

Vysoká škola báňská – Technická univerzita Ostrava

Fakulta elektrotechniky a informatiky

Cvičení z Elektrických strojů

Stanislav Rusnok

Pavel Sobota

Ostrava 2013

Recenze: Ing. Václav Čech, Ph.D

Vysoká škola báňská – Technická univerzita Ostrava, 2013

Cvičení z Elektrických strojů

ISBN 978-80-248-3288-3

© Ing. Stanislav Rusnok

Ing. Pavel Sobota

Předmluva

Tento učební text je určen pro základní kurz elektrických strojů v bakalářském studijním oboru Elektroenergetika a oboru Projektování elektrických zařízení. Skriptum je koncipováno tak, aby pokrylo alespoň v základech rozsah předmětu Elektrické stroje, přičemž podrobnější vysvětlení učební látky je úkolem přednášek.

Cílem bylo napsání textu, který by studenti četli s příjemným pocitem pochopení.

Je milou povinností autorů poděkovat panu Ing. Václavu Čechovi, Ph.D. za pečlivé přečtení rukopisu a poskytnutí cenných rad.

OBSAH

I. OPAKOVÁNÍ.....	6
1. Komplexní čísla.....	6
2. Fázory.....	7
2.1 Definice fázoru.....	7
2.2 Zásady pro kreslení fázorových diagramů v trojfázových obvodech.....	8
3. Veličiny v elektrických střídavých obvodech.....	10
4. Trojfázový střídavý proud.....	11
4.1 Odvození činitele sdružení fází $\sqrt{3}$	11
4.2 Zapojení trojfázových spotřebičů a jejich výkon.....	12
5. Elektrický výkon a vliv fázového posuvu na jeho velikost.....	14
II. ÚVOD DO ELEKTRICKÝCH STROJŮ.....	15
1. Základní zákony elektromagnetické přeměny energie.....	15
2. Rozdělení elektrických strojů.....	18
3. Materiály a provedení elektrických strojů.....	19
4. Energetická bilance elektrických strojů.....	20
4.1 Účinnost elektrického stroje.....	20
4.2 Ztráty v železe ΔP_{Fe} (ztráty naprázdno).....	21
4.3 Ztráty Jouleovy ΔP_j (ztráty nakrátko).....	22
4.4 Dosažení maximální účinnosti elektrického stroje.....	23
III. TRANSFORMÁTORY.....	24
1. Princip transformátoru.....	24
2. Konstrukce transformátoru.....	25
2.1 Jednofázové transformátory.....	26
2.2 Trojfázové transformátory.....	27
3. Náhradní schéma transformátoru.....	27
3.1 Zatížený transformátor.....	27
3.2 Transformátor naprázdno.....	30

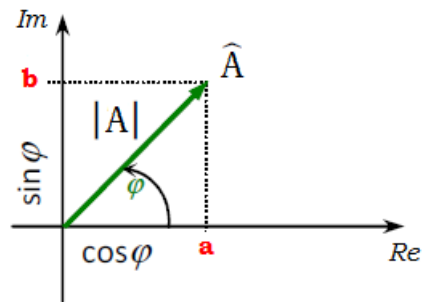
3.3 Transformátor nakrátko	31
4. Zapojení vinutí transformátoru, polarita vinutí, hodinové číslo	33
4.1 Zapojení vinutí trojfázových transformátorů	33
4.2 Polarita vinutí transformátoru.....	33
4.3 Hodinové číslo transformátoru	36
5. Měření na transformátoru	38
5.1 Měření odporu vinutí trojfázových transformátorů.....	39
5.2 Měření transformátoru naprázdno.....	41
5.3 Měření transformátoru nakrátko.....	42
5.4 Měření hodinového čísla transformátoru	44
IV. ASYNCHRONNÍ STROJE	47
1. Princip asynchronního stroje	47
2. Štítek asynchronního stroje.....	50
3. Konstrukce asynchronního stroje.....	52
3.1 Stator asynchronního stroje.....	52
3.2 Rotor asynchronního stroje	53
4. Svorkovnice asynchronního stroje.....	54
5. Náhradní schéma asynchronního stroje.....	55
6. Moment a momentová charakteristika asynchronního stroje	58
6.1 Moment asynchronního stroje.....	58
6.2 Momentová charakteristika asynchronního stroje	58
7. Energetická bilance asynchronního motoru.....	60
8. Spouštění asynchronních motorů.....	61
8.1 Spouštění přímým připojením na napájecí síť.....	61
8.2 Spouštění změnou odporu rotoru (impedance motoru).....	63
8.3 Spouštění se sníženým napětím.....	64
8.4 Spouštění přepínačem Y/D	64
8.5 Spouštění softstartérem.....	67

8.6 Spouštění měničem frekvence	68
9. Regulace otáček asynchronních motorů.....	69
9.1 Řízení otáček změnou skluzu.....	69
9.2 Řízení otáček změnou počtu pólů.....	71
9.3 Řízení otáček změnou frekvence statorového napětí.....	72
10. Měření na asynchronních motorech.....	74
10.1 Měření odporů vinutí.....	74
10.2 Měření naprázdno.....	76
10.3 Měření nakrátko.....	78
10.4 Měření zatěžovacích (pracovních) charakteristik	79
10.5 Měření momentové (mechanické) charakteristiky	81
10.6 Konstrukce kruhového diagramu.....	82

I. OPAKOVÁNÍ

1. Komplexní čísla

Komplexní číslo zobrazujeme jako bod v komplexní (Gaussově) rovině (Obr. 1). Pro jeho zápis je možné užít několika tvarů.



Obr. 1 Zobrazení komplexního čísla

Algebraický (složkový) tvar:

$$\hat{A} = (a + jb)$$

a – reálná část $a = \text{Re}\{\hat{A}\}$

b – imaginární část $b = \text{Im}\{\hat{A}\}$

Exponenciální (polární) tvar:

$$\hat{A} = |A| \cdot e^{j\varphi}$$

|A| - absolutní hodnota (modul)

φ - fázový úhel (argument)

Eulerův vztah $e^{j\varphi} = \cos\varphi + j\sin\varphi$

Verzorový (Kenellyho) tvar:

$$\hat{A} = |A| \angle \varphi$$

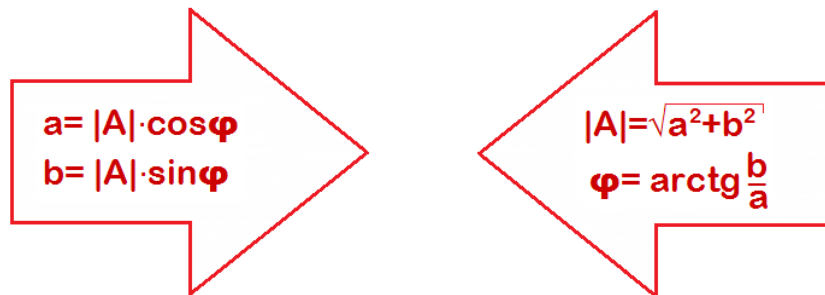
PŘEVOD MEZI JEDNOTLIVÝMI TVARY

Exponenciální tvar

$$\hat{A} = |A| \cdot e^{j\varphi}$$

Algebraický tvar

$$\hat{A} = (a + jb)$$



Poznámka: Je nutné mít při převodu z algebraického tvaru na exponenciální na paměti tuto zásadu:

Re > 0

$$\varphi = \operatorname{arctg} \left(\frac{\operatorname{Im}}{\operatorname{Re}} \right)$$

Re < 0

$$\varphi = \operatorname{arctg} \left(\frac{\operatorname{Im}}{\operatorname{Re}} \right) + 180^\circ$$

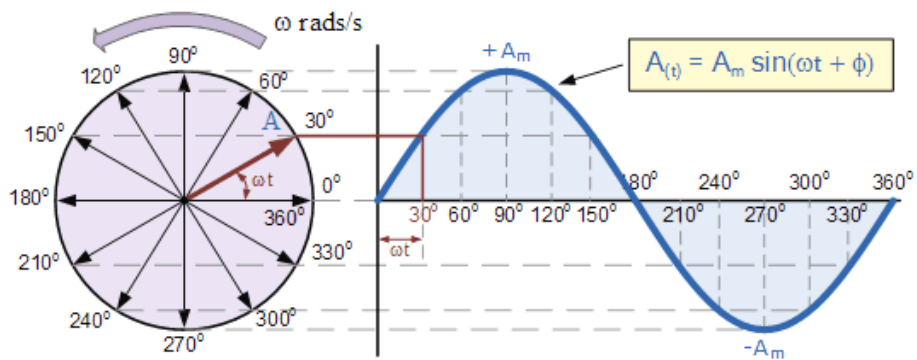
2. Fázory

2.1 Definice fázoru

Fázor (časový vektor) je reprezentován komplexním číslem. Jedná se tedy o orientovanou úsečku v Gaussově rovině.

Vyjadřuje maximální, nebo efektivní hodnotu a dále počáteční fázi.

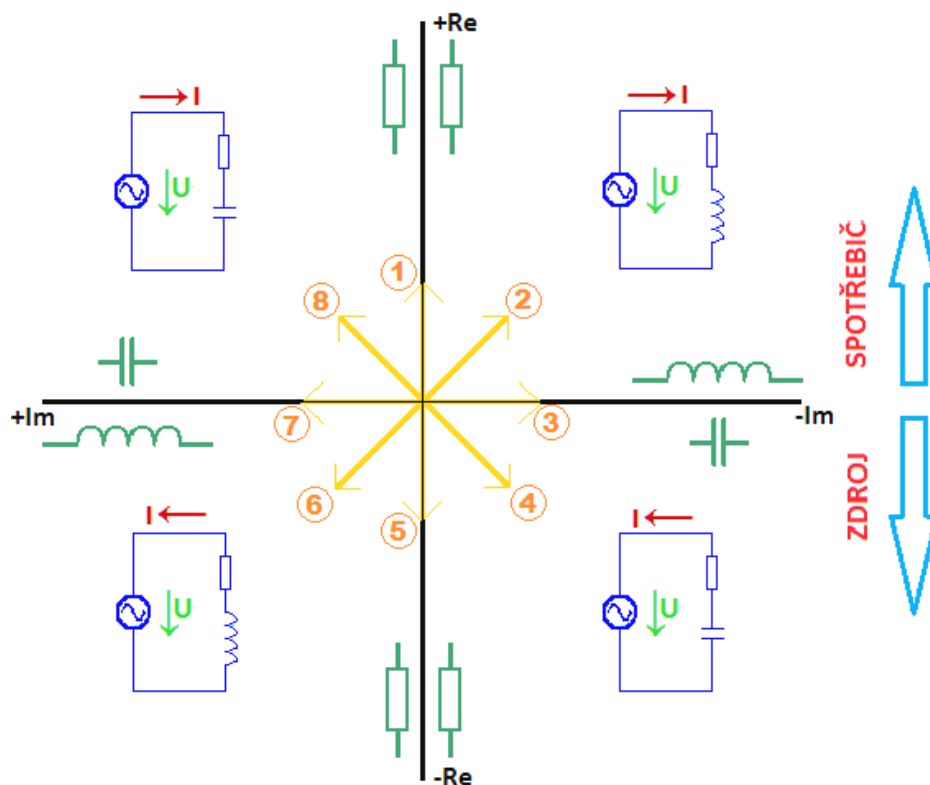
Značí se například (pro fázor napětí): \mathbf{U} , \hat{U} , \bar{U} , nebo \underline{U} .



Obr. 2 Vztah mezi sinusovkou a rotujícím fázorem (časovým vektorem)

Na obr. 2 je znázorněn vztah mezi rotujícím fázorem (úhlovou rychlostí) a okamžitou hodnotou sinusového průběhu.









2.2 Zásady pro kreslení fázorových diagramů v trojfázových obvodech



Obr. 3 Gaussova rovina pro kreslení fázorových diagramů

Pro kreslení fázorových diagramů se v trojfázových obvodech používá Gaussova rovina pootočená o 90° (obr. 3). Při kreslení se dodržuje charakteristika spotřebitelského systému (odebírané proudy spotřebičem mají kladný směr, dodávané proudy zdrojem mají směr záporný).

Pro zakreslení fázoru proudu si musíme tedy prvotně uvědomit, zda je proud spotřebováván (I. a II. kvadrant), nebo zda je dodáván (III. a IV. kvadrant). Poté musíme určit charakter tohoto proudu. V obr. 3 je naznačeno 8 fázorů proudů, pro které tedy platí:

Fázor proudu	Charakteristika
	Spotřebič s čistě ohmickým (R) charakterem
	Spotřebič s ohmicko-induktivním (RL) charakterem
	Spotřebič s čistě induktivním (L) charakterem Zdroj s čistě kapacitním (C) charakterem
	Zdroj s ohmicko-kapacitním (RC) charakterem
	Zdroj s čistě ohmickým (R) charakterem
	Zdroj s ohmicko-induktivním (RL) charakterem
	Zdroj s čistě induktivním (L) charakterem Spotřebič s čistě kapacitním (C) charakterem
	Spotřebič s ohmicko-kapacitním (RC) charakterem

Poznámka: V obr. 3 jsou zakresleny obvody RL a RC v sériovém řazení, ale pochopitelně nic se nemění ani v případě, kdy se jedná o RL a RC paralelní kombinaci.

3. Veličiny v elektrických střídavých obvodech

Mějme harmonický průběh elektrické veličiny (např. napětí). Pro takový průběh můžeme definovat okamžitou hodnotu jako:

$$u(t) = U_m \cdot \sin(\omega t + \psi)$$

Diagrammatical annotations:
- U_m is circled in red and labeled "Maximální hodnota".
- ψ is circled in blue and labeled "Počáteční fáze".
- The entire argument of the sine function, $\omega t + \psi$, is circled in green and labeled "Fázový úhel".

Maximální hodnota je největší absolutní hodnota (amplituda), které periodická funkce během periody nabývá. Uplatňuje se např. při posuzování elektrického namáhání izolantů nebo mechanického namáhání vodičů při zkratech.

Ve střídavých obvodech se obvykle používá tzv. efektivní hodnota.

Efektivní hodnota periodického proudu je taková hodnota stejnosměrného proudu, kterým se vyvine za dobu jedné periody v určitém objemu lineárního vodivého prostředí s odporem R stejné množství tepla. Matematicky lze toto porovnání energetických účinků vyjádřit jako:

$$R \cdot I^2 \cdot T = \int_0^T R \cdot i^2(t) dt$$

úpravou tohoto vztahu získáme vztah pro efektivní hodnotu:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i^2(t) dt}$$

Vztah mezi maximální a efektivní hodnotou:

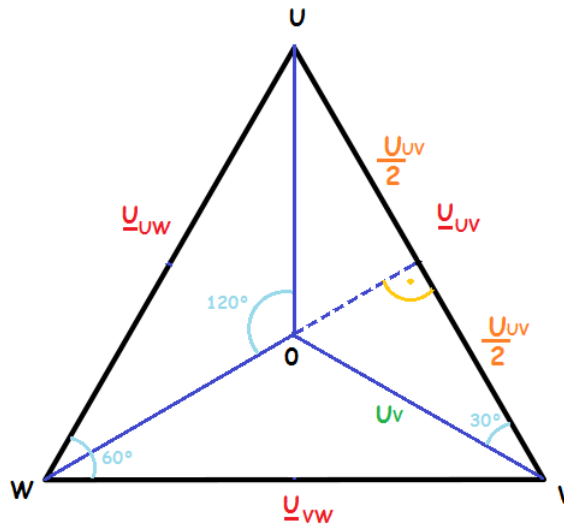
Pro odvození tohoto vztahu vyjdeme z výše získané definice pro efektivní hodnotu. Mějme harmonický průběh napětí, jehož okamžitá hodnota je $u(t) = U_m \cdot \sin \omega t$. Nyní tuto okamžitou hodnotu $u(t)$ dosadíme do vztahu pro

efektivní hodnotu $U = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T u^2(t) dt}$:

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T U_m^2 \cdot \sin^2 \omega t dt} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \doteq 0,707 \cdot U_m$$

4. Trojfázový střídavý proud

4.1 Odvození činitele sdružení fází $\sqrt{3}$



Obr. 4 Odvození činitele sdružení

Odvození činitele sdružení $\sqrt{3}$ je patrné z obr. 4. Vychází se z principu rovnostranného trojúhelníku. Odvoďme vztah mezi fázorem sdruženého napětí \underline{U}_{UV} a fázorem fázového napětí \underline{U}_V . V takovém případě musíme prodloužit velikost úsečky $|\underline{WO}|$ (fázor \underline{U}_W) tak, abychom trojúhelník \underline{OVU} rozdělili (čárkovaná čára) na dva pravoúhlé trojúhelníky. Tím se nám fázor napětí \underline{U}_{UV} rozdělí na dvě poloviny. Nyní budeme na trojúhelník s vyznačeným pravým úhlem aplikovat goniometrickou funkci kosinus (poměr přilehlé odvěsny k přeponě):

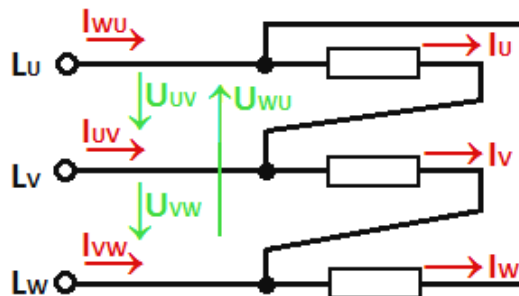
$$\cos 30^\circ = \frac{U_{UV}}{2U_V}$$
$$\frac{U_{UV}}{2} = \cos 30^\circ \cdot U_V$$
$$U_{UV} = 2 \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot U_V$$

$$\boxed{U_{UV} = \sqrt{3} \cdot U_V}$$

4.2 Zapojení trojfázových spotřebičů a jejich výkon

Trojfázové spotřebiče zapojujeme buďto do hvězdy (Y), nebo do trojúhelníka (D). Při volbě zapojení spotřebičů musíme mít na paměti, že při stejném trojfázovém síťovém (sdruženém) napětí odebírá soustava tří stejných spotřebičů zapojených do D trojnásobný výkon než při zapojení do Y.

Zapojení spotřebiče do trojúhelníka (D)

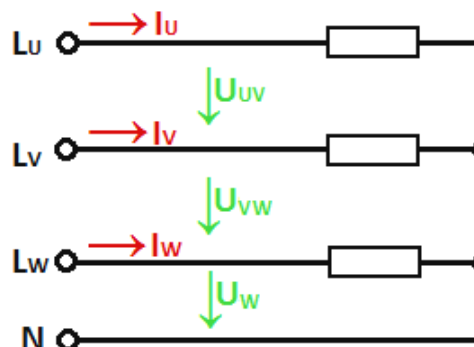


Obr. 5 Zapojení trojfázového spotřebiče do D

Proud I_{wu} je chápán jako proud síťový (sdružený) I_s a proud I_u je chápán jako proud fázový I_f . Napětí U_{uv} je chápáno jako síťové (sdružené) napětí U_s .

Z obr. 5 je patrné, že platí $I_s = \sqrt{3}I_f$ a $U_s = U_f$.

Zapojení spotřebiče do hvězdy (Y)

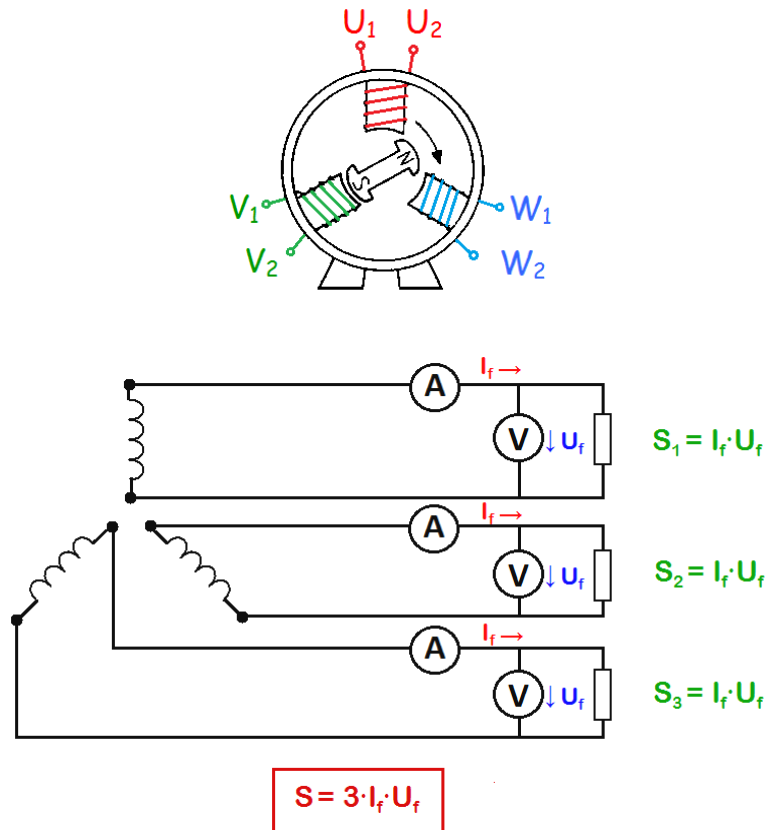


Obr. 6 Zapojení trojfázového spotřebiče do Y

Napětí U_{UV} je chápáno jako napětí síťové (sdružené) U_s a napětí U_w je chápáno jako napětí fázové U_f . Proud I_U je chápán jako síťový (sdružený) proud I_s .

Z obr. 6 je patrné, že platí $U_s = \sqrt{3}U_f$ a $I_s = I_f$.

Na obr. 7 je znázorněn jednoduchý trojfázový generátor. Pakliže bychom na všech 6 výstupních svorek připojili 3 jednofázové spotřebiče, odebírali bychom elektrický výkon, jak je dále naznačeno.



Obr. 7 Odvození trojfázového výkonu

Výkon pro zapojení D

$$S = 3 \cdot U_s \cdot \frac{I_s}{\sqrt{3}} = \cancel{3} \cdot U_s \cdot I_s \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{3}}$$

Výkon pro zapojení Y

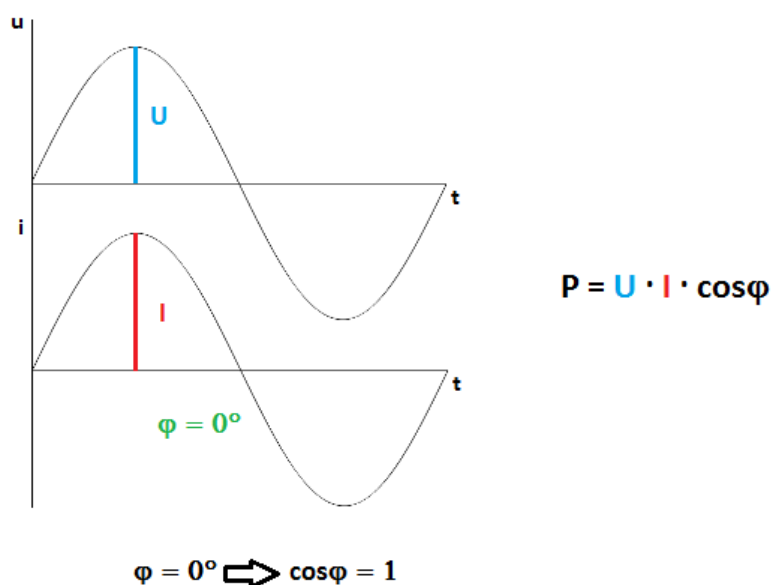
$$S = 3 \cdot \frac{U_s}{\sqrt{3}} \cdot I_s = \cancel{3} \cdot U_s \cdot I_s \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{3}}$$

$$S = \sqrt{3} \cdot U \cdot I$$

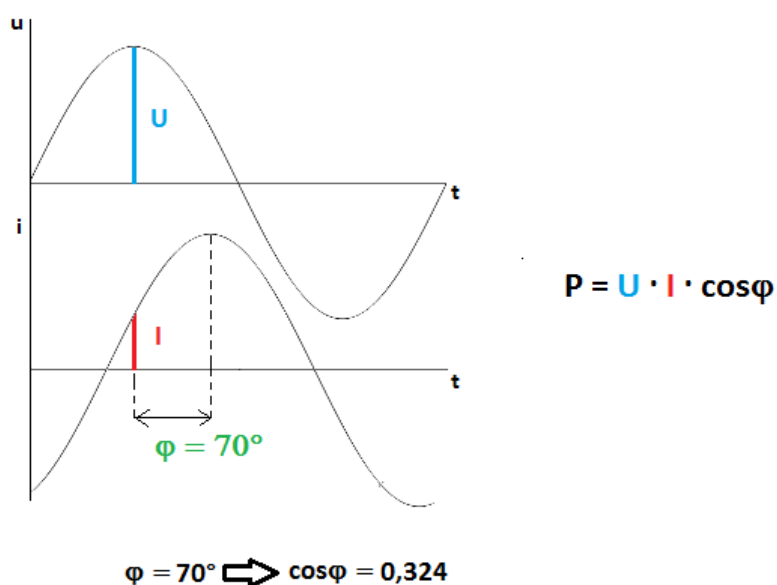
Je patrné, že pro oba typy zapojení se elektrický výkon počítá podle stejného vztahu.

5. Elektrický výkon a vliv fázového posuvu na jeho velikost

V následujících obrázcích můžeme výkon P interpretovat jako součin modré úsečky napětí U a červené úsečky proudu I . V prvním případě (obr. 8) nejsou sinusovky vzájemně posunuty (jsou ve fázi), a proto obě úsečky ve zvoleném okamžiku t nabývají maximálních hodnot – tedy i výkon P dosahuje svého maxima. Hovoříme v tomto případě o zdánlivém výkonu S . V druhém případě (obr. 9) je pro stejný okamžik t proudová úsečka I vlivem fázového posuvu značně menší. Tím tedy poklesne i výsledný součin výkonu P . Názorně jsme si tedy dokázali vliv fázového posuvu na velikost výkonu.



Obr. 8 Znázornění situace, kdy se činný výkon rovná zdánlivému (maxima)



Obr. 9 Situace, kdy je vlivem fázového posuvu činný výkon menší než zdánlivý

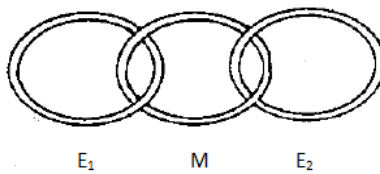
II. ÚVOD DO ELEKTRICKÝCH STROJŮ

1. Základní zákony elektromagnetické přeměny energie

Činnost elektrických strojů je založena na principu elektromagnetické indukce a na využití silového působení magnetického pole na proudovou smyčku.

Základní části elektrického stroje:

- Primární elektrický obvod E_1
- Magnetický obvod M
- Sekundární elektrický obvod E_2



Obr. 10 Princip elektrického stroje

Pokud nějaké zařízení neobsahuje všechny zmíněné části (podle obr. 10), nejedná se o elektrický stroj.

Práce elektrických strojů je založena na principu dvou základních zákonů:

1. ZÁKON ELEKTROMAGNETICKÉ INDUKCE

Ve vodiči, který se nachází v magnetickém poli, se indukuje napětí:

- a) časovou změnou magnetického toku
- b) prostorovou změnou magnetického toku

a) Časová změna magnetického toku $d\Phi$

$$u_i = N \cdot \frac{d\phi}{dt} = \frac{d\psi}{dt} [V]$$

Na principu časové změny toku jsou založeny střídavé (AC) stroje – transformátory, asynchronní stroje.

U střídavých (AC) strojů se v ustáleném stavu používá odvozený vztah pro efektivní hodnotu (RMS) napětí v jedné fázi:

$$U_i = 4,44 \cdot N \cdot \phi_{\max} \cdot f \cdot k_v [V]$$

!! Tento vztah platí pouze za předpokladu harmonického průběhu magnetického toku $\phi = \phi_{\max} \cdot \sin \omega t$ a frekvence $f = 50\text{Hz}$!!

Člen k_v je tzv. činitel vinutí. U transformátorů je $k_v = 1$, u asynchronních strojů je $k_v < 1$.

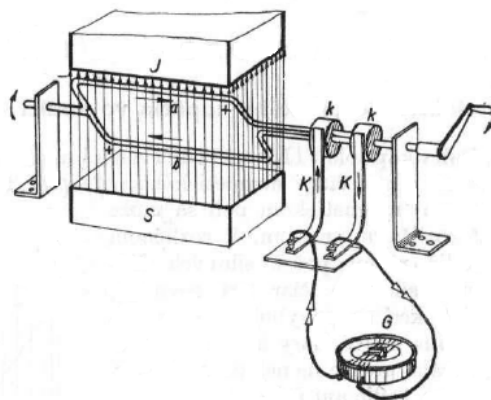
b) Prostorová změna magnetického toku $\Delta\Phi$

$$u_i = B \cdot v \cdot l [V]$$

Takto napsaný vztah platí pouze za předpokladu, že vektory magnetické indukce \mathbf{B} , vodiče o délce \mathbf{l} a rychlosti \mathbf{v} , jsou na sebe kolmé. V opačném případě je nutné do vzorce dosadit kolmou složku.

Na principu prostorové změny magnetického toku pracují stejnosměrné stroje a synchronní stroje.

Princip prostorové změny magnetického toku je na obr. 11.



Obr. 11 Indukce elektrického napětí pohybem vodiče

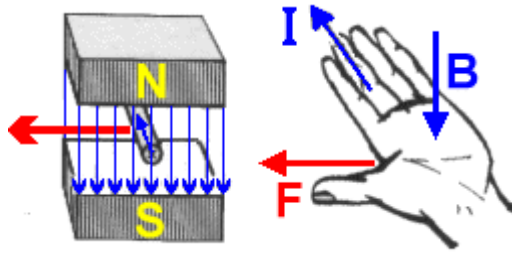
2. SILOVÉ PŮSOBENÍ MAGNETICKÉHO POLE NA PROUDOVOU SMYČKU (LORENTZOVA SÍLA)

Na vodič, který se nachází v elektromagnetickém poli a zároveň je protékán elektrickým proudem, působí síla:

$$F = B \cdot I \cdot l \text{ [N]}$$

Takto napsaný vztah platí pouze za předpokladu, že vektory magnetické indukce \mathbf{B} , vodiče o délce l a elektrického proudu \mathbf{I} , jsou na sebe kolmé. V opačném případě je nutné do vzorce dosadit kolmou složku.

Na obr. 12 je znázornění Flemingova pravidla levé ruky. Prsty ukazují dohodnutý směr proudu, indukční čáry vstupují do dlaně, odtažený palec ukazuje směr magnetické síly působící na vodič.



Obr. 12 Znázornění Flemingova pravidla levé ruky

Poznámka: Představme si stejnoměrný stroj. Jednoduše můžeme říct, že zákon elektromagnetické indukce je uplatňován v případě, kdy stroj pracuje jako generátor (dynamo) – tedy rotor s permanentním magnetem o magnetické indukci \mathbf{B} , se působením vnější síly otáčí rychlostí \mathbf{v} a tímto pohybem se do vinutí statoru složeného z vodičů délky l indukuje napětí u_i .

U motoru je tomu opačně. Napájíme statorové vinutí s délkou vodičů l napětím \mathbf{U} , které vyvolá proud \mathbf{I} . Ten působí na rotor s permanentním magnetem o magnetické indukci \mathbf{B} , čímž vznikne síla \mathbf{F} . Podle vztahu $\mathbf{M} = \mathbf{F} \cdot \mathbf{r}$ pak vznikne požadovaný točivý moment rotoru.

Ještě je pro jistotu dobré uvést, že není rozdíl mezi napětím indukovaným časovou změnou toku a prostorovou změnou toku. Jedná se o naprosto rovnocenné napětí, jen vzniká na jiném principu.

2. Rozdělení elektrických strojů

Rozdělení elektrických strojů je možné provést podle mnoha hledisek. Elektrické stroje můžeme rozdělit například:

podle proudové soustavy:

- **stejnoseměrné (DC)** – s cizím buzením, s paralelním buzením (derivační), se sériovým buzením, se sério-paralelním buzením (kompaundní)
- **střídavé (AC)** – jedno a více fázové stroje asynchronní a synchronní
- **universální**

podle konstrukce:

- **točivé** – motory, generátory, dynama
- **netočivé** - transformátory

podle toku energie:

- **motory** (vstup – el. energie; výstup – mechanická energie)
- **generátory** (vstup – mechanická energie; výstup – el. energie)
- **měníče** (obě energie elektrické)

podle výkonu:

- **drobné** (do 0,5kW)
- **malé** (0,5 – 15kW)
- **střední** (15 – 100kW)
- **velké** (nad 100kW)

podle rychlosti:

- **pomalé** (pod 1000 min⁻¹)
- **normální** (1000 - 2000 min⁻¹)
- **rychloběžné** (na 2000 min⁻¹)

3. Materiály a provedení elektrických strojů

Elektrické obvody (vinutí):

Používají se izolované měděné nebo hliníkové vodiče. Je dobré si uvědomit dva základní faktory:

- Odpor vodiče s teplotou roste $R_{\theta} = R_{20} \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta\theta)$, kde R_{θ} je odpor při dané teplotě, α je teplotní součinitel elektrického odporu a $\Delta\theta$ je teplotní rozdíl
- Průtokem elektrického proudu vodičem vznikají výkonové ztráty Jouleovým teplem $\Delta P_{Cu} = R \cdot I^2$

!! Provozní vlastnosti elektrických strojů jsou závislé na kvalitě izolačních materiálů **!!**

Izolační materiály, používané v elektrických strojích, je možné podle mezních teplot rozdělit následovně:

Rozdělení izolačních materiálů podle IEC 60085 do tříd:

- Y – do 90°C
- A – do 105°C
- E – do 120°C
- B – do 130°C
- F – do 155°C
- H – do 180°C
- 200 (200°C)
- 220 (220°C)
- 250 (250°C)

Vlastnosti izolací se mění s teplotou. Oteplení je dáno vztahem $\Delta \vartheta = \frac{\Delta P}{\lambda \cdot S}$, kde ΔP jsou výkonové ztráty, λ je součinitel přestupu tepla a S je povrch tělesa.

Magnetické obvody (železo):

Zajišťují vytvoření magnetického pole pomocí budící cívky.

Materiály pro stejnosměrné magnetické obvody:

- Jsou magneticky měkké s velkou permeabilitou μ_r a úzkou hysterezní smyčkou $B=f(H)$
- Magnetický tok Φ je jedné polarity – proto je možné použít (např. na pólové nástavce synchronních strojů) plný feromagnetický materiál

Pro střídavé magnetické obvody:

- Také úzká hysterezní smyčka, ale tok Φ je proměnný Pro omezení ztrát vířivými proudy se magnetický obvod skládá z plechů (Pro transformátory tloušťky 0,35 až 0,5mm, pro točivé stroje 0,5mm)

4. Energetická bilance elektrických strojů

4.1 Účinnost elektrického stroje

Účinnost zařízení je chápána jako poměr výstupního výkonu P k vstupnímu výkonu (příkonu) P_p : $\eta = \frac{P}{P_p} = \frac{P_p - \sum \Delta P}{P_p} = 1 - \frac{\sum \Delta P}{P_p}$, kde ztráty ΔP jsou celkové ztráty stroje. Obecně (při zanedbání některých složek ztrát) je možné vyjádřit celkové ztráty:

$\Delta P = \Delta P_{Fe} + \Delta P_j$, kde ΔP_{Fe} jsou ztráty v železe a ΔP_j jsou ztráty v mědi (Jouleovy).

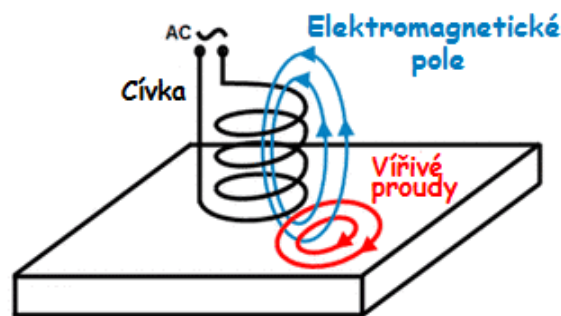
4.2 Ztráty v železe ΔP_{Fe} (ztráty naprázdno)

Ztráty v železe jsou měřeny v chodu stroje naprázdno. Celkové ztráty naprázdno (v železe) jsou dány dvěma složkami:

$\Delta P_{Fe} = \Delta P_{FeV} + \Delta P_{FeH}$, kde ΔP_{FeV} jsou ztráty vířivými proudy a ΔP_{FeH} jsou ztráty hysterezní. Ztráty v železe nejsou závislé na zatížení (na odběru proudu).

Ztráty vířivými proudy

Vířivé (Foucaultovy) proudy vznikají v objemových vodičích, pakliže se v jejich okolí mění magnetický indukční tok. V takových případech mají charakter proudových smyček, které jsou kolmé na směr magnetického indukčního toku (obr. 13).



Obr. 13 Znázornění vířivých proudů

Ztráty vířivými proudy je možné přibližně vyjádřit vztahem $\Delta P_{FeV} \approx B^2 \cdot f^2$

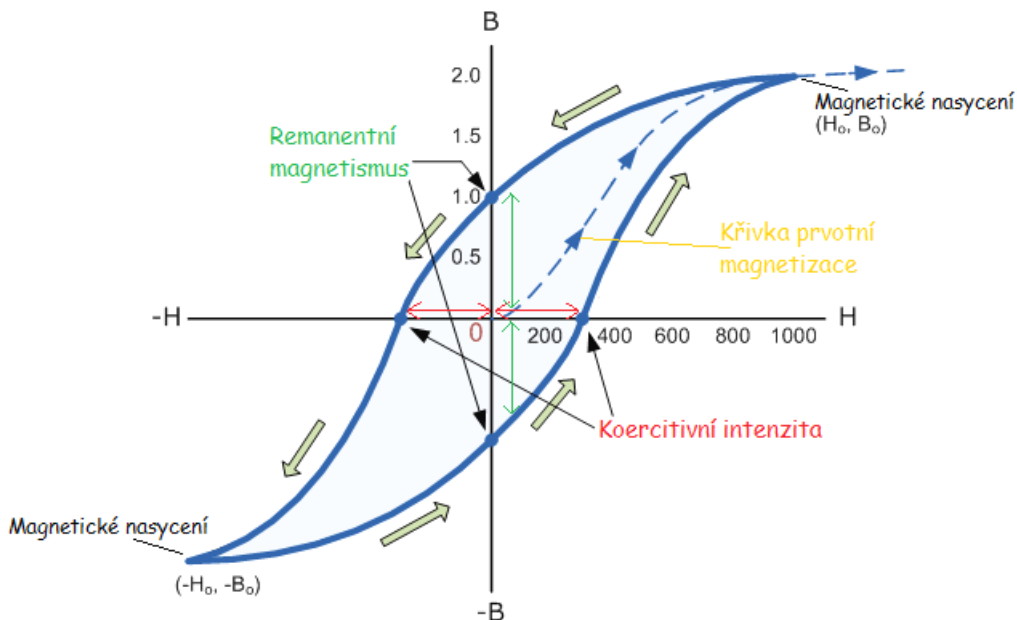
Pro omezení vířivých proudů se magnetické obvody střídavých strojů nestaví z jednoho masivního kusu železa, avšak skládají se z tenkých plechů, které jsou vzájemně izolovány. Tím se výrazně sníží v kolmém směru jejich vodivost. Za stejným účelem se rovněž železo leguje křemíkem. Tím se sníží jeho elektrická vodivost, zatímco magnetická vodivost zůstane zachována.

Ztráty hysterezní

Hysterezní smyčka (obr. 14) v podstatě vyjadřuje vliv působení magnetického pole na magnetický materiál. Získá se provedením jednoho tzv. cyklu magnetování. U střídavého napájení se v čase mění směr a velikost proudu, mění se tedy také směr a velikost magnetického toku. Tím tedy dochází

k neustálému přemagnetování železa (podle hysterezní smyčky). U střídavého napájení se během jedné periody T v železném jádře odehrají změny odpovídající jedné hysterezní smyčce.

K takovému neustálému přemagnetování železa je nutné vynaložit energii – takto tedy vznikají hysterezní ztráty.



Obr. 14 Hysterezní smyčka feromagnetického materiálu

Ztráty hysterezní je možné přibližně vyjádřit vztahem $\Delta P_{FeH} \approx B^2 \cdot f$

4.3 Ztráty Jouleovy ΔP_j (ztráty nakrátko)

Tepelné ztráty (někdy se jim také říká ztráty v mědi) vznikají průchodem elektrického proudu. Je možné je vyjádřit vztahem (pro jednu fázi)

$\Delta P_j = R \cdot I^2$. Ztráty Jouleovy jsou závislé na zatížení (na odběru proudu).

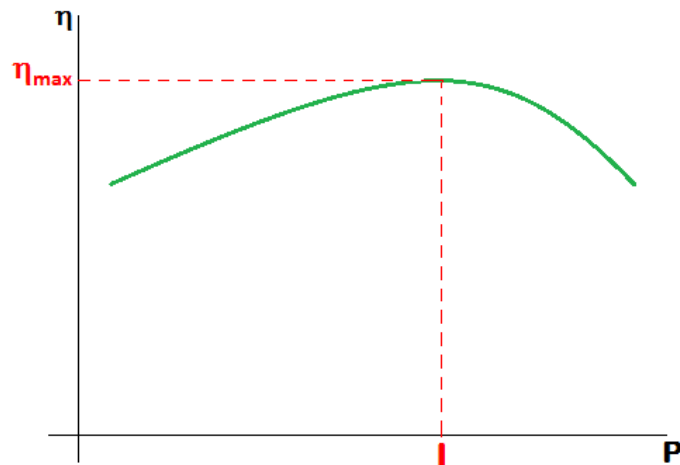
4.4 Dosažení maximální účinnosti elektrického stroje

Účinnost elektrických zařízení není konstantní. Její velikost závisí na mnoha faktorech. Je pochopitelně snahou provozovat elektrické zařízení v takovém provozním stavu, aby pracovalo s nejvyšší možnou účinností.

U elektrických strojů (např. transformátorů) se mění účinnost se zatížením-odběrem proudu (Obr. 15). Změnou velikosti odebíraného proudu se mění velikost Jouleových ztrát (jsou závislé na zatížení).

Maximální účinnosti elektrického stroje (např. transformátoru) dosáhneme, když jej budeme zatěžovat tak, že se Jouleovy ztráty (ztráty nakrátko) budou rovnat ztrátám v železe (ztráty naprázdno), tedy:

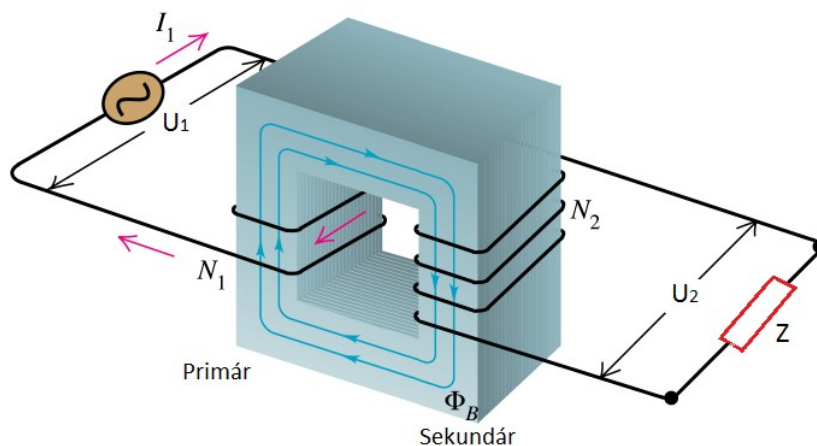
$$\eta_{\max} \Rightarrow \Delta P_{\text{Fe}} = \Delta P_{\text{j}}$$



Obr. 15 Závislost účinnosti el. stroje na jeho zatížení

III. TRANSFORMÁTORY

1. Princip transformátoru



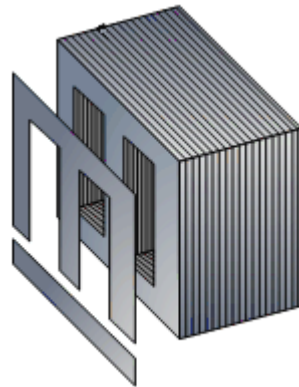
Obr. 16 Princip transformátoru

Pojmem transformátor rozumíme dvě cívky, které jsou navzájem magneticky vázané (Obr. 16). V okamžiku, kdy připojíme časově proměnlivé napětí (obvykle harmonické $u_1 = \sqrt{2} \cdot U_1 \cdot \sin \omega t$) na jednu z cívek (např. primární), začne jí protékat časově proměnlivý proud i_1 . Ten vybudí v magnetickém obvodu časově proměnlivý magnetický tok Φ_1 . Jeho indukční čáry vážou závitů obou cívek, tedy i závitů druhé cívky a indukují v ní (harmonické) napětí u_2 . Pakliže je na tuto druhou cívku připojen spotřebič (zátěžová impedance Z), poteče sekundárním obvodem proud i_2 , který vytvoří magnetický tok (reakční) Φ_2 . Oba toky se sčítají (jako fázory) a pro výsledný (společný tok) platí $\Phi = \Phi_1 + \Phi_2$.

Magnetický tok Φ_1 má dvě složky – hlavní tok Φ_{1h} , který se uzavírá jádrem (a zabírá se sekundární cívkou) a tzv. rozptylový tok $\Phi_{1\sigma}$, který se uzavírá pouze kolem primární cívky a nepodílí se tedy na přenosu energie. Totéž platí pro magnetický tok Φ_2 .

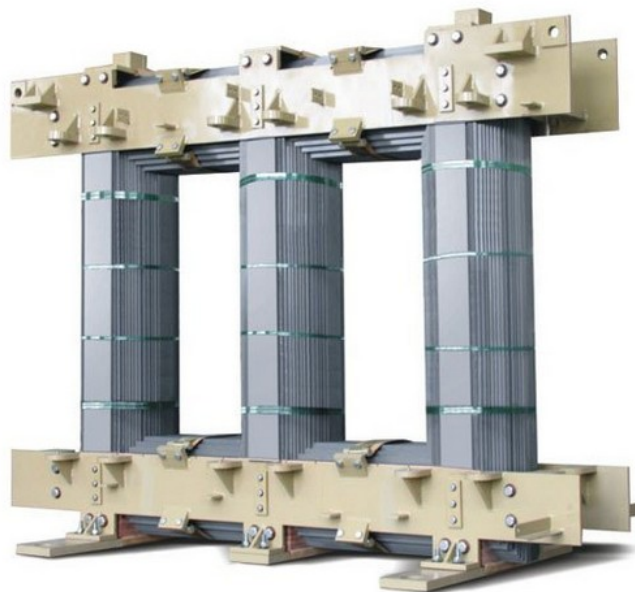
2. Konstrukce transformátoru

Jak již bylo uvedeno v kap. 4.2, magnetický obvod transformátoru se skládá z plechů pro elektrotechniku, které jsou z jedné strany opatřeny tenkou vrstvou izolačního laku (např. izolace Kerizol). Skládání magnetického obvodu je naznačeno na obr. 17.



Obr. 17 Skládání magnetického obvodu

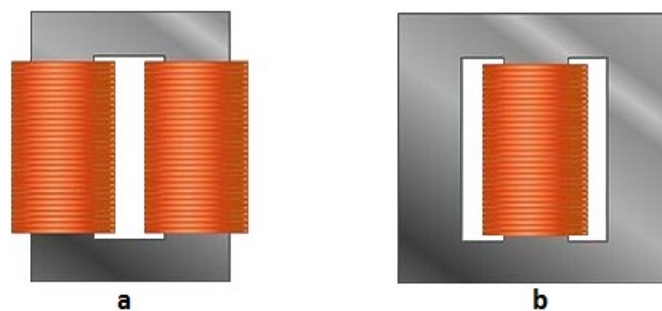
Ve skutečnosti je magnetický obvod transformátoru kruhového průřezu, jak je patrné z obr. 18, kde je magnetický obvod stažen páskami a sevřen svorníky. Kruhový průřez se volí z důvodu dosažení maximální styčné plochy s válcovým vinutím, které je na jádře nasazeno (zlepšení tzv. činitele plnění železa).



Obr. 18 Složený magnetický obvod transformátoru

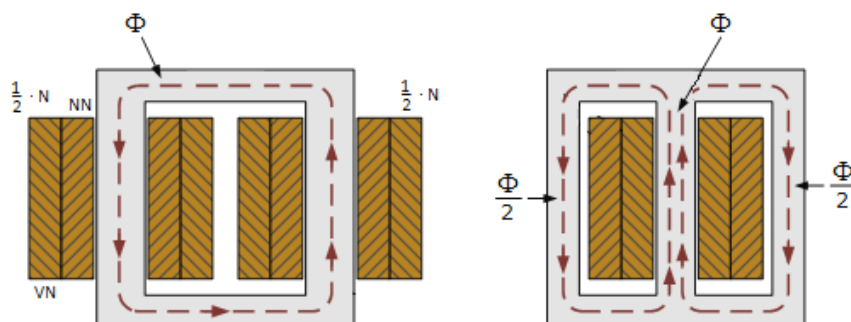
Podle typu magnetického obvodu rozlišujeme transformátory jádrové a plášťové. Uspořádání vinutí na transformátoru může být různé. Obvykle bývá souosé (soustředné). To znamená, že na jádro je nejprve umístěno vinutí nižšího napětí a na něj se teprve umístí vinutí vyššího napětí (vinutí jsou tedy umístěna na sobě a vzájemně jsou oddělena izolačním válcem). Takové uspořádání vinutí je naznačeno na obr. 19 a na obr. 21.

2.1 Jednofázové transformátory



Obr. 19 Transformátor a) jádrového typu b) plášťového typu

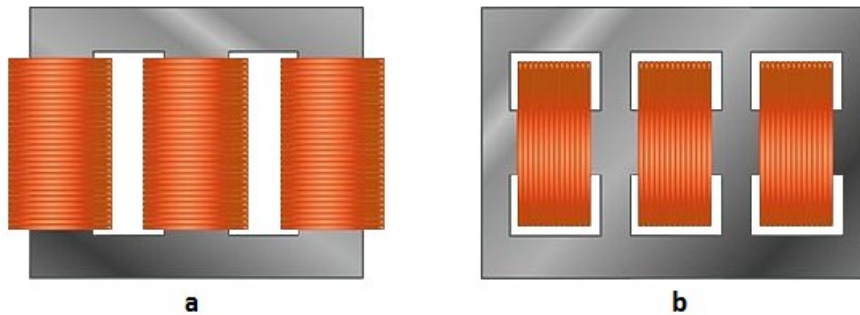
U jednofázových transformátorů jádrového typu je důležité si uvědomit, jak je rozmístěno vinutí (Obr. 20). V tomto případě je pouze polovina vinutí nižšího napětí (n_n) umístěna na levém sloupku a druhá polovina vinutí na pravém sloupku. U vinutí vyššího napětí (v_n) je tomu také tak. V případě plášťového typu si můžeme povšimnout, že celkový magnetický tok prochází pouze prostředním sloupkem, kdežto v krajních sloupcích prochází pouze poloviční tok (průřez krajních sloupků proto bývá poloviční oproti prostřednímu).



Obr. 20 Transformátor v řezu – rozvržení vinutí

2.2 Trojfázové transformátory

Na obr. 21 jsou vyobrazeny dva základní konstrukční typy trojfázových transformátorů. V obou případech jsou vinutí jednotlivých fází tzv. soustředná (umístěná na sobě).

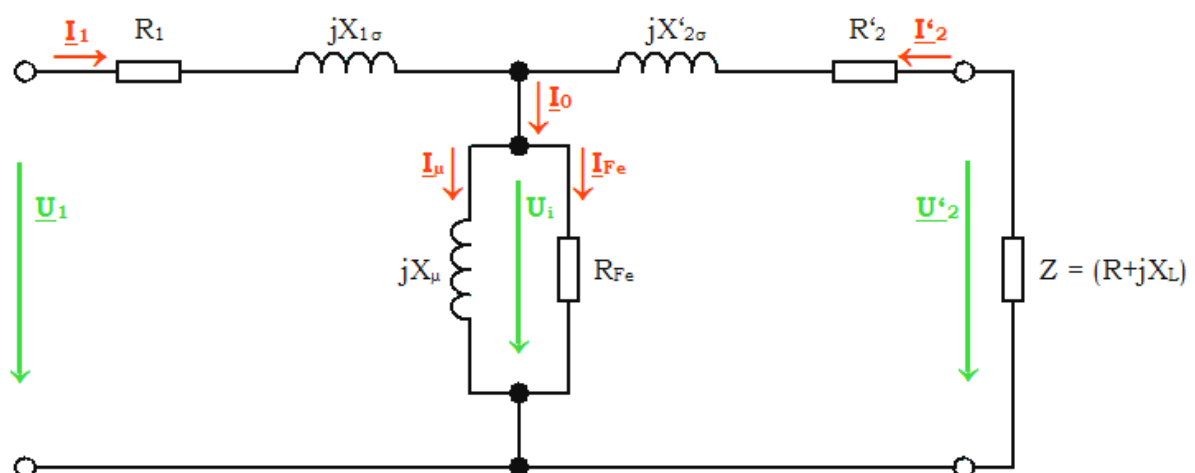


Obr. 21 Transformátor a) jádrového typu b) plášťového typu

3. Náhradní schéma transformátoru

Pro rozbor vlastností transformátoru je vhodné vycházet z jeho náhradního schématu. U transformátoru rozlišujeme tři provozní stavy.

3.1 Zatížený transformátor



Obr. 22 Náhradní schéma 1 fáze zatíženého transformátoru

V náhradním schématu uvažujeme zatížení transformátoru impedancí \underline{Z} , která má ohmicko-induktivní (\mathbf{RL}) charakter. Musíme mít na paměti, že účinník transformátoru je daný právě charakterem impedance \underline{Z} . Transformátor tedy nemá svou jmenovitou hodnotu účinníku (jeho jmenovitý výkon je udáván jako zdánlivý \mathbf{S}).

Veličiny sekundární strany transformátoru (označené čárkou) jsou přepočteny na primární stranu. Tedy náhradní schéma platí pro převod $\mathbf{p=1}$.

Převodní vztahy

$$\underline{U}'_2 = p \cdot \underline{U}_2 \quad \underline{I}'_2 = \frac{1}{p} \cdot \underline{I}_2 \quad \underline{Z}'_2 = p^2 \cdot \underline{Z}_2$$

Napěťové rovnice pro náhradní schéma:

$$\underline{U}_1 = R_1 \cdot \underline{I}_1 + jX_{1\sigma} \cdot \underline{I}_1 + U_i = R_1 \cdot \underline{I}_1 + jX_{1\sigma} \cdot \underline{I}_1 + jX_\mu \cdot (\underline{I}_1 + \underline{I}'_2)$$

$$\underline{U}_2 = R'_2 \cdot \underline{I}'_2 + jX'_{2\sigma} \cdot \underline{I}'_2 + U_i = R'_2 \cdot \underline{I}'_2 + jX'_{2\sigma} \cdot \underline{I}'_2 + jX_\mu \cdot (\underline{I}_1 + \underline{I}'_2)$$

pro rozptylové a magnetizační reaktanci můžeme napsat:

$$X_1 = X_{1\sigma} + X_\mu$$

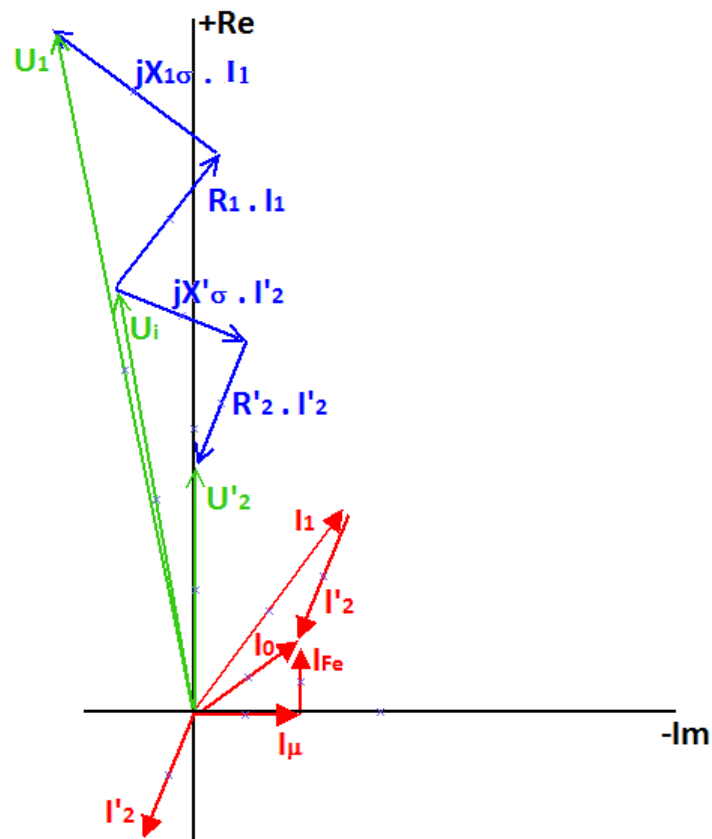
$$X'_2 = X'_{2\sigma} + X_\mu$$

po úpravě je tedy možné pro napěťové rovnice pro náhradní schéma psát:

$$\underline{U}_1 = (R_1 + jX_1) \cdot \underline{I}_1 + jX_\mu \cdot \underline{I}'_2$$

$$\underline{U}_2 = jX_\mu \cdot \underline{I}_1 + (R'_2 + jX'_2) \cdot \underline{I}'_2$$

Těmto rovnicím odpovídá fázorový diagram transformátoru (Obr. 23).

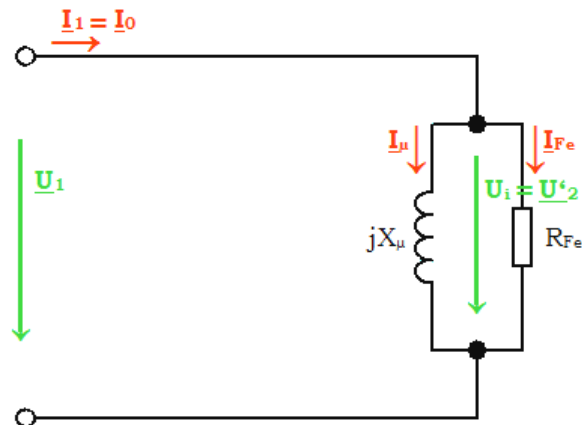


Obr. 23 Fázorový diagram ohmicko-induktivně zatíženého transformátoru

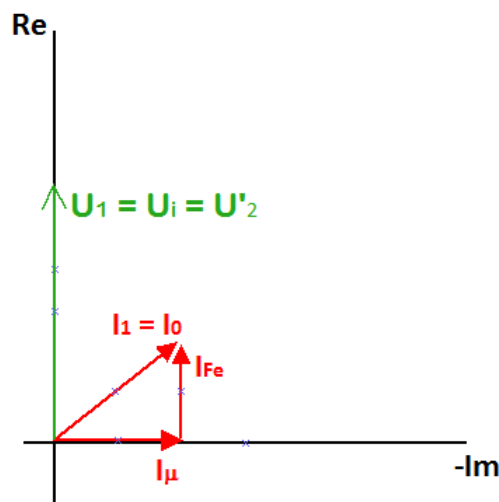
Poznámka: V literatuře je možné se setkat s různými modifikacemi náhradního schématu zatíženého transformátoru (a jemu odpovídajícímu náhradnímu schématu). Někteří autoři kupříkladu i v zatíženém stavu transformátoru vypouštějí příčnou větev.

3.2 Transformátor naprázdno

Chod naprázdno transformátoru je stav, v němž transformátor není na sekundární straně zatížen a sekundární proud je tedy nulový ($i_2 = 0$). Proto se v náhradním schématu vypouští sekundární strana. Ve stavu naprázdno je také možné zanedbat podélnou větev primární strany (protože impedance podélné primární větve $R_1 + jX_{\sigma 1}$ bývá řádově menší než impedance příčné větve). Uvažujeme tedy pouze příčnou větev (Obr. 24).



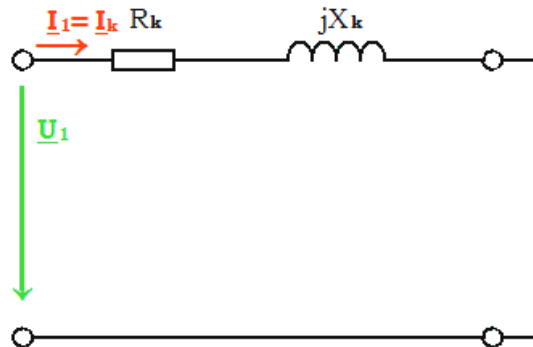
Obr. 24 Náhradní schéma 1 fáze transformátoru naprázdno



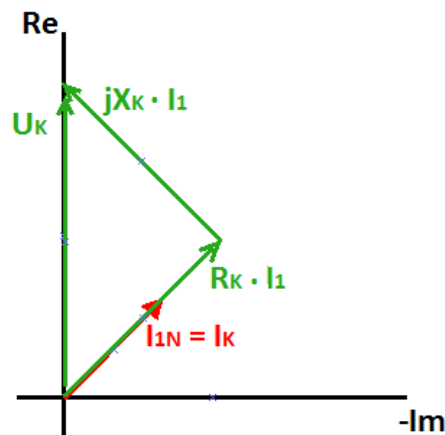
Obr. 25 Fázorový diagram transformátoru naprázdno

3.3 Transformátor nakrátko

Ve stavu nakrátko ($u_2 = 0$) předpokládáme, že proud příčnou větví i_0 bude v podstatě zanedbatelný. Příčnou větev tedy můžeme zanedbat a náhradní schéma bude odpovídat obr. 26. Zanedbáním příčné větve ($i_0 = 0$) jsme zavedli předpoklad, že v transformátoru nakrátko neexistuje hlavní magnetický tok (reprezentovaný X_μ), ale pouze tok rozptylový reprezentovaný reaktancí X_k .



Obr. 26 Náhradní schéma 1 fáze transformátoru nakrátko



Obr. 27 Fázorový diagram transformátoru nakrátko

Procentní napětí nakrátko $u_{k\%}$

Patří mezi základní parametry transformátoru

$$u_{k\%} = \frac{U_k}{U_N} \cdot 100$$

Malá hodnota $u_{k\%}$ znamená menší úbytek napětí na impedanci transformátoru a transformátor je tedy tvrdší, ale má menší zkratu vzdornost v porovnání s transformátorem s větším $u_{k\%}$.

Poznámka: Napětí nakrátko U_k je definováno jako napětí takové velikosti, které obvodem nakrátko protlačí elektrický proud rovnající se svou velikostí jmenovitému proudu I_N .

Rozdíl mezi stavem nakrátko a zkratem je tedy ve velikosti protékajícího proudu. Ve stavu nakrátko napájíme obvod tak malým napětím ($U_k < U_N$), aby obvodem protékal právě proud rovnající se I_N . V případě zkratu je obvod napájen plným napětím U_N , který protlačí obvodem proud mnohonásobně větší než je proud I_N (velikost dána podle Ohmova zákona pouze impedancí obvodu nakrátko).

Procentní impedance nakrátko $z_{k\%}$

Získání impedance nakrátko Z_k je patrné z náhradního schématu transformátoru nakrátko (Obr. 26). Pro impedanci nakrátko Z_k tedy platí:

$$Z_k = R_k + jX_k \Rightarrow \sqrt{R_k^2 + X_k^2}$$

Procentní impedanci nakrátko $z_{k\%}$ získáme tak, že ji vztáhneme ke jmenovité impedanci Z_N :

$$z_{k\%} = \frac{Z_k}{Z_N} \cdot 100$$

Vztah mezi procentním napětím nakrátko a procentní impedancí nakrátko:

$$z_{k\%} = \frac{Z_k}{Z_N} \cdot 100 = \frac{I_N}{\frac{U_N}{I_N}} \cdot 100 = \frac{U_k}{U_N} \cdot 100 = u_{k\%}$$

Je evidentní, že mezi procentním napětím nakrátko a procentní impedancí nakrátko platí rovnost.

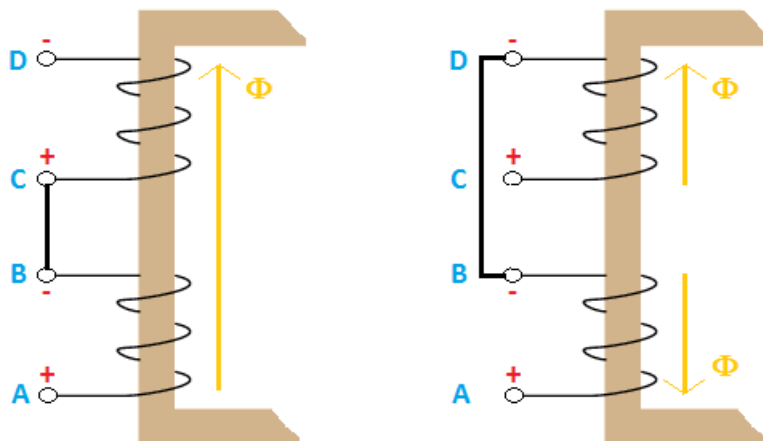
4. Zapojení vinutí transformátoru, polarita vinutí, hodinové číslo

4.1 Zapojení vinutí trojfázových transformátorů

Vinutí trojfázových transformátorů je možné zapojit do hvězdy (Y), do trojúhelníka (D), nebo do lomené hvězdy (Z).

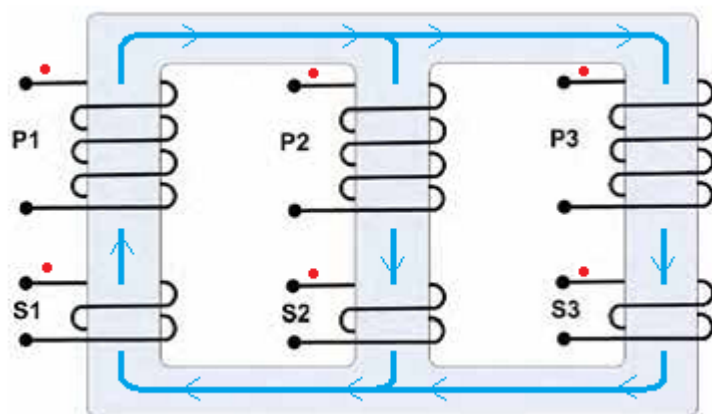
4.2 Polarita vinutí transformátoru

Spojujeme-li sériově nebo paralelně vinutí, jejichž magnetické toky se mohou navzájem ovlivňovat, je třeba znát polaritu jednotlivých vinutí. Vzájemně spojená vinutí mají buď charakter sčítavý, nebo odčítavý (Obr. 28).



Obr. 28 Polarita vinutí a) Sčítavá b) Odčítavá

Pro správnou funkci transformátoru je nutné, aby všechny cívky byly tzv. souhlasné. Tedy, aby měly začátky na stejné straně (aby měly stejnou polaritu). V takovém případě se bude celkový magnetický tok uzavírat ve smyčkách, jak je to naznačeno na obr. 29. Začátky cívek označujeme červeným puntíkem (místo matematických znamének).

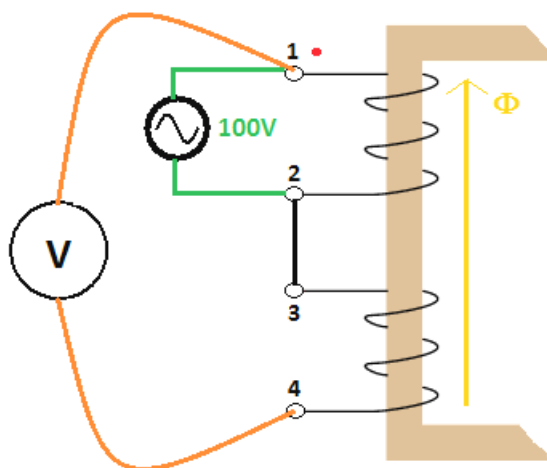


Obr. 29 Souhlasně zapojené cívky transformátoru

Nyní si probereme, jak je možné pomocí voltmetru určit polaritu cívek na sekundární straně transformátoru a polaritu cívek na ostatních sloupcích (jádrech) primární strany transformátoru.

1. ZJIŠTĚNÍ POLARITY CÍVKY SEKUNDÁRNÍ STRANY TRANSFORMÁTORU

- prvně si musíme zvolit polaritu primární cívky, která se nachází na stejném sloupcu jako námi prověřovaná sekundární cívka. Námi zvolená polarita primární cívky tedy bude pro nás referenční a budeme k ní vztahovat polaritu sekundární cívky
- galvanicky spojíme konec primární cívky se začátkem sekundární cívky
- svorky primárního vinutí napájíme střídavým napětím (např. 100V) a měříme napětí mezi zbývajícimi svorkami
- je-li naměřené napětí vyšší než napájecí (100V), jedná se o galvanické spojení dvou nesouhlasných svorek (tedy + je spojeno s -). Polarita vinutí je sčítavá (Obr. 30)

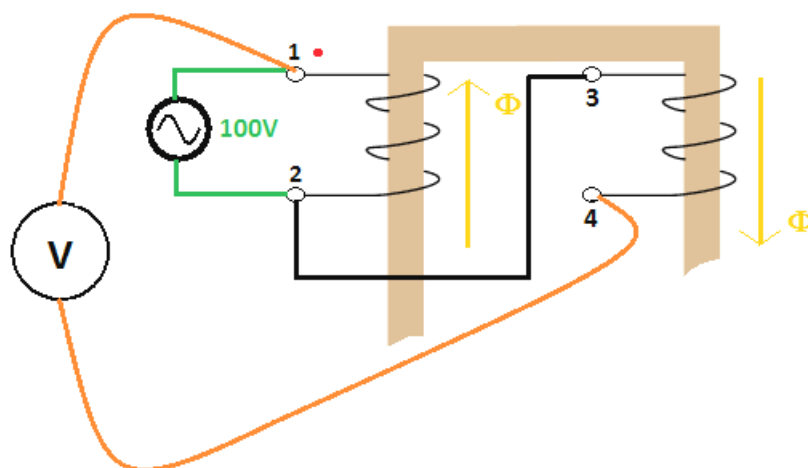


Obr. 30 Zjištění polarity sekundární cívky

Podle obr. 30 jsme si na primární cívce libovolně určili její začátek (svorka 1). Nyní měříme napětí mezi svorkami 1 a 4. V případě naměření vyššího napětí než je 100V je sekundární cívka zapojená souhlasně (v našem případě by tedy začátek sekundární cívky byl na svorce 3). V případě naměření nižšího napětí, než 100V, by byl začátek sekundární cívky na svorce 4. Museli bychom tedy svorky mezi sebou prohodit, abychom získali souhlasné zapojení cívek.

2. ZJIŠTĚNÍ POLARITY CÍVKY PRIMÁRNÍ STRANY TRANSFORMÁTORU

- prvně si musíme zvolit polaritu primární cívky. Námí zvolená polarita primární cívky tedy bude pro nás referenční a budeme k ní vztahovat polaritu primárních cívek na dalších sloupcích
- galvanicky spojíme konec referenční primární cívky se začátkem námí prověřované jiné primární cívky
- referenční cívku napájíme střídavým napětím (např. 100V) a měříme napětí mezi zbývajícím svorkami (Obr. 31)



Obr. 31 Zjištění polarity primární cívky na jiném sloupku

Podle obr. 31 jsme si na primární cívce libovolně určili její začátek (svorka 1). Nyní měříme napětí mezi svorkami 1 a 4. V případě naměření vyššího napětí než je 100V je druhá primární cívka zapojená nesouhlasně (v našem případě by tedy začátek druhé primární cívky byl na svorce 4). V případě naměření nižšího napětí, než 100V, by byl začátek druhé primární cívky na svorce 3. Museli bychom tedy svorky mezi sebou prohodit, abychom získali souhlasné zapojení cívek. Je tedy evidentní, že pro tento případ je vyhodnocení naprosto opačné než u měření sekundární cívky. To je způsobeno tím, že vedlejším sloupkem protéká magnetický tok opačným směrem (jak je naznačeno na obrázku).

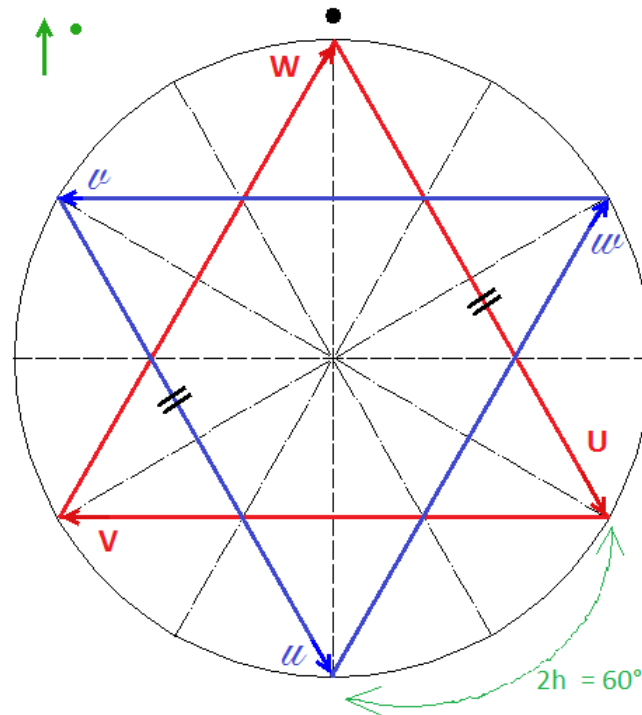
4.3 Hodinové číslo transformátoru

Hodinové číslo (hodinové číslo) vyjadřuje fázový posun mezi fázory vstupního a výstupního napětí stejné fáze. 1hod = 30°.

Nyní se naučíme odvodit zapojení transformátoru podle zadání. Máme např. za úkol transformátor zapojit do zapojení **Dd2**.

Začneme kresbou klasického hodinového ciferníku, který je rozdělený na 12 bodů po obvodě. Nyní zakreslíme primární stranu. Protože se jedná o zapojení do D, zakreslíme trojúhelník (červený). Jeho umístění v kružnici je libovolné. Nyní zakreslíme sekundární stranu. Opět máme zadáno zapojení v D, a proto opět nakreslíme trojúhelník (modrý). Pro jeho umístění v kružnici ale nyní musíme dodržet dvě zásady:

- 1) rozdíl mezi vrcholem primárního trojúhelníku a vrcholem sekundárního trojúhelníku (např. \underline{U} \underline{u}) musí splňovat zadané hodinové číslo - v našem případě 2hod = 60° (naznačeno v obrázku zeleně)
- 2) fázory primárního trojúhelníku musí být rovnoběžné s příslušejícími fázory sekundárního trojúhelníku (např. fázor \underline{U} musí být rovnoběžný s fázorem \underline{u} , jak je naznačeno na obrázku)

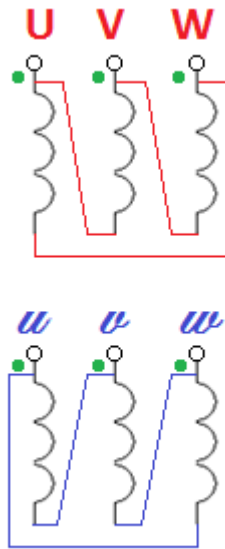


Obr. 32 Odvození zapojení Dd2 transformátoru

Nyní podle odvození z obr. 32 provedeme samotné zapojení vinutí. Nejprve si libovolně zvolíme polaritu (začátky) cívek primárního vinutí (my si ji na obr. 33 zvolíme nahoru). Podle šipek v hodinovém kruhu určíme polaritu (začátky) sekundárních cívek. Pakliže šipky primárního fázoru (např. \underline{U}) a sekundárního fázoru (\underline{u}) jsou souhlasné (jdou stejným směrem), pak polarita sekundárních cívek bude stejná, a proto v našem případě rovněž na sekundární straně budou začátky cívek (puntíky) nahoru. Pakliže by byly šipky nesouhlasné, pak bychom museli zakreslit začátky sekundárních cívek dole.

Teď již stačí provést propojení cívek. Zde musíme dbát zásady, která je naznačena v obr. 32. Stříška šipky libovolného fázoru je chápána jako začátek cívky (odpovídá jí puntík). Podíváme-li se v hodinovém kruhu na primární trojúhelník, vidíme, že začátek fázoru \underline{U} míří na konec fázoru \underline{V} .

Proto spojíme začátek vinutí fáze **U** s koncem vinutí fáze **V**. Podobně provedeme zapojení i zbývajících cívek primární i sekundární strany.



Obr. 33 Realizace zapojení vinutí podle hodinového kruhu

Více o hodinovém čísle transformátoru viz kapitola 5.4 Měření hodinového čísla transformátoru.

5. Měření na transformátoru

Program zkoušek transformátorů je obvykle následující:

- 1) Měření odporů vinutí
- 2) Měření naprázdno (včetně určení převodu transformátoru)
- 3) Měření nakrátko
- 4) Kontrola spojení vinutí (měření hodinového čísla)

5.1 Měření odporu vinutí trojfázových transformátorů

Naměřené odpory přepočítáváme na základní teplotu 20°C:

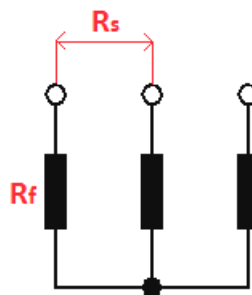
Měděné vinutí: $R_{20} = R_v \cdot \frac{235 + 20}{235 + v}$

Hliníkové vinutí: $R_{20} = R_v \cdot \frac{230 + 20}{230 + v}$

Pro výpočet ztrát se odpor přepočítává na předpokládanou provozní teplotu 75°.

Měděné vinutí: $R_{75} = R_{20} \cdot \frac{235 + 75}{235 + 20} = 1,216 \cdot R_{20}$

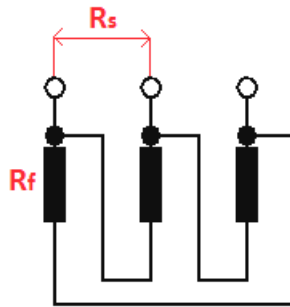
ZAPOJENÍ DO HVĚZDY (Y)



Obr. 34 Odpory vinutí zapojeného do Y

$$\begin{aligned} R_s &= 2 \cdot R_f \\ R_f &= \frac{1}{2} \cdot R_s \end{aligned}$$

ZAPOJENÍ DO TROJÚHELNÍKA (D)



Obr. 35 Odporů vinutí zapojeného do D

$$\frac{1}{R_s} = \frac{1}{R_f} + \frac{1}{2 \cdot R_f}$$

$$R_f = \frac{3}{2} \cdot R_s$$

Fázový odpor R_f se nemusí počítat, pokud potřebujeme určit pouze ztráty nakrátko. Ztráty v trojfázovém vinutí lze vypočítat z odporu R_s naměřeného mezi dvěma svorkami a ze síťového proudu I_s podle rovnice:

$$\Delta P_j = 1,5 \cdot R_s \cdot I_s^2 \text{ [W]}$$

Tato rovnice je odvozena ze známého vztahu $\Delta P_j = 3 \cdot R_f \cdot I_f^2 \text{ [W]}$. Pakliže bychom do tohoto vztahu dosadili v případě **zapojení Y** za $R_f = \frac{1}{2} \cdot R_s$ a $I_f^2 = I_s^2$ anebo v případě **zapojení D** za $R_f = \frac{3}{2} \cdot R_s$ a $I_f^2 = \left(\frac{I_s}{\sqrt{3}}\right)^2 = \frac{I_s^2}{3}$, tak bychom získali právě výše uvedený vztah.

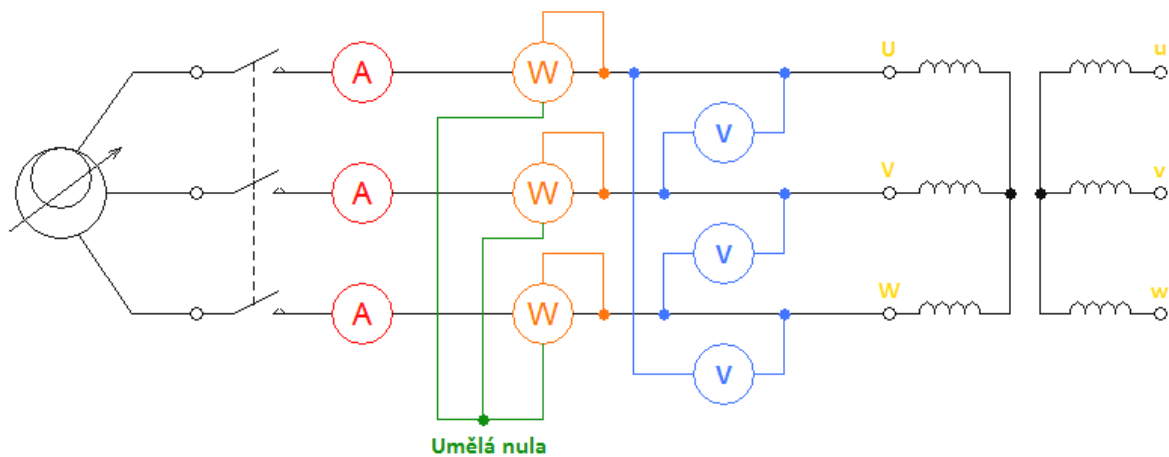
Vztah $\Delta P_j = 1,5 \cdot R_s \cdot I_s^2 \text{ [W]}$ tedy platí bez ohledu na spojení vinutí transformátoru.

5.2 Měření transformátoru naprázdno

Účelem měření naprázdno je:

- určení převodu p (je vhodné jej vypočítat pro 3 různá napětí a provést aritmetický průměr)
- určení ztrát v železe ΔP_{Fe}
- určení proudu naprázdno I_0 a účinníku naprázdno $\cos\phi_0$ pro U_N

Na obr. 36 je uvedeno schéma pro měření transformátoru ve stavu naprázdno.

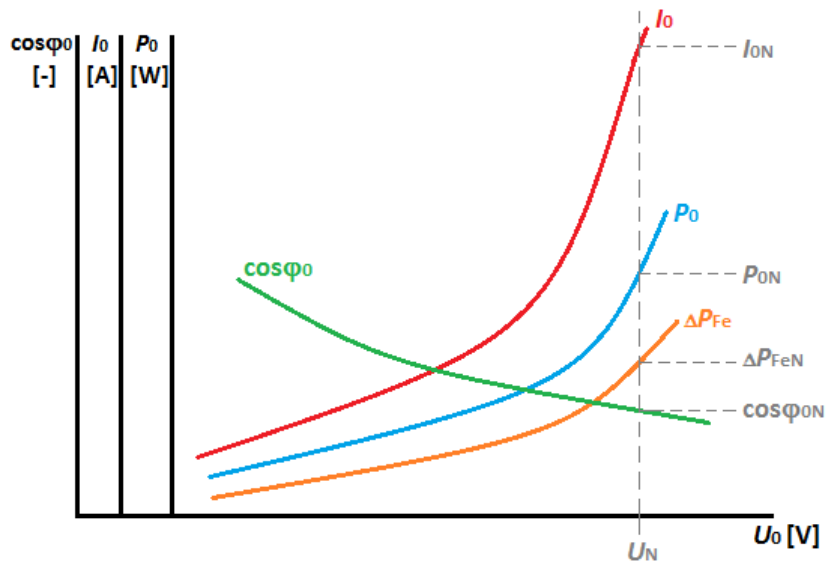


Obr. 36 Schéma měření transformátoru naprázdno

Postup měření je takový, že na regulačním zdroji nastavíme hodnotu $1,2U_N$ a napětí postupně snižujeme až na hodnotu $0,3U_N$. Pro každou hodnotu napětí odečítáme proud naprázdno I_0 a příkon naprázdno P_0 .

Na obr. 37 jsou vyneseny v závislosti na napětí veličiny, které ve stavu naprázdno měříme a posuzujeme. Pro všechny průběhy je vhodné určit pracovní bod, tedy určit velikost jednotlivých veličin pro jmenovité napětí U_N .

Při měření naprázdno určujeme ztráty v železe ΔP_{Fe} . Ty získáme tak, že od příkonu naprázdno P_0 odečteme ztráty Jouleovy ΔP_j (výpočet ztrát ΔP_j je uveden v kap. 5.1).



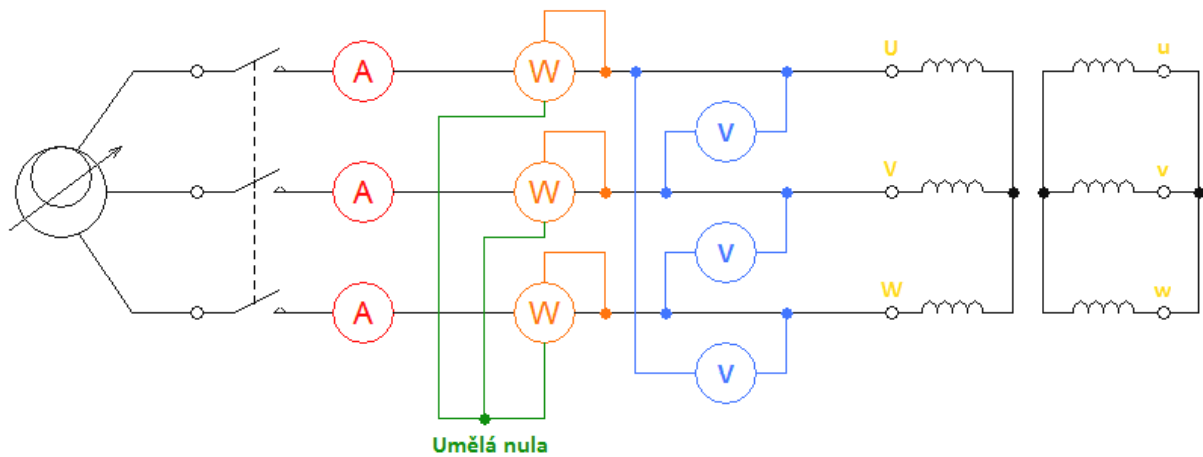
Obr. 37 Charakteristiky měření naprázdno

5.3 Měření transformátoru nakrátko

Účelem měření nakrátko je:

- určení ztrát v mědi (nakrátko) ΔP_k (příkon $P_k = \Delta P_k = \Delta P_j$)
- určení procentuálního napětí nakrátko $u_k\%$ a účinníku nakrátko $\cos \varphi_k$

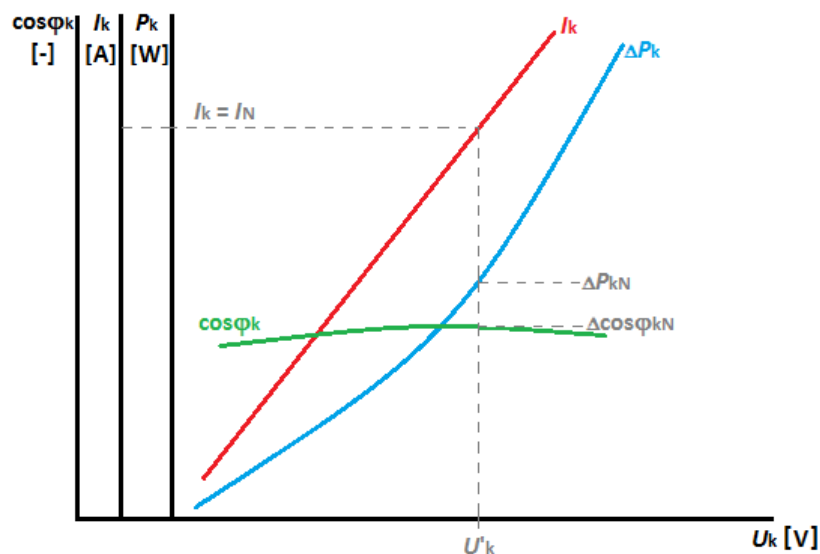
Transformátor napájíme sníženým napětím a měříme pro několik hodnot proudu $(1,2 \div 0,3)I_N$. Charakteristiky budou téměř lineární, proto postačí odečíst hodnoty napětí nakrátko U_k a příkonu nakrátko P_k pro přibližně 4 hodnoty proudu. Doporučuje se napájet vysokonapěťovou stranu transformátoru (strana nn je tedy spojena dokrátko).



Obr. 38 Schéma měření transformátoru nakrátko

Na obr. 39 jsou vyneseny v závislosti na napětí veličiny, které ve stavu nakrátko měříme a posuzujeme. Pro všechny průběhy je vhodné určit pracovní bod, tedy určit velikost jednotlivých veličin pro jmenovitý proud I_N .

Při měření nakrátko určujeme ztráty ve vinutí (Jouleovy) ΔP_j . V chodu nakrátko je veškerý příkon P_k roven právě ztrátám ΔP_j .



Obr. 39 Charakteristiky měření nakrátko

Na závěr je ještě nutné přepočítat proud I_k (roven proudu I_N) při sníženém napětí U_k na skutečný proud nakrátko I_{kN} , který by procházel vinutím motoru při plném jmenovitém napětí U_N . Lze použít jednoduchý přepočet

$$I_{kN} = I_k \cdot \frac{U_N}{U_k}$$

5.4 Měření hodinového čísla transformátoru

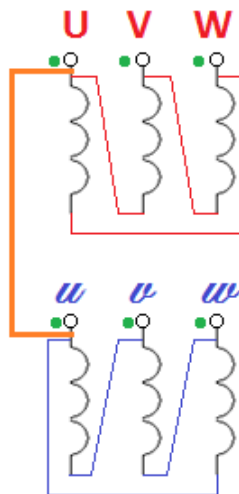
Spojení vinutí každého vyrobeného nebo opraveného transformátoru kontrolujeme proto, abychom si ověřili jeden ze štítkových údajů, který je důležitý pro paralelní chod transformátorů. U jednofázových transformátorů je to polarita vinutí, jejíž měření již bylo důkladně probráno v kapitole 4.2. U vícefázových transformátorů však samotná polarita vinutí nestačí na to, aby vyjádřila fázové posuvy mezi napětími různých fází primárního a sekundárního vinutí.

Jak již bylo uvedeno, hodinové číslo (hodinový úhel) je úhel mezi fázorem primárního napětí a fázorem sekundárního napětí té stejné fáze (buď obě napětí fázové anebo sdružené).

Spojení vinutí trojfázových transformátorů je možné určit několika způsoby. Nejjednodušším způsobem je kontrola hodinového úhlu voltmetrem.

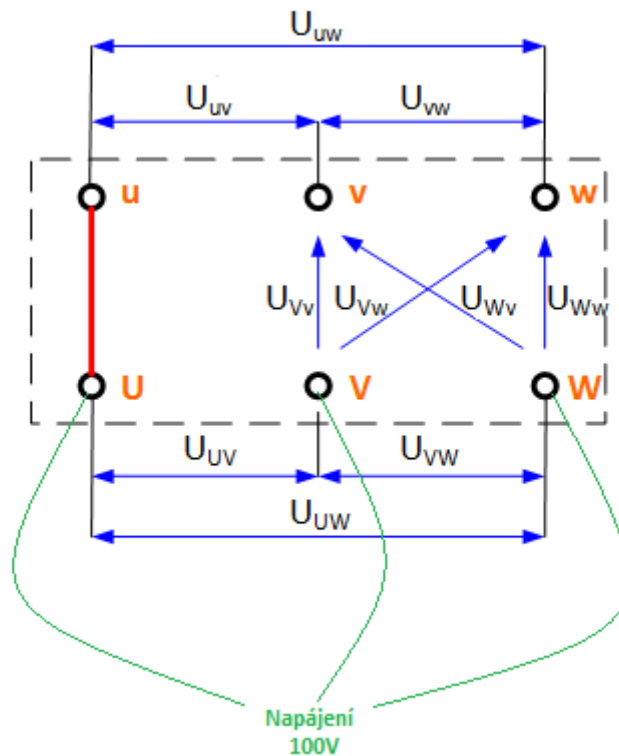
Postup při měření:

- Měřený transformátor napájíme sníženým trojfázovým napětím (např. 100V) na straně vyššího napětí transformátoru
- Dvě shodně označené svorky na straně vn a nn (např. **U**, **u**) jsou galvanicky spojené (obr. 40)
- Voltmetrem měříme všechna svorková napětí na straně vn i nn a všechna napětí mezi svorkami vn a nn a hodnoty zapisujeme do tabulky



Obr. 40 Princip měření hodinového čísla

Na obr. 41 je vyobrazeno měření přímo na svorkovnici transformátoru včetně naznačení všech napětí, která voltmetrem měříme.

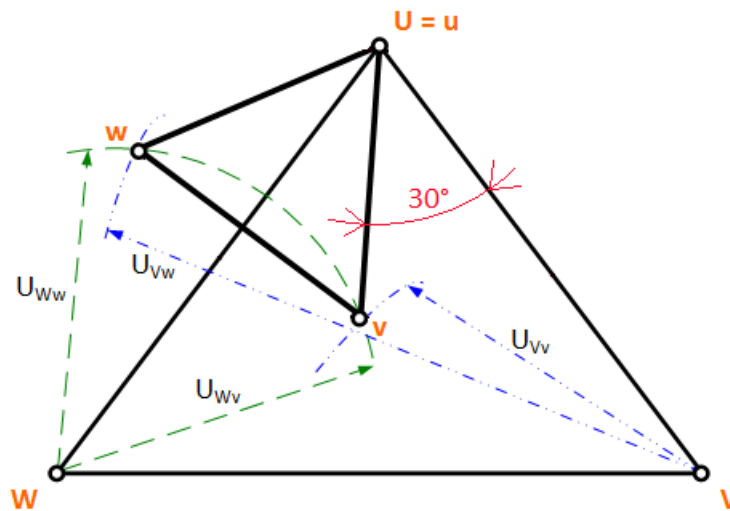


Obr. 41 Měření jednotlivých napětí mezi svorkami transformátoru

Po proměření všech napětí a zapsání jejich hodnot do tabulky je postup následující:

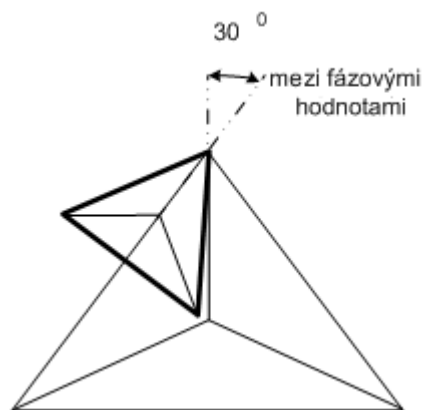
- Určíme si měřítko, ve kterém budeme kreslit (např. 1V = 10mm)
- Z naměřených hodnot v měřítku vyneseme (libovolně umístěný) trojúhelník, který je při souměrném napětí rovnostranný
- Vrcholy trojúhelníku označíme v pravotočivém sledu písmeny na svorkách vn, tedy **U, V, W**
- Protože svorka U má stejný potenciál jako svorka u (jsou galvanicky spojeny), platí pro vrchol nn trojúhelníku u, že **U = u**
- Zbývající vrcholy **v, w** trojúhelníku na straně nn získáme jako průsečíky kružnic opsaných z vrcholů **U, V, W** o poloměrech, které se rovnají napětím naměřených mezi hledanou svorkou nn a svorkami **U, V, W** na straně vn. Například vrchol **w** je průsečíkem kružnic **U_{vw}** a **U_{wv}**. Podobně získáme také vrchol **v** (konstrukce fázorového diagramu je naznačená na Obr. 42)

- Po vynesení obou trojúhelníků určíme hodinový úhel, který je svírán úsečkami UV a uv (úhel je měřený v našem případě ve směru hodinových ručiček, protože jsme zvolili pravotočivý systém)
- V našem případě je tedy posuv mezi trojúhelníky 30° . To odpovídá 1 hodině (hodinové číslo je tedy 1)



Obr. 42 Konstrukce fázorových trojúhelníků pro určení hodinového úhlu

Na obr. 43 je naznačen princip určení hodinového úhlu v případě zapojení Y.



Obr. 43 Princip možnosti určení hodinového čísla při zapojení Y

IV. ASYNCHRONNÍ STROJE

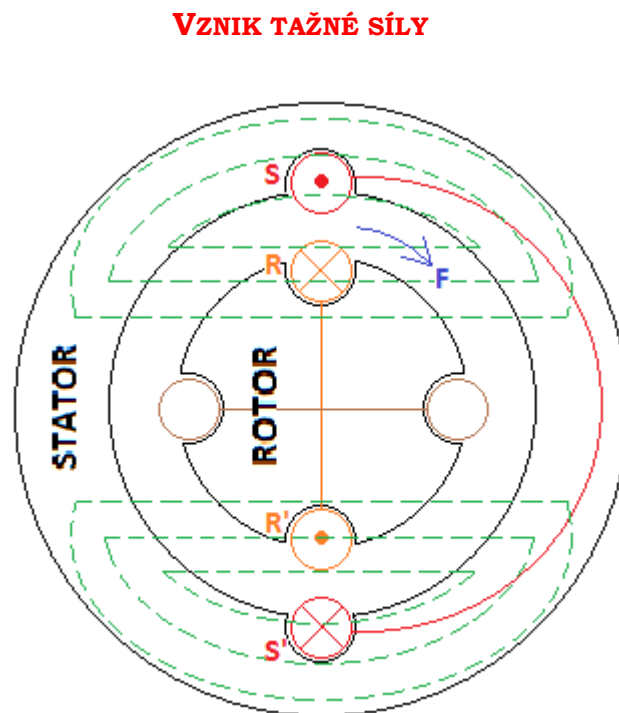
Asynchronní stroj je v podstatě transformátor, jehož sekundární vinutí je pohyblivé (rotor) a je spojeno dokrátka.

Pracuje na principu:

- 1) Faradayova (indukčního) zákona
- 2) Lorentzovy síly

1. Princip asynchronního stroje

Pro pochopení principu asynchronního stroje vyjdeme z principu vzniku tažné síly (Obr. 44).



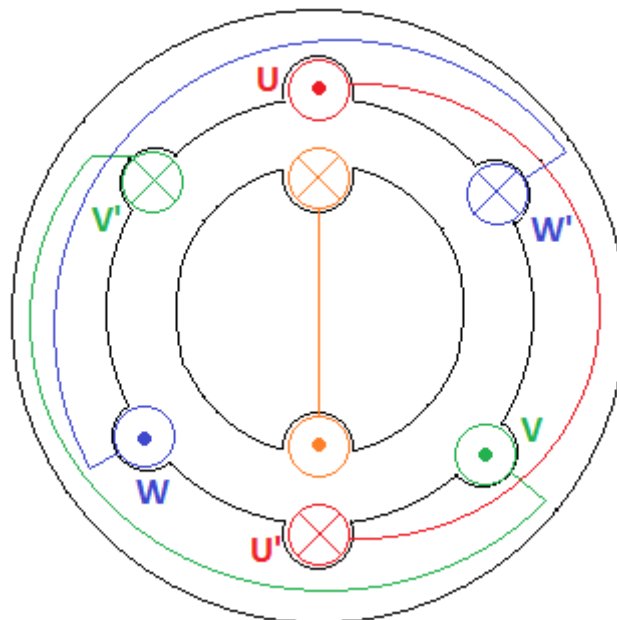
Obr. 44 Vznik tažné síly jednofázového vinutí

- Na statoru je umístěna jedna cívka **SS'** napájená střídavým elektrickým proudem
- Na rotoru je také umístěna jedna cívka **RR'** spojená nakrátko

- Statorová cívka vytvoří střídavé **magnetické pole** (naznačeno čárkovanou čarou napříč rotorem)
- Rotorová cívka se nachází v tomto magnetickém poli, a proto se do ní začne indukovat elektrické napětí a začne jí procházet elektrický proud
- Cívka se působením **síly F** vychýlí ze své polohy (**podle Lenzova zákona**) a zaujme kolmou polohu (tzv. mrtvou) vůči cívce **SS'** (naznačeno hnědou cívkou)
- Tím tedy přestane magnetické pole statoru procházet rotorovou cívkou a cívka se již nebude pohybovat

Abychom zajistili, že se rotor bude pohybovat dále ve směru síly F (že bude rotovat), musíme na stator umístit další cívky. Musíme tedy na stator umístit trojfázové vinutí (Obr. 45).

VZNIK TAŽNÉ SÍLY TROJFÁZOVÉHO VINUTÍ



Obr. 45 Vznik tažné síly trojfázového vinutí

- V nakresleném okamžiku prochází maximální elektrický proud cívkou **UU'** a rotorová cívka **RR'** se otočí doprava
- Dříve, než se dostane do mrtvé polohy (kolmo na cívku **UU'**), bude záporné maximum proudu v cívce **WW'** a magnetické pole této cívky otočí rotorovou cívku dále
- Pak ji uchopí magnetické pole cívky **VV'**, takže je rotor opět otočen doprava čímž vykoná celou jednu otáčku

Trojfázové statorové vinutí, napájené trojfázovou napěťovou soustavou, budí tzv. točivé magnetické pole, které se otáčí tzv. synchronními otáčkami n_s :

$n_s = \frac{f_1}{p} \left[s^{-1} \right]$ kde f_1 je frekvence napájecího napětí a p je počet pólových dvojic.

Pólová dvojice má jeden **S** severní a jeden **J** jižní pól. Například statorové vinutí na obr. 45 má jednu pólovou dvojici (nesmíme se nechat zmást tím, že na statoru jsou nakresleny všechny 3 fáze, počet pólů určujeme pro jednu fázi). Pokud máme stroj s $p=1$, jedná se o dvupólový stroj ($2p=2$). Stroj s $p=2$ je pak stroj čtyřpólový ($2p=4$), atd. Počet pólů v podstatě znamená, kolikrát opakovaně je trojfázové vinutí postupně rozloženo v drážkách statoru.

Častěji se otáčky vyjadřují v otáčkách za minutu (rovněž i na štítku motoru):

$$n_s = \frac{60 \cdot f_1}{p} \left[\text{min}^{-1} \right]$$

Rotor asynchronního motoru se neotáčí synchronní rychlostí (stejnou rychlostí jako magnetické pole statoru), avšak rychlostí nižší (asynchronní). Rozdíl mezi těmito rychlostmi je definován jako tzv. **skluz**:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{\omega_1 - \omega}{\omega_1} \left[- \right]$$

n_s - synchronní otáčky magnetického pole

ω_1 - elektrická úhlová rychlost magnetického pole statoru

n - otáčky rotoru

ω - elektrická úhlová rychlost rotoru

Vztah mezi elektrickou úhlovou rychlostí ω a otáčkami n je $\omega = \frac{\pi}{30} \cdot n$

Poznámka: V literatuře je možné se také setkat s vyjádřením rychlosti tzv. mechanickou úhlovou rychlostí Ω . Vztah mezi elektrickou úhlovou rychlostí ω a mechanickou úhlovou rychlostí Ω je $\Omega = \frac{\omega}{p}$. Je tedy zřejmé, že mechanická úhlová rychlost Ω zohledňuje počet pólových dvojic. Rovnost $\omega = \Omega$ tedy platí pouze za předpokladu, že budeme mít dvoupólový stroj ($p=1$).

Pro otáčky rotoru n můžeme psát vztah $n = n_s \cdot (1-s) = \frac{60 \cdot f_1}{p} \cdot (1-s)$. Tento vztah je nesmírně důležitý pro určení možných způsobů regulace otáček asynchronního motoru.

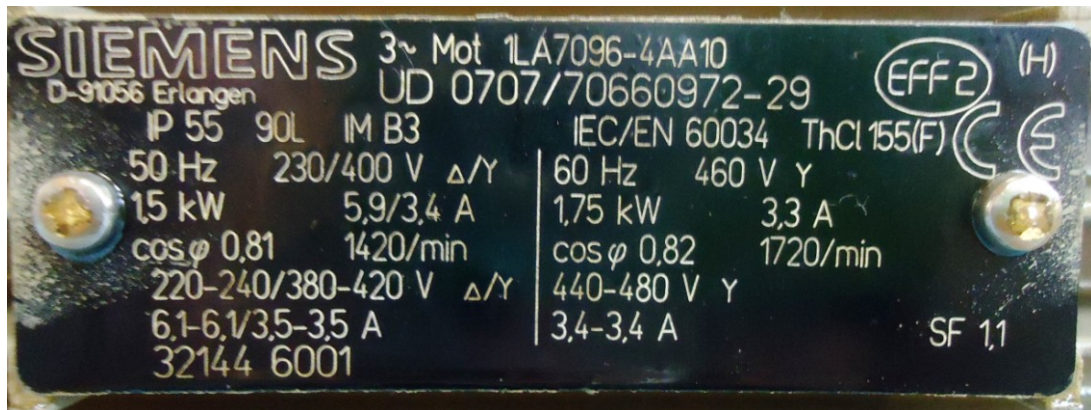
Závěrem je dobré zmínit, že se vzrůstajícím zatížením motoru roste skluz, zatímco ve stavu bez zatížení (naprázdno) je skluz motoru skoro nulový.

V tyčích rotoru se bude indukovat elektrické napětí o kmitočtu $f_2 = s \cdot f_1$.

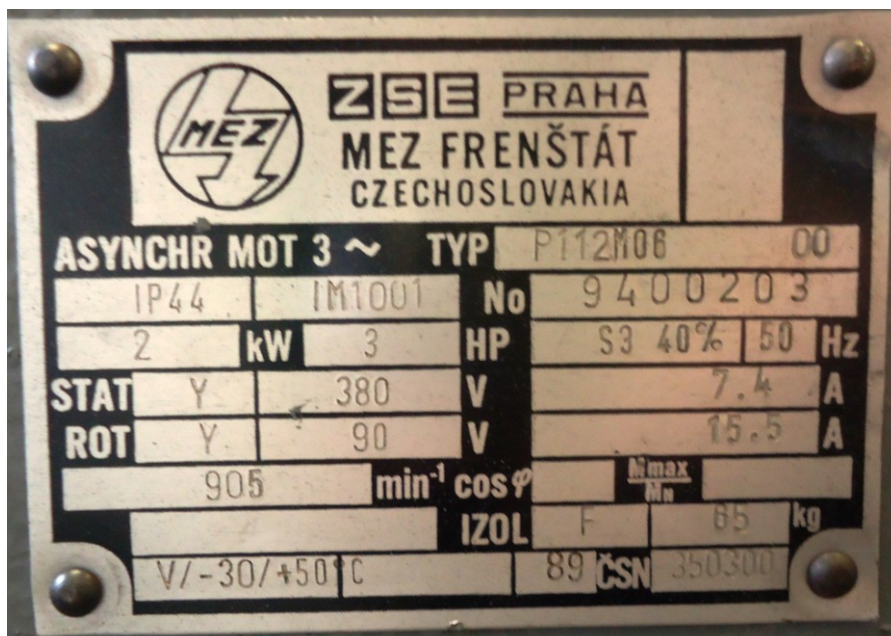
2. Štítek asynchronního stroje

- Druh proudu (3f nebo 1f)
- Jmenovitý výkon stroje (mechanický) [kW]
- Jmenovité statorové napětí [V]
- Jmenovitý statorový proud [A]
- Jmenovitý kmitočet [Hz]
- Jmenovité otáčky [min^{-1}]
- Jmenovitý účinník [-]
- Spojení statorového vinutí (Y, D, YY)
- Druh zatížení (např. S1 – tzv. trvalé zatížení)

- Tvar stroje IM
- Krytí stroje IP
- Druh chlazení IC
- Třída izolace vinutí (např. F – 155°C)

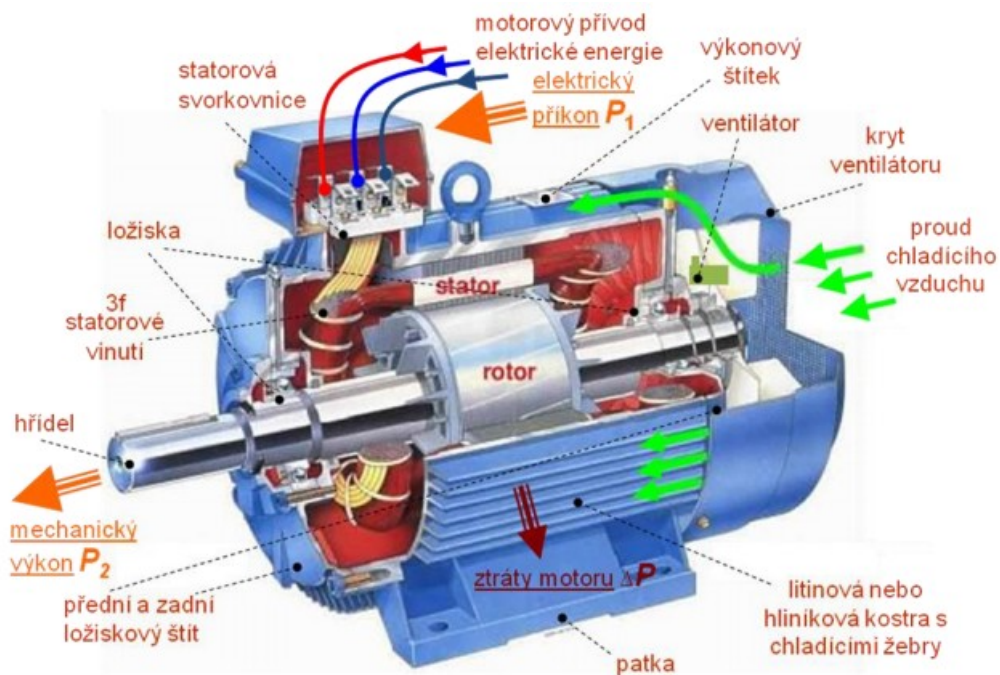


Obr. 46 Ukázka štítku asynchronního klecového motoru



Obr. 47 Ukázka štítku asynchronního kroužkového motoru

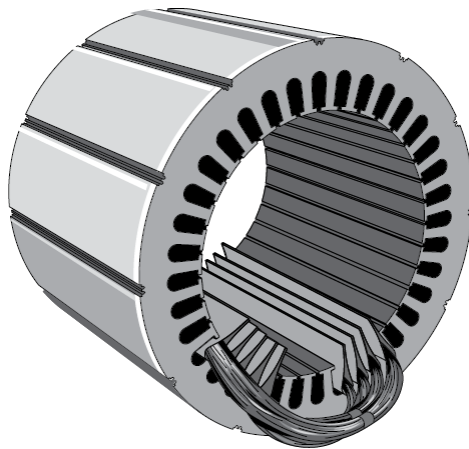
3. Konstrukce asynchronního stroje



Obr. 48 Řez trojfázovým asynchronním motorem v patkovém provedení

3.1 Stator asynchronního stroje

Stator je složen z plechů pro elektrotechniku ET (tzv. statorový svazek) a je po vnitřním obvodě vydrážkovaný. V drážkách je uloženo trojfázové statorové vinutí.

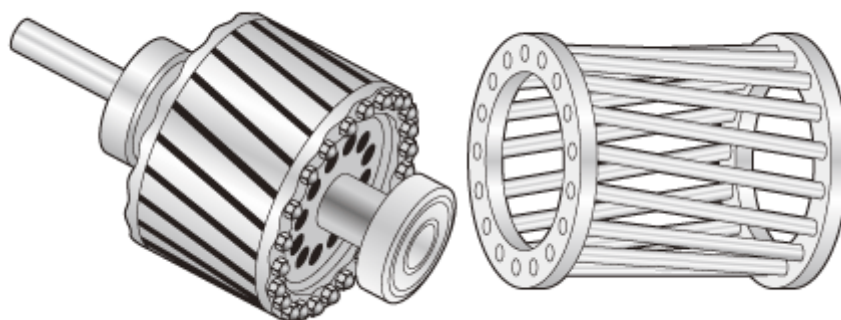


Obr. 49 Statorový svazek asynchronního stroje

3.2 Rotor asynchronního stroje

1) Klecový (motor s rotorem nakrátko)

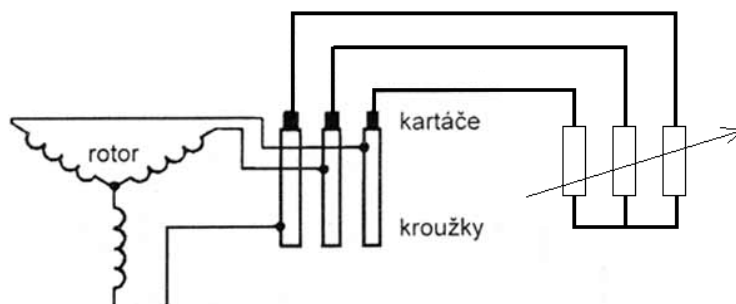
Rotorový svazek je drážkovaný a je umístěn (nalisovaný) na hřídel. Hliníkové vinutí je procesem vysokotlakého lití nastříkáno do drážek. Po obou stranách rotoru je vinutí spojeno kruhy nakrátko. Pokud bychom takto vytvořené hliníkové vinutí vyjmuli z rotorového svazku, připomínalo by nám klec (obr. 50). Proto se užívá termín klecový.



Obr. 50 Rotor asynchronního stroje a zobrazení samotného vinutí (klece)

2) Vinutý (kroužkový motor)

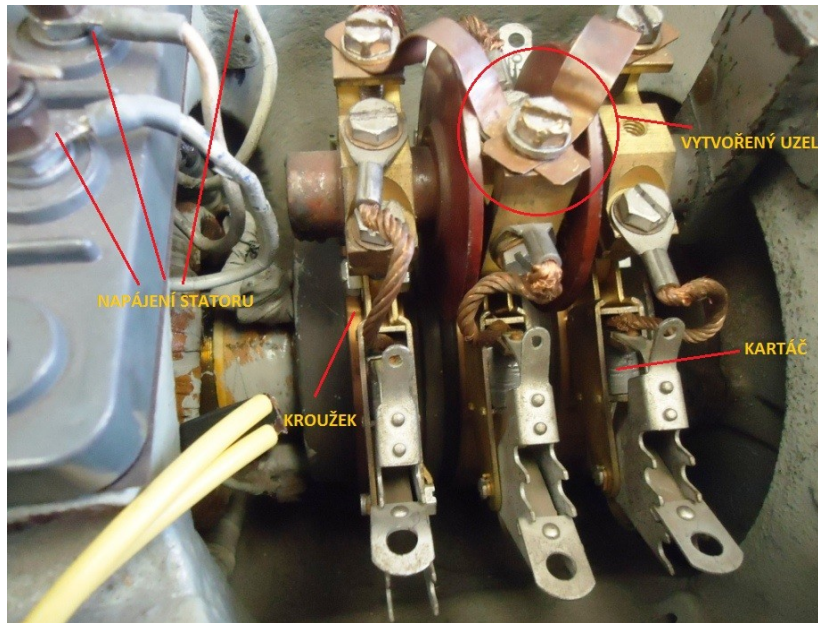
Rotorové vinutí je v podstatě stejné jako statorové vinutí. Konce vinutí jsou obvykle spojeny do uzlu (zapojení Y), začátky jsou přivedeny na 3 kroužky, na které doléhají kartáče. Z kartáčů jsou vyvedeny vodiče mimo motor a jsou připojeny na spouštěcí (regulační) odporů. Principiální schéma je na obr. 51.



Obr. 51 Princip kroužkového motoru

Na obr. 52 je vyobrazen přímo detail sběracího mechanismu kroužkového motoru. V případě obr. 52 je možné si povšimnout, že

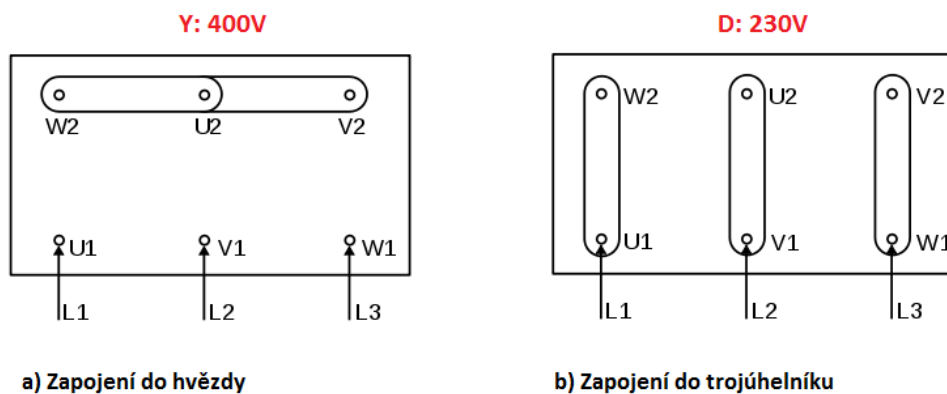
rotorové vinutí není z kartáčů vyvedeno na spouštěcí odporůky vně motoru, ale je pomocí měděných plíšků přímo na kartáčích spojeno nakrátko (do uzlu). V takovém případě se tedy neuplatňuje spouštění přes spouštěcí odporůky (jak o tom bude pojednáno v kapitole o spouštění motorů) a motor je spouštěn jako klasický motor nakrátko.



Obr. 52 Detail sběracího mechanismu kroužkového motoru

4. Svorkovnice asynchronního stroje

Pokud je na svorkovnici motoru vyvedeno všech 6 vývodů vinutí, můžeme motor zapojit (podle napájecího napětí, jaké máme k dispozici) buďto do hvězdy, nebo do trojúhelníku (Obr. 53).



Obr. 53 Způsoby zapojení svorkovnice asynchronního motoru

Mějme k dispozici motor: a) Y/D 690V/400V

b) Y/D 400V/230V

Dále máme k dispozici nejčastěji užívanou nn rozvodnou soustavu:

3x400V/230V

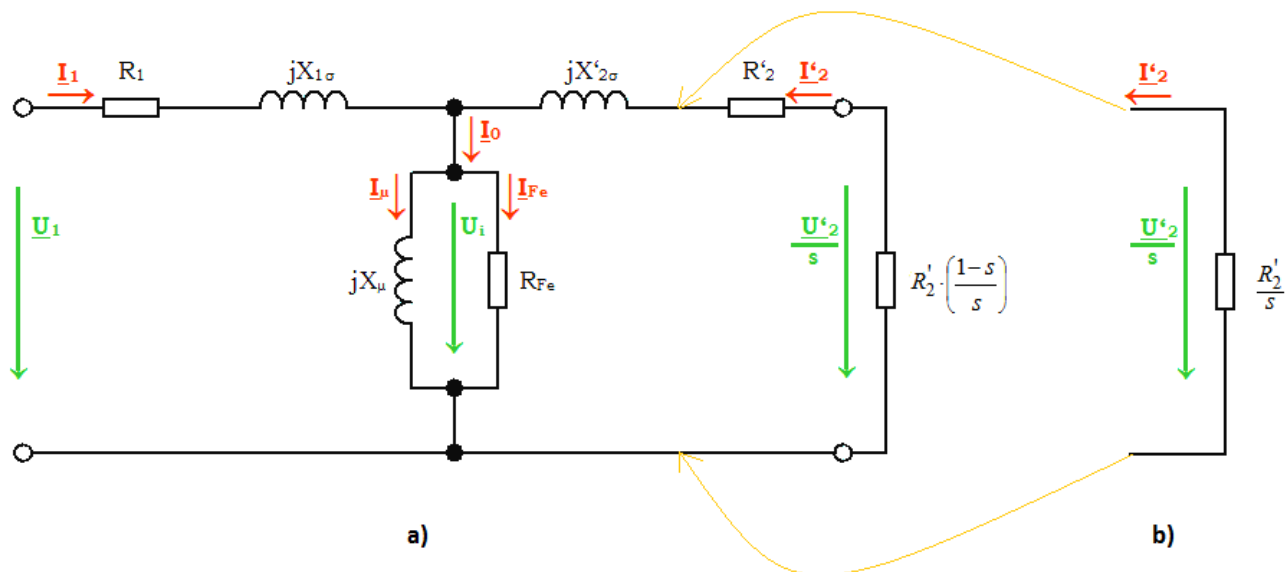
!! V této rozvodné síti můžeme motor a) provozovat pouze v zapojení D

!! V této rozvodné síti můžeme motor b) provozovat pouze v zapojení Y

5. Náhradní schéma asynchronního stroje

Odvození náhradního schématu asynchronního stroje vychází z náhradního schématu transformátoru. Jsou zde však jisté rozdíly:

- Ve statoru a rotoru jsou proudy odlišných kmitočtů ($f_2 = sf_1$)
- Počet fází statoru je $m_1=3$, ale počet fází rotoru $m_2=2$ platí pouze pro kroužkové stroje. U klecového stroje je počet fází rotoru $m_2>3$ (každá tyč klece představuje jednu fázi)
- Existuje vzduchová mezera. V důsledku toho je magnetický odpor (reluktance) větší a tím je vyšší i magnetizační proud I_μ . Proto většinou nelze zanedbávat příčnou větev – např. pro stav nakrátko



Obr. 54 Náhradní schéma 1 fáze asynchronního stroje

Na obr. 54 je uvedeno náhradní schéma jedné fáze asynchronního stroje. V případě obr. 54 **a)** se jedná o kompletní schéma, na jehož sekundární straně (strana rotoru) jsou odporem R'_2 reprezentovány ztráty ve vinutí rotoru a odpor $R'_2 \cdot \left(\frac{1-s}{s}\right)$ reprezentuje zátěž stroje. V případě obr. 54 **b)** jsou oba tyto odpory pro jednoduchost zahrnuty v jednom $\frac{R'_2}{s}$. Pro odvození fázorového diagramu a napěťových rovnic vyjdeme z obr. 54 b).

Napěťové rovnice pro náhradní schéma:

$$\underline{U}_1 = R_1 \cdot \underline{I}_1 + jX_{1\sigma} \cdot \underline{I}_1 + U_i = R_1 \cdot \underline{I}_1 + jX_{1\sigma} \cdot \underline{I}_1 + jX_\mu \cdot (\underline{I}_1 + \underline{I}'_2)$$

$$\frac{\underline{U}'_2}{s} = R'_2 \cdot \underline{I}'_2 + jX'_{2\sigma} \cdot \underline{I}'_2 + U_i = R'_2 \cdot \underline{I}'_2 + jX'_{2\sigma} \cdot \underline{I}'_2 + jX_\mu \cdot (\underline{I}_1 + \underline{I}'_2)$$

pro rozptylové a magnetizační reaktanci můžeme napsat:

$$X_1 = X_{1\sigma} + X_\mu$$

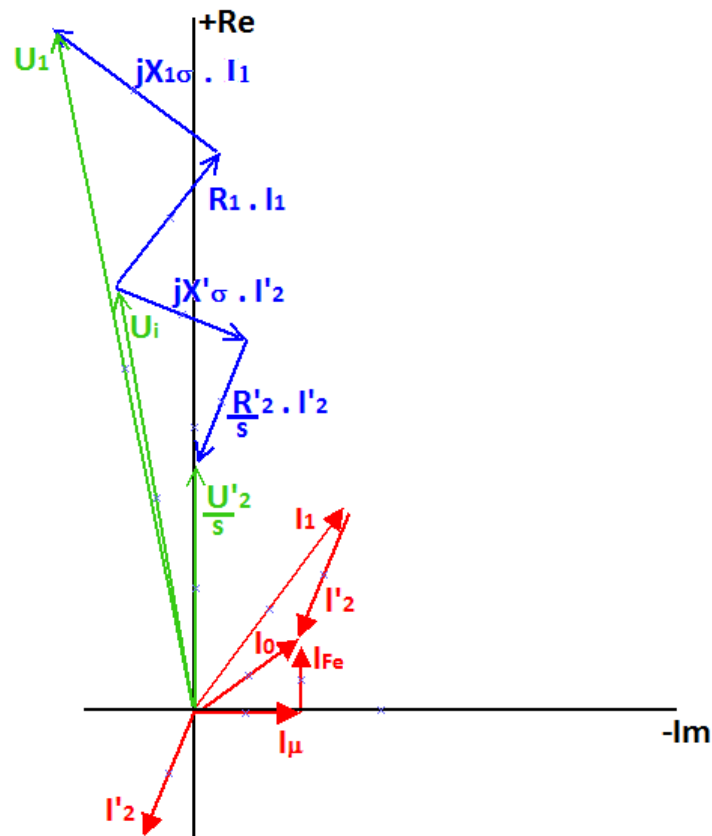
$$X'_2 = X'_{2\sigma} + X_\mu$$

po úpravě je tedy možné pro napěťové rovnice pro náhradní schéma psát:

$$\underline{U}_1 = (R_1 + jX_1) \cdot \underline{I}_1 + jX_\mu \cdot \underline{I}'_2$$

$$\frac{\underline{U}'_2}{s} = jX_\mu \cdot \underline{I}_1 + (R'_2 + jX'_2) \cdot \underline{I}'_2$$

Těmto rovnicím odpovídá fázorový diagram transformátoru (obr. 55).



Obr. 55 Fázorový diagram zatíženého asynchronního stroje

Poznámka: Uvedené napěťové rovnice a fázorový diagram odpovídají kroužkovému asynchronnímu motoru, protože užíváme pro rotorový obvod

člen $\frac{U'_2}{s}$. U klecových asynchronních motorů je rotor spojen dokrátka, takže

$U'_2 = 0$. Člen $\frac{U'_2}{s}$ bychom tedy v rovnicích museli nahradit nulou. Tím by se

změnil i vzhled fázorového diagramu – fázor $\frac{U'_2}{s}$ je nulový.

6. Moment a momentová charakteristika asynchronního stroje

6.1 Moment asynchronního stroje

Pro definování momentu asynchronního stroje můžeme jednoduše vyjít z následující úvahy:

$$\begin{aligned} M &= F \cdot r \text{ konst.} \\ F &= B \cdot l \cdot I \text{ konst.} \\ B &= \frac{\Phi}{S} \text{ konst.} \end{aligned}$$

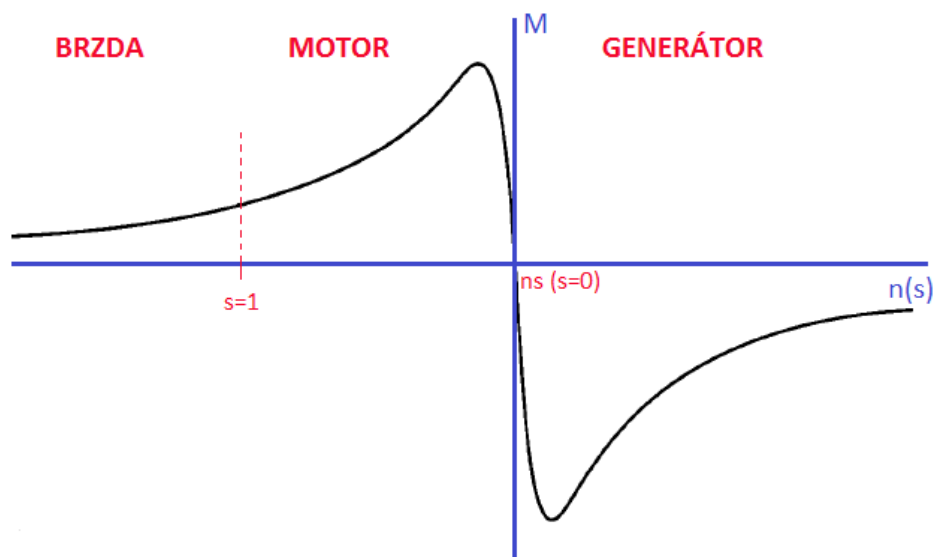
$$M \approx \Phi \cdot I_2$$

Je tedy zřejmé, že moment motoru M je úměrný součinu magnetického toku Φ a proudu rotoru I_2 . Mechanický moment je dále definován jako $M = \frac{P}{\omega}$, kde P je mechanický výkon a ω je úhlová rychlost. Tok Φ je závislý na napětí U a rovněž I_2 je závislý na U , a proto platí, že $M \cong U^2$.

6.2 Momentová charakteristika asynchronního stroje

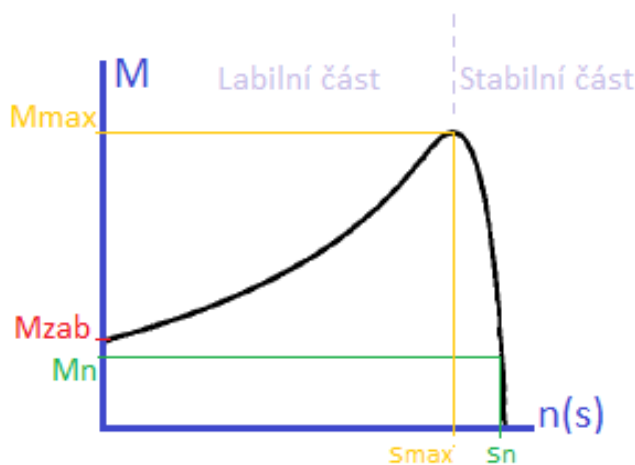
Průběh celé momentové charakteristiky asynchronního stroje je uveden na obr. 56. Z charakteristiky je patrné, že asynchronní stroj pracuje v třech provozních režimech:

- Režim brzdy – skluz s je větší než 1. Rotor se točí proti směru otáčení magnetického pole statoru ($s = \frac{n_s + n}{n_s}$)
- Motorický režim – provoz v rozsahu skluz $s = 1$ (otáčky $n = 0$) až skluz $s = 0$ (otáčky $n = n_s$)
- Generátorický režim – rotor se točí otáčkami vyššími, než jsou otáčky synchronní n_s



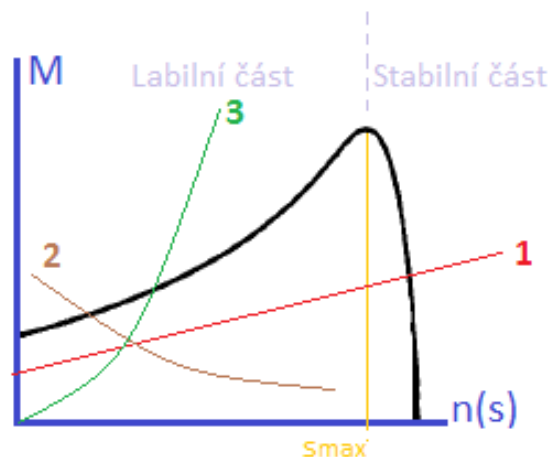
Obr. 56 Momentová charakteristika asynchronního stroje

Na obr. 57 je uvedena momentová charakteristika asynchronního stroje v motorickém režimu, včetně vyobrazení všech důležitých veličin momentové charakteristiky.



Obr. 57 Momentová charakteristika asynchronního motoru

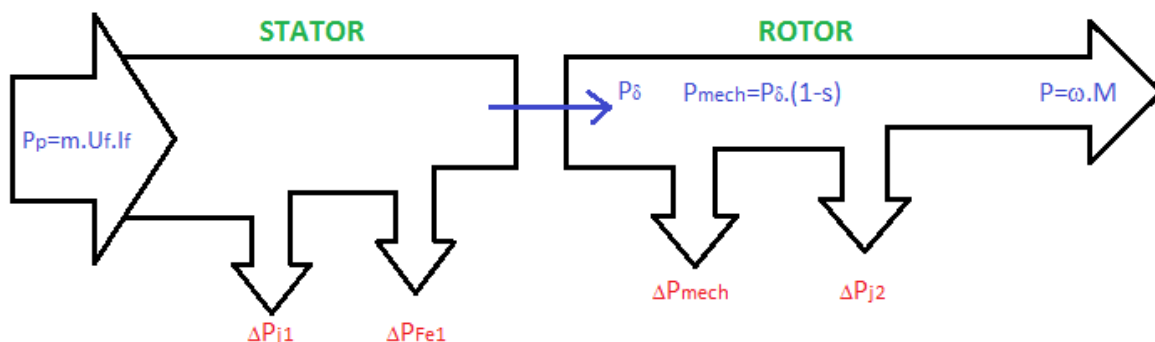
Z obr. 57 je patrné, že momentová charakteristika má větev stabilní a větev labilní. Po spuštění asynchronního motoru se zvětšuje jeho moment M a otáčky n rostou. Po dosažení maximálního momentu M_{\max} a při stoupajících otáčkách n moment motoru M opět klesá, a to teoreticky až do nuly při synchronních otáčkách n_s .



Obr. 58 Průběh momentové charakteristiky a zátěžných momentů

Na obr. 58 jsou do průběhu momentu motoru vyneseny tři charakteristiky pro průběh různých zátěžných momentů (protimomentů). Asynchronní motor musí při práci vyvinout takový moment, aby překonal tento protimoment M_p . U charakteristiky číslo 1 je při rozběhu velikost protimomentu M_p menší než M_{zab} ($M_p < M_{zab}$). Asynchronní motor by se bez problémů rozběhl a poháněl zařízení se zátěžným momentem podle křivky 1 ve své stabilní části (motor by vyvíjel moment a otáčky určené průsečíkem momentové charakteristiky motoru a křivky 1). V případě zátěže s momentem podle křivky 2 by se motor ani nerozběhl ($M_p > M_{zab}$). V případě zátěže podle křivky 3 (tzv. kvadratická charakteristika) by se sice motor s takovou zátěží rozběhl, ale podle průsečíku by pracoval v labilní části charakteristiky. Při práci motoru v této části charakteristiky jsou proudy statoru i rotoru několikanásobně větší než jmenovité, a proto není možný trvalý provoz.

7. Energetická bilance asynchronního motoru



Obr. 59 Energetická bilance asynchronního motoru

$$P_{\delta} = P_p - \Delta P_{j1} - \Delta P_{Fel} \quad \text{Přenášený výkon do rotoru}$$

$$P_{\delta} = P + \Delta P_{j2} + \Delta P_{mech} \quad \text{Přenesený výkon na hřídeli rotoru}$$

V okamžiku, kdy nejsou ještě uvažovány ztráty ve vinutí rotoru, je možné pro přenášený mechanický výkon na hřídeli psát $P_{mech} = P_{\delta} \cdot (1-s)$.

Jednotlivé ztráty již byly probrány, lze pro ně psát:

$$\begin{aligned} \Delta P_{j1} &= m_1 \cdot R_1 \cdot I_1^2 \\ \Delta P_{j2} &= m_1 \cdot R_2' \cdot I_2'^2 \\ \Delta P_{Fel} &= \Delta P_{FeH} + \Delta P_{FeV} \\ \Delta P_{mech} &\approx n^2 \end{aligned}$$

8. Spouštění asynchronních motorů

V okamžiku připojení motoru k síti je motor ve stavu nakrátko. Motorem tedy v tomto okamžiku protéká záběrný proud I_{zab} (záběrný proud je roven proudu nakrátko, tedy $I_{zab} = I_k$), omezený při jmenovitém napětí U_N pouze impedancí motoru nakrátko Z_k , tedy: $I_{zab} = \frac{U_1}{Z_k}$

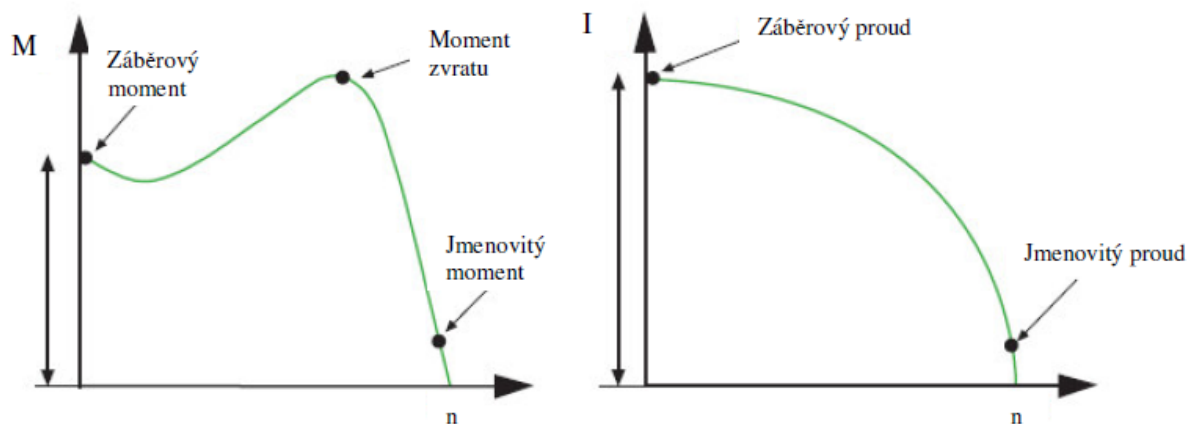
Z uvedeného vztahu tedy vyplývá, že záběrný proud I_{zab} je možné zmenšit buďto snížením napájecího napětí U_1 , nebo zvětšením impedance motoru Z_k (to je možné pouze u kroužkových motorů).

Velikost záběrného proudu I_{zab} dosahuje přibližně 3-7 násobku jmenovitého proudu I_N .

8.1 Spouštění přímým připojením na napájecí síť

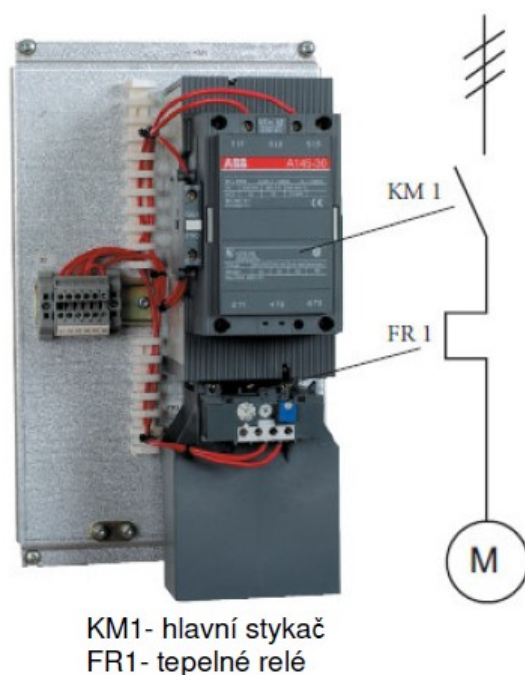
Uvádí se, že na síti nízkého napětí je možné přímo spouštět motory pouze do výkonu 3kW. Je však dobré mít na paměti, že o vhodnosti přímého připojení motoru daného výkonu na síť vždy rozhodují parametry sítě. Pakliže tedy máme k dispozici dostatečně tvrdou síť (kupříkladu

v elektrárně), je možné spouštět přímým připojením na síť motory o výkonech i megawattů. Na obr. 60 je průběh momentu a proudu během rozběhu.

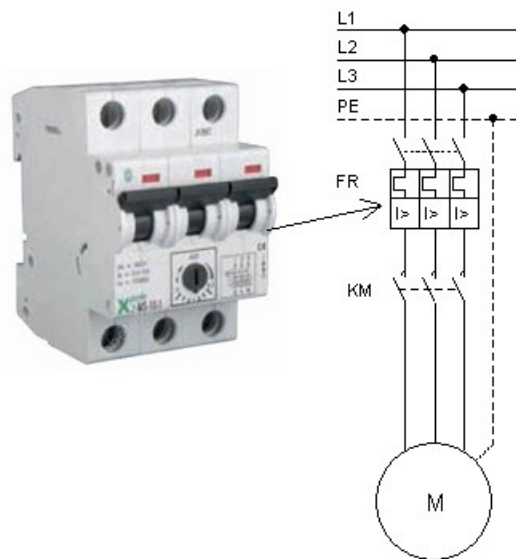


Obr. 60 Průběh momentu a proudu asynchronního motoru během přímého rozběhu

Motory mohou být spouštěny stykačem s tepelným relé (Obr. 61), nebo kombinací stykače a motorového spouštěče (Obr. 62).



Obr. 61 Spouštění asynchronního motoru stykačem



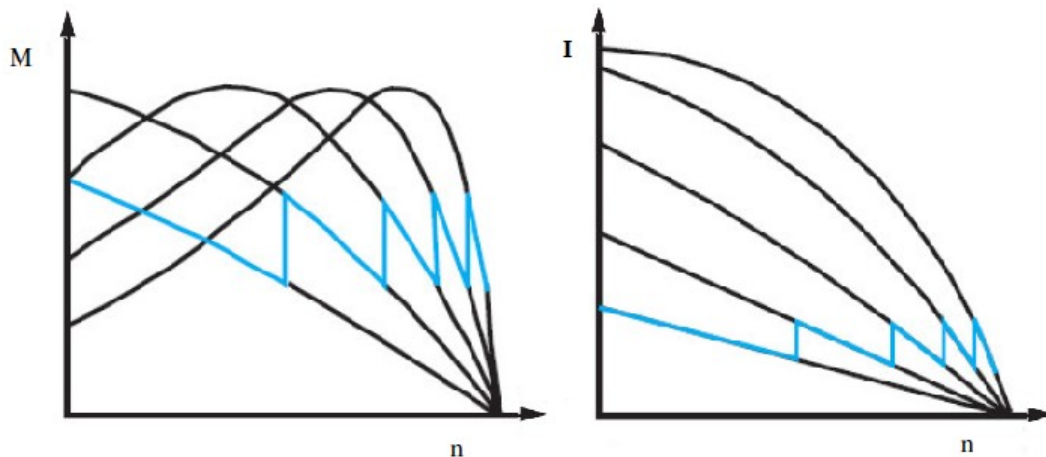
Obr. 62 Spouštění asynchronního motoru přes motorový spouštěč

Výhodou motorového spouštěče je, že je obvykle vybaven ochranou proti přetížení, zkratu a výpadku fáze. Mají tepelnou spoušť pro ochranu vinutí motorů (nadproudová ochrana) a elektromagnetickou spoušť (zkratová ochrana).

8.2 Spouštění změnou odporu rotoru (impedance motoru)

- Spouští se zařazeným spouštěcím rezistorem v obvodu rotoru
- Při spouštění se rezistor postupně buď plynule, nebo stupňovitě vyřazuje, až se nakonec vinutí rotoru spojí dokrátka
- Jednotlivé stupně by měly tvořit geometrickou posloupnost (R_{2v} , qR_{2v} , q^2R_{2v} , q^3R_{2v} , ..., $q^nR_{2v} = R_2$)

Tento způsob spouštění je možný pouze u kroužkových motorů. Na obr. 63 je průběh momentu a proudu během rozběhu.



Obr. 63 Průběh momentu a proudu asynchronního motoru během rozběhu změnou odporu ve vinutí rotoru

8.3 Spouštění se sníženým napětím

Je možné pouze v případě, kdy se při spouštění nepožaduje plný záběrný moment motoru. Velikost sníženého momentu lze určit následovně:

$$M'_{zab} = M_{zab} \cdot \left(\frac{U'}{U_N} \right)^2 = M_{zab} \cdot \left(\frac{I'}{I_N} \right)^2$$

kde veličiny označené čárkou jsou veličiny snížené.

8.4 Spouštění přepínačem Y/D

- Motor musí být pro jmenovité provozní napětí zapojen do D (motor se štítkem Y/D 690V/400V)
- Při spouštění je vinutí zapojeno do hvězdy, fázové napětí se tedy při spouštění zmenší $\sqrt{3}$ krát

Pro zjištění, jak moc tímto přepnutím snížíme záběrný proud, vyjdeme z definice fázového proudu a jmenovité impedance $I_f = \frac{U_f}{Z_N}$. Nás pochopitelně zajímají proudy síťové (sdružené), a proto si tento fázový proud upravíme na proud síťový pro zapojení do Y a pro zapojení do D:

Zapojení Y:

Pro proud platí: $I_f = I_s$

Pro napětí platí: $U_f = \frac{U_s}{\sqrt{3}}$

Pro síťový proud v zapojení Y tedy platí $I_s = \frac{U_s}{\sqrt{3} \cdot Z_N}$

Zapojení D:

Pro proud platí: $I_f = \frac{I_s}{\sqrt{3}}$

Pro napětí platí: $U_f = U_s$

Pro síťový proud v zapojení D tedy platí $I_s = \frac{\sqrt{3} \cdot U_s}{Z_N}$

Poměr síťového proudu v Y a síťového proudu v D:

$$\frac{I_Y}{I_D} = \frac{\frac{U_s}{\sqrt{3} \cdot Z_N}}{\frac{\sqrt{3} \cdot U_s}{Z_N}} = \frac{U_s}{\sqrt{3} \cdot Z_N} \cdot \frac{Z_N}{\sqrt{3} \cdot U_s} = \frac{1}{\sqrt{3} \cdot \sqrt{3}} = \frac{1}{3}$$

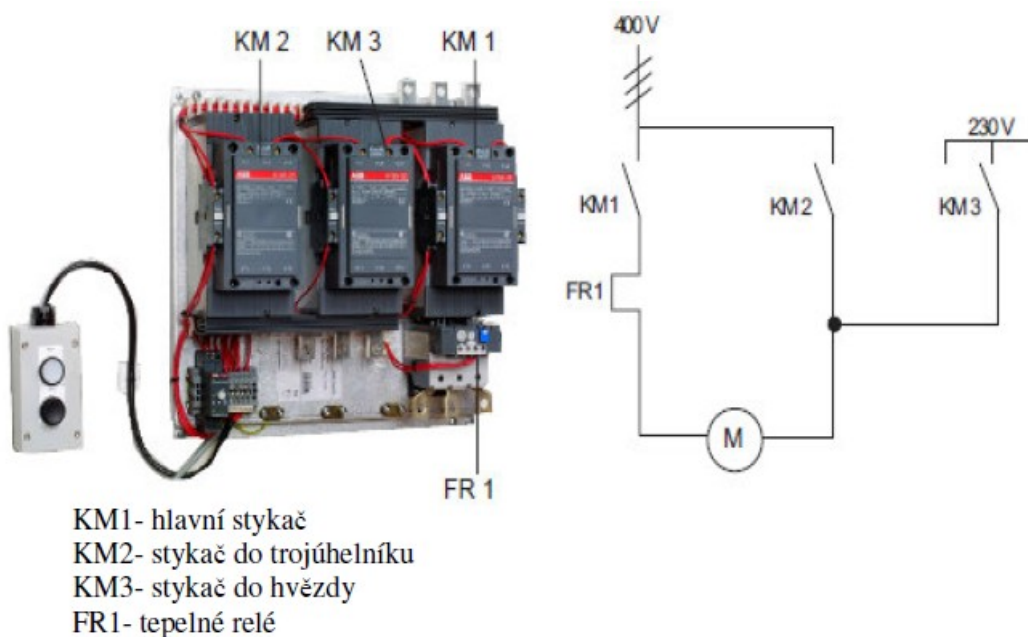
Velikost momentu motoru při rozběhu v Y (před přepnutím do D):

$$\frac{U_D}{U_Y} = \frac{400}{690} = \frac{1}{\sqrt{3}} \rightarrow M \cong U^2 \Rightarrow M \cong \left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2 \rightarrow M = \frac{1}{3}$$

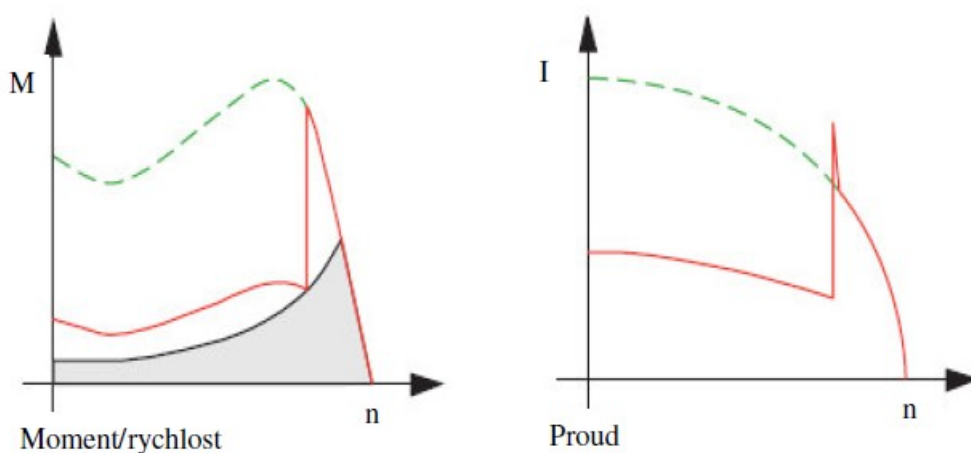
Z těchto odvození je možné učinit závěr, že použitím přepínače Y/D snížíme při rozběhu napětí o $\sqrt{3}$ a záběrný proud I_{zab} tím poklesne na jednu třetinu. Bohužel rovněž i záběrný moment M_{zab} poklesne na jednu třetinu. Z důvodu takto sníženého momentu je možné tuto metodu použít pouze pro lehké starty motorů (jen částečné zatížení). K samotnému přepnutí z Y do D

obvykle dochází ve chvíli, kdy motor při rozběhu dosáhne jmenovitých otáček n_N . Přepnutí trvá cca 0,5s a je doprovázeno proudovou i momentovou špičkou. Hodnota proudové špičky může dosahovat i velikosti záběrného proudu I_{zab} při přímém spouštění.

Tento způsob spouštění je realizován pomocí tří stykačů, mechanického blokování, časovače přepnutí Y/D a tepelného relé (Obr. 64). Na obr. 65 je průběh momentu a proudu během rozběhu.



Obr. 64 Zapojení asynchronního motoru s přepínačem Y/D

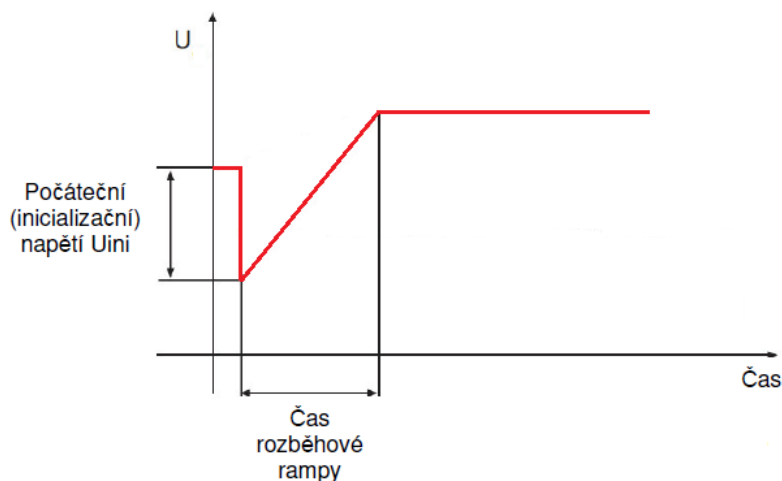


Obr. 65 Průběh momentu a proudu asynchronního motoru během rozběhu pomocí přepínače Y/D

8.5 Spouštění softstartérem

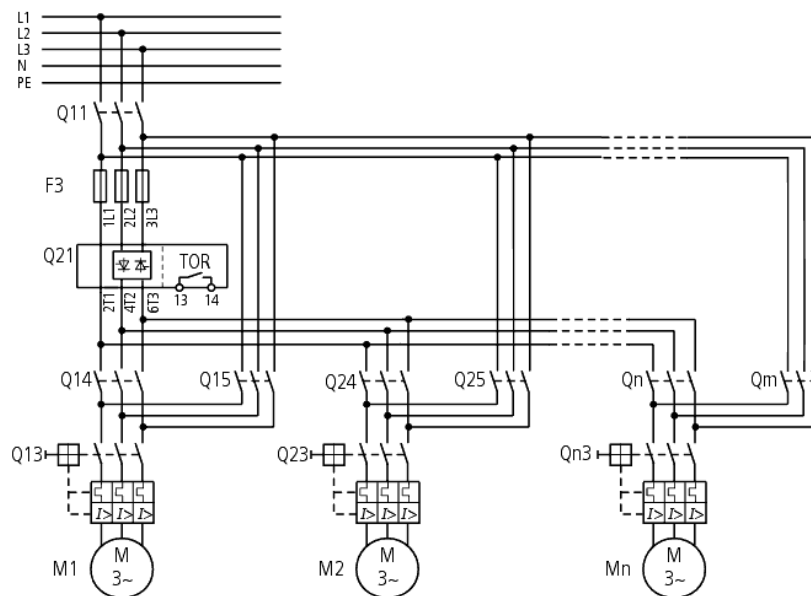
- Softstartér (jedná se o dva antiparalelně zapojené tyristory) umožňuje plynulý rozběh asynchronního motoru
- Je vybaven tzv. rozběhovou rampou – softstartér postupně zvyšuje výstupní napětí po zvolené napěťové rozběhové rampě
- Disponuje rovněž tzv. doběhovou rampou – při pokynu k zastavení softstartér postupně po zvolené rampě snižuje výstupní napětí
- Je možné realizovat i brzdění (DC proudem)

Problémem je, že z důvodu postupného růstu napětí od nuly, je ve chvíli rozběhu tedy i moment nulový. V takovém případě by motor musel být tedy spuštěn ve stavu naprázdno a pak teprve zatížen zatěžovacím momentem (aby se byl schopen rozběhnout). Tento nedostatek odstraňuje možnost nastavení tzv. počátečního (inicializačního) napětí (tzv. kickstart). Jeho princip je zobrazen na obr. 66. Softstartér nejprve přivede na svorky motoru dostatečně velké napětí U_{ini} (inicializační napětí) pro vytvoření dostatečně velkého záběrného momentu M_{zab} , díky kterému se rotor „utrhne“ z klidu a roztočí se. Poté softstartér napětí opět omezí a dále jej pouští po nastavené rozběhové rampě až do plného napětí.



Obr. 66 Rozběh po napěťové rampě s využitím tzv. kickstartu

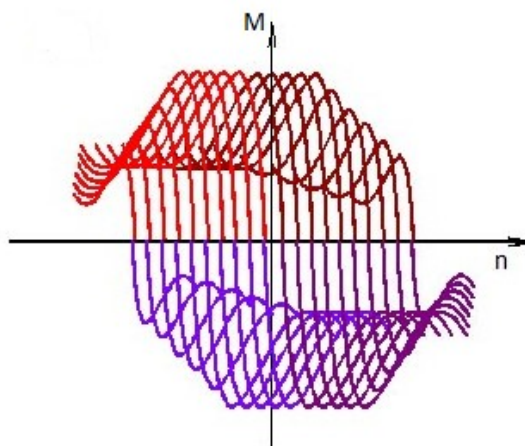
Další v praxi často využívanou výhodou softstartéru je možnost užití jednoho softstartéru pro postupný rozběh více asynchronních motorů (kupříkladu u linky). Tento princip je naznačen na obr. 67. Motor je nejprve spuštěn přes softstartér. Po dokončení rozběhu je pomocí stykače motor přemostěn (tzv. by-pass) a dále je již napájen přímo ze sítě. Softstartér poté spouští další motor.



Obr. 67 Softstartér s kaskádou asynchronních motorů

8.6 Spouštění měničem frekvence

Použití měničů frekvence je vhodné v případě, kdy nepotřebujeme asynchronní motor pouze rozběhnout, ale rovněž potřebujeme regulovat jeho otáčky (což předchozí způsoby včetně softstartéru neumožňují). Na obr. 68 je průběh momentové charakteristiky při rozběhu s měničem frekvence. Rozběh je realizován postupným zvyšováním výstupní frekvence. Z obr. 68 je tedy patrné, že už během rozběhu (při nízkých otáčkách) vyvíjí motor dostatečný moment. Je tedy možné spouštět motory s již připojenou zátěží.



Obr. 68 Momentové charakteristiky při rozběhu s měničem frekvence

9. Regulace otáček asynchronních motorů

Pro určení všech možností regulace otáček asynchronního motoru vyjdeme z definice otáček rotoru:

$$n = n_s \cdot (1-s) = \frac{60 \cdot f_1}{p} \cdot (1-s)$$

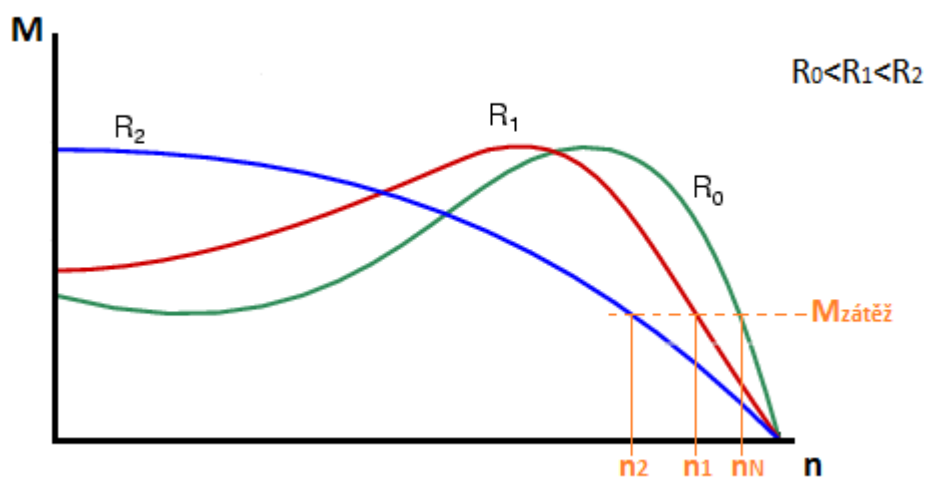
Z této rovnice je zřejmé, že otáčky motoru lze regulovat:

- Změnou skluzu
- Změnou počtu pólů
- Změnou statorového kmitočtu

9.1 Řízení otáček změnou skluzu

Změna skluzu se provádí dvěma možnými způsoby:

1. Změnou odporu v rotorovém obvodu



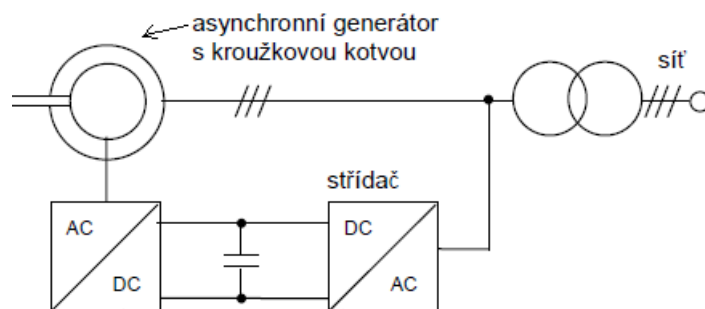
Obr. 69 Vliv změny odporu rotoru na otáčky motoru

- Zařazováním odporu R do rotorového obvodu se momentová charakteristika „pokládá“, tedy změkčuje se (Obr. 69)

- Nastavená rychlost přísluší vždy jen určitému momentu ($M_{zátěž}$), protože při $M = 0$ jsou $n = n_s$, tedy při chodu naprázdno nelze otáčky regulovat
- Jedná se o značně nevhodný způsob regulace (energie se maří v odpornících)
- Otáčky motoru lze odporem v rotoru pouze snižovat pod otáčky n_s

2. Přivedením protinapětí do rotorového obvodu

- Kaskádní zapojení asynchronního motoru – skluzový elektrický výkon se vrací zpět do sítě. Rotor je tedy napájen přes měnič frekvence ze sítě (obr. 70)
- Odstraňuje nedostatek předešlého způsobu – tedy nevhodnost
- Otáčky lze zvyšovat nejen pod hodnotu n_s (tzv. podsynchronní kaskáda), ale i nad hodnotu n_s (tzv. nadsynchronní kaskáda)



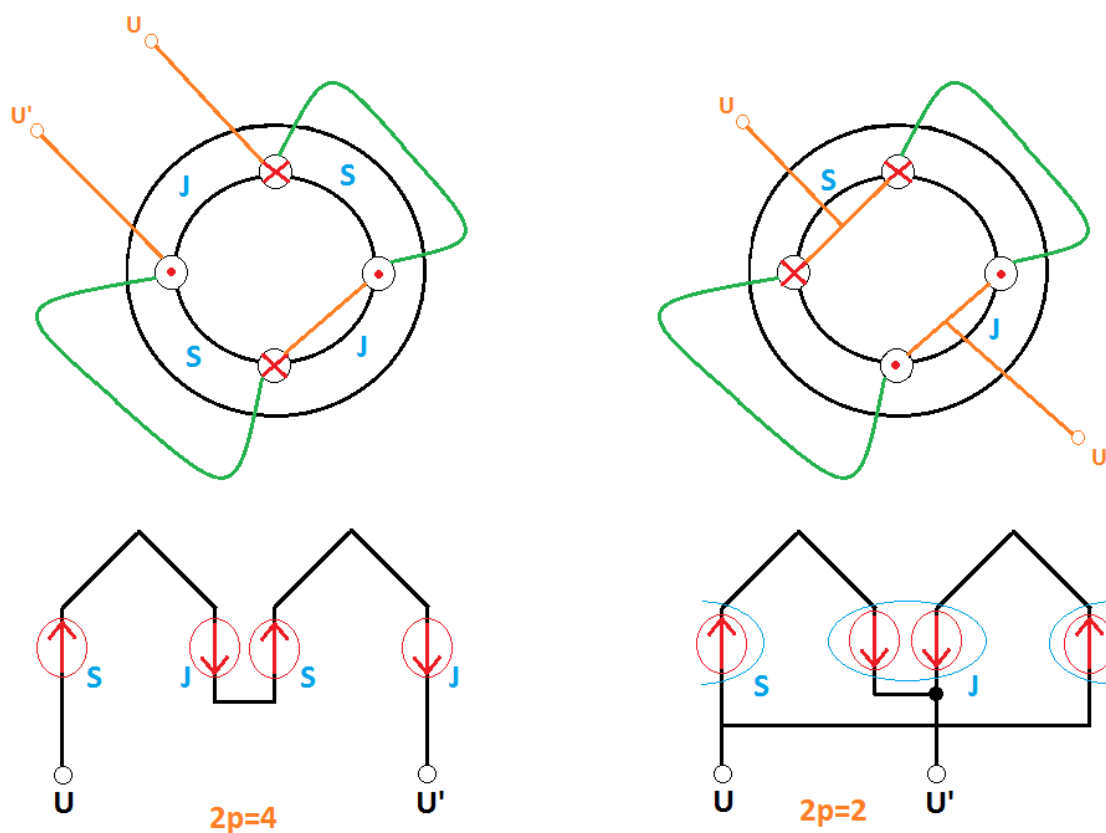
Obr. 70 Asynchronní motor v kaskádním zapojení

! Skluzová regulace se dá použít pouze pro kroužkové motory!

9.2 Řízení otáček změnou počtu pólů

- Změna otáček pouze po stupních
- Stator má buď několik samostatných vinutí s různým počtem pólů, nebo jedno vinutí přepínatelné (případně kombinace obou způsobů)
- Pro přepínání v poměru 1:2 motoru s jedním vinutím se nejčastěji používá tzv. Dahlanderova zapojení

Princip přepínání otáček je zobrazen na obr. 71.



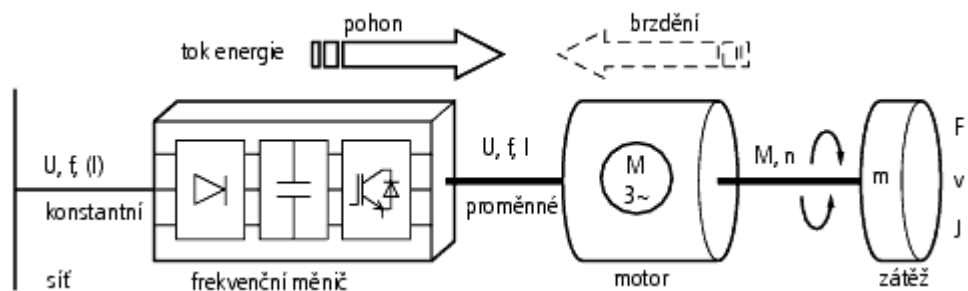
Obr. 71 Princip přepínání rychlosti motoru v Dahlanderově zapojení

V jedné fázi (v našem případě např. **U U'**) statorového vinutí jsou 2 cívky (každá má severní a jižní pól).

- Jsou-li cívky zapojeny v sérii, vytvářejí čtyřpólové magnetické pole
- Spojí-li se paralelně, zruší se magnetické pole mezi cívkami a vznikne pole dvoupólové

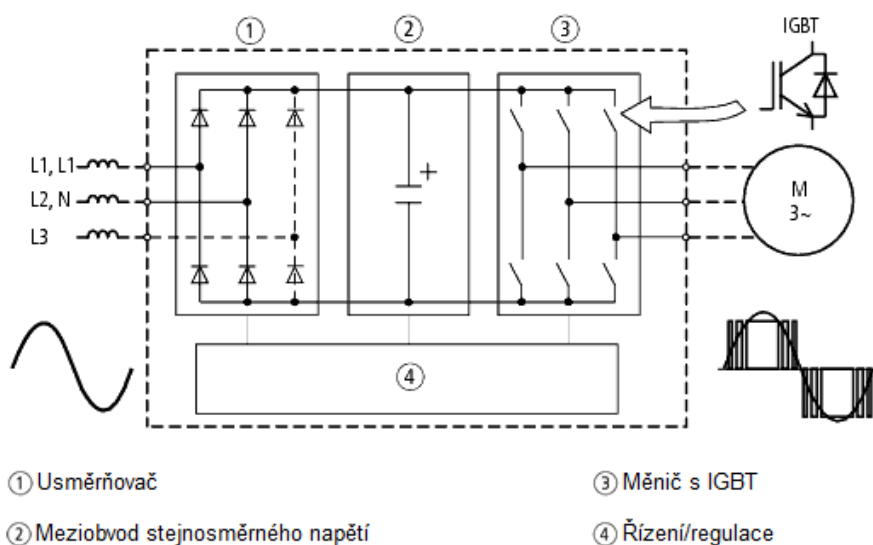
9.3 Řízení otáček změnou frekvence statorového napětí

Jedná se o moderní a v současné době nejpoužívanější způsob regulace otáček asynchronního motoru (je to rovněž jediná hospodárná plynulá regulace). Ke změně frekvence se používají tzv. měniče frekvence. Obvykle se používají tzv. nepřímé měniče frekvence, které jsou složeny z 3 částí: usměrňovače, stejnosměrného meziobvodu a střídače (Obr. 72).



Obr. 72 Schéma regulace otáček měničem frekvence

Frekvenční měnič mění konstantní napětí napájecí sítě na stejnosměrné napětí. Z tohoto stejnosměrného napětí vytváří pro trojfázový motor novou trojfázovou síť s proměnlivým napětím a proměnlivou frekvencí. Při tom frekvenční měnič odebírá z napájecí sítě prakticky pouze činný výkon ($\cos \varphi \sim 1$). Jalový výkon potřebný pro provoz motoru dodává meziobvod stejnosměrného napětí. Na obr. 73 je zobrazena vnitřní struktura měniče frekvence.



Obr. 73 Vnitřní struktura nepřímého měniče frekvence

Výstupní napětí měniče není sinusové (obsahuje harmonické složky), proto ve stroji vznikají vyšší přídavné ztráty, než při napájení ze sítě.

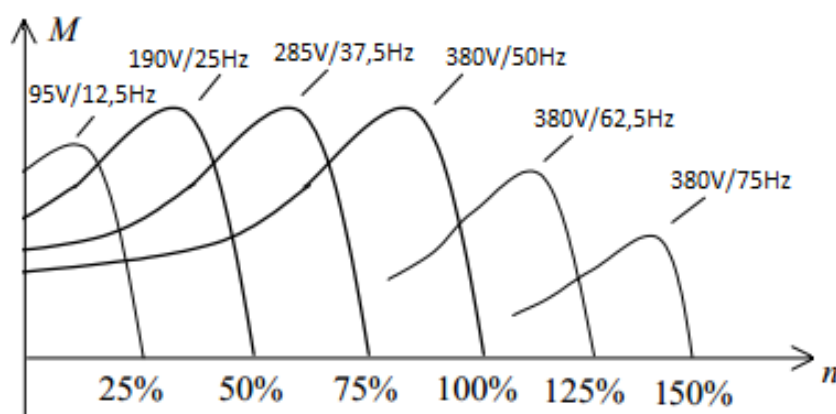
Pro definování důležité podmínky regulace kmitočtem vyjdeme z rovnice pro indukované napětí: $U_1 = 4,44 \cdot N_1 \cdot \phi \cdot f \cdot k_v$. Když zanedbáme konstanty, získáme

vztah: $U_1 \approx \phi \cdot f$. Pokud dochází ke změně frekvence f , avšak napětí na svorkách motoru U_1 je konstantní, dochází podle tohoto vztahu ke změně magnetického toku Φ . Při klesající frekvenci by magnetický tok Φ stoupal. Tím by docházelo ke stoupání magnetizačního proudu I_μ (motor by se přesycoval). To by vedlo k snížení účinníku motoru $\cos\phi$ a také účinnosti η (také by se zvětšilo oteplení stroje). Naopak, při stoupající frekvenci by magnetický tok Φ klesal. Z kapitoly 6.1 již víme, že pro moment platí $M \approx \phi \cdot I_2$. Pro dosažení maximálního možného momentu musíme zajistit, aby tok byl konstantní. Při zvyšování frekvence (a tedy klesání toku) by však

moment motoru M klesal. Proto musí platit: $\phi = \frac{U_1}{f} = konst.$. Při změně

frekvence se tedy musí měnit i napětí motoru. Toto je důležitá podmínka platící při regulaci kmitočtem (je to princip tzv. skalárního řízení).

Na obr. 74 jsou znázorněny momentové charakteristiky při kmitočtové regulaci otáček motoru s $U_N = 380V$ a $f_N = 50Hz$. Pro tento motor je výchozí křivka 380V/50Hz (100%). Pokud budeme snižovat frekvenci, měnič automaticky bude snižovat hodnotu vstupního napětí. V rozsahu 50 až 100% si můžeme povšimnout, že moment zvratu M_{max} má stejnou velikost. Při 95V/12,5Hz již moment M_{max} klesá (začíná se uplatňovat vliv činných odporů proti reaktancím). Při vyšších frekvencích, než je f_N , opět dochází (viz křivky pro 125% a 150%) k poklesu M_{max} . Měnič totiž není schopen dodat motoru napětí vyšší než síťové (380V). Tok Φ tedy klesá a motor se odbuzuje.



Obr. 74 Momentové charakteristiky motoru pro různé úrovně frekvence

10. Měření na asynchronních motorech

Program zkoušek asynchronních motorů je obvykle následující:

- 1) Měření odporů vinutí
- 2) Měření naprázdno
- 3) Měření nakrátko
- 4) Měření zatěžovacích (pracovních) charakteristik
- 5) Měření momentové (mechanické) charakteristiky
- 6) Konstrukce kruhového diagramu

10.1 Měření odporů vinutí

Naměřené odpory přepočítáváme na základní teplotu 20°C:

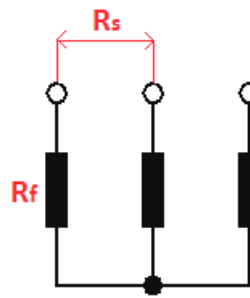
Měděné vinutí: $R_{20} = R_v \cdot \frac{235 + 20}{235 + \nu}$

Hliníkové vinutí: $R_{20} = R_v \cdot \frac{230 + 20}{230 + \nu}$

Pro výpočet ztrát se odpor přepočítává na předpokládanou provozní teplotu 75°.

Měděné vinutí: $R_{75} = R_{20} \cdot \frac{235 + 75}{235 + 20} = 1,216 \cdot R_{20}$

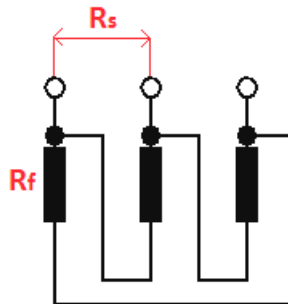
ZAPOJENÍ DO HVĚZDY (Y)



Obr. 75 Odporů vinutí zapojeného do Y

$$\begin{aligned} R_s &= 2 \cdot R_f \\ R_f &= \frac{1}{2} \cdot R_s \end{aligned}$$

ZAPOJENÍ DO TROJÚHELNÍKA (D)



Obr. 76 Odporů vinutí zapojeného do D

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_s} &= \frac{1}{R_f} + \frac{1}{2 \cdot R_f} \\ R_f &= \frac{3}{2} \cdot R_s \end{aligned}$$

Fázový odpor R_f se nemusí počítat, pokud potřebujeme určit pouze ztráty nakrátko. Ztráty v trojfázovém vinutí lze vypočítat z odporu R_s naměřeného mezi dvěma svorkami a ze síťového proudu I_s podle rovnice:

$$\Delta P_j = 1,5 \cdot R_s \cdot I_s^2 \text{ [W]}$$

Tato rovnice je odvozena ze známého vztahu $\Delta P_j = 3 \cdot R_f \cdot I_f^2 \text{ [W]}$. Pakliže bychom do tohoto vztahu dosadili v případě **zapojení Y** za $R_f = \frac{1}{2} \cdot R_s$ a $I_f^2 = I_s^2$ anebo v případě **zapojení D** za $R_f = \frac{3}{2} \cdot R_s$ a $I_f^2 = \left(\frac{I_s}{\sqrt{3}}\right)^2 = \frac{I_s^2}{3}$, tak bychom získali právě výše uvedený vztah.

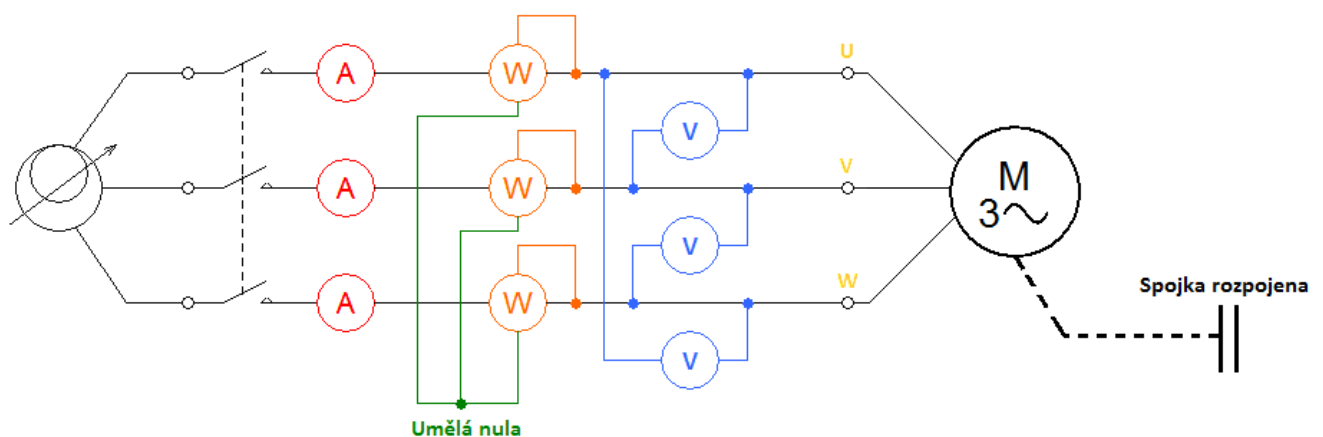
Vztah $\Delta P_j = 1,5 \cdot R_s \cdot I_s^2 \text{ [W]}$ tedy platí bez ohledu na spojení vinutí motoru.

10.2 Měření naprázdno

Účelem měření naprázdno je:

- určení ztrát v železe ΔP_{Fe} a ztrát mechanických ΔP_{mech}
- určení proudu naprázdno I_0 a účinníku naprázdno $\cos\phi_0$ pro U_N

Na obr. 77 je uvedeno schéma pro měření asynchronního motoru ve stavu naprázdno.

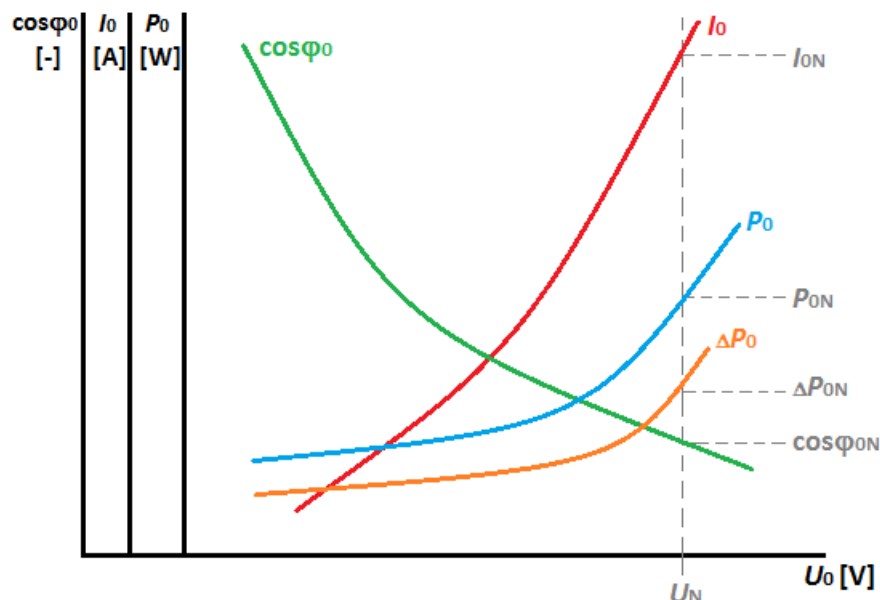


Obr. 77 Schéma měření asynchronního motoru naprázdno

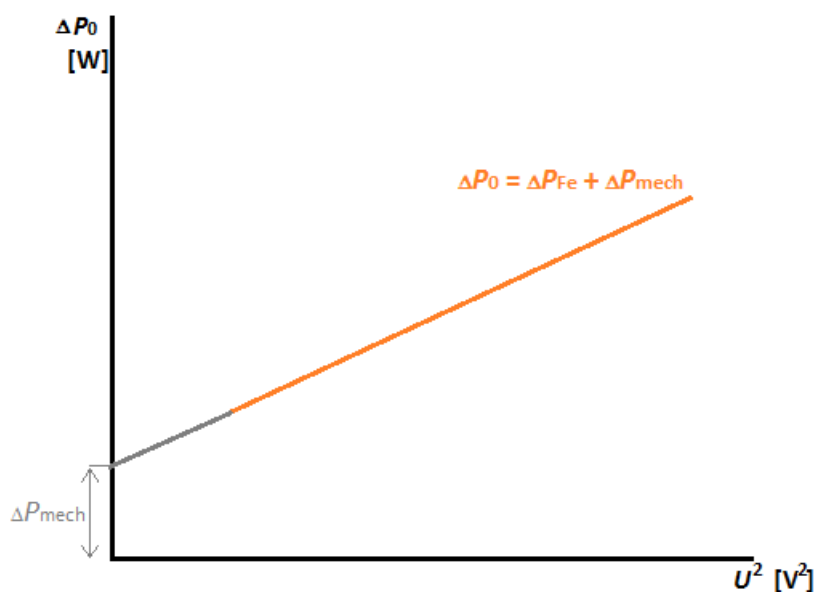
Ve stavu naprázdno se hřídel motoru točí volně (k motoru není připojena zátěž). Postup měření je takový, že na regulačním zdroji nastavíme hodnotu $1,2U_N$ a napětí postupně snižujeme až na hodnotu $0,3U_N$ (měříme, dokud s klesajícím napájecím napětím klesají satorové proudy I_0 . Jakmile již začnou stoupat, měření naprázdno ukončíme). Pro každou hodnotu napětí odečítáme proud naprázdno I_0 a příkon naprázdno P_0 .

Na obr. 78 jsou vyneseny v závislosti na napětí veličiny, které ve stavu naprázdno měříme a posuzujeme. Pro všechny průběhy je vhodné určit pracovní bod, tedy určit velikost jednotlivých veličin pro jmenovité napětí U_N .

Při měření naprázdno určujeme ztráty naprázdno ΔP_0 . Ty získáme tak, že od příkonu naprázdno P_0 odečteme ztráty Jouleovy ΔP_j (výpočet ztrát ΔP_j je uveden v kap. 10.1). Platí tedy $\Delta P_0 = P_0 - \Delta P_j$. Nyní musíme ze ztrát naprázdno ΔP_0 určit ztráty v železe ΔP_{Fe} a ztráty mechanické ΔP_{mech} . Platí tedy $\Delta P_0 = P_{Fe} + \Delta P_{mech}$. Určení těchto složek ztrát naprázdno ΔP_0 je patrné z obr. 79. Vychází se z principu extrapolace (protáhnutí) křivky ΔP_0 do osy ztrát při nulovém napětí. Protože průběh ztrát ΔP_0 (jak je patrné z obr. 78) není lineární a extrapolace by se prováděla dosti obtížně a nepřesně, je vhodné průběh ztrát ΔP_0 vynést na kvadrátu napětí, čímž se průběh ztrát ΔP_0 linearizuje (lineárně aproximuje), jak je zaznačeno na obr. 79.



Obr. 78 Charakteristiky měření naprázdno



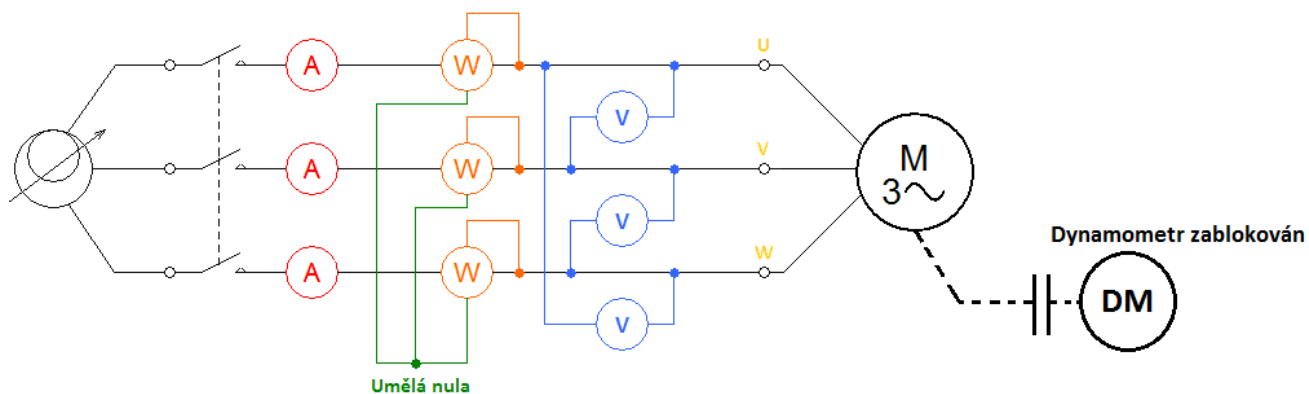
Obr. 79 Ztráty naprázdno v závislosti na kvadrátu napětí

10.3 Měření nakrátko

Účelem měření nakrátko je:

- určení ztrát v mědi (nakrátko) ΔP_k (příkon $P_k = \Delta P_k = \Delta P_j$)
- určení procentuálního napětí nakrátko $u_k\%$ a účinníku nakrátko $\cos\phi_k$

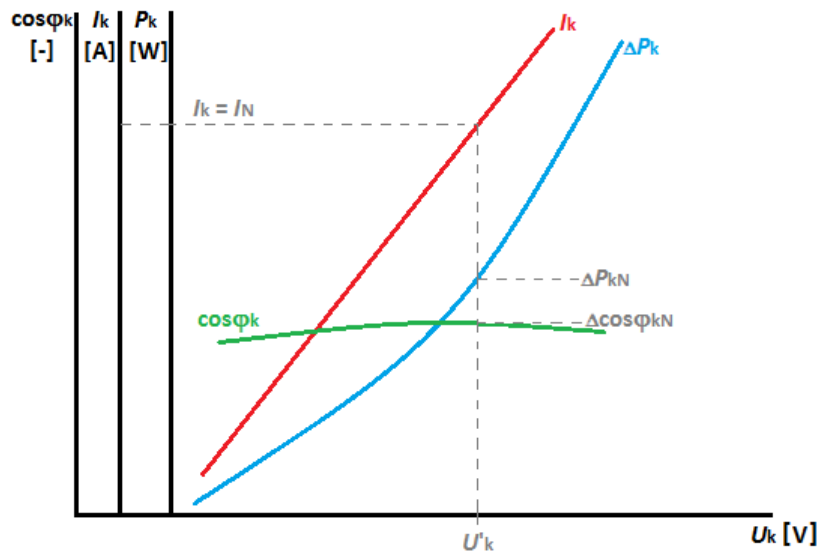
Na obr. 80 je uvedeno schéma pro měření asynchronního motoru ve stavu nakrátko.



Obr. 80 Schéma měření asynchronního motoru nakrátko

Ve stavu nakrátko se rotor motoru netočí, ale je zablokován (obvykle zabrzděným dynamometrem). Asynchronní motor napájíme sníženým napětím a měříme pro několik hodnot proudu $(1,2\div 0,3)I_N$. Charakteristiky budou téměř lineární, proto postačí odečíst hodnoty napětí nakrátko U_k a příkonu nakrátko P_k pro přibližně 6 až 8 hodnot proudu.

Na obr. 81 jsou vyneseny v závislosti na napětí nakrátko veličiny, které ve stavu nakrátko měříme a posuzujeme. Pro všechny průběhy je vhodné určit pracovní bod, tedy určit velikost jednotlivých veličin pro jmenovitý proud I_N .



Obr. 81 Charakteristiky měření nakrátko

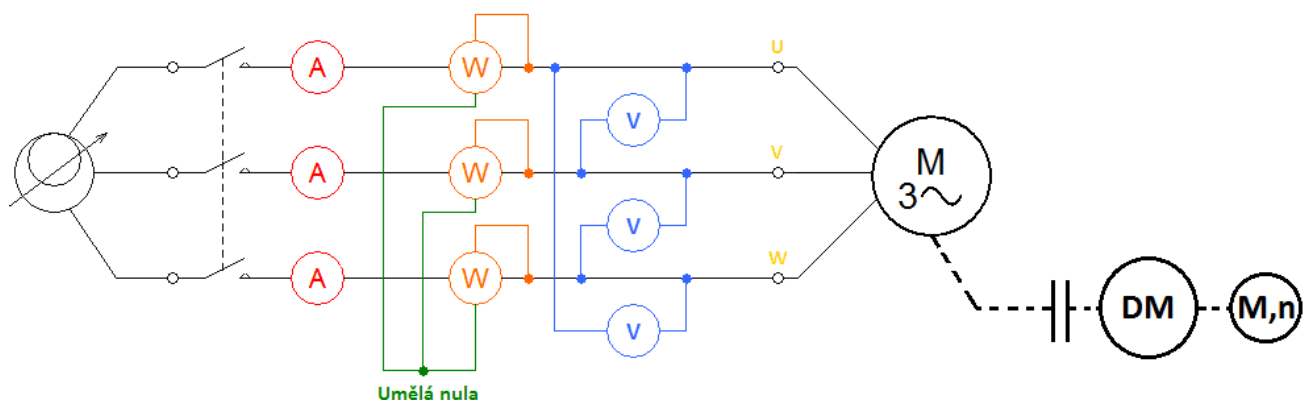
Na závěr je ještě nutné přepočítat proud I_k (roven proudu I_N) při sníženém napětí U_k na skutečný proud nakrátko I_{kN} , který by procházel vinutím motoru při plném jmenovitém napětí U_N . Při zanedbání vlivu sycení stroje lze

použít jednoduchý přepočet $I_{kN} = I_k \cdot \frac{U_N}{U_k}$.

10.4 Měření zatěžovacích (pracovních) charakteristik

Účelem měření zatěžovacích (pracovních) charakteristik je vyjádření závislosti různých veličin (příkonu P_p , proudu I , skluzu s nebo otáček n , účinnosti η , účinníku $\cos\phi$) na mechanickém výkonu motoru P při konstantním napětí U_N .

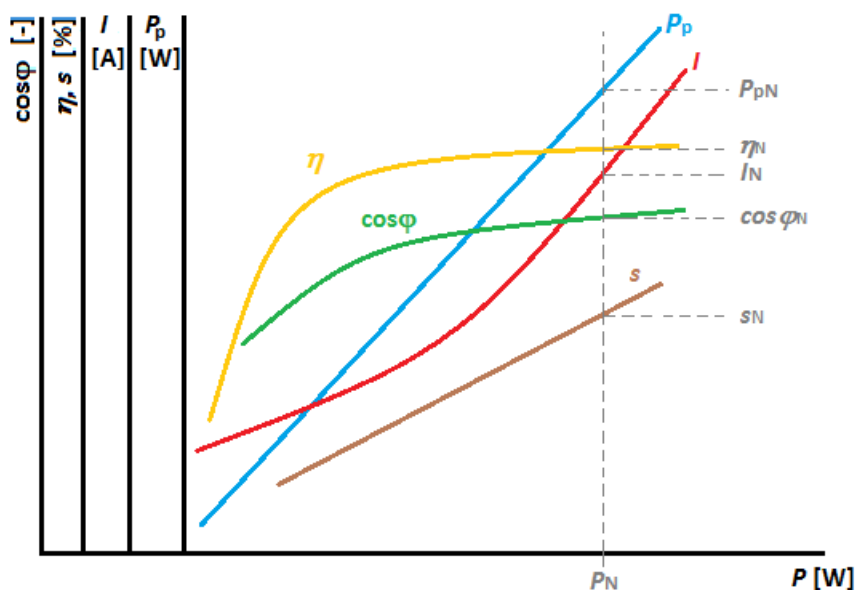
Na obr. 82 je uvedeno schéma pro měření zatěžovacích (pracovních) charakteristik asynchronního motoru.



Obr. 82 Schéma měření zatěžovacích charakteristik asynchronního motoru

Asynchronní motor napájíme konstantním napětím U_N a postupně jej zatěžujeme (brzdíme) dynamometrem. Měření provádíme od určitého přetížení motoru (přibližně $1,5P_N$) až do chodu naprázdno.

Na obr. 83 jsou vyneseny v závislosti na mechanickém výkonu P jednotlivé veličiny, které je vhodné posuzovat. Z důvodu přehlednosti není nutné vynášet všechny charakteristiky do jednoho grafu, ale doporučuje se následující rozdělení: proud I a skluz s (případně otáčky n) do jednoho grafu a účinnost η , účinník $\cos\varphi$ a příkon P_p do druhého. Pro všechny průběhy je vhodné určit pracovní bod, tedy určit velikost jednotlivých veličin pro jmenovitý výkon P_N (takto určené hodnoty je vhodné ověřit se štítkem motoru).



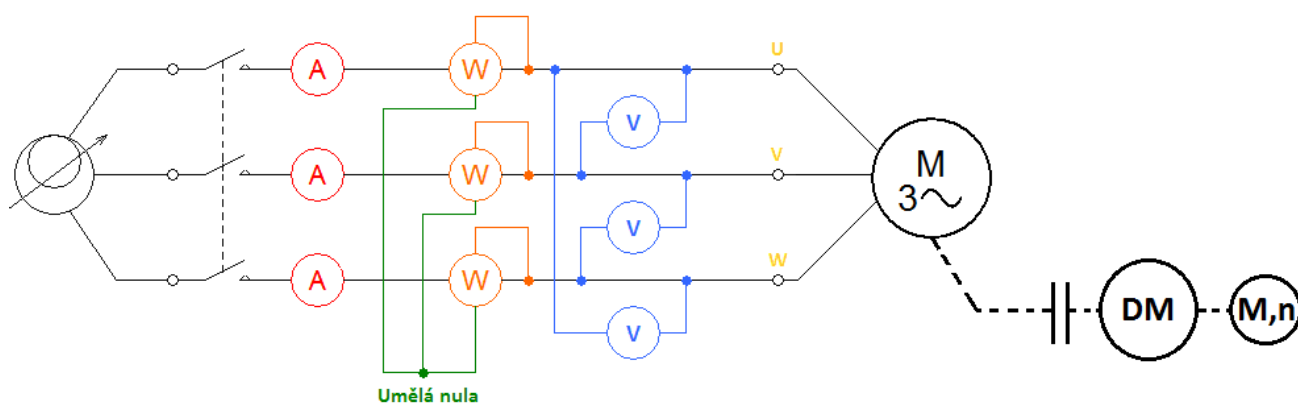
Obr. 83 Zatěžovací charakteristiky asynchronního motoru

10.5 Měření momentové (mechanické) charakteristiky

Účelem měření momentové (mechanické) charakteristiky je vyjádření závislosti mechanického momentu motoru M na skluzu s (nebo otáčkách n). Z momentové charakteristiky poté určíme velikost záběrného momentu M_{zab} a momentu zvratu (maximálního momentu) M_{max} .

Toto měření v celém rozmezí rychlosti provádíme při sníženém napětí $U' = 0,5U_N$. Toto napětí U' udržujeme konstantní. Dynamometrem motor zatížíme téměř do stavu nakrátko (kdy se rotor točí velmi pomalu) a postupně motor odlehčujeme. Pro každou nastavenou hodnotu otáček n odečítáme velikost momentu M' .

Na obr. 84 je uvedeno schéma pro měření momentové (mechanické) charakteristiky asynchronního motoru (je stejné jako při měření zatěžovacích charakteristik).



Obr. 84 Schéma měření momentové charakteristiky asynchronního motoru

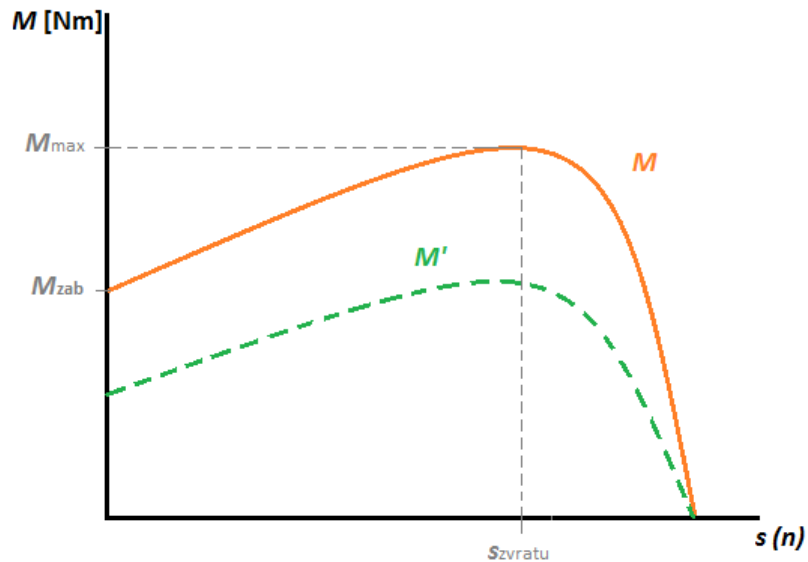
Na obr. 85 je znázorněna momentová charakteristika asynchronního motoru. Jak již bylo uvedeno, momentová charakteristika je měřena při sníženém

napětí U' , a proto platí $\frac{M}{M'} = \left(\frac{U_N}{U'}\right)^2$. Je tedy zřejmé, že před samotným

grafickým vynesením musíme tuto charakteristiku přepočítat na skutečný mechanický moment, který by motor vyvíjel při plném provozním napětí U_N .

Přepočet učiníme podle vztahu $M = M' \cdot \left(\frac{U_N}{U'}\right)^2$. Z momentové charakteristiky

poté určíme maximální moment M_{max} (zvratu) a moment záběrný M_{zab} .



Obr. 85 Momentová charakteristika asynchronního motoru

10.6 Konstrukce kruhového diagramu

VSTUPNÍ HODNOTY PRO VYKRESLENÍ KRUHOVÉHO DIAGRAMU:

(Pro $U_{1N} = 400V$; $f_n = 50Hz$)

Z měření naprázdno:

- proud síťový naprázdno I_0 [A]
- účinník naprázdno $\cos\varphi_0$
- mechanické ztráty ΔP_{mech} [W]

Z měření nakrátko:

- proud síťový nakrátko I_k [A] (přepočtený pro U_N)
- účinník nakrátko $\cos\varphi_k$
- sdružení odpor vinutí R_s [Ω]

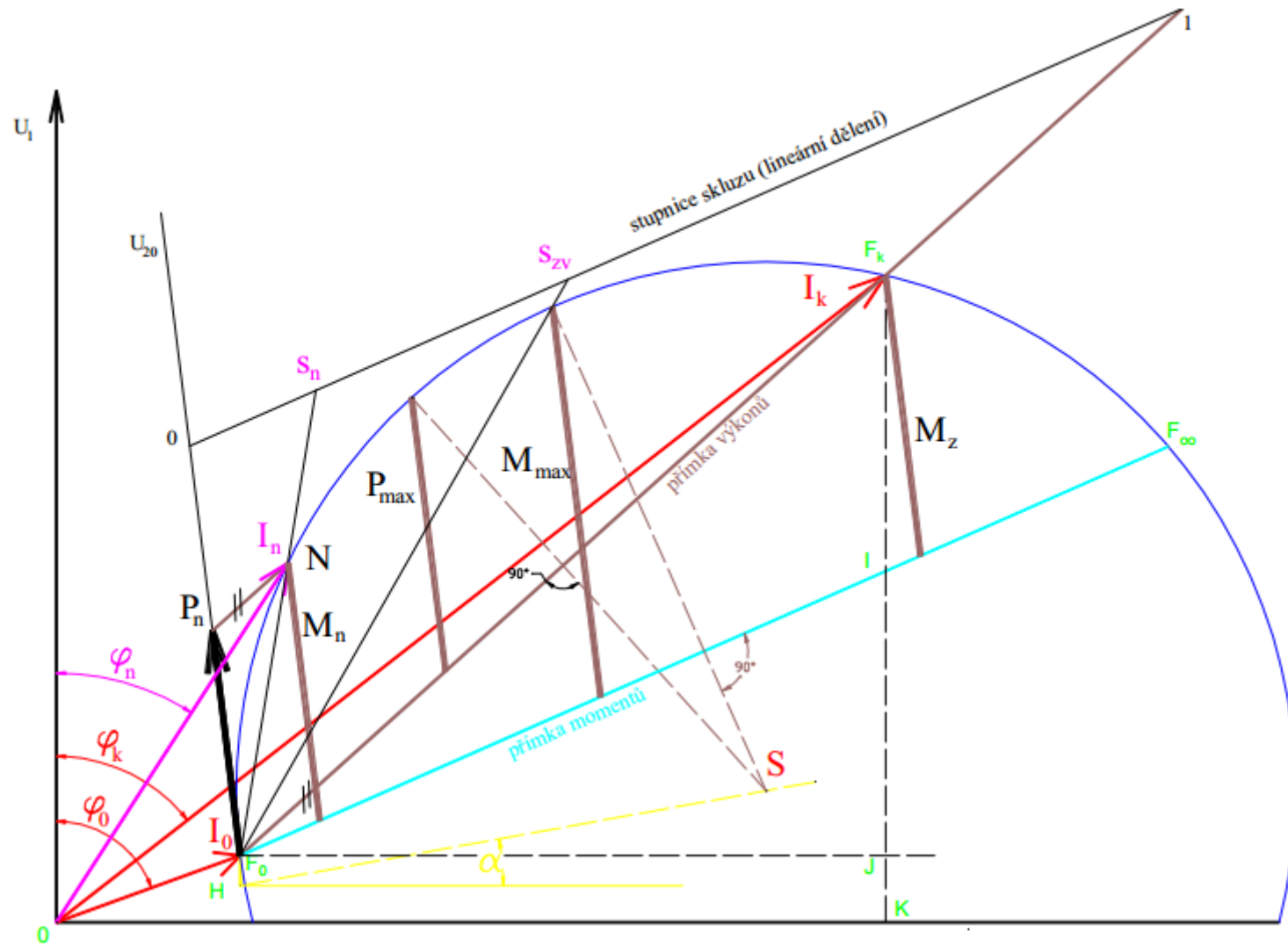
POSTUP KONSTRUKCE:

- Zvolíme měřítko primárního proudu i_1 [A/mm] (např. 0,2)

Měřítko volíme podle proudu I_k

- Na zvolený formát (např. A4) naležato nakreslíme souřadnicový systém.
- V měřítku proudu pod úhlem φ_o od napěťové osy U_1 vyneseme proud I_o (bod F_o)
- V měřítku proudu pod úhlem φ_k od napěťové osy U_1 vyneseme proud I_k (bod F_k)
- Spojnice bodů F_o a F_k je **přímka výkonů**. Body F_o a F_k leží na kružnici kruhového diagramu
- Vypočteme měřítko výkonů stroje $w_1 = \sqrt{3} \cdot U_{1N} \cdot i_1$ [W/mm]
- V měřítku výkonu stroje od bodu F_o rovnoběžně s napěťovou osou U_1 vyneseme mechanické ztráty ΔP_{mech} - bod H ($F_o H = \frac{\Delta P_{\text{mech}}}{w_1}$)
- Z bodu H vedeme **kolmici** k napěťové ose U_1
- Vypočteme úhel α $\text{tg } \alpha = \frac{\sqrt{3} \cdot I_o \cdot R_s}{U_{1N}}$
- Pod úhlem α vyneseme **přímku**, na níž leží střed S kružnice kruhového diagramu. Tento střed leží rovněž na ose bodů F_o a F_k
- Nakreslíme kružnici kruhového diagramu s poloměrem $S F_o$ (nebo $S F_k$)
- Na tečnu ke kružnici kruhového diagramu vyneseme v měřítku výkonu štítkový výkon stroje P_n (směr napětí U_{20})
- Sestrojíme skluzovou stupnici tak, aby neprotínala kružnici kruhového diagramu a její délka od $s = 1$ do $s = 0$ byla celočíselným násobkem 5cm
 $s = 0$ je průsečík s přímkou U_{20}
 $s = 1$ je průsečík s **přímkou výkonů**
- Z bodu P_n vedeme rovnoběžku s výkonovou přímkou a kde protne kružnici kruhového diagramu, získáme jmenovitý bod N

- Pro bod N odečteme I_N a porovnáme se štičkovou hodnotou stroje
- Vedeme přímku z bodu F_o přes bod N tak, aby protlnula skluzovou přímku. Na skluzové přímce odečteme jmenovitý skluz s_n , vypočteme jmenovité otáčky a tyto porovnáme se štičkovou hodnotou
- Odečteme jmenovitý úhel f_n a vypočteme jmenovitý $\cos f_n$
- Určíme směr momentové přímky
- Vedeme rovnoběžku s napěťovou osou U_1 z bodu F_k
- Z bodu F_o vedeme kolmici k napěťové ose U_1
- Průsečík těchto přímek označíme J
- Úsečka $F_k J$ udává ztráty v statorovém a rotorovém vinutí
- Vypočteme délku úsečky IJ , která odpovídá ztrátám ve vinutí statoru (úsečka $F_k I$ udává ztráty ve vinutí rotoru) $IJ = \frac{1,5 \cdot R_s \cdot I_{fk}^2}{w_1}$
- Bodem I z bodu F_o vedeme **momentovou přímku**. Druhý průsečík s kružnicí kruhového diagramu označíme F_∞
- Určíme měřítko mechanických momentů $m = \frac{60 \cdot w_1}{2 \cdot \pi \cdot n_s}$ [Nm/mm]
- Odečteme maximální výkon, jmenovitý moment (porovnáme s vypočteným momentem), maximální moment, skluz zvratu a záběrný moment
- Úsečky momentů a výkonů jsou rovnoběžné s přímkou U_{20}
- Body maximálních hodnot určujeme tak, že ze středu S vedeme kolmici k příslušné přímce výkonů nebo momentů
- Záběrný moment odečteme z bodu F_k



Obr. 86 Kruhový diagram asynchronního stroje

Autor: Ing. Stanislav Rusnok, Ing. Pavel Sobota

Katedra, institut: Katedra elektroenergetiky

Název: Cvičení z Elektrických strojů

Místo, rok, vydání: Ostrava, 2013, 1. vydání

Počet stran: 84

Vydala: Vysoká škola báňská-Technická univerzita Ostrava

Neprodejné

ISBN 978-80-248-3288-3