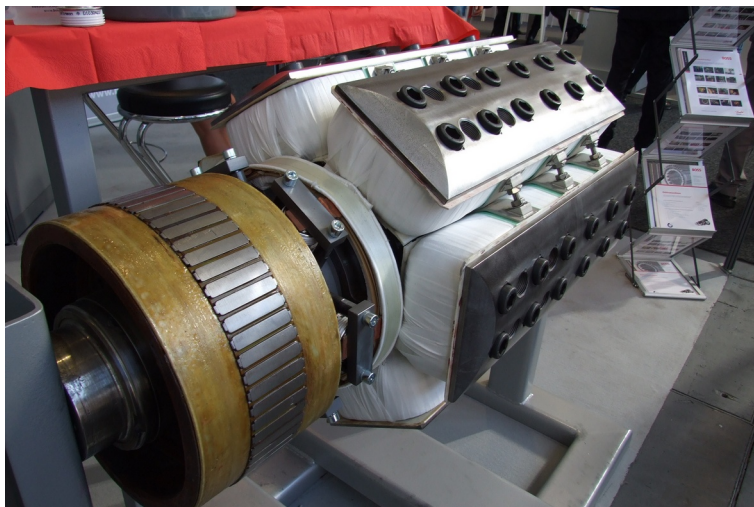


10 Specifika návrhu synchronních strojů

Synchronní stroje dodnes tvoří jádro energetického průmyslu a i přes rostoucí podíl alternativních zdrojů elektrické energie je stále jejich využití klíčové pro přeměny mechanické energie v elektrickou pro potřeby její výroby. Stejně jako stejnosměrné stroje, které dosáhly maximální propracovanosti návrhu po elektromagnetické stránce návrhu (pomocné póly, kompenzační vinutí atp.) dosáhly synchronní stroje maximální propracovanosti po stránce technologické, kdy stroje špičkových výkonů byly vyráběny s kombinovaným vodním a vodíkovým chlazením, díky čemuž dosáhl největší vyrobený stroj 2 000 000 000 Wattů výkonu. Tento stroj byl vyroben a otestován v roce 2008 společností Siemens [15]. I přes jednoznačnou spjatost synchronních strojů s energetickým průmyslem, jejich použití se dále rozšiřuje a zejména díky možnosti aktivního odbuzování rotoru se tyto stroje dostávají do zájmu též v automobilovém průmyslu [16].



Obr. 10.1: Rotor synchronního stroje s vyniklými póly a budičem (v popředí)

Stejně jako v případě stejnosměrných strojů jeho návrh může obsahovat řadu volitelných prvků, obecně jsou pak jeho komponentami:

- vinutí kotvy
- magnetické obvody statoru a rotoru
- buzení
- napájecí systém buzení
- tlumič

V závislosti na konkrétním provedení stroje se pak objevuje řada variací a některé prvky nemusí být vůbec přítomny. Zadání pro výpočet stroje by pak mělo obsahovat následující informace:

jmenovitý výkon stroje	P_n [W], případně S_n [VA]
jmenovité napětí	U_n [V]
jmenovitou rychlost stroje	n [ot/min]
jmenovitou frekvenci	f [Hz]
způsob provozu	motor/generátor/kompenzátor
způsob buzení	permanentní magnety/vinutí (s informací o budícím napětí)
způsob napájení buzení	kroužky/bezkartáčové buzení (budič/rotační transformátor)

stupeň krytí	IP kód
způsob chlazení	IC kód
tvar a umístění svorkovnice	IM kód

Tyto a případné další požadavky (maximální průměr, délka, účinnost, oteplení, požadavek na konkrétní hodnotu X_{dn} u generátorů atp.) ovlivňují volbu jednotlivých výpočtářských veličin pro zahájení návrhu stroje.

10.1 Výpočet základních rozměrů synchronního stroje

Synchronní stroje jsou jedny z nejvariabilnějších strojů, co se týče velikosti a výkonu, a tomu odpovídá i značná variabilita ve volbě výpočtářských parametrů. Jak již bylo uvedeno v kapitole 2, u největších strojů vybavených vodíkovým chlazením, které je zpravidla doplněno přímým vodním chlazením statorového vinutí, lze u synchronních strojů dosáhnout lineárních proudových hustot až 200 kA/m . Se zmenšujícím se strojem a horším chlazením tato hodnota klesá až ke 20 kA/m , což odpovídá malým zcela uzavřeným synchronním strojům. U největších strojů pak lze dosáhnout indukce ve vzduchové mezeře $1,1 \text{ T}$ a s klesajícími rozměry stroje tato hodnota opět klesá až k cca $0,6 \text{ T}$, přičemž v případě malých synchronních strojů s feritovými permanentními magnety může být i pod $0,3 \text{ T}$.

Obdobně jako v případě stejnosměrných strojů je třeba uvažovat kontext elektromagnetického a mechanického činitele pólového krytí, přičemž u synchronních strojů se jako dodatečný prvek provádí ještě zaoblení pólových nástavců, které má za úkol tvarovat magnetický tok ve vzduchové mezeře. Zatímco mechanický činitel pólového krytí α_m se může pohybovat v intervalu od 0,6 do 0,8, elektromagnetický činitel pólového krytí se zpravidla pohybuje jen v intervalu α_s od 0,63 do 0,75. Činitel elektromotorické síly k_E lze definovat obdobně jako v případě stejnosměrných strojů z náhradního schématu, ale v tomto případě je třeba uvažovat fázorovou povahu všech veličin, tzn. indukované napětí ve stroji bude

$$\bar{U}_i = \bar{U} - R_a \bar{I}_n - j X_{a\sigma} \bar{I}_n, \quad (10.1)$$

činitel elektromotorické síly pak bude poměrem velikosti fázoru U_i s fázorem svorkového napětí U

$$k_E = \frac{U_i}{U}. \quad (10.2)$$

Ten lze podle typu stroje volit zpravidla v rozmezí 0,9 (motory) až 1,1 (generátory), nicméně vzhledem k tomu, že magnetický tok strojem je dán svorkovým napětím a buzený magnetický tok lze regulovat, lze uvažovat též $k_E = 1^{11}$. U synchronních strojů s permanentními magnety je pak jeho variabilita značně větší a je třeba brát v potaz optimální způsob provozu daného stroje.

Pro stroje pracující na pevné síti je pak počet pólů spjat s jejich rychlostí na základě vztahu

11 Z tohoto důvodu není v řadě publikací v kontextu se synchronními v řadě publikací ani zmiňován.

$$p = \frac{60f}{n}, \quad (10.3)$$

u strojů provozovaných z polovodičových měničů se pak volí s ohledem na ztráty a rozměry stroje, někdy pak s ohledem na to, aby bylo možné ve stroji realizovat zubové vinutí, což vede zejména u větších strojů na značné počty pólů.

Posledním parametrem, který závisí zejména na velikosti stroje je pak použitá proudová hustota. Ta se u nejhůře chlazených strojů volí cca 3 A/mm^2 (VN stroje bez vodního chlazení statorového vinutí) až 15 A/mm^2 v případě dobře chlazených strojů.

Z hlediska výpočtu vinutí se u synchronních strojů kladou odlišné nároky na generátory a na motory. Zatímco u generátorů je předním požadavkem kvalita indukovaného napětí, u motorů je jím naopak hladký moment. U velkých generátorů je požadováno celkové harmonické zkreslení napětí $\text{THD}_U \leq 2,5 \%$, u menších pak $\text{THD}_U \leq 5 \%$. Z tohoto požadavku vyplývá nezbytnost použití velkého počtu drážek na pól a fázi q ($q \rightarrow 7$ až 10), popřípadě, není-li toto možné, alespoň vysoké hodnoty čitatele počtu drážek na pól a fázi q_0 ($q_0 \rightarrow 7$ až 10 při zachování jmenovatele $c \leq 5$). To ale při vyšetření Gorgesova obrazce vede na řadu subharmonických složek magnetického napětí ve vzduchové mezeře a není vhodné pro motory [17].

V případě motorů je proto požadavek na pokud možno co nejnižší obsah subharmonických složek v magnetickém poli ve vzduchové mezeře. Volí se tedy přednostně celočíselný počet drážek, který subharmonické negeneruje, a to i přes to, že q může mít poměrně nízkou hodnotu.

Specifickým případem jsou pak synchronní motory s permanentními magnety. V případě těchto strojů se velmi často volí zubová vinutí ($y_{1d} = 1$), která mají q menší nežli jedna. Tato vinutí generují obecně značná množství harmonických složek¹². Nicméně díky tomu, že výška permanentních magnetů se přičítá k velikosti vzduchové mezery δ , jsou tyto stroje vůči harmonickým ve vzduchové mezeře tolerantnější než ostatní synchronní stroje.

V závislosti na dostupném prostoru tak lze určit počáteční počet drážek na základě drážkové rozteče, ze které je následně určen počet drážek stroje jako

$$Q = \frac{\pi D_1}{t_{d1}}, \quad (10.4)$$

který se dodatečně upravuje tak, aby byl dělitelný počtem fází a zároveň splněny výše uvedené požadavky.

U střídavých strojů obecně se volí zkrácení kroku vinutí tak, aby docházelo k potlačení harmonických složek v magnetickém i indukovaném napětí (pro třífázové vinutí optimum $\beta \approx 5/6$). Často se tak volí u třífázových motorů počet drážek na pól jako násobek šesti s tím, že následně je krok vinutí volen jako násobek pěti, což přirozeně vede na optimální zkrácení kroku vinutí.

¹² Zde je třeba zdůraznit, že obsah harmonických v magnetickém napětí statoru se projevuje v nárůstu činitele diferenčního rozptylu τ_{dif} , který ovlivňuje velikost rozptylové indukčnosti. V závislosti na zvolené topologii zubového vinutí tak značně roste celková indukčnost stroje, kdy rozptylová indukčnost může být i větší, než indukčnost kotvy.

Na základě zvolených výpočtářských parametrů lze pak určit Essonův činitel a z výkonové rovnice

$$S_i = C D_1^2 l_i n \quad (10.5)$$

i rozměry stroje, které mohou být dále nějakým způsobem omezeny (požadavek na zástavbové rozměry, osovou výšku stroje atp.). Jmenovitý proud strojem pak vychází ze svorkového zdánlivého výkonu

$$I_n = \frac{S_n}{m U_{fn}} \quad (10.6)$$

Tento proud lze následně dělit do paralelních větví, přičemž jejich maximální teoretický počet je roven počtu pólů stroje. Jejich zavedení je ovšem třeba zvážit, neboť veškeré nedokonalosti ve výrobě stroje mohou následně vést na vyrovnávací proudy ve vinutí. Proud jednou paralelní větví I_a a tedy i výpočtovým vodičem lze určit z celkového proudu strojem, který je

$$I_c = \pi D_1 A = m 2 N_s a_{\sim} I_a \quad (10.7)$$

z čehož lze odvodit

$$I_a = \frac{\pi D_1 A}{2 m N_s a_{\sim}} \quad (10.8)$$

Odtud je počet závitů v sérii stroje

$$N_s = \frac{\pi D_1 A}{2 m a_{\sim} I_a} = \left| I_a = \frac{I}{a_{\sim}} \right| = \frac{\pi D_1 A}{2 m I} \quad (10.9)$$

ze kterého lze odvodit počet vodičů stroje jako

$$V = m a_{\sim} N_s \quad (10.10)$$

Na jednu drážku tak připadá

$$V_d = \frac{2 m a_{\sim} N_s}{Q} = \frac{2 m a_{\sim} N_s}{2 p m q} = \frac{a_{\sim} N_s}{p q} \quad (10.11)$$

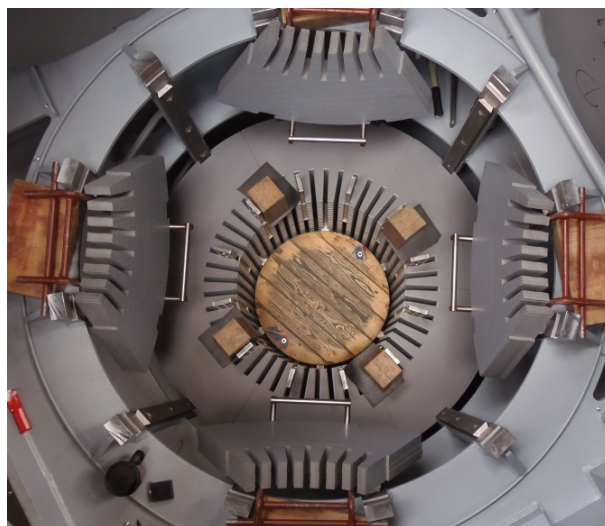
vodičů. Ten musí být celé číslo a zároveň dělitelné počtem cívkových stran v drážce. Pokud toto není splněno, je třeba počet vodičů v drážce V_d upravit, což vede na úpravu počtu závitů v sérii N_s a tedy i lineární proudové hustoty A , což se promítne do Essonova činitele C a rozměrů stroje.

Kontrolu správnosti dovozeného počtu závitů v sérii pak lze provést například z indukovaného napětí, ze kterého vyplývá

$$N_s = \frac{U_i}{4k_B k_{v1} \Phi_\delta f} \quad (10.12)$$

Pokud oba počty nesouhlasí, je třeba provést kontrolu návrhu.

Následně lze, stejně jako v případě stejnosměrného stroje, provést návrh magnetického obvodu, který je odvozen od výpočtu potřebného prostoru pro vlnutí a možného sycení magnetického obvodu. Jako mezní hodnoty indukci se pak volí u hlav zubů hodnoty B_{z1} v intervalu 1,7 až 2,3 T pro obdélníkové drážky (a lichoběžníkové zuby), respektive hodnoty v intervalu 1,7 až 2 T pro obdélníkové zuby. Z hlediska sycení jha se volí z důvodů délky jha nižší hodnoty u strojů s nižšími počty pólů (1,3 až 1,4 T pro dvoupólové stroje), vyšší hodnoty pak pro stroje s vyšším počtem pólů (od osmipólových strojů až v intervalu 1,6 až 1,7 T). Pro budící póly a jha rotoru se pak volí podobné hodnoty jako v případě stejnosměrných strojů – hodnoty mezi 1,3 až 1,5 T pro budící póly, 1,4 až 1,6 T pro jha rotoru.



Obr. 10.2: Rozestavěný magnetický obvod turboalternátoru

Velikost vzduchové mezery se u synchronních strojů zpravidla volí s ohledem na indukčnost stroje, ačkoliv i v tomto případě se uplatňuje dolní limit, který je dán mechanickými možnostmi výroby a ztrátami v pólových nástavcích. Zároveň je nutné respektovat fakt, že velikost podélné indukčnosti roste s klesající velikostí vzduchové mezery, což paradoxně vede k nutnosti silnějšího buzení stroje (viz fázorový diagram stroje). Není-li udán požadavek na velikost indukčnosti stroje, používá se pro volbu vzduchové mezery empirický vztah:

$$\delta = (0,3 \div 0,5) t_p \frac{A}{B_\delta} \cdot 10^{-6} \quad [m] \quad (10.13)$$

Při požadavku na konkrétní hodnotu indukčnosti či reaktance stroje se pak používá vztah

$$\delta = 40 \frac{t_p A}{B_\delta (x_d - x_\sigma) \cdot 10^{-6}} \quad [m], \quad (10.14)$$

kde x_d a x_σ jsou poměrné hodnoty podélné a rozptylové reaktance stroje.

počet pólů	x_d [%]
2	200 – 230
4	170
12	120
72	92

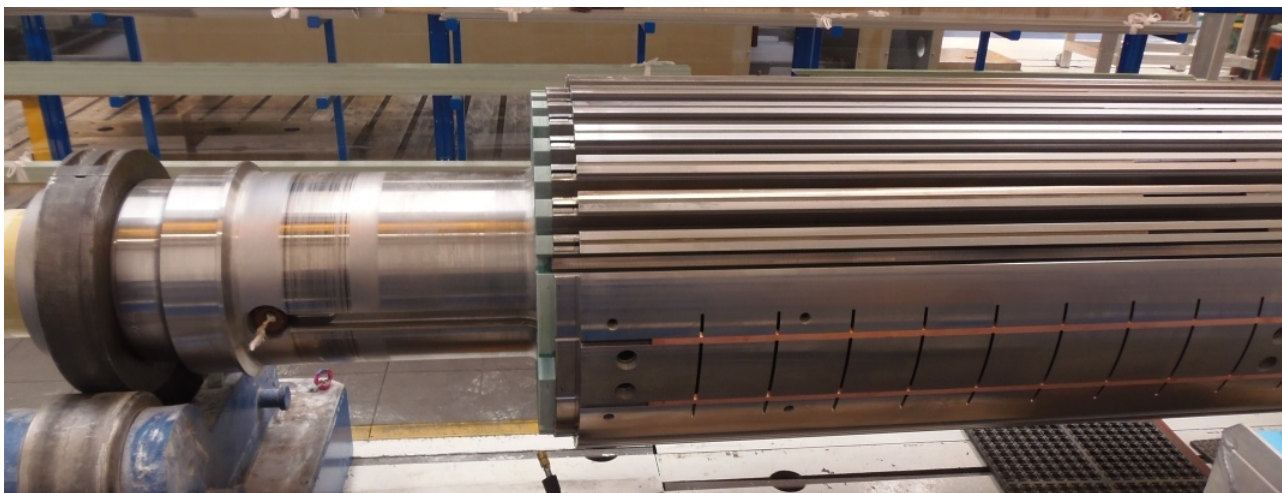
Tab. 10.1: Hodnoty podélných reaktancí generátorů v energetice

Hodnoty podélných reaktancí jsou v energetice často zákazníkem požadovány z důvodů zkratového chování stroje a jejich běžné hodnoty jsou uvedeny v tab. 10.1.

10.2 Návrh buzení synchronních strojů

Synchronní stroje lze v zásadě rozdělit na dvě velké skupiny – elektricky buzené synchronní stroje a synchronní stroje s permanentními magnety. V případě elektricky buzených synchronních strojů existují dvě základní konstrukce rotoru – hladký rotor, který má budící vinutí umístěné v drážkách, a rotor s vyniklými póly, který má budící vinutí umístěno ve formě cívek, obepínajících tělesa pólů¹³. Společným rysem obou typů rotorů je právě buzení, které bývá zajištěno buď za pomoci kroužků nebo bezkroužkově. V tomto případě je buzení zajištěno buď prostřednictvím rotačního transformátoru nebo soustavou primárního a sekundárního budiče, kdy první zmiňovaný je zpravidla synchronní generátor s permanentními magnety a druhý je opět synchronní generátor, ale s regulovatelným buzením a inverzní konstrukcí. Za ním se pak nachází usměrňovač, zajišťující buzení samotného budícího vinutí. Regulace buzení se pak odehrává v meziobvodu mezi primárním a sekundárním budičem.

Konstrukčně jsou rotory velkých synchronních strojů s hladkým rotorem vykovány z jediného kusu oceli, do kterého jsou vytvořeny drážky pro budící vinutí. Ty zpravidla tvoří 2/3 obvodu rotoru, přičemž zbývající 1/3 připadá na široké zuby – póly rotoru. Průměr rotoru těchto strojů je omezen mechanickou soudržností rotoru a bandáže čel budícího vinutí na cca 1,2 m, což vede při konstrukci strojů značného výkonu na velkou rozteč ložisek rotoru. V tomto případě je již rotor poměrně pružný, přičemž tato pružnost je nehomogenní – v ose pólů je rotor tužší, nežli v oblasti zubů. Pro dosažení rovnoměrné tuhosti se do širokých zubů vytvářejí příčné zářezy (tzv. Lafoonovy zářezy [18]).



Obr. 10.3: Rotor turboalternátoru s dobře viditelnými Lafoonovými zářezy

V případě synchronních strojů s vyniklými póly se tyto póly realizují jako masívní, případně jsou pólové nástavce tvořeny elektrotechnickými plechy nebo jsou celé složené z elektrotechnických plechů. Do těchto pólových nástavců je pak možné vložit klec nakrátko (kompletní nebo ve formě úseků) – tzv. tlumič – jehož úlohou je tlumit kývání synchronního stroje při změnách zátěže.

¹³ Historicky často splývá označení turboalternátor s označením synchronního stroje s hladkým rotorem a hydroalternátor s označením synchronního stroje s vyniklými póly. Vzhledem k tomu, že lze konstruovat též vícepólové stroje s hladkým rotorem, což přináší jisté výhody, může být toto označení v řadě případů zavádějící.

Synchronní stroje s permanentními magnety jsou pak značně variabilní, co se týče uložení permanentních magnetů, jejich rotor by však měl, s respektováním předpokladu napájení stroje z polovodičového měniče, být konstruován z elektrotechnických plechů. Podle způsobu uložení magnetů na rotoru pak jeví vlastnosti podobné buď synchronním strojům s hladkým rotorem (stroje s magnety uloženými na povrchu rotoru) nebo s vyniklými póly (stroje s vnořenými magnety).

V případě elektricky buzených synchronních strojů je nutné uvažovat dvě složky, které musí buzení stroje překonávat – jednak úbytek napětí na rozptylové indukčnosti a odporu vinutí v syceném magnetickém obvodu a jednak reakci kotvy statoru, která může mít rozdílnou velikost v ose d a q .

Sycení magnetického obvodu je třeba respektovat sestrojením charakteristiky naprázdno (tj. výpočtem magnetického obvodu pro 100 %, 115 % a 130 % magnetického toku vzduchovou mezerou) z úbytků magnetických napětí na jednotlivých částech magnetického obvodu

$$\Theta = \sum_i \Theta_i = 2(\Theta_p + \Theta_{pn} + \Theta_\delta + \Theta_z) + \Theta_{j1} + \Theta_{j2} \quad , \quad (10.15)$$

kde Θ_p je úbytek magnetického napětí na pólech,

Θ_{pn} je úbytek magnetického napětí na pólových nástavcích,

Θ_δ je úbytek magnetického napětí na vzduchové mezeře,

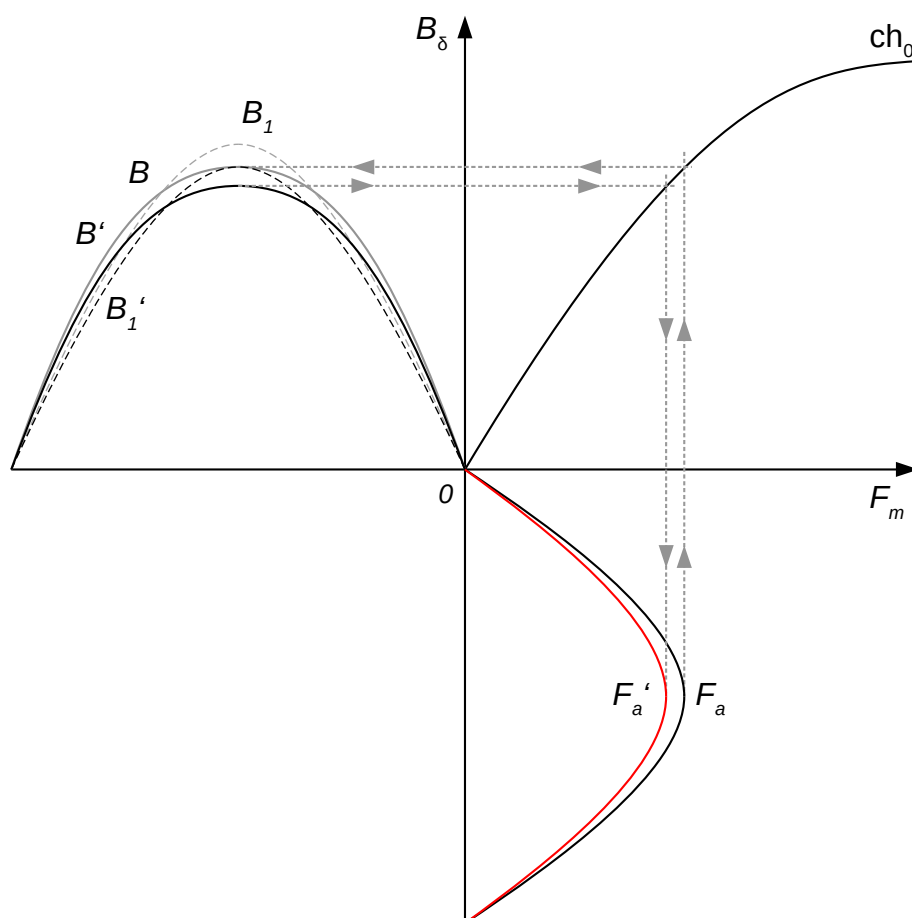
Θ_z je úbytek magnetického napětí na zubech

a Θ_{jx} jsou úbytky magnetického napětí na statoru, respektive rotoru.

Přes tuto charakteristiku se následně určí zploštění magnetického pole ve vzduchové mezeře tak, že se k charakteristice naprázdno I. kvadrantu (viz obr. 10.4) vynese do IV. kvadrantu svisle magnetické napětí kotvy o sinusovém tvaru s amplitudou

$$F_a = \frac{m}{\pi} \frac{N_s k_{v1}}{p} I_m \quad . \quad (10.16)$$

Postupně se po jednotlivých bodech určí průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře, z níž se určí základní harmonická B_1 . Amplitudu zdeformovaného průběhu



Obr. 10.4: Určení deformovaného tvaru magnetické indukce

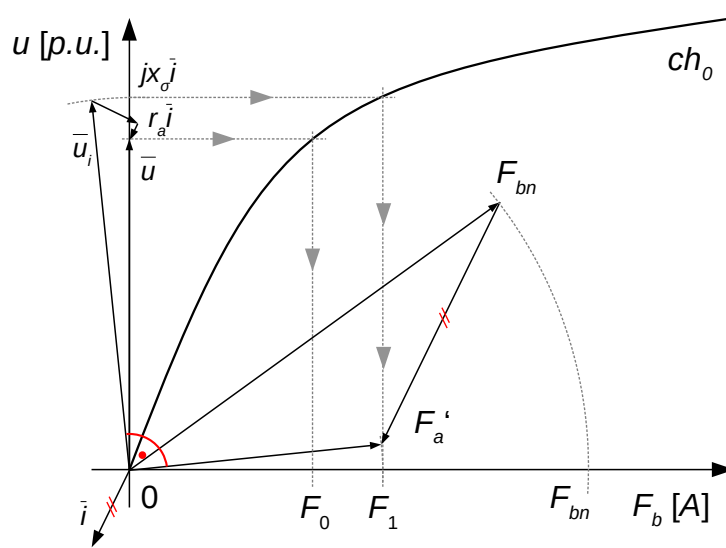
prohlasme nyní za amplitudu základní harmonické indukce B_1' , jejíž tvar je shodný s tvarem skutečného průběhu magnetické indukce ve vzduchové mezeře a velikost klesá v poměru

$$B'(\xi) = \frac{B_1'}{B_1} B(\xi) \quad (10.17)$$

Zpětným postupem lze pak přes charakteristiku naprázdno určit syčenou hodnotu F_a' . Z poměru magnetického napětí kotvy F_a a syčené hodnoty F_a' pak lze určit činitel tvaru magnetického pole kotvy

$$C_1 = \frac{F_a}{F_a'} \quad (10.18)$$

Buzení synchronního stroje pak lze určit postupem naznačeným na obr. 10.5. Základem je opět charakteristika naprázdno navrženého stroje, ke které se se na osu y vynese napětí v poměrných jednotkách, přičemž ke jmenovitému napětí se fázorově přičte úbytek napětí na odporu a rozptylové reaktanci stroje v poměrných jednotkách. Ten se přenesse přes charakteristiku naprázdno na kolmici k indukovanému napětí a v témže bodě se přičte rovnoběžně s fázorem proudu hodnota F_a' . Vzdálenost koncového bodu této konstrukce od počátku souřadného systému pak udává potřebné buzení stroje pro dané zatížení.



Obr. 10.5: Určení buzení synchronního stroje s hladkým rotorem

U synchronních strojů s vyniklými póly je ovšem třeba uvažovat proměnlivost vzduchové mezery, což se matematicky respektuje rozkladem pole reakce kotvy F_a' na složky F_d a F_q . Zafixujeme-li vnitřní účinník stroje na $\psi = 90^\circ$, bude magnetické pole statoru zarovnané s magnetickým polem rotoru a lze tedy definovat jednotlivé složky pole reakce kotvy jako

$$\begin{aligned} F_d &= F_a' \sin \psi \\ F_q &= F_a' \cos \psi \end{aligned} \quad (10.19)$$

Aby byl průběh magnetického pole ve vzduchové mezeře pokud možno co nejblíže harmonickému sinusovému průběhu, provádí se zaoblení pólových nástavců tak, aby ideálně odpovídala velikost vzduchové mezery

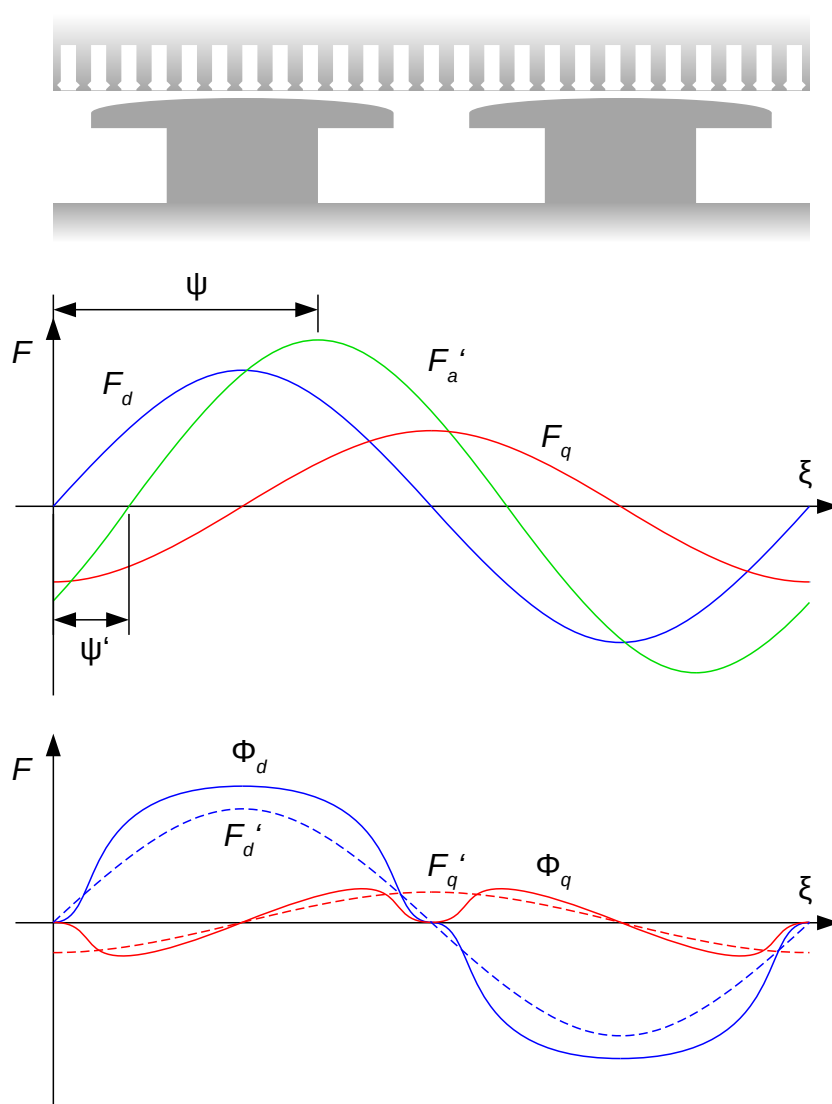
$$\delta(\xi) = \frac{\delta_{\min}}{\cos \xi}, \quad (10.20)$$

kde $\delta_{\min}$ je mechanická velikost vzduchové mezery.

To je ovšem poměrně složité na výrobu, proto se v praxi provádí tvarování pouze obloukem, za pomoci kterého se nastavuje maximální velikost vzduchové mezery $\delta_{\max}$ na okrajích pólových nástavců na 1,5 či 2 násobek mechanické velikosti vzduchové mezery. Pólový nástavec zároveň nekryje celou pólovou rozteč, což vede k další deformaci pole, která je analyticky velmi těžko postižitelná. Zavádí se proto činitelé deformace magnetického pole v osách d a q , které vedou na finální tvar velikosti magnetického pole reakce kotvy v jednotlivých osách

$$\begin{aligned} F_d' &= C_{d1} F_d = C_{d1} F_a' \sin \psi \\ F_q' &= C_{q1} F_q = C_{q1} F_a' \cos \psi \end{aligned} \quad (10.21)$$

kde C_{d1} zpravidla nabývá hodnot 0,7 až 0,85
a C_{q1} nabývá hodnot mezi 0,4 až 0,6.



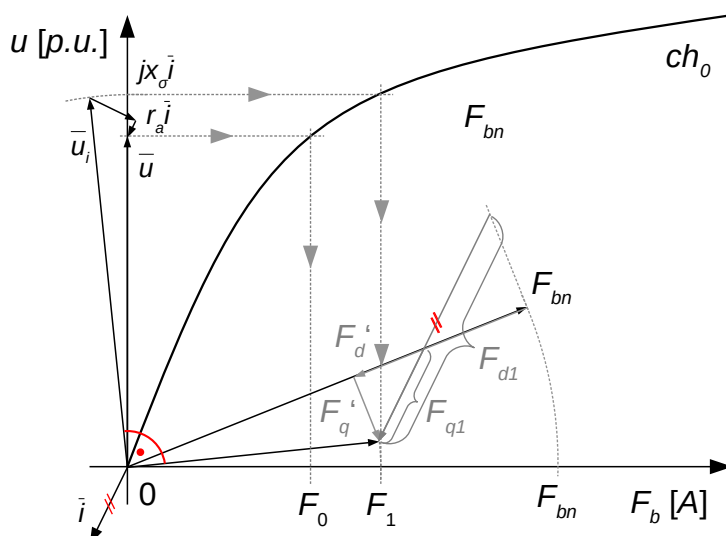
Obr. 10.6: Rozklad magnetického pole reakce kotvy na jednotlivé složky

Velikost činitelů deformace magnetického pole tedy závisí na mechanickém činiteli pólového krytí α_m a poměru $\delta_{\max}/\delta_{\min}$, přičemž pro běžné stroje bývá tabelizován v literatuře [4], [3]. Prakticky jej lze přibližně vyšetřit za pomoci numerického software či exaktně za pomoci metody konečných prvků.

Praktická konstrukce pro potřeby určení nutného magnetického napětí pro buzení v daném zátěžném stavu pak vychází z konstrukce zmiňované u synchronních strojů s hladkým rotorem. Základem je opět charakteristika naprázdno ch_0 , která se vynese na ose y v poměrných jednotkách svorkového napětí a na ose x v reálných jednotkách magnetického napětí (viz obr. 10.7). Na osu y je sestaven fázorový diagram, kdy je ke svorkovému napětí přičten fázorově úbytek napětí na statrovém odporu a rozptylové reaktanci stroje (obojí též v poměrných jednotkách). Následně se zís-

kaná velikost magnetického napětí přenesse přes charakteristiku naprázdno na osu magnetického napětí a vynesne na polopřímku z počátku souřadné soustavy kolmou ke spojnici koncového bodu zkonstruovaného fázorového diagramu s počátkem.

Stejně jako v případě synchronních strojů s hladkým rotorem se rovnoběžně s fázorem proudu vynesne z koncového bodu získaného magnetického napětí F_1 fázor magnetického napětí reakce kotvy F_a' . V tomto případě je ovšem třeba respektovat vyniklost stroje a vynášet jej ve formě dvou složek, F_{d1} a F_{q1} , které vyplývají z činitelů deformace magnetického pole C_{d1} a C_{q1} , rozkladu reakce pole kotvy do složek d a q a vnitřního účinku stroje ψ sevřeného fázory F_q' a F_{d1} jako

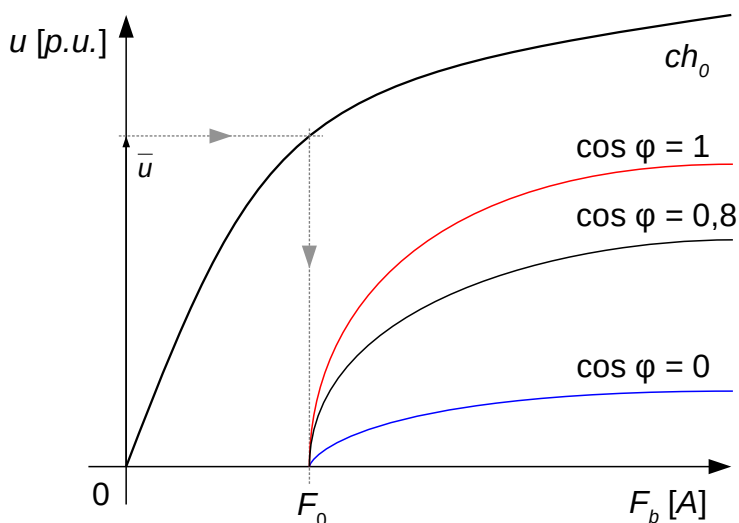


Obr. 10.7: Určení buzení synchronního stroje s vyniklými póly

$$F_{d1} = \frac{F_d'}{\sin \psi} = \frac{C_{d1} F_a' \sin \psi}{\sin \psi} = C_{d1} F_a' \quad (10.22)$$

$$F_{q1} = \frac{F_q'}{\cos \psi} = \frac{C_{q1} F_a' \cos \psi}{\cos \psi} = C_{q1} F_a'$$

Koncovým bodem vektoru F_{q1} je pak třeba vést polopřímku, na které se nachází koncový bod vektoru jmenovitého buzení F_{bn} . Jeho polohu lze určit za pomoci kolmice k polopřímce z počátku, která prochází zároveň koncovým bodem vektoru F_{d1} . Obdobně lze tedy provést konstrukci též po složkách F_d' a F_q' , v tomto případě je ovšem nutné znát vnitřní účinek stroje ψ , který svírá vektor F_d' s vektorem F_{d1} . Výše zmiňovaná konstrukce je pak základem Sumcovy konstrukce fázorového diagramu synchronního stroje s vyniklými póly.



Obr. 10.8: Zatěžovací charakteristiky synchronních strojů pro konstantní účinník

Za pomoci uvedených fázorových diagramů lze sestavit zatěžovací charakteristiky synchronních strojů pro konstantní účinník, viz obr. 10.8.

Návrh budícího vinutí pak odpovídá návrhu budícího vinutí cize buzených stejnosměrných strojů. Průřez budícího vinutí se tak volí

$$S_b = \frac{2 p l_b F_b}{0,9 \gamma U_b} \quad (10.23)$$

kde budící napětí U_b se u standardních generátorů volí v řadě 65, 110, 220 a 440 V. Budící proud se následně určí ze zvolené proudové hustoty jako

$$I_b = J_b S_b, \quad (10.24)$$

přičemž tato se volí u běžných generátorů mezi 2 a 4 A/mm². Počet závitů budícího vinutí pak vychází z potřebného magnetického napětí a je

$$N_b = \frac{F_b}{I_b}. \quad (10.25)$$

V případě synchronních strojů s permanentními magnety je pak třeba postupovat značně individuálně, neboť existuje celá řada uložení permanentních magnetů, které se liší svými elektromagnetickými vlastnostmi, kterým je třeba přizpůsobit nejen samotný návrh stroje, ale i permanentních magnetů jako takových. Podle uložení permanentních magnetů tak dochází ke značným variacím jednak v činiteli elektromagnetické síly k_E (nutno určit z fázorového diagramu stroje) a jednak v činiteli rozptylu permanentních magnetů k_σ , který u permanentních magnetů uložených na povrchu rotoru dosahuje jednotek procent, pro permanentní magnety vnořené do rotoru může ale dosahovat až hodnoty 0,25. Vzhledem k tomu, že tok permanentních magnetů nelze aktivně regulovat, stroj se tak vždy navrhuje na jmenovitý provozní bod.

I v tomto případě je návrh permanentních magnetů zcela ekvivalentní k návrhu buzení stejnosměrných strojů s permanentními magnety. Je tedy třeba určit celkový tok permanentních magnetů jako

$$\Phi_{PM} = (1 + k_\sigma) \Phi_\delta, \quad (10.26)$$

ze kterého lze následně určit šíři permanentních magnetů b_{PM} , indukci v nich B_{PM} a intenzitu magnetického pole v jejich objemu H_{PM} . Následně pak lze z uvedených hodnot určit samotnou výšku permanentních magnetů

$$h_{PM} = \frac{\Theta}{2(H_c - H_{PM})}. \quad (10.27)$$

10.3 Návrh tlumiče

Ačkoliv je tlumič synchronních strojů ve své podstatě klecí nakrátko, jeho návrh je značně zjednodušen, neboť v provozu stroje není trvale využíván. Aby nedocházelo k magnetickému lepení drážek statoru a rotoru, je nutné volit různé drážkové rozteče na obou tělesech. Zpravidla se volí

$$0,9 t_{d1} < t_{d2} < t_{d1} \vee 1,1 t_{d1} < t_{d2} < 1,2 t_{d1}. \quad (10.28)$$

Dimenzování tlumiče se pak provádí čistě na základě průřezu tyče vinutí, kdy se pro měděnou klec nakrátko volí

$$Q_t S_t = (15 \div 30) \% \sum S_{Cu1} , \quad (10.29)$$

kde Q_t je celkový počet tyčí tlumiče,

S_t je průřez tyče tlumiče

a $\sum S_{Cu1}$ je celkový průřez mědi kotvy.

Průřez kruhu nakrátko, který může být též neúplný, se pak volí jako

$$S_{kn} = (40 \div 50) \% \frac{Q_t S_t}{2 p} . \quad (10.30)$$

V případě potřeby robustnějšího provedení tlumiče se dimenzuje stejně jako klec nakrátko asynchronních strojů. Tento případ se týká zejména velkých hydroalternátorů, které mají být rozeběhány bez použití rozběhového asynchronního motoru.