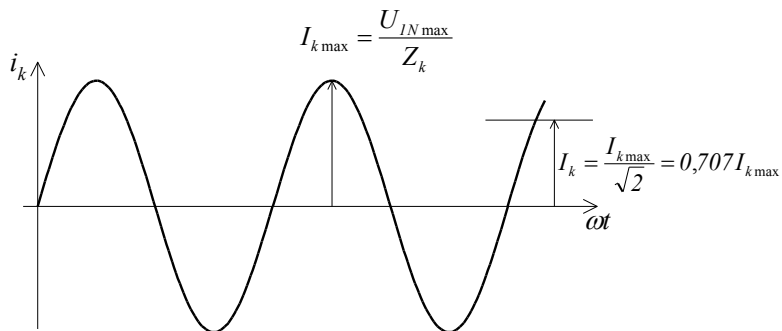
resp.

$$I_k = \frac{I_{1N}}{u_k} 100 \quad (2.143)$$

ako je to známe z teórie transformátora.

Aj keď je náhly skrat na transformátore vždy poruchovým stavom a má veľmi nepriaznivé mechanické aj tepelné vplyvy na transformátor, tento prípad, keď skratový prúd hneď nadobudne tvar ustáleného tvaru skratového prúdu, je najmenej nepriaznivý.

Tento prípad prechodového javu je znázornený na obr. 2.33



Obr. 2.33 Najmenej nepriaznivý priebeh skratového prúdu  $i_k$ , keď  $i_k'' = 0$

b) Ak  $(\varphi_k - \alpha) = \pm \frac{\pi}{2}$

$$\sin(\varphi_k - \alpha) = \pm 1$$

nastane najnepriaznivejší možný stav, pretože jednosmerná zložka  $i_k''$  je maximálna a plnou hodnotou sa pripočítava k ustálenej zložke  $i_k'$ . Pritom je jedno, či rozdiel  $(\varphi_k - \alpha)$  je  $+\pi/2$  alebo  $-\pi/2$ . V prvom prípade maximálny nárazový dynamický prúd narátko nadobúda záporné hodnoty, v druhom prípade kladné hodnoty skratového prúdu (obr. 2.34a,b). Rozpíšeme obidva prípady:

Ak  $(\varphi_k - \alpha) = +\frac{\pi}{2}$

$$\alpha - \varphi_k = -(\varphi_k - \alpha) = -\frac{\pi}{2}$$

$$\sin(\varphi_k - \alpha) = 1$$

potom

$$i_k = I_{k\max} \left[ \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) + e^{-\frac{t}{\tau}} \sin\frac{\pi}{2} \right] = I_{k\max} \left[ -\cos\omega t + e^{-\frac{t}{\tau}} \right] \quad (2.144)$$

$$i_k = -I_{k\max} \cos\omega t + I_{k\max} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.145)$$

Tento priebeh je na obr. 2.34a. Jednosmerná zložka vysúva striedavú zložku na kladnú os.

$$\text{Ak } (\varphi_k - \alpha) = -\frac{\pi}{2}$$

$$\alpha - \varphi_k = -(\varphi_k - \alpha) = -\left(-\frac{\pi}{2}\right) = +\frac{\pi}{2}$$

$$\sin(\varphi_k - \alpha) = -1$$

potom

$$i_k = I_{k\max} \left[ \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) + e^{-\frac{t}{\tau}} \sin\left(-\frac{\pi}{2}\right) \right] = I_{k\max} \left[ \cos\omega t - e^{-\frac{t}{\tau}} \right] \quad (2.146)$$

$$i_k = I_{k\max} \cos\omega t - I_{k\max} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.147)$$

Tento priebeh je na obr. 2.34b. Jednosmerná zložka vysúva striedavú zložku na zápornú os.

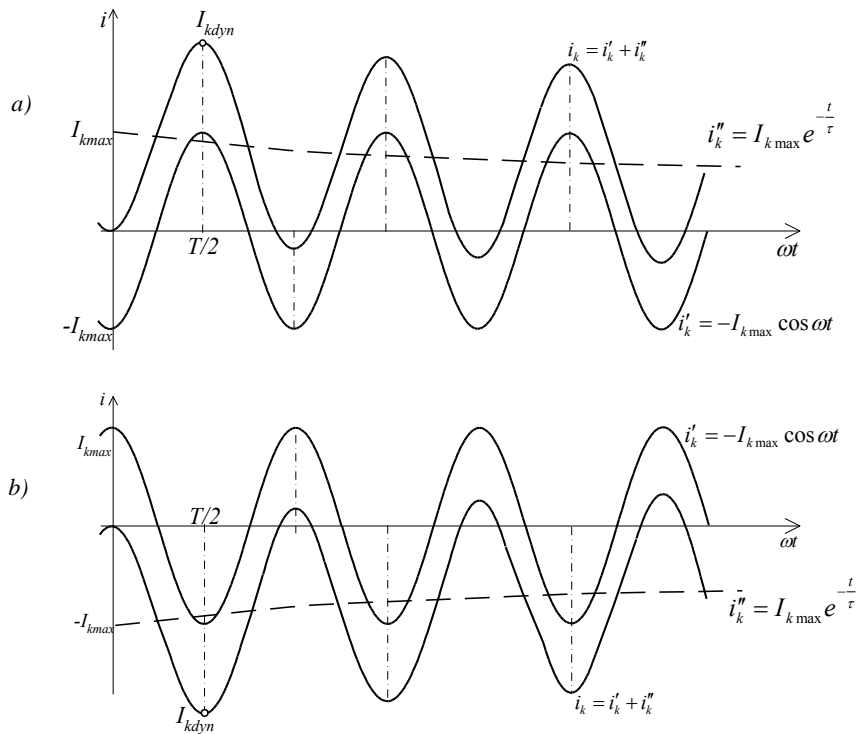
V oboch prípadoch jednosmerná zložka vysúva striedavú zložku tak, že maximum skratového prúdu nastane v blízkosti prvej polovice kmitu. Túto maximálnu možnú okamžitú hodnotu skratového prúdu, tzv. impulzový, resp. dynamický skratový prúd  $I_{k\text{dyn}}$  možno vypočítať takto (uvažujeme prípad, keď  $(\varphi_k - \alpha) = \pi/2$ ):

$$\text{V čase } t = \frac{T}{2} = \frac{1}{2f} = \frac{\pi}{2\pi f} = \frac{\pi}{\omega} \quad (2.148)$$

nadobudne skratový prúd hodnotu (dosadíme do (2.144)):

$$I_{k\text{dyn}} = I_{k\max} \left[ -\cos\omega \frac{\pi}{\omega} + e^{-\frac{\pi R}{\omega L\sigma}} \right] = I_{k\max} \left[ 1 + e^{-\frac{\pi R}{X\sigma}} \right] = I_{k\max} \left[ 1 + e^{-\frac{\pi r}{x}} \right] = \sqrt{2} I_k \left[ 1 + e^{-\frac{\pi r}{x}} \right] \quad (2.149)$$





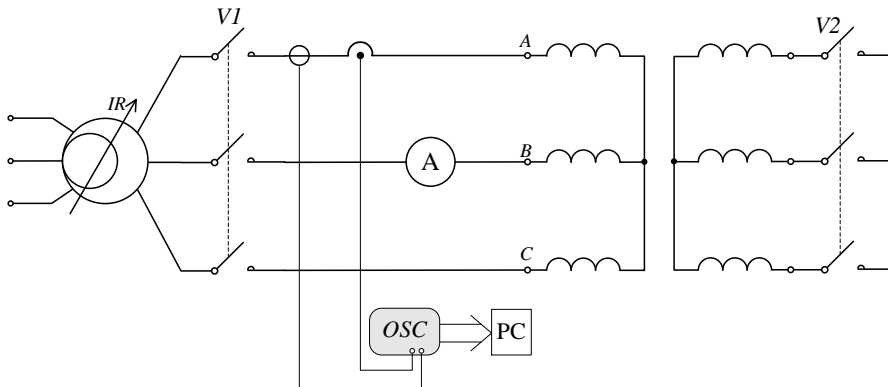
Obr. 2.34 Priebeh skratového prúdu pri najnepriaznivejšom prechodovom stave

$$a) (\varphi_k - \alpha) = \frac{\pi}{2} \quad b) (\varphi_k - \alpha) = -\frac{\pi}{2}$$

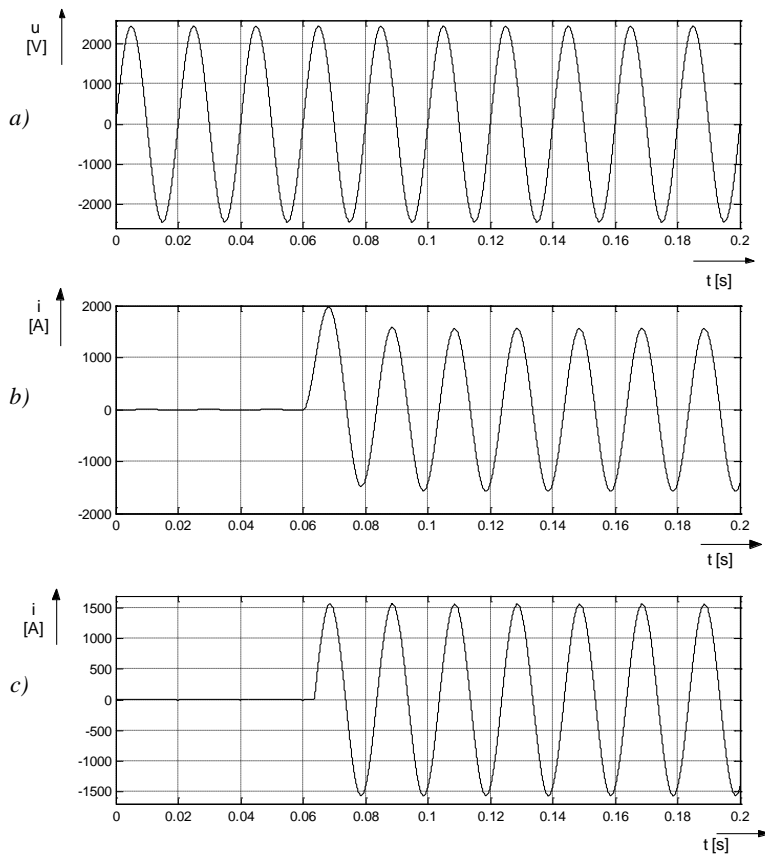
### 2.13.9 Snímanie a simulácia prechodového deja pri náhlom skrate

Snímaním na osciloskope a simuláciou možno potvrdiť teoretické priebehy prúdu v prechodovom jave pri náhlom skrate. Teoretické priebehy skratového prúdu boli odvodené v predchádzajúcej kapitole. Schéma zapojenia je na obr. 2.35. Prechodový jav náhleho skratu na transformátore uskutočníme zopnutím vypínača V2. Ako na obr. 2.35 vidno snímame priebehy napätia aj prúdu, z ktorých určíme okamih zopnutia  $\alpha$ . Je zrejmé, že okamih náhleho skratu je náhodný, preto náhly skrat niekoľkokrát opakujeme, aby sme sa čo najviac priblížili k dvom medzným stavom, diskutovaným v predchádzajúcej kapitole. Aby sme transformátor nepoškodili, napätie znížime približne na hodnotu napätia nakrátko, určené pri meraní nakrátko (kap. 2.7).

Priebehy, ktoré sú najbližšie k dvom medzným stavom, potvrdíme aj simuláciou. Simuláciu uskutočníme pre tie okamihy náhleho skratu, pre ktoré máme oscilografické priebehy.



Obr. 2.35 Schéma zapojenia na meranie prechodového javu náhleho skratu na TR



Obr. 2.36 Simulačné priebehy pri prechodovom jave náhleho skratu

a) Priebeh napätia, b) Priebeh prúdu ak  $\varphi_k - \alpha = \pi/2$  c) Priebeh prúdu ak  $\varphi_k - \alpha = 0$

Na simuláciu použijeme parametre transformátora získané výpočtom z merania nakrátko (kap. 2.7) a rovnice, ktoré opisujú náhradnú schému transformátora v stave nakrátko počas prechodového javu, vzťah (2.134).

Skontrolujeme zhodu simulovaných a oscilografických záznamov. Na obr. 2.36 je ukážka priebehov prúdov získaných simuláciou v dvoch medzných stavoch prechodového javu. Program simulácie náhleho skratu na trojfázovom transformátore 250 kVA; 3000/400 V; Yy0 je v prílohe A.2.

## 2.14 Meranie trojvinuťových transformátorov

Transformátory môžu mať aj viac vinutí ako dve, aj keď sa najčastejšie merajú a analyzujú vlastnosti dvojvinuťových transformátorov. V silnoprúdovej elektrotechnike sa z transformátorov s viacerými vinutiami najčastejšie používajú transformátory s tromi vinutiami. Nazývame ich trojvinuťové transformátory.

Umožňujú súčasne napájať dve siete, napr. v bloku s alternátorom sa uskutočňuje napájanie do verejnej siete aj do lokálnej siete. Obvykle ide o transformátory veľkého výkonu.

Pri súčasnej činnosti všetkých troch vinutí, umiestnených na jednom jadre sa najčastejšie vyskytuje prípad napájania jedného vinutia a odberu z dvoch vinutí.

Pri súčasnej činnosti oboch výstupných vinutí závisí napätie každého z uvedených vinutí od jeho zaťaženia, aj od zaťaženia druhého vinutia. Príčina tohto javu spočíva v úbytkoch napätia na činných odporoch a rozptylových reaktanciách všetkých troch vinutí (pozri kap. 2.14.9). Aby sme mohli analyzovať vlastnosti takto zaťaženého trojvinuťového transformátora, je potrebné zostaviť náhradnú schému a určiť jej prvky.

Zostavenie náhradnej schémy a určovanie jej prvkov môžeme síce urobiť aplikáciou postupu známeho z dvojvinuťového transformátora, ale trojvinuťový má niekoľko zvláštností, ktoré treba rešpektovať, a ktoré budú vysvetlené v nasledujúcich kapitolách.

### 2.14.1 Výkon jednotlivých vinutí

Všeobecne sa zdanlivý výkon dodávaný vstupným vinutím rovná geometrickému súčtu zdanlivých výkonov odovzdaných výstupnými vinutiami (pri zanedbaní strát), pričom výkon vstupného vinutia je buď väčší ako výkon každého z výstupných vinutí, alebo rovný jednému z nich, alebo rovný obidvom:

$$S_{N1} \geq S_{N2} \quad (2.150a)$$

$$S_{N1} \geq S_{N3} \quad (2.150b)$$

Je zrejmé že, ak platí

$$S_{N1} = S_{N2} = S_{N3} \quad (2.151)$$

nemôžu byť všetky tri vinutia zaťažené súčasne svojím menovitým výkonom (ak nepredpokladáme kapacitnú záťaž).

Ak má vstupné vinutie pracovať v menovitom režime a obidve výstupné vinutia majú rovnaký charakter záťaže (rovnaký účinník), potom platí:

$$S_{N1} = S_2 + S_3 \quad (2.152)$$

a teda sekundárne a terciárne vinutia budú odľahčené ( $S_2 < S_{N2}$ ,  $S_3 < S_{N3}$ ). Okrem výrazu „menovitý výkon jednotlivých vinutí“ používame v trojvinutových transformátoroch termín „typový výkon“, ktorý je daný takto:

$$S_{typ} = \frac{S_{N1} + S_{N2} + S_{N3}}{2} \quad (2.153)$$

Tento typový výkon je smerodajný pri určovaní geometrických rozmerov transformátora. Ak sú napr. menovité hodnoty všetkých troch vinutí rovnaké a rovné 10 MVA, potom hodnota typového výkonu je 15 MVA, t. j. rozmery a hmotnosť tohto trojvinutového transformátora budú približne rovnaké ako má dvojvinutový 15 MVA transformátor.

### 2.14.2 Menovité straty

Pretože každej kombinácii zaťaženia jednotlivých vinutí zodpovedajú iné straty, pojem „menovité straty“ nie je jednoznačný a je predmetom zvláštnej dohody medzi výrobcom a užívateľom.

Niekedy sú straty uvádzané pre každý pár vinutí zvlášť. Pre nerovnaké výkony jednotlivých vinutí sú straty určené tak, že vo vinutí menšieho výkonu sa predpokladá menovitý prúd. Príslušný prúd vinutia väčšieho výkonu je potom menší ako menovitý.

### 2.14.3 Napätie nakrátko

Napätie nakrátko ako pojem zavedený v dvojvinutových transformátoroch, a ako hodnota číselne zhodná s pomernou impedanciou nakrátko, by bol v trojvinutových transformátoroch nejednoznačný pojem. Súvisí to najmä s definíciou rozptylového toku, ktorý je odlišný pre každú dvojicu vinutí.

Preto sa úloha zistiť napätie nakrátko pomocou merania nakrátko v trojvinutových transformátoroch dá aplikovať takým spôsobom, že urobíme meranie pre tri dvojice vinutí, pričom vždy tretie vinutie necháme rozpojené.

Pretože menovité výkony jednotlivých vinutí nie sú vo všeobecnosti rovnaké, musíme pri meraní, aj následnom výpočte dodržať určité pravidlá a urobiť prepočet jednotlivých prvkov pri rovnakom výkone, inak povedané, dodržať zásadu rovnakého vzťažného výkonu

pre celý transformátor. Najlepšie to vysvetlíme na príklade: Predpokladajme, že menovité výkony trojvinuťového transformátora sú takéto:  $S_{N1} = S_{N2} = 10$  kVA,  $S_{N3} = 5$  kVA.

Z toho vyplýva, že ak robíme meranie nakrátko tak, že vinutie 1 napájame, vinutie 2 je skratované a vinutie 3 rozpojené, tak pri pretekaní menovitého prúdu vinutím 1 tečie aj vinutím 2 menovitý prúd. Ale ak napájame vinutie 1, vinutie 2 je rozpojené a vinutie 3 skratované, pri pretekaní menovitého prúdu cez vinutie 1 by vinutie 3 bolo preťažené a síce na  $200\% I_{N3}$ , čo by mohlo byť nebezpečné. Z hodnoty napätia nakrátko na primárnej strane by sme dostali hodnotu pomernej impedancie pri výkone 10 kVA:

$$z_{13} = \frac{U_{1k}}{U_{1N}} 100 \quad (2.154a)$$

Ak by sme toto meranie urobili tak, aby vinutím 3 pretekal menovitý prúd, vinutie 1 by bolo odľahčené na  $50\% I_N$ , ale to znamená, že takto nameraná a vypočítaná hodnota celkovej pomernej impedancie

$$z'_{13} = \frac{U'_{1k}}{U_{1N}} 100 \quad (2.154b)$$

by nebola pri menovitom výkone 10 kVA, ale pri menovitom výkone vinutia 3, teda 5 kVA. Aby sme dostali hodnoty všetkých impedancií pri rovnakom výkone 10 kVA, hodnotu  $z'_{13}$  treba prepočítať na  $S_{N1} = 10$  kVA takto:

$$z_{13} = z'_{13} \frac{S_{N1}}{S_{N3}} \quad (2.155)$$

Tým dostaneme rovnakú hodnotu ako pri meraní prvým spôsobom, t. j. keď vinutím 1 by pretekal  $I_{N1}$ , a vinutie 3 by bolo preťažené.

Ak sú hodnoty všetkých takto nameraných impedancií vzťahnuté na rovnaký výkon, môžeme z nich počítať impedancie jednotlivých vinutí, ako to podrobnejšie ukážeme v ďalšej kapitole.

#### 2.14.4 Impedancie a reaktancie trojvinuťových transformátorov

Impedancie jednotlivých vinutí definujeme ako súčet činného odporu vinutia a rozptylovej reaktancie. V pomerných veličinách to zapíšeme nasledovne:

$$\begin{aligned} z_1 &= r_1 + jx_1 \\ z_2 &= r_2 + jx_2 \\ z_3 &= r_3 + jx_3 \end{aligned} \quad (2.156)$$

kde rozptyľové reaktancie sú definované takto:

$$\begin{aligned}
 x_1 &= x_{11} + x_{23} - x_{12} - x_{13} \\
 x_2 &= x_{22} + x_{31} - x_{23} - x_{12} \\
 x_3 &= x_{33} + x_{12} - x_{31} - x_{23}
 \end{aligned}
 \tag{2.157}$$

Hodnoty  $x_{11}$ ,  $x_{22}$ ,  $x_{33}$  sú vlastné reaktancie jednotlivých vinutí a ostatné členy rovníc predstavujú vzájomné reaktancie vždy dvoch vinutí. Pretože všetky reaktancie uvedené v rovniciach pre  $x_1$ ,  $x_2$ ,  $x_3$  sú na úrovni magnetizačných reaktancií, na vyčíslenie  $x_1$ ,  $x_2$ ,  $x_3$  by sme ich museli vedieť veľmi presne. Preto podobne ako v dvojvinuťových transformátoroch, hodnoty  $x_1$ ,  $x_2$ ,  $x_3$  získame meraním nakrátko ako jalové zložky impedancií  $z_1$ ,  $z_2$ ,  $z_3$ .

Impedancie  $z_1$ ,  $z_2$ ,  $z_3$  vypočítame z hodnôt  $z_{12}$ ,  $z_{13}$ ,  $z_{23}$ , ktoré meriame takýmto postupom:

- hodnotu  $z_{12}$  získame tak, že vinutie 1 je napájané, 2 je skratované, 3 je rozpojené
- hodnotu  $z_{13}$  získame tak, že vinutie 1 je napájané, 2 je rozpojené, 3 je skratované
- hodnotu  $z_{23}$  získame tak, že vinutie 2 je napájané, 3 je skratované, 1 je rozpojené.

Preto možno napísať, že:

$$\begin{aligned}
 z_{12} &= z_1 + z_2 \\
 z_{13} &= z_1 + z_3 \\
 z_{23} &= z_2 + z_3
 \end{aligned}
 \tag{2.158}$$

Riešením týchto rovníc dostaneme hodnoty impedancií jednotlivých vinutí:

$$\begin{aligned}
 z_1 &= \frac{1}{2}(z_{12} + z_{13} - z_{23}) \\
 z_2 &= \frac{1}{2}(z_{12} + z_{23} - z_{13}) \\
 z_3 &= \frac{1}{2}(z_{13} + z_{23} - z_{12})
 \end{aligned}
 \tag{2.159}$$

ktorých činné a jalové zložky sú vyjadrené v rovniciach (2.156).

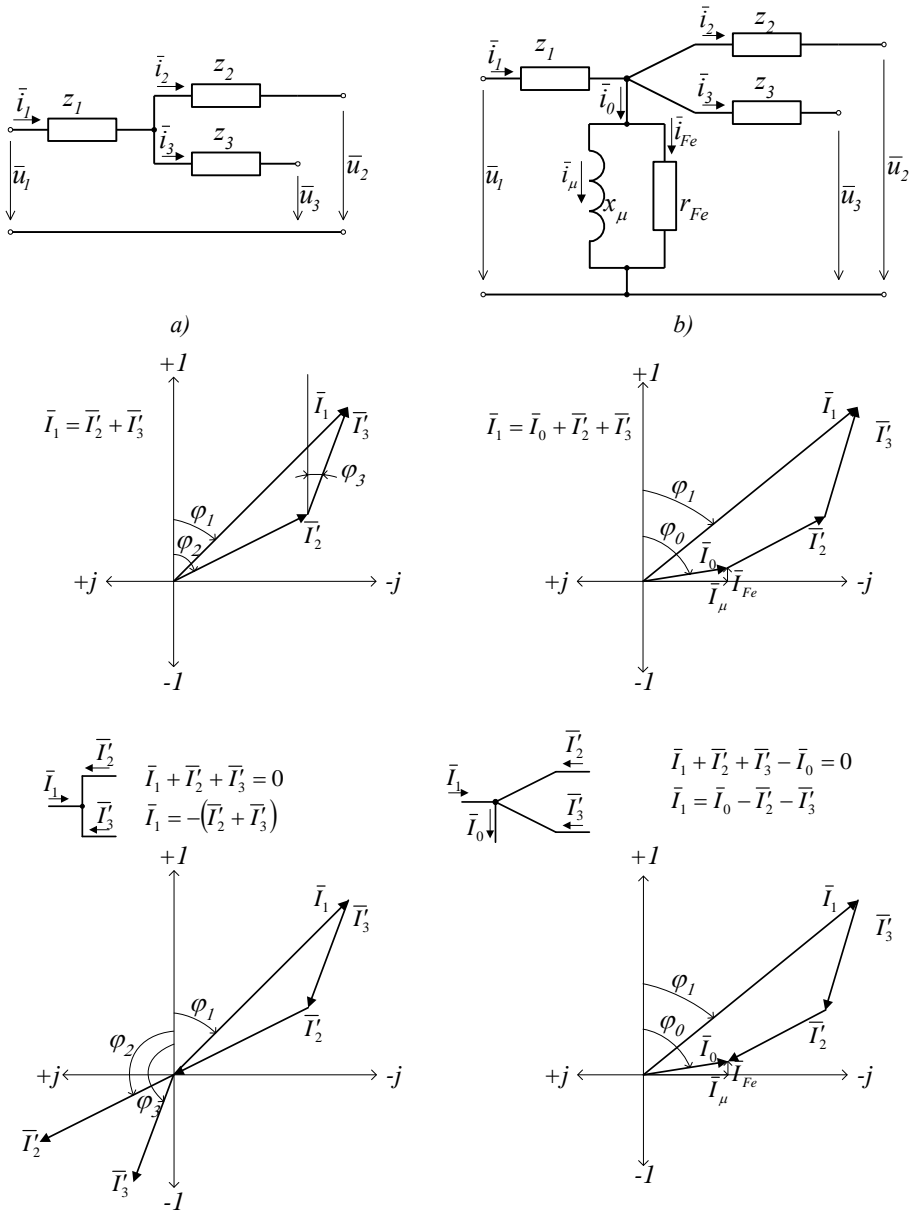
V rovniciach (2.159) môžeme používať len také zložky impedancie, ktoré sú vzťahnuté na rovnaký vzt'azný výkon (ten si volíme), ako to bolo vysvetlené v kap. 2.14.3.

### 2.14.5 Náhradná schéma trojvinuťového transformátora

Náhradná schéma je veľmi užitočný prostriedok na riešenie úloh trojvinuťových transformátorov. Vo veľkých transformátoroch sa nedopustíme veľkej chyby, ak magnetizačnú reaktanciu budeme považovať za nekonečne veľkú a tým zanedbáme magnetizačný prúd (obr. 2.37a), ktorý je v porovnaní s menovitými prúdmi veľmi malý. Táto náhradná schéma však pre stav naprázdno nevyhovuje. Preto v prípadoch, kedy  $i_0$  nemožno zanedbať, treba použiť náhradnú schému podľa obr. 2.37b.

Prvky náhradnej schémy určujeme podobne ako v dvojvinuťovom transformátore, a to

meraním odporov vinutí jednosmerným prúdom, meraním naprázdno a meraním nakrátko (podľa kap. 2.14.4). Meranie odporov vinutí jednosmerným prúdom je totožné s meraním na dvojinuťových transformátoroch (kap. 2.3).



Obr. 2.37 Náhradná schéma a fázorové diagramy trojvinuťového transformátora;

a) so zanedbaním  $i_0$ ; b) s rešpektovaním  $i_0$ , v oboch prípadoch s rôznou orientáciou fázorov výstupných prúdov

### 2.14.6 Meranie naprázdno

Stav naprázdno trojvinuťového transformátora je definovaný tak, že jedno vinutie je napájané a ostatné dve vinutia sú rozpojené.

V stave naprázdno sa teda trojvinuťový transformátor ničím nelíši od dvojvinuťového. Napájaným vinutím tečie prúd naprázdno, ktorý kryje magnetizáciu magnetického obvodu (zložka  $I_\mu$ ) a straty v železe (zložka  $I_{Fe}$ ). Veľkosť  $I_0$  by bola pre každé vinutie iná podľa toho, koľko má ktoré vinutie závitov a aké je jeho menovité napätie, teda pri napájaní zo strany vinutia 1 by bol prúd naprázdno  $I_{01}$ , pri napájaní zo strany vinutia 2 by bol  $I_{02}$ , a pri napájaní zo strany vinutia 3 by bol  $I_{03}$ , pričom vo všeobecnosti:

$$I_{01} \neq I_{02} \neq I_{03} \quad (2.160)$$

Ak však tieto jednotlivé prúdy vzťahujeme k ich menovitým hodnotám, pomerná (percentuálna) hodnota prúdu naprázdno je rovnaká, nech by sa transformátor magnetizoval napájaním ktoréhokoľvek vinutia:

$$i_0 = \frac{I_{01}}{I_{N1}} = \frac{I_{02}}{I_{N2}} = \frac{I_{03}}{I_{N3}} \quad (2.161)$$

Z merania naprázdno určíme prvky priečnej vetvy náhradnej schémy, t. j. magnetizačnú reaktanciu  $X_\mu$  a odpor reprezentujúci straty v železe  $R_{Fe}$  spôsobom obvyklým pre dvojvinuťový transformátor. Prvky  $X_\mu$  a  $R_{Fe}$  v  $\Omega$  by sa tiež líšili podľa toho, ktoré vinutie by bolo pri meraní naprázdno napájané, ale pomerné, resp. percentuálne hodnoty by boli rovnaké, nech by bol transformátor magnetizovaný z ktoréhokoľvek vinutia.

### 2.14.7 Meranie nakrátko

Meranie nakrátko robíme podľa zásad uvedených v kap. 2.14.4 a síce postupne odmeriame hodnoty  $Z_{12}$ ,  $Z_{13}$ ,  $Z_{23}$  v  $[\Omega]$ , a prepočítame ich na pomerné, resp. percentuálne hodnoty:

$$\begin{aligned} z_{12} &= \frac{Z_{12}}{Z_{1N}} 100 \quad [\%] \\ z_{13} &= \frac{Z_{13}}{Z_{1N}} 100 \quad [\%] \\ z_{23} &= \frac{Z_{23}}{Z_{2N}} 100 \quad [\%] \end{aligned} \quad (2.162)$$

príčom buď priamo zabezpečíme, že meranie robíme pri rovnakom menovitom výkone, alebo namerané hodnoty prepočítame na zvolený vzťažný výkon (napr. primárneho vinutia  $S_{N1}$ , pozri vzťah (2.155)). Potom určíme impedancie jednotlivých vinutí podľa vzťahu



(2.159). Skontrolujeme hodnotu  $z_{12}$  s hodnotou napätia nakrátko meraného v dvojvinuťovom transformátore (ak meriame ten istý transformátor).

### 2.14.8 Určenie prvkov náhradnej schémy

Podľa opisu v predchádzajúcich kapitolách je potrebné určiť prvky náhradnej schémy podľa obr. 2.37b. Pracujeme s pomernými veličinami  $u$ ,  $i$ ,  $x_\mu$ ,  $r_{Fe}$  vzťahnutými na menovité hodnoty primárneho vinutia. Výpočet prvkov opakujeme tak, že ich vzťahneme na sekundárnu, aj terciárnu stranu, aby sme si overili, že sú rovnaké.

### 2.14.9 Úbytok napätia trojvinuťových transformátorov

Úbytok napätia  $\Delta u$  vypočítame podľa vzťahu (2.66) pričom  $\Delta u$  na sekundárnych svorkách  $\Delta u_2$  vypočítame pomocou  $r$  a  $x$  takto:

$$\begin{aligned} r &= r_{12} = r_1 + r_2 \\ x &= x_{12} = x_1 + x_2 \end{aligned}$$

a na terciárnych svorkách  $\Delta u_3$  pomocou  $r$  a  $x$  takto:

$$\begin{aligned} r &= r_{13} = r_1 + r_3 \\ x &= x_{13} = x_1 + x_3 \end{aligned}$$

Zmena zaťaženia jedného z výstupných vinutí, napr. terciárneho, pri nezmenenom zaťažení sekundárneho vinutia, zmení  $\Delta u$  aj na sekundárnych svorkách, pretože sa zmenilo celkové zaťaženie transformátora a tým sa zmení úbytok napätia na primárnych prvkoch náhradnej schémy. Konkrétny príklad výpočtu nájdeme napr. v [11], pr. 1.24, str. 52.

## 2.15 Meranie hysteréznych strát a strát vírivými prúdmi

### 2.15.1 Teoretické zdôvodnenie spôsobu merania

Straty v železe vznikajúce v magnetickom obvode transformátora možno rozdeliť na dve zložky, a to straty hysterézne  $\Delta P_{Hy}$ , a straty vírivými prúdmi  $\Delta P_{Ft}$  (straty Foucaultovými prúdmi). Niekedy je dôležité oddeliť od seba tieto dve zložky strát. Urobíme to na základe tejto úvahy:

Pretože straty hysterézne sú úmerné frekvencii a približne štvorcu indukcie

$$\Delta P_{Hy} \cong fB^2 \tag{2.163}$$

a straty vírivými prúdmi štvorca frekvencie aj indukcie

$$\Delta P_{Ft} \cong f^2 B^2 \quad (2.164)$$

je zrejme, že pri meraní, pri ktorom by bola magnetická indukcia konštantná, by bolo možné od seba tieto dve zložky strát oddeliť.

Také meranie treba urobiť tak, aby sa napätie aj frekvencia menili súčasne, teda aby pomer  $U/f$  bol konštantný. Vyplyva to zo vzťahu pre indukované napätia transformátora:

$$U_i = \sqrt{2}\pi f \phi N \quad (2.165)$$

Ak sa meranie uskutoční v stave naprázdno, kedy možno svorkové napätie považovať za totožné s indukovaným napätím, pomer  $U/f$  je úmerný magnetickému toku:

$$\frac{U}{f} = \sqrt{2}\pi \phi N \approx \phi \quad (2.166)$$

Ak teda dodržíme konštantný pomer indukovaného napätia a jeho frekvencie

$$\frac{U}{f} = \text{konšt.} \quad (2.167)$$

bude v magnetickom obvode transformátora konštantný magnetický tok, a teda aj konštantná magnetická indukcia. Potom pre celkové straty možno písať:

$$\Delta P_{Fe} = k_{Hy} f + k_{Ft} f^2 \quad (2.168)$$

a vydelené frekvenciou

$$\frac{\Delta P_{Fe}}{f} = k_{Hy} + k_{Ft} f \quad (2.169)$$

čo možno graficky znázorniť ako závislosť  $\Delta P_{Fe}/f$  od frekvencie. Je to priamka, pretínajúca na osi y konštantu  $k_{Hy}$  a stúpajúca so sklonom  $k_{Ft}$ , ako to vidno na obr. 2.38. Potom jednotlivé zložky strát pre dané frekvencie by sme vypočítali takto:

Napr. pre frekvenciu  $f_1$  je v bode A hodnota celkových strát v železe podelená frekvenciou  $f_1$ . Táto hodnota sa delí na dve časti: na časť úmernú hysteréznym stratám  $k_{Hy}$  a časť úmernú stratám vírivými prúdmi  $k_{Ft} f_1$ .

Preto pri frekvencii  $f_1$  budú hysterézne straty rovné súčinu úseku  $k_{Hy}$  [W/Hz] a frekvencii  $f_1$ :

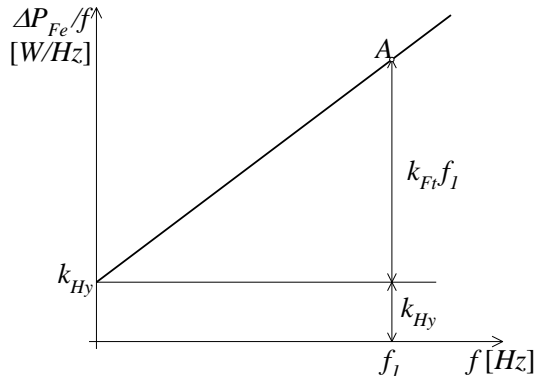
$$\Delta P_{Hy} = k_{Hy} f_1 \quad (2.170)$$

a straty vírivými prúdmi súčinu úseku  $k_{Ft} f_1$  [W/Hz] a frekvencie  $f_1$ :

$$\Delta P_{Ft} = k_{Ft} f_1 f_1 = k_{Ft} f_1^2 \quad (2.171)$$

Celkové straty v železe by boli dané súčtom oboch zložiek strát:

$$\Delta P_{Fe} = \Delta P_{Hy} + \Delta P_{Fr} \quad (2.172)$$



Obr. 2.38 Rozdelenie strát v železe na hysterézne a vírivými prúdmi

### 2.15.2 Meranie jednotlivých zložiek strát v železe

Na vykonanie takéhoto merania je potrebný zdroj, ktorý by zabezpečoval konštantný pomer  $U/f$ . Takým zdrojom môže byť synchronný generátor budený konštantným budiacim prúdom, ktorého napätie i frekvenciu regulujeme zmenou rýchlosti pohonného stroja. Na vysvetlenie môžeme uviesť, že frekvencia indukovaného napätia synchronného generátora je

$$f = \frac{pn}{60} \quad (2.173)$$

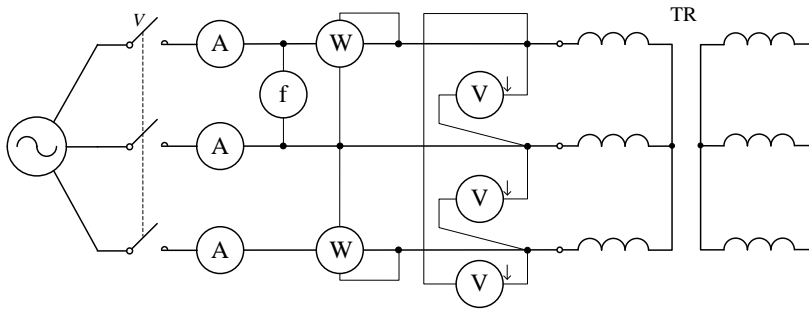
a indukované napätie

$$U_i = \sqrt{2} \pi f \phi N k_v \quad (2.174)$$

Ak teda zvyšujeme otáčky pohonného stroja  $n$ , zvyšuje sa aj frekvencia  $f$ , aj veľkosť indukovaného napätia  $U_i$ . Preto pomer  $U/f$  ostáva konštantný, ak budenie, a teda aj  $\phi$  ostávajú konštantné ( $k_v$  – je činiteľ vinutia [11]).

Schéma zapojenia pre toto meranie je na obr. 2.39. Meraný transformátor je v stave naprázdno a napájame ho napätím synchronného generátora, ktorého otáčky postupne zvyšujeme pohonným strojom.

Pri meraní postupujeme tak, že pre jednotlivé hodnoty otáčok  $n$  [ $\text{min}^{-1}$ ] zapisujeme veľkosť napätia, frekvenciu, príkon naprázdno  $P_0 \cong \Delta P_{Fe}$  a pre úplnosť aj prúd naprázdno. Kontrolujeme, či  $U/f = \text{konšt}$ . Hodnoty  $\Delta P_{Fe}/f$  vynesieme v závislosti od frekvencie podľa obr. 2.38. Pre menovitú frekvenciu a ďalšie dve ľubovoľné hodnoty frekvencie vypočítame zložky  $\Delta P_{Hy}$  a  $\Delta P_{Fr}$ .



Obr. 2.39 Schéma zapojenia na meranie strát v železe a ich rozdelenie na straty hysterézne a straty vírivými prúdmi. Celý obvod sa pripája na zdroj, ktorého napätie sa mení úmerne s frekvenciou (napr. synchronný generátor SG).

Na záver tejto kapitoly uvádzame, že všetky uvedené meracie metódy tvoria základ pre identifikáciu parametrov jednofázových a trojfázových transformátorov a na základe týchto metód sa dá robiť ďalšia analýza napr. výpočet a meranie rozloženia teploty pre rôzne prevádzkové zaťaženia transformátorov [137].

Uvedené merania môžu slúžiť aj ako základ pre meranie iných typov transformátorov, napr. transformátorov z feritovým jadrom, alebo supravodivých transformátorov, ktorých vinutie je chladené tekutým dusíkom [138].

