

**KATEDRA ELEKTRICKÝCH
POHONŮ A TRAKCE**

**ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V PRAZE**



**FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ
SPOUŠTĚNÍ SYNCHRONNÍCH
MOTORŮ S PERMANENTNÍMI
MAGNETY**

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

KVĚTEN 2023

AUTOR: MARTIN SIKORA

VEDOUcí PRÁCE:

ING. PAVEL KOBRLE, Ph.D.

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Sikora** Jméno: **Martin** Osobní číslo: **498877**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektrických pohonů a trakce**
Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**
Specializace: **Aplikovaná elektrotechnika**

II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

Spouštění synchronních motorů s permanentními magnety

Název bakalářské práce anglicky:

Permanent Magnet Synchronous Motor Starting

Pokyny pro vypracování:

1. Seznamte se s typy synchronních motorů s permanentními magnety. Zaměřte se na specifika v jejich konstrukci a vlastnostech.
2. Detailně prostudujte metody rozběhu PMSM.
3. Sestavte simulační modely vhodné pro analýzu rozběhu PMSM.
4. Obdržené simulační výsledky věcně zhodnoťte.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Maraaba, L. et al., Modelling of interior-mount LSPMSM underasymmetrical stator winding. IET Electric Power Applications, Vol. 12, Issue 5, May 2018.
- [2] Sethupathi, P., Senthilnathan, N., Comparative analysis of line-start permanent magnet synchronous motor and squirrel cage induction motor under customary power quality indices, Electrical Engineering, 102:1339–1349, 2020.
- [3] Stoia, D. et al., Analytical Design and Analysis of Line-Start Permanent Magnet Synchronous Motors, IEEE AFRICON, Keňa, 2009.
- [4] Isfahani, A.H., Vaes-Zadeh, S., Line start permanent magnet synchronous motors: Challenges and opportunities, Energy, Vol. 34, Issue 11, 2009.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

Ing. Pavel Koblre, Ph.D. katedra elektrických pohonů a trakce

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) bakalářské práce:

Datum zadání bakalářské práce: **16.02.2023** Termín odevzdání bakalářské práce: **26.05.2023**

Platnost zadání bakalářské práce: **22.09.2024**

Ing. Pavel Koblre, Ph.D.
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.
podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Student bere na vědomí, že je povinen vypracovat bakalářskou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v bakalářské práci.

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu mé práce Ing. Pavlovi Kobrlemu, Ph.D. za odborné vedení, rady a cenné připomínky při jejím vypracování. Dále také děkuji své přítelkyni a celé rodině za stálou podporu nejen po dobu mého studia.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval/a samostatně a že jsem uvedl/a veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze dne 26. května 2023

.....

ABSTRAKT

Tato práce obsahuje přehled konstrukcí synchronních motorů s permanentními magnety (PMSM) se zaměřením na způsoby uložení permanentních magnetů. Dále je obsažen přehled běžně využívaných metod rozběhů PMSM. Nakonec jsou představeny dva modely vytvořené v prostředí *MATLAB/Simulink* využité pro analýzu rozběhů skalární U/f metodou a přímým připojením na síť motoru s rozběhovou klecí. Uvedeny jsou simulační výsledky spolu s jejich zhodnocením.

Klíčová slova: PMSM, synchronní motor s permanentními magnety, LSPMSM, rozběh motoru s permanentními magnety

ABSTRACT

This paper provides an overview of permanent magnet synchronous motor (PMSM) designs with a focus on permanent magnet mounting methods. A review of commonly used PMSM start-up methods is also included. Finally, two models developed in *MATLAB/Simulink* are presented and used to analyze the start-ups with the scalar V/f method and direct connection to the network using motor with a starting cage. Simulation results are presented along with their evaluation.

Keywords: PMSM, permanent magnet synchronous motor, LSPMSM, permanent magnet motor starting

OBSAH

ÚVOD	1
KAPITOLA 1: ÚVOD	2
1.1 PRINCIP ČINNOSTI SYNCHRONNÍHO MOTORU	2
1.2 MATERIÁLY PRO PERMANENTNÍ MAGNETY	2
1.3 POROVNÁNÍ SM A PMSM	3
1.4 KONSTRUKCE STATORU PMSM	4
1.5 KONSTRUKCE ROTORU PMSM	5
1.5.1 SPM	5
1.5.2 IPM	6
1.5.3 Porovnání SPM a IPM	6
1.5.4 Typy rotorů	7
1.5.5 Porovnání různých typů rotorů	7
1.5.6 Rotor s rozběhovou klecí.....	8
KAPITOLA 2: ZPŮSOBY ROZBĚHU PMSM	10
2.1 ASYNCHRONNÍ ROZBĚH	10
2.1.1 Synchronizace	12
2.1.2 Porovnání konstrukcí <i>interior</i> a <i>surface</i>	13
2.2 POUŽITÍ ROZBĚHOVÉHO MOTORU	13
2.3 FREKVENČNÍ ROZBĚH	14
2.3.1 U/f metoda.....	14
2.3.2 I/f metoda	15
2.3.3 Určení polohy a rychlosti rotoru	16
2.3.4 Senzorové metody	16
2.3.4.1 Senzor vířivých proudů	17
2.3.4.2 Hallova sonda.....	17
2.3.4.3 Kapacitní senzor	18
2.3.4.4 Optický senzor	18
2.3.5 Bezsenzorové metody.....	18
2.3.5.1 Stejnoseměrný proud do statorového vinutí (<i>Pull in</i> metoda).....	18
2.3.5.2 Injekce vysokofrekvenčního signálu	18
KAPITOLA 3: SIMULACE ROZBĚHU PMSM	20
3.1 U/F ROZBĚH	20

3.1.1	Modelové rovnice PMSM.....	20
3.1.2	Parametry modelu PMSM	21
3.1.3	Simulační výsledky U/f.....	22
3.2	ROZBĚH LSPMSM.....	24
3.2.1	Modelové rovnice LSPMSM.....	24
3.2.2	Parametry modelu LSPMSM	25
3.2.3	Simulační výsledky přímého připojení na síť.....	26
	ZÁVĚR.....	36
	LITERATURA.....	37
	PŘÍLOHA A: SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	40
A.1	SEZNAM SYMBOLŮ.....	40
A.1.1	Seznam zkratk.....	41

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1-1 Zjednodušení schematický příčný řez synchronního motoru [4].....	2
Obr. 1-2 Rozložené vinutí [11]	4
Obr. 1-3 Koncentrované vinutí [11].....	5
Obr. 1-4 Typy rotorů PMSM [19] (upraveno)	7
Obr. 1-5 Příčný řez LSPMSM [22].....	9
Obr. 1-6 Schématická reprezentace rozběhové klece LSPMSM [21]	9
Obr. 2-1 Průběh momentu LSPMSM při rozběhu [26] (upraveno).....	11
Obr. 2-2 Rozběh LSPMSM [27]	12
Obr. 2-3 Momenty při rozběhu LSPMSM [27].....	13
Obr. 2-4 Výsledný moment při rozběhu LSPMSM [27]	13
Obr. 2-5 Poměr mezi U a f při skalárním řízení [15]	15
Obr. 2-6 I/f řízení [30]	16
Obr. 2-7 Výstupní signál obecného senzoru (nahore), výstupní signál digitalizovaný (dole) [32] (upraveno).....	17
Obr. 3-1 U/f rozběh, bez zatížení.....	23
Obr. 3-2 Přímé připojení na síť, motor zatížen po rozběhu	28
Obr. 3-3 Přímé připojení na síť, motor zatížen po rozběhu (složky momentu)	29
Obr. 3-4 Přímé připojení na síť, zátěž konstantní	30
Obr. 3-5 Přímé připojení na síť, zátěž konstantní (složky momentu)	31
Obr. 3-6 Přímé připojení na síť, zátěž s ventilátorovou charakteristikou	32
Obr. 3-7 Přímé připojení na síť, zátěž s ventilátorovou charakteristikou (separované momenty)	33
Obr. 3-8 U/f rozběh LSPMSM, bez zatížení	34
Obr. 3-9 U/f rozběh LSPMSM, bez zatížení (složky momentu).....	35

SEZNAM TABULEK

Tab. 1-1 Typické vlastnosti materiálů pro permanentní magnety [7].....	3
Tab. 1-2 Množství materiálu potřebné pro výrobu rotoru [20]	8
Tab. 3-1 Parametry simulovaného PMSM.....	22
Tab. 3-2 Parametry simulovaného LSPMSM.....	26

ÚVOD

Synchronní motor je střídavý točivý elektrický stroj sloužící pro přeměnu elektrické energie na mechanickou. Poprvé byl použit v roce 1869, téměř dvě desetiletí před prvním asynchronním motorem. Širšímu využití se mu však dostalo až ve třicátých letech minulého století pro aplikace s konstantní otáčivou rychlostí a zatížením kvůli obtížím s jeho spuštěním a řízením [1].

PMSM mohou být vhodnou alternativou k jiným druhům strojů. A to především v současné době, kdy je dbáno na nižší spotřebu a vyšší účinnost elektrických strojů a zařízení [2].

Tato práce je rozdělena do tří hlavních částí. Cílem první kapitoly je seznámit čtenáře se základními principy funkce synchronního motoru s permanentními magnety a jeho konstrukce se zaměřením na způsob uložení permanentních magnetů. Dále budou uvedeny jejich výhody a nevýhody.

Obsahem druhé kapitoly jsou běžně užívané metody rozběhů takových motorů, tedy frekvenční U/f a I/f rozběhy a přímé připojení na síť motoru s rozběhovou klecí. Tyto metody budou porovnány z hlediska efektivity a náročnosti použití.

Ve třetí kapitole jsou představeny dva modely vytvořené pro simulaci rozběhů v prostředí *MATLAB/Simulink*. Pro tento účel byla zvolena skalární metoda U/f a přímé připojení na síť. Byla testována rychlost, efektivita a stabilita uvedených metod.

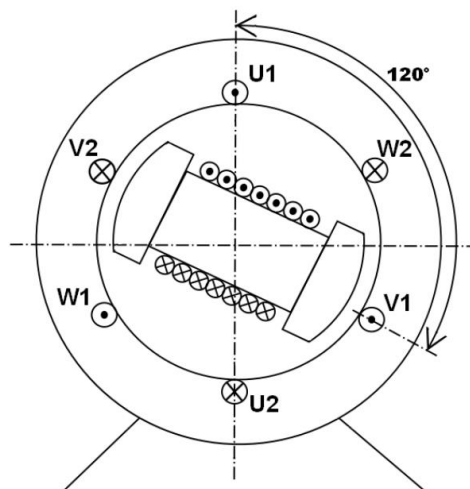
KAPITOLA 1: ÚVOD

1.1 Princip činnosti synchronního motoru

Na statoru synchronního motoru je sinusově navinuto vinutí, které je napájeno třífázovým napětím. Schematický příčný řez takového motoru je na obrázku 1-1. Protékající proudy vytváří točivé magnetické pole. Jeho rychlost otáčení Ω je přímo úměrná napájecí frekvenci f , nepřímo úměrná počtu pólových dvojic motoru p_p a lze ji v radiánech za sekundu vyjádřit vztahem

$$\Omega = \frac{2\pi f}{p_p} \quad (1-1)$$

Na rotoru je umístěno budicí vinutí, kterým prochází stejnosměrný proud. Chová se tedy jako elektromagnet, který je točivým magnetickým polem unášen. Celý rotor se poté otáčí rychlostí synchronní s točivým magnetickým polem a má vůči němu při konstantním zatížení a buzení stálou polohu. U motoru běžícího bez zatížení na hřídeli by směr severního pólu rotoru byl shodný se směrem působení točivého magnetického pole. S mechanickým zatížením se osa rotoru, tedy jeho magnetické pole, opožďuje za polem napájecím o zátěžný úhel β . Při překročení kritického zátěžného úhlu může rotor vypadnout ze synchronismu. To vede k zastavení stroje a nutnosti opětovného rozběhu [3].



Obr. 1-1 Zjednodušený schematický příčný řez synchronního motoru [4]

1.2 Materiály pro permanentní magnety

U PMSM slouží permanentní magnety jako zdroj trvalého magnetického pole, rotorové vinutí není potřeba. PM jsou vytvořeny ze slitin materiálů, které vykazují magnetické vlastnosti bez průchodu elektrického proudu. Jejich kvalitu a vhodnost použití posuzujeme podle několika kritérií. Zaprvé energetický součin BH_{MAX} vyjadřující maximální hustotu energie permanentního magnetu. Je tedy nejvyšší hodnotou na magnetizační křivce. Tento parametr požadujeme co největší. Stejně tak u koercivity H_c , která vyjadřuje schopnost materiálu odolávat vnějšímu

magnetickému poli. Vysokou hodnotou H_c předcházíme demagnetizačním účinkům reakce kotvy na permanentní magnet. Dále remanence B_r vyjadřující zbytkovou magnetizaci materiálu po skončení působení vnějšího magnetického pole. Všechny zmíněné parametry závisí mimo jiné na teplotě, jejíž zvyšování typicky vede ke zhoršení požadovaných magnetických vlastností. Od určité, takzvané Curieovy, teploty ϑ_c materiál tyto vlastnosti dočasně ztrácí. Dalším stěžejním parametrem je cena. Nejběžněji používanými materiály jsou ferity, vyrobené z keramických oxidů, a slitiny ze vzácných zemin AlNiCo, SmCo a NdFeB [5]. V tabulce 1-1 jsou uvedeny typické vlastnosti uvedených materiálů, které jsou seřazeny sestupně od nejlevnějších po nejdražší [6].

Tab. 1-1 Typické vlastnosti materiálů pro permanentní magnety [7]

Materiál	B_r (T)	H_c (kA/m)	BH_{max} (kJ/m ³)	ϑ_c (°C)
Ferit	0,39	254,65	3,5	300
AlNiCo	1,25	50,93	5,5	540
NdFeB	1,28	978,80	40,0	150
SmCo	1,05	732,11	26,0	300

1.3 Porovnání SM a PMSM

Absence budicího vinutí na rotoru přináší řadu výhod. Zaprvé eliminaci ztrát vlivem průchodu elektrického proudu. Jsme tedy schopni dosáhnout vyšší účinnosti, a to 92 % až 97 %. Účinnost konvenčních synchronních motorů se pohybuje od 75 % do 92 % [8]. S nižšími ztrátami souvisí také nižší provozní teplota, a tím pádem nižší potřeba ventilace. Vynikající účinnosti PMSM se využívá primárně u menších strojů do výkonu jednotek kilowattů. Používání PM ve větších strojích není vhodné v případě, kdy požadujeme provoz při odbuzování. Klasický synchronní stroj lze odbudit snížením budicího proudu ve vinutí rotoru. U PMSM je jedinou možností nastavení tokotvorné složky statorového proudu proti směru toku magnetů. To u velkých PM není tak efektivní, zároveň to vede ke snížení momentotvorné složky, a tedy ke snížení hnacího momentu. Odbuzení je požadováno pro další zvyšování rychlosti v případě, kdy již nelze zvyšovat napájecí frekvenci. Dále například při chodu za nízkého zatížení pro minimalizaci ztrát v železe.

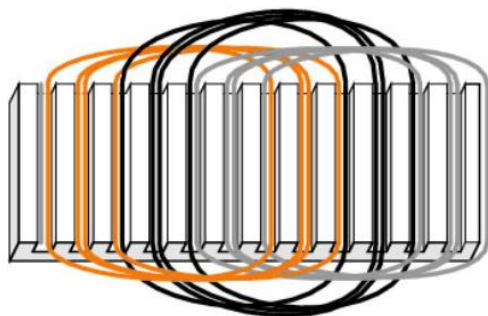
PMSM dosahují většího zvlnění momentu než klasické SM. Zvlnění momentu je u elektrického stroje obecně způsobeno jeho nedokonalou geometrií, nekonzstantní permeabilitou rotoru nebo nepřesnostmi ve statorovém vinutí, jako jsou rozdílné průřezy a vzdálenosti mezi jednotlivými závity. Dalšími vlivy jsou zvlnění napájecího napětí a vyšší harmonické proudy. Významnou složkou celkového zvlnění momentu, která je u motorů s PM výraznější než u jiných typů motorů, je tzv. „cogging torque“. Ten vzniká vzájemnou magnetickou interakcí mezi PM a zuby statoru.

Pro zvětšování výkonu stroje je potřeba větších magnetů, jejichž rozměry už by nebyly konstrukčně výhodné. U feritových materiálů na tento limit narazíme velmi brzy, kvůli jejich slabším magnetickým vlastnostem. U magnetů ze vzácných zemin se toto omezení dostává později, je ovšem nutno myslet na vysokou cenu těchto materiálů. Jedná se o vysokou počáteční investici,

kteřá může znemožnit jejich použití. Zajistí ovšem bezúdržbový provoz bez rizika selhání buzení. Opačný problém nastává u zmenšování rozměrů stroje a snižování jeho výkonu. Plocha průřezu pro budící vinutí se zmenšuje kvadraticky, potřeba magnetického toku lineárně. Zde taktě narazíme na rozměrové konstrukční limity, kdy nejsme schopni na rotor umístit dostatečně velké budící vinutí. Zde se nabízí řešení v podobě PM. Jejich využitím dosáhneme vyššího měrného výkonu. Dalším faktorem, se kterým je nutno počítat, je demagnetizační účinek reakce kotvy, který by mohl ovlivnit vlastnosti magnetů. Řešením tohoto problému může být použití materiálu s dostatečně velkou koercivitou a velkým rozměrem ve směru magnetizace [5].

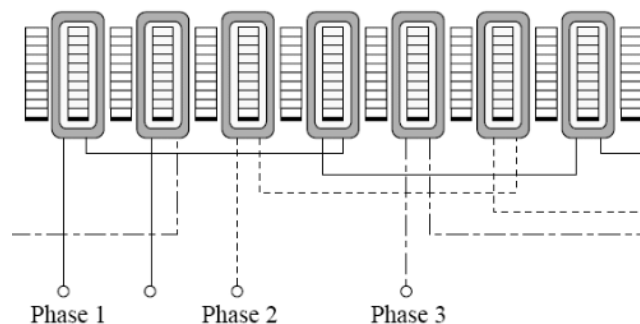
1.4 Konstrukce statoru PMSM

Stator PMSM je v principu stejný jako u asynchronních a konvenčních synchronních strojů. Je tvořen z lisovaných, vzájemně elektricky izolovaných plechů, čímž se zamezuje vzniku vířivých proudů. Po obvodu těchto plechů se nachází drážky, ve kterých je navinuto třífázové vinutí. Pro jeho výrobu se používá elektrotechnická měď a jednotlivé vodiče jsou od plechů statoru i mezi sebou navzájem izolovány drážkovou izolací. Nejpoužívanější metody uložení vinutí jsou „rozložené“ a „koncentrované“. V rozloženém vinutí se v každé drážce překrývají vodiče z jednotlivých fází, jak je znázorněno na obrázku 1-2. Kvůli tomu mají vodiče větší délku, což se projeví na nákladech. Jsme ovšem schopni dosáhnout lepšího tvaru magnetického pole, efektivnějšího chlazení a lepší dynamické stability [9], [10].



Obr. 1-2 Rozložené vinutí [11]

Koncentrované vinutí má v každé drážce pouze vodiče jedné fáze, jak je patrné z obrázku 1-3. Nedochozí tedy k překryvu. Délka vinutí je kratší a celkové rozměry statoru jsou menší. Výhodou je tedy úspora materiálu [9], [10].



Obr. 1-3 Koncentrované vinutí [11]

V práci [12] se autoři zabývají porovnáním rozloženého a koncentrovaného vinutí v PMSM pro vysoké napětí. Došli k závěru, že koncentrované vinutí má nižší harmonické zkreslení v důsledku indukovaného napětí. Díky tomu dosahuje menšího zvlnění momentu. Dalšími benefity jsou nižší nároky na izolaci, jednodušší výroba a úspora materiálu. Naproti tomu rozložené vinutí disponuje vyšší účinností, a tím souvisejícím menším přehříváním.

Studie [13] se zabývá rozdíly mezi typy vinutí v PMSM pro trakční aplikace. S koncentrovaným vinutím se dosahovalo nižších Jouleových a hysterezních ztrát. Ve vyšších rychlostech se ovšem výrazně projevují ztráty vířivými proudy v PM. Rozložené vinutí má naopak vyšší Jouleovy a hysterezní ztráty a menší ztráty vířivými proudy. Autoři doporučují využívat rozložené vinutí ve vysokorychlostních aplikacích a do prostředí s problematickým chlazením. Za jiných okolností se zdá být výhodnější použití vinutí koncentrovaného.

1.5 Konstrukce rotoru PMSM

Kostra rotoru je rovněž tvořena svazkem lisovaných plechů a v případě PMSM se dělí na dva základní typy. S magnety na povrchu rotoru, takzvané SPM, z anglického „*surface permanent magnet*“ a uvnitř rotoru, IPM, z anglického „*interior permanent magnet*“.

1.5.1 SPM

Rotor s magnety na povrchu má reaktance v osách d a q téměř shodné. Lze ho tedy považovat z hlediska elektromagnetických vlastností za izotropní. Takový stroj lze pokládat za typ s hladkým rotorem, protože permeabilita PM μ_{PM} je velmi podobná permeabilitě ve vzduchové mezeře μ_0 . Platí $\mu_{PM} \approx (1,02-1,10) \mu_0$. Celý prostor se tedy z tohoto hlediska považuje za homogenní. Avšak kvůli PM na povrchu je rozměr samotného rotoru menší právě o výšku PM. Takový motor bude mít při stejné celkové velikosti rotoru nižší výkon než IPM. Hlavní výhodou SPM je jednoduchost výroby, magnety bývají připevněny lepidlem. Z toho důvodu nejsou vhodné pro vysokorychlostní aplikace, jelikož by nemusely odolat působící odstředivé síle. Kvůli rovnosti reaktancí v osách d a q se zde nevyskytuje reluktanční složka a výsledný moment je dán pouze momentem synchronním, tedy interakcí magnetického toku PM v ose d a toku od statorového proudu v ose q . Rovnice statického momentu takového stroje:

$$M = \frac{3p_p}{\omega_1} \left(\frac{U_1 U_i}{X_d} \right) \sin \beta, \quad (1-2)$$

kde p_p je počet pólových dvojic, ω_1 kruhová frekvence napájecího napětí, U_1 napájecí napětí, U_i indukované napětí a β zátěžný úhel [2], [14], [15].

1.5.2 IPM

Rotory s magnety vnořenými mají reaktanci v ose d menší než v ose q. Lze je tedy, z hlediska elektromagnetických vlastností, považovat za typ s vyniklými póly. Jejich výsledný moment je dán součtem synchronní a reluktanční složky. Rovnice statického momentu tohoto stroje:

$$M = \frac{3p_p}{\omega_1} \left(\frac{U_1 U_i}{X_d} \sin \beta + \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{X_d} - \frac{1}{X_q} \right) \sin 2\beta \right), \quad (1-3)$$

Kde X_d , X_q jsou reaktance v osách d a q. První člen rovnice představuje synchronní složku. Druhý člen složku reluktanční. Ta se zde vyskytuje díky rozdílným indukčnostem, tedy reaktancím v ose d a q. Poměr mezi nimi vyjadřuje tzv. *saliency ratio*

$$\zeta = \frac{L_q}{L_d}. \quad (1-4)$$

Jeho velikost je přímo úměrná velikosti reluktančního momentu. Ten mimo jiné umocňuje zvlnění momentu, s tím související mechanické vibrace a hluk. IPM rotory se vyznačují větší robustností, lze je použít i při vyšších rychlostech. Nevýhodou je poté ztráta typicky jedné čtvrtiny využitelného magnetického toku PM v důsledku jejich větší vzdálenosti od zubů statoru. PM jsou také chráněny materiálem rotoru. To ve výsledku zapříčiní nižší moment na hřídeli. Dále je potřeba počítat s náročnější a nákladnější výrobou [2], [14], [15], [16].

1.5.3 Porovnání SPM a IPM

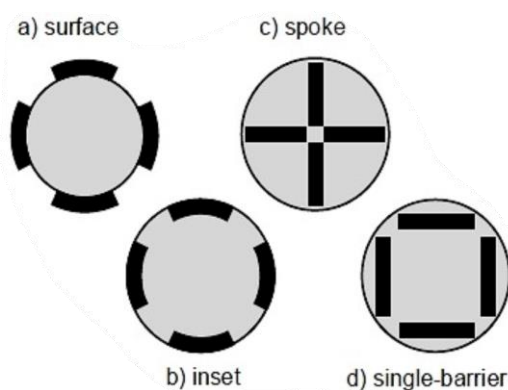
Motor typu SPM má rotorovou konstrukci menší o výšku magnetů. Vzduchová mezera je tedy větší. Nicméně kvůli menší vzdálenosti mezi PM a zuby statoru má vyšší hustotu magnetického toku ve vzduchové mezeře a je schopen chodu za většího zatížení a vyšší momentové přetížitelnosti. IPM má naopak výhodu v přítomnosti reluktančního toku, díky kterému je schopen dosáhnout stejného momentu jako SPM při nižším odebraném proudu. Pracuje tedy s vyšší účinností.

Práce [16] se zabývá rozdílnými provozními vlastnostmi rotorů podle způsobu uložení magnetů. Modelový motor s rotorem typu SPM dosahoval oproti IPM vyššího momentu, ale také vyššího zvlnění momentu a mechanických vibrací v důsledku silnější magnetické interakce. S tím souvisí i větší elektrické napětí indukované do statorového vinutí. Vyskytuje se zde tedy větší celkové harmonické zkreslení *THD* (*total harmonic distortion*). Tato veličina vyjadřuje poměr součtu výkonů všech vyšších harmonických složek k výkonu základní harmonické složky. Motory s SPM mají tedy vyšší odběr deformačního výkonu.

V [17] jsou pro vysokorychlostní aplikace využívány i rotory s SPM, a to pro 100000 ot/min. V takovém případě musí být celkový průměr rotoru malý, aby obvodová rychlost otáčení nepřesáhla kritickou hranici, která byla v této práci stanovena jako 200 m/s a maximální možný průměr rotoru 38 mm. Dalším použitým opatřením pro ochranu PM před odstředivými silami je tzv. „*peripheral sleeve*“. Tím je souvislá obálka kolem celého obvodu rotoru. Je tvořena karbonovými vlákny, která nabízí optimální poměr mezi pevností a hustotou materiálu [18].

1.5.4 Typy rotorů

V literatuře nejčastěji objevující se rozložení PM v rotoru jsou schematicky, v čtyřpólovém provedení, znázorněny na obrázku 1-4. Rotory typu *surface* (a), které mají magnety připevněny k povrchu rotoru, kolmo k magnetickému toku statoru. Typ *inset* (b) má magnety rozložené stejně jako *surface*, jen jsou umístěny pod povrchem rotoru. Z toho důvodu jsou jeho vlastnosti velmi podobné typu *surface* a je typicky využíván jen kvůli větší mechanické robustnosti. *Spoke* (c) má magnety příčně k povrchu rotoru v ose pólů, tedy ve směru toku. *Single-barrier* (d), někdy také nazývané *tangential*, jsou naopak umístěny kolmo k ose pólů rotoru a jejich toku [19], [20].



Obr. 1-4 Typy rotorů PMSM [19] (upraveno)

1.5.5 Porovnání různých typů rotorů

Studie [19] porovnává vlastnosti SPM a IPM za účelem minimalizace spotřeby materiálu a maximalizace provozních vlastností. Co se *saliency ratio* týče, pro rotor typu SPM je téměř rovno jedné a výsledný reluktanční tok je zanedbatelný. Pro *spoke* je *saliency ratio* větší a podíl reluktančního momentu na celkovém je přibližně 25 %. Nejvyšší hodnotu *saliency ratio* má *tangential* a jeho reluktanční moment tvoří přibližně jednu třetinu celkového. Konečné srovnání celkového momentu, vztaženého k jednotce objemu PM, vychází jednoznačně lépe pro rotory s magnety vnořenými. Ty mají výhodu právě v přítomnosti reluktančního toku. Nutno podotknout, že reluktanční tok je nelineární a způsobuje odběr deformačního výkonu. Lze prohlásit, že velikost *THD* je přímo úměrná velikosti *saliency ratio*. Nicméně z hlediska minimalizace nákladů na vzácné materiály PM při stejném momentu doporučují autoři studie rotory typu IPM.

Studie [20] detailněji porovnává různé typy rotorů s využitím stejného statoru. Z hlediska ztrát v železe při chodu naprázdno vychází nejlépe rotor typu *tangential*. Při běhu naprázdno a rychlosti 2000 ot/min byly jeho ztráty 23 W. Rotor typu SPM měl ztráty 30 W a *spoke* 34 W. Ztráty vířivými proudy byly při stejných podmínkách nejnižší také u rotoru *tangential*, a to méně než 0,1 W. *Spoke* dosahoval 0,2 W a SPM 1,2 W. Ztráty vířivými proudy s rostoucí rychlostí exponenciálně rostou, což je nejvíce patrné u SPM, kde jejich hodnota při rychlosti 3000 ot/min je více než 2,5 W. Dále jsou rotory porovnány z hlediska hustoty dosahovaného momentu, kde *spoke* a SPM dosahují velmi podobných výsledků. Z tohoto hlediska je *tangential* nejhorší, jeho momentová hustota je zhruba o 10 % nižší. Dalším parametrem je závislost výkonu na rychlosti otáčení. Všechny rotory dosahují maximálního výkonu při rychlosti přibližně 1000 ot/min. Rotory *spoke* a *tangential* si tento výkon udržují, u SPM ovšem s rostoucí rychlostí v oblasti odbuzování razantně klesá, při hodnotě 3000 ot/min na méně než 50 %. To je zapříčiněno tím, že magnetický tok SPM rotoru je vyšší a při odbuzování je potřeba vyšší záporné hodnoty tokotvorné složky proudu. Tím se ale snižuje i momentotvorná složka. Posledním parametrem je cena, vyjádřena množstvím materiálu potřebného pro výrobu jednotlivých typů rotorů uvedených v tabulce níže.

Tab. 1-2 Množství materiálu potřebné pro výrobu rotoru [20]

	SPM	Tangential	Spoke
NdFeB (kg)	0,14	0,17	0,17
Ocel (kg)	0,63	0,67	0,60

Závěrem autoři doporučují jako nejvýhodnější z hlediska poměru ceny materiálů a provozních vlastností rotor typu *spoke*.

1.5.6 Rotor s rozběhovou klecí

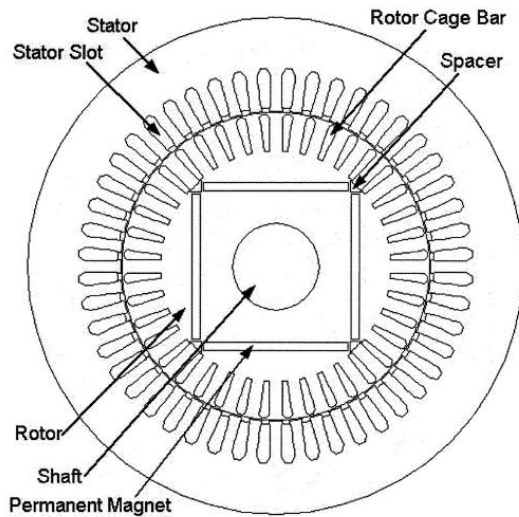
PMSM s rozběhovou klecí se nazývá LSPMSM z anglického „*Line start permanent magnet synchronous motor*“. Tento motor kombinuje vlastnosti PMSM, jeho vysoké účinnosti v ustáleném stavu bez skluzových ztrát a schopnost asynchronního rozběhu při přímém připojení na síť. Ačkoliv má LSPMSM díky vyšší účinnosti menší rozměry při stejném jmenovitém výkonu, pořizovací cena je vyšší než u asynchronního motoru, provozní náklady jsou nižší. Na obrázku 1-5 je průřez takového motoru s rozběhovým vinutím po obvodu rotoru, které tvoří klec nakrátko. Ta se sestává z paralelních, hliníkových, nebo měděných tyčí, které jsou na obou koncích zkratovány kroužky. Schematický nákres rozběhového vinutí je na obrázku 1-6. Zde je vidět, že jednotlivé tyče jsou mírně zkosené. To je kvůli lepším provozním vlastnostem, ale hlavně z důvodu usnadnění rozběhu motoru. Zkosením tyčí jsme schopni docílit většího záběrného momentu. Dojde ke zvýšení celkové délky vodičů, což vede k vyššímu elektrickému odporu. Tím se přímo úměrně zvýší asynchronní moment, který je dán rovnicí:

$$M = \frac{3RU_1^2 p_p}{s\omega_1} \left(\frac{1}{\left(R_1 + \frac{R_2}{s}\right)^2 + (X_{1\sigma} + X_{2\sigma})^2} \right), \quad (1-5)$$

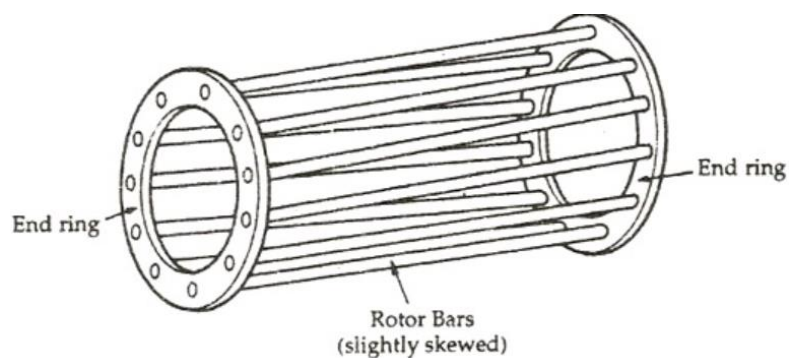
kde p_p je počet pólových dvojic, U_1 napájecí napětí, ω_1 kruhová frekvence napájecího napětí, s skluz, R elektrický odpor, X_σ rozptylová reaktance. Index 1 značí parametry statorové obvodu, index 2 přepočtené parametry obvodu rotorového.

Dalším důvodem pro zkosení tyčí je zvýšení magnetické reluktance v klidovém stavu, kdy se zuby statoru nachází nejbližše zubům rotoru. Typicky v případě stejného počtu drážek statoru a rotoru jsou přímo proti sobě. V této poloze by byla magnetická reluktance rotoru s nezkosenými tyčemi nejnižší. To by bránilo rozběhu motoru, který by při nízkém napájecím napětí nemusel takový moment překonat.

Přítomnost rozběhové klece ještě více znesnadňuje odbuzování IPM, které jsou touto klecí chráněny [2], [15], [21].



Obr. 1-5 Příčný řez LSPMSM [22]



Obr. 1-6 Schématická reprezentace rozběhové klece LSPMSM [21]

KAPITOLA 2: ZPŮSOBY ROZBĚHU PMSM

Synchronní motor jako takový nelze spustit přímým připojením na síť. Točivé magnetické pole, jehož rychlost je dána rovnicí 1-1, se vůči stojícímu rotoru pohybuje vysokou rychlostí. Působící moment rychle mění svou polaritu a rotor se vlivem setrvačnosti nepohne, jelikož střední hodnota momentu je nulová.

Rozdílem v rozběhu PMSM oproti konvenčnímu SM je ten, že rotor je od počátku plně nabuzen. Jeho částečného odbuzení lze docílit působením tokotvorné složky proudu proti směru toku PM při vektorově orientovaném řízení. Tok rotoru způsobuje dodatečné komplikace, které budou rozebrány v následujících kapitolách.

2.1 Asynchronní rozběh

Asynchronní chod je v principu stejný jako u asynchronního motoru, nevyžaduje znalost polohy rotoru. Důležitým předpokladem je přítomnost rozběhové klece popsané v části 1.5.6. Po připojení statorového vinutí k síti se vytvoří točivé magnetické pole, jehož působením se v rozběhové kleci indukuje napětí. Díky konstrukci teče klecí záběrný proud. Jeho vzájemnou interakcí s točivým polem vzniká moment M_c („cage torque“) ve smyslu točení pole. Jeho velikost je dána rovnicí 1-5.

Magnetický tok PM indukuje proud do statorového vinutí, který produkuje brzdný moment M_b („braking torque“), způsobuje dodatečné Jouleovy ztráty a snižuje účinnost při asynchronním chodu. Průběh jednotlivých složek momentů je na obrázku 2-1. Zde vidíme, že moment rozběhové klece M_c má průběh standardní momentové charakteristiky asynchronního motoru. Příspěvek brzdného momentu M_b je nejzásadnější v nízkých rychlostech a lze ho vyjádřit rovnicí

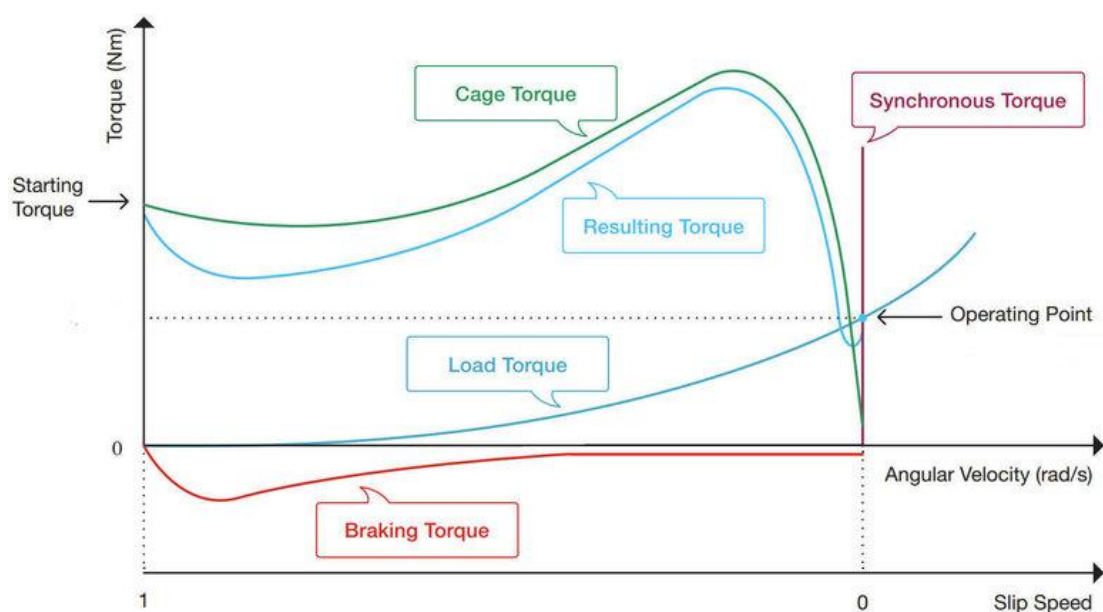
$$M_b = \frac{3p_p R(1-s)U_i^2}{2\omega_1} \frac{R_1^2 + X_q^2(1-s)^2}{(R_1^2 + X_d X_q(1-s)^2)^2} \quad (2-1)$$

Součtem dvou zmíněných momentů je celkový hnací asynchronní moment M_{asy} („resulting torque“). Při dosažení synchronní rychlosti jsou momenty M_c i M_b nulové a nenulové jsou pouze momenty synchronní a reluktanční, které jsou popsány rovnicí 1-3. Ty jsou naopak nulové při všech ostatních rychlostech.

Brzdný moment je hlavní nevýhodou LSPMSM. Prodlužuje dobu rozběhu, která je tak typicky větší než u asynchronního motoru. Jouleovy ztráty v důsledku proudu indukovaného do statorového vinutí snižují účinnost při asynchronním chodu. Z těchto důvodů není vhodné použití LSPMSM v aplikacích s častými rozběhy. Naopak při dlouhodobém chodu v synchronní rychlosti se nevyskytují Jouleovy ztráty v rozběhové kleci, díky čemuž má vysokou účinnost a méně se přehřívá v porovnání s asynchronním motorem.

Přítomnost brzdného momentu snižuje schopnost rozběhu se zátěží, a proto LSPMSM nemusí být vhodné pro aplikace s konstantní zátěží. Naopak dobré uplatnění mohou nalézt v aplikacích s ventilátorovou charakteristikou, kde je zátěžný moment úměrný kvadrátu rychlosti.

Rozběh přímým připojením k síti je doprovázen velkým záběrným proudem, a tedy úbytkem napětí v síti. Lze použít různé metody pro omezení záběrného proudu, například zvýšení impedance rozběhové klece nebo připojení na snížené napětí. Tím je ale zároveň omezen záběrný moment, což vede k delšímu rozběhu, a snižuje schopnost synchronizace. Je tedy důležité nalézt optimální poměr mezi těmito veličinami [2], [23], [24], [25].



Obr. 2-1 Průběh momentu LSPMSM při rozběhu [26] (upraveno)

Momenty při rozběhu ve skutečnosti obsahují nezanedbatelné oscilující složky, které nejsou na obrázku 2-1 viditelné, neboť jsou zde jsou zobrazeny statické charakteristiky. V případě hnacího momentu M_c klece jsou to oscilační momenty:

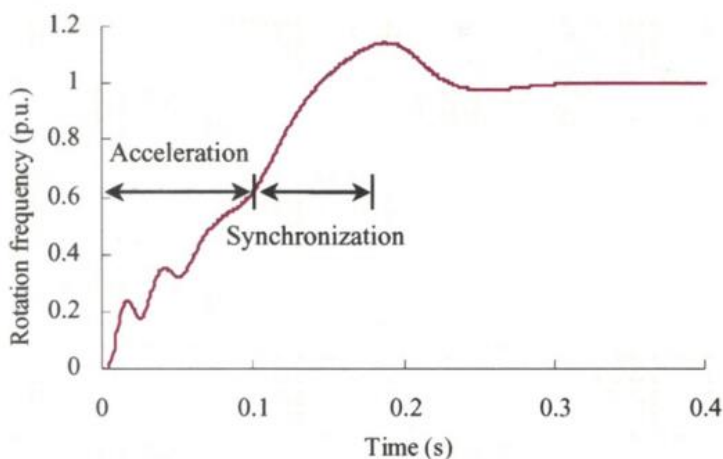
- 1) V důsledku vysokého *saliency ratio* působením reluktančního momentu. Tato složka se vyskytuje i u konvenčního SM a při asynchronním rozběhu pulzuje s frekvencí $2 \cdot s \cdot f_1$. Je tedy výraznější u IPM, kde má vyšší amplitudu.
- 2) V důsledku magnetické saturace. Ta je způsobena tokem PM a tvoří další rozdíly mezi reluktancemi s maximální hodnotou v kladném směru osy d a minimální v opačném směru. Tato složka momentu pulzuje s frekvencí $s \cdot f_1$, je unikátní pro LSPMSM a je přímým důsledkem rozběhu s nabuzeným rotorem.

Jelikož jsou obě oscilační složky přímo úměrné skluzu, s rostoucí rychlostí se jejich amplituda snižuje.

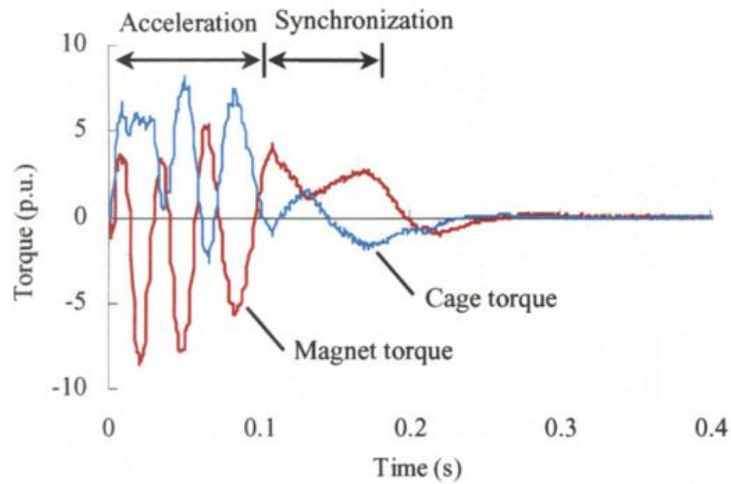
Brzdňý moment M_b má také oscilační složku pulzující s frekvencí $s \cdot f_1$. Ta je způsobena magnetickou interakcí mezi PM a zuby statoru, souvisí tedy se zvlňňím momentu jako u konvenčního PMSM [27].

2.1.1 Synchronizace

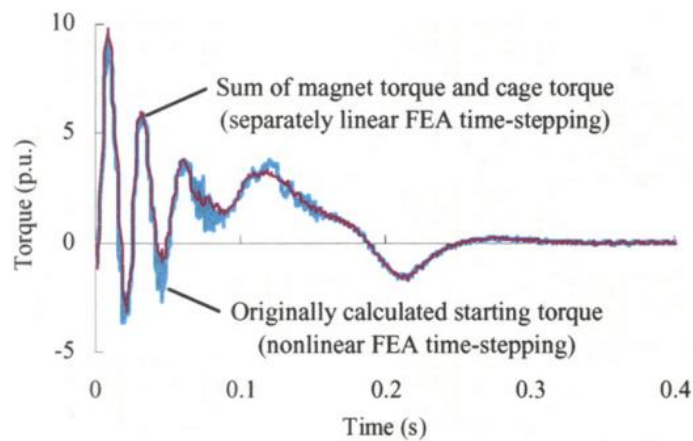
Podmínkou úspěšné synchronizace je dosažení nulové nebo záporné hodnoty skluzu, motor se tedy musí točit synchronní nebo nadsynchronní rychlostí. K tomu by u jiného motoru než LSPMSM nedošlo, jelikož střední hodnota asynchronního momentu je v synchronní rychlosti nulová. Pro demonstraci jsou zde uvedeny naměřené průběhy rozběhu LSPMSM z publikace [27]. Z obrázku 2-2 je patrné, že motor dosáhl nadsynchronní rychlosti. To je důsledkem oscilací momentu klece i brzdňého momentu, které byly popsány v předchozí části. Obrázek 2-3 demonstruje, že amplitudy těchto oscilací přesahují v případě momentu klece do záporných hodnot, u brzdňého momentu do kladných. A právě díky tomu lze dosáhnout v oblasti nízkého skluzu situace, kdy je součet obou momentů kladný a umožní krátkodobé dosažení synchronní či ještě vyšší rychlosti. Taková situace je znázorněna na obrázku 2-4. Po překročení synchronní rychlosti a následném záporném pulzu momentu se motor ustálí v synchronní rychlosti. To je podpořeno samoregulační schopností rozběhové klece, která při překročení synchronní rychlosti indukuje napětí v opačném smyslu a působí záporným asynchronním momentem [25], [27].



Obr. 2-2 Rozběh LSPMSM [27]



Obr. 2-3 Momenty při rozběhu LSPMSM [27]



Obr. 2-4 Výsledný moment při rozběhu LSPMSM [27]

2.1.2 Porovnání konstrukcí *interior* a *surface*

Jak již bylo uvedeno, PMSM s rotory typu *interior* mají vyšší účinnost v synchronním chodu. V případě SLSPMSM má kvůli přítomnosti magnetů na povrchu rotoru rozběhová klec menší rozměry, a tím pádem bude produkovat menší hnací moment. Zároveň má větší hustotu magnetického toku ve vzduchové mezeře. Ta je v tomto případě nežádoucí, protože v asynchronním chodu probíhá silnější indukce napětí do statorového vinutí a vyskytuje se zde větší brzdný moment. Z těchto důvodů je asynchronní rozběh SLSPMSM pomalejší a zvládne menší zatížení než ILSPMSM. V synchronním chodu lze naopak více přetížit SLSPMSM za cenu vyššího odebíraného proudu, a tím pádem nižší účinnosti [2], [23].

2.2 Použití rozběhového motoru

PMSM lze rozbíhat jiným motorem, který je připojen na stejné hřídeli. Zpravidla to bývá menší asynchronní motor, který se přímo připojí na síť. Úbytek napětí v síti bude malý, rozběh ovšem pomalý. Asynchronní motor má menší počet pólů než PMSM, aby byl schopen spolehlivě

dosáhnout nadsynchronní rychlosti. Při té je k síti připojeno statorové vinutí PMSM, rozběhový motor je odpojen. Dojde k proklouznutí o 1 nebo více pólů a následně k synchronizaci. Tento způsob rozběhu nevyžaduje znalost polohy rotoru. Bez rozběhové klece je synchronizace nespolehlivá, z toho důvodu se tento způsob rozběhu příliš nepoužívá.

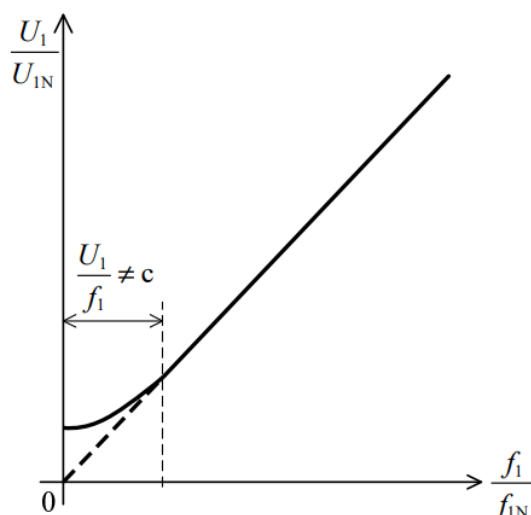
2.3 Frekvenční rozběh

Snížením napájecí frekvence přímo úměrně snížíme rychlost točivého pole. Dostatečným snížením dosáhneme stavu, kdy se rotor stíhá točit s točivým polem. Celý rozběh tedy probíhá v synchronní rychlosti. K tomuto účelu se používá nepřímý měnič frekvence napětového typu. Při rozběhu a následném řízení motoru požadujeme konstantní statorový tok, aby bylo dosaženo jmenovitého poměru mezi momentem a odebíraným proudem. Bez změny statorového toku by moment klesl podle rovnice pro synchronní moment (1-2). Udržujeme tedy konstantní poměr napětí a frekvence, případně proudu a frekvence [28].

2.3.1 U/f metoda

Skalárně řízený motor pracuje pouze s frekvencemi a velikostmi prostorových vektorů proudu, napětí a toku, nikoliv s jejich úhly. Napájecí frekvenci pomalu zvyšujeme po definované rampě, stejně tak jako napětí, kterým nepřímo měníme proud. Řídíme tedy frekvenci i amplitudu napájecího napětí současně tak, aby byl jejich poměr konstantní. Při nízkých rychlostech je ovšem tento poměr porušen z důvodu nutnosti započítání úbytků napětí na odporu statorového vinutí. To je znázorněno na obrázku 2-5, kde index N značí jmenovité hodnoty. Při vyšších rychlostech se tento úbytek povětšinou zanedbává [28].

Při U/f rozběhu a následném skalárním řízení nepotřebujeme znát polohu ani rychlost otáčení rotoru, což významně zjednodušuje celé řešení. Při dosažení jmenovitého napětí ovšem nelze dále zvyšovat rychlost odbuzováním. To by šlo v případě, kdy by po rozběhu přešel motor do řízení *back EMF* metodou, která je založena na vektorově orientovaném řízení. Většinou se ale skalární řízení motoru používá v celém rozsahu rychlostí. A to z důvodu jednoduchosti řízení, jehož algoritmy nepotřebují vysoký výpočetní výkon a jsou nezávislé na parametrech motoru. Zároveň není potřeba za běhu řešit přechod mezi dvěma řídicími metodami. Používá se tedy v jednodušších aplikacích, které nevyžadují vysokou dynamiku řízení [28], [29].



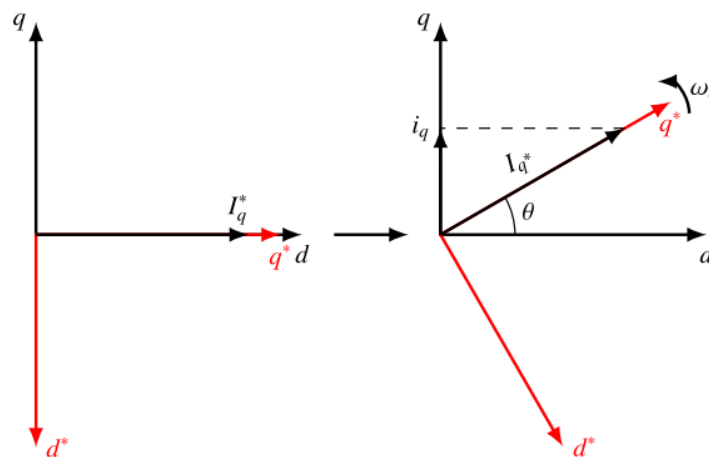
Obr. 2-5 Poměr mezi U a f při skalárním řízení [15]

2.3.2 I/f metoda

Metoda je založena na vektorově orientovaném řízení. I/f se používá v nízkých rychlostech, od určité rychlosti se přepne na řízení *back EMF* metodou. I/f řízení na rozdíl od U/f neřídí amplitudu, ale pouze směr proudového vektoru. Současně, stejně jako U/f, zvyšuje po rampě frekvenci. Proudový vektor je udržován na ose q^* v referenční souřadnicové ose d^*q^* . Transformační úhel mezi soustavami dq a d^*q^* je získán integrací referenční frekvence. Z toho plyne podmínka znalosti polohy rotoru a jeho os d a q . Ve výchozí poloze je referenční soustava zpožděna o 90 stupňů elektrických za soustavou dq , jak je patrné z obrázku 2-6 vlevo. V tento moment je aplikován vektor proudu v ose q^* a v ní je udržován po celou dobu I/f řízení. Z počátku tedy není produkován žádný moment. Referenční soustava začne rotovat rychlostí ω_e a s ní i vektor proudu. To lze pozorovat na obrázku 2-6 vpravo. Tím je zvyšován hnací moment působící na rotor motoru až do chvíle, kdy dosáhne hodnoty zátěžného momentu. V tu chvíli se rotor začne točit rychlostí ω_e , synchronní s referenčními souřadnicemi. Úhel mezi referenčními a skutečnými souřadnicemi se nadále nemění a rychlost je dále zvyšována s nárůstem frekvence. Je nutné mít dostatečně velkou amplitudu proudu a strmost nárůstu frekvence nesmí přesáhnout kritickou hodnotu, aby byl vektor proudu udržován v 1. kvadrantu souřadnic dq . Pokud by přešel do 2. kvadrantu, motor by zpomaloval až k nulovým otáčkám. To souvisí se samostabilizační schopností tohoto řízení. Pokud dojde ke zvýšení zatížení, motor zpomalí, tedy systém dq zpomalí vůči d^*q^* . To povede k posunu vektoru proudu směrem k ose q , což zvýší hnací moment a motor se opět vrátí do synchronní rychlosti. Naopak při snížení zátěže bude mít motor tendenci zrychlit, tím se sníží zátěžný moment a rychlost se ustálí zpět na původní hodnotě [30], [31].

Při dosažení dostatečně velké rychlosti lze přepnout z I/f řízení na *back EMF* metodu. A to z toho důvodu, že amplituda indukovaného napětí, na kterém je tato metoda založena, není v nízkých rychlostech dostatečně velká a řízení by nebylo možné. Metoda *back EMF* udržuje

tokotvornou složku proudu i_d nulovou a momentotvornou složku i_q rovnou amplitudě proudu. Pouze v případě odbuzování je i_d nenulové. Při přechodu z I/f řízení je tedy nutné se co nejvíce přiblížit stavu $i_d = 0$ a $i_q = I$, aby nedošlo k velkému proudovému skoku a následnému zakmitání proudu a rychlosti. Toho lze docílit snižováním amplitudy proudu. To povede, díky samostabilizační schopnosti, k posunu vektoru proudu směrem k ose q , a s tím spojenému nárůstu i_q a poklesu i_d . Při překročení určité hodnoty odchylky q a q^* dojde k přepnutí na *back EMF* metodu. Tato odchylka je nastavena na co nejnižší hodnotu, typicky jednotky stupňů, která zároveň eliminuje riziko nechtěného přechodu vektoru proudu do druhého kvadrantu. V okamžiku přepnutí dojde ke skokové změně na stav $i_d = 0$ a $i_q = I$. Čím menší bude odchylka q a q^* při přechodu, tím menší bude proudový skok. Při I/f řízení je amplituda proudu udržována konstantní, ale složka i_d je díky toku PM nepotřebná. Její eliminací v *back EMF* metodě se výrazně sníží odebíraný proud a zvýší účinnost [30], [31].



Obr. 2-6 I/f řízení [30]

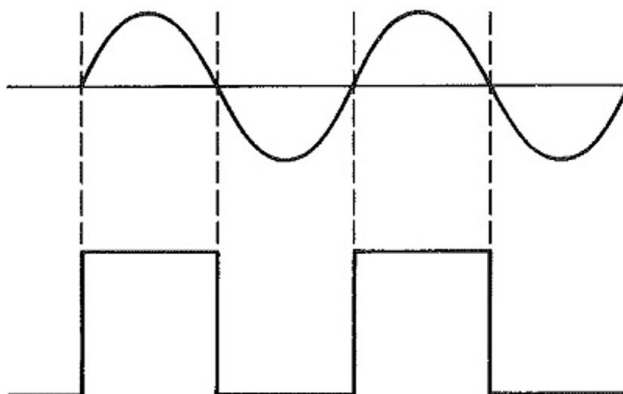
2.3.3 Určení polohy a rychlosti rotoru

Jak již bylo zmíněno výše, při vektorově orientovaném řízení je nutná znalost aktuální polohy rotoru. *Back EMF* metoda určuje polohu rotoru z naměřené aktuální polohy indukovaného napětí, které je v ose q . Kolmo k němu působí vektor magnetického toku PM v ose d . Pro I/f řízení je potřeba zjistit polohu rotoru jiným způsobem.

2.3.4 Senzorové metody

Polohu rotoru a jeho úhlovou rychlost lze zjistit umístěním různých senzorů do motoru. Většina typů senzorů generuje na výstupu spojité periodický signál závislý na poloze, respektive úhlu natočení rotoru. Tento signál se po změření digitalizuje tak, že při každém průchodu nulou, či jinou definovanou hodnotou, se změní výstupní hodnota z 0 na 1 nebo naopak. Příklad takového signálu z obecného senzoru je na obrázku 2-7, nahoře je původní signál měřený na výstupu senzoru a dole signál digitalizovaný. Pokud máme v motoru jeden senzor, jsme schopni měřit

pouze rychlost otáčení. Ta je nepřímo úměrná periodě signálu. U rychleji točícího se motoru bude tedy senzor generovat signál s kratší periodou. Pokud máme senzory dva, můžeme kromě rychlosti měřit i směr otáčení podle toho, který signál z kterého senzoru předbíhá signál druhý. Často bývá využíván i třetí senzor, který určuje průchod rotoru známou nulovou polohou. Senzorové metody tedy neumožňují určení polohy rotoru v klidu. Pokud požadujeme znalost polohy rotoru před rozběhem pro I/f řízení, musíme rotorem mechanicky pootočit a najít nulovou polohu.



Obr. 2-7 Výstupní signál obecného senzoru (nahore), výstupní signál digitalizovaný (dole) [32] (upraveno)

2.3.4.1 Senzor vířivých proudů

Senzor vířivých proudů je tvořen primární a sekundární cívkou. Primární cívka je napájena sinusovým proudem a generuje proměnné magnetické pole. Sekundární cívka je vystavena tomuto proměnnému poli a indukuje se do ní napětí, které budeme měřit na výstupu senzoru. Pokud se v blízkosti cívky vyskytuje vodivý materiál, objevují se v něm vířivé proudy. Ty představují ztráty a snižují indukované napětí v sekundární cívce. Umístěním vodivé destičky na rotor se bude indukované napětí měřené na sekundární cívce při pohybu rotoru periodicky měnit [33].

2.3.4.2 Hallova sonda

Hallova sonda pracuje na principu Hallova jevu. Je tvořena tenkou polovodičovou destičkou, která je protékána stejnosměrným proudem. Pokud na destičku působí magnetické pole, oddalují se od sebe kladné a záporné náboje, na destičce se objeví Hallovo napětí. To je největší, pokud magnetické pole působí kolmo na destičku, a nejmenší, pokud pole působí v podélné ose destičky. Při působení magnetického pole kolmo na destičku v opačném směru, je napětí maximální, ale záporné polarity. Hallova sonda je vystavena magnetickému toku PM a její výstupní signál se při pohybu rotoru periodicky mění [33].

2.3.4.3 Kapacitní senzor

Nejčastěji používaným kapacitní senzorem je deskový kondenzátor. Jedna jeho deska je upevněna na rotoru, druhá je stacionární. Kapacita deskového kondenzátoru je přímo úměrná velikosti aktivní plochy. Jak se deska na rotoru pohybuje, mění se kapacita a s ní lineárně také impedance. Na výstupu senzoru měříme periodicky se měnící impedanci kondenzátoru [33].

2.3.4.4 Optický senzor

Tento druh senzoru se skládá z vysílače a přijímače. Vysílač vysílá signál ve viditelném spektru a frekvenci desítek THz, aby nebyl rušitelný jinými signály. Disk umístěný na rotor má v sobě otvory vzájemně posunuté o známou vzdálenost. Když přijímač zaznamená světlo skrz otvor, nastaví výstup na 1, V opačném případě na 0. Signál je tedy digitální a není potřeba ho dále upravovat [33].

2.3.5 Bezsenzorové metody

Umístění senzoru na rotor motoru zjednodušíme jeho řízení z hlediska potřebného výpočetního výkonu. Na druhou stranu zvyšujeme cenu součástek, celkovou mechanickou náročnost, hmotnost a riziko poruchy. U senzorů, jejichž část se nachází na rotoru nebo hřídeli, je nutné myslet na působení odstředivé síly, která znemožní jejich použití při vysokých rychlostech. Z těchto důvodů se velmi často používají bezsenzorové metody [34].

2.3.5.1 Stejnoseměrný proud do statorového vinutí (*Pull in metoda*)

Nejjednodušší bezsenzorovou metodou pro zjištění polohy rotoru je připojení stejnosměrného proudu do jedné fáze statorového vinutí. Tím se vytvoří konstantní magnetický tok, který natočí rotor do známé polohy. Dojde tím ovšem k pohybu ještě před samotným rozběhem, který může být v určitých aplikacích nežádoucí. Zároveň nelze předem zjistit, kterým směrem se rotor pootočí, což může působit další komplikace v případech s nereverzačními motory [34].

2.3.5.2 Injekce vysokofrekvenčního signálu

Tato metoda je vhodná v situacích, kdy požadujeme zjištění polohy rotoru v klidu. Existuje mnoho variant založených na HFSI (*high frequency signal injection*). Základem těchto metod je napěťový signál o vysoké frekvenci přivedený do statorového vinutí. Používané nosné frekvence se pohybují od 200 Hz do 3 kHz a jsou voleny tak, aby byl signál snadno detekovatelný. Spodní hranice frekvence je dána potřebou dostatečné spektrální separace z nízkofrekvenčního pásma statorového proudu. Horní limit frekvence je dán potřebou dostatečného spektrálního oddělení od vysokofrekvenčního pásma statorového proudu související s komponentami používaných PWM. Amplituda použitého napěťového signálu by měla být ideálně co největší, protože tím usnadníme následný odhad polohy rotoru. Typicky se volí mezi 10 % a 25 % amplitudy

stejnoseměrného napětí v meziobvodu nepřímého měniče frekvence. Vyšší napětí by mohlo narušit samotné statorové napětí motoru [35].

Metody HFSI lze je dělit podle použité soustavy na injekci do stojící α - β nebo rotující d-q. Tyto metody jsou tedy založeny na principu vektorově orientovaného regulace, kdy jsme schopni odděleně regulovat složky jednotlivých veličin v osách d a q [34]. V literatuře se nejčastěji vyskytuje metoda využívající referenční složky proudu v předem zvolených osách. Nejprve se zvolí referenční souřadnice $d^{\wedge}q^{\wedge}$. Poté se aplikuje vektor magnetického toku, zprostředkovaný pomocí vektoru napětí, o známé nosné frekvenci v ose d^{\wedge} . Proud o stejné nosné frekvenci je pozorovatelný v ose q^{\wedge} a jeho amplituda je přímo úměrná velikosti úhlu mezi skutečnými souřadnicemi rotoru dq a referenčními $d^{\wedge}q^{\wedge}$. Změnou referenčních souřadnic tak, aby proud v q^{\wedge} byl nulový, najdeme pozici rotoru [36].

Vektor proudu vybuzený injektovaným napěťovým signálem interaguje se „*spatial saliency*“, tedy jeho průběh bude jiný v různých osách rotoru vlivem jeho anizotropie. Čím nižší je *saliency ratio* rotoru, tím náročnější a potenciálně nepřesnější je výpočet polohy rotoru. Proud v ose q^{\wedge} je totiž také přímo úměrný rozdílu indukčností L_d a L_q . Tyto metody jsou tedy vhodnější pro rotory typu IPM, díky jejich výrazné anizotropii. Pro SPM jsou také aplikovatelné, protože skutečný rotor není nikdy ideálně izotropní. Může ovšem snadněji dojít k nepřesnostem, protože parametry závislé na poloze rotoru jsou malé v porovnání s parametry nezávislými na poloze [34], [37].

KAPITOLA 3: SIMULACE ROZBĚHU PMSM

Pro simulaci rozběhů PMSM je využito prostředí *MATLAB/Simulink*. To umožňuje vytvoření modelu motoru z modelových rovnic a ze zadaných parametrů provést jejich výpočty v diskrétní oblasti. Budou představeny dva simulační modely. U/f rozběh PMSM a rozběh přímým připojením na síť motoru typu LSPMSM.

3.1 U/f rozběh

Model je realizován jako typ *open-loop*, tedy bez zpětné vazby, a testuje stabilitu a spolehlivost této jednoduché metody rozběhu při různých parametrech rampy frekvence. Počáteční hodnota napětí U_{offset} , nutná pro kompenzaci úbytků napětí na odporu statorového vinutí, byla stanovena podle vztahu:

$$U_{\text{offset}} = KR_s(\sqrt{2}I_n), \quad (3-1)$$

kde K je proporcionalní konstanta zvolena jako $\frac{1}{2}$, R_s je elektrický odpor statorového vinutí a I_n jmenovitý proud [38].

3.1.1 Modelové rovnice PMSM

Modelové rovnice PMSM, převzaté z [39], lze pomocí statorových napětí vyjádřit jako:

$$u_a = R_s i_a + L_s \frac{di_a}{dt} - \omega_e \Psi_{\text{PM}} \sin \theta, \quad (3-2)$$

$$u_b = R_s i_b + L_s \frac{di_b}{dt} - \omega_e \Psi_{\text{PM}} \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right), \quad (3-3)$$

$$u_c = R_s i_c + L_s \frac{di_c}{dt} - \omega_e \Psi_{\text{PM}} \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right). \quad (3-4)$$

L_s , Ψ_{PM} , θ , ω_e , u , i jsou indukčnost statorového vinutí, spřažený magnetický tok PM, úhel mezi soustavou $\alpha\beta$ a dq , elektrická úhlová rychlost, fázová napětí a fázové proudy. Pro jednoduchost implementace je vhodné tyto rovnice transformovat do soustavy dq spřažené s rotorem. K tomu je využito Clarkové a Parkovy transformace. Transformační matice má tvar:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}. \quad (3-5)$$

Po transformaci obdržíme modelové rovnice PMSM v soustavě dq :

$$u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e \Psi_q, \quad (3-6)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e (\Psi_d + \Psi_{\text{PM}}). \quad (3-7)$$

Vztah pro elektromechanický moment je dán:

$$M_e = \frac{3}{2} p_p (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d), \quad (3-8)$$

kde p_p označuje počet pólových dvojic. Mechanickou úhlovou rychlost ω_m získáme ze vztahu:

$$M_h = M_z + J \frac{d\omega_m}{dt}, \quad (3-9)$$

M_h, M_z, J jsou momenty hnací, zátěžný, setrvačnosti. Spřažené magnetické toky v osách d a q lze vyjádřit pomocí:

$$\Psi_d = L_d i_d + \Psi_{PM}, \quad (3-10)$$

$$\Psi_q = L_q i_q. \quad (3-11)$$

Rovnice 3-6 až 3-9 upravíme do tvaru vhodného pro simulační model s využitím 3-10 a 3-11:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d} (u_d + L_d \omega_e i_q - R_s i_d). \quad (3-12)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q} (u_q - R_s i_q - L_d \omega_e i_d - \Psi_{PM} \omega_e). \quad (3-13)$$

$$M_e = \frac{3}{2} p_p \left((L_d - L_q) i_d i_q + \Psi_{PM} i_q \right). \quad (3-14)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (M_h - M_z). \quad (3-15)$$

Dále doplníme přepočty mezi mechanickou a elektrickou úhlovou rychlostí a vztah pro elektrickou úhlovou rychlost získanou integrací elektrického úhlu:

$$\omega_m = \frac{\omega_e}{p_p}. \quad (3-16)$$

$$\omega_e = \frac{d\vartheta_e}{dt}. \quad (3-17)$$

Podle rovnic 3-12 až 3-17 byl PMSM modelován.

3.1.2 Parametry modelu PMSM

Parametry simulovaného 6 kW motoru, uvedené v tabulce 3-1, jsou převzaty z práce [40].

Tab. 3-1 Parametry simulovaného PMSM

Parametr	Značení	Hodnota
Jmenovitý výkon	P_n	6 kW
Jmenovitý proud	I_n	18,1 A
Jmenovité napětí	U_n	195,1 V
Jmenovité otáčky	n_n	2000 ot/min
Jmenovitý moment	M_n	28,65 Nm
Počet pólových dvojic	p_p	4
Elektrický odpor statorového vinutí	R_s	0,39 Ω
Celková indukčnost v ose d	L_d	3,1 mH
Celková indukčnost v ose q	L_q	3,1 mH
Magnetický tok PM	Ψ_{PM}	0,1902 Wb
Moment setrvačnosti	J	0,026 kg·m ²

3.1.3 Simulační výsledky U/f

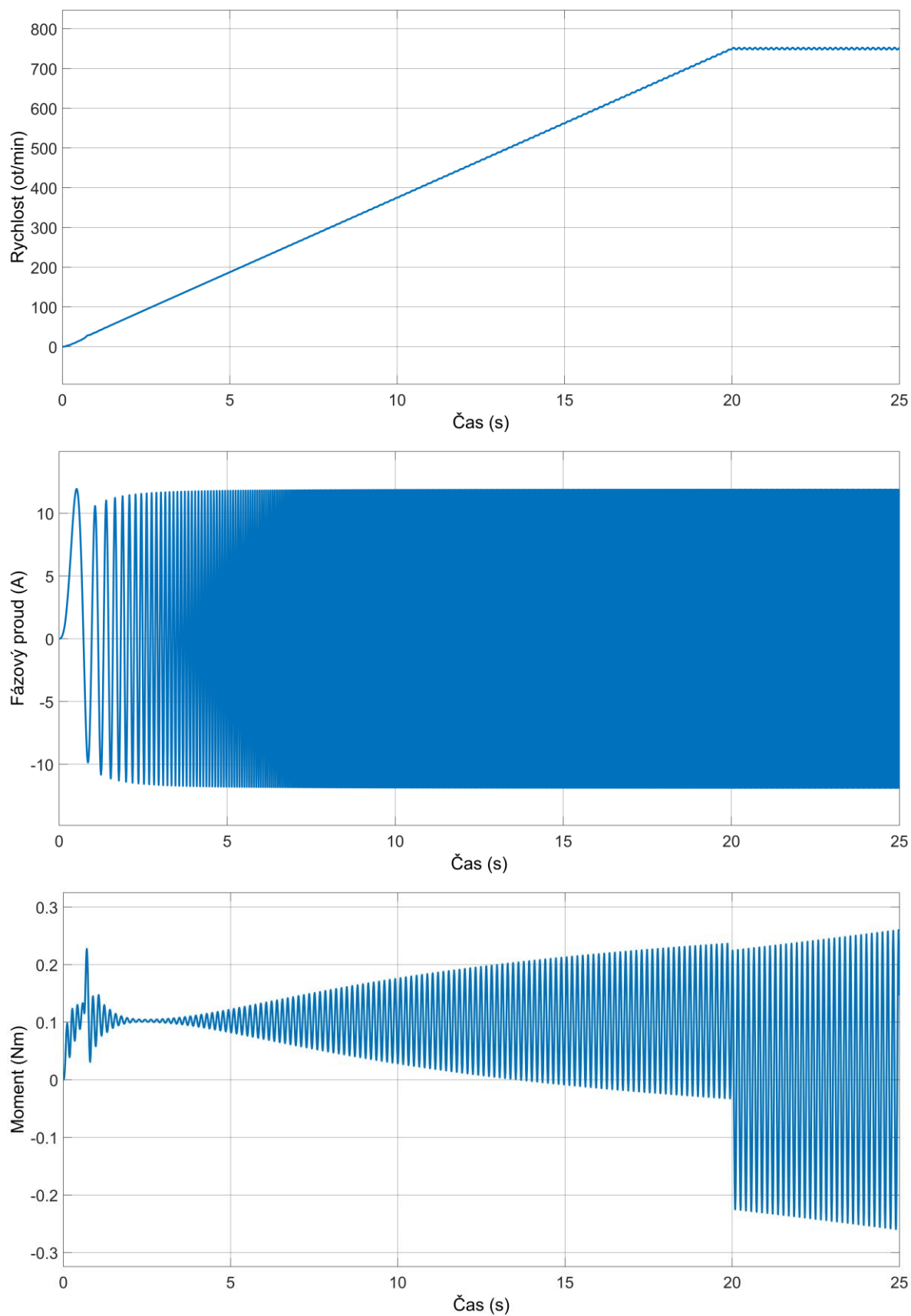
Zvolená metoda rozběhu se ukázala jako velmi nestabilní. Na obrázku 3-1 vidíme rozběh bez zatížení s rampou frekvence 2,5 Hz/s. Je patrné, že motor nehledě na dodávaný výkon odebírá stále stejný fázový proud, a to zhruba 65 % jmenovité hodnoty. Oscilace momentu jsou v porovnání s jmenovitým momentem velmi malé, nicméně jejich amplituda s časem roste. Motor se v takovém případě nemůže dostat do ustáleného stavu, a po určité době vypadne ze synchronismu. Pokud bychom motor rozbíhali se zatížením nebo s rychlejším nárůstem frekvence, byly by oscilace momentu a rychlostí větší. Naopak s menší rampou frekvence by byly oscilace menší, k vypadnutí ze synchronismu by došlo po delší době. Odběr fázového proudu je přitom nezávislý na rychlosti nárůstu frekvence.

Rozběh prezentovaný na obrázku 3-1 probíhá do rychlosti 750 ot/min, což odpovídá frekvenci 50 Hz, při které už byl motor připojen na jmenovité napětí. Pokud jmenovité napětí odpovídá jmenovité rychlosti, není při nízkých rychlostech vzhledem k oscilacím momentu napětí dostatečné a motor se neudrží v synchronismu.

Pro spolehlivý provoz PMSM s U/f rozběhem a následným řízením je nutná externí stabilizace. Nestabilita vede ke slabé vazbě mezi elektrickou a mechanickou částí modelu stroje. Statorové a rotorové póly se od sebe vzdalují až do bodu překročení meze stability. Stabilizaci lze zajistit správnou modulací napájecí frekvence, jak je prezentováno v [41]. Elektrická úhlová rychlost ω_e je tedy proměnná a stabilizační smyčka počítá její odchylku $\Delta\omega_e$.

Dalším možným stabilizačním prvkem je rozběhová klec, která oscilace tlumí asynchronním momentem [41]. Motor typu LSPMSM lze představenou jednoduchou metodou bez problému rozběhnout a řídit. Takový rozběh bude představen v části 3.2.3.

Simulované výsledky U/f rozběhu potvrzují výsledky prezentované v literatuře, například [41], [42], [43].



Obr. 3-1 U/f rozběh, bez zatížení

3.2 Rozběh LSPMSM

Model LSPMS je realizován tak, jak se v praxi objevuje nejčastěji, jednorýchlostní s přímým připojením na síť. Dále bude uveden jeho rozběh U/f metodou představenou v kapitole 3.1.

3.2.1 Modelové rovnice LSPMSM

Modelové rovnice LSPMSM jsou odvozeny z rovnic konvenčního synchronního motoru v soustavě dq, které byly odvozeny v [15]. Takové rovnice zbavíme členů reprezentující budící vinutí a obdržíme soustavu rovnic pro statorová a rotorová napětí a spřažené magnetické toky [44]. Ty doplníme o vztahy pro elektromechanický moment a mechanickou úhlovou rychlost.

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_e \psi_q, \quad (3-18)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_e \psi_d, \quad (3-19)$$

$$u_D = 0 = R_D i_D + \frac{d\psi_D}{dt}, \quad (3-20)$$

$$u_Q = 0 = R_Q i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt}, \quad (3-21)$$

$$\psi_d = L_d i_d + L_{dD} i_D, \quad (3-22)$$

$$\psi_q = L_q i_q + L_{qQ} i_Q, \quad (3-23)$$

$$\psi_D = L_{dD} i_d + L_D i_D, \quad (3-24)$$

$$\psi_Q = L_{qQ} i_q + L_Q i_Q, \quad (3-25)$$

$$M_e = \frac{3}{2} p_p (\psi_d i_q - \psi_q i_d), \quad (3-26)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (M_e - M_z). \quad (3-27)$$

Indexy d a q reprezentují parametry statorového obvodu, D a Q rotorového obvodu. Tuto soustavu rovnic upravíme do tvaru vhodného pro simulační model a doplníme vliv PM spřaženým magnetickým tokem ψ_{PM} v ose d. Právě tato úprava tvoří soustavu rovnic unikátní pro LSPMSM. Rovněž rozepíšeme L_d a L_q pomocí vzájemných a rozptylových indukčností.

$$\frac{d\psi_d}{dt} = u_d - R_s i_d + \omega_e \psi_q, \quad (3-28)$$

$$\frac{d\psi_q}{dt} = u_q - R_s i_q - \omega_e \psi_d, \quad (3-29)$$

$$\frac{d\psi_D}{dt} = -R_D i_D, \quad (3-30)$$

$$\frac{d\psi_Q}{dt} = -R_Q i_Q, \quad (3-31)$$

$$i_d = \frac{\Psi_d - L_{md}i_D - \Psi_{PM}}{L_{ls} + L_{md}}, \quad (3-32)$$

$$i_q = \frac{\Psi_q - L_{mq}i_Q}{L_{ls} + L_{mq}}, \quad (3-33)$$

$$i_D = \frac{\Psi_D - L_{md}i_d - \Psi_{PM}}{L_{rd} + L_{md}}, \quad (3-34)$$

$$i_Q = \frac{\Psi_Q - L_{mq}i_q}{L_{rq} + L_{mq}}, \quad (3-35)$$

$$M_e = \frac{3}{2}p_p(\Psi_d i_q - \Psi_q i_d), \quad (3-36)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J}(M_e - M_z). \quad (3-37)$$

L_{ls} je rozptylová indukčnost statorového obvodu, L_{rq} a L_{rd} představují rozptylové indukčnosti rotorového obvodu v osách d a q. L_{md} , L_{mq} jsou vzájemné indukčnosti v osách d a q. Podle rovnic 3-28 až 3-37 byl LSPMSM modelován s využitím vztahu pro elektrickou úhlovou rychlost a její přepočtení na mechanickou (3-16, 3-17). Nakonec je celkový elektromechanický moment rozdělen na složky:

$$M_e = \frac{3}{2}p_p(\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) = \frac{3}{2}p_p([(L_d - L_q)i_d i_q] + [L_{md}i_D i_q - L_{mq}i_Q i_d] + [\Psi_{PM}i_q]). \quad (3-38)$$

První člen rovnice představuje moment reluktanční, druhý člen moment klece a třetí člen moment PM [45].

3.2.2 Parametry modelu LSPMSM

Parametry simulovaného 0,746 kW motoru, uvedené v tabulce 3-2, jsou převzaty z práce [44]. Její autoři neuvádějí hodnotu jmenovitého proudu motoru a k jeho vypočítání zde není dostatek informací.

Tab. 3-2 Parametry simulovaného LSPMSM

Parametr	Značení	Hodnota
Jmenovitý výkon	P_n	0,746 kW
Jmenovité sdružené napětí	U_{sn}	380 V
Jmenovité otáčky	n_n	1800 ot/min
Jmenovitý moment	M_n	4 Nm
Počet pólových dvojic	p_p	2
Elektrický odpor statorového vinutí	R_s	5,5525 Ω
Elektrický odpor rotoru v ose d	R_D	6,8879 Ω
Elektrický odpor rotoru v ose q	R_Q	9,1879 Ω
Rozptylová indukčnost statoru	L_{ls}	0,02220 H
Rozptylová indukčnost rotoru v ose d	L_{rd}	0,01735 H
Rozptylová indukčnost rotoru v ose q	L_{rq}	0,01730 H
Vzájemná indukčnost v ose d	L_{md}	71,496 mH
Vzájemná indukčnost v ose q	L_{mq}	260,355 mH
Magnetický tok PM	Ψ_{PM}	0,5915 Wb
Moment setrvačnosti	J	0,001586 kg·m ²

3.2.3 Simulační výsledky přímého připojení na síť

Rozběh přímým připojením na síť byl v prvním případě testován bez zátěže, jmenovité zatížení bylo připojeno po ustálení rychlosti v čase 0,4 s (obrázek 3-2, 3-3). Nejvyšší hodnota amplitudy fázového proudu dosahovala 14,8 A. Jmenovité rychlosti dosáhne motor velmi rychle, a to za 0,052 s. Ustálené jmenovité rychlosti dosáhne přibližně až v čase 0,13 s. Při samotném zpomalování a ustálení již dochází ke snižování odběru proudu. Po zatížení dojde ovšem k novému ustálení rychleji, a to za 0,08 s. Zátěžný moment tedy působí jako stabilizační prvek a tlumí oscilace momentu produkovaného LSPMSM. Zároveň u rozběhu bez zatížení dojde k velkému překmitu rychlosti, a to až na 2439 ot/min, což odpovídá 35,5 % jmenovité rychlosti.

Dále byl testovaný motor rozbíhán s konstantním zatížením a ukázalo se, že není schopen rozběhu s jmenovitým zatížením. Na obrázku 3-4 a 3-5 je prezentován rozběh s konstantním 50 % zatížením. Motor v takovém případě dosáhne jmenovité rychlosti později, v čase 0,134 s. K ustálení dojde v čase 0,2 s. Maximální hodnota rychlosti je 2043 ot/min, to odpovídá 13,5 % jmenovité rychlosti. Špička fázového proudu dosahuje hodnoty 18 A. Zároveň se doba odběru zvýšeného proudu prodlužuje přibližně o polovinu oproti rozběhu bez zatížení.

Další test proběhl se zátěžným momentem s obecnou ventilátorovou charakteristikou (obrázek 3-6, 3-7), která je úměrná kvadrátu rychlosti a je dána rovnicí:

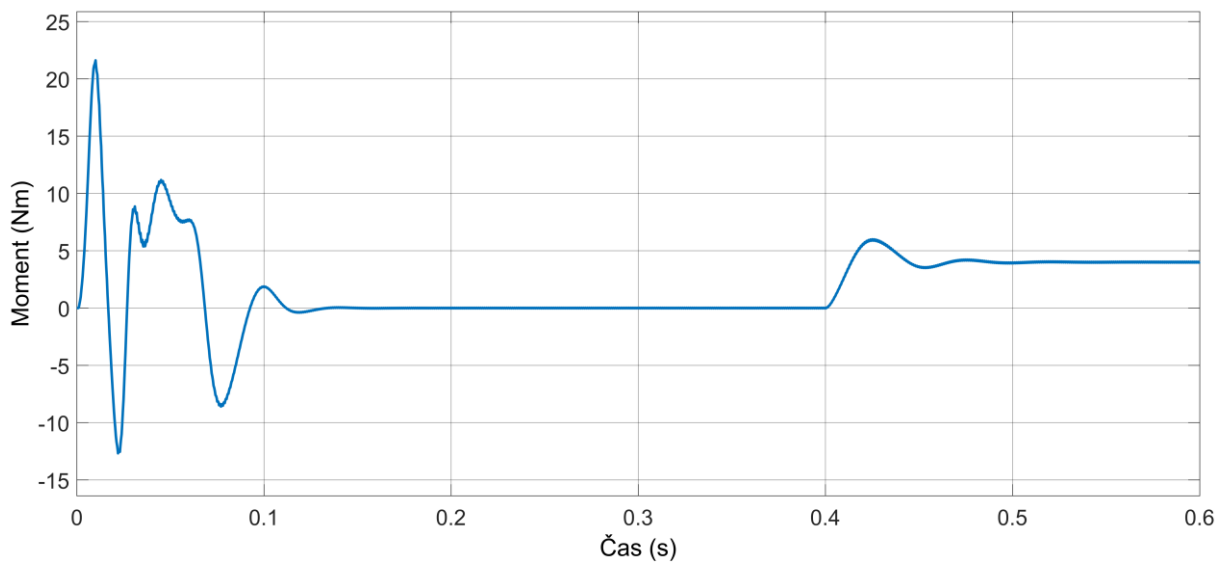
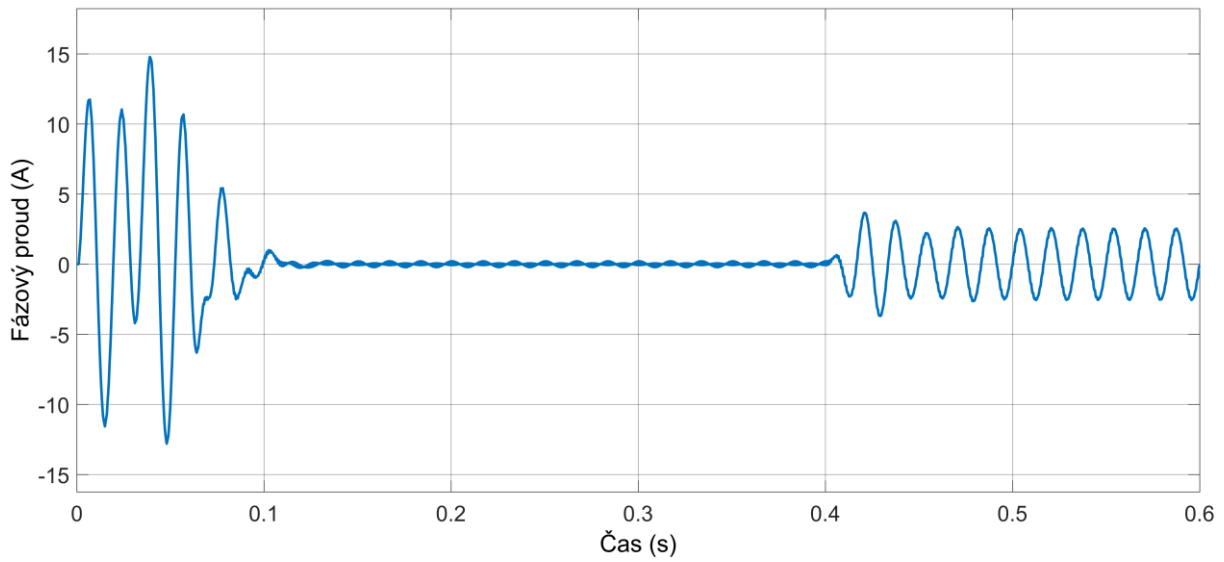
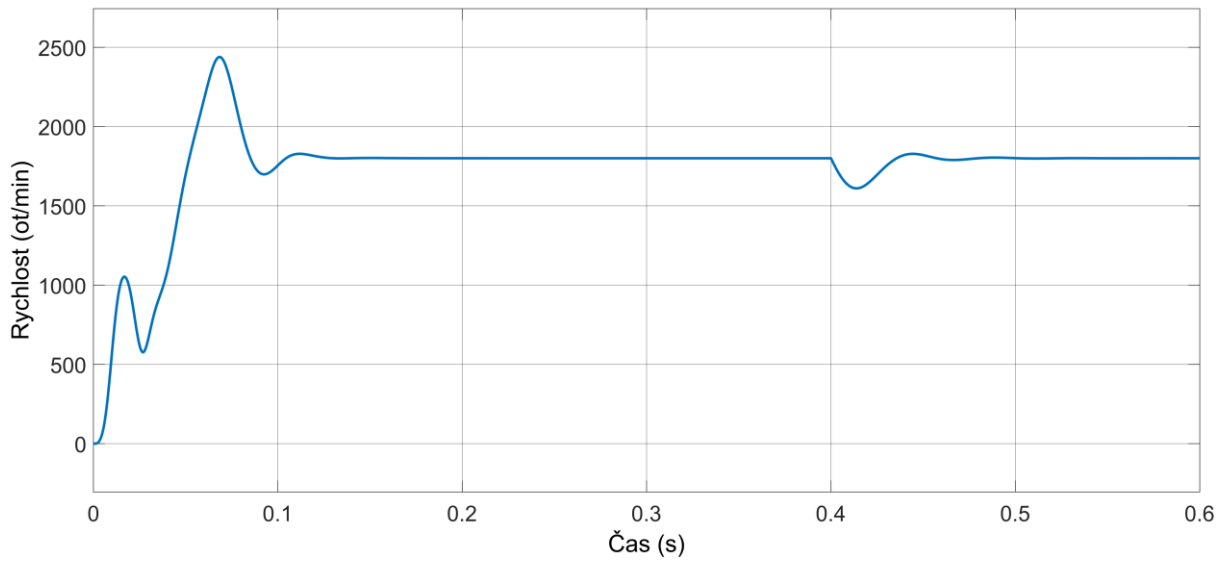
$$M_z = c \cdot n^2, \quad (3-39)$$

kde koeficient c byl zvolen tak, aby při jmenovité rychlosti dosáhl zátěžný moment jmenovité hodnoty. S touto zátěžnou charakteristikou dosáhne motor jmenovité rychlosti v čase 0,09 s, k přesáhnutí této rychlosti dojde pouze o 8,4 % a k ustálení dojde v čase 0,14 s. Maximální fázový proud je 15,8 A, tedy jen o 1 A vyšší než při rozběhu bez zatížení.

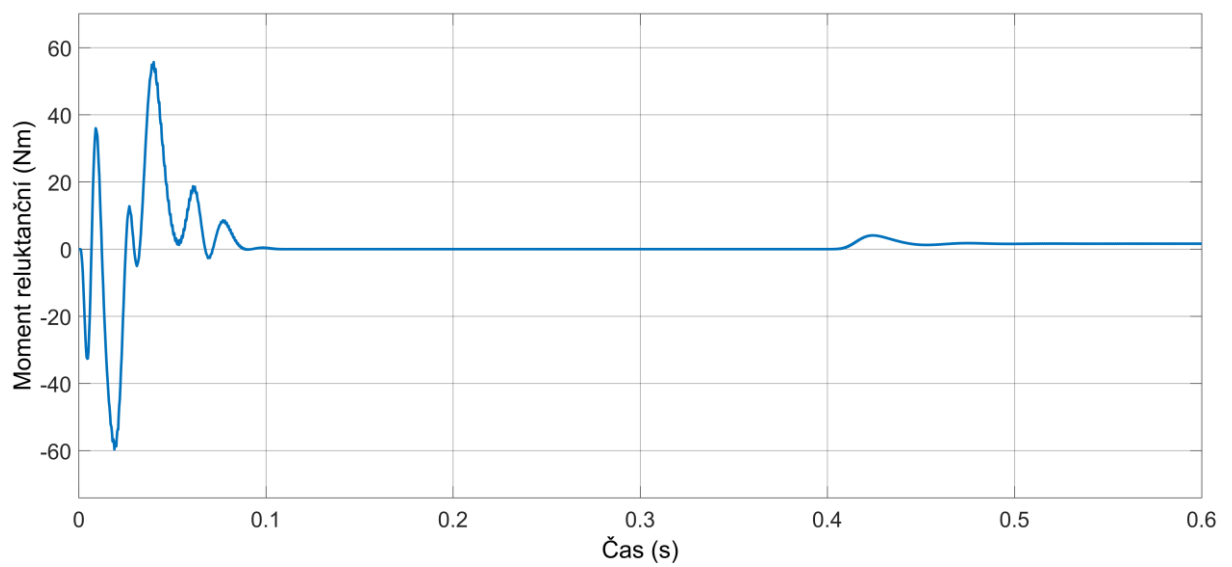
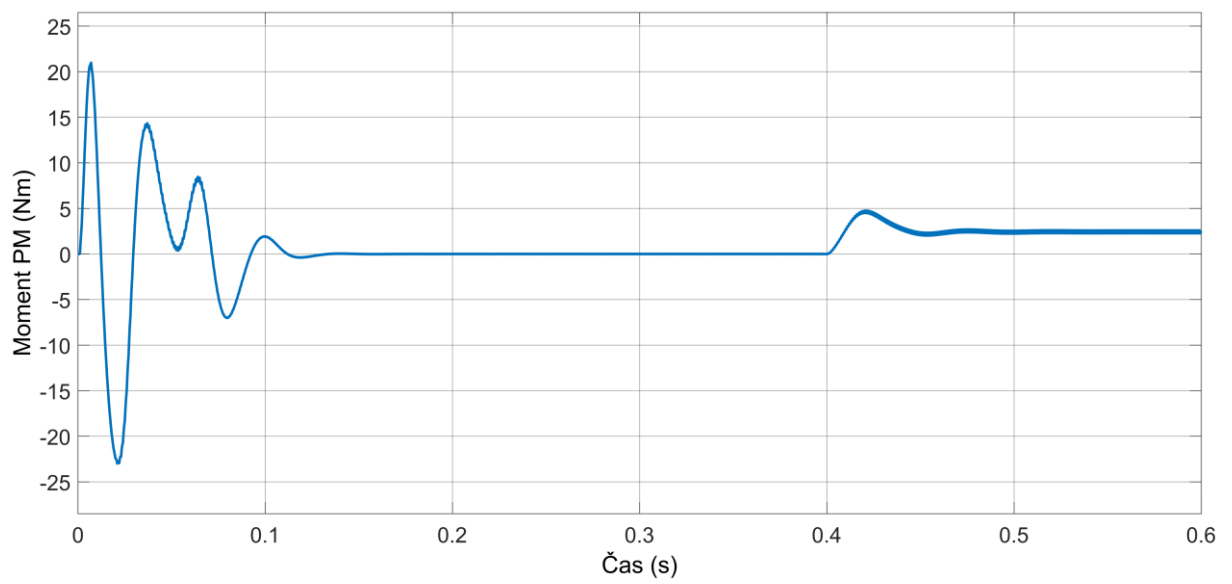
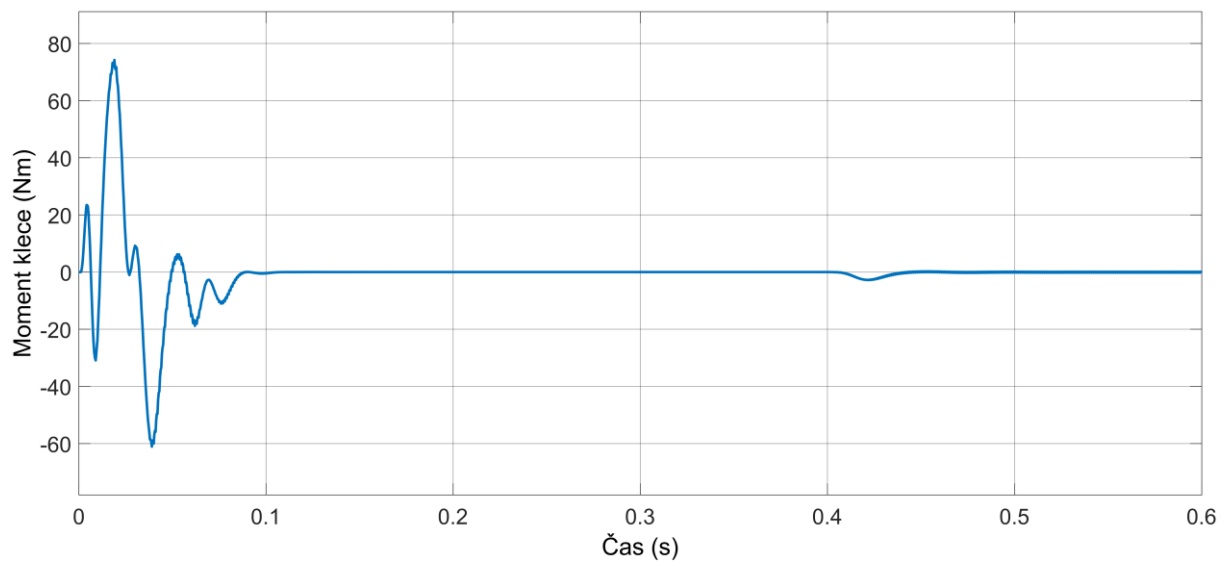
Z výše uvedených pozorování je zřejmé, že LSPMSM je výhodnější rozbíhat se zatížením, protože zátěžný moment tlumí oscilace momentu motoru a napomáhá rychlejšímu přechodu do ustáleného stavu. Konstantní zatížení ovšem není nejvhodnější volbou z důvodu zvýšeného odběru fázové proudu a nízké relativní momentové zatížitelnosti v okamžiku spuštění. Pokud se velikost zátěžného momentu zvyšuje postupně, například má průběh ventilátorové charakteristiky, je rozběh doprovázen pouze mírným zvýšením odběru fázového proudu. Doba rozběhu je kratší než při rozběhu s konstantním zatížením.

Simulované výsledky přímého připojení na síť potvrzují výsledky prezentované v literatuře, například [2], [23], [44],[47].

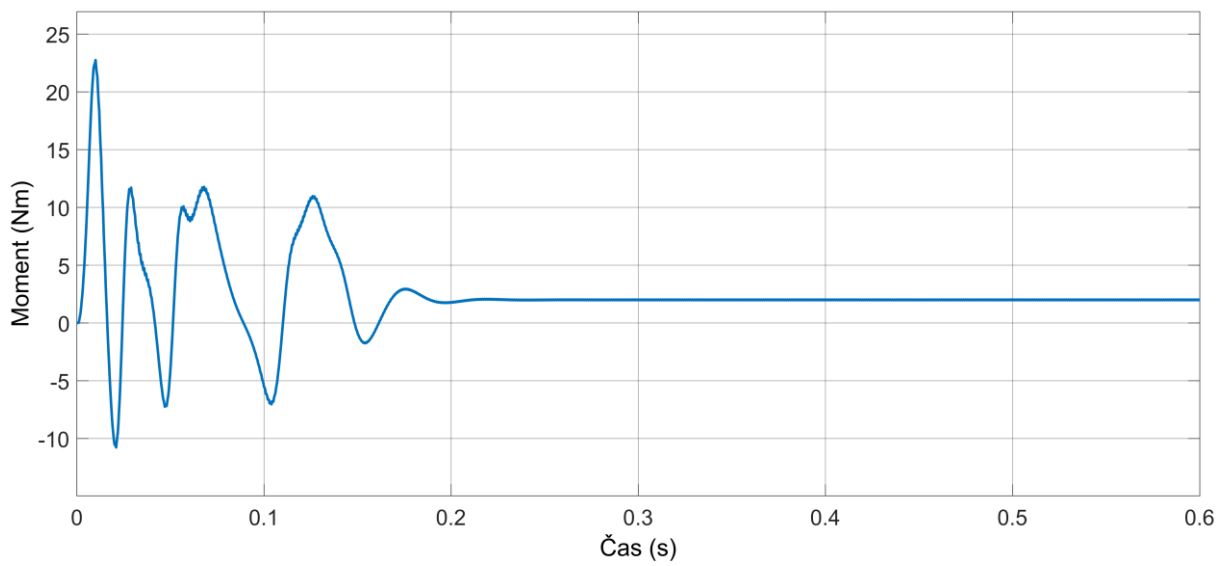
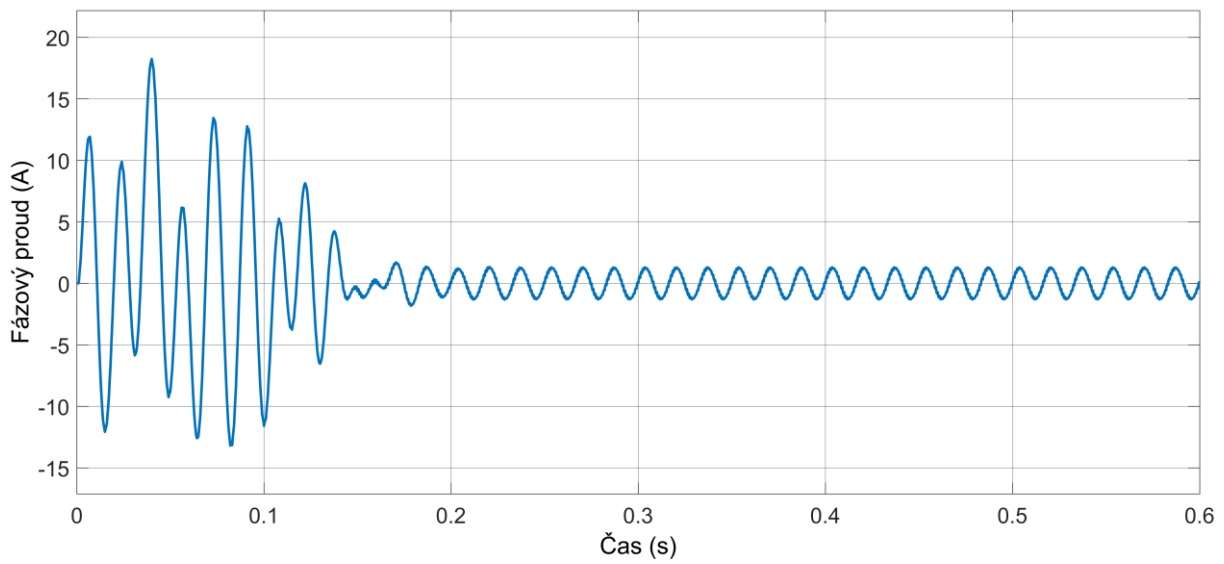
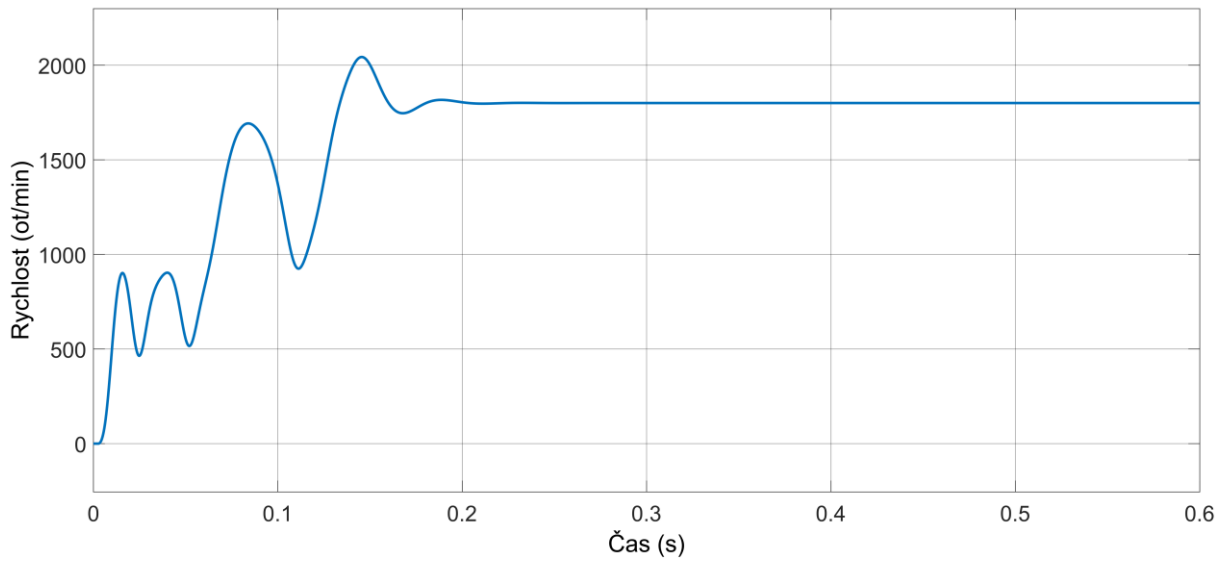
V kapitole 3.1.3 bylo uvedeno, že dodatečnou stabilizací pro U/f rozběh může být rozběhová klec, výsledky takové simulace jsou na obrázku 3-8 a 3-9. Rampa frekvence zde byla nastavena na 30 Hz/s. Rozběh probíhal naprázdno a můžeme pozorovat výrazné snížení špičkového proudu, oproti rozběhu přímým připojením na síť se zde vyskytuje maximálně 1,8 A, což je pouze 12 % špičkového proudu přímého připojení na síť bez zatížení. S tímto pomalejším rozběhem téměř vymizí oscilace momentu. Moment PM se zde nevyskytuje v roli brzdného, ale hlavního hnacího momentu. Moment klece je většinu času téměř nulový s velmi malými oscilacemi, které tlumí nestabilitu. Překmit rychlosti dosahuje pouze hodnoty 1806 ot/min a velmi rychle poklesne na jmenovitou hodnotu. Pomalejší rozběh, než je na obrázku 3-8 a 3-9, již nevedl k výraznému snížení špičkového proudu ani ke zlepšení jiných aspektů rozběhu. Naopak rychlejší rozběh zvyšuje špičkový proud a průběh se přibližuje k hodnotám při přímém připojení na síť.



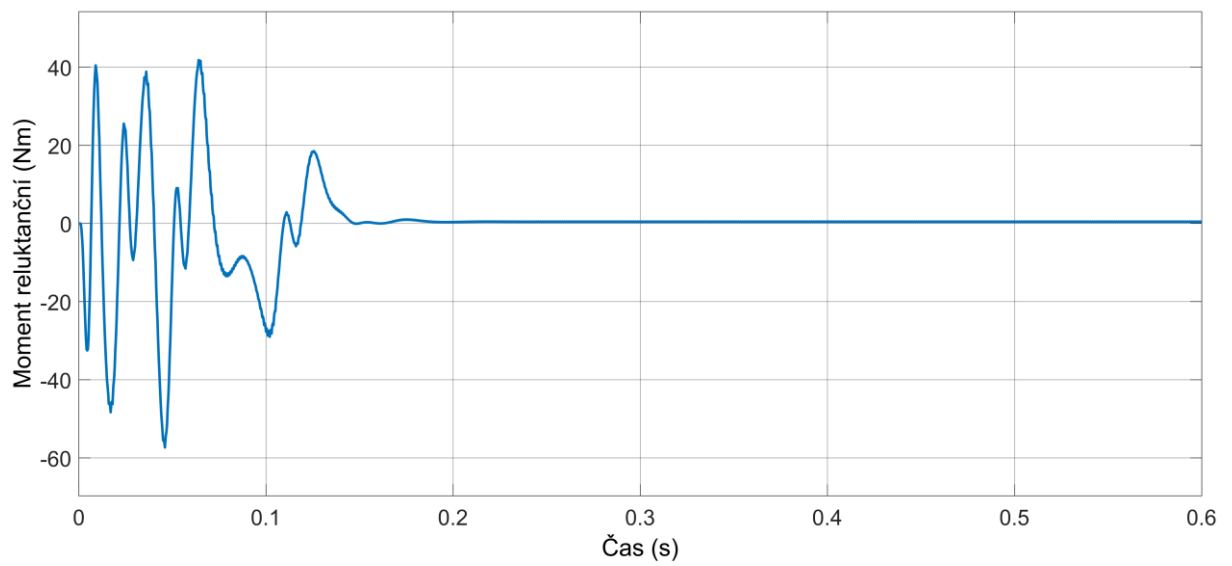
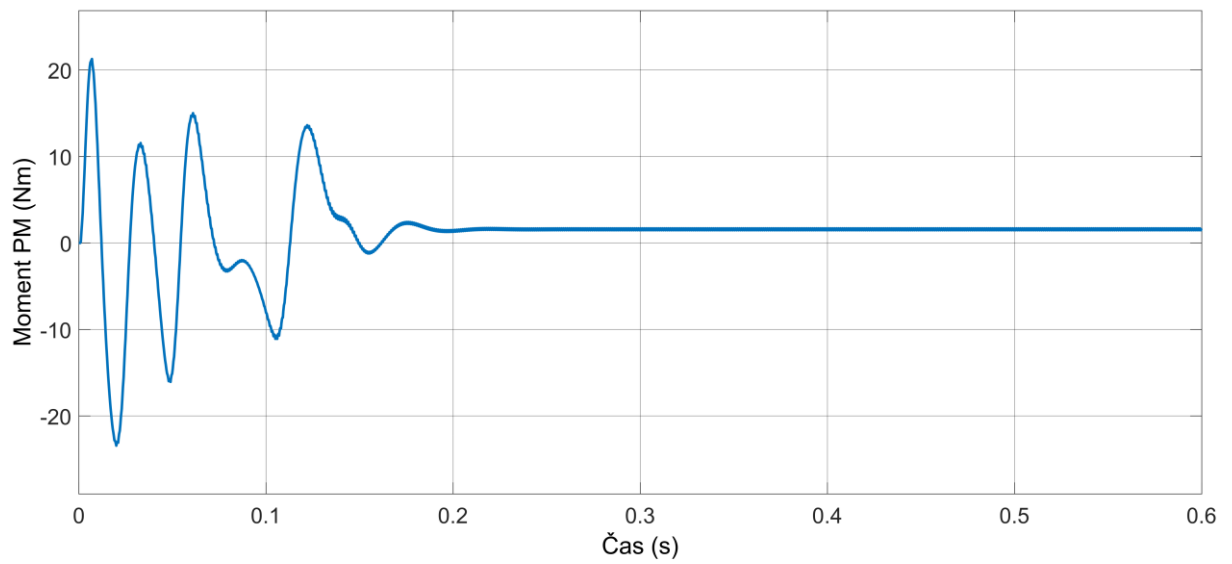
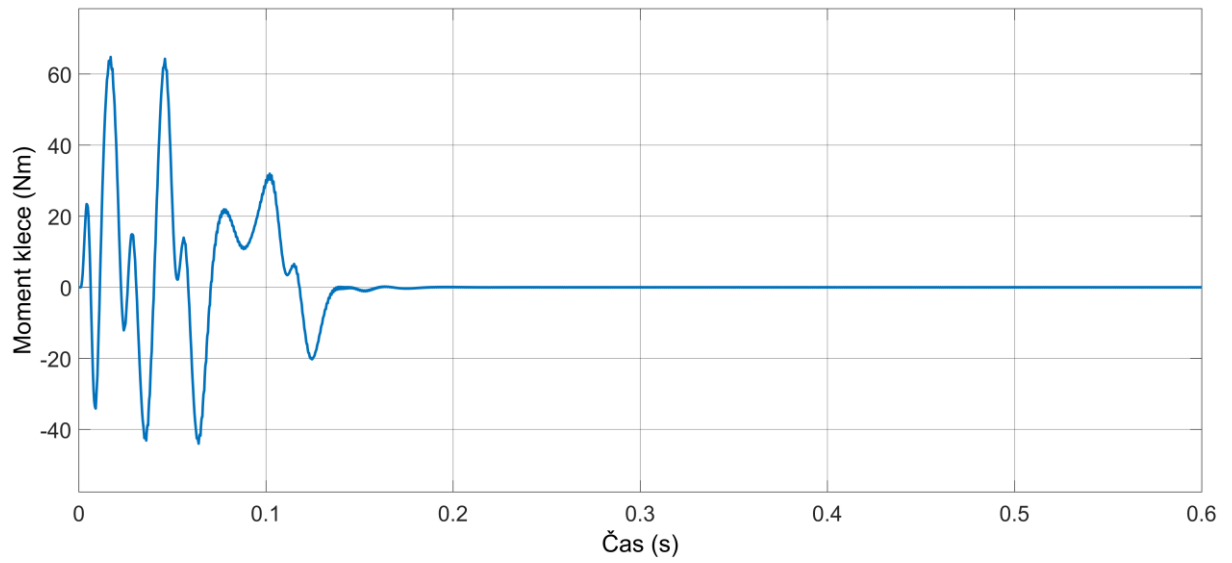
Obr. 3-2 Přímé připojení na síť, motor zatížen po rozběhu



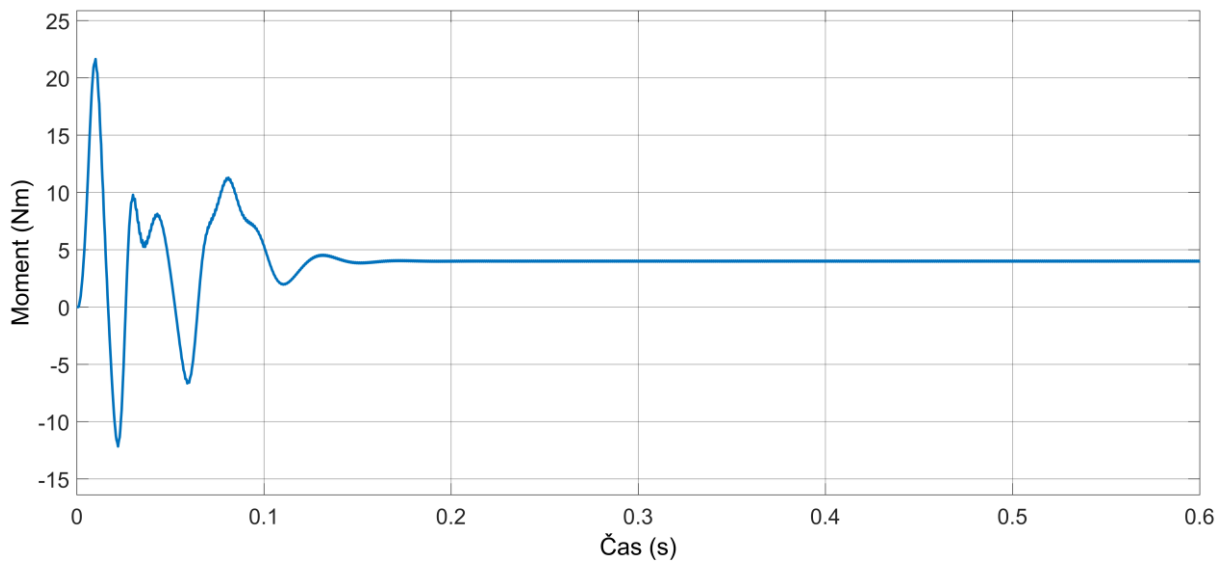
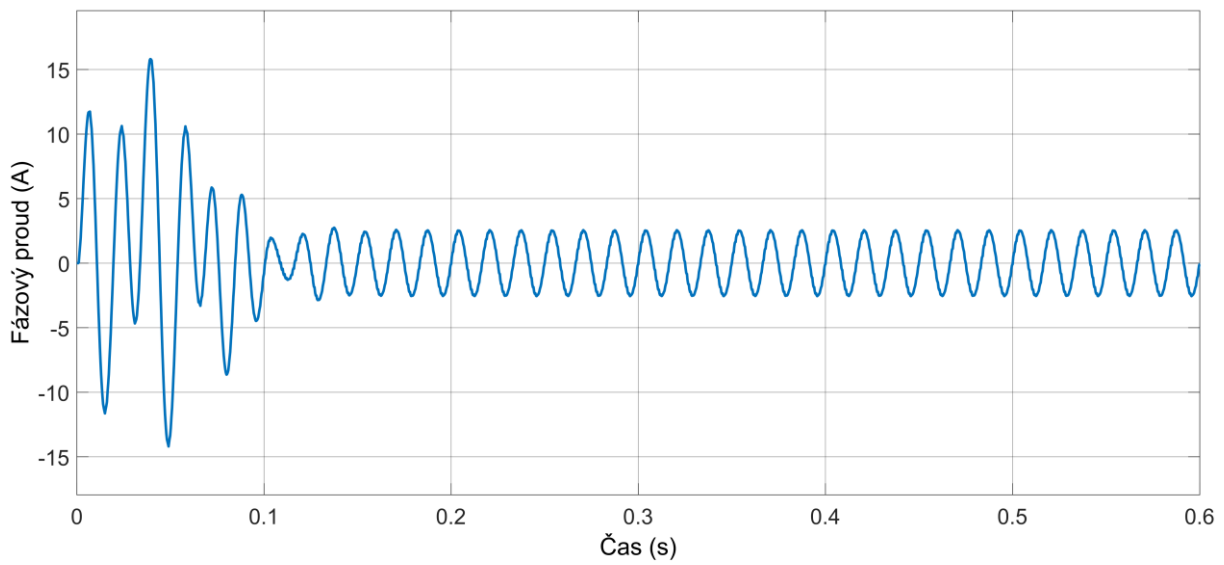
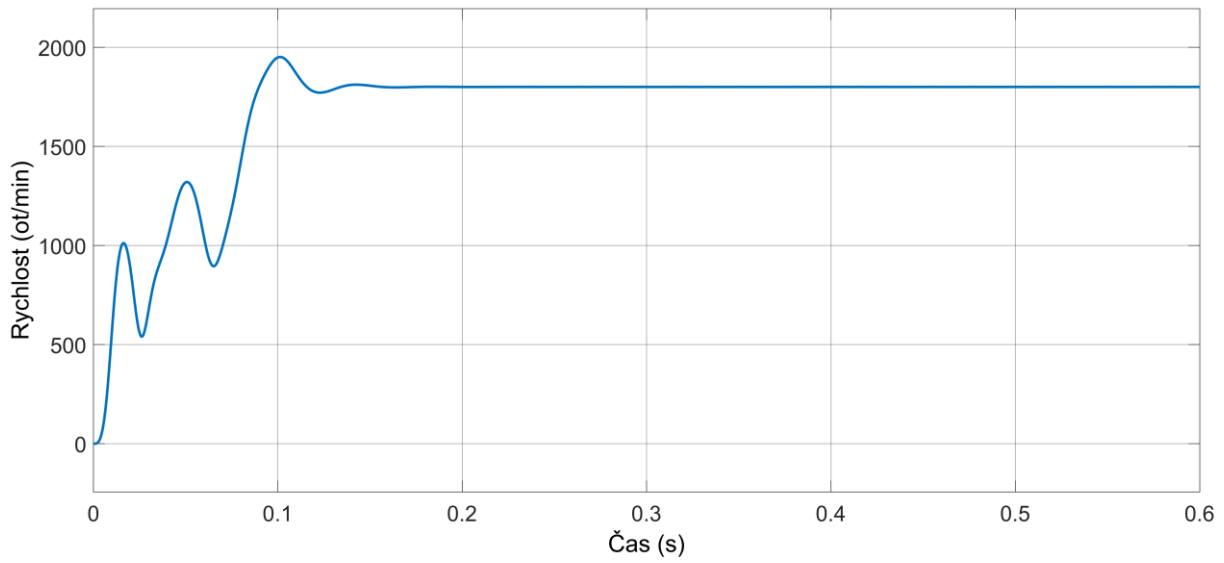
Obr. 3-3 Přímé připojení na síť, motor zatížen po rozběhu (složky momentu)



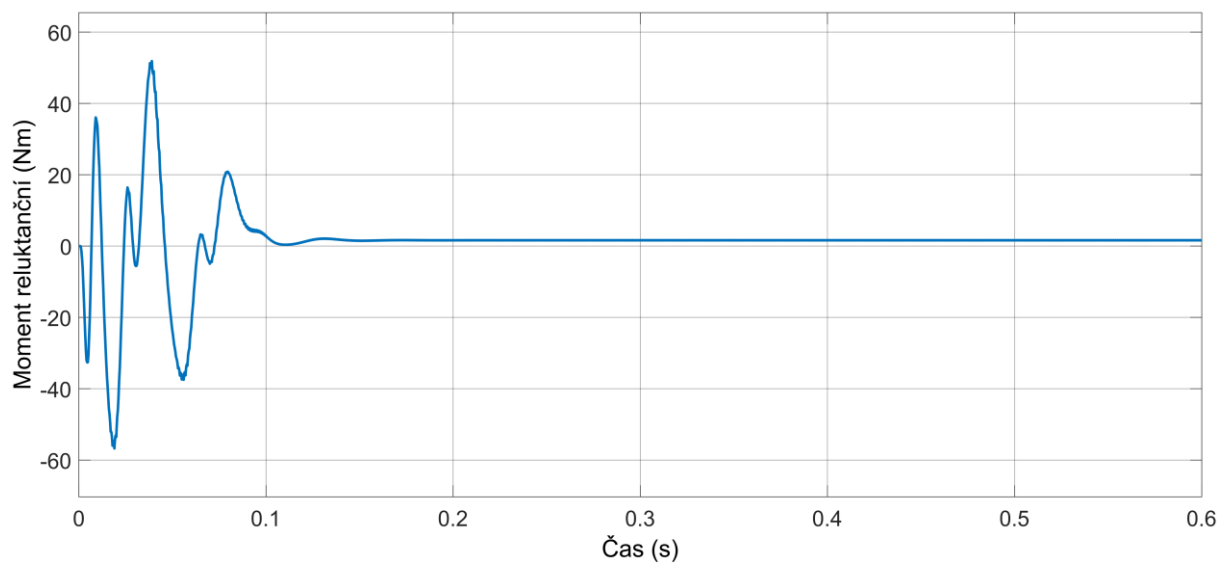
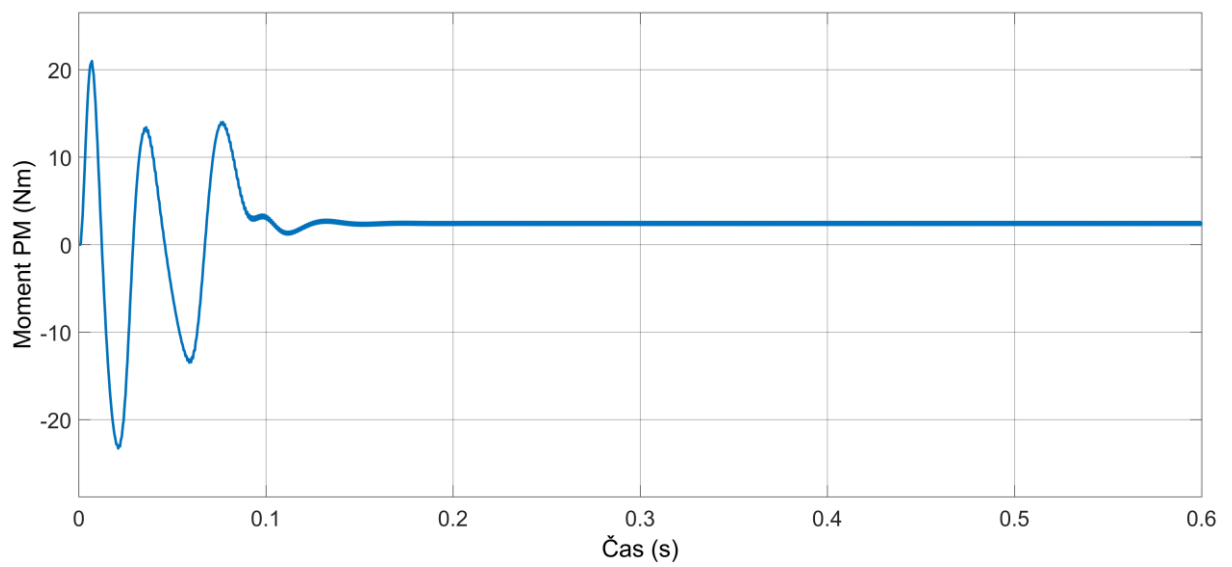
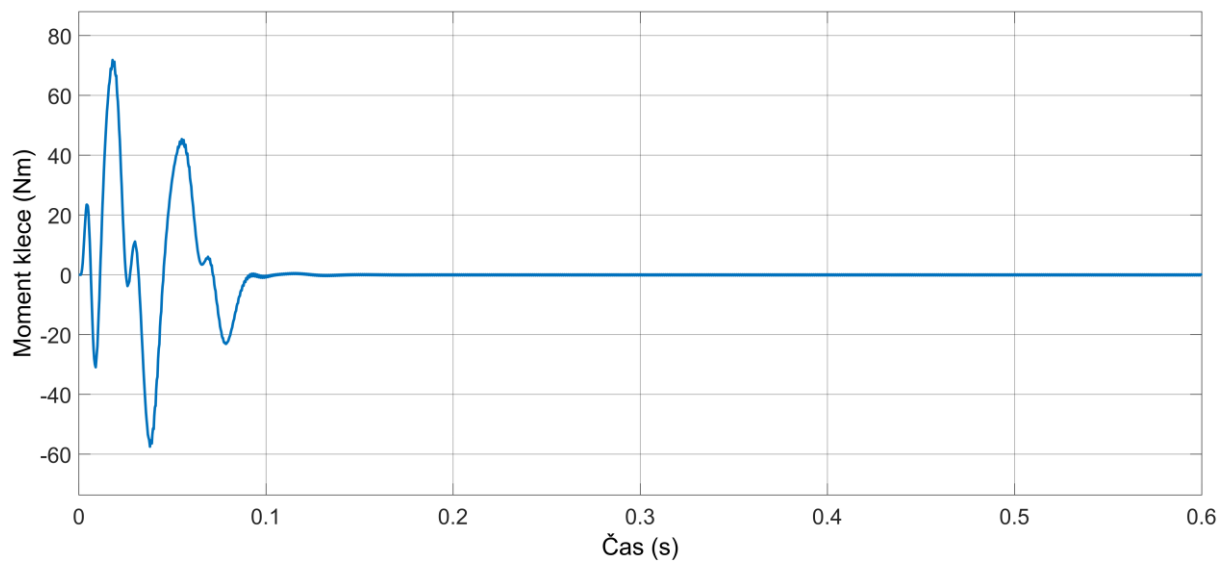
Obr. 3-4 Přímé připojení na síť, zátěž konstantní



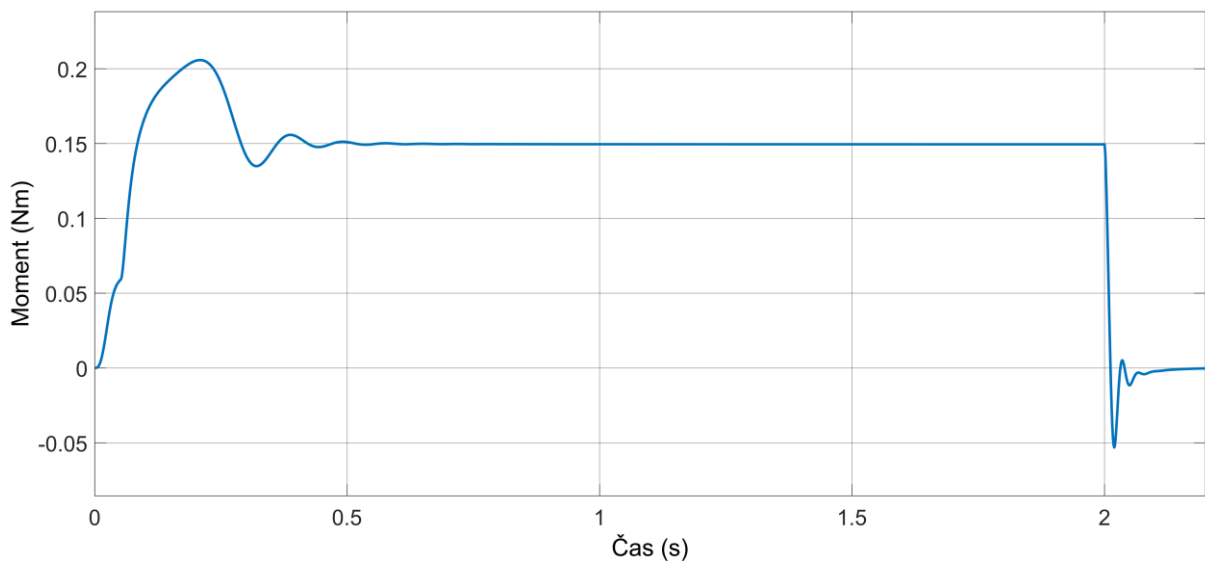
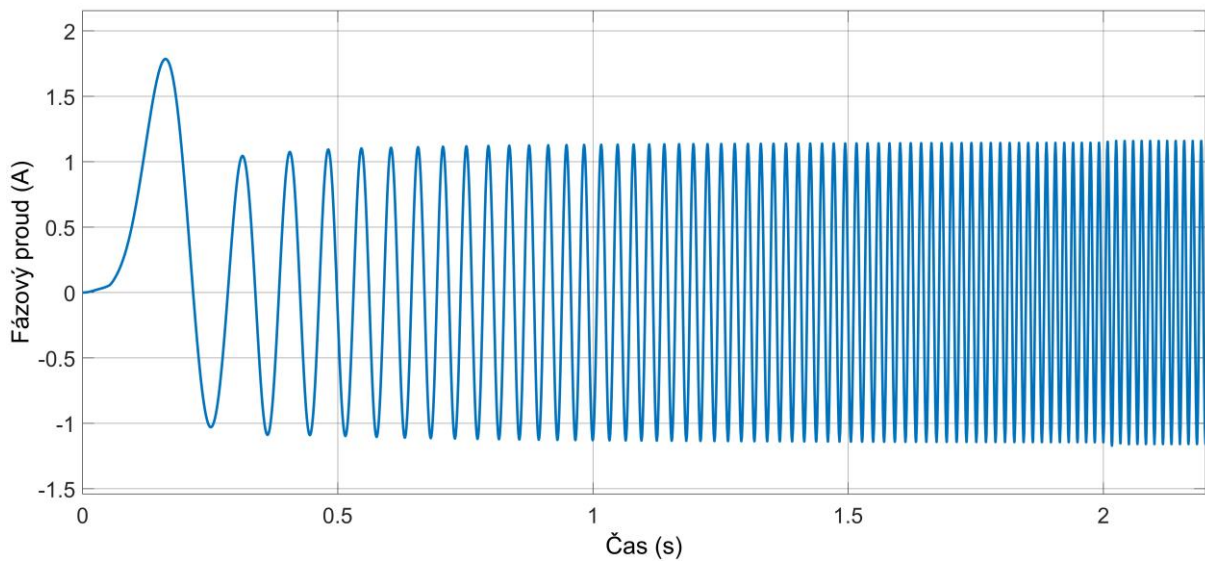
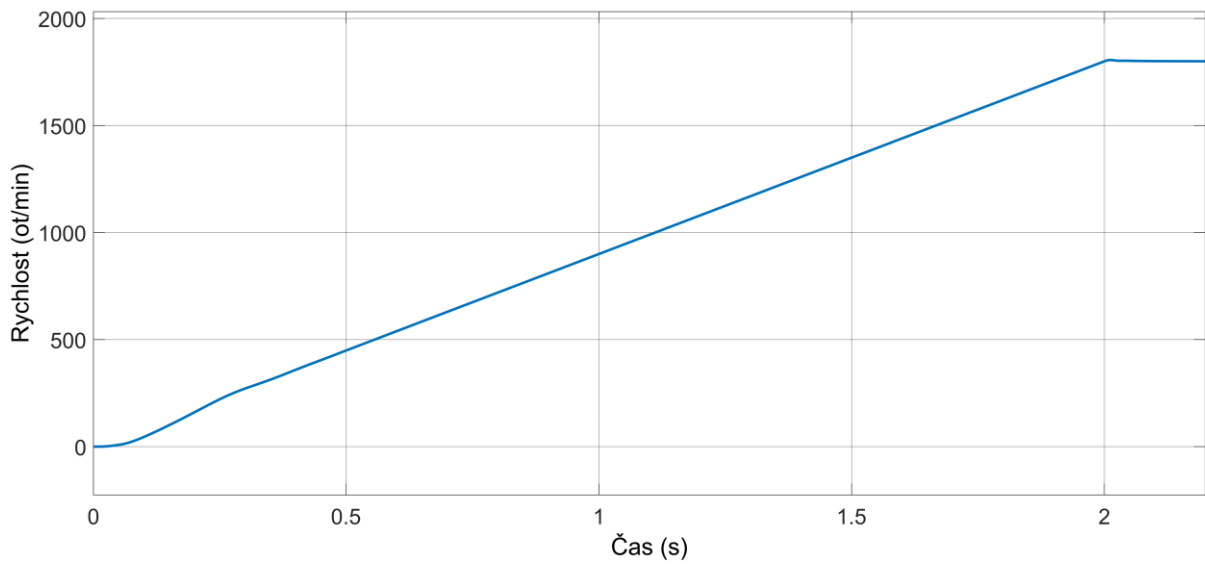
Obr. 3-5 Přímé připojení na síť, zátěž konstantní (složky momentu)



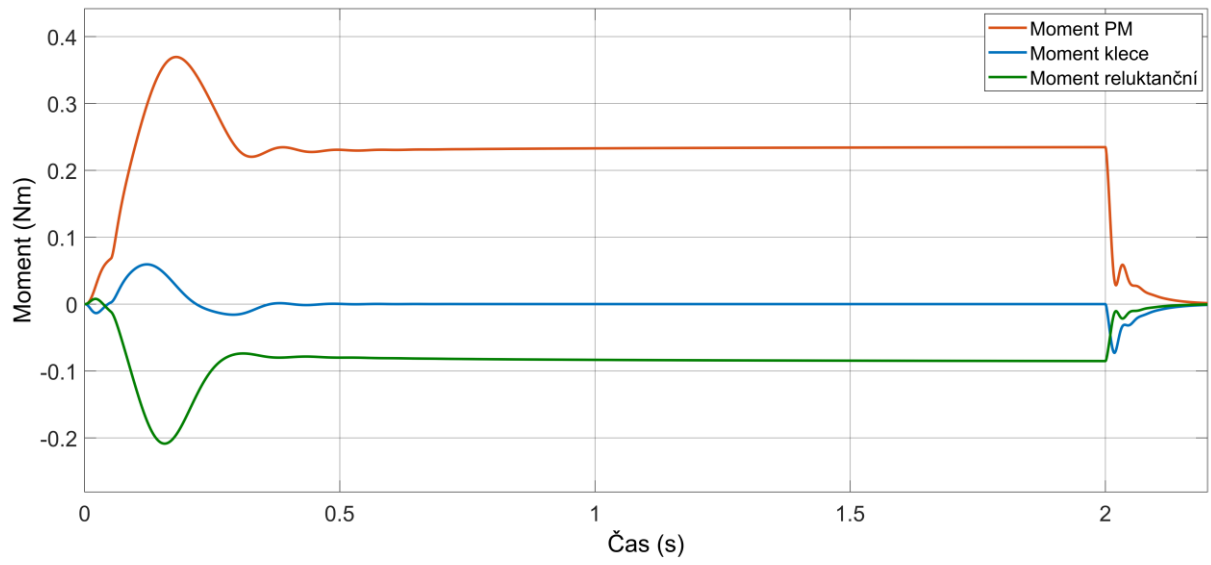
Obr. 3-6 Přímé připojení na síť, zátěž s ventilátorovou charakteristikou



Obr. 3-7 Přímé připojení na síť, zátěž s ventilátorovou charakteristikou (separované momenty)



Obr. 3-8 U/f rozběh LSPMSM, bez zatížení



Obr. 3-9 U/f rozběh LSPMSM, bez zatížení (složky momentu)

ZÁVĚR

Tato práce představila princip činnosti synchronního motoru s permanentními magnety a jeho konstrukci se zaměřením na uložení permanentních magnetů. Byly uvedeny jednotlivé výhody a nevýhody různých způsobů uložení permanentních magnetů. Dále byl představen přehled běžně využívaných metod rozběhů takových motorů a jejich porovnání.

Simulační modely, uvedené ve třetí kapitole, byly vytvořeny v prostředí *MATLAB/Simulink*. Zde bylo dokázáno, že skalární U/f rozběh je i při pomalém rozběhu velmi nestabilní, pro spolehlivý provoz vyžaduje stabilizační smyčku jako součást řízení. Druhou možností je přítomnost rozběhové klece na rotoru motoru, jak bylo simulačně dokázáno. Model s rozběhovou klecí lze spouštět přímým připojením na síť za krátkého odběru násobků fázového proudu. Simulační výsledky byly ověřeny a potvrzeny s odkazem na uvedenou literaturu.

LITERATURA

- [1] BORDEAU, S. P. C. Truman Hibbard and the Invention of Automatic Control for Synchronous Motors. *IEEE Transactions on Education* [online]. 1980, **23**(3), 163-169 [cit. 2023-04-15]. ISSN 0018-9359. Dostupné z: doi:10.1109/TE.1980.4321402
- [2] ELISTRATOVA, Vera. *Optimal design of line-start permanent magnet synchronous motors of high efficiency*. 2015. Dostupné také z: <https://theses.hal.science/tel-01308575>. Ecole Centrale de Lille
- [3] VOŽENÍLEK, Petr, Vladimír NOVOTNÝ a Pavel MINDL. *Elektromechanické měniče*. 2. vyd. Praha: České vysoké učení technické v Praze, 2011, pp. 101-102. ISBN 978-80-01-04875-7.
- [4] UHLÍŘ, Ivan. *Elektrické stroje a pohony*. 1. vyd. Praha: ČVUT, 2002, pp. 120. ISBN 80-01-02482-2
- [5] Moderné elektrické stroje (kolem strany 58...)
- [6] ORMEROD, John. Permanent Magnet Material Options: Why \$/kg And $(BH)_{max}$ Are Misleading Metrics!. *MAGNETICS 2018* [online]. 2018 [cit. 2023-04-16]. Dostupné z: <https://bunting-dubois.com/wp-content/uploads/2021/04/Presentation-Magnetics-2018.pdf>
- [7] Magnetics 101 - Design Guide. *Integrated Magnetics* [online]. [cit. 2023-05-11]. Dostupné z: <https://www.intemag.com/magnet-design-guide>
- [8] DĄMBRAUSKAS, Karolis, Jonas VANAGAS, Tomas ZIMNICKAS, Artūras KALVAITIS a Mindaugas AŽUBALIS. A Method for Efficiency Determination of Permanent Magnet Synchronous Motor. *Energies* [online]. 2020, **13**(4) [cit. 2023-04-15]. ISSN 1996-1073. Dostupné z: doi:10.3390/en13041004
- [9] ZAHOOR, Noman. Difference between Concentrated and Distributed winding. *Engineer.in* [online]. 21. 01. 2023 [cit. 2023-04-16]. Dostupné z: <https://www.eengineer.in/difference-between-concentrated-and-distributed-winding/>
- [10] KOPECKÝ, Jan. *Návrh synchronního spoke motoru*. Brno, 2018. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
- [11] LEVKIN, Dmitry. Permanent magnet synchronous motor. *Engineering-solutions* [online]. [cit. 2023-05-11]. Dostupné z: <https://en.engineering-solutions.ru/motorcontrol/pmsm/>
- [12] ZHAO, J., Y. LIU a X. XU. Comparisons of Concentrated and Distributed Winding PMSM in MV Power Generation. In: *2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)* [online]. IEEE, 2018, 2018, s. 2437-2443 [cit. 2023-04-15]. ISBN 978-1-5386-2477-7. Dostupné z: doi:10.1109/ICELMACH.2018.8507199
- [13] CHOE, You-Young, Se-Young OH, Sang-Hwan HAM, Ik-Sang JANG, Su-Yeon CHO, Ju LEE a Kwang-Cheol KO. Comparison of Concentrated and Distributed Winding in an IPMSM for Vehicle Traction. *Energy Procedia* [online]. 2012, **14**, 1368-1373 [cit. 2023-04-15]. ISSN 18766102. Dostupné z: doi:10.1016/j.egypro.2011.12.1103
- [14] HRABOVCOVÁ, Valéria, Ladislav JANOUŠEK, Pavol RAFAJDUS a Miroslav LIČKO. *Moderné elektrické stroje*. Žilina: Žilinská univerzita, 2001. ISBN 80-7100-809-5.
- [15] PAVELKA, Jiří a Pavel KOBRLÉ. *Elektrické pohony a jejich řízení*. 3. přepracované vydání. Praha: České vysoké učení technické v Praze, 2016. ISBN 978-80-01-06007-0.
- [16] SEKERÁK, Peter, Valéria HRABOVCOVÁ, Pavol RAFAJDUS, Lukáš KALAMEN a Matúš ONUFER. Effect of Permanent Magnet Rotor Design on PMSM Properties. *Transactions on Electrical Engineering* [online]. **2012**(3), 98-103 [cit. 2023-04-16]. Dostupné z: <https://ojs.cvut.cz/ojs/index.php/TEE/article/view/6556>
- [17] KOVACIK, Michal, Pavol RAFAJDUS a Stefan KOCAN. Comparison of Various PMSM Rotor Topologies for High-speed Drives in Automotive Applications. *Transportation Research Procedia* [online]. 2021, **55**, 995-1002 [cit. 2023-04-30]. ISSN 23521465. Dostupné z: doi:10.1016/j.trpro.2021.07.070
- [18] ZHAO, Weiduo, Xuejiao WANG, Chris GERADA, He ZHANG, Chuan LIU a Yinli WANG. Multi-Physics and Multi-Objective Optimization of a High Speed PMSM for High Performance Applications. *IEEE Transactions on Magnetics* [online]. 2018, **54**(11), 1-5 [cit. 2023-04-30]. ISSN 0018-9464. Dostupné z: doi:10.1109/TMAG.2018.2835504
- [19] FAIZ, Jawad a Payam SHAMS GHAFAROKHI. Design of four-pole permanent magnet motor with different rotor topologies. *Journal of Electromotion 20* [online]. 2013 [cit. 2023-04-16]. Dostupné z: https://www.researchgate.net/publication/306018152_Design_of_four-pole_permanent_magnet_motor_with_different_rotor_topologies
- [20] JAGASICS, Szilard a Istvan VAJDA. Comparison of different PMSM rotor configurations. In: *2014 IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC)* [online]. IEEE, 2014, 2014, s. 1-5 [cit. 2023-04-15]. ISBN 978-1-4799-6075-0. Dostupné z: doi:10.1109/IEVC.2014.7056196
- [21] SINGH, G.K. Self-Excited Induction Generator for Renewable Applications. In: *Encyclopedia of Sustainable Technologies* [online]. Elsevier, 2017, 2017, s. 239-256 [cit. 2023-05-11]. ISBN 9780128047927. Dostupné z: doi:10.1016/B978-0-12-409548-9.10132-0
- [22] JABBAR, M.A., ZHEJIE LIU a JING DONG. Time-stepping finite-element analysis for the dynamic performance of a permanent magnet synchronous motor. *IEEE Transactions on Magnetics* [online].

- 2003, **39**(5), 2621-2623 [cit. 2023-05-20]. ISSN 0018-9464. Dostupné z: doi:10.1109/TMAG.2003.816500
- [23] HUANG, P. W., S. H. MAO, M. C. TSAI a C. T. LIU. Investigation of line start permanent magnet synchronous motors with interior-magnet rotors and surface-magnet rotors. *International Conference on Electrical Machines and Systems* [online]. 2008, 2888-2893 [cit. 2023-04-16]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4771247>
- [24] HASSANPOUR ISFAHANI, Arash a Sadegh VAEZ-ZADEH. Line start permanent magnet synchronous motors: Challenges and opportunities. *Energy* [online]. 2009, **34**(11), 1755-1763 [cit. 2023-04-15]. ISSN 03605442. Dostupné z: doi:10.1016/j.energy.2009.04.022
- [25] MILLER, T.J.E. Synchronization of Line-Start Permanent-Magnet AC Motors. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* [online]. 1984, **PAS-103**(7), 1822-1828 [cit. 2023-04-15]. ISSN 0018-9510. Dostupné z: doi:10.1109/TPAS.1984.318630
- [26] CHAMA, Abdoukadi, Albert J. SORGDRAGER a Rong-Jie WANG. ANALYTICAL SYNCHRONIZATION ANALYSIS OF LINE-START PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS. *Progress In Electromagnetics Research M* [online]. 2016, **48**, 183-193 [cit. 2023-05-20]. ISSN 1937-8726. Dostupné z: doi:10.2528/PIERM16050311
- [27] AKESHI TAKAHASHI, SATOSHI KIKUCHI, KENJI MIYATA, SHIN'ICHI WAKUI, HIROYUKI MIKAMI, KAZUMASA IDE a Andreas BINDER. Transient-torque analysis for line-starting permanent-magnet synchronous motors. In: *2008 18th International Conference on Electrical Machines* [online]. IEEE, 2008, 2008, s. 1-6 [cit. 2023-04-15]. ISBN 978-1-4244-1735-3. Dostupné z: doi:10.1109/ICELMACH.2008.4799826
- [28] JANOUGH, Marek. *Řízení synchronního motoru s permanentními magnety*. Praha, 2021. Diplomová práce. České vysoké učení technické v Praze, Fakulta elektrotechnická
- [29] ITOH, J.-I., N. NOMURA a H. OHSAWA. A comparison between V/f control and position-sensorless vector control for the permanent magnet synchronous motor. In: *Proceedings of the Power Conversion Conference-Osaka 2002 (Cat. No.02TH8579)* [online]. IEEE, 2002, s. 1310-1315 [cit. 2023-04-15]. ISBN 0-7803-7156-9. Dostupné z: doi:10.1109/PCC.2002.998163
- [30] CHEN, Dunzhi, Kaiyuan LU a Dong WANG. An I-f Startup Method with Compensation Loops for PMSM with Smooth Transition. *IEEJ Journal of Industry Applications* [online]. 2020, **9**(3), 263-270 [cit. 2023-04-15]. ISSN 2187-1094. Dostupné z: doi:10.1541/ieejia.9.263
- [31] WANG, Zihui, Kaiyuan LU a Frede BLAABJERG. A Simple Startup Strategy Based on Current Regulation for Back-EMF-Based Sensorless Control of PMSM. *IEEE Transactions on Power Electronics* [online]. 2012, **27**(8), 3817-3825 [cit. 2023-04-15]. ISSN 0885-8993. Dostupné z: doi:10.1109/TPEL.2012.2186464
- [32] Digital Fundamentals. *Eeeguide* [online]. [cit. 2023-05-11]. Dostupné z: <https://www.eeeguide.com/digital-fundamentals/>
- [33] HUBERT, Marine. *High speed and angular position sensor for a permanent magnet synchronous motor control*. 2021. Diplomová práce. University of Liège, Faculty of Applied Sciences
- [34] YANG, Yan. *Initial rotor position estimation for low saliency interior permanent-magnet synchronous motor drives*. Bozeman, 2010. Diplomová práce. Montana State University
- [35] KECHICHE *et al.* Optimized High Frequency Signal Injection Based Permanent Magnet Synchronous Motor Rotor Position Estimation Applied to Washing Machines. *American Journal of Engineering and Applied Sciences* [online]. 2011, **4**(3), 390-399 [cit. 2023-04-16]. ISSN 1941-7020. Dostupné z: doi:10.3844/ajeassp.2011.390.399
- [36] FILKA, R., P. BALAZOVIC a Branislav DOBRUCKY. A Sensorless PM Synchronous Motor Drive for Electric Washers. *Communications - Scientific letters of the University of Žilina* [online]. 2007, **9**(1), 24-32 [cit. 2023-04-15]. ISSN 13354205. Dostupné z: doi:10.26552/com.C.2007.1.24-32
- [37] STROBL, Simon. Sensorless motor control using a back-EMF Sliding-Mode Observer. *Imperix.com* [online]. 5. 12. 2022 [cit. 2023-04-16]. Dostupné z: <https://imperix.com/doc/implementation/sensorless-motor-control>
- [38] CHO, Byung-Geuk, Chanook HONG, Jeongjoon LEE a Wook-Jin LEE. Simple position sensorless V/f scalar control method for permanent-magnet synchronous motor drives. *Journal of Power Electronics* [online]. 2021, **21**(7), 1020-1029 [cit. 2023-05-04]. ISSN 1598-2092. Dostupné z: doi:10.1007/s43236-021-00249-1
- [39] BELDA, Květoslav. Mathematical Modelling and Predictive Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives. *Transactions on Electrical Engineering* [online]. 2013 [cit. 2023-05-03]. Dostupné z: <https://ojs.cvut.cz/ojs/index.php/TEE/article/view/6516>
- [40] HURMOLA, Jaakko. *Enhanced scalar control of permanent magnet synchronous motors in electrical submersible pump applications*. 2019. Diplomová práce. Aalto University
- [41] PERERA, P.D.C., F. BLAABJERG, J.K. PEDERSEN a P. THOGERSEN. A sensorless, stable v/f control method for permanent-magnet synchronous motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications* [online]. 2003, **39**(3), 783-791 [cit. 2023-05-10]. ISSN 0093-9994. Dostupné z: doi:10.1109/TIA.2003.810624

- [42] CHO, Byung-Geuk, Chanook HONG, Jeongjoon LEE a Wook-Jin LEE. Simple position sensorless V/f scalar control method for permanent-magnet synchronous motor drives. *Journal of Power Electronics* [online]. 2021, **21**(7), 1020-1029 [cit. 2023-05-10]. ISSN 1598-2092. Dostupné z: doi:10.1007/s43236-021-00249-1
- [43] PAITANDI, SOURABH a MAINAK SENGUPTA. Analysis, design and implementation of sensorless V/f control in a surface-mounted PMSM without damper winding. *Sādhanā* [online]. 2017, **42**(8), 1317-1333 [cit. 2023-05-10]. ISSN 0256-2499. Dostupné z: doi:10.1007/s12046-017-0662-4
- [44] MARAABA, Luqman S., Zakariya M. AL-HAMOUZ, Abdulaziz S. MILHEM a Ssennoga TWAHA. Comprehensive Parameters Identification and Dynamic Model Validation of Interior-Mount Line-Start Permanent Magnet Synchronous Motors. *Machines* [online]. 2019, **7**(1) [cit. 2023-04-29]. ISSN 2075-1702. Dostupné z: doi:10.3390/machines7010004
- [45] FAROOQ, H., N. BRACIKOWSKI, P. LA DELFA a M. HECQUET. Modelling of Starting and Steady-State performance of Line Start Permanent Magnet Synchronous Motor using Reluctance Network. In: *2022 International Conference on Electrical Machines (ICEM)* [online]. IEEE, 2022, 2022-9-5, s. 226-231 [cit. 2023-05-25]. ISBN 978-1-6654-1432-6. Dostupné z: doi:10.1109/ICEM51905.2022.9910893
- [46] KINNUNEN, Janne. *Direct-On-Line Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Generator Static and Dynamic Performance* [online]. Lappeenranta, 2007 [cit. 2023-04-29]. ISBN 978-952-214-471-3. Dostupné z: <https://lutpub.lut.fi/handle/10024/31127?show=full>
- [47] MARAABA, Luqman, Zakariya AL-HAMOUZ, Abdulaziz MILHEM a Mohammad ABIDO. Modelling of interior-mount LSPMSM under asymmetrical stator winding. *IET Electric Power Applications* [online]. 2018, **12**(5), 693-700 [cit. 2023-05-08]. ISSN 1751-8660. Dostupné z: doi:10.1049/iet-epa.2017.0525

PŘÍLOHA A: SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

A.1 Seznam symbolů

Ω, Ω_m (rad/s)	mechanická úhlová rychlost
f (Hz)	napájecí frekvence
p_p (-)	počet pólových dvojic statoru
β (°)	zátěžný úhel
BH_{MAX} (kJ/m ³)	maximální hustota energie PM
H_c (kA/m)	koercivita
B_r (T)	remanence
ϑ_c (°C)	Curieova teplota
μ_{PM} (H/m)	permeabilita PM
μ_0 (H/m)	permeabilita ve vzduchové mezeře
M (Nm)	statický moment
ω_1 (s ⁻¹)	kruhová frekvence napájecího napětí
U (V)	napětí
U_i (V)	indukované napětí
X (Ω)	reaktance
X_σ (Ω)	rozptylová reaktance
ζ (-)	saliency ratio
R (Ω)	elektrický odpor
s (-)	skluz
M_c (Nm)	celkový moment LSPMSM
M_b (Nm)	brzdny moment LSPMSM
M_{asy} (Nm)	asynchronní moment LSPMSM
ω_e (s ⁻¹)	elektrická úhlová rychlost
L (H)	indukčnost
L_{ls} (H)	rozptylová indukčnost statoru
L_r (H)	rozptylová indukčnost rotoru
L_m (H)	vzájemná indukčnost
U_{offset} (V)	počáteční napětí při U/f řízení
k (-)	proporcionální konstanta
Ψ (Wb)	spřažený magnetický tok
Ψ_{PM} (Wb)	spřažený magnetický tok PM
θ (°)	úhel mezi dvěma uvažovanými soustavami
M_e (Nm)	elektromechanický moment

M_h (Nm)	hnací moment
M_z (Nm)	zátěžný moment
ω_m (s^{-1})	mechanická úhlová rychlost
J ($kg \cdot m^2$)	moment setrvačnosti
ϑ_e ($^\circ$)	elektrický úhel
P (W)	činný výkon
n (ot/min)	rychlost
Δ (-)	odchylka uvažované veličiny
U_s (V)	sdružené napětí
c (-)	proporcionální konstanta
dolní index 1	parametr statorového obvodu
dolní index 2	přepočtený parametr rotorového obvodu
dolní index d/q	parametr v ose d/q v dvouosé rotující soustavě souřadnic dq
dolní index a/b/c	parametr fáze a/b/c v třífázovém systému
dolní index s	parametr statorového obvodu
dolní index n	jmenovitý parametr
dolní index D/Q	parametr v ose d/q rotorového obvodu v dvouosé rotující soustavě souřadnic dq

A.1.1 Seznam zkratk

PMSM	Synchronní motor s permanentními magnety (<i>permanent magnet synchronous motor</i>)
PM	permanentní magnet (<i>permanent magnet</i>)
SM	synchronní motor
SPM	PM na povrchu rotoru (<i>surface PM</i>)
IPM	PM uvnitř rotoru (<i>interior PM</i>)
THD	celkové harmonické zkreslení (<i>total harmonic distortion</i>)
LSPMSM	PMSM s rozběhovou klecí (<i>Line start permanent magnet synchronous motor</i>)
SLSPMSM	LSPMSM s magnety na povrchu rotoru (<i>surface LSPMSM</i>)
ILSPMSM	LSPMSM s magnety uvnitř rotoru (<i>interior LSPMSM</i>)
EMF	indukované napětí (<i>electromotive force</i>)
HFSI	injektáž vysokofrekvenčního signálu (<i>high frequency signal injection</i>)