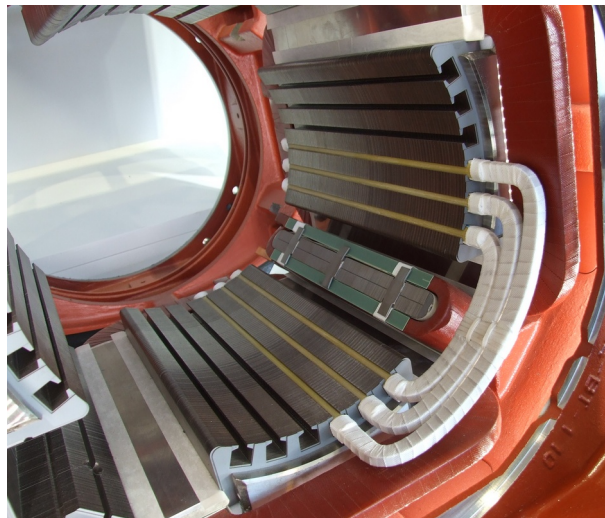


9 Specifika návrhu stejnosměrného stroje

Návrh stejnosměrného stroje je bezesporu nejkomplexnějším a nejrozsáhlejším návrhem mezi točivými elektrickými stroji. Jeho výpočet obsahuje návrhy:

- vinutí kotvy (s možnými ekvipotenciálními spojkami I. a II. řádu)
- magnetického obvodu statoru a rotoru
- buzení
- pomocných pólů
- kompenzačního vinutí
- komutátoru
- kartáčů



Obr. 9.1: Stator stejnosměrného stroje s pomocnými póly a kompenzačním vinutím

V závislosti na velikosti stroje se pak u menších strojů zpravidla návrh zjednodušuje a vynechávají se pomocné póly a kompenzační vinutí.

Zadání pro výpočet stroje by pak mělo obsahovat následující informace:

jmenovitý výkon stroje	P_n [W]
jmenovité napětí kotvy	U_n [V]
jmenovitou rychlost	n [ot/min]
způsob použití stroje	motor/generátor
způsob buzení	zapojení budícího vinutí ⁹ /permanentní magnety
způsob chlazení	IC kód
stupeň krytí	IP kód
tvar a umístění svorkovnice	IM kód

Ty pak mohou být doplněny o různé specifické požadavky jako například zástavbové rozměry, účinnost stroje či například jeho oteplení.

9.1 Výpočet základních rozměrů stejnosměrného stroje

Na základě uvedených požadavků lze následně přistoupit k volbě výpočtářských parametrů, tj. parametrů pro samotný elektromagnetický výpočet. Lineární proudová hustota A se u stejnosměrných strojů běžně volí v intervalu 20 000 – 40 000 A/m, přičemž podle třídy izolace a způsobu chlazení stroje se lze pohybovat i mimo tyto meze. Indukci ve vzduchové mezeře B_δ lze běžně volit v in-

⁹ U cize buzených strojů doplněné o požadované budící napětí U_b [V].

tervalu $0,6 - 1,05 T$, kde nižší hodnoty odpovídají malým strojům, velké hodnoty pak velkým strojům, které jsou vybaveny kompenzačním vinutím a pomocnými póly.

Elektromagnetičtí činitelé stejnosměrných strojů α_s a k_B již byli naznačeni v kapitole 2 a vzhledem ke snaze dosáhnout co nejploššího průběhu indukce ve vzduchové mezeře se činitel elektromagnetického pólového krytí volí až 0,7 a u malých strojů ražených z plechů může dosahovat i vyšších hodnot. Tomu pak též odpovídá vysoký mechanický činitel pólového krytí α_m , které se pohybuje mezi hodnotami 0,7 a 0,8. Činitel tvaru magnetického pole k_B by se pak měl u stejnosměrných strojů pohybovat kolem jedné, zpravidla je však mírně vyšší (1,03 – 1,05).

Hodnotu činitele elektromotorické síly k_E je třeba odhadnout na základě určení provozu stroje – v případě generátorů se pohybuje v intervalu 1,0 – 1,1, v případě motorů v intervalu 0,9 – 1,0. Vzhledem k tomu, že jde o poměr

$$k_E = \frac{U_i}{U_n}, \quad (9.1)$$

lze jej snadno odhadnout například za pomoci indukovaného napětí určeného z předpokládané hodnoty proudu a odporu z náhradního schématu stejnosměrného stroje jako

$$U_i = U_n + R_a I_n + U_k, \quad (9.2)$$

kde R_a je odpor vinutí kotvy,

I_n je jmenovitá hodnota proudu

a U_k je napěťový úbytek na kartáčích stroje.

Volbu počtu pólů stroje pak lze odvodit za pomoci dvou nezávislých hledisek. Tím prvním je výsledná frekvence magnetického pole v kotvě, která se zpravidla (z tradice) volí blízká 50 Hz, i když to není podmínkou. Pak vychází počet pólpárů stroje

$$p \approx \frac{60f}{n}. \quad (9.3)$$

Druhou možností jsou technologické možnosti výrobního podniku, kde se může vyskytnout omezení velikostí vyráběného pólu, a tedy pólové rozteče. S ohledem na toho hledisko se pak volí počet pólů jako

$$2p = \frac{\pi D_2}{t_{p2}}, \quad (9.4)$$

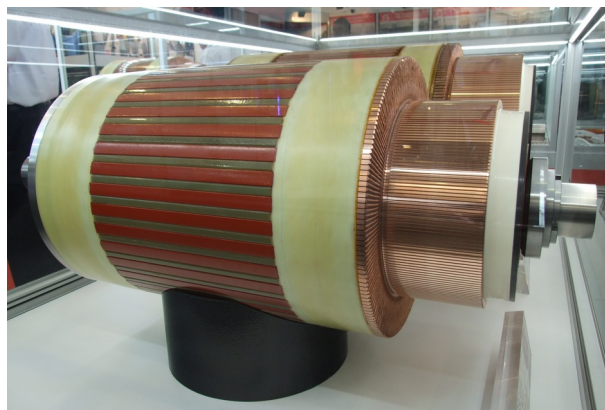
kde t_{p2} je pólová rozteč buzení.

Zde byla historicky limitem hodnota t_{p2} 300 až 400 mm.

Posledním voleným parametrem je pak proudová hustota ve vinutí stroje J , která se volí v intervalu 4 – 6 A/mm² v závislosti na způsobu chlazení kotvy. Důvodem k volbě takto nízkých proudových

hustot je fakt, že vinutí kotvy stejnosměrných strojů je poměrně špatně chlazeno, a to zejména v oblasti čel vinutí, kde je několikanásobně bandážováno, což zhoršuje přestup tepla z vinutí do okolního prostředí.

V návrhu vinutí je pak limitujícím faktorem mezilamelové napětí U_l , které by mělo být nižší, nežli 20 V a pro hladký chod stroje se zpravidla volí v intervalu 12 – 15 V. Toto napětí se rozděluje mezi



Obr. 9.2: Kotva stejnosměrného stroje s dobře patrným bandážováním čel

$$K_p = \frac{K}{2p} \quad (9.5)$$

lamel, takže pro dosažení dostatečně nízkého mezilamelového napětí je nutné použít

$$K = 2p \frac{U}{U_l} \quad (9.6)$$

lamel. Odsud již lze určit minimální počet drážek kotvy ze vztahu

$$Q = \frac{K}{u} \quad (9.7)$$

Tento počet se však ještě dále koriguje, neboť pro potlačení magnetického lepení zubů kotvy vůči budícím pólům se volí počet drážek tak, aby drážková rozteč počítaná v počtu drážek t_{pd} byla celé číslo zvětšené o $\frac{1}{2}$ a zároveň se u větších strojů volí $t_{pd} \geq 10$. Kromě samotného návrhu topologie vinutí je významným výstupem návrhu vinutí kotvy činitel kroku k_y , který je dále využit při výpočtu rozměrů stroje z výkonové rovnice.

V případě stejnosměrných strojů má výkonová rovnice tvar

$$P_i = C D_1^2 l_i n \quad (9.8)$$

kde některý z rozměrů může být předem dán. Je-li zadán požadovaný vnější průměr stroje D_e , je třeba D_1 volit buď ze zkušeností nebo na základě závislostí uvedených v literatuře [4]. Vnitřní výkon stroje pak vyplývá z činitele elektromotorické síly jako

$$P_i = k_E P_n \quad (9.9)$$

Ze známého celkového proudu strojem I_c , který je z lineární proudové hustoty

$$I_c = \pi D_1 A \quad (9.10)$$

respektive

$$I_c = V \frac{I}{2a_-} = V_s 2a_- \frac{I}{2a_-} = 2N_s 2a_- \frac{I}{2a_-} = 2N_s I, \quad (9.11)$$

kde V je počet vodičů kotvy

a V_s je počet vodičů kotvy v sérii,

lze odvodit počet závitů vinutí kotvy v sérii, který je porovnáním (9.10) a (9.11)

$$N_s = \frac{\pi D_1 A}{2I}. \quad (9.12)$$

Ten musí být celé číslo, v opačném případě je nutné upravit hodnotu lineární proudové hustoty a vrátit se zpět na začátek výpočtu.

Ekvivalentně lze vyjádřit celkový proud strojem za pomoci počtu vodičů v drážce V_d jako

$$I_c = V_d Q \frac{I}{2a_-}, \quad (9.13)$$

což dá porovnáním s jedním z mezivýsledků (9.11)

$$V_d = \frac{4a_- N_s}{Q}, \quad (9.14)$$

což opět musí být celé číslo, a to soudělné s počtem cívkových stran v drážce $2u$, jinak je opět nutné provést úpravu hodnoty lineární proudové hustoty A .

Počet závitů jedné cívky pak lze určit jako

$$N_c = \frac{V_d}{2u}. \quad (9.15)$$

Po určení topologie vinutí lze provést návrh magnetického obvodu kotvy, kde výchozím bodem jsou rozměry drážek, které vycházejí ze zvolené proudové hustoty ve vodiči. Rozměry drážky jsou přitom dány součtem rozměrů vodiče a použitých izolačních vrstev, přičemž průřez vodiče vyplývá přímo z proudu strojem I_n , počtu párů paralelních větví a_- a volené proudové hustoty J :

$$S_{Cu} = \frac{I}{2a_- J}, \quad (9.16)$$

přičemž samotný vodič lze zvolit z ČSN EN 60317. V případě, že není dostupný dostatečný průřez vodiče, lze zavést více paralelních vodičů n_p a ty navinout společně.

V rámci dimenzování magnetického obvodu je pak opět třeba brát v potaz zvolený způsob chlazení stroje, jako orientační však lze zvolit pro paty zubů kotvy vybavené obdélníkovými drážkami hodnoty indukce 2,2 – 2,5 T, v případě obdélníkového zubu je pak vhodné tyto hodnoty snížit na 1,7 – 2,0 T. Hodnoty indukce ve jhu rotoru by pak neměly přesahovat 1,3 – 1,4 T, přičemž nižší hodnoty odpovídají strojům s větší pólovou roztečí.

9.2 Návrh buzení stejnosměrných strojů

Pro budící póly, jelikož jsou protékány stejnosměrným magnetickým tokem, lze volit hodnoty mezi 1,5 a 1,7 T a v závislosti na materiálu jha se pro masivní jha vyrobená z litiny volí hodnoty mezi 1,1 a 1,2 T. V případě, že je jho vyrobeno z elektrotechnických plechů, lze použít hodnoty mírně vyšší, tj. cca 1,2 až 1,4 T.

Velikost vzduchové mezery se u stejnosměrných strojů volí na základě empirických vztahů, ačkoliv tyto vztahy nejsou závazné. Z hlediska volby velikosti vzduchové mezery je důležitým parametrem fakt, že její velikost je přímo úměrná velikosti budícího magnetického napětí, tudíž s rostoucí vzduchovou mezerou roste potřebný budící proud a počet závitů budící cívky. Dolním limitem je pak hodnota cca 0,2 mm, která se uplatňuje u velmi malých strojů s tuhým rotorem a malými ložiskovými vůlemi. Z empirických vztahů lze zmínit například

$$\delta > \frac{D_1}{1000} \quad (9.17)$$

nebo

$$\delta = k_\delta t_{p1} \frac{A}{B_\delta} \cdot 10^{-6} \quad (9.18)$$

kde činitel k_δ se volí 0,3 až 0,5 pro stroje bez kompenzačního vinutí a 0,2 až 0,3 pro stroje vybavené kompenzačním vinutím. Pro potřeby konstrukce stroje se pak vzduchové mezery pod 5 mm zaokrouhlují na desetiny milimetru, větší vzduchové mezery na poloviny milimetru.

Pro buzení stejnosměrných strojů se používají v dnešní době jak tradiční metody (tzn. sériové, derivační a cizí buzení), tak i permanentní magnety. V jejich případě se používají prakticky všechny druhy permanentních magnetů – ferity v případě malých motorků, neodým-železo-borové (NdFeB) magnety u běžných strojů a ve speciálních aplikacích i slitiny samarium-kobalt (SmCo) či ALNiCo. Ze zmiňovaných metod je pak návrh permanentních magnetů nejsnazší partií a jde prakticky o návrh cizího buzení.

Principem návrhu řešení magnetického obvodu, ve kterém se permanentní magnet chová jako reálný napěťový zdroj, jehož magnetické napětí musí odpovídat úbytku sumy magnetických napětí na jednotlivých částech magnetického obvodu a zároveň pokrývat vlastní magnetický odpor. Magnetické napětí poskytované permanentním magnetem je

$$F_{PM} = H_{c0} h_{PM} \quad , \quad (9.19)$$

kde H_{c0} je koercivita permanentního magnetu¹⁰ při jejich teplotě
a h_{PM} je výška permanentního magnetu.

Týž permanentní magnet pak má vnitřní magnetický odpor, který způsobuje úbytek magnetického napětí o hodnotě

$$\Theta_{PM} = H_{PM} h_{PM} \quad , \quad (9.20)$$

kde H_{PM} je intenzita magnetického pole v permanentních magnetech.

H_{PM} je pak třeba určit z magnetického toku, který jimi prochází, který je při uvažování mezipólového rozptylu

$$\Phi_{PM} = (1 + k_G) \Phi_\delta \quad , \quad (9.21)$$

kam lze dosadit rozměry magnetů, respektive stroje z

$$\Phi_{PM} = B_{PM} b_{PM} l_{PM} \quad (9.22)$$

respektive

$$\Phi_\delta = \alpha_\delta B_\delta t_p l_i \quad , \quad (9.23)$$

odkud vychází po dosazení a úpravě indukce v permanentním magnetu

$$B_{PM} = (1 + k_G) \alpha_\delta B_\delta \frac{t_p l_i}{b_{PM} l_{PM}} \quad (9.24)$$

ze které je intenzita magnetického pole v permanentních magnetech

$$H_{PM} = \frac{B_{PM}}{\mu_{PM}} \quad , \quad (9.25)$$

přičemž permeabilitu permanentního magnetu je třeba určit z nominálních hodnot zvoleného typu magnetů při pokojové teplotě jako

$$\mu_{PM} = \frac{B_{r20}}{H_{c20}} \quad . \quad (9.26)$$

¹⁰ Zde je třeba rozlišovat intrisickou (vnitřní) koercivitu H_{ci} a „externí“ koercivitu H_c . Pro potřeby návrhu stroje je významná koercivita H_c z hlediska návrhu magnetického obvodu, H_{ci} pak z hlediska posouzení rizika demagnetizace permanentních magnetů. Rozdílnost obou hodnot je dobře patrná z datasheetů [13].

Aby byl následující postup řešitelný, je nutné aby indukce v magnetu ani jeho intenzita magnetického pole nepřesáhla jeho parametry při dané teplotě, tzn. B_{r0} a H_{c0} .

Pro známý návrh magnetického obvodu pak lze stanovit celkový úbytek magnetického napětí

$$\sum \Theta = \Theta_{j1} + \Theta_{j2} + 2(\Theta_z + \Theta_p + \Theta_\delta) , \quad (9.27)$$

který musí být roven magnetickému napětí permanentních magnetů

$$2F_{PM} = 2\Theta_{PM} + \sum \Theta , \quad (9.28)$$

což dává po dosazení a úpravě výšku magnetu

$$h_{PM} = \frac{\sum \Theta}{2(H_{c0} - H_{PM})} . \quad (9.29)$$

Je tedy zřejmé, že intenzita magnetického pole v permanentních magnetech opravdu musí být pro fyzikální řešitelnost problému nižší, nežli koercivita permanentních magnetů při zvolené teplotě. Zároveň pro $H_{PM} \rightarrow H_{c0}$ vychází značně vysoké permanentní magnety a je v tomto případě vhodné změnit šíři permanentních magnetů či velikost indukce ve vzduchové mezeře.

Velmi podobným způsobem se pak navrhuje elektrické cizí buzení stroje. Zde je pak dodatečným vstupem řada standardizovaných budících napětí, které jsou zpravidla $U_b = 65, 110, 220$ nebo 440 V, i když se lze setkat i s odlišnými hodnotami [14]. Stěžejním bodem je zde návrh vinutí na odpovídající odpor tak, aby platilo

$$U_b = R_b I_b , \quad (9.30)$$

kde budící cívky o N_b závitů se zapojují do série a jejich odpor tedy je

$$R_b = \frac{1}{\gamma_{Cu}} \cdot \frac{2 p N_b l_b}{S_b} , \quad (9.31)$$

kde l_b je střední délka cívky budícího vinutí

a S_b je průřez vodiče budící cívky.

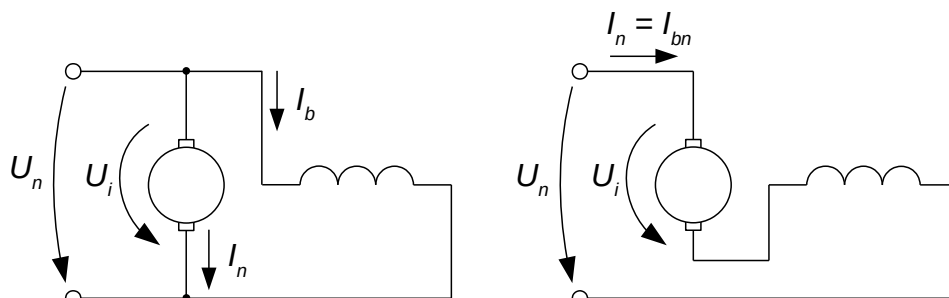
Po dosazení do (9.30) se objevuje součin $N_b I_b$, který má význam magnetického napětí budící cívky, které musí být shodné s úbytky magnetického napětí na magnetickém obvodu stroje, a vychází tedy

$$U_b = \frac{1}{\gamma_{Cu}} \cdot \frac{2 p l_b}{S_b} \sum \Theta \quad (9.32)$$

a vhodný průřez vodičů budícího vinutí je tak

$$S_b = \frac{2 p l_b \sum \Theta}{\gamma_{Cu} U_b} . \quad (9.33)$$

Ekvivalentní návrh se týká též derivačního vinutí, u nějž se navíc uplatňuje pouze podmínka, že za jako budící napětí se považuje 90 % svorkového napětí stroje, tzn. v případě návrhu derivačního buzení přechází vztah (9.33) do tvaru



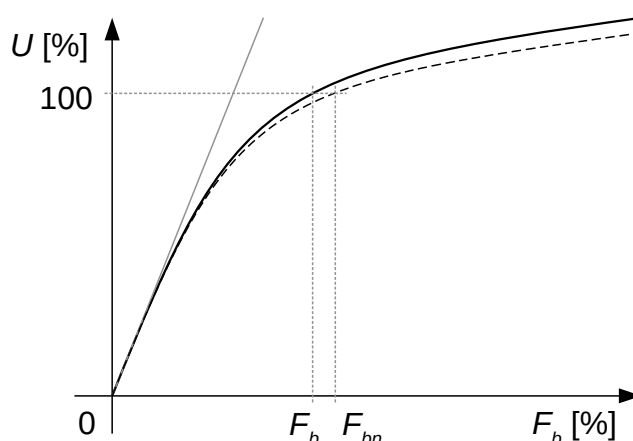
Obr. 9.3: Derivační (vlevo) a sériové (vpravo) zapojení buzení

$$S_b = \frac{2 p l_b \sum \Theta}{0,9 \gamma_{Cu} U_n} . \quad (9.34)$$

V případě sériového buzení se pak budícím proudem stává proud kotvou a počet závitů budícího vinutí je tedy třeba odvodit od tohoto proudu. S ohledem na mírnou demagnetizaci vlivem reakce kotvy se u tohoto typu buzení zvyšuje napočítaná suma magnetických napětí o 5 %, tzn. počet závitů budícího vinutí bude

$$N_b = 1,05 \frac{\sum \Theta}{I_n} \quad (9.35)$$

a průřez vinutí se navrhne dle požadované proudové hustoty na



Obr. 9.4: Deformace charakteristiky naprázdno vlivem demagnetizace

$$S_b = \frac{I_n}{J_b} , \quad (9.36)$$

přičemž pro budící vinutí se zpravidla uvažuje proudová hustota 1,5 – 3,5 A/mm².

9.3 Návrh pomocných pólů a kompenzačního vinutí

Jako častější volitelná komponenta stejnosměrných strojů se používají pomocné póly. Pomocné póly mají za úkol kompenzovat zbylé reaktanční magnetické napětí kotvy v prostoru mezi póly a zlepšit tak průběh komutace tím, že se v mezipólovém prostoru dosáhne nulové hodnoty magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Má-li být kompenzace pomocnými póly dokonalá, musí být jejich magnetické napětí přímo úměrné proudu kotvou, proto se jejich vinutí zapojuje do série s vi-

nutím kotvy. Zároveň by měla být kompenzace v celém proudovém rozsahu stroje lineární, tzn. i pomocné póly je třeba dimenzovat tak, aby byly magneticky dostatečně hluboko v nesycené části magnetizační charakteristiky materiálu, ze kterého jsou vyrobeny, proto se volí velikost indukce v tělesech pólů pouze 1,1 až 1,3 T. Z návrhu stroje pak vycházejí póly poměrně štíhlé a vysoké, proto se jejich vinutí umísťuje pokud možno co nejblíže ke vzduchové mezeře, aby se omezil jejich rozptyl (vyjádřený pomocí k_σ), který je i tak často vyšší, nežli 1. Takto vysoká hodnota mezipólového rozptylu je daná jednak poměrně velikou vzduchovou mezerou mezi pomocnými póly a kotvou, která se volí 1,5 až dvojnásobek mechanické vzduchové mezery, a jednak blízkostí pólových nástavců hlavních pólů. Magnetické napětí, které je nutné kompenzovat pak vychází z přítomnosti kompenzačního vinutí ve stroji a pokud jím stroj není vybaven, je zbývající magnetické napětí kotvy ke kompenzaci

$$F_{an} = \frac{1}{2} A t_p \quad , \quad (9.37)$$

zatímco v případě, že stroj je vybaven kompenzačním vinutím, klesá na hodnotu

$$F_{ak} = \frac{1}{2} (1 - \alpha_\delta) A t_p \quad . \quad (9.38)$$

Reaktanční napětí je pak dáno časovou změnou proudu v komutující cívkě dle

$$u_r = L \frac{di}{dt} \quad , \quad (9.39)$$

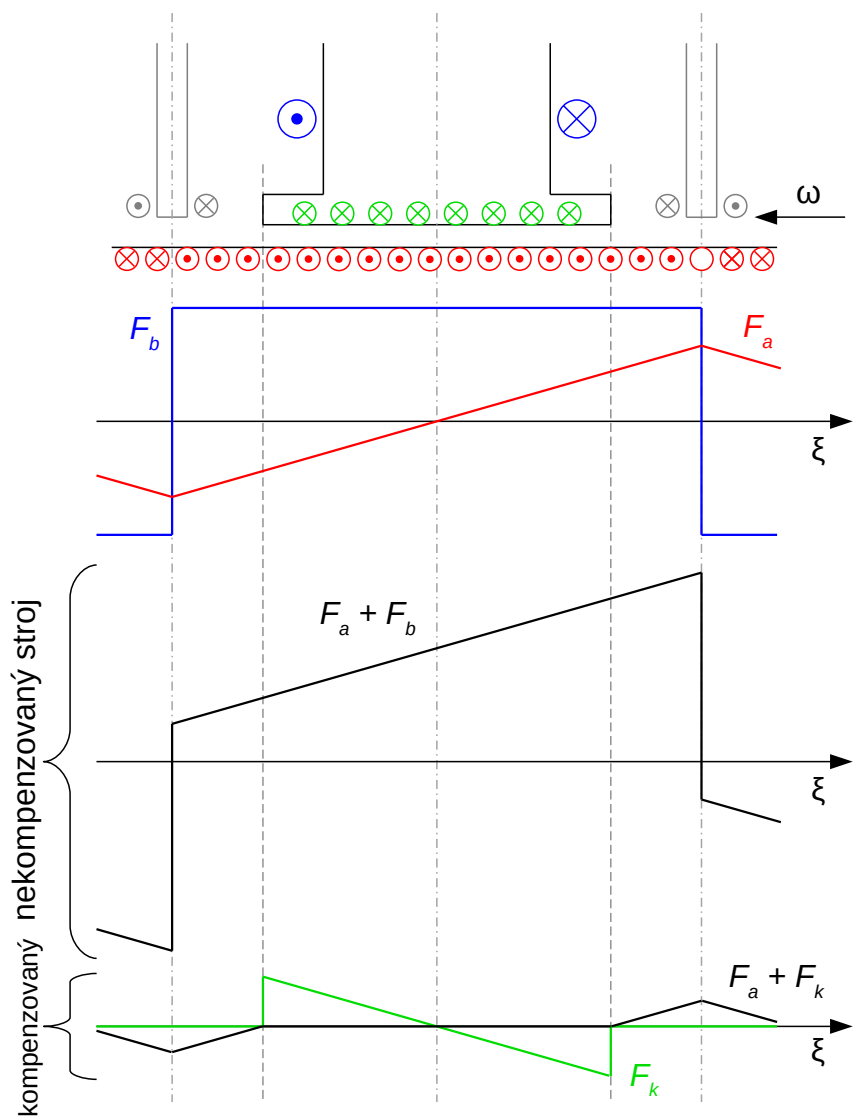
kde lze přejít na diferenciál ve tvaru

$$U_r = L \frac{\Delta I}{\Delta t} \quad , \quad (9.40)$$

kde ΔI je změna proudu, tj. přechod od hodnoty $+I_n$ k $-I_n$,

Δt je doba komutace T_k

a L je indukčnost komutující cívky, kterou lze určit analogicky k (6.25) jako



Obr. 9.5: Průběhy magnetického napětí jednotlivých vinutí stroje

$$L = \mu_0 \lambda_k N_c^2 l_{Fe} \quad , \quad (9.41)$$

kde λ_k je činitel magnetické vodivosti komutující cívky
a N_c je počet jejích závitů.

Reaktanční napětí pak lze zapsat jako

$$U_r = 2\mu_0 \lambda_k N_c^2 I_{Fe} \frac{I_n}{T_k} . \quad (9.42)$$

Za jmenovitý proud lze dosadit z úpravy (9.12)

$$I_n = \frac{\pi D_1 A}{2 N_s} , \quad (9.43)$$

kde počet závitů v sérii stroje je dán počtem cívkových stran v drážce, počtem drážek a počtem závitů cívky, tj.

$$N_s = u Q N_c . \quad (9.44)$$

Po dosazení do (9.43) dostáváme

$$I_n = \frac{\pi D_1 A}{2 u Q N_c} , \quad (9.45)$$

kde součin počtu drážek a počtu cívkových stran drážce má význam počtu lamel komutátoru a poměr obvodu kotvy ku počtu lamel dává lamelovou rozteč komutátoru na povrchu kotvy

$$t_k = \frac{\pi D_1}{u Q} . \quad (9.46)$$

Po dosazení (9.45) do (9.42) dostáváme

$$U_r = 2\mu_0 \lambda_k N_c^2 I_{Fe} \frac{t_k}{T_k} \cdot \frac{A}{N_c} , \quad (9.47)$$

kde počty závitů cívky lze pokrátit a poměr lamelové rozteče komutátoru na povrchu kotvy s dobou komutace udává rychlost otáčení rotoru. Výsledkem je tak vztah

$$U_r = \mu_0 \lambda_k N_c I_{Fe} v A , \quad (9.48)$$

kde činitel magnetické vodivosti cívky je přibližně

$$\lambda_k \simeq \frac{h_d}{b_d} + 2 \frac{l_{\tilde{c}}}{l_{Fe}} . \quad (9.49)$$

Hodnota magnetické vodivosti cívky ve spojení s permeabilitou vakua pak bývá nahrazována tzv. Hobartovým činitelem

$$\xi = \frac{1}{2} \mu_0 \lambda_k, \quad (9.50)$$

jehož hodnota se pohybuje v rozmezí $(4 - 8) \cdot 10^{-6}$. S jeho použitím přechází vztah (9.48) do tvaru

$$U_r = 2 \xi N_c I_{Fe} v A. \quad (9.51)$$

Toto napětí je pak nutné naindukovat do komutující cívky jejím pohybem, tzn.

$$U_r = 2 N_c B_k I_{Fe} v, \quad (9.52)$$

z čehož vychází potřebná indukce pod pomocným pólem

$$B_k = \xi A, \quad (9.53)$$

přičemž tento vztah se s ohledem na rozptyly často upravuje na

$$B_k = \left(1 + \frac{U_k}{U_r}\right) \xi A, \quad (9.54)$$

kde U_k je napěťový úbytek na kartáčích.

Při této indukci magnetického pole je úbytek magnetického napětí na vzduchové mezeře

$$\Theta_{pp} = \frac{B_k}{\mu_0} \delta_{pp} \quad (9.55)$$

a celkové potřebné napětí pomocných pólů je tak

$$F_{pp} = F_{an|ak} + \Theta_{pp}, \quad (9.56)$$

kde potřebný počet závitů pomocných pólů je

$$N_{pp} = \frac{F_{pp}}{I_n} \quad (9.57)$$

a jejich průřez je třeba zvolit z možné proudové hustoty, která se běžně pohybuje v intervalu $2 - 4 \text{ A/mm}^2$.

Vzhledem ke značnému vlivu výrobních nepřesností a výpočtu samotného je pak třeba instalaci pomocných pólů doladit na hotovém stroji, kde se vytváří mezera mezi tělesy pólů a jhem, do kterých se vkládají nemagnetické respektive magnetické vložky tak, aby zůstala zachována velikost vzduchové mezery mezi pomocnými póly a kotvou.

Návrh kompenzačního vinutí je pak odvozen od principu jeho funkce, kterým je kompenzace magnetického napětí kotvy. To je úměrné proudu kotvou, proto i kompenzační vinutí je zapojeno do série s ní. Ukládá se do drážek v pólových nástavcích, které mohou být otevřené nebo polouzavřené, přičemž pro potřeby kompenzace magnetického napětí kotvy je nutné dosáhnout u kompenzačního vinutí stejné lineární proudové hustoty, jako v kotvě. Pro kompenzovaný stroj tak platí, že reziduální reakce kotvy, která musí být dokompenzována pomocnými póly, je

$$F_{ak} = F_a + F_k = \frac{1}{2} A t_p - \frac{1}{2} \alpha_\delta A t_p = \frac{1}{2} (1 - \alpha_\delta) A t_p, \quad (9.58)$$

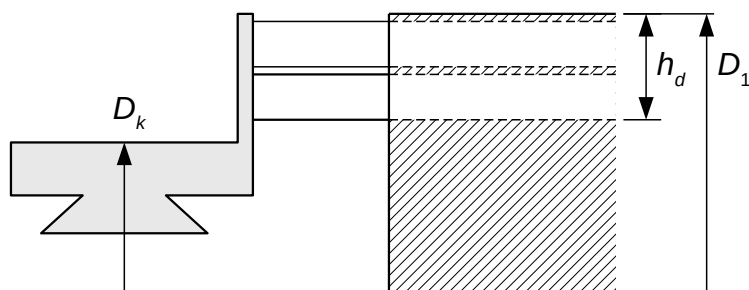
kde F_a je magnetické napětí kotvy

a F_k je magnetické napětí kompenzačního vinutí.

Kompenzační vinutí se zapojuje zpravidla do série, tzn. netvoří se paralelní větve. Na pólovém nástavci se pak tvoří sudý počet drážek pro kompenzační vinutí (za účelem pólového uspořádání cívek), jejichž drážková rozteč musí být odlišná od drážkové rozteče kotvy. Úspěšnou kompenzací lze snížit syčení pólových nástavců a tím i snížit nároky na buzení stroje.

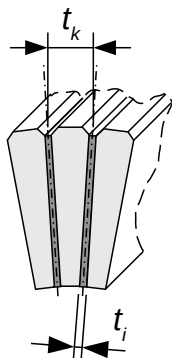
9.4 Návrh komutátoru

Návrh počtu lamel komutátoru probíhá současně s návrhem vinutí, přičemž je třeba mimo jiné vzít v potaz mezilamelové napětí, které by nemělo přesáhnout 20 V. Ze znalosti počtu lamel a předpokládaného průměru komutátoru vychází rozteč lamel komutátoru



Obr. 9.6: Vztah průměru komutátoru vůči průměru kotvy

$$t_k = \frac{\pi D_k}{K}. \quad (9.59)$$



Obr. 9.7: Šíře lamel komutátoru a mezilamelové izolace

Průměr komutátoru se pak u malých motorů volí tak, aby na komutátor byly navázány vodiče přímo vyvedené z drážek, takže jeho průměr je

$$D_k = D_1 - 2h_d \quad (9.60)$$

U ostatních strojů se běžně průměr komutátoru volí mezi 0,6 až 0,8 D_1 . Tloušťka mezilamelové izolace se pak volí v závislosti na napětí a velikosti stroje 0,2 až 0,4 mm u malých strojů na malé

napětí, 0,7 až 1,0 mm u středně velkých strojů na nízké napětí a 1,2 až 1,5 mm u velkých vysokonapěťových strojů. Šíře lamely komutátoru u paty pak bývá cca 3 mm. Maximální délka komutátoru je 300 až 400 mm.

Rozměry kartáčů pro komutátory jsou normalizovány a je třeba je volit na základě proudové hustoty kartáči, která by měla být v intervalu 8 – 10 A/cm². Proud na sadu kartáčů pak vychází

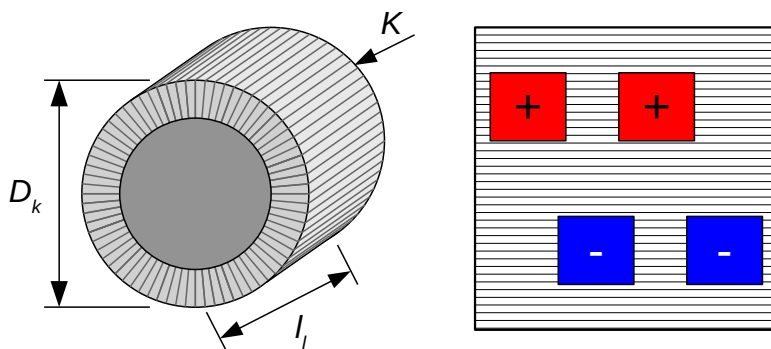
$$I_p = \frac{I}{p} \quad (9.61)$$

a odtud je potřebná plocha kartáčů

$$S_k = \frac{I_p}{J_k} \quad , \quad (9.62)$$

kde J_k je proudová hustota v kartáčích.

Pokud není dostupný kartáč o daném průřezu, nebo neodpovídá jeho velikost velikosti komutátoru, volí se více paralelních kartáčů. Z konstrukčních důvodů se volí mezi kartáči vzdálenost minimálně 5 mm, přičemž kartáče každé polaritě se pozicují přesazené. Na základě počtu kartáčů v sadě N_k vychází délka lamely komutátoru



Obr. 9.8: Rozměry komutátoru a přesazení kartáčů

$$l_l = (N_k + 0,5)l_k + (N_k - 1)i + (25 \div 50) \quad [mm] \quad , \quad (9.63)$$

kde l_k je délka jednoho kartáče

a i je izolační vzdálenost mezi kartáči.

Kartáč by pak na komutátoru měl přesahovat minimálně přes dvě lamely, obecně je pak jeho šíře úměrná počtu cívkových stran ve vrstvě drážky u .