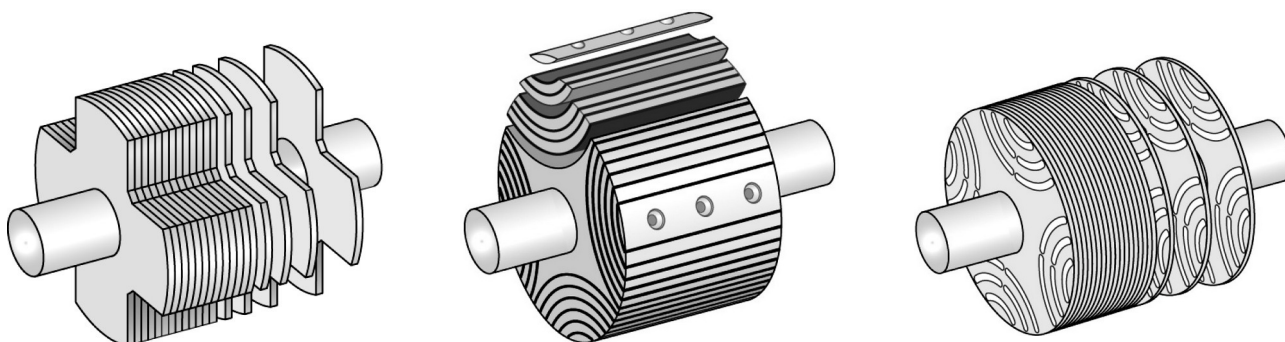


12 Poznámky k návrhu speciálních typů strojů

Pokud bychom využili tradiční definice elektrických strojů, jakožto zařízení využívaných k přeměně elektrické energie na elektrickou energii o odlišných parametrech či na energii mechanickou, zahrnoval by tento pojem mnohem širší skupinu elektrotechnických zařízení, nežli tradiční elektrické stroje. Stejnou definici jsou však schopny splnit i různé typy aktuátorů, jako například reproduktory, magnetické ventily a další. Pro potřeby dalšího postupu se však omezme na variace tradičních elektrických strojů, které se v současnosti dostávají do popředí zájmu, ať již ve spojitosti s rozvojem výkonové elektroniky či z důvodů možného navýšení výkonové hustoty pohonných systémů.

12.1 Synchronní reluktanční stroje

Synchronní reluktanční stroje jsou variací na tradiční elektricky buzené synchronní stroje s vyniklými póly. Na rozdíl od elektricky buzených synchronních strojů je však moment těchto strojů generován v důsledku rozdílu v indukčnostech v podélné a příčné ose stroje. Návrh stroje, respektive jeho rotoru, je tak zaměřen na maximalizaci rozdílu indukčností v podélné a příčné ose. Za tímto účelem byla navržena řada topologií rotorů, z nichž nejčastější jsou uvedeny na obr. 12.1 [21].



Obr. 12.1: Provedení rotorů synchronních reluktančních strojů

Z obr. 12.1 je zřejmá inspirace tradičním rotorem synchronního stroje (vlevo), která ale z elektromagnetického hlediska nepřináší dostatečné rozdíly v indukčnostech v obou zmiňovaných osách. Toto kompenzují axiálně vrstvená topologie (uprostřed) a topologie rotoru se vzduchovými bariérami (vpravo, praktické provedení na obr. 12.2 [22]). V těchto případech je možné dosáhnout výrazně vyšších rozdílů v indukčnostech stroje, i když i v těchto případech poměr L_d/L_q nepřesahuje 4.

Z návrhového hlediska je návrh stroje shodný s návrhem synchronních motorů s elektrickým buzením, tzn. i v tomto případě se volí stator s postupným vinutím a celočíselným počtem drážek na pól a fázi q . Zubové vinutí je sice z principu u tohoto stroje možné použít, ale jeho vysoký činitel



Obr. 12.2: Provedení rotoru synchronního reluktančního motoru Siemens

diferenčního rozptylu vede k tomu, že značně roste rozptylová indukčnost vinutí, která je shodná v obou osách a dochází tedy ke snížení vyniklosti stroje, což je v tomto případě značně nevýhodné.

Vzhledem k tomu, že pasivní rotor synchronních reluktančních strojů negeneruje indukované napětí, je nutné odvodit indukci ve vzduchové mezeře přímo od magnetického toku určeného ze svorkového napětí stroje. Zároveň pro tyto stroje není definován činitel elektromotorické síly k_E , proto se používá hodnota $k_E = 1$.

V případě rotoru se vzduchovými bariérami se rotor navrhuje tak, aby nedocházelo k přesycování železa, což by opět snižovalo vyniklost. Proto jsou zuby i magnetické mosty rotoru navrženy na poněkud nižší syčení – v případě zubů statoru kolem 1,8 T, v případě rotorových magnetických mostů pod 1,5 T. Vzduchové bariéry se pak z elektromagnetického hlediska chovají jako drážky asynchronních motorů, proto lze volbu jejich počtu odvodit od volby počtu drážek rotoru asynchronního stroje. Počet bariér N_b tedy musí vyhovovat podmínce

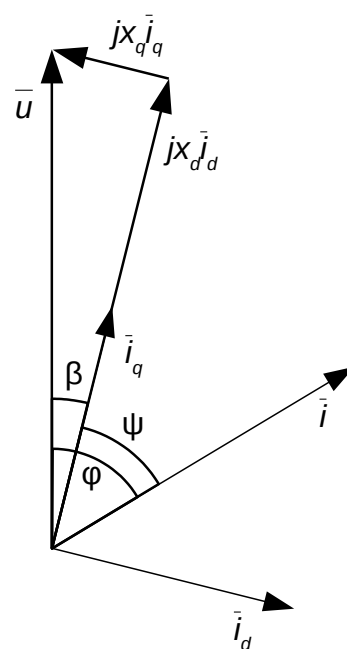
$$N_b \neq \frac{Q_1}{2p} \pm 1 \quad (12.1)$$

a nesmí být ani shodný s počtem statorových drážek Q_1 . Z hlediska ztrát je sice rotor plně pasivní, nicméně dochází zde k vývinu pulzačních ztrát v důsledku drážkování statoru, proto je i v tomto případě nutné využít konstrukce z elektrotechnických plechů.

Zásadním faktorem elektromagnetického návrhu synchronního reluktančního stroje je volba velikosti vzduchové mezery. Ta ovlivňuje velikost podélné indukčnosti stroje, která může být při nevhodné velikosti vzduchové mezery příliš vysoká a stroje může vykazovat tak vysokou impedanci, že jím nemůže procházet dostatečný proud pro tvorbu momentu. Vhodným opěrným bodem je zde MTPA kritérium pro synchronní reluktanční stroje [23], ze kterého lze zkonstruovat fázorový diagram stroje a odvodit požadované parametry stroje vzhledem k jeho jmenovitému napětí a výkonu [24].

Analýzou fázorového diagramu se znalostí podmínky optimálního provozu dle MTPA, kdy $i_d = i_q$ a za předpokladu vyniklosti stroje $L_d/L_q = 4$ lze odvodit požadavky na jednotlivé reaktance stroje, jejichž velikost by v tomto případě měla nabývat hodnot $x_d = 1,37 \text{ p.u.}$ respektive $x_q = 0,34 \text{ p.u.}$ Účinník takto navrženého stroje pak bude $\cos \varphi = 0,51$.

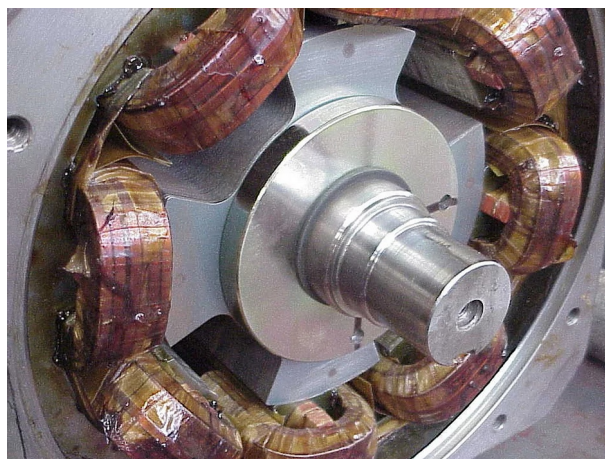
Znatelného nárůstu účinníku je pak možné dosáhnout doplněním rotoru o permanentní magnety, které bývají vkládány do vzduchových bariér. O této topologii se pak často mluví jako o synchronních reluktančních strojích asistovaných permanentními magnety - permanent magnet assisted synchronous reluctance machines. Stěžejním rozdílem mezi těmito stroji a tradičními synchronními stroji s permanentními magnety pak spočívá v tom, že majoritní část momentu není generována magnety, ale vyniklostí.



Obr. 12.3: Fázorový diagram synchronního reluktančního stroje v poměrných jednotkách

12.2 Spínané reluktanční stroje

Spínané reluktanční stroje jsou do jisté míry extrémní variantou synchronních reluktančních strojů, kdy satorové vinutí je tvořeno zubovým vinutím, které je přímo připínáno ke zdroji stejnosměrného napětí. Tímto vinutím při připojení ke zdroji napětí začíná protékat proud, což vybudí magnetický tok, který se uzavírá přes rotor se značně vyniklými póly, což vede k jeho natočení směrem k napájeným cívkám (viz obr. 12.4 [25]). Tento děj se opakuje postupným připínáním jednotlivých cívek ke zdroji, čímž je dosaženo otáčení rotoru.



Obr. 12.4: Spínaný reluktanční motor

Je zřejmé, že v porovnání se dříve zmíněnými typy elektrických strojů je funkce tohoto stroje diametrálně odlišná – namísto předpokladu harmonického napájení je tento stroj udržován prakticky trvale v přechodném stavu, což se mimo jiné dotýká i jeho momentu, který je značně zvlněný, a proudu, kterým je stroj napájen a má podobu pilového průběhu. I přes tyto svoje vlastnosti jsou spínané reluktanční stroje vyhledávány pro svou jednoduchou a robustní konstrukci, která dovoluje jejich využití i pro nejvyšší rychlosti. Jedna z jeho nejznámějších aplikací je například elektrické turbodmychadlo ve voze Audi Q7 [26], synchronní reluktanční motor je pak použit díky své robustnosti též v důlním vozidle Komatsu [27].

Pro návrh spínaných reluktančních strojů tak nelze uplatnit tradiční přístup, kdy jsou výchozí rozměry stroje definovány za pomoci výkonové rovnice, která vychází z předpokladu harmonického napájení stroje. Návrh tedy spínaných reluktančních strojů je tedy orientován nikoliv na dodržení rozměrů s ohledem na výkonovou rovnici, ale na správný průběh přechodného děje, v rámci kterého by měl fungovat. Z hlediska rozměrů je tak zásadní navrhnout stroj tak, aby v rámci svých rozměrů byl schopen přenést spřažený magnetický tok $\psi(t)$ aniž by docházelo k sycení železa stroje. Časový průběh tohoto magnetického toku je přitom

$$\psi(t) = \int (u - Ri) dt \quad , \quad (12.2)$$

kde u je napětí na svorkách motoru,

R je odpor fáze stroje

a i je průběh fázového proudu.

V rámci svého pohybu se přitom rotor stroje pohne za elementární časový úsek dt o úhel $d\xi$, lze tedy psát

$$\omega = \frac{d\xi}{dt} \quad (12.3)$$

a za předpokladu zanedbání statorového odporu R a konstantního napětí na svorkách motoru U dosadit do rovnice (12.2), ze které vyplývá

$$\psi(\xi) = \frac{1}{\omega} \int U d\xi \quad (12.4)$$

K maximální změně magnetického toku v průběhu natočení stroje dochází mezi polohami, kdy jsou póly rotoru v poloze mezi zuby statoru a v poloze zarovnané. Pak lze psát

$$\psi = \frac{1}{\omega} \int_{\xi_1}^{\xi_2} U d\xi = \frac{U}{\omega} (\xi_2 - \xi_1) = \frac{U}{\omega} \varepsilon \quad (12.5)$$

kde ε je úhel sepnutí, který vyplývá z počtu fází statoru m_1 a počtu zubů rotoru N_r jako

$$\varepsilon = \frac{2\pi}{m_1 N_r} \quad (12.6)$$

Magnetický tok strojem pak lze určit jako

$$\Phi = \frac{\psi}{K_1 N_c} = \frac{\varepsilon U}{\omega K_1 N_c} = \frac{2\pi U}{\omega m_1 K_1 N_c N_r} \quad (12.7)$$

kde K_1 je počet cívek statoru zapojených v sérii

a N_c je počet závitů cívky.

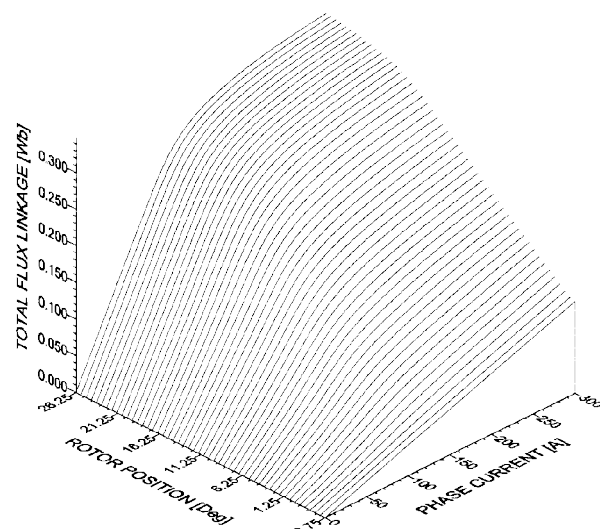
Vazbu na moment stroje pak lze přibližně určit z analytického výpočtu

$$M = \frac{\partial W_m}{\partial \xi} = \frac{1}{2\varepsilon} (L_{\max} - L_{\min}) i^2 \quad (12.8)$$

kde $L_{\max}$, $L_{\min}$ jsou hodnoty indukčností v polohách rotoru mezi zuby respektive v ose se zuby statoru.

Je tedy zřejmé, že návrh spínaného reluktančního stroje je optimalizační úlohou, jejíž cílem je nalezení vhodných rozměrů pro získání odpovídajících indukčností $L_{\max}$ a $L_{\min}$, přičemž zároveň musí odpovídat sycení magnetického obvodu a proudová ve vinutí stroje.

Vzhledem k tomu, že řada z uvedených veličin vykazuje analyticky velmi obtížně vyjádřitelné závislosti, je vhodné návrh synchronního reluktančního



Obr. 12.5: Toková mapa SRM určená z FEM

stroje provázat s analýzou za pomoci metody konečných prvků, jejímž výstupem jsou tokové mapy synchronního reluktančního stroje (závislosti spřaženého toku na úhlu natočení a proudu strojem, viz obr. 12.5 [28]), z nichž lze určit skutečné průběhy proudu a momentu stroje. Tyto průběhy jsou pak výsledky simulací, v rámci kterých se řeší výše zmiňovaný průběh proudu při přiložení napětí za pomoci vztahu

$$\psi(\xi, i) = \frac{1}{\omega} \int (U - Ri) d\xi \quad (12.9)$$

ve vazbě na závislost indukčnosti na úhlu natočení a proudu

$$\psi(\xi, i) = \int L(\xi, i) di \quad (12.10)$$

Z nich je pak určen moment stroje

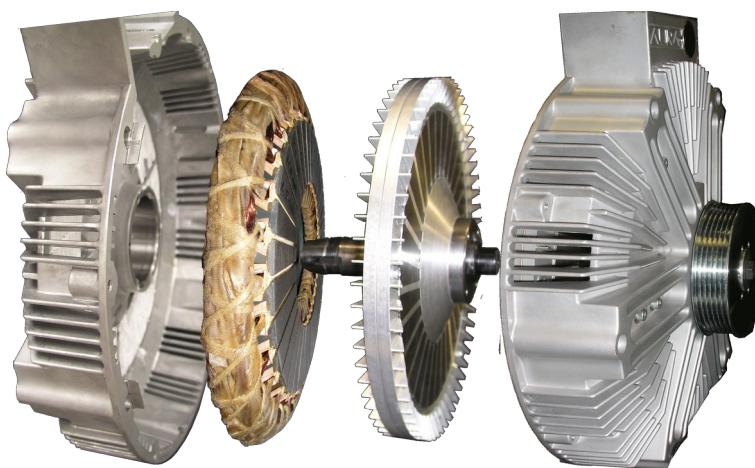
$$M(\xi, i) = \frac{\partial}{\partial t} \left[\int_0^i \psi(\xi, i) di \right] \quad (12.11)$$

a činitel magnetického toku

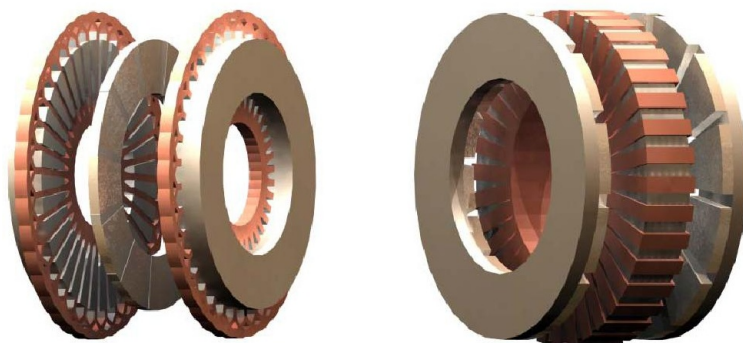
$$K(\xi, i) = \frac{\partial \psi(\xi, i)}{\partial t} \quad (12.12)$$

12.3 Axiální stroje

Axiální provedení elektrických strojů získává stále větší oblibu, a to zejména v automobilovém průmyslu. Obecně vzato lze jako axiální stroj provést jakoukoliv variantu elektrického točivého stroje – tzn. může jít o synchronní stroj, asynchronní stroj (viz obr. 12.6 [29]), stejnosměrný stroj či některý ze spínaných strojů. Důvodem obliby těchto strojů je jednak možnost získání vyšší výkonové hustoty (vyjádřené jako poměr výkonu ku hmotnosti či výkonu ku objemu stroje) a jednak možnost snadného škálování výkonu – výsledkem návrhu je téměř vždy velmi tenký stroj a získaný axiální prostor lze využít pro sériové řazení několika strojů. Obdobného řazení pak lze dosáhnout v rámci jednoho stroje spojením několika satorů a rotorů.



Obr. 12.6: Axiální provedení asynchronního stroje s klecí nakrátko



Obr. 12.7: Axiální stroj s postupným vinutím a dvěma statory (vlevo) a axiální stroj s jedním statorem a toroidálními cívkami (vpravo) převzato z [30]

Z hlediska konfigurace existuje několik způsobů řešení statorů a rotorů, které se obecně liší celkovým využitím použitého materiálu, ale i technologií výroby. Nejjednodušším způsobem je použití kotvy v tradičním slova smyslu, tzn. jako části se zuby a jhem, jak je též naznačeno na obr. 12.6. Rotor pak může být opět axiální variací na rotor tradičního stroje, a nebo pouze mezičlánkem mezi dvěma statory. Výhodou tohoto řešení je značná chladicí plocha

jha obou statorů, díky čemuž mohou být i tyto stroje chlazeny tradičními způsoby, jako například vzduchem.

Alternativní provedení je pak možnost použití dvou rotorů a jednoho statoru. I když i v tomto případě byly zpočátku využívány variace na klasickou kotvu (zuby spojené jhem; vinutí buď tradiční postupné a nebo v podobě toroidálních úseků), v současné době se prosazuje konstrukce bez přítomnosti jha. U těchto strojů jsou cívky navinuty přímo na zubech a magnetický tok prochází přímo z jednoho rotoru přes zuby statoru do druhého rotoru. Tyto stroje vyrábí například anglická firma YASA (viz obr. 12.8 [30]) či belgický Magnax. Nevýhodou tohoto uspořádání je jednak problematické mechanické spojení samostatných zubů s cívkami mezi sebou a jednak samotné chlazení takového statoru. Ten je proto často nutné chladit kapalinou (voda, olej).



Obr. 12.8: Uspořádání stroje YASA

Návrh axiálního stroje lze sice provést „intuitivně“, tj. pouhou transformací výkonové rovnice pro podmínky geometrie axiálních strojů¹⁹, nicméně tento postup se ukazuje jako nevhodný, neboť nevede na optimální využití materiálu stroje a jeho chladicího potenciálu [31]. Zároveň může dojít k nadměrnému nárůstu hustoty ztrát na vnitřním průměru stroje, který se tak následně může přehří-

¹⁹ V tomto případě je třeba zavést průměr kotvy D_1 jako aritmetický průměr vnitřního a vnějšího průměru

$$D_1 = \frac{D_e + D_i}{2} \quad (12.13)$$

a délku stroje jako polovinu rozdílu těchto hodnot

$$l = \frac{D_e - D_i}{2} \quad (12.14)$$

Následně lze aplikovat výkonovou rovnici v její tradiční podobě.

vat. Z toho to důvodu je vhodné zavést jako referenční prvek návrhu poměr mezi vnitřním a vnějším průměrem kotvy stroje

$$\lambda = \frac{D_i}{D_e} , \quad (12.15)$$

a s ohledem na ztráty ve vnitřních čelech vinutí použít pro výpočet Essonova činitele hodnotu lineární proudové hustoty při vnitřním průměru stroje A_i . Pak lze zavést výkonovou rovnici ve tvaru

$$S_i = \frac{1}{4} C D_e^3 (1 - \lambda^2) \lambda n , \quad (12.16)$$

kde Essonův činitel má tvar

$$C = \frac{\pi^2}{60} \alpha_\delta B_\delta A_i k_{v1} k_B . \quad (12.17)$$

Jako optimální poměr vnitřního a vnějšího průměru se pak s ohledem na ztráty a využití stroje uvažuje hodnota

$$\lambda = \frac{1}{\sqrt{3}} . \quad (12.18)$$

Zde je nutno upozornit, že výše uvedená výkonová rovnice se vztahuje k jedné kotvě navrhovaného stroje. Je-li stroj vybaven více kotvami (statory), výkon jednotlivých kotev se sčítá.

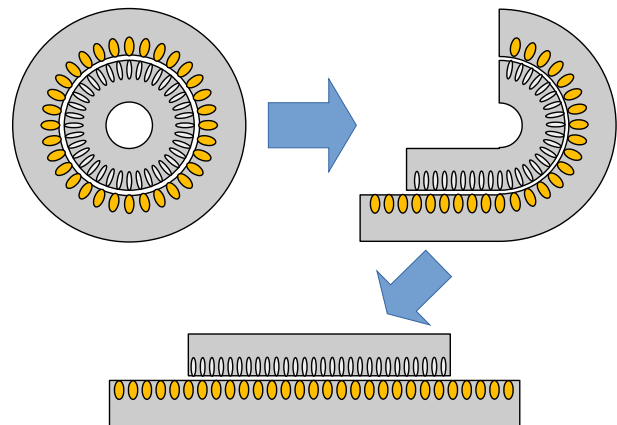
12.4 Lineární stroje

Stejně jako v případě axiálních strojů, i v případě lineárních elektrických strojů může být z principu libovolný typ stroje převeden na jeho lineární variantu. Lineární elektrické stroje se obecně používají tam, kde je z nějakého důvodu nevýhodné použít tradiční rotační stroj s převodem, což kromě různých polohovacích zařízení zahrnuje například pohonné systémy magneticky levitovaných dopravních prostředků. V průmyslu je často využívána varianta lineárního synchronního motoru s permanentními magnety, pro magneticky levitované dopravní prostředky se pak uplatňují varianty elektricky buzeného synchronního stroje (budící cívky pohyblivé části zde mohou fungovat též jako levitační cívky, které se přitahují k jízdní dráze; toto provedení používá systém Transrapid [32], [33]) či lineárního asynchronního motoru.



Obr. 12.9: Úsek jízdní dráhy systému Transrapid [32]

Ukázka takovéto transformace je uvedena na obr. 12.10, na kterém je zobrazen přechod rotačního asynchronního stroje na jeho lineární variantu. Z principu je zřejmé, že délky obou částí (statické a pohyblivé) musí být odlišné, neboť jinak by nebyl umožněn pohyb motoru. Stejně jako u točivých elektrických strojů je i zde možné provést záměnu statické a pohyblivé části, proto se hovoří samostatně o dvou možných provedeních, a to o lineárních strojích s krátkou kotvou a lineárních strojích s dlouhou kotvou (jak je zobrazeno na obr. 12.10).



Obr. 12.10: Přechod od točivého k lineárnímu motoru

Matematicky lze přechod od rotačního stroje k lineárnímu demonstrovat za použití výkonové rovnice v jejím plném tvaru, tzn. s dosazeným zněním Essonova činitele

$$S_i = \frac{\pi^2}{60} \alpha_\delta A B_\delta k_{v1} k_B D_1^2 l n \quad (12.19)$$

Z této formy lze následně vyjmout

$$\frac{\pi D_1 n}{60} = v \quad (12.20)$$

pro posuvnou rychlost stroje a

$$\pi D_1 = L \quad (12.21)$$

jako aktivní délku stroje. Zároveň je vhodné s ohledem na pohled na stroj přeznačit délku stroje l na jeho šířku b . Po těchto úpravách lze zapsat vnitřní výkon stroje jako

$$S_i = \alpha_\delta A B_\delta k_{v1} k_B L b v \quad (12.22)$$

ze které vyplývá lineární forma Essonova činitele

$$C_l = \alpha_\delta A B_\delta k_{v1} k_B \quad (12.23)$$

a výkonové rovnice

$$S_i = C_l L b v \quad (12.24)$$

Ze vztahu

$$P = F v \quad (12.25)$$

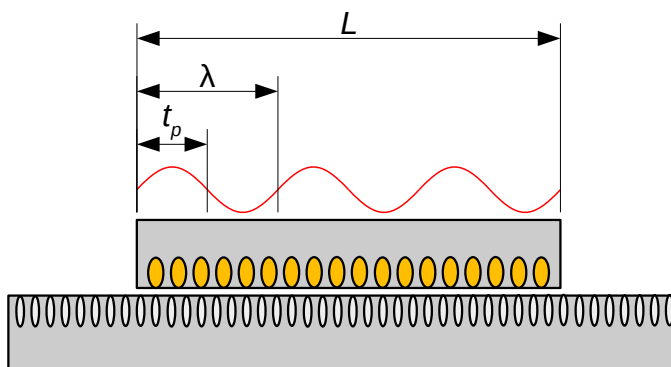
pak lze určit elektromagnetickou tažnou sílu motoru jako

$$F_i = C_l L b \quad (12.26)$$

Délka stroje by pak měla odpovídat násobku vlnové délky postupného pole stroje (λ ; $\lambda = 2t_p$), což určí počet pólů stroje

$$p = \frac{L}{\lambda} \quad (12.27)$$

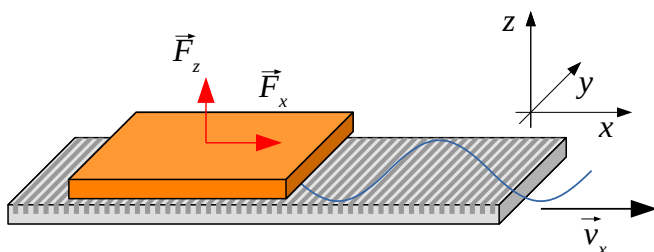
Následně lze ze znalosti rychlosti stroje a vlnové délky postupné vlny určit napájecí frekvenci stroje jako



Obr. 12.11: Délka stroje a významné parametry lineárního stroje s krátkou kotvou

$$f = \frac{v}{\lambda} = \frac{p v}{L} \quad (12.28)$$

Všechny uvedené veličiny jsou vyznačeny na obr. 12.11 a jejich význam je obdobný i v případě návrhu stroje s krátkou pohyblivou částí a dlouhou kotvou. Zde je aktivním protičlenem právě krátká pohyblivá část, proto jsou výkon a tažná síla dány opět délkou pohyblivé části.



Obr. 12.12: Síly působící v lineárním asynchronním stroji s levitačním účinkem

V porovnání s tradičními rotačními stroji, kde jsou za normálních okolností radiální síly v rovnováze, se tyto síly u lineárních strojů projevují v plné podobě jako vzájemné síly mezi statickou a pohyblivou částí. Tyto síly jsou ve většině případů přitažlivé a je třeba s nimi uvažovat při návrhu pohyblivých elementů daného stroje, zejména při dimenzování ložisek, kdy se přičítají k hmotnosti samotného stroje.

V některých případech je však využití těchto sil žádoucí, jako například ve výše zmiňovaném příkladu systému Transrapid. Opačným extrémem je případ lineárního indukčního motoru, který v případě, že pohyblivá část je tvořena pouze hliníkovou deskou bez přítomnosti feromagnetického jha, vykazuje odpudivou sílu mezi statorem a rotorem a může být využíván i k levitaci poháněného dopravního prostředku [34].