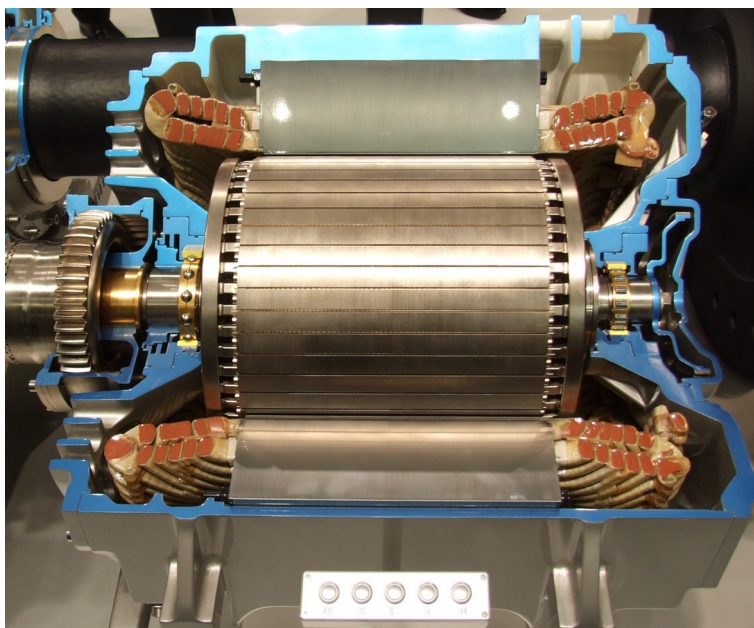


11 Specifika návrhu asynchronních strojů

Asynchronní stroje jsou bezesporu jedněmi z nejrobustnějších elektrických strojů. Jednoduchostí své konstrukce a provozu jsou předurčeny pro použití v těžkých provozech s častými rozběhy bez použití frekvenčních měničů. Ve spojení s nimi se pak staly nejpoužívanějšími stroji v elektrické trakci, kde jsou v současnosti hlavně díky vyšší výkonové hustotě, vytlačovány synchronními stroji s permanentními magnety, které jsou však výrazně dražší.

I když jsou z principu asynchronní stroje schopné pracovat i jako generátory, prakticky se tak téměř nepoužívají a na rozdíl od synchronních strojů, které se nejčastěji využívají jako generátory, se asynchronní stroje používají hlavně jako motory. Tomu odpovídá i výkonový rozsah, kdy asynchronní motory dosahují maximálních výkonů v řádech desítek megawatt.



Obr. 11.1: Částečný řez trakčním asynchronním motorem

Asynchronní stroje se vyrábí v principu ve dvou základních provedeních – s vinutým rotorem, který je opatřen zpravidla třífázovým vinutím vyvedeným na kroužky, a s takzvanou klecí nakrátko. Ta může být provedena jako jednoduchá klec nakrátko, případně může být vybavená sofistikovanějšími tvary drážek (vírová klec) či rozdělená na dvě klece spojené v kruzích nakrátko či zcela samostatných. Toto provedení je značně mechanicky odolné, díky čemuž jsou asynchronní stroje fungovat po značnou dobu bez servisních zásahů.

Asynchronní stroje s vinutým rotorem se pak historicky používaly v řadě aplikací, nicméně díky přítomnosti kluzného kontaktu je v současnosti snaha se tomuto řešení vyhnout, neboť hlavní výhoda tohoto řešení – připojení dodatečné zátěže do obvodu rotoru – je již dnes plně kompenzována možností nasazení frekvenčních měničů pro napájení stroje. V současné době se experimentuje s nasazením asynchronních strojů s vinutým rotorem u větrných elektráren, kde je do rotorového vinutí připojen měnič, který umožňuje pružně reagovat na změny rychlosti otáčení a tlaku na lopatky asynchronního generátoru. V tomto kontextu se pak mluví o dvojité napájených generátorech [19].

Základní požadavky na návrh asynchronního stroje jsou obdobné jako v případě ostatních typů strojů. Jelikož jsou asynchronní stroje spolu se synchronními stroji s permanentními magnety konstrukčně nejjednoduššími stroji vůbec, je součástí návrhu vždy pouze výpočet vinutí kotvy statoru a rotoru a návrh magnetického obvodu obou kotev¹⁴.

Vlastní návrh asynchronního stroje je třeba odvodit z následujících parametrů, které musí být dodány ze strany zákazníka:

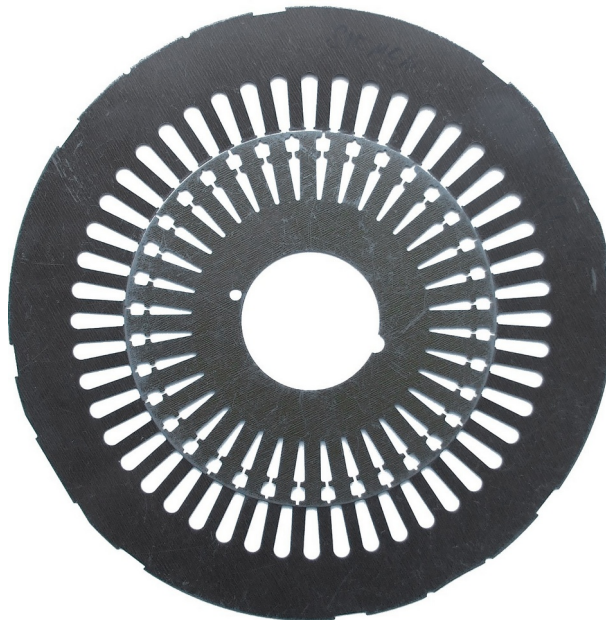
¹⁴ Specifický je v tomto případě pouze přístup k návrhu asynchronních strojů se stíněným pólem, na který je třeba aplikovat odlišné postupy.

jmenovitý výkon stroje	P_n [W]
jmenovité napětí stroje	U_n [V]
počet pólů či synchronní rychlost	$2p$ [-], n_s [ot/min]
počet fází statoru	m_1 [-]
typ stroje	motor/generátor
typ rotoru	vinutý/klec nakrátko
stupeň krytí	IP kód
tvar a umístění svorkovnice	IM kód
způsob chlazení	IC kód

Mezi dalšími parametry, které mohou být vyžadovány jsou pak omezení na rozměry stroje, záběrný proud či přetížitelnost stroje. Tyto parametry je pak nutné ladit individuálně za pomoci parametrů náhradního schématu. Velmi častým provedením asynchronních strojů je pak IM 1001 (IM B3) s IP 44 a IC 411 – tedy motor s patkami a válcovým hřídelem vyvedeným na jedné straně stroje, svorkovnicí na boku, odolný vůči kapající vodě, a ventilátorem na hřídeli, který ofukuje žebra na kostře¹⁵.

11.1 Výpočet základních rozměrů asynchronního stroje

Díky rozmanitosti svého použití jsou ve značném rozptylu i jednotlivé veličiny, ovlivňující Essonův činitel a tedy i základní rozměry stroje. Zatímco u malých a středních strojů se preferuje výše zmínovaná uzavřená konstrukce, velké stroje jsou často částečně otevřené a jejich paket je doplněn buď radiálními ventilačními kanály v případě průmyslových strojů, nebo axiálními ventilačními kanály v případě trakčních strojů. Používané hodnoty lineární proudové hustoty se tak mohou pohybovat od 20 000 A/m u malých strojů až k 80 000 A/m u velkých a trakčních motorů. V závislosti na velikosti stroje se pak volí i indukce ve vzduchové mezeře, a to od 0,6 T až po cca 1,15 T. Zde je nutno zdůraznit, že indukce ve vzduchové mezeře se u asynchronních strojů promítá do magnetického napětí na jeho magnetickém obvodu a tedy i na účinníku stroje. Nadbytečným zvýšením indukce ve vzduchové mezeře tak dojde k poklesu účinníku.



Obr. 11.2: Plechy asynchronního motoru s vírovou klecí nakrátko

¹⁵ Toto provedení je tak časté, že si „vysloužilo“ vlastní označení – TEFC motor – totally enclosed fan cooled motor.

Vzhledem k tomu, že mechanický činitel pólového krytí nemá u asynchronních strojů smysl, vyšetřuje se pouze jeho elektromagnetická varianta, α_s . V počáteční fázi návrhu či nepředpokládá-li se zvýšené syčení stroje je možné volit elektromagnetický činitel pólového krytí stroje $\alpha_s = 2/\pi$ v kombinaci s činitelem tvaru magnetického pole $k_B = \pi/2\sqrt{2}$. Oba činitelé se pak v rámci návrhu upravují v závislosti na činiteli nasycení magnetického obvodu k_{sat} .

Návrh vinutí asynchronních strojů je pak orientován na pokud možno co nejhladší průběh momentu stroje. Tzn. volí se pokud možno celočíselný počet drážek stroje na pól a fázi q , zlomkové vinutí se pak volí až u velkých strojů navrhovaných jako generátory. U malých strojů se z důvodů jednoduché výroby volí jednovrstvá vinutí, jinak jsou asynchronní stroje vybaveny zpravidla dvouvrstevnými vinutími. Stejně jako u synchronních strojů se provádí z důvodů potlačení harmonických zkrácení kroku vinutí, přičemž pro třífázové vinutí se volí činitel zkrácení kroku $\beta = 5/6$. Počet drážek statoru se pak volí podle dostupného prostoru a možné drážkové rozteče, která se pohybuje v intervalu 10 až 35 mm.

Vnější průměr stroje D_e a průměr kotvy D_1 se pak volí buď v závislosti na požadavcích zákazníka na rozměry stroje, či požadované osové výšce. Běžně se tak volí na základě vnějšího průměru stroje průměr kotvy, přičemž zavedeme-li jejich poměr jako

$$k_D = \frac{D_1}{D_e} \quad , \quad (11.1)$$

pak lze vysledovat závislost tohoto poměru na počtu pólů stroje. Běžně používané hodnoty jsou tak uvedeny v tab. 11.1. Délku stroje pak lze určit z výkonové rovnice jako

$2p$ [-]	k_D [-]
2	0,52 ÷ 0,57
4	0,62 ÷ 0,68
6	0,7 ÷ 0,72
8	0,74 ÷ 0,77
≥10	0,75 ÷ 0,78

Tab. 11.1: Závislost poměru k_D na počtu pólů

$$l_i = \frac{S_i}{C D_1^2 n} \quad . \quad (11.2)$$

Pro potřeby kontroly optimální volby délky stroje vůči jeho průměru se v literatuře často zavádí tzv. štíhlostní poměr λ , který bývá definován jako poměr

$$\lambda = \frac{l_c}{D_1} \quad (11.3)$$

dle [4] nebo

$$\lambda = \frac{l_i}{D_1} \quad (11.4)$$

dle [3]. Účelem tohoto poměru je vhodná volba rozměrů stroje tak, aby nebyla čela vinutí příliš dlouhá vůči samotné délce stroje a nevznikaly v nich tak nadměrné ztráty. Nicméně tento poměr není závazným parametrem, a tak nebývá s řadě aplikací zohledňován.

Vnitřní výkon stroje S_i je určen jako

$$S_i = k_E S \quad , \quad (11.5)$$

kde činitel elektromotorické síly k_E se volí podle typu stroje, a to pro motory v intervalu 0,92 až 1, pro generátory 1 až 1,05. Z definice jej lze po výpočtu parametrů náhradního schématu stroje určit ze vztahu

$$k_E = \frac{U_i}{U} \quad , \quad (11.6)$$

kde indukované napětí U_i vyplývá z náhradního schématu asynchronního stroje jako

$$\bar{U}_i = \bar{U} - R_1 \bar{I}_n - j X_{1\sigma} \bar{I}_n \quad . \quad (11.7)$$

Návrh magnetického obvodu statoru i rotoru odpovídají standardnímu návrhu kotvy, stejně jako například u synchronních strojů. Mezní hodnoty indukci se volí zhruba obdobné pro stator i rotor, přičemž pro zuby se volí $B_{z1,2}$ v intervalu 1,8 až 2,2 T a pro jho se volí hodnoty $B_{j1,2}$ mezi 1,2 a 1,5 T, přičemž s ohledem na kratší délku siločáry magnetického pole v rotoru se mohou pro rotor volit hodnoty mírně vyšší.

Vzhledem k tomu, že výsledné vlastnosti stroje určuje jeho vzduchové mezera, je snaha ji volit pokud možno co nejmenší. Elektromagneticky je zde dalším faktorem Carterův činitel, který se minimalizuje použitím polouzavřených či zcela uzavřených drážek (v případě klece nakrátko). Minimální dosažitelná velikost vzduchové mezery je pak 0,2 mm, často se však volí větší, než minimálně 0,3 mm. Orientačně pak lze pro volbu velikosti vzduchové mezery použít vztahy

$$\delta \geq \frac{D_1}{1000} \quad [mm] \quad (11.8)$$

pro velké stroje, či

$$\delta = 0,1 + 0,225 \sqrt[3]{P_n} \quad [mm; kW] \quad (11.9)$$

pro dvoupólové stroje respektive

$$\delta = 0,1 + 0,145 \sqrt[3]{P_n} \quad [mm; kW] \quad (11.10)$$

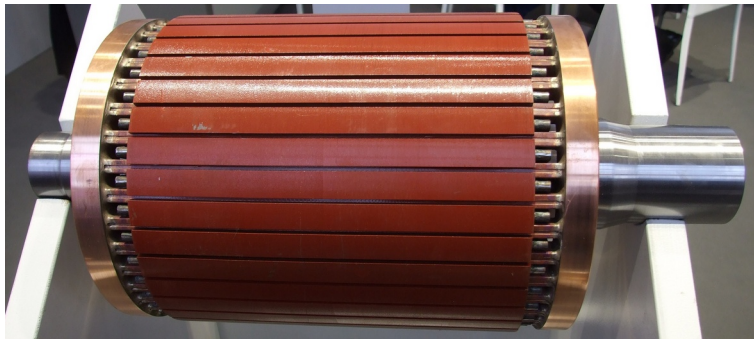
pro stroje o čtyřech a více pólech.

Vhodnost volby velikosti vzduchové mezery a nasycení magnetického obvodu stroje lze provést za pomoci činitele nasycení, za jehož hraniční hodnotu se považuje $k_{sat} = 1,35$. Pod touto hodnotou je stroj magneticky málo využit, nad ní je pak nadbytečně sycen. I v tomto případě však jde o nezávaznou hodnotu, která je například v oblasti trakčních motorů překračována a u atypických strojů

nemusí mít vypovídací hodnotu a stroj je tak nutno hodnotit až na základě jeho výsledných charakteristik.

11.2 Návrh rotoru asynchronních strojů

Návrh magnetického obvodu rotoru asynchronních strojů je shodný s návrhem kotvy, liší se až samotný návrh vinutí rotoru. V případě vinutého rotoru je hraničním výkonem cca 100 kW, pod tuto hodnotu se vinutí navrhuje na základě zvoleného rotorového napětí, nad touto hranicí se přechází na tyčové vinutí, ze které teprve rotorové napětí vychází.



Obr. 11.3: Rotor asynchronního motoru s pájenou klecí nakrátko vyrobenou z mědi

U strojů s výkonem pod 100 kW se tak jmenovité napětí rotoru volí na základě dostupných spouštěčů, přičemž orientačně se volí spouštěč na napětí

$$U_2 = 38 \sqrt{P_n [\text{kW}]} \pm 17 \% \quad . \quad (11.11)$$

Nad 100 kW výkonu je již proud rotorem značně velký, a tak se volí dvouvrstvé tyčové vinutí, kdy jedna vrstva vinutí odpovídá jednomu vodiči v drážce ($V_d = 2$). Toto řešení vede na značně vysoké tyče, ve kterých se ale uplatňuje skin-efekt, což vede na nárůst odporu rotoru při rozběhu a snížení záběrného proudu. Na základě zvoleného počtu drážek je počet závitů v sérii takto navrženého vinutí

$$N_{s2} = \frac{Q_2}{m_2} \quad , \quad (11.12)$$

kde m_2 je počet fází rotoru; u tohoto typu strojů zpravidla $m_2 = 3$.

Napětí rotoru se tak určí z magnetického toku strojem a vypočteného počtu závitů v sérii pro tyčové vinutí rotoru.

U vinutého rotoru se volí počet drážek rotoru tak, aby

$$Q_2 \neq Q_1 \quad (11.13)$$

a zároveň

$$Q_2 \neq Q_1 \pm 2p \quad . \quad (11.14)$$

Tomu lze předejít například volbou

$$q_2 = q_1 \pm 1 \quad (11.15)$$

při shodném počtu fází statoru a rotoru, tzn. $m_1 = m_2$ [20].

Proud rotorovou fází pak vychází z rovnosti magnetických napětí od statoru a rotoru, tedy

$$F_1 = F_2 \quad (11.16)$$

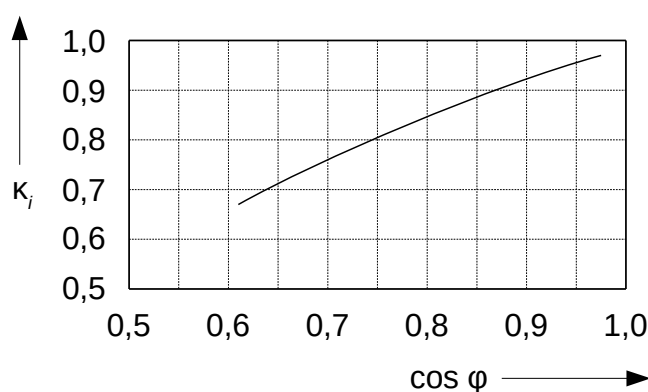
$$\frac{m_1}{\pi} \frac{N_{s1} k_{v1} I_{m1}}{p} = \frac{m_2}{\pi} \frac{N_{s2} k_{v2} I_{m2}}{p}, \quad (11.17)$$

odkud je převod proudu asynchronního stroje

$$k_I = \frac{I_1}{I_2} = \frac{m_2 N_{s2} k_{v2}}{m_1 N_{s1} k_{v1}}. \quad (11.18)$$

Ten je ale ovlivněn rozptýly asynchronního stroje, takže pro potřeby výpočtu reálného proudu rotorem asynchronního stroje se ještě doplňuje činitelem κ_I , který je závislý na účinníku stroje (viz obr. 11.4). Skutečný proud rotorem je tedy

$$I_2 = \kappa_I k_I I_1. \quad (11.19)$$



Obr. 11.4: Závislost činitele κ_I na účinníku stroje

Činitel vinutí rotoru k_{v2} se pak pro vinutý rotor určuje shodně jako u jakéhokoliv jiného

střídáního vinutí, tzn. i v tomto případě je třeba samostatně určit činitel kroku vinutí k_{y2} a činitel rozlohy k_{r2} a jejich součinem je pak činitel vinutí k_{v2} . Proudová hustota rotoru se u strojů s vinutým rotorem volí jako $J_2 = 1,2J_1$ z důvodů lepšího chlazení díky pohybu rotoru. Odtud je pak potřebný průřez rotorového vodiče

$$S_{Cu2} = \frac{I_2}{J_2}. \quad (11.20)$$

Drážky na rotoru se pak volí spíše polouzavřené z důvodů lepší mechanické opory vinutí vůči odstředivým silám. U větších strojů s větší vzduchovou mezerou se pak volí i otevřené drážky (spíše typu N) s klíny z nemagnetické oceli.

Klec nakrátko asynchronních strojů má podobu dvojice kruhů (kruhy nakrátko) propojených tyčemi vinutí, které jsou uloženy v drážkách rotoru. Tato koncepce připomíná známého „ježka v kleci“, v anglické terminologii pak klíčku pro veverky – „squirrel cage.“ Z hlediska návrhu vinutí tvoří

klec nakrátko Q_2 drážek, které se promítají do P_2 fázorů s roztečí α_2 . Jsou-li soudělné počet drážek rotoru a počet pólů rotoru, pak lze určit stejně jako u jiného vinutí počet ztotožnění fázorů do jednoho směru jako

$$\kappa_2 = D(Q_2; p) \quad (11.21)$$

a úhel mezi fázory

$$\alpha_2 = \frac{360^\circ}{P_2} \quad (11.22)$$

kde počet fázorů je

$$P_2 = \frac{Q_2}{\kappa_2} \quad (11.23)$$

Každý z těchto fázorů má svou vlastní orientaci v prostoru (= unikátní fázový posuv) není spojen do série s žádným dalším z nich, neboť kruhy nakrátko tvoří vlastně uzly vinutí a nikoliv jednoznačné spojení dvou konkrétních tyčí. Z tohoto důvodu je každý z výsledných fázorů samostatnou fyzickou fází rotoru, takže platí, že počet fází rotoru je

$$m_2 = P = \frac{Q_2}{\kappa_2} = \frac{Q_2}{D(Q_2, p)} \quad (11.24)$$

Největší společný dělitel počtu drážek rotoru a počtu pólů stroje pak udává počet ztotožnění fázorů do jednoho směru. To znamená, že v těchto tyčích má indukované napětí a tedy i proud shodnou orientaci a z hlediska vinutí jde o paralelní větve, tzn.

$$a_{\sim 2} = \kappa_2 = D(Q_2; p) \quad (11.25)$$

Vzhledem k tomu, že tyče rotorového vinutí tvoří uzavřené cívky, nelze pro ně definovat činitel kroku ani činitel rozlohy, tzn. mají plný záběr se všemi harmonickými ze vzduchové mezery a jejich činitel vinutí je tedy $k_{v2v} = 1$ a jelikož tyč tvoří pouze jednu polovinu závitu, bude počet závitů v sérii klece nakrátko $N_{s2} = \frac{1}{2}$. Negativními důsledky této topologie vinutí je pak fakt, že do rotoru se naplno indukují všechny harmonické ze vzduchové mezery, tedy jak časové, tak prostorové harmonické. To vede (bez kompenzace) na tvorbu momentových sedel a hlučnější provoz stroje. Aby byly tyto jevy potlačeny, provádí se natočení drážek statoru či rotoru o 0,5 – 1 drážkové rozteče opačné strany¹⁶. Elektrický úhel, o který jsou drážky zešikmeny je tak

$$\varepsilon = \frac{t_z}{t_p} \pi \quad (11.26)$$

¹⁶ Toto opatření se ale často praktikuje i u synchronních strojů s permanentními magnety.

kde t_z je rozteč, o kterou jsou drážky zešíkmeny.

Výsledný činitel zešíkmení drážek je definován jako

$$k_z = \frac{2}{\varepsilon} \sin \frac{\varepsilon}{2} \quad .^{17} \quad (11.27)$$

Odpor jedné fáze klece nakrátko je třeba odvodit od odporu tyče klece a příslušné části kruhu nakrátko. Pro tyč je její odpor

$$R_t = \frac{1}{\gamma} \frac{l_t}{S_t} \quad , \quad (11.28)$$

kde l_t je délka tyče
a S_t je její průřez.

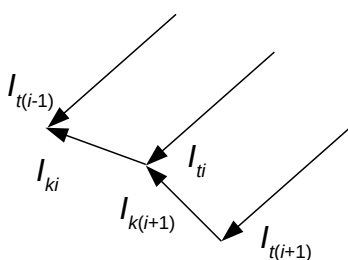
Obdobně je i odpor příslušné části kruhu nakrátko

$$R_k = \frac{1}{\gamma} \frac{l_{kn}}{S_{kn}} \quad , \quad (11.29)$$

kde délka příslušné části kruhu nakrátko je

$$l_{kn} = \frac{2\pi D_{kn}}{Q_2} \quad , \quad (11.30)$$

kde D_{kn} je střední průměr kruhu nakrátko.



Obr. 11.6: Proudý klecí nakrátko

Výsledný odpor fáze rotoru je pak třeba odvodit z ekvivalence ztrát v kruhu nakrátko s příslušnou tyčí a v náhradní „fázi“ rotoru, tzn. pro jednu paralelní větev rotorového vinutí musí platit

$$R_{a2} I_a^2 = R_t I_a^2 + 2 R_k I_{ka}^2 \quad , \quad (11.31)$$

z čehož vyplývá, že ekvivalentní odpor jedné paralelní větve rotoru je

$$R_{a2} = R_t + 2 R_k \left(\frac{I_{ka}}{I_a} \right)^2 \quad . \quad (11.32)$$

Pro proudy z následujících tyčí pak platí, že amplituda proudu, který jimi protéká je stejně velká a fázový posuv mezi nimi odpovídá elektrickému úhlu mezi nimi, tzn. úhlu α_2 . Tento fázový rozdíl pak odpovídá též fázovému rozdílu v následujících segmentech kruhu, přičemž tyče tvoří ve fázo-

¹⁷ Pro $\varepsilon \rightarrow 0$ je pak řešením $k_z = 1$, což lze dokázat například L'Hospitalovým pravidlem.

rovém diagramu rozdíl mezi následujícími fázory proudu v kruzích nakrátko. Z konstrukce v obr. 11.7 tak lze odvodit, že velikost proudu tyčí je

$$I_t = 2 I_k \sin \frac{\alpha_2}{2} \quad (11.33)$$

kde mechanický úhel mezi následujícími tyčemi je

$$\alpha_{mech} = \frac{2\pi}{Q_2} \quad (11.34)$$

a elektrický úhel pak vychází

$$\alpha_2 = p \alpha_{mech} = \frac{2\pi}{Q_2} p \quad (11.35)$$

Poměr mezi těmito proudy v tyčích a kruzích lze označit jako

$$\Delta = \frac{I_t}{I_k} = 2 \sin \frac{\alpha_2}{2} \quad (11.36)$$

Odpor jedné paralelní větve klece nakrátko je tak

$$R_{a2} = R_t + 2 \frac{R_k}{\Delta^2} \quad (11.37)$$

a odpor celé fáze je

$$R_2 = \frac{R_{a2}}{a_{\sim 2}} = \frac{R_{a2}}{\kappa_2} \quad (11.38)$$

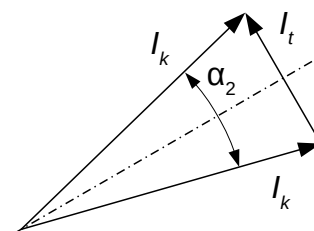
Obdobně pro proud jednou tyčí platí

$$I_t = I_{a2} = \frac{I_2}{a_{\sim 2}} \quad (11.39)$$

kde proud rotorem lze určit ze vztahu (11.19). Průřez tyčí rotoru je z proudu tyčí

$$S_t = \frac{I_t}{J_2} \quad (11.40)$$

kde proudová hustota se volí dle materiálu cca $6 - 8 \text{ A/mm}^2$ pro měděné klece nakrátko, respektive $4 - 5 \text{ A/mm}^2$ klece odlité z hliníku. Počty drážek rotoru s klecí nakrátko se volí na základě stejných



Obr. 11.7: Proud tyčí jako rozdíl proudu v kruzích nakrátko

pravidel jako v případě vinutých rotorů. Z konstrukčního hlediska je pak provedení klece značně variabilní a může zahrnovat jednoduché klece nakrátko, vírové klece, ale i dvojité klece, které jsou často vyráběny i ze dvou druhů materiálu (rozběhové klec z bronzu/mosazi, běhová z mědi).

Rozptylovou indukčnost rotorového vinutí lze určit ekvivalentně k rotorovému odporu jako

$$L_{2\sigma} = L_{\sigma t} + 2 \frac{L_{kn}}{\Delta} + L_{dif} \quad , \quad (11.41)$$

kde $L_{\sigma t}$ je rozptylová indukčnost tyče,

L_{kn} je rozptylová indukčnost kruhu nakrátko, kterou lze počítat stejně jako rozptylovou indukčnost čel vinutí, případně lze použít náhradní magnetickou vodivost čel $\lambda_{kn} \approx 0,3$,

a L_{dif} je diferenční rozptylová indukčnost klece nakrátko, která se určí z

$$L_{dif} = \tau_{dif} L_{2u} \quad , \quad (11.42)$$

kde magnetizační indukčnost je třeba určit jako magnetizační indukčnost z pohledu rotorového vinutí, tj. s uvažováním vlastností klece nakrátko ($N_{s2} = 1/2$, $k_{v2} = 1$) z (6.23) jako

$$L_{2u} = \frac{1}{2} \frac{\mu_0 m_2 t_p l_i}{\pi^2 p \delta'} \quad . \quad (11.43)$$

Činitel diferenčního rozptylu se pro klec nakrátko určuje stejně jako pro tradiční vinutí, přičemž v tomto případě lze explicitně vyjádřit poloměr Görgesovy kružnice z magnetického napětí generovaného klecí nakrátko

$$R_{1g} = F_m = \frac{m_2}{\pi} \frac{N_{s2} k_{v2}}{p} I_2 \quad , \quad (11.44)$$

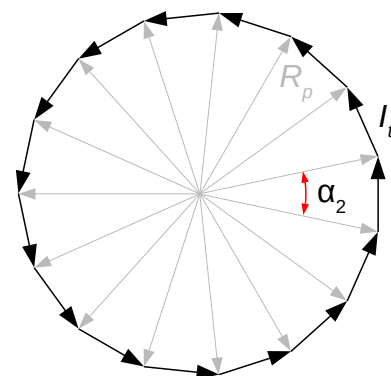
do kterého lze dosadit parametry klece nakrátko ($N_{s2} = 1/2$, $k_{v2} = 1$, $I_2 = \kappa_2 I_t$), čímž získáváme

$$R_{1g} = \frac{\kappa_2 m_2}{\pi} \frac{I_t}{2p} \quad , \quad (11.45)$$

kde součin $\kappa_2 m_2$ odpovídá počtu tyčí klece nakrátko Q_2 , pak je

$$R_{1g} = \frac{Q_2}{2\pi p} I_t \quad . \quad (11.46)$$

Ekvivalentní poloměr Görgesova obrazce (viz obr. 11.8) je pak tvořen fázory jednotné délky a z proudu tyčí vyplývá



Obr. 11.8: Görgesův obrazec klece nakrátko o $m_2 = 15$ fázích a $2p = 2$ pólech

$$R_g = R_p = \frac{I_t}{2 \sin \frac{\alpha_2}{2}} = \frac{I_t}{2 \sin \frac{\pi p}{Q_2}} \quad (11.47)$$

Činitel diferenčního rozptylu klecového vinutí pak vychází

$$\tau_{dif} = \frac{R_g^2 - R_{1g}^2}{R_{1g}^2} = \frac{R_g^2}{R_{1g}^2} - 1 = \frac{\left(\frac{\pi p}{Q_2}\right)^2}{\sin^2 \frac{\pi p}{Q_2}} - 1 = \frac{\left(\frac{\alpha_2}{2}\right)^2}{\sin^2 \frac{\alpha_2}{2}} - 1 \quad (11.48)$$

11.3 Parametry náhradního schématu a významné body charakteristik

Asynchronní stroj je v mnoha ohledech podobný transformátoru, a velmi podobný přístup se uplatňuje i v jeho matematickém popisu náhradním schématem. Jako doplnění převodu proudů odvozeného v (11.18) je třeba znát i převod napětí, který se, stejně jako u transformátoru, odvozuje z rovnosti indukovaných napětí ve stavu nakrátko, kdy platí

$$U_{i1} = U_{i2}' = k_U U_{i20} \quad (11.49)$$

Odtud lze odvodit

$$k_U = \frac{U_{i1}}{U_{i20}} = \frac{4 k_B N_{s1} k_{v1} \Phi f_1}{4 k_B N_{s2} k_{v2} \Phi f_2} \quad (11.50)$$

přičemž ve stavu nakrátko jsou frekvence statoru a rotoru shodné. Převod napětí tak vychází

$$k_U = \frac{U_{i1}}{U_{i20}} = \frac{N_{s1} k_{v1}}{N_{s2} k_{v2}} \quad (11.51)$$

Společně s převodem proudu pak vychází převod impedancí

$$k_Z = \frac{k_U}{k_I} = \frac{m_1}{m_2} \left(\frac{N_{s1} k_{v1}}{N_{s2} k_{v2}} \right)^2 \quad (11.52)$$

Pro převod veličin z rotoru na stator platí

$$\begin{aligned} U_2 &\rightarrow U_2' = k_U U_2 \\ I_2 &\rightarrow I_2' = k_I I_2 \\ R_2 &\rightarrow R_2' = k_Z R_2 \\ X_{2\sigma} &\rightarrow X_{2\sigma}' = k_Z X_{2\sigma} \end{aligned} \quad (11.53)$$

18 Převedené veličiny též někdy bývají značeny jako U_{21} , I_{21} , R_{21} , X_{21} namísto apostrofu.

Za pomoci určených parametrů náhradního schématu lze určit parametry stroje v mezních stavech, tj. ve stavu naprázdno a nakrátko. Proud ve stavu naprázdno lze určit ze ztrát v železe a z magnetického napětí kotvy ve stavu naprázdno. Ve stavu naprázdno je indukce ve vzduchové mezeře B_0 , pro ni pak vychází magnetické napětí na magnetickém obvodu Θ , na jeho pokrytí pak musí vinutí stroje vytvořit magnetické napětí

$$F_0 = \Theta \quad , \quad (11.54)$$

čemuž odpovídá z (6.15) jalová složka proudu naprázdno

$$I_{0j} = \frac{\pi p F_0}{m_1 N_{s1} k_{v1} \sqrt{2}} \quad . \quad (11.55)$$

Obdobně lze odvodit činnou složku proudu naprázdno z odporu R_{Fe} jako

$$I_{0\check{c}} = \frac{U_{i1}}{R_{Fe}} \quad . \quad (11.56)$$

Zde je třeba brát v potaz, že u asynchronních strojů se do odporu R_{Fe} kromě samotných ztrát v železe započítávají i mechanické ztráty. Celkový proud naprázdno je pak z obou složek

$$I_0 = \sqrt{I_{0\check{c}}^2 + I_{0j}^2} \quad (11.57)$$

a fázový posuv mezi napětím a proudem stroje ve stavu naprázdno vychází

$$\varphi_0 = \text{atan} \frac{I_{0j}}{I_{0\check{c}}} \quad , \quad (11.58)$$

z čehož je následně možné určit účinník stroje.

Stav nakrátko lze na základě náhradního schématu vyšetřit jako sériovou kombinaci odporů vinutí a rozptylových reaktancí stroje, ze které vychází proud nakrátko při jmenovitém napětí stroje

$$I_{kn} = \frac{U_n}{\sqrt{(R_1 + R_2')^2 + \omega_1^2 (L_{1\sigma} + L_{2\sigma}')^2}} \quad , \quad (11.59)$$

který je zároveň záběrným proudem stroje. Fázový posuv mezi napětím a proudem nakrátko je přitom

$$\varphi_k = \text{atan} \omega_1 \frac{L_{1\sigma} + L_{2\sigma}'}{R_1 + R_2'} \quad . \quad (11.60)$$



Charakteristiky stroje pak lze vynést vyšetřením náhradního schématu stroje, přičemž polohu jmenovitého bodu stroje lze přibližně odhadnout z předpokladu, že jmenovitý skluz je roven odporu rotoru v poměrných jednotkách.