



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

Synchronní stroje spouštěné ze sítě

Line-Start Synchronous Machines

HABILITAČNÍ PRÁCE

HABILITATION DISSERTATION

AUTOR PRÁCE **Ing. Jan Bárta, Ph.D.**

AUTHOR

BRNO 2022

Abstrakt

Výzkum a vývoj elektrických strojů představuje velký potenciál pro snížení konzumace elektrické energie. To je dáno tím, že právě elektrické stroje se podílejí dominantně na výrobě a spotřebě elektrických energií. V budoucích letech se dá také očekávat ještě větší využití elektrických strojů z důvodu rychle rozvíjejících se oblastí elektromobility, elektrifikace letadel a dalších.

Asynchronní motor je v dnešní době jedním z nejvýznamnějších typů strojů, o čemž svědčí i pro něj vžitě označení "tažný kuň průmyslu". Nicméně se zdá, že stupeň vývoje těchto typů strojů již dosahuje účinnostních limitů dané principem jeho činnosti. Zejména pro malé výkony, typicky pod 5 kW nejsou dnešní asynchronní stroje schopny dosáhnout nejvyšší účinnostní třídy IE4 definované normou ČSN EN 60034-2-1 ed. 2.

Jako zajímavou alternativou se tak jeví synchronní stroje spouštěné ze sítě, které kombinují princip činnosti asynchronního a synchronního stroje. Tento typ má vyšší výrobní cenu, avšak představuje energeticky úspornější řešení než asynchronní motor. Navíc oproti synchronnímu stroji má schopnost rozběhnout se přímo ze sítě bez jakéhokoliv měniče frekvence. V aplikacích, které tedy nevyžadují regulaci otáček nabízí synchronní stroje spouštěné ze sítě alternativu s menšími nároky na prostor, vyšší spolehlivostí a která vyžaduje méně použitých materiálů pro výrobu než obdobný pohon se synchronním strojem s nezbytným frekvenčním měničem. Pro svůj nižší dopad na životní prostředí jsou tak synchronní stroje spouštěné ze sítě aktuálním tématem ve snaze snížení energetické spotřeby elektromotorů.

Tato práce poskytuje přehled teorie nezbytné pro pochopení principu činnosti synchronních strojů spouštěných ze sítě. Dále také diskutuje aspekty spojené s jejich návrhem, výrobou a použitím. Tyto teoretické poznatky jsou doplněny konkrétními případovými studiemi založenými na výzkumu a vývoji těchto typů strojů. Ty se zaměřily na návrh synchronních strojů spouštěných ze sítě bez využití a s využitím optimalizačních metod. Vybraná navržená provedení jsou vyrobena a odměřena za účelem verifikace prezentovaných výsledků v této práci.

Tato práce poskytuje nové poznatky plynoucí z výzkumu a vývoje synchronních strojů spouštěných ze sítě a dále ucelený soupis jejich teorie.

Klíčová slova

Střídavé stroje, Synchronní stroje spouštěné ze sítě s permanentními magnety, Optimalizace, Stroje s permanentními magnety, Asynchronní stroje, Zvyšování účinnosti, Testování.

Bibliografická citace

Bibliografická citace – Bárta, J. *Synchronní stroje spouštěné ze sítě*, Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2022. 161 s. Habilitační práce.

Poděkování

Ze všeho nejdříve děkuji mé nejdražší Marii za její lásku, podporu a pochopení v průběhu mého doktorského studia a následné akademické kariéry na Ústavu výkonové elektrotechniky a elektroniky při FEKT VUT v Brně. Má práce by nebyla bez Tebe a Tvé nekonečné trpělivosti a obětavosti možná.

Děkuji mé sestře Veronice, mamince Jarmile, babičce Brunhildě a dědovi Ondrovi. Děkuji také strejdovi Miroslavovi Lúbovi, který již bohužel není mezi námi – dal jsi mi životní inspiraci věnovat se elektrotechnickému oboru.

Děkuji doc. Ing. Ondřeji Vítkovi, Ph.D., vedoucímu Ústavu výkonové elektrotechniky a elektroniky za jeho velkou podporu v průběhu celé mé dosavadní práce na ústavu po dokončení doktorských studií. Právě díky Vaší podpoře a spolupráci s Vámi jsem se naučil mnohé a byl také několikrát úspěšný v žádosti o finanční podporu projektů u grantové agentury TAČR. Děkuji Vám také, že jste mi umožnil několik akademických stáží v zahraničí a za důvěru kterou vkládáte v mou práci. Příjemná atmosféra pracovního prostředí, kterou jste na ústavu vytvořil pomohla mou práci sepsat.

Děkuji doc. Ing. Radoslavovi Cipínovi, Ph.D., mému kolegovi jehož ruce vytvořili šablonu ve které je tato práce psána. Vždy když jsem cokoliv potřeboval tak jsi mi ochotně pomohl nebo poradil, oceňuji rovněž také Tvoje rozsáhlé odborné znalosti, spravedlivé jednání a specifický smysl pro humor.

Děkuji doc. Ing. Čestmírovi Ondruškovi, CSc., který vedl mou dizertační práci v letech od září 2014 až do února 2018. Jsem Vám vděčný za to, že jste mě motivoval pokračovat v doktorském studiu, které jsem pod vaším vedením úspěšně ukončil za tři a půl roku intenzivní práce.

Děkuji mému bývalému kolegovi Ing. Ladislavovi Kneblovi, který byl po několik let mým skvělým parťákem. Společnými úvahami jsme vyřešili mnohé výzkumné a vývojové výzvy, a zvládli jsme společně sepsat několik publikací.

Moje upřímné poděkování patří Ing. Petrovi Lošákovi, Ph.D., se kterým spolupracují již řadu let a mnohokrát mi pomohl vyřešit ne jeden problém z oblasti mechaniky. Děkuji mu také za provedení mechanických výpočtů prezentovaných v kapitole věnující se ověření mechanického namáhání.

Obzvláště děkuji Ing. Markovi Tomanovi, který mi ne jednou při mé práci pomohl, a to nejenom při přípravách a realizaci měření, ale také v nesčetných odborných diskusích.

Děkuji Ing. Janovi Knoblochovi, Ph.D., který zásadně pomohl realizovat prezentované měření rozběhových vlastností strojů. Za pomoc při měření děkuji rovněž i Ing. Ivetě Lolové.

Děkuji Nikitovi Uzhegovi Ph.D. ze společnosti SpinDrive Oy za vzájemné plodné diskuse a pokračující spolupráci. Tvůj přístup k výzkumu v oblasti elektrických strojů točivých byl pro mě motivací. Ukázal jsi mi, jak efektivně postupovat při psaní vědeckých publikací.

Děkuji Assoz. Univ. Prof. DI Dr. Gerdovi Bramerdorferovi z Univerzity Johanna Keplera v Linci za jeho přístup a intenzivní spolupráci mezi námi nejenom ve výzkumu, ale také i výukových aktivitách. Díky Tobě se povedlo vybudovat slibnou spolupráci mezi našimi pracovišti.

Autor práce rovněž děkuje společnosti EMP s.r.o. Slavkov u Brna, která vyrobila vzorky prezentované v této práci. Bez ní by nebylo možné zpracování v předloženém rozsahu. Jmenovitě z této firmy obzvláště děkuji Ing. Josefovi Stratilovi, Ing. Lukáši Šoltesovi a Ing. Petrovi Burešovi.

Tato práce prezentuje v některých částech výsledky výzkumu a vývoje který prováděl autor v minulosti s finanční podporou Technologické agentury České republiky. Autor tímto děkuje této agentuře za významnou podporu spolupráce mezi výzkumnými organizacemi a podnikatelskou sférou v České republice.

Obsah

Seznam obrázků	9
Seznam tabulek	11
Seznam symbolů a zkratk	12
Seznam indexů	16
1 Úvod	17
2 Teorie synchronních strojů spouštěných ze sítě	22
2.1 Provedení synchronních strojů spouštěných ze sítě	22
2.2 Matematický model	25
2.3 Náhradní schéma	27
2.4 Ustálený stav a fázorový diagram	29
2.4.1 Závislost momentu na úhlech γ a δ pro nulový odpor vinutí statoru	31
2.4.2 Závislost momentu na úhlu γ a δ pro nenulový odpor vinutí statoru	34
2.5 Moment při asynchronním rozběhu	36
2.5.1 Asynchronní moment	38
2.5.2 Moment permanentního magnetu	40
2.5.3 Brzdný moment	42
2.5.4 Momentová charakteristika	47
2.6 Synchronizace	49
2.7 Provozní rizika demagnetizace magnetu	53
3 Návrhové metody a aspekty	55
3.1 Aspekty návrhu	55
3.2 Návrh bez využití optimalizačních technik	57
3.2.1 Základní elektromagnetický návrh	59
3.3 Návrh prostřednictvím optimalizace	62
3.3.1 Samo-organizující se migrační algoritmus	65
3.3.2 DECMO2 hybridní multi-objektivní optimalizační algoritmus	68
3.3.3 Topologická optimalizace	69
4 Případové studie	72
4.1 Rychlý návrh bez použití optimalizace a analýza provozních vlastností	72
4.1.1 Výchozí asynchronní motor	72
4.1.2 Návrh rozměrů a provedení	77
4.1.3 Ověření mechanického namáhání	81
4.1.4 Elektromagnetický výpočet ustálených stavů	83
4.1.5 Parametrická studie účinnosti v ustáleném stavu	90
4.1.6 Analýza rozběhu a synchronizace	92
4.1.7 Zhodnocení návrhu bez použití optimalizace	95
4.2 Návrh optimalizací algoritmem SOMA	97
4.2.1 Optimalizované geometrie a parametry	97

4.2.2	Optimalizační podmínky	98
4.2.3	Výsledné geometrie po optimalizaci	102
4.2.4	Elektromagnetické výpočty na optimalizovaných geometriích	104
4.2.5	Zhodnocení optimalizace algoritmem SOMA	112
4.3	Návrh optimalizací hybridním algoritmem DECMO2	112
4.3.1	Nastavení optimalizace a použitý algoritmus	112
4.3.2	Výsledky optimalizace	114
4.3.3	Elektromagnetické výpočty na optimalizované geometrii	116
4.3.4	Zhodnocení optimalizace hybridním algoritmem DECMO2	118
4.4	Studie tvaru rotorových drážek prostřednictvím topologické optimalizace	120
4.4.1	Definice řešeného problému	120
4.4.2	Implementace	120
4.4.3	Dosažené výsledky	122
4.4.4	Zhodnocení topologické optimalizace	127
5	Měření na synchronních strojích spouštěných ze sítě	128
5.1	Přehled měření a měřených vzorků	128
5.2	Měření indukovaného napětí naprázdno	130
5.3	Měření zatěžovacích křivek	131
5.4	Měření rozběhů	134
6	Závěr	143
Literatura		145
A	Poměrné jednotky	155
B	Vybrané výsledky optimalizace hybridním algoritmem DECMO2	156
C	Výsledky měření	158

Seznam obrázků

1.1	Minimální požadavky pro účinnost elektromotorů napájených z 50 Hz sítě dle nařízení evropské komise 2019/1781 ze dne 1. října 2019.	18
1.2	Průměrné rozložení podílu ztrát asynchronních strojů s jmenovitým výkonem pod 100 kW.	19
1.3	Synchronní stroj spouštěný ze sítě kombinuje konstrukci stroje asynchronního a synchronního s vnořenými magnety.	20
2.1	Konstrukční provedení trojfázového synchronního stroje pro přímé spouštění ze sítě. Obrázek je upraven a převzat z autorovy publikace [37].	22
2.2	Statorový svazek navinutý jednovrstvým rozloženým vinutím.	23
2.3	Obecné rozdělení čtyř-pólového rotoru synchronního stroje spouštěného ze sítě do tří oblastí.	24
2.4	Nejběžnější geometrie provedení rotoru synchronního stroje spouštěného ze sítě s permanentními magnety.	24
2.5	DQ model synchronního stroje spouštěného ze sítě s permanentními magnety.	26
2.6	Definice zátěžného úhlu.	27
2.7	Náhradní schéma synchronního stroje spouštěného ze sítě v podélné ose.	28
2.8	Náhradní schéma příčné osy synchronního stroje spouštěného ze sítě.	28
2.9	Fázorový diagram synchronního stroje spouštěného ze sítě pro ustálený stav se zahrnutým úbytkem na odporu vinutí statoru a rozptylovým magnetickým tokem.	30
2.10	Fázorový diagram synchronního stroje spouštěného ze sítě pro ustálený stav se zanedbaným odporem vinutí statoru a rozptylového toku.	30
2.11	Závislost momentu M_e na úhlu proudu γ vypočítaná pro $I_s = 1$ p.j..	32
2.12	Závislost momentu M_e na úhlu proudu γ vypočítaná pro různé velikosti proudu statoru.	33
2.13	Závislost složek momentu synchronního stroje spouštěného ze sítě na zátěžném úhlu.	34
2.14	Závislost složek momentu synchronního stroje spouštěného ze sítě na zátěžném úhlu pro různou velikost R_s	36
2.15	Magnetický tok synchronního stroje spouštěného ze sítě s permanentním magnetem.	37
2.16	Orientace toku statoru vůči toku permanentního magnetu při rozběhu.	39
2.17	Vykreslené složky asynchronního momentu.	40
2.18	Vykreslené složky momentu permanentního magnetu během rozběhu.	42
2.19	Závislost konstantní složky momentu generované proudem i_q	42
2.20	Závislost brzdného momentu na úhlové rychlosti ω pro různé velikosti odporu vinutí statoru R_s a konstantní hodnotu \mathbf{U}_s	45
2.21	Závislost brzdného momentu na úhlové rychlosti ω pro různé velikosti podílu X_q/X_d a konstantní hodnotu \mathbf{U}_s	46

2.22	Závislost brzdného momentu na úhlové rychlosti ω pro různé velikosti indukovaného napětí naprázdno U_0 neboli magnetického spřaženého toku permanentního magnetu ψ_{PM} a konstantní hodnotu U_s	46
2.23	Momentová charakteristika synchronního stroje spouštěného ze sítě s permanentními magnety se zakreslenými složkami momentu.	47
2.24	Momentová charakteristika synchronního stroje spouštěného ze sítě s permanentními magnety a vyznačenými momentovými limity pro provoz při synchronních otáčkách.	48
2.25	Složky momentu v závislosti na čase pro provoz při malém skluzu.	48
2.26	Vypočtené průběhy proudů a otáček na čase, a skluzu na zátěžném úhlu během úspěšné synchronizaci	49
2.27	Synchronizační schopnost synchronního stroje spouštěného ze sítě vyjádřená prostřednictvím synchronizační křivky.	50
2.28	Vypočtené průběhy proudů a otáček na čase, a skluzu na zátěžném úhlu pro neúspěšnou synchronizaci.	52
2.29	Synchronizační schopnost synchronního stroje spouštěného ze sítě vyjádřená prostřednictvím synchronizační křivky.	53
2.30	Fázorový diagram synchronního stroje spouštěného ze sítě pro motorický režim a případ kdy napájecí napětí je v protifázi s indukovaným napětím naprázdno.	54
3.1	Myšlenková mapa synchronního stroje spouštěného ze sítě s permanentními magnety.	56
3.2	Ukázka vniknutí slitiny pro klec rotoru do drážek během tlakového lití.	57
3.3	Metodika návrhu synchronního stroje s permanentními magnety spouštěného ze sítě.	59
3.4	Závislost zátěžného úhlu, který odpovídá maximálnímu momentu synchronního stroje a koeficientu maximálního momentu na poměru příčné a podélné reaktance, a podílu indukovaného napětí naprázdno a napájecího.	61
3.5	Typická struktura optimalizačního procesu.	63
3.6	Příklad Paretova čela.	64
3.7	Příklad spojitých rozměrových parametrů v příčném řezu synchronním stroje s permanentními magnety na povrchu.	65
3.8	Proces optimalizace algoritmem SOMA.	66
3.9	Ukázka strategie SOMA AllToOne, a strategie SOMA AllToAll.	67
3.10	Ukázka vlivu pertubačního vektoru na pohyb jedince v optimalizovaném prostoru.	67
3.11	Princip procesu optimalizace genetickým algoritmem.	68
3.12	Příklad výstupů topologické optimalizace při aplikaci tzv. ON/OFF metody.	69
3.13	Ukázka synchronního reluktančního stroje optimalizovaného topologickou optimalizací využívající binární metodu ON/OFF.	70
3.14	Příklad výstupu topologické optimalizace v případě implementace NGnet sítě definované jedenácti Gaussovými funkcemi.	71
4.1	Příčný řez geometrií výchozího asynchronního stroje o jmenovitém výkonu 1.5 kW při 1500 ot/min.	73
4.2	Elektromagnetický model respektující vliv výroby.	74
4.3	Elektromagnetický model respektující vliv výroby diskretizovaný sítí konečných prvků.	74
4.4	Rozložení magnetické indukce v příčném řezu výchozího asynchronního stroje.	75
4.5	Měření na laboratorním vzorku referenčního čtyř-pólového asynchronního motoru 1,5 kW.	76

4.6	Zatěžovací křivky změřené na referenčním asynchronním stroji.	77
4.7	Parametrický model rotoru s tangenciálně uloženým magnetem.	78
4.8	Geometrie rotoru s vyznačenými zvolenými proporcemi jednotlivých oblastí. . .	80
4.9	Příčný řez geometrií navrženého synchronního stroje spouštěného ze sítě s permanentním magnetem o jmenovitém výkonu 1,5 kW při 1500 ot/min.	80
4.10	Vypočtené ekvivalentní napětí Von Mises pro synchronní stroj spouštěný ze sítě při provozu na nominálních otáčkách v příčném řezu rotoru.	81
4.11	Vypočtené ekvivalentní napětí Von Mises pro synchronní stroj spouštěný ze sítě při provozu na nominálních otáčkách na povrchu jedné osminy poloviny rotoru.	82
4.12	Rozložení vypočteného bezpečnostního faktoru v příčném řezu rotoru pro proces tlakového lití.	82
4.13	Rozložení magnetické indukce v příčném řezu synchronního stroje spouštěného ze sítě.	84
4.14	Fázorový diagram stroje pro práci při nominální zatížení a provozu naprázdno během kterého je stroj napájen ze sítě.	85
4.15	Závislost momentových složek v závislosti na zátěžném úhlu společně s rozložením magnetické indukce v příčném řezu stroje pro vybrané úhly.	87
4.16	Závislost prostorového vektoru proudu a jeho složek na zátěžném úhlu.	87
4.17	Závislost složek prostorového vektoru magnetického spřaženého toku statoru. . .	88
4.18	Fázorové diagramy pro vybrané procentuální zatížení z jmenovitého výkonu. . .	88
4.19	Vypočtený průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře stroje a odpovídající harmonické spektrum.	89
4.20	Vypočtené indukované napětí naprázdno a odpovídající harmonické spektrum. . .	90
4.21	Účinnostní mapa v I_d - I_q rovině v závislosti na velikosti spřaženého magnetického toku magnetu.	91
4.22	Účinností mapa v I_d - I_q rovině při konstantním spřaženém magnetickém toku permanentního magnetu.	92
4.23	Závislost otáček na čase pro rozběh synchronního stroje spouštěného ze sítě. . . .	93
4.24	Závislost momentu a skluzu na zátěžném úhlu v průběhu vtažení rotoru stroje do synchronismu.	93
4.25	Závislost jednotlivých složek momentu na zátěžném úhlu v průběhu vtažení rotoru stroje do synchronismu.	94
4.26	Závislost jednotlivých složek momentu na zátěžném úhlu.	95
4.27	Závislost jednotlivých složek prostorového vektoru proudu na čase.	96
4.28	Parametrický model rotoru s uložením magnetů do V a měděnou klecí.	97
4.29	Průběh penalizační funkce pro účinnost, účiník a zvlnění momentu.	100
4.30	Průběh penalizační funkce otáček.	101
4.31	Výsledné optimalizované tvary rotorů prostřednictvím algoritmu SOMA.	102
4.32	Výsledky korelační analýzy Pearsonovým korelačním koeficientem pro rotor s tangenciálním uložením magnetu.	103
4.33	Rozložení magnetické indukce v příčném řezu synchronního stroje spouštěného ze sítě při jmenovitém zatížení.	105
4.34	Rozložení magnetické indukce v příčném řezu synchronního stroje spouštěného ze sítě při provozu naprázdno.	105
4.35	Fázorový diagram pro jmenovité zatížení optimalizovaného provedení.	106
4.36	Vypočtený průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře stroje T2, V a odpovídající harmonické spektrum.	107
4.37	Vypočtené indukované napětí naprázdno optimalizovaného provedení rotoru T2, V a odpovídající harmonické spektrum.	108

4.38	Vypočtené průběhy proudů na čase, otáček a momentu na čase, momentu na otáčkách a momentu a skluzu na zátěžném úhlu pro rozběh optimalizovaného provedení T2 s tangenciálním uložením magnetu.	109
4.39	Vypočtená závislost momentu a skluzu na zátěžném úhlu pro rozběh T2 – provedení s nominálním zátěžným momentem a momentem setrvačnosti odpovídající dvojnásobku momentu setrvačnosti navrženého stroje.	110
4.40	Vypočtené průběhy proudů na čase, otáček a momentu na čase, momentu na otáčkách a momentu a skluzu na zátěžném úhlu pro rozběh optimalizovaného provedení V s uložením magnetu do V-tvaru.	111
4.41	Vypočtená závislost momentu a skluzu na zátěžném úhlu pro rozběh V – provedení s nominálním zátěžným momentem a momentem setrvačnosti odpovídající dvojnásobku momentu setrvačnosti navrženého stroje.	111
4.42	Vliv proměnných b a c na tvar statoru.	113
4.43	Paretovo čelo pro zvlnění momentu a účinník v závislosti na účinnosti.	115
4.44	Optimalizovaná geometrie.	116
4.45	Rozložení magnetické indukce v příčném řezu výchozího asynchronního stroje pro chod při zatížení a naprázdno.	117
4.46	Vektorový diagram odpovídající nominálnímu zatížení stroje.	118
4.47	Vypočtené průběhy proudů na čase, otáček a momentu na čase, momentu na otáčkách a momentu a skluzu na zátěžném úhlu pro rozběh optimalizovaného provedení s tangenciálním uložením magnetu.	119
4.48	Závislost momentu a skluzu na zátěžném úhlu pro rozběh stroje optimalizovaného hybridním optimalizačním algoritmem DECMO2	119
4.49	Diskretizace návrhového prostoru a rozmístění Gaussových křivek používaných pro optimalizaci v návrhové oblasti.	121
4.50	Vyvinutá metodologie vyhodnocení každého designu vytvořeného v rámci optimalizace.	122
4.51	Vypočtené Paretovo čelo pro topologickou optimalizaci.	123
4.52	Průřezy vybraných konstrukcí strojů získaných prostřednictvím topologické optimalizace.	123
4.53	Normalizované Gaussovy sítě pro optimalizované stroje.	124
4.54	Rozložení magnetické indukce v příčném řezu stroje při jmenovitém zatížení.	126
5.1	Klíčové přístroje použité pro měření.	129
5.2	Přehled vyrobených a měřených strojů.	129
5.3	Vyrobené plechy rotorů.	130
5.4	Vyrobené rotory.	130
5.5	Schématické zobrazení sestavy pro měření indukovaného napětí naprázdno.	131
5.6	Srovnání vypočteného a naměřeného fázového indukovaného napětí naprázdno pro vyrobené vzorky.	132
5.7	Schématické zobrazení sestavy pro měření zatěžovacích křivek.	132
5.8	Synchronní stroj spouštěný ze sítě připojený k dynamometru během měření zatěžovacích křivek.	133
5.9	Srovnání zatěžovacích křivek měřených strojů.	134
5.10	Schéma zapojení pro měření rozběhů.	135
5.11	Uspořádání soustrojí pro ověření rozběhových vlastností vyvinutých synchronních strojů spouštěných ze sítě.	136
5.12	Uspořádání celého pracoviště navrženého a vytvořeného za účelem ověření rozběhových vlastností vyvinutých synchronních strojů spouštěných ze sítě.	136

5.13	Naměřené synchronizační křivky pro vyrobené vzorky synchronních strojů spouštěných ze sítě při fázovém napětí 230 V.	137
5.14	Naměřené synchronizační křivky pro vyrobené vzorky synchronních strojů spouštěných ze sítě při fázovém napětí 207 V.	137
5.15	Změřené průběhy na vzorku s geometrií T1 proudů na čase, otáček a momentu na čase, a momentu na otáčkách pro rozběh bez připojené externí setrvačnosti a s nominálním momentem.	139
5.16	Změřené průběhy na vzorku s geometrií T2 proudů na čase, otáček a momentu na čase, a momentu na otáčkách pro rozběh bez připojené externí setrvačnosti a s nominálním momentem.	140
5.17	Změřené průběhy na vzorku s geometrií V proudů na čase, otáček a momentu na čase, a momentu na otáčkách pro rozběh bez připojené externí setrvačnosti a s nominálním momentem.	141
5.18	Změřené průběhy na vzorku s geometrií T1 proudů na čase, otáček a momentu na čase pro rozběh s externí setrvačností odpovídající 3,93násobku momentu setrvačnosti stroje a zatížením konstantním momentem odpovídající 1,52násobku jmenovitého momentu.	142
C.1	Protokol o zkoušce provedení T1.	158
C.2	Protokol o zkoušce provedení T2.	159
C.3	Protokol o zkoušce provedení V.	160
C.4	Protokol o zkoušce vychozího asynchronního motoru.	161

Seznam tabulek

2.1	Závislost faktoru koncentrace toků na počtu pólových dvojic	25
3.1	Řídící a ukončovací parametry samo-organizujícího se migračního algoritmu včetně doporučených hodnot	67
4.1	Klíčové parametry výchozího asynchronního motoru	73
4.2	Souhrn výsledků elektromagnetického výpočtu při jmenovitém zatížení	75
4.3	Souhrn výsledků elektromagnetického výpočtu při chodu naprázdno	75
4.4	Souhrn ztrát pro jmenovitý pracovní bod	76
4.5	Srovnání naměřených hodnot pro jmenovitý pracovní bod s výsledky získanými výpočtem konečně prvkovými metodami na elektromagnetickém modelu. Nastavení materiálů v modelu uvažuje stejné teploty jaké byly zjištěny měřením na referenčním stroji	77
4.6	Základní rozměry synchronního stroje spouštěného ze sítě	78
4.7	Základní rozměry rotoru synchronního stroje spouštěného ze sítě	79
4.8	Srovnání vypočtených hodnot na elektromagnetickém modelu referenčního asynchronního a navrženého synchronního stroje spouštěného ze sítě.	84
4.9	Velikost vybraných podélných a příčných složek	86
4.10	Vypočtené parametry stroje pro provoz naprázdno bez vnějšího napájení	89
4.11	Hranice optimalizovaných parametrů pro geometrii s tangenciálním uspořádáním magnetů	98
4.12	Hranice optimalizovaných parametrů pro geometrii s uspořádáním magnetů do V	98
4.13	Požadované hodnoty vstupující do optimalizace prováděné algoritmem SOMA	99
4.14	Přehled zvolených váhových koeficientů pro optimalizaci	101
4.15	Použité nastavení kontrolních parametrů SOMA pro optimalizaci v rámci druhé případové studie	102
4.16	Srovnání vypočtených hodnoty na elektromagnetických modelech optimalizovaných strojů	104
4.17	Vybrané podélné a příčné složky.	106
4.18	Vypočtené parametry stroje pro provoz naprázdno bez vnějšího napájení pro optimalizované geometrie algoritmem SOMA	107
4.19	Hranice optimalizovaných parametrů pro geometrii s tangenciálním uspořádáním magnetů	114
4.20	Nastavení optimalizace SPEA2/NSGA-II	115
4.21	Vypočtené parametry stroje při jmenovitém zatížení navrženého optimalizačním algoritmem DECMO2	117
4.22	Vybrané podélné a příčné složky.	118
4.23	Srovnání provedení optimalizovaných prostřednictvím topologických optimalizací pro jmenovitý pracovní bod se strojem v T1 – provedení	125
5.1	Srovnání naměřených a vypočtených hodnot indukovaného napětí naprázdno pro teplotu naměřenou před zkouškou zatěžovací křivky	131

5.2	Srovnání naměřených a vypočtených hodnot indukovaného napětí naprázdno pro teplotu naměřenou po zkoušce zatěžovací křivky	131
5.3	Srovnání naměřených hodnot pro jmenovitý pracovní bod	133

Seznam symbolů a zkratek

Symbol	Popis	Jednotka
b	šířka	m
β	prahová hodnota	
C_{ef}	relativní chyba účinnosti	
C_{efpen}	penalizovaná relativní chyba účinnosti	
C_n	relativní chyba otáček	
C_{npen}	penalizovaná relativní chyba otáček	
C_{pf}	relativní chyba účiníku	
C_{pfpen}	penalizovaná relativní chyba účiníku	
C_{tr}	relativní chyba zvlnění momentu	
C_{trpen}	penalizovaná relativní chyba zvlnění momentu	
DE	diferenciální evoluce	
DECMO	hybridní multiobjektivní optimalizační algoritmus	
DECMO2	hybridní multiobjektivní optimalizační algoritmus 2	
δ	délka vzduchové mezery, zátěžný úhel	m nebo rad
D_r	vnější průměr rotoru	m
D_{ri}	vnitřní průměr rotoru	m
D_s	vnitřní průměr statoru	m
D_{se}	vnější průměr statoru	m
E	energie	J
E_{kr}	kritická kinetická energie	J
E_{syn}	synchronizační energie stroje	J
F	vektor cílů optimalizace	
f	frekvence	Hz nebo p.j.
f_{iad}	frekvence dodatečného indukovaného napětí	Hz nebo p.j.
f_r	frekvence indukovaného napětí rotoru	Hz nebo p.j.
f_s	frekvence napětí statoru	Hz nebo p.j.
f_u	účelová funkce	
$G(x, y)$	Gaussova funkce	
γ	úhel pozice rotoru, úhel proudu	rad
h	výška	m
I	efektivní hodnota proudu	A nebo p.j.
i	proud, okamžitá hodnota proudu	A nebo p.j.
I_{add}	dodatečný proud v podélné ose	A nebo p.j.
I_{adq}	dodatečný proud v příčné ose	A nebo p.j.
I_D	proud vinutím rotoru v podélné ose	A nebo p.j.

Symbol	Popis	Jednotka
I_d	podélná složka prostorového vektoru proudu	A nebo p.j.
IEC	mezinárodní elektrotechnická komise	
I_Q	proud vinutím rotoru v příčné ose	A nebo p.j.
I_q	příčná složka prostorového vektoru proudu	A nebo p.j.
J	moment setrvačnosti	kgm^2
J_{kr}	kritický moment setrvačnosti	kgm^2
J_{mot}	moment setrvačnosti motoru	kgm^2
J_{zat}	moment setrvačnosti zátěže	kgm^2
k_m	faktor koncentrace magnetického toku	
k_m	faktor koncentrace magnetického toku	
L	indukčnost	H nebo p.j.
L_D	indukčnost vinutí rotoru podélné osy	H nebo p.j.
L_d	indukčnost podélné osy	H nebo p.j.
L_{dD}	vzájemná indukčnost vinutí statoru a rotoru podélné osy	H nebo p.j.
L_{fe}	aktivní délka stroje	m
L_{md}	magnetizační indukčnost podélné osy	H nebo p.j.
L_{mq}	magnetizační indukčnost příčné osy	H nebo p.j.
L_D	indukčnost vinutí rotoru příčné osy	H nebo p.j.
L_q	indukčnost podélné osy	H nebo p.j.
L_{dQ}	vzájemná indukčnost vinutí statoru a rotoru příčné osy	H nebo p.j.
L_s	synchronní indukčnost	H nebo p.j.
$L_{s\sigma}$	rozptylová indukčnost statoru	H nebo p.j.
M	okamžitá hodnota momentu	Nm nebo p.j.
m	hmotnost	kg
M_{as}	asynchronní moment	Nm nebo p.j.
M_{br}	brzdový moment	Nm nebo p.j.
M_e	vnitřní elektromagnetický moment	Nm nebo p.j.
M_{klec}	složka momentu vytvářen klecí nakrátko	Nm nebo p.j.
MOSOMA	multiobjektový samo-organizující se migrační algoritmus	
M_{pm}	složka momentu vytvářená permanentním magnetem	Nm nebo p.j.
M_{rel}	reluktanční složka momentu	Nm nebo p.j.
m_s	počet fází	
μ_0	permeabilita vakua	H/m
μ_r	relativní permeabilita	
μ_x	střední hodnota Gaussovy funkce v ose x	
μ_y	střední hodnota Gaussovy funkce v ose y	
M_{wid}	šířka magnetu	m
M_{zat}	moment zátěže	Nm nebo p.j.
N	počet, počet závitů	
n	okamžitá hodnota otáček	ot/min
NGnet	normalizovaná Gaussova síť	

Symbol	Popis	Jednotka
n_{pm}	počet magnetů	
n_{syn}	synchronní otáčky	ot/min
NSGA-II	genetickým algoritmus s nedominovaným tříděním	
O	objektivum	
Ω	mechanická úhlová rychlost rotoru	rad/s nebo p.j.
ω	elektrická úhlová rychlost, úhlová frekvence	rad/s nebo p.j.
Ω_{syn}	mechanická úhlová synchronní rychlost	rad/s nebo p.j.
ω_s	synchronní úhlová rychlost, úhlová frekvence	rad/s nebo p.j.
P	výkon, ztráty	W nebo p.j.
p	počet pólových dvojic	
P_{Cus}	Joulovy ztráty ve vinutí statoru	W nebo p.j.
P_e	vnitřní elektrický výkon	W nebo p.j.
φ	úhel fázového posunu, úhel účinníku	rad
p.j.	poměrná jednotka	
PRT	pertubační vektor	
Ψ	efektivní hodnota spřaženého magnetického toku	Vs nebo p.j.
ψ	okamžitá hodnota spřaženého magnetického toku	Vs nebo p.j.
ψ_D	spřažený magnetický tok rotoru podélné osy	Vs nebo p.j.
ψ_d	podélná složka prostorového vektoru spřaženého magnetického toku	Vs nebo p.j.
ψ_m	spřažený magnetický tok vduchové mezery	Vs nebo p.j.
Ψ_{PM}	spřažený magnetický tok permanentního magnetu, efektivní hodnota	Vs nebo p.j.
ψ_{PM}	spřažený magnetický tok permanentního magnetu	Vs nebo p.j.
ψ_Q	spřažený magnetický tok rotoru příčné osy	Vs nebo p.j.
ψ_q	příčná složka prostorového vektoru spřaženého magnetického toku	Vs nebo p.j.
Q	počet drážek	
q	vektor váhových koeficientů	
R	odpor	Ω nebo p.j.
R_D	odpor vinutí rotoru v podélné ose	Ω nebo p.j.
\Re	reálná část	
r_{ri}	vnitřní poloměr rotoru	m
R_Q	odpor vinutí rotoru v příčné ose	Ω nebo p.j.
r_r	vnější poloměr rotoru	m
R_s	odpor vinutí statoru	Ω nebo p.j.
s	skluz	
σ_x	směrodatná odchylka Gaussovy funkce v ose x	
σ_y	směrodatná odchylka Gaussovy funkce v ose y	
s_{kr}	kritický skluz	
SOMA	samo-organizující se migrační algoritmus	
SPEA2	silový Paretův evoluční algoritmus 2	
t	čas	s
τ_p	pólová rozteč	m
THD	celkové harmonické zkreslení	

Symbol	Popis	Jednotka
TO	topologická optimalizace	
U	efektivní hodnota napětí	V
u	napětí, okamžitá hodnota napětí	V nebo p.j.
U_0	efektivní hodnota indukovaného napětí naprázdno	V
U_{iad}	efektivní hodnota dodatečného indukovaného napětí	V
w	váhový koeficient	
X	reaktance	Ω nebo p.j.
X_d	reaktance podélné osy	Ω nebo p.j.
X_q	reaktance příčné osy	Ω nebo p.j.
X_s	synchronní reaktance	Ω nebo p.j.
$X_{s\sigma}$	rozptylová reaktance	Ω nebo p.j.
z_Q	počet vodičů v drážce	

Seznam indexů

Index	Význam
-------	--------

d	týká se podélné osy
D	týká se podélné osy a rotoru
def	týká se požadované hodnoty
q	týká se příčné osy
Q	týká se příčné osy a rotoru
s	týká se statoru
pen	týká se penalizované hodnoty
n	týká se nominálních (štítkových) hodnot
r	týká se rotoru
max	maximální/špičková hodnota, amplituda
0	týká se stavu naprázdno

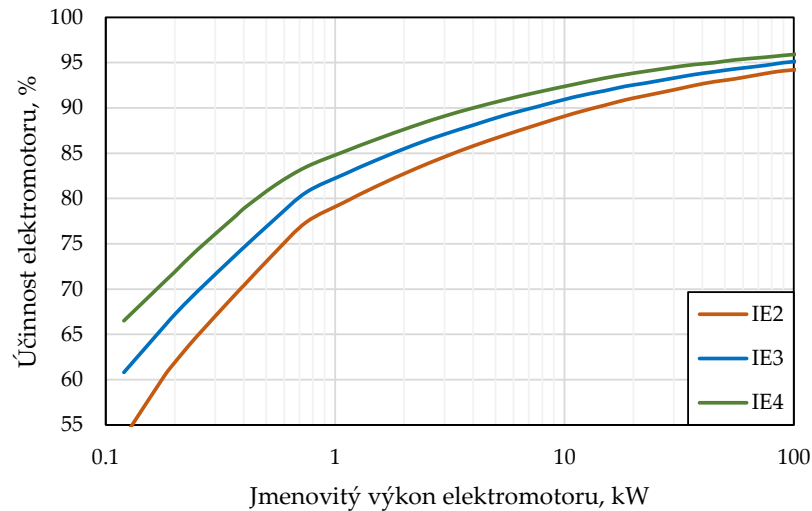
1 | Úvod

Svět má nekončící hlad po energiích a jejich konzumace roste neudržitelnou rychlostí každým dnem. Jenom v Evropské Unii se očekává nárůst spotřeby z 3 500 TWh z roku 2020 až na 4 900 TWh do roku 2050, tedy o 40 % [1]. To představuje nárůst spotřeby elektrické energie každý rok o 1,1 %. Výraznou měrou se na spotřebě elektrických energií podílejí elektrické stroje instalované v průmyslu. Technické zprávy [2] a [3] uvádí, že se globálně jedná o spotřebu mezi 30 % až 40 % veškeré vyrobené elektrické energie. Předpokládá se, že počet elektrických strojů provozovaných v průmyslových aplikacích je zhruba 300 000 000 a 50 % z nich je instalováno v US, EU a Číně. Je odhadováno že toto množství se každý rok zvyšuje o 15 % [4] a lze zjednodušeně tvrdit, že ekonomický růst jde v ruku v ruce s nárůstem používaných elektrických strojů. Pro příklad jenom moderní automobil se spalovacím motorem obsahuje okolo 60 elektromotorů [5].

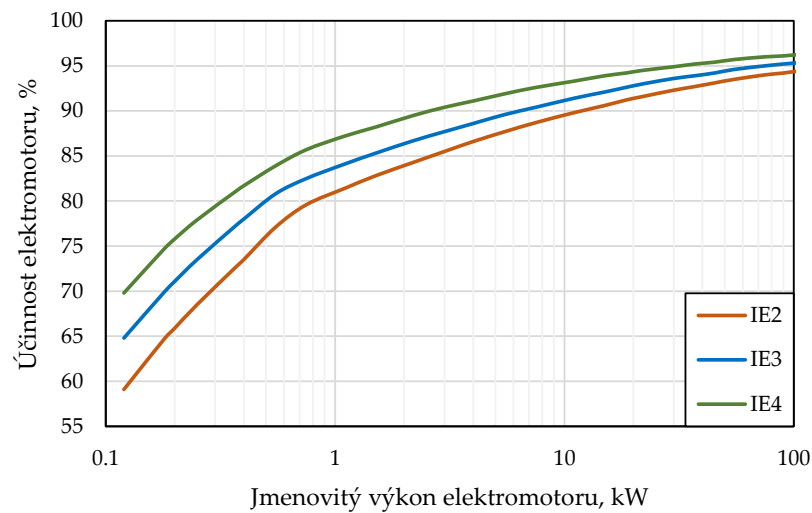
Není tedy divu, že elektrické stroje představují obrovský potenciál pro významnou úsporu elektrických energií a jsou proto v poslední době kladeny vyšší požadavky na vysokou účinnost elektrických strojů pro minimalizaci jejich ztrát [6]. Výsledkem je například mezinárodní standard IEC/EN 60034-30-1 [7], [8] (v České Republice stanovuje norma ČSN EN 60034-30), který definuje čtyři účinnosti třídy: standardní účinnost (IE1), zvýšenou účinnost (IE2), velkou účinnost (IE3) a velmi vysokou účinnost (IE4). Od 1.1. 2017 je minimální požadovaná účinnostní třída motorů ve výkonovém rozsahu 750 W až 375 kW IE3 a při napájení s měničem pak třída IE2. Stroje standardní účinnosti jsou v EU zakázány. Účinnostní limity jednotlivých tříd jsou ukázány pro dvou a čtyřpólové stroje na Obr. 1.1. Z vynesných křivek je patrné, že požadavky na účinnostní třídu IE3 u dnešních strojů přímo spouštěných ze sítě jsou velmi přísné. Dále se jim věnuje rovněž i nařízení komise EU 2019/1781 [9], které stanovuje požadavky pro pohony s proměnnými otáčkami.

V dnešním průmyslu se uplatňuje celá řada různých typů elektrických strojů, a zdaleka nejvíce používány jsou asynchronní stroje s klecí nakrátko [6]. Není tedy divu, že se pro tyto stroje vžilo označení "tažní koně průmyslu". Dosažení účinnostní třídy IE3 je ale s tímto typem stroje obtížné a výrobci proto hledají různé metody jak jeho ztráty snížit [10]. Ztráty asynchronních strojů se dělí na Jouleovy ztráty ve vinutí statoru a kleci rotoru, ztráty v železe, mechanické a přídavné ztráty [11]. Jejich proporční rozdělení pro různé štítkové výkony je ukázáno na Obr. 1.2. Je patrné, že co do velikosti jsou nejvíce zastoupeny Jouleovy ztráty ve vinutí statoru, jejichž procentuální podíl na ztrátách výrazně roste pro stroje menších výkonů. Ztráty vznikající v kleci rotoru sdílí obdobný trend jako ztráty v železe. Nejméně zastoupeny pak jsou ztráty mechanické a přídavné (někdy značené jako dodatečné). Možnosti zvyšování účinnosti asynchronních strojů tedy přímo souvisí s tímto rozdělením.

Pro minimalizaci ztrát asynchronních motorů a dosažení účinnostní třídy IE3 je nutná pečlivá optimalizace provedení aktivní části statoru a rotoru. Například je výhodné dosáhnout zvolenou technologií výroby co nejvyššího činitele vinutí statoru a volbou jeho provedení co nejmenších délek čel. Výběrem materiálů a geometrie magnetického obvodu lze pak docílit



(a)



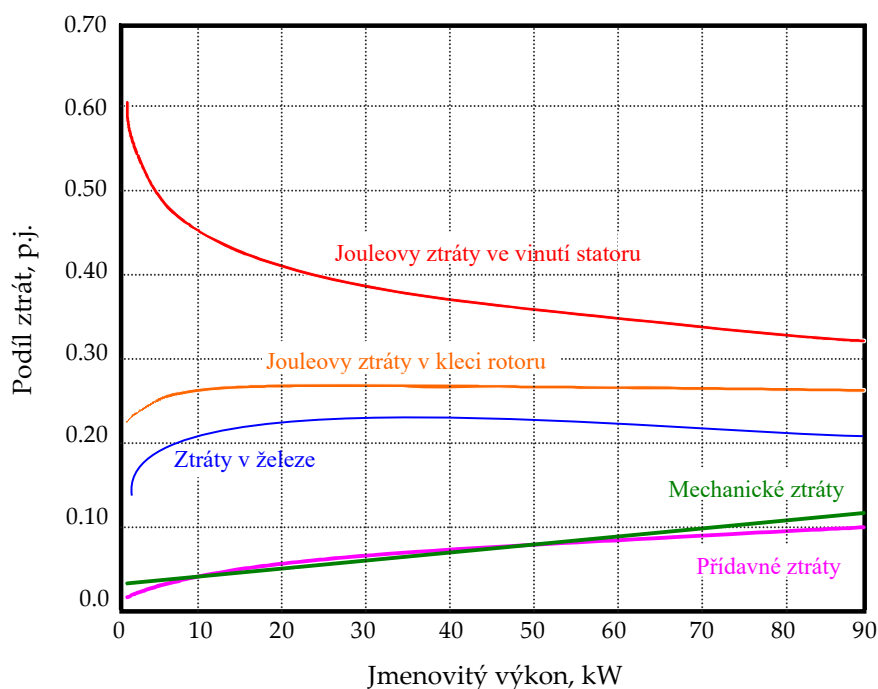
(b)

Obr. 1.1: Minimální požadavky pro účinnost elektromotorů napájených z 50 Hz sítě dle nařízení evropské komise 2019/1781 ze dne 1. října 2019 pro stroj se (a) dvěma, a (b) čtyřmi póly. Zpracováno z [9].

snížení ztrát v železe stroje. Někteří výrobci také zvyšují axiální délku magnetického obvodu, avšak jak ukazuje publikace [12], taková úprava vede ke zvýšení ceny, která nemusí být kompenzována energetickou úsporou.

Ve vybraných případech výrobci motorů nahrazují také hliníkovou klec měděnou, případně kombinují oba materiály [13]. Měď je volena pro svou vyšší vodivost, díky čemuž je možné snížit Jouleovy ztráty v kleci nakrátko. Menší odpor klece také způsobuje zvýšení jmenovitých otáček a pokles záběrného momentu [14]. Nejnovějším tržním a technickým trendům v oblasti měděných rotorů pro vysoce účinné asynchronní elektromotory se věnuje [15]. Další možností zvýšení účinnosti asynchronního stroje je například snížení mechanických ztrát prostřednictvím užití optimalizovaného ventilátoru nebo ložisek s menšími třecími ztrátami.

Zatímco účinnostní třídy IE3 lze u asynchronních strojů dosáhnout pečlivou optimalizací jednotlivých částí, a to jak ve fázi návrhu tak i výroby, dosažení třídy IE4 je už značně obtížné.

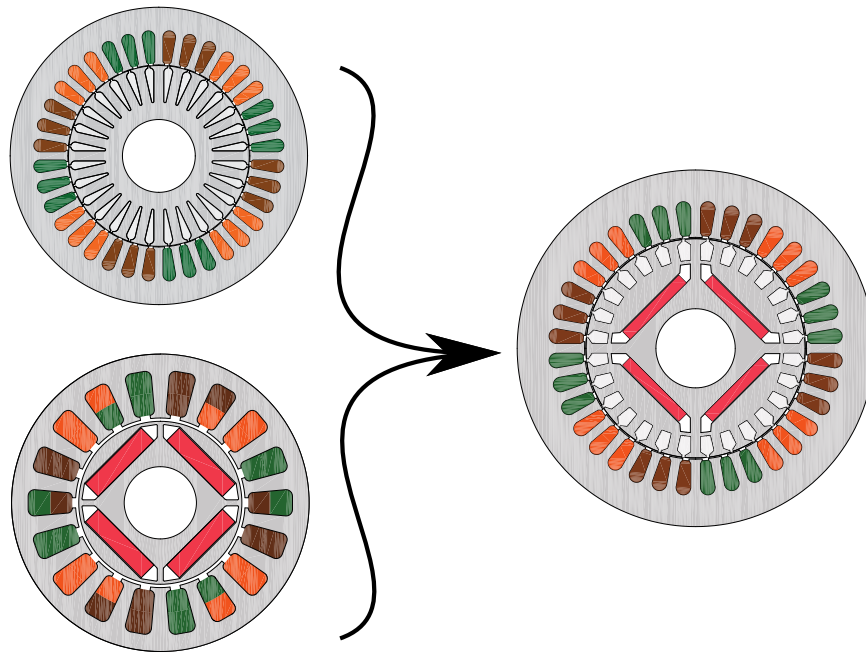


Obr. 1.2: Průměrné rozložení podílu ztrát asynchronních strojů s jmenovitým výkonem pod 100 kW. Převzato a upraveno z [16].

Nicméně, jak ukázala publikace [12], existují v současné době komerční asynchronní stroje s hliníkovou klecí, které jsou nabízeny s účinností třídou IE4 ve výkonovém rozsahu 5,5 kW až 355 kW. Dosažení účinnostní třídy IE4 pro stroje menších výkonů, tj. pod 5,5 kW, je již značně problematické, což lze přisuzovat velkému zastoupení ztrát ve vinutí statoru těchto strojů Obr. 1.2. Tyto ztráty lze u asynchronních strojů minimalizovat pouze do určité míry, protože z principu své funkce tento typ stroje vždy potřebuje odebírat ze sítě jalovou složku proudu, která zajistí jeho namagnetování. Tím se liší od strojů s permanentními magnety, kde magnet zajišťuje částečně nebo plně magnetizaci magnetického obvodu a proto magnetizační proud těchto strojů je nižší, nebo může být v některých případech i nulový.

Výrobci tedy hledají různé cesty jak trhu nabídnout stroje s velmi vysokou účinností (IE4) i pro výkony pod 5,5 kW. Jednou z možností je využití jiných typů strojů jako jsou například reluktanční motory, jejichž teoretický popis byl poměrně obsáhle proveden v knize [17]. Klíčovou myšlenkou těchto strojů je to, že díky absenci klece nakrátko jsou zcela eliminovány Jouleovy ztráty v rotoru. Ty jak ukázal Obr. 1.2, se podílí 20 až 30 % na celkových ztrátách stroje. Zároveň je tento stroj výrobně jednoduchý, jelikož rotor je sestaven pouze z plechů, které mají vhodně tvarované bariéry magnetického toku. Pro bariéry je dnes populární založit jejich tvar na přirozeném průběhu siločar [18]. Přestože jsou tyto stroje schopny dosáhnout účinnostní třídy IE4, tak jejich účinek je na druhou stranu horší než u strojů asynchronních [19]. To je dáno tím, že stejně jako u asynchronních strojů musí jejich magnetizaci plně zajistit napájecí proud, a vzhledem k provedení rotoru je jejich potřeba magnetizačního proudu dokonce vyšší pro vytvoření požadovaného scení. Účinnost synchronních reluktančních strojů lze zlepšit například použitím výrobně složitě axiálně laminované geometrie, jak je ukázáno v [20]. Případně se do dnešních reluktančních strojů někdy přidávají levné feritové magnety, které zajišťují částečnou magnetizaci magnetického obvodu a tím sníží odebraný magnetizační proud [21], [22]. Takovéto stroje se nazývají synchronní reluktanční stroje asistované permanentními magnety.

Samozřejmě lze pro dosažení velmi vysoké účinnostní třídy IE4 použít i klasické synchronní



Obr. 1.3: Synchronní stroj spouštěný ze sítě kombinuje konstrukci stroje asynchronního a synchronního s vnořenými magnety.

stroje s permanentními magnety. Srovnání výhod a nevýhod asynchronního a synchronního stroje je na příkladu trakční aplikace provedeno v [23]. Obecně lze říct, že synchronní stroj s permanentními magnety bude mít vyšší účinnost i účinník než srovnatelný asynchronní motor. Nejenom, že nemá rotorovou klec ve které by vznikaly ztráty, ale také díky přítomnosti magnetu odebírá pouze malý proud což vede k malým ztrátám ve vinutí. Tyto výhody jsou ale vykoupeny vyšší cenou synchronního stroje, který často pro potřeby řízení musí být navíc vybaven snímačem polohy rotoru.

Nehledě na to, zdali se jedná o synchronní stroj s magnety nebo reluktanční stroj, je také nutné pro všechny vyjmenované napájení z frekvenčního měniče, neboli nedisponují schopností přímého spouštění ze sítě jako asynchronní stroje. Schopnost rozběhnout se bez přídavné elektroniky je velmi praktická v aplikacích, kde není vyžadována regulace otáček. Řízení prostřednictvím měniče totiž snižuje celkovou účinnost systému pohonu i jeho spolehlivost a naopak zvyšuje cenu za pořízení, instalaci a také požadavky na prostor a údržbu [24]. Dále nároky na materiály pro výrobu celého pohonu řízeného měničem jsou vyšší a tím se v konečném důsledku zvyšuje negativní dopad na životní prostředí.

Jeví se tedy jako výhodné mít elektromotor, který by kombinoval výhody jak asynchronního, tak synchronního stroje. Tedy rozbíhal by se stejně jako asynchronní po připojení k síti a po rozběhu by pracoval v synchronních otáčkách jako synchronní motor. Stroj, který toto splňuje a byl podle [25] publikován poprvé už v roce 1962 je označován jako synchronní stroj spouštěný ze sítě. Citovaná publikace dále uvedla, že tento typ strojů se objevil již dříve avšak jejich konkrétní příklady jsou v dnešní době již těžce vyhledatelné. Myšlenka provedení tohoto stroje je jednoduchá: jedná se o kombinaci stroje asynchronního a synchronního s permanentními magnety dohromady tak, jak ukazuje Obr. 1.3. Stejnou myšlenku lze využít pro vytvoření tzv. synchronních reluktančních strojů spouštěných ze sítě [26] a [27], kterým se autor této práce věnoval v několika publikacích, např. [28–30].

Koncept činnosti a provedení synchronních strojů spouštěných ze sítě je tedy známo již

po dekády, avšak nebyly často použity v reálných aplikacích z důvodu své vyšší ceny a komplikovanější výroby ve srovnání s asynchronními stroji [25]. Vyčerpávající přehled existujících technologií synchronních strojů spouštěných ze sítě a jejich historický vývoj uvádí publikace [31] a přehled současného stavu poznání lze nalézt v [32]. Se současným tlakem na zvyšování účinnosti elektrických strojů se však tyto stroje, jak již bylo naznačeno výše, stále častěji vyskytují v průmyslových aplikacích [12] a [33]. Nižší ztráty synchronních strojů spouštěných ze sítě navíc umožňují u pohonů s měničem podstatně větší rozšíření oblasti konstantního výkonu ve srovnání se stroji asynchronními [34]. Proto mohou být synchronní stroje spouštěné ze sítě, za určitých podmínek, výrazně lepší pro pohon s proměnnými otáčkami než klasický asynchronní stroj. Praktické zkušenosti přímo z aplikace synchronního stroje spouštěného ze sítě v technické praxi jsou popsány v [35].

Synchronní stroje pro přímé spouštění ze sítě dosahují dle [35] účinnostní třídy IE4 a v některých případech, ovšem obtížně, dokonce teoretické účinnostní třídy IE5. Tento typ stroje je tak vhodným kandidátem pro nahrazení klasických asynchronních motorů v průmyslu za účelem úspory energií. Avšak vyššímu uplatnění brání jeho vysoká cena a další provozní nevýhody, mezi něž patří horší rozběhové vlastnosti [12]. V důsledku toho je jejich hlavní komerční potenciál pouze ve výkonech, pro které nejsou asynchronní motory v účinnostní třídě IE4 na trhu dostupné [36] a jedná se tedy o výkony pod 5,5 kW.

Je zřejmé, že zejména díky legislativním změnám snažícím se o zajištění udržitelné budoucnosti společnosti je téma synchronních strojů spouštěných ze sítě aktuální. Tato habilitační práce na tuto skutečnost reaguje a je věnována sepsání faktických poznatků, které vznikly výzkumem a vývojem těchto typů strojů prováděným autorem této práce. Hlavní motivací je nabídnout přehled teorie trojfázových synchronních strojů spouštěných ze sítě s permanentními magnety a jejich návrhu, včetně konkrétních případových studií společně s popisem měření na vyrobených vzorcích. Přestože se autor práce věnuje i výzkumu a vývoji trojfázových synchronních reluktančních strojů a jednofázových synchronních strojů spouštěných ze sítě, není jim věnována v této práci pozornost z důvodu udržení rozsahu prezentovaných informací v rozumných mezích.

Tato habilitační práce sestává ze dvou hlavních částí, které jsou navzájem vhodně propojeny tak, aby čtenář získal ucelený přehled a pochopení prezentovaných faktů. První část se skládá ze dvou kapitol, které se věnují obecnému teoretickému popisu synchronních strojů spouštěných ze sítě s permanentními magnety a jejich návrhu. Druhá část práce je rovněž tvořena dvěma kapitolami, kdy první z nich nabízí celkem čtyři rozdílné případové studie a další na ní navazuje prezentací měření na vyrobených vzorcích a ukázkou naměřených dat. Práce je dále doplněna o úvod, který se snaží vysvětlit aktuálnost a motivaci řešeného tématu a dále také o závěr shrnující veškeré prezentované poznatky.

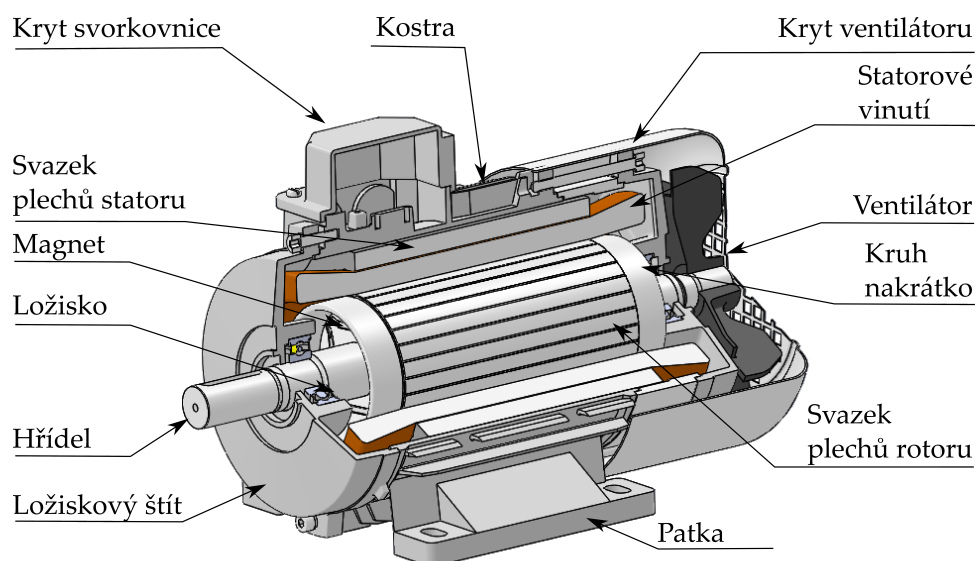
2 | Teorie synchronních strojů spouštěných ze sítě

V této kapitole je poskytnut teoretický základ pro pochopení provozních stavů synchronního stroje spouštěného ze sítě. Kapitola začíná popisem konstrukce těchto typů strojů a pokračuje definicí matematického modelu a jeho následným využitím pro vytvoření teoretického základu nutného k pochopení principu činnosti a funkce. Důraz je v této kapitole zejména kladen na popis rozběhu stroje, synchronizace a jeho následného provozu při ustálených otáčkách. Výstupy této kapitoly slouží k lepšímu pochopení případových studiích uvedených v dalších kapitolách této práce.

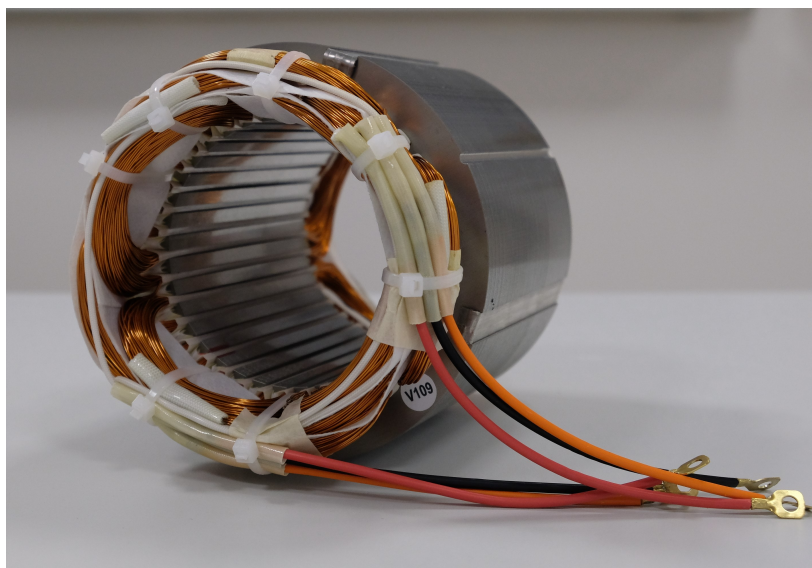
2.1 Provedení synchronních strojů spouštěných ze sítě

Trojfázový synchronní stroj spouštěný ze sítě s permanentními magnety obvykle využívá obdobné konstrukční provedení jako stroj asynchronní. Jeho hlavními částmi jsou svazek plechů statoru, statorové vinutí, rotor s klecí nakrátko a permanentními magnety, svorkovnice, ložiska, ložiskové štíty, kostra a ventilátor. Uspořádání těchto částí je patrné z vizualizace na Obr. 2.1.

Svazek plechů statoru je zalisován v kostře statoru, která dává stroji vnější tvar a umožňuje jeho upevnění k základu prostřednictvím dvojice patek. Plechy rotoru jsou nalisovány na hřídel, která je uložena ve dvou ložiskách. Plechy rotoru jsou tvarově uzpůsobeny tak, aby do nich bylo možné umístit tyče klece rotoru a také permanentní magnety. Na obou koncích rotorového svazku se pak nachází kruhy nakrátko zajišťující vodivé spojení mezi tyčemi.



Obr. 2.1: Konstrukční provedení trojfázového synchronního stroje pro přímé spouštění ze sítě. Obrázek je upraven a převzat z autorovy publikace [37].



Obr. 2.2: Statorový svazek navinutý jednovrstvým rozloženým vinutím.

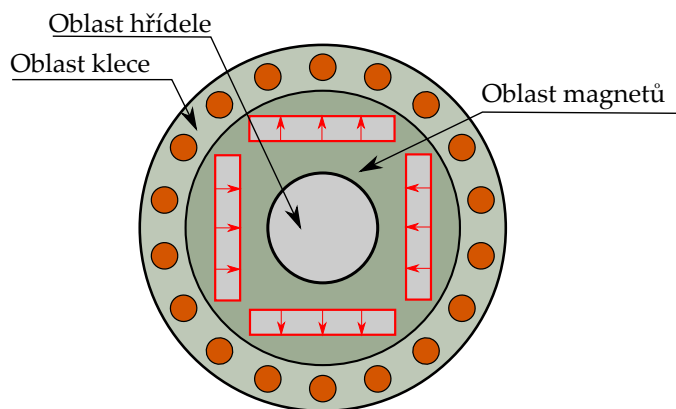
Samotná ložiska jsou upevněna v ložiskových štítech, které jsou tvarově uzpůsobeny tvaru kostry a to tak, aby s ní tvořily po smontování jednotný celek. Přívod napájení k vinutí statoru zajišťuje statorová svorkovnice zakrytá plechovým krytem. Chlazení stroje je pak obvykle zajištěno ventilátorem, který je nasazen z vnějšku na hřídel. Ventilátor ofukuje proudem vzduchu žebrovaný povrch statoru a jeho otáčky jsou dány otáčkami stroje.

Trojfázové synchronní stroje spouštěné ze sítě jsou běžně realizovány s rozloženým symetrickým vinutím uloženým ve statoru [38]. Vinutí může být, stejně jako u ostatních typů strojů, provedeno jako jednovrstvé i dvojevrstvé, ale s ohledem na snížení výrobních nákladů je preferováno jednovrstvé vinutí Obr. 2.2.

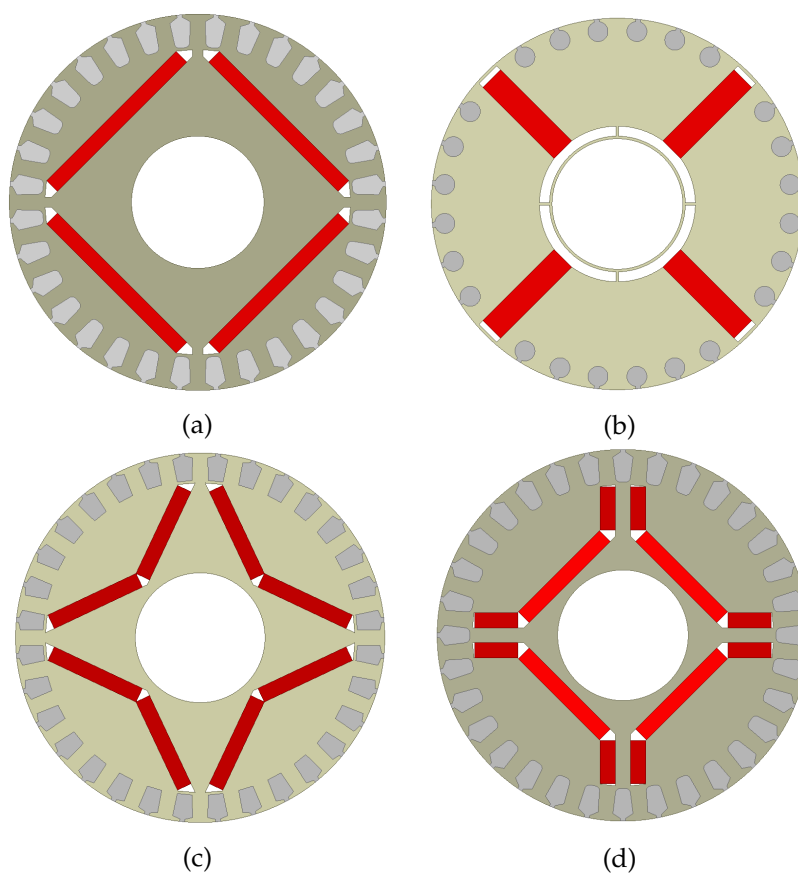
Hlavním konstrukčním rozdílem oproti asynchronnímu stroji je zejména provedení rotoru. Tento rotor nemá pouze klec nakrátko, ale má navíc i drážky pro uložení permanentních magnetů. Obecně se dá říct, že klec nakrátko zajistí rozběh stroje po připojení k síti, a magnet naopak zabezpečí provoz na synchronních otáčkách. Rotor synchronního stroje spouštěného ze sítě s permanentními magnety tak může vypadat jako rotor znázorněný na Obr. 2.3. Na vyobrazeném rotoru lze rozlišit tři oblasti. První je oblast klece, která je umístěna blízko povrchu rotoru tak, aby měla dobrou vazbu s magnetickým polem ve vzduchové mezeře. Druhou je oblast, ve které se nachází magnet a třetí je otvor pro hřídel. Návrhář tohoto typu stroje musí vhodně zvolit jejich proporce tak, aby stroj dosáhl požadovaných provozních vlastností. Často jsou tak drážky pro klec rotoru nižší, než je tomu u strojů asynchronních, a to z toho důvodu, aby vznikl dostatečný prostor pro umístění magnetů. Synchronní stroje spouštěné ze sítě se z pravidla nerealizují s magnety na povrchu, ale i taková provedení lze najít v některých publikacích, např. v [39].

Přehled rotorových provedení pro synchronní stroje spouštěné ze sítě lze nalézt na Obr. 2.4. Nejednodušším provedením je rotor kombinující klec nakrátko s tangenciálním uložením magnetu Obr. 2.4(a). Díky své jednoduchosti je tento rotor poměrně běžný a vhodný pro rotory strojů s menším výkonem na hřídeli.

Ostatní typy konfigurací Obr. 2.4(b)-(d) využívají koncentrace toku, které se běžně využívá i pro synchronní stroje s permanentními magnety u nichž chceme dosáhnout vysoké hustoty



Obr. 2.3: Obecné rozdělení čtyř-pólového rotoru synchronního stroje spouštěného ze sítě do tří oblastí.



Obr. 2.4: Nejběžnější geometrie provedení rotoru synchronního stroje spouštěného ze sítě s permanentními magnety uloženými: (a) tangenciálně, (b) hvězdicově, (c) do V-tvaru a (d) do U-tvaru.

výkonu. Koncentraci magnetického toku lze definovat pomocí faktoru

$$k_m = \frac{n_{pm} M_{wid}}{\tau_p} \quad (2.1.1)$$

V této rovnici označuje n_{pm} počet magnetů v pólu stroje, M_{wid} šířku magnetů a τ_p pólovou rozteč. Tento faktor je definován pro předpoklad stejné šířky magnetů v pólu ale po úpravě nebo vhodném dosazení je využitelný i pro geometrii ukázanou na Obr. 2.4(d).

Geometrie s vlastností koncentrace toku na Obr. 2.4(b) a (c) mají šířku jednoho magnetu přibližně rovnou rozdílu mezi vnějším poloměrem rotoru r_r a jeho vnitřním poloměrem r_{ri}

$$M_{\text{wid}} \approx r_r - r_{ri}. \quad (2.1.2)$$

Za předpokladu, že počet magnetů v pólu je $n_{\text{pm}} = 2$, tak pro koncentrační faktor lze po dosazení rovnice (2.1.2) do rovnice (2.1.1) odvodit:

$$k_m \approx \frac{2p}{\pi} \left(1 - \frac{r_{ri}}{r_r} \right). \quad (2.1.3)$$

Z tohoto vztahu jsou dopočítány faktory koncentrace toku pro případy, kdy je uvažován poměr vnitřního poloměru rotoru ku vnějšímu 0,35 a jsou uvedeny v Tab. 2.1.

Tab. 2.1: Závislost faktoru koncentrace toků na počtu pólových dvojic

Parametr	$2p = 2$	$2p = 4$	$2p = 6$	$2p = 8$
$k_m, -$	0,41	0,83	1,24	1,66

Z výsledků uvedených v Tab. 2.1 plyne, že kladný efekt zesílení magnetického toku u rotoru na Obr. 2.4(b) a (c) je docílen až pro vyšší počet pólů než čtyři. Čím vyšší je počet pólů, tím je zesílení toku dle koncentračního faktoru vyšší.

Při uspořádání rotoru, jako je tomu na Obr. 2.4(d), je možné dosáhnout větší délky magnetu ve srovnání s rotory na Obr. 2.4(b) a (c). U těchto typů rotorů se vliv zesílení magnetického toku projeví už u čtyřpólového rotoru [40]. Fakticky jsou ale konfigurace využívající koncentraci toku komplikované z výrobního hlediska a výsledný stroj s takto realizovaným rotorem bude dražší než srovnatelný stroj s provedením z Obr. 2.4(a).

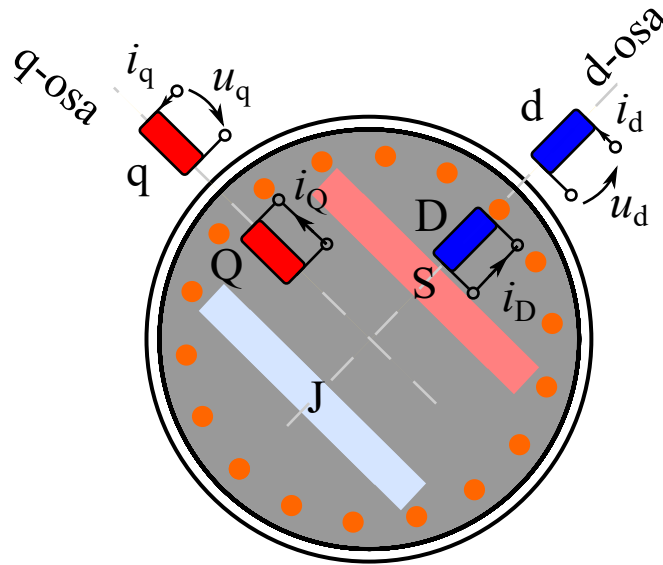
2.2 Matematický model

Pro analytický výpočet chování synchronního stroje spouštěného ze sítě v přechodném a ustáleném stavu je nutné jej vhodně matematicky popsat. Běžně je pro modelování střídavých točivých strojů využívána teorie prostorového vektoru, která byla poprvé představena v Evropě v roce 1950 (Kovács a Rácz) [41]. Tato teorie popisuje elektromagnetické veličiny střídavých strojů prostřednictvím vektorů. Teorie prostorového vektoru a její využití pro analýzu přechodných dějů střídavých strojů byla podrobně popsána v [41–44]. Teorie prostorového vektoru pracuje s následujícími zjednodušujícími předpoklady:

- 1) rozložení magnetické indukce po obvodu vzduchové mezery je sinusové, tzn. prostorové harmonické složky jsou zanedbány,
- 2) magnetizační charakteristika stroje je lineární, tzn. je zanedbána magnetická saturace,
- 3) ve stroji nevznikají ztráty v železe, tzn. ztráty hysterezi a vířivými proudy ve svazku rotoru a statoru jsou nulové, a
- 4) odpory a indukčnosti všech vinutí jsou nezávislé na teplotě a napájecí frekvenci.

Matematický model synchronního stroje s permanentními magnety spouštěného ze sítě vychází z modelu klasického synchronního stroje s vinutým rotorem a tlumícím vinutím popsaného v [41]. Hlavní rozdíl mezi těmito modely je záměna budícího vinutí v rotoru za permanentní magnet, který je zdrojem konstantního magnetického spřaženého toku ψ_{PM} .

Matematický model v d-q osách je ukázán na Obr. 2.5. Vinutí klece nakrátko je rozloženo do dvou na sebe kolmých vinutích D a Q, která jsou vyzkratována. Trojfázové vinutí statoru je



Obr. 2.5: DQ model synchronního stroje spouštěného ze sítě s permanentními magnety.

nahrazeno dvěma vinutími d a q. Na d-ose se nachází s vinutím klece D a vinutím statoru d také permanentní magnet, který vytváří magnetický spřažený tok ψ_{PM} .

Protože matematický model synchronního stroje je popsán v rotorových souřadnicích jsou napěťové rovnice synchronního stroje spouštěného ze sítě s permanentními magnety následující:

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega \psi_q, \quad (2.2.1)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega \psi_d, \quad (2.2.2)$$

$$0 = R_D i_D + \frac{d\psi_D}{dt}, \quad (2.2.3)$$

$$0 = R_Q i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt}. \quad (2.2.4)$$

Dále pro rovnice magnetických spřažených toků platí:

$$\psi_d = L_d i_d + L_{dD} i_D + \psi_{PM}, \quad (2.2.5)$$

$$\psi_D = L_{dD} i_d + L_D i_D + \psi_{PM}, \quad (2.2.6)$$

$$\psi_q = L_q i_q + L_{dQ} i_Q, \quad (2.2.7)$$

$$\psi_Q = L_{dQ} i_q + L_Q i_Q. \quad (2.2.8)$$

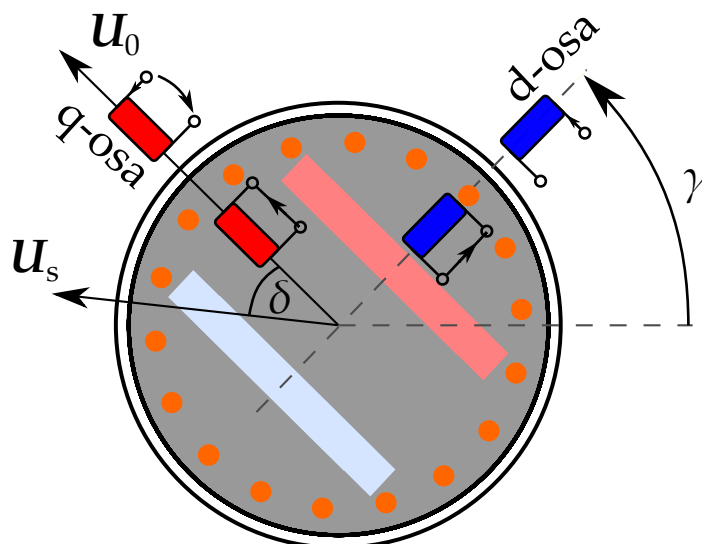
Pokud nejsou otáčky rotoru konstantní pak pohybová rovnice nabývá tvaru

$$\frac{3}{2} p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} + M_{zat}. \quad (2.2.9)$$

Pro zahrnutí pozice rotoru v diferenciálních rovnicích je pro úhlovou rychlost používána následující rovnice

$$\omega = \frac{d\gamma}{dt}. \quad (2.2.10)$$

Nicméně daleko praktičtější je využití vzorce zahrnujícího zátěžný úhel namísto pozičního úhlu rotoru. Zátěžný úhel je obvykle v technické literatuře značen jako δ a jedná se o úhel mezi



Obr. 2.6: Definice zátěžného úhlu.

fázorem napájecího napětí a napětí naprázdno, které leží v příčné ose tak, jak je tomu ukázáno na Obr 2.6. Zavedením zátěžného úhlu přechází rovnice (2.2.10) do tvaru

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega - \omega_s. \quad (2.2.11)$$

A dále lze podle Obr 2.6 definovat složky napětí v podélné a příčné ose ve vztahu k zátěžnému úhlu následovně:

$$u_d = -u_s \sin \delta, \quad (2.2.12)$$

$$u_q = u_s \cos \delta. \quad (2.2.13)$$

S uvedenými rovnicemi pro matematický popis synchronního stroje spouštěného ze sítě budou následující kapitoly pracovat a využijí je pro popis stroje v různých provozních stavech.

2.3 Náhradní schéma

Užitečným nástrojem pro modelování chování stroje je jeho náhradní schéma. Náhradní schémata pro různé typy standardních strojů jsou např. uvedena v [11]. Při sestavení náhradního schématu synchronního stroje spouštěného ze sítě lze vyjít z jeho matematického popisu uvedeného v rámci kapitoly 2.2.

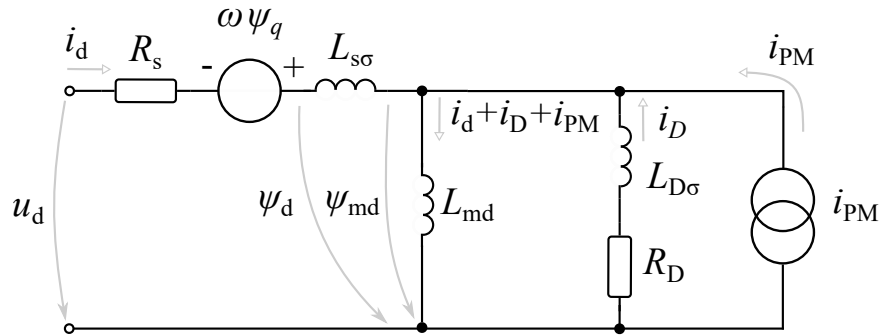
V rámci náhradního schématu podélné osy je uvažováno, že vzájemná podélná indukčnost vinutí statoru a rotoru L_{dD} je magnetizační indukčnost v d-ose L_{md} stroje

$$L_{md} = L_{dD}. \quad (2.3.1)$$

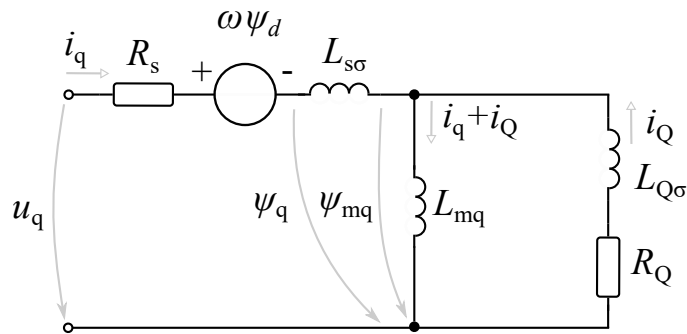
Náhradní schéma vycházející z napěťové rovnice (2.2.1) d-osy je ukázáno na Obr. 2.7. Podobným způsobem lze nakreslit náhradní schéma pro příčnou osu. Vzájemná příčná indukčnost vinutí statoru a rotoru je přejmenována na magnetizační indukčnost příčné osy

$$L_{mq} = L_{qQ}. \quad (2.3.2)$$

Náhradní schéma vycházející z napěťové rovnice příčné osy (2.2.2) lze nalézt na Obr. 2.8.



Obr. 2.7: Náhradní schéma synchronního stroje spouštěného ze sítě v podélné ose - i_d a u_d jsou napájecí proud a napětí v podélné ose, i_D je proud protékající klecí nakrátko, i_{PM} je proud buzený zdrojem konstantního zdroje proudu, který modeluje permanentní magnet v rotoru stroje. $L_{s\sigma}$ je rozptylová indukčnost statorového vinutí, L_{md} je magnetizační indukčnost osy d a $L_{D\sigma}$ je rozptylová indukčnost vinutí rotoru. V náhradním schématu jsou dále vyznačeny spřažené magnetické toky, kde ψ_q je složka magnetického spřaženého toku v ose q, ψ_d je složka magnetického spřaženého toku v ose d a ψ_{md} je magnetizační spřažený tok v ose d. Odpor R_s reprezentuje odpor vinutí statoru a R_D je odpor klece nakrátko rotoru.



Obr. 2.8: Náhradní schéma příčné osy synchronního stroje spouštěného ze sítě - i_q a u_q je napájecí proud a napětí příčné osy náhradního schématu. Proud i_Q je příčnou složkou proudu klece nakrátko v rotoru stroje. Tento proud protéká příčnou složkou odporu klece rotoru R_Q . V náhradním schématu příčné osy q se nacházejí dvě indukčnosti, kde $L_{s\sigma}$ je rozptylovou indukčností statoru a L_{mq} je příčnou složkou magnetizační indukčnosti. ψ_q a ψ_d je příčnou a podélnou složkou magnetického spřaženého toku, ψ_{mq} je příčná složka magnetizačního spřaženého toku.

Náhradní schémata odvozená z matematického modelu prostřednictvím teorie prostorového vektoru na Obr. 2.7 a 2.8 jsou stejnosměrnými obvody. V ustáleném stavu, kromě větve reprezentující permanentní magnet, tedy proud protéká pouze magnetizační větví, neboť tato větev nemá žádný odpor. Napětí, které reprezentuje napětí ve vzduchové mezeře stroje, se na magnetizačních cívkách vyskytuje pouze během přechodných dějů. Toto napětí pak vytváří zejména proud ve větvi reprezentující rotorové vinutí, neboť impedance rotorové větve je podstatně nižší než impedance větve s magnetizační indukčností.

Jedním z nejdůležitějších parametrů synchronního stroje je jeho synchronní indukčnost. V tomto případě je dána pro podélnou osu jako součet rozptylové indukčnosti statoru $L_{s\sigma}$ a magnetizační indukčnosti L_{md}

$$L_d = L_{s\sigma} + L_{md}. \quad (2.3.3)$$

A obdobně pro příčnou osu

$$L_q = L_{s\sigma} + L_{mq}. \quad (2.3.4)$$

V těchto rovnicích je zaveden zjednodušující předpoklad a to ten, že rozptylové indukčnosti podélné a příčné osy jsou stejné. Jedná se o běžné zjednodušení používané při modelování synchronních strojů [42].

Na základě rovnic (2.3.3), (2.3.4) a (2.3.1), (2.3.2) lze přepsat rovnice spřažených magnetických toků v ose d a q

$$\psi_d = L_{md} (i_d + i_D + i_{PM}) + L_{s\sigma} i_d, \quad (2.3.5)$$

$$\psi_q = L_{mq} (i_q + i_Q) + L_{s\sigma} i_q. \quad (2.3.6)$$

Tyto rovnice rovněž odpovídají náhradním schémátům na Obr. 2.7 a 2.8. Uvedená náhradní schémata ukazují principiálně chování synchronního stroje spouštěného ze sítě.

2.4 Ustálený stav a fázorový diagram

Pro popis ustáleného stavu po rozběhu synchronního stroje spouštěného ze sítě je využit matematický model popsáný v rámci kapitoly 2.2.

V ustáleném stavu jsou prostorové vektory konstantní v rotorovém referenčním rámci. Derivace magnetických spřažených toků je rovna nule

$$\frac{d\psi_d}{dt} = \frac{d\psi_q}{dt} = 0. \quad (2.4.1)$$

Dále proud klecí nakrátko v rotoru je nulový

$$R_D i_D = R_Q i_Q = 0. \quad (2.4.2)$$

Pro ustálený stav, který uvažuje sinusové průběhy napětí, proudů a spřažených magnetických toků platí, že

$$u_d = \sqrt{2}U_d, \quad u_q = \sqrt{2}U_q, \quad (2.4.3)$$

$$i_d = \sqrt{2}I_d, \quad i_q = \sqrt{2}I_q, \quad (2.4.4)$$

$$\psi_d = \sqrt{2}\Psi_d, \quad \psi_q = \sqrt{2}\Psi_q, \quad (2.4.5)$$

kde U , I a Ψ jsou efektivní hodnoty. Pro ustálený stav a uvedené podmínky v rovnicích (2.4.1) a (2.4.2) je možné napěťové rovnice uvedené v minulé kapitole (2.2.1) a (2.2.2) přepsat do tvaru

$$U_d = R_s I_d - \omega \Psi_q, \quad (2.4.6)$$

$$U_q = R_s I_q + \omega \Psi_d. \quad (2.4.7)$$

V rovnicích spřažených magnetických toků (2.2.5) a (2.2.6) jsou kvůli předpokladu nulového proudu v klecí rotoru vynechány součiny vzájemných indukčností s rotorovými proudy,

$$\Psi_d = L_d I_d + \Psi_{PM}, \quad (2.4.8)$$

$$\Psi_q = L_q I_q. \quad (2.4.9)$$

Prostorový vektor napětí statoru je pak dán kombinací složek napětí v podélné (2.4.6) a příčné ose stroje (2.4.7)

$$\mathbf{U}_s = R_s \mathbf{I}_s + j\omega \Psi_d - \omega \Psi_q = R_s \mathbf{I}_s + j\omega L_d I_d - \omega L_q I_q + \mathbf{U}_0. \quad (2.4.10)$$

V této rovnici je indukované napětí naprázdno dáno vztahem

$$\mathbf{U}_0 = j\omega\Psi_{PM}. \tag{2.4.11}$$

Rovnice v ustáleném stavu lze graficky vyjádřit prostřednictvím fázorového diagramu ukázaného na Obr. 2.9. Délky zobrazených fázorů odpovídají amplitudám fázových veličin. Složky napětí statoru

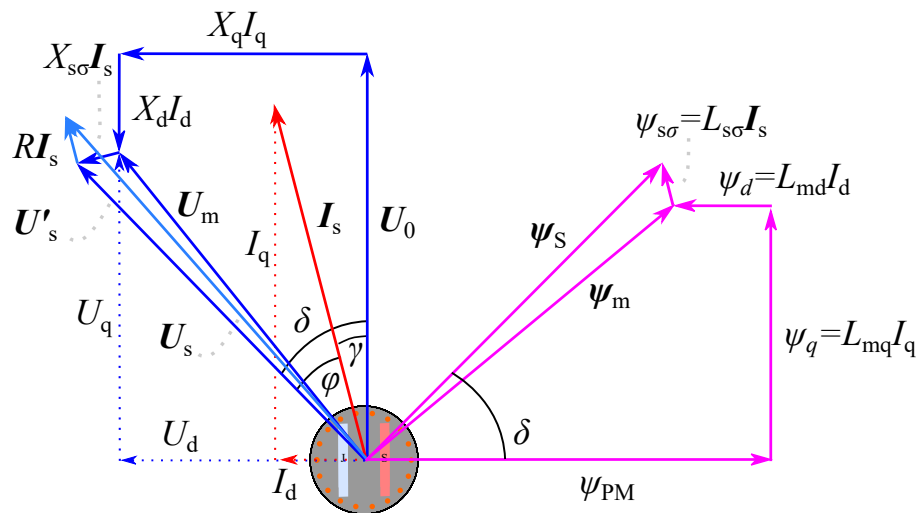
$$\mathbf{U}_s = U_d + jU_q, \tag{2.4.12}$$

jsou dány vztahy

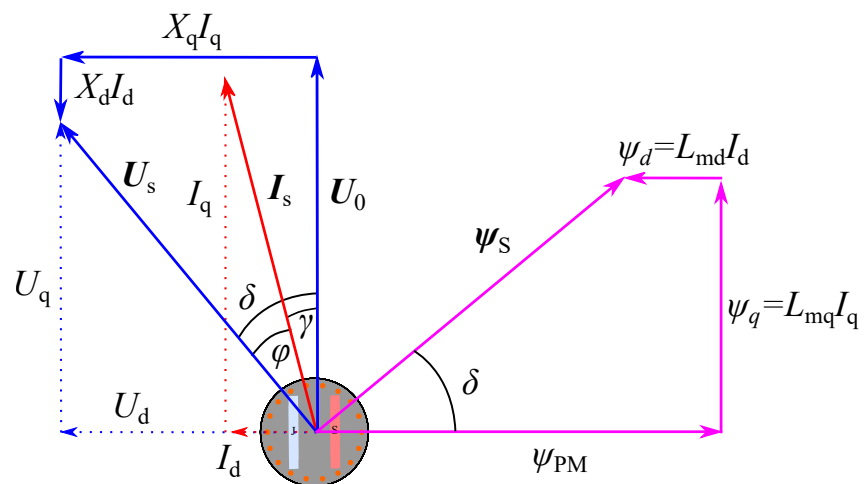
$$U_d = -\mathbf{U}_s \sin \delta, \tag{2.4.13}$$

$$U_q = \mathbf{U}_s \cos \delta. \tag{2.4.14}$$

Kde zátěžný úhel δ lze nalézt jako úhel mezi fázorem spráženého magnetického toku permanentního magnetu ψ_{PM} a spráženého magnetického toku ve vzduchové mezeře ψ_m . Tento úhel



Obr. 2.9: Fázorový diagram synchronního stroje spouštěného ze sítě pro ustálený stav se zahrnutým úbytkem na odporu vinutí statoru a rozptylovým magnetickým tokem. Diagram je kreslen pro motorický režim.



Obr. 2.10: Fázorový diagram synchronního stroje spouštěného ze sítě pro ustálený stav se zanedbaným odporem vinutí statoru a rozptylového toku. Diagram je kreslen pro motorický režim.

je také mezi fázorem napětí statoru a indukovaným napětím naprázdno, nebo-li zátěžný úhel je součtem proudového úhlu γ (úhel mezi fázorem proudu statoru a indukovaného napětí naprázdno) a fázového posunu φ

$$\delta = \gamma + \varphi. \quad (2.4.15)$$

Z fázorového diagramu na Obr. 2.9 lze pro složky proudu napsat rovnice

$$I_d = -I_s \sin(\delta \pm \varphi) = -I_s \sin \gamma, \quad (2.4.16)$$

$$I_q = I_s \cos(\delta \pm \varphi) = I_s \cos \gamma. \quad (2.4.17)$$

Na závěr zbývá uvést rovnici momentu pro ustálený stav stroje, kdy pohybová rovnice (2.2.9) přechází do tvaru

$$M_e = m_s p (\Psi_d I_q - \Psi_q I_d). \quad (2.4.18)$$

V této rovnici vyjadřuje m_s počet fází, který nahradil číslo 3 z levé strany rovnice (2.2.9). Tato úprava je provedena za účelem zobecnění vztahu pro n -fázový stroj. Rovnice momentu pro ustálený stav je dále upravena a vynesena jako grafická závislost na úhlu proudu γ a zátěžném úhlu δ v rámci následující kapitoly.

2.4.1 Závislost momentu na úhlech γ a δ pro nulový odpor vinutí statoru

V této kapitole je odvozen vztah pro moment v ustáleném stavu synchronního stroje spouštěného ze sítě s permanentními magnety. Při odvozování závislosti momentu na zátěžném úhlu synchronního stroje je odpor vinutí statoru v této kapitole zanedbán. Tento předpoklad vede k jednoduššímu výslednému vztahu, který je platný zejména pro stroje větších výkonů u kterých je relativní hodnota odporu vinutí statoru malá. Jedná se o zjednodušující předpoklad, který je zcela běžně zaváděn v základní teorii synchronních strojů, např. v [11].

Při odvození lze vyjít z rovnice pro elektrický výkon stroje P_e . Pokud je \mathbf{U}_s konstantní, tak aktivní výkon, který je v synchronním stroji přeměňován pak lze vyjádřit rovnicí

$$P_e = m_s \mathbf{U}_s \mathbf{I}_s \cos \varphi = m_s \Re \{ \mathbf{U}_s \mathbf{I}_s^* \} = m_s (U_d I_d + U_q I_q). \quad (2.4.19)$$

Dosazením za \mathbf{U}_s složek napětí U_d a U_q může být převedena tato rovnice na funkci zátěžného úhlu. Při nulovém odporu přechází výrazy složek U_d a U_q z rovnic (2.4.6) a (2.4.7) do tvaru

$$U_d = -\omega \Psi_q = -X_q I_q, \quad (2.4.20)$$

$$U_q = \omega \Psi_d = X_d I_d + \mathbf{U}_0. \quad (2.4.21)$$

Po dosazení rovnice (2.4.12) při uvažování rovnic (2.4.20) a (2.4.21) za (2.4.19)

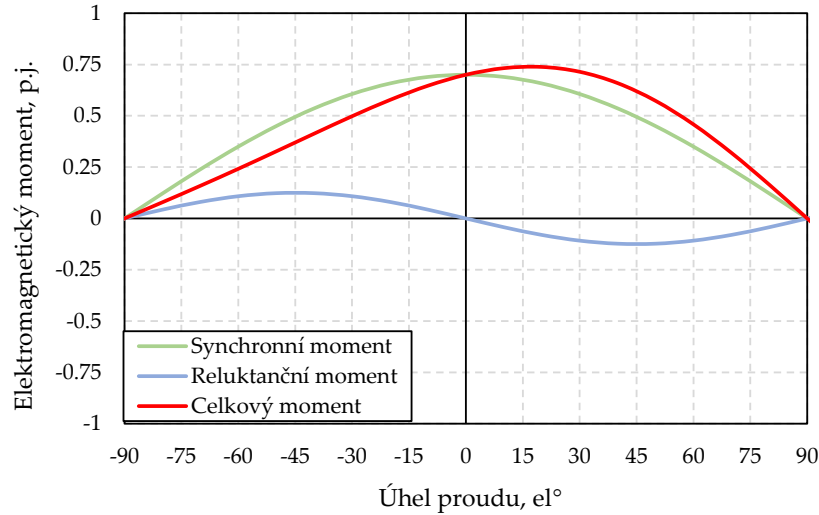
$$P_e = m_s (-X_q I_q I_d + X_d I_d I_q + \mathbf{U}_0 I_q). \quad (2.4.22)$$

Dělením aktivního výkonu P_e úhlovou rychlostí Ω_{syn} lze vypočítat moment stroje

$$M_e = \frac{P_e}{\Omega_{\text{syn}}} = \frac{m_s (-X_q I_q I_d + X_d I_d I_q + \mathbf{U}_0 I_q)}{\Omega_{\text{syn}}} = \frac{m_s}{\Omega_{\text{syn}}} [\mathbf{U}_0 I_q + I_q I_d (X_d - X_q)]. \quad (2.4.23)$$

Dosazením rovnice (2.4.16) za proud I_d a rovnice (2.4.17) za proud I_q je možné získat závislost momentu na úhlu proudu γ

$$M_e = \frac{m_s}{\Omega_{\text{syn}}} \left[\mathbf{U}_0 I_s \cos \gamma - \frac{1}{2} I_s^2 (X_d - X_q) \sin 2\gamma \right]. \quad (2.4.24)$$



Obr. 2.11: Závislost momentu M_e na úhlu proudu γ vypočítaná pro $I_s = 1$ p.j., $U_s = 1$ p.j., $U_0 = 0,7$ p.j., $X_d = 0,25$ p.j., $X_q = 0,5$ p.j. a $\Omega_{\text{syn}} = 1$ p.j.

Pro nalezení úhlu proudu γ , který dává maximální moment, můžeme pro velikost proudu derivovat rovnici (2.4.24) dle γ [25]

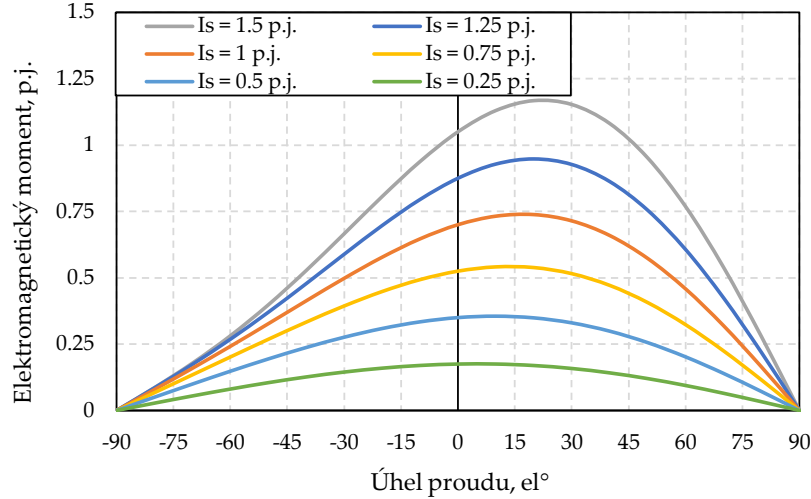
$$\gamma_{\max} = \sin^{-1} \frac{1}{4} \left[\frac{U_0}{(X_d - X_q) I_s} + \sqrt{\left(\frac{U_0}{(X_d - X_q) I_s} \right)^2 + 8} \right]. \quad (2.4.25)$$

Z této rovnice plyne, že úhel γ , při kterém je moment maximální, není konstantní ale je závislý na velikosti odebíraného proudu I_s strojem. Dále vlivem saturace během provozu stroje dochází ke změně reaktance v podélné X_d a příčné X_q ose ale také i ke změně indukovaného napětí naprázdno U_0 , které je rovněž závislé na oteplení magnetů. Z rovnice (2.4.25) dále vyplývá, že konstanta momentu stroje k_T není konstantní, neboť velikost momentu není přímo úměrná proudu.

Závislost momentu na úhlu proudu je ukázaná na Obr. 2.11. Pro vykreslený případ je maximální moment při $\gamma = 15^\circ$. V případě, kdy stroj nemá rozdílnou reaktanci v podélné a příčné ose $X_d = X_q$, tak dle rovnice (2.4.25) je maximální moment stroje generován při $\gamma = 0^\circ$. Tento případ odpovídá např. synchronním strojům s permanentními magnety uloženými na povrchu rotoru. Z vynesného grafu na Obr. 2.11 je dále patrné, že reluktanční moment je nulový pro nulový úhel proudu.

Pro různé velikosti proudu jsou vyneseny křivky momentu na Obr. 2.12. Z vynesné závislosti plyne, že v daném stroji je maximální moment pro úhel proudu mezi $\gamma = 15^\circ$ a $\gamma = 30^\circ$. Úhel proudu při kterém dochází k maximálnímu momentu by byl jiný, pokud by byl zvolen pro výpočet jiný poměr X_q/X_d . Vynesené křivky na Obr. 2.12 rovněž zanedbávají vliv saturace na změnu X_q , X_d a U_0 . Pokud by vliv saturace byl uvažován, tak by křivky pro vyšší proudy dosahovaly nižší hodnoty maximálního momentu při nižším úhlu γ .

Pro výpočet momentu prostřednictvím rovnice (2.4.24) je nutné znát proud I_s odebíraný strojem. Tato rovnice je tak zejména praktická pro modelování synchronního stroje napájeného z frekvenčního měniče. V případě synchronních strojů spouštěných ze sítě je praktičtější pracovat s rovnicí momentu do které je dosazována velikost napájecího napětí U_s a nikoliv napájecí proud I_s .



Obr. 2.12: Závislost momentu M_e na úhlu proudu γ vypočítaná pro různé velikosti proudu I_s a $\mathbf{U}_s = 1$ p.j., $\mathbf{U}_0 = 0,7$ p.j., $X_d = 0,25$ p.j., $X_q = 0,5$ p.j. a $\Omega_{\text{syn}} = 1$ p.j.

Pro odvození rovnice elektromagnetického momentu uvažující napájecí napětí \mathbf{U}_s lze vyjít z vyjádření proudu z napěťových rovnic (2.4.20) a (2.4.21) pro d a q složku napětí

$$U_d = -\omega\Psi_q = -X_q I_q \Rightarrow I_q = -\frac{U_d}{X_q}, \quad (2.4.26)$$

$$U_q = \omega\Psi_d = X_d I_d + \mathbf{U}_0 \Rightarrow I_d = \frac{U_q - \mathbf{U}_0}{X_d}. \quad (2.4.27)$$

Tyto rovnice se stejně jako při odvození závislosti elektromagnetického momentu na úhlu proudu γ dosadí do rovnice (2.4.23)

$$M_e = \frac{m_s}{\Omega_{\text{syn}}} \left[-\frac{\mathbf{U}_0 U_d}{X_q} - \frac{U_d}{X_q} \frac{U_q - \mathbf{U}_0}{X_d} (X_d - X_q) \right]. \quad (2.4.28)$$

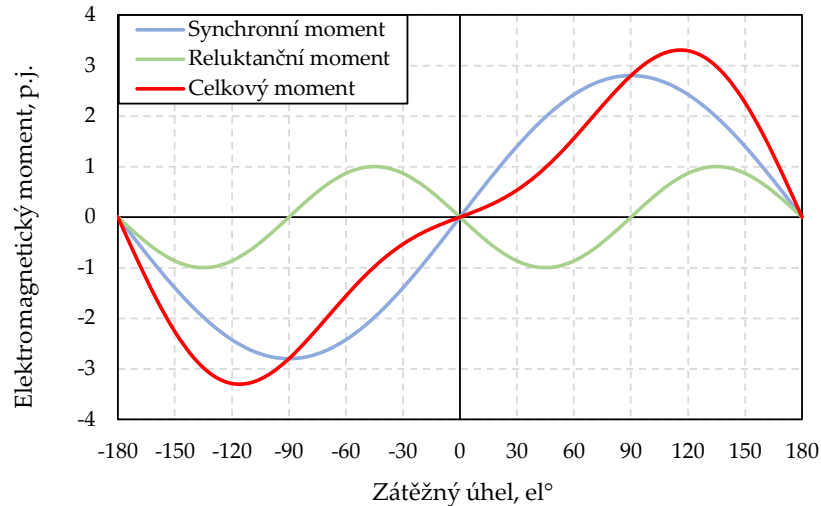
Odvození pokračuje dosazením rovnic (2.4.13) a (2.4.14) za napětí U_d a U_q v rovnici (2.4.28)

$$M_e = \frac{m_s}{\Omega_{\text{syn}}} \left[-\frac{\mathbf{U}_0 \mathbf{U}_s \sin \delta}{X_q} - \frac{\mathbf{U}_s \sin \delta}{X_q} \frac{\mathbf{U}_s \cos \delta - \mathbf{U}_0}{X_d} (X_d - X_q) \right]. \quad (2.4.29)$$

Po dalších úpravách lze získat výslednou rovnici pro moment synchronního stroje v závislosti na napájecím napětí \mathbf{U}_s a zátěžném úhlu δ

$$M_e = \frac{m_s}{\Omega_{\text{syn}}} \left[\frac{\mathbf{U}_0 \mathbf{U}_s \sin \delta}{X_d} + \frac{\mathbf{U}_s^2}{2} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\delta \right]. \quad (2.4.30)$$

Příklad průběhu elektromagnetického momentu pro napájecí napětí $\mathbf{U}_s = 1$ p.j. v závislosti na zátěžném úhlu δ je ukázán na Obr. 2.13. Vykreslený moment odpovídá případu, kde $X_q > X_d$. V případě, kdy podélná reaktance X_d by byla větší než příčná reaktance X_q , by reluktanční moment byl kladný mezi $\delta = 0^\circ$ a $\delta = 90^\circ$. Tento případ nastává u reluktančních strojů. Člen rovnice (2.4.30) vyjadřující velikost reluktančního momentu na zátěžném úhlu neodpovídá skutečnému reluktančnímu momentu. Reluktanční moment je ve skutečnosti dán členem $\sin 2\gamma$ v rovnici (2.4.24). Díky tomu je reluktanční moment nulový při jiném zátěžném úhlu než $\delta = 90^\circ$. Tento poznatek bude demonstrován výpočtem na elektromagnetickém modelu v kapitole 4.1.4.



Obr. 2.13: Závislost složek momentu synchronního stroje spouštěného ze sítě na zátěžném úhlu při $U_s = 1$ p.j., $U_0 = 0,7$ p.j., $X_d = 0,25$ p.j., $X_q = 0,5$ p.j. a $\Omega_{\text{syn}} = 1$ p.j.

Podle [25] je pro synchronní stroje spouštěné ze sítě typické pracovat se zátěžným úhlem v rozmezí 60° – 70° . Pracovní bod v tomto intervalu zátěžného úhlu δ by měl poskytovat dostatečnou přetížitelnost stroje. V oblasti malých zátěžných úhlů může být celkový moment velmi malý, dokonce i záporný, a to v závislosti na velikosti napájecího napětí a záporného reluktančního momentu, který je dán poměrem X_q/X_d . Oblast malých zátěžných úhlu δ je tak pro některé stroje za určitých podmínek nestabilní oblastí. O tomto více pojedná kapitola 3.2.1.

2.4.2 Závislost momentu na úhlu γ a δ pro nenulový odpor vinutí statoru

V předchozí kapitole byla odvozena závislost momentu synchronního stroje spouštěného ze sítě za předpokladu, že odpor vinutí statoru R_s je roven nule. Toto je běžný předpoklad v knihách zabývajících se teorií elektrických strojů [11,14,16]. Zjednodušením ve formě zanedbaní odporu vinutí statoru $R_s = 0$ se nedopouštíme velké chyby zejména u strojů velkých výkonů, kde relativní hodnota tohoto odporu je zanedbatelně malá. Jako příklad lze uvést generátory s výkonem v řádech MW, určené např. pro výrobu elektrické energie v elektrárnách.

Naopak synchronní stroje spouštěné ze sítě se obvykle realizují v jednotkách kW. Tento rozsah plyne z toho, že právě pro nízké výkony jsou schopny dosahovat účinností, které jsou běžnými asynchronními stroji nerealizovatelné [12]. Neboli právě v malých výkonech jsou nejvíce konkurenceschopné s ostatními typy elektrických strojů. Na rozdíl od velkých strojů nelze v kW výkonové hladině zanedbat odpor vinutí statoru. V této kapitole je tak odvozen vztah pro moment synchronního stroje spouštěného ze sítě bez zanedbání odporu statorového vinutí.

Stejně jako při odvozování momentu pro $R_s = 0$ vycházíme z rovnice (2.4.19) pro aktivní výkon. Do této rovnice je nutné dosadit vztahy pro napětí v podélné a příčné ose stroje

$$U_d = R_s I_d - \omega \Psi_q = R_s I_d - X_q I_q, \quad (2.4.31)$$

$$U_q = R_s I_q + \omega \Psi_d = R_s I_q + X_d I_d + U_0. \quad (2.4.32)$$

Po dosazení (2.4.31) a (2.4.32) za U_d a U_q v rovnici (2.4.19)

$$P_e = m_s \left[R_s \left(I_d^2 + I_q^2 \right) - X_q I_q I_d + X_d I_d I_q + \mathbf{U}_0 I_q \right]. \quad (2.4.33)$$

Dělením rovnice (2.4.33) úhlovou rychlostí Ω_{syn} lze vypočítat elektromagnetický moment synchronního stroje

$$M_e = \frac{P_e}{\Omega_{\text{syn}}} = \frac{m_s}{\Omega_{\text{syn}}} \left[R_s \left(I_d^2 + I_q^2 \right) + \mathbf{U}_0 I_q + I_q I_d (X_d - X_q) \right]. \quad (2.4.34)$$

Dosazením rovnice (2.4.16) za proud I_d a rovnice (2.4.17) za proud I_q je možné získat závislost momentu při nenulovém odporu vinutí statoru na úhlu proudu γ

$$M_e = \frac{m_s}{\Omega_{\text{syn}}} \left[R_s I_s^2 + \mathbf{U}_0 I_s \cos \gamma - \frac{1}{2} I_s^2 (X_d - X_q) \sin 2\gamma \right]. \quad (2.4.35)$$

Na rozdíl od rovnice (2.4.24) přibývá v této rovnici člen součinu odporu vinutí statoru a druhé mocniny proudu statoru $R_s I_s^2$. Tento člen vyjadřuje velikost Jouleových ztrát ve vinutí statoru.

Pro synchronní stroj spouštěný ze sítě je opět praktičtější odvodit rovnici uvažující svorkové napětí. Pro získání závislosti elektromagnetického momentu na zátěžném úhlu δ se vyjde vyjádřením proudu I_d a I_q z napěťových rovnic (2.4.31) a (2.4.32) pro d a q složku napětí

$$U_d = R_s I_d - X_q I_q \Rightarrow I_d = \frac{U_d + X_q I_q}{R_s}, \quad (2.4.36)$$

$$U_q = R_q I_q + X_d I_d + \mathbf{U}_0 \Rightarrow I_q = \frac{U_q - X_d I_d - \mathbf{U}_0}{R_s}. \quad (2.4.37)$$

Dosazením rovnice (2.4.36) za I_d v rovnici (2.4.37) a naopak dosazením (2.4.37) za I_q do rovnice (2.4.36) jsou výsledné složky proudů

$$I_d = \frac{R_s U_d + X_q U_q - X_q \mathbf{U}_0}{R_s^2 + X_d X_q} = \frac{-R_s \mathbf{U}_s \sin \delta + X_q \mathbf{U}_s \cos \delta - X_q \mathbf{U}_0}{R_s^2 + X_d X_q}, \quad (2.4.38)$$

$$I_q = \frac{R_s U_q + X_d U_d - R_s \mathbf{U}_0}{R_s^2 + X_d X_q} = \frac{R_s \mathbf{U}_s \cos \delta - X_d \mathbf{U}_s \sin \delta - R_s \mathbf{U}_0}{R_s^2 + X_d X_q}. \quad (2.4.39)$$

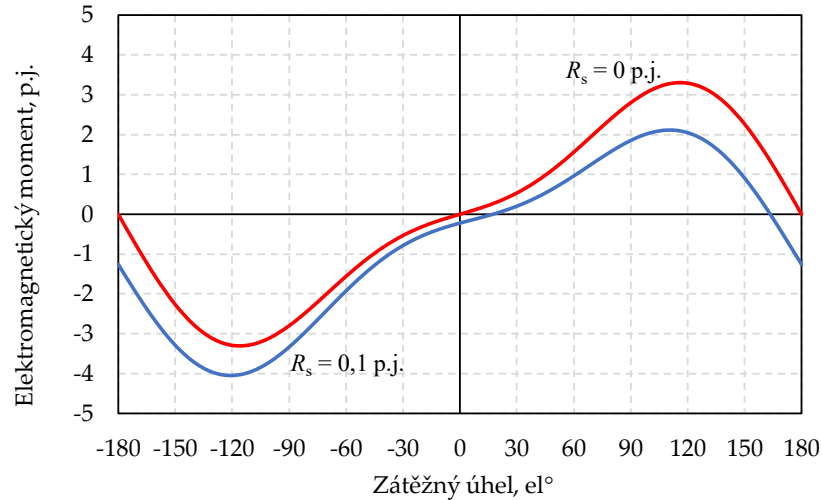
Vypočtené vztahy pro proud I_d a I_q se dosadí do rovnice momentu (2.4.34)

$$M_e = \frac{m_s}{\Omega_{\text{syn}}} \left[R_s \left[\left(\frac{-R_s \mathbf{U}_s \sin \delta + X_q \mathbf{U}_s \cos \delta - X_q \mathbf{U}_0}{R_s^2 + X_d X_q} \right)^2 + \left(\frac{R_s \mathbf{U}_s \cos \delta + X_d \mathbf{U}_s \sin \delta - R_s \mathbf{U}_0}{R_s^2 + X_d X_q} \right)^2 \right] + \mathbf{U}_0 \frac{R_s \mathbf{U}_s \cos \delta + X_d \mathbf{U}_s \sin \delta - R_s \mathbf{U}_0}{R_s^2 + X_d X_q} + \frac{R_s \mathbf{U}_s \cos \delta + X_d \mathbf{U}_s \sin \delta - R_s \mathbf{U}_0}{R_s^2 + X_d X_q} \frac{-R_s \mathbf{U}_s \sin \delta + X_q \mathbf{U}_s \cos \delta - X_q \mathbf{U}_0}{R_s^2 + X_d X_q} (X_d - X_q) \right]. \quad (2.4.40)$$

Úpravou této rovnice je možné získat výslednou rovnici vyjadřující závislost elektromagnetického momentu M_e na zátěžném úhlu δ a napájecím napětí \mathbf{U}_s

$$M_e = \frac{m_s}{\Omega_{\text{syn}}} \left[-\frac{\mathbf{U}_s^2 R_s}{R_s^2 + X_d X_q} + \frac{\mathbf{U}_s \mathbf{U}_0 (R_s \cos \delta + X_q \sin \delta)}{R_s^2 + X_d X_q} + \frac{\mathbf{U}_s^2 (X_d - X_q)}{2 (R_s^2 + X_d X_q)} \sin 2\delta \right]. \quad (2.4.41)$$

Odvozená rovnice momentu (2.4.41) má tři členy, přičemž první člen reprezentuje Jouleovy ztráty ve vinutí statoru P_{Cus} , druhý člen je momentem synchronním a poslední člen se váže k



Obr. 2.14: Závislost složek momentu synchronního stroje spouštěného ze sítě na zátěžném úhlu pro různou velikost R_s při $U_s = 1$ p.j., $U_0 = 0,7$ p.j., $X_d = 0,25$ p.j., $X_q = 0,5$ p.j. a $\Omega_{syn} = 1$ p.j.

reluktančnímu momentu. V případě, kdy odpor vinutí statoru R_s bude nulový, tak tato rovnice bude shodná s rovnicí (2.4.30).

Rovnice (2.4.41) je vynesena do grafu na Obr. 2.14 pro nulový a malý odpor vinutí statoru R_s . Z vynesené závislosti je patrné, že i při malém $R_s = 0.1$ p.j. dochází k poměrně výraznému poklesu elektromagnetického momentu v motorické oblasti. To je dáno tím, že část příkonu je spotřebována na krytí Jouleových ztrát ve vinutí statoru. Je zřejmé, že u strojů malých výkonů, kde odpor může nabývat významné hodnoty, nelze jeho velikost zanedbat v rámci analyticky počítané momentové charakteristiky. Tento poznatek neplatí pouze pro synchronní stroje spouštěné ze sítě ale rovněž také pro všechny typy synchronních strojů.

2.5 Moment při asynchronním rozběhu

Předchozí kapitoly byly věnovány matematickému popisu synchronního stroje spouštěného ze sítě, ustálenému stavu a odvození momentu a náhradního schématu. Tato kapitola je zaměřena na popis působících momentů během rozběhu stroje, jejichž znalost je nutná pro správný návrh.

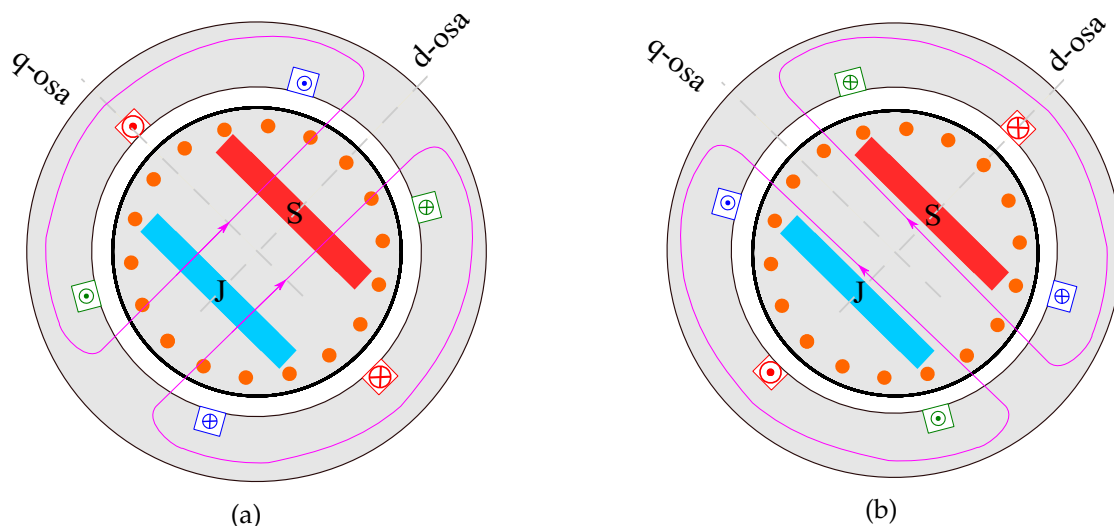
Pro vyjádření elektromagnetického momentu generovaného strojem během rozběhu lze vyjít z levé strany rovnice (2.2.9), do které je za magnetické spřažené toky dosazeno z rovnic (2.3.5) a (2.3.6)

$$M_e = \frac{3}{2}p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \frac{3}{2}p (L_{md} (i_d + i_D + i_{PM}) i_q - L_{mq} (i_q + i_Q) i_d). \quad (2.5.1)$$

Pro zjednodušení jsou členy s rozptylovou indukčností z rovnic (2.3.5) a (2.3.6) zanedbány. Jednoduchou úpravou lze rovnici přepsat do více názorného tvaru

$$M_e = \frac{3}{2}p [\psi_{PM} i_q + (L_{md} - L_{mq}) i_d i_q + L_{md} i_q i_D - L_{mq} i_d i_Q] = M_{pm} + M_{rel} + M_{klec}. \quad (2.5.2)$$

Tato rovnice obsahuje následující členy:



Obr. 2.15: Magnetický tok synchronního stroje spouštěného ze sítě s permanentním magnetem (a) v podélné d - ose a (b) v příčné q- ose.

- moment vytvářený působením magnetického spřaženého toku magnetu a proudu v příčné ose stroje $\psi_{PM}i_{q'}$,
- složku relukantčního momentu vznikající z magnetické anizotropie stroje $(L_{md} - L_{mq}) i_d i_{q'}$, a
- složku momentu vznikající průchodem proudů v kleci nakrátko při přechodných dějích $L_{md}i_{qD} - L_{mq}i_d i_Q$.

U synchronních strojů spouštěných ze sítě se na rozdíl od strojů asynchronních nerovná indukčnost podélné a příčné osy $L_d \neq L_q$. V podélné d - ose tok prochází vzduchovou mezerou do rotoru, kde překonává dvakrát výšku permanentního magnetu, viz Obr. 2.15(a). Relativní permeabilita μ_r permanentního magnetu je téměř shodná s permeabilitou vakua μ_0 . Permanentní magnet tak představuje poměrně velký odpor v cestě magnetického toku a díky tomu je indukčnost synchronního stroje spouštěného ze sítě v podélné ose relativně malá. Naproti tomu magnetický spřažený tok v q - ose neprochází v rotoru permanentním magnetem a má tak v této ose více vodivou cestu. Cesta tohoto toku je ukázána na Obr. 2.15(b). Synchronní stroje spouštěné ze sítě s permanentním magnetem tak mají větší indukčnost v příčné ose ve srovnání s osou podélnou.

Výpočet momentu během rozběhu stroje dle rovnice (2.5.2) komplikuje nelinearita magnetického materiálu. Při startu stroje je odebíraný proud mnohem vyšší než jmenovitý a dochází k přesycování částí magnetického obvodu. Indukčnosti v podélné a příčné ose se tak během rozběhu mění. Pro přesný výpočet momentu během rozběhu je tak nutné provést analýzu numerickými metodami, jako je např. metoda konečných prvků. Dle publikace [40] působí během rozběhu stroje zejména následující tři složky momentu:

- 1) asynchronní moment,
- 2) asynchronní relukantční moment a
- 3) moment permanentního magnetu.

Všechny tři složky momentu jsou obsaženy v rovnici (2.5.2) a jejich popisu jsou věnovány následující kapitoly.

2.5.1 Asynchronní moment

Odvození a vysvětlení asynchronního momentu vychází z publikace [45] a [38]. Magnetické pole statoru rotuje rychlostí danou podílem frekvence napájecího napětí a počtu pólových dvojic f_s/p , zatímco rotor se otáčí rychlostí Ω . Díky tomu jsou v rotorovém referenčním rámci proudy statoru vůči rotoru na frekvenci definované skluzem

$$f_r = sf_s. \quad (2.5.3)$$

V prvním kroku je tato frekvence zohledněna v rovnicích proudů statoru (2.4.16) a (2.4.17) definováním proudového úhlu závislého na skluzu

$$\gamma_i = s\omega_s t. \quad (2.5.4)$$

Rovnice (2.4.16), (2.4.17) tedy přechází do tvaru

$$i_d = -i_s \sin(\gamma_i), \quad (2.5.5)$$

$$i_q = i_s \cos(\gamma_i). \quad (2.5.6)$$

Stejným způsobem jsou definovány i proudy v rotoru, které navíc mají proměnnou $\Delta\gamma_i$ vyjadřující jejich fázový posun

$$i_D = -i_r \sin(\gamma_i - \Delta\gamma_i), \quad (2.5.7)$$

$$i_Q = i_r \cos(\gamma_i - \Delta\gamma_i). \quad (2.5.8)$$

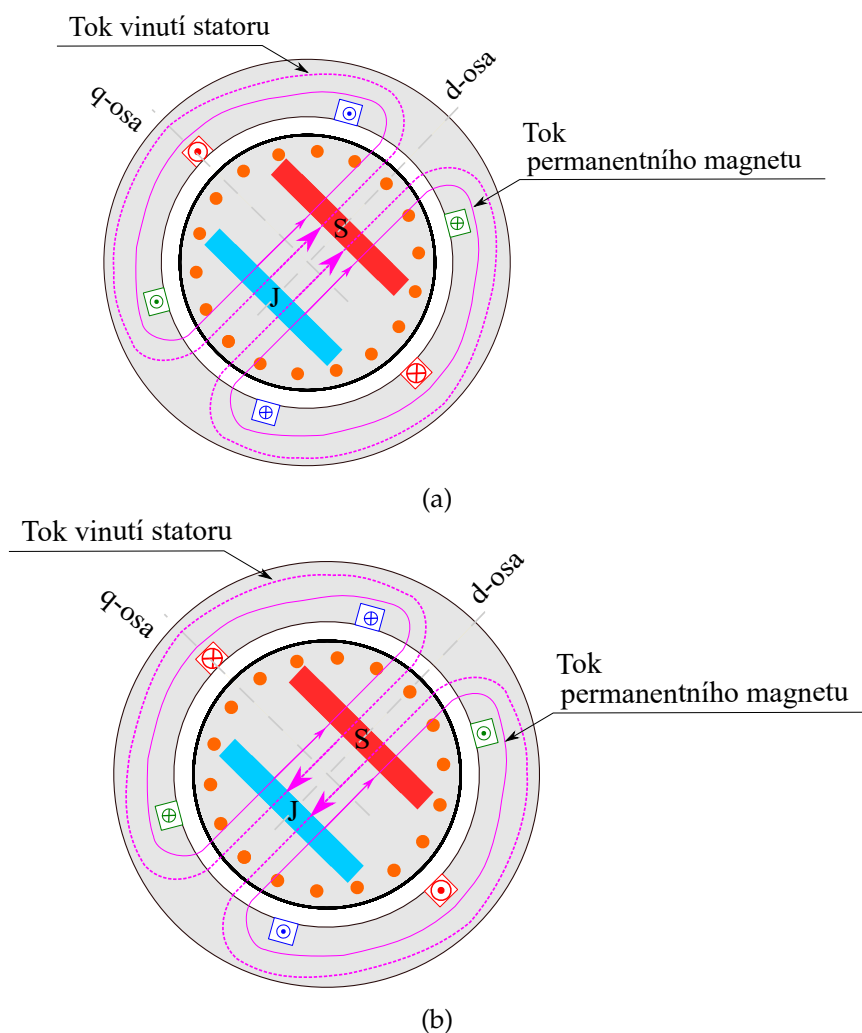
Rovnice proudů (2.5.5), (2.5.6), (2.5.7) a (2.5.8) jsou následně dosazeny za složku M_{rel} a M_{klec} v rovnici (2.5.2)

$$M_{as} = \frac{3}{2}p \left[\frac{L_{md} + L_{mq}}{2} i_s i_r \sin \Delta\gamma_i + \frac{L_{mq} - L_{md}}{2} [i_s^2 \sin(2\gamma_i) + i_s i_r \sin(2\gamma_i - \Delta\gamma_i)] \right]. \quad (2.5.9)$$

Výsledná rovnice se tedy skládá ze dvou složek. První složka je násobena průměrnou hodnotou magnetizační indukčnosti v d a q ose a druhá složka jejich rozdílem.

Přestože z rovnice (2.5.8) se může jevit, že první složka násobená průměrem indukčností je konstantní, tak ve skutečnosti tato složka pulzuje s frekvencí sf_s . Pulzace je způsobena proměnnou saturací během rozběhu stroje, která v konečném důsledku vede k variaci indukčností L_d a L_q a tedy i k jejich průměrné hodnotě. Změna indukčností během rozběhu je vysvětlena na Obr. 2.16.

Během rozběhu je neustále měněn úhel proudu γ_i a tím i směr magnetického spřaženého toku statoru vůči rotoru. V prvním případě na Obr. 2.16(a) budí proudy ve statorovém vinutí stroje magnetický tok v podélné ose. Tento tok má stejný směr jako magnetický tok buzený permanentním magnetem. Díky tomu dochází ke zvýšení celkového nasycení magnetického obvodu stroje a tím i k poklesu indukčnosti, hodnota prvního členu rovnice (2.5.9) tedy klesne. O několik okamžiků později nastává situace kdy magnetický tok statoru působí proti toku buzeného permanentním magnetem, Obr. 2.16(b). Celkové sycení magnetického obvodu tak klesne a naopak magnetizační indukčnosti se zvýší. V tomto okamžiku se první člen rovnice (2.5.9) zvýší. Frekvence změny indukčností se rovná sf_s .

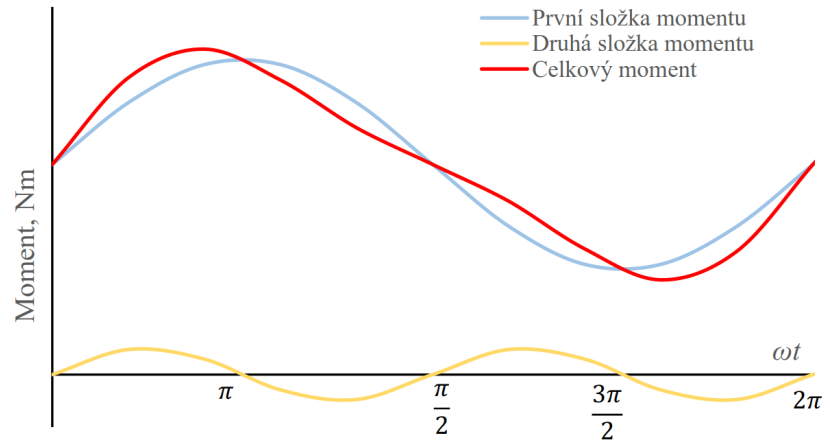


Obr. 2.16: Orientace toku statoru vůči toku permanentního magnetu při rozběhu. (a) Tok vinutí statoru je v souhlasném smyslu jako tok permanentního magnetu a dochází tak ke zvýšení sycení magnetického obvodu stroje. (b) Tok statoru je v opačném smyslu než tok permanentního magnetu a dochází tak ke snížení nasycení magnetického obvodu stroje.

K této změně indukčností během rozběhu dochází pouze u strojů, které mají permanentní magnet. Tento jev se tedy netýká strojů asynchronních a reluktančních. Z prvního členu rovnice (2.5.9) dále plyne, že asynchronní moment stroje může být zvýšen prostřednictvím zvýšení indukčností L_d a L_q .

Druhá složka rovnice (2.5.8) kmitá s frekvencí $2sf_s$ a je způsobena rozdílnou velikostí indukčností L_d a L_q . Tato složka se tedy nevyskytuje v klasických asynchronních strojích, kde $L_d = L_q$, naopak je typická pro stroje reluktanční. Tato složka nezvyšuje střední hodnotu momentu a ani nezlepšuje schopnost stroje přímého spouštění ze sítě. Amplituda kmitání tohoto momentu je dle publikace [45] obvykle nižší než amplituda oscilací první složky momentové rovnice (2.5.8). Proto také asynchronní moment vytvářený klecí nakrátko osciluje zejména na frekvenci sf_s .

Jednotlivé složky momentu jsou pro lepší názornost vykresleny v Obr. 2.17. Maximum první složky momentu při $\omega t = \pi$ odpovídá stavu na Obr. 2.16(a). Naopak minimum momentu při $\omega t = \frac{3\pi}{2}$ odpovídá Obr. 2.16(b).



Obr. 2.17: Vykreslené složky asynchronního momentu z rovnice (2.5.9). Převzato a upraveno z [45].

2.5.2 Moment permanentního magnetu

Zatímco předchozí kapitola 2.5.1 se věnovala odvození asynchronního momentu působícího během rozběhu, tak tato kapitola je věnována podrobnějšímu popisu momentu vytvářeného působením spřaženého magnetického toku permanentního magnetu ψ_{PM} dle rovnice (2.5.2). Tato kapitola opět čerpá z poznatků uvedených v [45] a [38].

Rotor synchronního stroje spouštěného ze sítě se během rozběhu otáčí rychlostí odpovídající $\omega = \omega_s (1 - s)$, kde ω_s jsou otáčky točivého magnetického pole statoru. Protože je ale synchronní stroj modelován v rotorovém referenčním rámci jsou otáčky točivého pole statoru rovny $\omega_s^r = s\omega_s$

Zátěžný úhel δ je definován jako úhel mezi indukovaným napětím naprázdno \mathbf{U}_0 a na svorkách statoru \mathbf{U}_s , viz Obr. 2.6. V rotorovém referenčním rámci rotuje vektor svorkového napětí \mathbf{U}_s díky čemuž pro zátěžný úhel δ platí vztah

$$\delta_u = s\omega_s t. \quad (2.5.10)$$

Pro zjednodušení výpočtu se předpokládá, že stroj je ustálen na otáčkách nižších než synchronních a díky tomu je možné pro odvození využít rovnice napětí bez derivace spřažených magnetických toků v ose d a q. Nový zátěžný úhel je tak dosazen do rovnic napětí pro ustálený stav stroje (2.4.13), (2.4.14)

$$U_d = -\mathbf{U}_s \sin \delta_u, \quad (2.5.11)$$

$$U_q = \mathbf{U}_s \cos \delta_u. \quad (2.5.12)$$

Napětí v podélné a příčné ose lze kombinací rovnic (2.4.6), (2.4.7) a (2.4.8), (2.4.9) vyjádřit jako

$$U_d = R_s I_d - \omega L_q I_q, \quad (2.5.13)$$

$$U_q = R_s I_q + \omega (L_d I_d + \Psi_{PM}). \quad (2.5.14)$$

Moment vytvářený působením magnetického spřaženého toku permanentního magnetu ψ_{PM} je dán dle (2.5.2) jako součin ψ_{PM} a proudu statoru v příčné ose i_q

$$M_{pm} = \frac{3}{2} p \psi_{PM} i_q, \quad (2.5.15)$$

a pro ustálený stav lze tuto rovnici obdobně jako vztah (2.4.18) přepsat do tvaru

$$M_{\text{pm}} = m_s p \Psi_{\text{PM}} I_q. \quad (2.5.16)$$

Dle této rovnice nás v následujícím odvozování zajímá velikost proudu I_q zatímco ostatní členy jsou neměnné. V prvním případě uvažujme případ nulového odporu vinutí statoru $R_s = 0$ a shodné indukčnosti podélné a příčné osy $L_d = L_q$, tedy stroj má jedinou synchronní indukčnost L_s . Vztahy (2.5.13) a (2.5.14) se tak zjednoduší

$$U_d = -\omega L_s I_q, \quad (2.5.17)$$

$$U_q = \omega (L_d I_d + \Psi_{\text{PM}}). \quad (2.5.18)$$

Z rovnice (2.5.17) lze odvodit hledaný proud v příčné ose

$$I_q = -\frac{U_d}{\omega L_s} = \frac{\mathbf{U}_s}{\omega L_s} \sin \delta_u. \quad (2.5.19)$$

Nyní již lze odvodit rovnice momentu permanentního magnetu za podmínky $R_s = 0$ a $L_d = L_q = L_s$,

$$M_{\text{pm}} = m_s p \Psi_{\text{PM}} \frac{\mathbf{U}_s}{\omega L_s} \sin \delta_u = \frac{m_s p \mathbf{U}_0 \mathbf{U}_s}{\omega X_s} \sin(s\omega_s t). \quad (2.5.20)$$

Tato rovnice ukazuje, že moment generovaný magnetem pulzuje s kmitočtem definovaným skluzem $s f_s$ a nemá žádnou konstantní složku. Dalším důležitým poznatkem je, že amplituda pulzací odpovídá maximálnímu synchronnímu momentu stroje dle rovnice (2.4.30) (první složka závorky).

Obdobným způsobem lze odvodit rovnici momentu pro předpoklad $R_s \neq 0$ a $L_d \neq L_q$. Příčná složka proudu se nyní rovná

$$I_q = \frac{R_s U_q + \omega L_d U_d + R_s \omega \Psi_{\text{PM}}}{R_s^2 + \omega L_d L_q} = \frac{R_s \mathbf{U}_s \sin \delta_u + X_d \mathbf{U}_s \cos \delta_u + R_s \mathbf{U}_0}{R_s^2 + X_d X_q}. \quad (2.5.21)$$

Rovnice momentu tedy

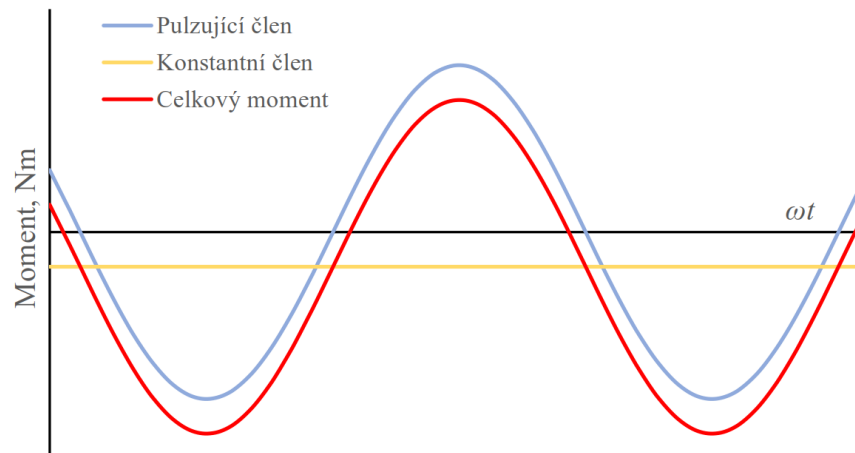
$$M_{\text{pm}} = m_s p \Psi_{\text{PM}} \left[\frac{R_s \mathbf{U}_s \sin \delta_u - X_d \mathbf{U}_s \cos \delta_u}{R_s^2 + X_d X_q} - \frac{R_s \mathbf{U}_0}{R_s^2 + X_d X_q} \right]. \quad (2.5.22)$$

Eventuálně lze tuto rovnici přepsat do tvaru, který neobsahuje spřažený magnetický tok permanentního magnetu. Vztah má pak následující podobu:

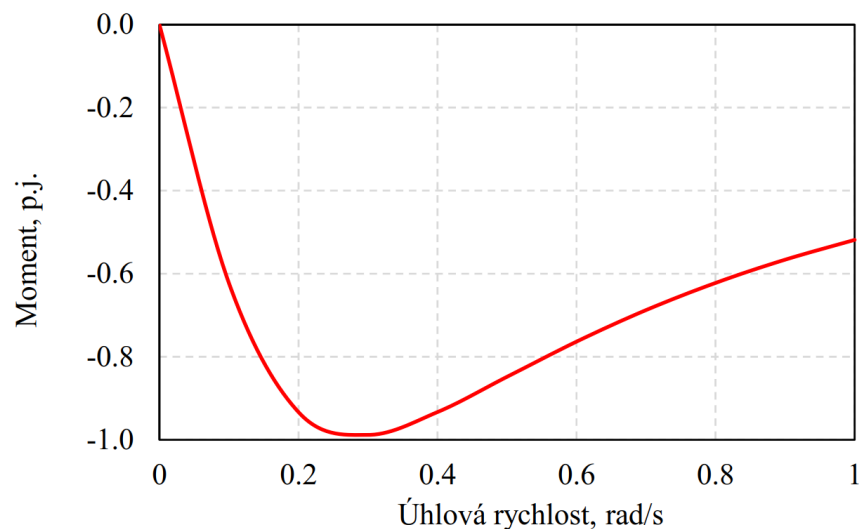
$$M_{\text{pm}} = \frac{m_s p}{\omega} \left[\mathbf{U}_0 \frac{R_s \mathbf{U}_s \sin \delta_u - X_d \mathbf{U}_s \cos \delta_u}{R_s^2 + X_d X_q} - \frac{R_s \mathbf{U}_0^2}{R_s^2 + X_d X_q} \right]. \quad (2.5.23)$$

První člen rovnice momentu (2.5.22) pulzuje stejně jako rovnice (2.5.20) s kmitočtem $s f_s$. Druhý člen rovnice (2.5.22) je zápornou konstantní složkou známou jako brzdny moment [40] a reprezentuje Jouleovy ztráty ve vinutí statoru. Složky momentu rovnice (2.5.22) jsou vykresleny na Obr. 2.18. Konstantní složka momentu je výrazně nižší než složka oscilující a je závislá na elektrické úhlové rychlosti ω .

Závislost záporné konstantní složky momentu z rovnice (2.5.22) na otáčkách je vynesena na Obr. 2.19 (závislost brzdny složky momentu vytvářené proudem i_q). Z této závislosti je patrné, že maximum brzdnyho momentu nastává při poměrně malém skluzu s , což komplikuje návrh synchronních strojů spouštěných ze sítě. Brzdny složka momentu bude tedy pro svůj význam podrobněji studována v následující kapitole.



Obr. 2.18: Vykreslené složky momentu permanentního magnetu upravením rovnice (2.5.22) pro výpočet s okamžitými hodnotami. Při výpočtu bylo uvažováno: $u_s = 1$ p.j., $u_0 = 0,7$ p.j., $X_d = 0,25$ p.j., $X_q = 0,5$ p.j., $R_s = 0,1$ p.j. a $s = 0,8$.



Obr. 2.19: Závislost konstantní složky momentu generované proudem i_q dle rovnice (2.5.22) na úhlové rychlosti ω pro $U_s = 1$ p.j., $U_0 = 0,7$ p.j., $X_d = 0,25$ p.j., $X_q = 0,5$ p.j. a $R_s = 0,1$ p.j.

2.5.3 Brzdný moment

V předchozí kapitole byly odvozeny rovnice pro jednotlivé složky momentu. V rovnici (2.5.22) byla ukázána konstantní složka, která působí jako brzdný moment, viz Obr 2.19. Takto odvozená brzdná složka je nižší než skutečná, neboť pro stroje kde $L_d \neq L_q$ se na brzděném momentu podílí nikoliv pouze proud i_q ale rovněž také proud i_d .

Celková složka brzděného momentu M_{br} , pro případ $L_d \neq L_q$ lze odvodit pokud vyjdeme nejenom ze složky permanentního magnetu ale i z reluktanční složky z rovnice (2.5.2). Pro zjednodušení výpočtu je zaveden stejný předpoklad jako v minulé kapitole a to ten, že budou dosazovány vztahy platné pro ustálený stav pro něhož přechází rovnice (2.5.2) do tvaru

$$M_e = m_s p [\Psi_{PM} I_q + (L_d - L_q) I_d I_q + L_d I_q I_D - L_q I_d I_Q]. \quad (2.5.24)$$

Za proudy I_d a I_q je tedy dosazeno z rovnice (2.4.38) a (2.4.39), přičemž zátěžný úhel δ byl nahrazen úhlem δ_u z rovnice (2.5.10)

$$M_e = m_s p \left[\Psi_{PM} \frac{R_s \mathbf{U}_s \sin \delta_u + X_d \mathbf{U}_s \cos \delta_u + R_s \mathbf{U}_0}{R_s^2 + X_d X_q} + (L_{md} - L_{mq}) \frac{R_s \mathbf{U}_s \sin \delta_u + X_d \mathbf{U}_s \cos \delta_u + R_s \mathbf{U}_0 - R_s \mathbf{U}_s \sin \delta_u + X_q \mathbf{U}_s \cos \delta_u - X_q \mathbf{U}_0}{R_s^2 + X_d X_q} \right]. \quad (2.5.25)$$

Upravením tohoto vztahu lze vyseparovat celkovou složku brzdného momentu synchronního stroje spouštěného ze sítě s permanentními magnety

$$M_{br} = -m_s p \Psi_{PM}^2 \frac{R_s \omega (R_s^2 + X_q^2)}{(R_s^2 + X_d X_q)^2}. \quad (2.5.26)$$

V případě, kdy budeme předpokládat stejnou indukčnost v d a q ose, neboli $X_d = X_q = X_s$, přechází brzdný moment do tvaru

$$M_{br} = -m_s p \Psi_{PM}^2 \frac{R_s \omega}{R_s^2 + X_s^2} = -\frac{m_s p}{\omega} \frac{R_s \mathbf{U}_0^2}{R_s^2 + X_s^2}, \quad (2.5.27)$$

nebo-li je tato složka stejná jako konstantní složka uvedená v rovnici (2.5.23). Prezentovaný postup odvození rovnice (2.5.26) je poměrně zdouhavý z hlediska úpravy výchozího tvaru (2.5.24). Jednodušší postup s ohledem na náročnost matematických úprav který zároveň nabízí větší vhléd do skutečné podstaty brzdného momentu byl ukázán v [40]. V této publikaci se vychází z předpokladu, že ve vinutí statoru je rotací rotoru s permanentním magnetem indukováno dodatečné napětí

$$\mathbf{U}_{iad} = \omega \Psi_{PM}. \quad (2.5.28)$$

Kmitočet f_{iad} tohoto napětí je přímo úměrný rychlosti otáčení rotoru

$$f_{iad} = f_s s. \quad (2.5.29)$$

Dodatečné indukované napětí \mathbf{U}_{iad} má tedy jiný kmitočet než napětí napájecí \mathbf{U}_s . V důsledku toho vytváří toto napětí přídavný proud I_{ad} , který je omezen pouze impedancí statoru. Tento proud budí dodatečné magnetické pole ve vzduchové mezeře statoru, které společně s magnetickým spřaženým tokem magnetu ψ_{PM} generuje brzdný moment M_{br} . Toto napětí vytváří přídavný proud ve vinutí statoru, který je omezen pouze impedancí statoru. To je dáno tím, že indukované napětí má jinou frekvenci než napětí napájecí.

V prvním kroku je tedy odvozena velikost dodatečného proudu v podélné a příčné ose. Odvození vychází z napěťových rovnic (2.4.6) a (2.4.7) kde z důvodů uvedeném v předchozím odstavci zavádíme předpoklad $U_d = U_q = 0$,

$$0 = R_s I_{add} - \omega L_q I_{adq}, \quad (2.5.30)$$

$$0 = R_s I_{adq} + \omega L_d I_{add} + \omega \Psi_{PM}. \quad (2.5.31)$$

Z těchto rovnic lze odvodit rovnice složek I_{add} a I_{adq} dodatečného proudu

$$I_{add} = \frac{-X_q \mathbf{U}_{iad}}{R_s^2 + X_d X_q}, \quad (2.5.32)$$

$$I_{adq} = \frac{-R_s \mathbf{U}_{iad}}{R_s^2 + X_d X_q}. \quad (2.5.33)$$

Podílem Jouleových ztrát ve vinutí statoru $P_{\text{Cus}} = 3R_s I_s^2$ způsobené tímto proudem a úhlové rychlosti ω lze vypočítat velikost brzdného momentu působícího na rotor stroje

$$M_{\text{br}} = -\frac{m_s P_{\text{Cus}}}{\omega} = -\frac{m_s p R_s \mathbf{U}_{\text{iad}}^2 (R_s^2 + X_q^2)}{\omega (R_s^2 + X_q)^2}. \quad (2.5.34)$$

Pro případ, kdy by za indukované napětí byl dosažen součin elektrické úhlové rychlosti se spřaženým magnetickým tokem magnetu, by tato rovnice byla rovna rovnici (2.5.26). Zmíněné vztahy lze úpravou zapsat i do tvaru, který počítá se synchronní indukčností L_s

$$M_{\text{br}} = -m_s p \psi_{\text{PM}}^2 \frac{R_s \omega}{R_s^2 + \omega^2 L_s^2} = -\frac{m_s p R_s \mathbf{U}_0^2}{\omega (R_s^2 + \omega^2 L_s^2)}. \quad (2.5.35)$$

Zavedeme-li zjednodušující předpoklad $X_d = X_q = X_s$, lze derivací $\frac{dM_{\text{br}}}{d\omega} = 0$ uvedené rovnice vypočítat otáčky ω_{brmax} při kterých je buzen maximální brzdý moment

$$\frac{dM_{\text{br}}}{d\omega} = \frac{d}{d\omega} \left\{ -\frac{m_s p R_s \mathbf{U}_0^2}{\omega (R_s^2 + \omega^2 L_s^2)} \right\} = -\frac{m_s p R_s \mathbf{U}_0^2 (R_s^2 + 3\omega^2 L_s^2)}{\omega^2 (R_s^2 + \omega^2 L_s^2)^2}. \quad (2.5.36)$$

a položením derivace rovno nule lze odvodit úhlovou rychlost při které stroj generuje maximální brzdý moment

$$\omega_{\text{brmax}} = \frac{R_s}{L_s}. \quad (2.5.37)$$

Z uvedeného plyne, že otáčky pro maximální brzdý moment jsou ovlivněny pouze synchronní indukčností a odporem vinutí statoru. S rostoucím odporem statorového vinutí R_s a klesající synchronní indukčností L_s tyto otáčky rostou. Po dosažení získané úhlové rychlosti, při které dochází k amplitudě brzdného momentu, do rovnice (2.5.35) za ω a úpravě je maximální hodnota brzdného momentu

$$M_{\text{brmax}} = -\frac{m_s p \mathbf{U}_0^2}{\omega 2\omega L_s} = -\frac{m_s p \mathbf{U}_0^2}{\omega 2X_s}. \quad (2.5.38)$$

Je zřejmé, že velikost brzdného momentu je přímo úměrná čtverci indukovaného napětí na prázdnou a nepřímo úměrná synchronní reaktanci. Stroje s menší reaktancí budou mít tedy větší brzdý moment a naopak stroje s větší reaktancí budou mít tento moment nižší. Jak již bylo v této práci uvedeno, tak u synchronních strojů spouštěných ze sítě s permanentními magnety obvykle není splněna podmínka rovnosti indukčnosti podélné a příčné osy. Uvedený vztah (2.5.38) má tedy spíše informativní charakter. V případě odvození za reálnější podmínky $X_d \neq X_q \neq X_s$ jsou výsledné vztahy komplikovanější. Maximum momentu je opět odvozeno prostřednictvím derivace rovnice (2.5.26)

$$\begin{aligned} \frac{dM_{\text{brmax}}}{d\omega} &= \frac{d}{d\omega} \left\{ -\frac{m_s p R_s \mathbf{U}_0^2 (R_s^2 + \omega^2 L_q^2)}{\omega (R_s^2 + \omega^2 L_d L_q)^2} \right\} \\ &= \frac{m_s p R_s \mathbf{U}_0^2 (R_s^4 - \omega^2 L_q^2 R_s^2 + 5R_s^2 \omega^2 L_d L_q + 3\omega^4 L_d L_q^3)}{\omega (R_s^2 + \omega^2 L_d L_q)^3}. \end{aligned} \quad (2.5.39)$$

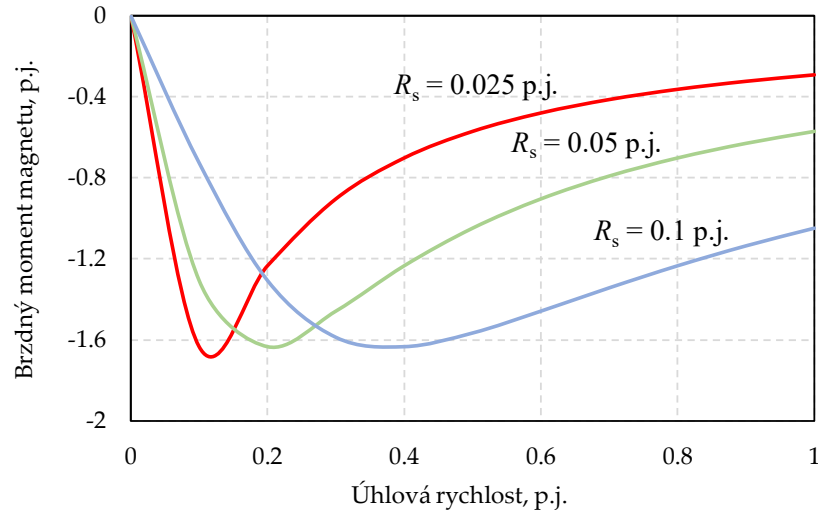
Položením derivace rovné nule lze vyčíslit otáčky pro maximální brzdý moment

$$\omega_{\text{brmax}} = \frac{\sqrt{-\frac{\xi}{L_d L_q^2}}}{\sqrt{6}}, \quad (2.5.40)$$

kde:

$$\xi = R_s^2 \left(\sqrt{25L_d^2 - 22L_d L_q + L_q^2} + 5L_d - L_q \right), \quad (2.5.41)$$

Stejně jako v případě zjednodušeného vztahu (2.5.37) i nyní jsou otáčky pro maximální brzdý moment závislé na indukčnosti stroje v obou osách a odporu vinutí statoru. Naopak nejsou



Obr. 2.20: Závislost brzdného momentu na úhlové rychlosti ω pro různé velikosti odporu vinutí statoru R_s a konstantní hodnotu $U_s = 1$ p.j., $U_0 = 0,7$ p.j., $X_d = 0,25$ p.j., $X_q = 0,5$ p.j.

ovlivněny velikostí magnetického spřaženého toku magnetu ψ_{PM} neboli indukovaným napětím naprázdno U_0 . Dosazením odvozeného vztahu (2.5.40) za ω v rovnici (2.5.26) dostáváme výsledný vztah pro velikost brzdného momentu

$$M_{brmax} = -\sqrt{6}m_s p U_0^2 \frac{R_s \left(R_s^2 - \frac{\xi}{6L_d} \right)}{\sqrt{-\frac{\xi}{L_d L_q^2} \left(R_s^2 - \frac{\xi}{6L_q} \right)^2}}. \quad (2.5.42)$$

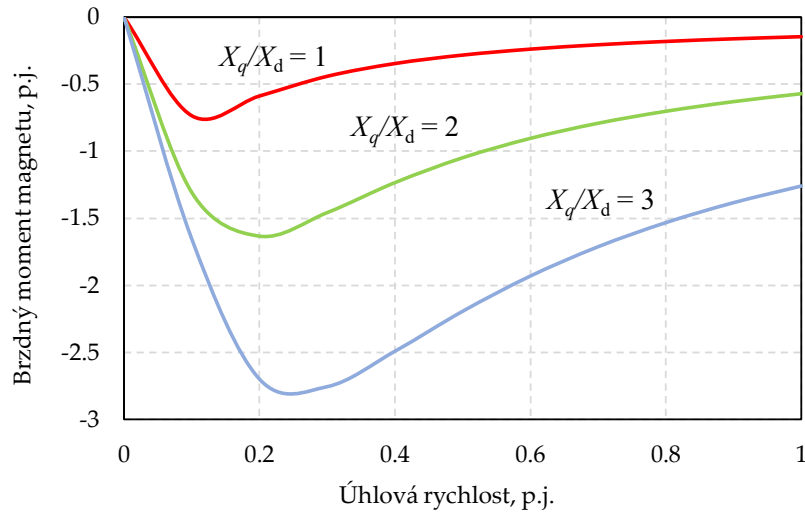
Z této rovnice je zřejmé, že velikost maxima brzdného momentu M_{brmax} je přímo úměrná čtverci indukovaného napětí naprázdno. Rovnice s uvažováním nerovnosti indukčností podélné a příčné osy je o poznání komplikovanější než zjednodušený vztah. Vliv jednotlivých proměnných je tedy studován výpočtem brzdného momentu dle (2.5.26) pro různé velikosti odporu vinutí, spřaženého magnetického toku magnetu a poměru reaktance příčné a podélné osy.

Závislost odvozeného brzdného momentu na úhlové rychlosti je pro různé odpory vinutí statoru R_s vynesena na Obr. 2.20. Z této závislosti je patrné, že změnou odporu se maximum brzdného momentu téměř nemění ale mění se otáčky, při kterých k maximálnímu brzdnému momentu dochází. Přičemž pro vyšší odpor R_s je úhlová rychlost ω maxima brzdného momentu vyšší.

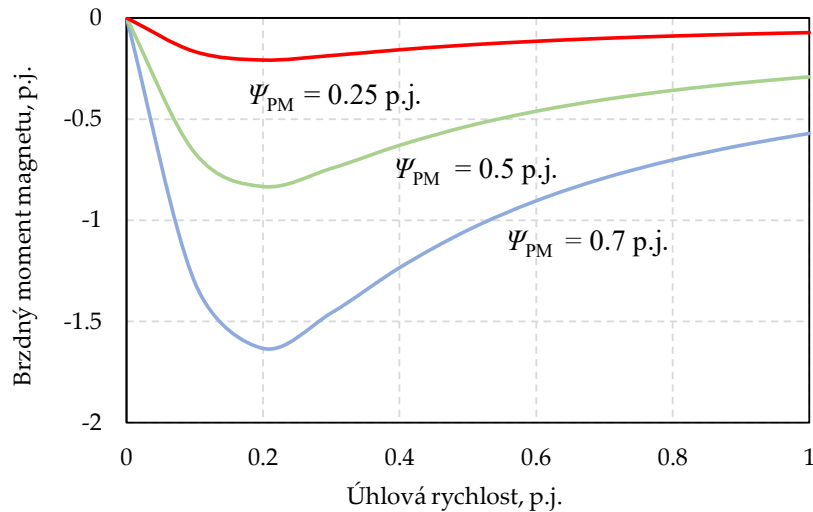
Stejná závislost, tentokrát však poměru příčné a podélné reaktance je vynesena na Obr. 2.21. Zvětšováním tohoto poměru se zvyšuje velikost brzdného momentu. Zároveň s rostoucím poměrem rostou otáčky, při kterých se vyskytuje maximum brzdného momentu, avšak pro změnu nárůst není natolik výrazný jako v případě odporu vinutí statoru R_s .

Jako poslední je vynesena průběh brzdného momentu v závislosti na otáčkách pro různé velikosti magnetického spřaženého toku permanentního magnetu na Obr. 2.22. Zvyšování Ψ_{PM} odpovídá zvyšování indukovaného napětí naprázdno U_0 . Vynesený průběh ukazuje, že s rostoucí hodnotou ψ_{PM} se nemění otáčky při kterých je generován maximální brzdny moment. Naopak ale zvyšování ψ_{PM} má za následek nárůst maxima brzdného momentu.

Z odvozené rovnice (2.5.42) a vynesení závislostí na Obr. 2.21 až 2.22 se jeví, že brzdny moment je nulový pro nulové otáčky a následně roste do okamžiku, kdy dosáhne svého maxima



Obr. 2.21: Závislost brzdňého momentu na úhlové rychlosti ω pro různé velikosti podílu X_q/X_d a konstantní hodnotu $U_s = 1$ p.j., $U_0 = 0,7$ p.j. a $R_s = 0,1$ p.j.



Obr. 2.22: Závislost brzdňého momentu na úhlové rychlosti ω pro různé velikosti indukovaného napětí naprázdno U_0 neboli magnetického spřaženého toku permanentního magnetu Ψ_{PM} a konstantní hodnotu $U_s = 1$ p.j., $X_d = 0,25$ p.j., $X_q = 0,5$ p.j. a $R_s = 0,1$ p.j.

M_{brmax} při otáčkách ω_{brmax} a posléze opět jeho velikost klesá. Toto je v souladu s konvenční teorií synchronních strojů spouštěných ze sítě uvedenou např. v [25] a [40].

Avšak publikace [46] a [45] uvádí, že skutečný brzdňý moment je ještě vyšší než ten odvozený v rovnici (2.5.42). To je dáno tím, že pulzující složka momentu permanentního magnetu obsažená v rovnici (2.5.22) je ovlivněna saturací stejně, jako tomu bylo u první složky rovnice (2.5.9). Nebo-li v případě kdy pulzující člen momentu M_{pm} dosahuje maxima, Obr. 2.18, tak permanentní magnet vytváří magnetický tok ve stejném směru jako je tok, který je buzen vinutím statoru Obr. 2.15(a). Díky tomu je stroj přesycován a skutečná velikost kladné špičky momentu je nižší než uvedená na Obr. 2.18. Naopak při záporné špičce pulzujícího momentu na Obr. 2.18 působí tok vinutí statoru proti magnetickému toku vytvářeného magnetem dle Obr. 2.15. To má za následek snížení nasycení magnetického obvodu a tím pádem i zvýšení záporné špičky

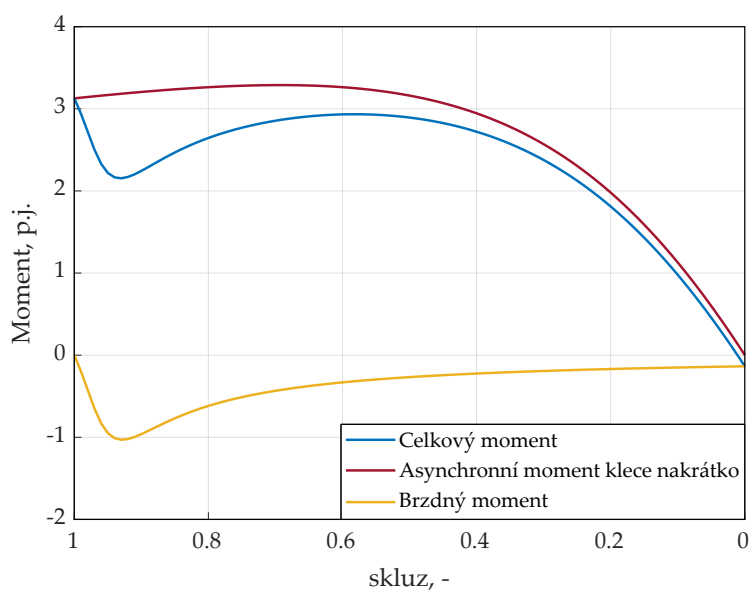
pulzujícího momentu na Obr. 2.18. Důsledkem toho tak pulzující moment magnetu nekmitá okolo nulové hodnoty ale okolo další záporné konstantní složky. Brzdný moment je proto dle publikace [45] nenulový pro nulové otáčky a má odlišný průběh od momentu reprezentovaného rovnicí (2.5.26).

2.5.4 Momentová charakteristika

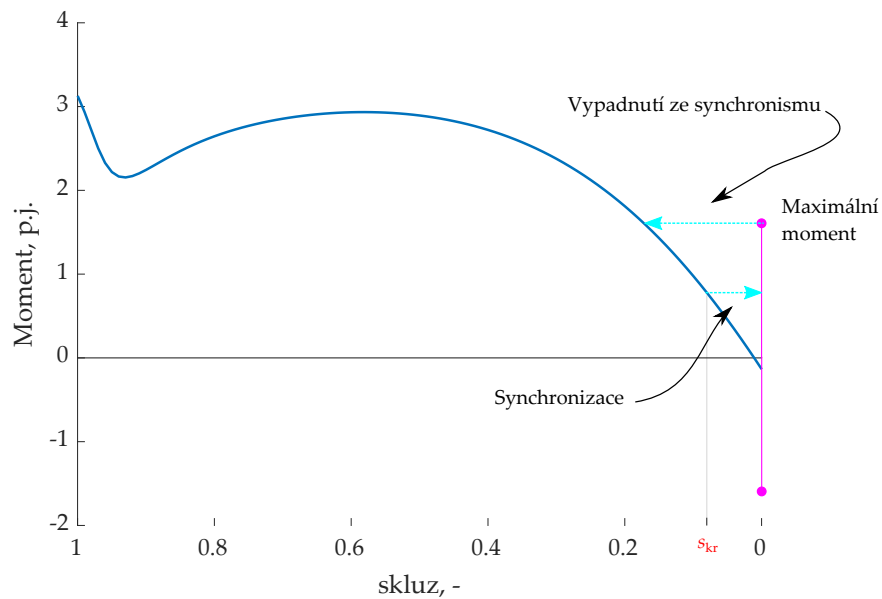
Jednou z typických závislostí udávanou pro běžné asynchronní stroje je tzv. momentová charakteristika [11], [14]. Tato charakteristika vyjadřuje závislost středního momentu stroje na otáčkách, přičemž střední hodnotou je myšlena střední hodnota momentu během elektrické periody pro všechny otáčky.

Střední hodnota momentu vytvářeného klecí (2.5.9), která osciluje především s kmitočtem sf_s , je vynesena červenou křivkou v grafu na Obr. 2.23. Spolu s tímto momentem je v grafu vykreslen rovněž brzdný moment vypočtený dle rovnice (2.5.26). Součtem momentu klece a brzdného momentu je získána modrá křivka znázorňující celkový moment. Z Obr. 2.23 je zřejmé, že brzdný moment snižuje celkový moment stroje v oblasti nižších otáček, díky čemuž může být problematické spouštět tímto typem stroje některé druhy zátěže. Pro svou momentovou charakteristiku jsou synchronní stroje spouštěné ze sítě preferovány zejména pro pohon zátěží s ventilátorovou charakteristikou.

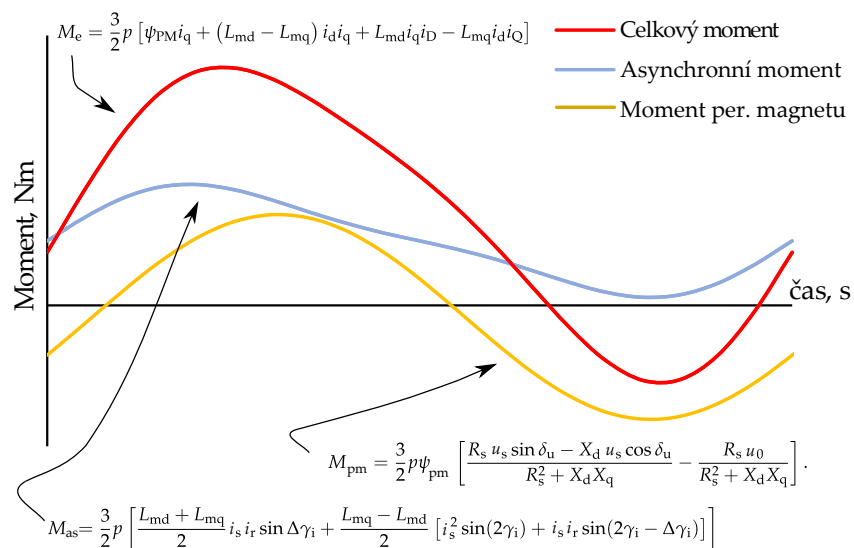
Stroj při zrychlování postupně snižuje svůj skluz a po překročení kritického skazu s_{kr} dochází ke vtažení do synchronismu, Obr. 2.24 (podrobněji je s_{kr} a synchronizace popsána v následující kapitole 2.6). Pokud je stroj úspěšně synchronizován tak běží na synchronních otáčkách. Maximum jeho momentu je pak dáno rovnicí pro moment synchronního stroje v ustáleném stavu (2.4.41). Při překročení maxima momentu v synchronních otáčkách stroj vypadává ze synchronismu a pracuje na momentové charakteristice vynesené na Obr. 2.24. Nicméně díky významným pulzujícím složkám asynchronního momentu (2.5.2) je provoz stroje na této charakteristice hlučný a momentové pulzace zatěžují rovněž i spojky, případně další zařízení připojené



Obr. 2.23: Momentová charakteristika synchronního stroje spouštěného ze sítě s permanentními magnety se zakreslenými složkami momentu.



Obr. 2.24: Momentová charakteristika synchronního stroje spouštěného ze sítě s permanentními magnety a vyznačenými momentovými limity pro provoz při synchronních otáčkách.



Obr. 2.25: Složky momentu v závislosti na čase pro provoz při malém skluzu.

k hřídeli stroje. Průběh momentu na čase je v tomto případě definován rovnicí (2.5.2) a je ukázán na Obr. 2.25. Navíc, jak bude ukázáno dále (kapitola 2.6), je provoz na této charakteristice rovněž doprovázen výrazným kmitáním otáček v důsledku pulzace vnitřního elektromagnetického momentu stroje.

V případě, kdy by moment zvratu stroje byl nižší než maximální synchronní moment, by došlo po vypadnutí ze synchronismu k zastavení stroje. Závislost střední hodnoty asynchronního momentu klece nakrátko je ovlivněna stejně jako u konvenčních asynchronních strojů [11] provedením drážek rotoru. Pokud se bude odpor klece zvyšovat (např. snižováním průřezu tyčí) bude se posouvat moment zvratu směrem do hodnot vyšších skluzů. Velikost momentu zvratu asynchronní charakteristiky je pak ovlivněna reaktancemi stroje.

2.6 Synchronizace

V předchozí kapitole 2.5 byly probrány jednotlivé složky momentu během asynchronního rozběhu. Proces přechodu z asynchronních otáček do synchronních je nazýván pojmem synchronizace. Ke vtažení do synchronismu dochází pod skluzem, který se často označuje jako kritický skluz s_{kr} [47], [48].

Na Obr. 2.26(a) je ukázán příklad úspěšné synchronizace stroje. Je patrné, že stroj se povede téměř synchronizovat v čase přibližně 180 ms, avšak otáčky po tomto okamžiku klesají a k úspěšné synchronizaci dojde až v čase 350 ms. K poklesu otáček dochází proto, že v tento okamžik má stroj takový zátěžný úhel při kterém není schopen vyvinout dostatečný moment pro vtažení rotoru do synchronních otáček. Podrobně bude tento jev studován na konkrétním příkladu v kapitole 4.1.6.

Vedlejší Obr. 2.26(b) ukazuje průběh skluzu na zátěžném úhlu po dobu celého tohoto procesu. Zejména důležitý je finální okamžik této křivky, který je samostatně ukázán na Obr. 2.27. Tento detail zachycuje zejména průběh skluzu po čase 180 ms z Obr. 2.26(a), kdy dochází k poslednímu výraznému poklesu otáček a následné synchronizaci. Skluz během tohoto procesu roste téměř na hodnotu 0,4 a po tomto okamžiku klesá a při zátěžném úhlu $\delta_1 = 33,45$ rad je poprvé nulový. Aby došlo k úspěšné synchronizaci musí být stroj schopen vyvinout dostatečnou energii pro zrychlení rotoru z bodu $s = s_{kr}$ do bodu $s = 0$, který nastává při zátěžném úhlu δ_1 .

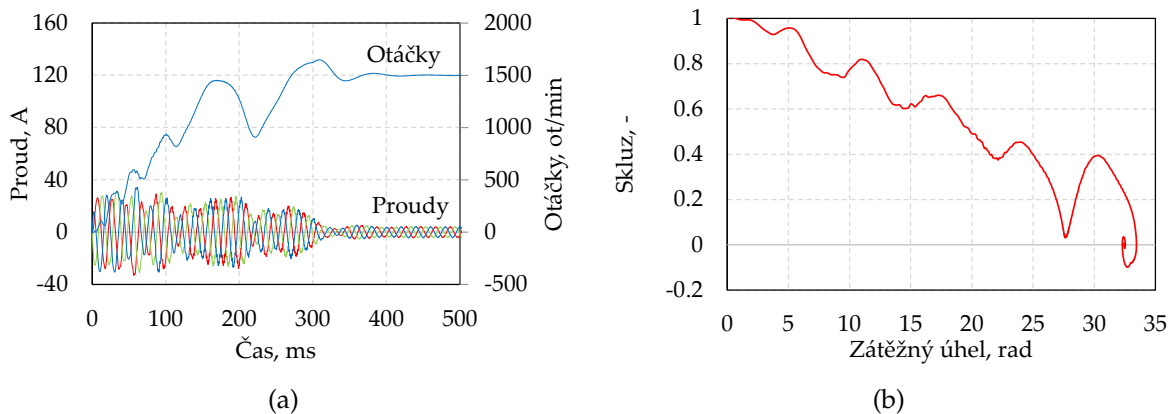
Jak již bylo ukázáno v kapitole 2.5, lze napsat pohybovou rovnici studované soustavy následovně:

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} = M_{PM\max} \sin \delta + M_{rel\max} \sin 2\delta + M_{klec} - M_{zat}. \quad (2.6.1)$$

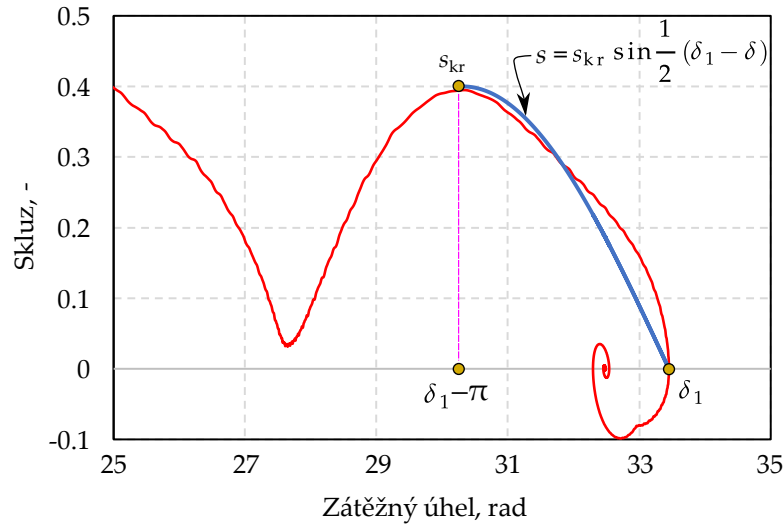
Tyto jednotlivé složky momentu byly již dříve studovány. Pro moment setrvačnosti uvedený na levé straně rovnice se předpokládá, že jde o součet momentu setrvačnosti motoru a zátěže

$$J = J_{mot} + J_{zat}. \quad (2.6.2)$$

Z uvedené rovnice (2.6.1) je zřejmé, že některé složky momentu závisí na skluzu a jiné na zátěžném úhlu. Pro další úvahy je tedy praktické derivaci úhlové rychlosti rotoru podle času



Obr. 2.26: Vypočtené průběhy (a) proudů a otáček na čase, a (b) skluzu na zátěžném úhlu pro úspěšnou synchronizaci. Prezentované průběhy byly získány výpočtem na provedení stroje T2, které bude ukázáno později v této práci a to v rámci kapitoly 4.2.



Obr. 2.27: Synchronizační schopnost synchronního stroje spouštěného ze sítě vyjádřená prostřednictvím synchronizační křivky.

$\frac{d\omega}{dt}$ upravit na derivaci skluzu podle zátěžného úhlu $\frac{ds}{d\delta}$. Taková úprava byla krok za krokem popsána v publikaci [17] s výsledným vztahem

$$\frac{d\omega}{dt} = \omega_s^2 s \frac{ds}{d\delta}. \quad (2.6.3)$$

Pohybovou rovnici soustavy lze tedy přepsat do tvaru

$$-\frac{J\omega_s^2}{p} s \frac{ds}{d\delta} = M_{pm}(\delta) + M_{rel}(\delta) + M_{klec}(s) - M_{zat}(s). \quad (2.6.4)$$

Vraťme se nyní k bodu na Obr. 2.27, při kterém se rotor otáčí skluzem $s = s_{kr}$. V tento okamžik je změna skluzu na zátěžném úhlu nulová $\frac{ds}{d\delta} = 0$ a tedy stroj na malou chvíli nezrychluje, ale jeho zátěžný úhel neustále roste (rotor se otáčí pomaleji než točivé magnetické pole statoru). Pokud bude stroj schopen vyvinout dostatek kinetické energie, tak za tímto bodem dochází ke vtažení do synchronismu a to při zátěžném úhlu δ_1 . Dle publikace [25] lze tuto oblast aproximovat funkcí skluzu na zátěžném úhlu definovanou jako

$$s = s_{kr} \sin \frac{1}{2} (\delta_1 - \delta). \quad (2.6.5)$$

Pro názornost je tato aproximační funkce zakreslena v Obr. 2.27. Je patrné, že aproximace je pouze hrubá, ale ve studovaném případě skutečně dochází ke skluzu s_{kr} při úhlu $\delta_1 - \pi$, který je touto aproximací očekáván. Tomuto tak ovšem nemusí být vždy a obvyklý zátěžný úhel pro kritický skluz je $\delta_{kr} < \delta_1 - \pi$ [25]. Kinetická energie která je nutná pro vtažení do synchronismu z $s = s_{kr}$ do $s = 0$ je dána levou stranou rovnice (2.6.4). Pro známý moment setrvačnosti lze kinetickou energii (někdy označovanou jako kritickou [49], [50]) vypočítat jako

$$E_{kr} = \int_{s_{kr}}^0 -\frac{J\omega_s^2}{p} s ds = \frac{1}{2p} J\omega_s^2 s_{kr}^2. \quad (2.6.6)$$

Požadovaná synchronizační energie [51] kterou by měl stroj vyvinout pro úspěšnou synchronizaci musí splnit podmínku:

$$E_{kr} \leq E_{syn}. \quad (2.6.7)$$

Synchronizační energie stroje E_{syn} lze pak vypočítat jako určitý integrál pravé strany rovnice (2.6.4) od zátěžného úhlu $\delta_1 - \pi$ do δ_1 . Platí:

$$E_{\text{syn}} = \int_{\delta_1 - \pi}^{\delta_1} \left[M_{\text{pm}}(\delta) + M_{\text{rel}}(\delta) + (M_{\text{klec}} - M_{\text{zat}}) s_{\text{kr}} \sin \frac{1}{2} (\delta_1 - \delta) \right] d\delta. \quad (2.6.8)$$

Pro další úpravy této rovnice jsou zavedeny následující zjednodušující předpoklady:

- 1) Zátěžný moment je nulový.
- 2) Stroj pracuje před synchronizací s malým skluzem a proto lze považovat moment vytvářený klecí za nulový.

Vyjádřením složky M_{pm} a M_{rel} dle rovnice (2.6.1) a s ohledem na zjednodušující předpoklady přechází integrál (2.6.8) do tvaru

$$E_{\text{syn}} = \int_{\delta_1 - \pi}^{\delta_1} [M_{\text{PMmax}} \sin \delta + M_{\text{relmax}} \sin 2\delta] d\delta, \quad (2.6.9)$$

který se po provedení integrace rovná

$$E_{\text{syn}} = -2M_{\text{PMmax}} \cos \delta_1. \quad (2.6.10)$$

Tato rovnice ukazuje že synchronizační energie kterou dokáže stroj vyvinout se zvyšuje s dvojnásobkem M_{PMmax} . Jak ukázala rovnice (2.5.20), je tato složka momentu přímo úměrná indukovanému napětí naprázdno \mathbf{U}_0 a napětí napájecímu \mathbf{U}_s , naopak je nepřímo úměrná podélné reaktanci X_d .

Ve výsledné rovnici také není obsažena reluktanční složka momentu, to je vysvětleno v [25] tím, že tato složka je během pohybu od $\delta_1 - \pi$ do δ_1 záporná a tedy se na synchronizaci nepodílí. Dále ale tento zdroj uvádí, že ve skutečnosti stroj dosahuje kritického skluzu s_{kr} při zátěžném úhlu menším než $\delta_1 - \pi$ a tedy reluktanční moment má na synchronizaci vliv, typicky 25 %.

Pokud synchronizační energie (2.6.10) bude vyšší než kritická (2.6.6) tak dojde k úspěšné synchronizaci stroje. Po dosažení zátěžného úhlu δ_1 na Obr. 2.27 bude stroj ještě chvíli kmitat okolo synchronních otáček než dojde k úplnému ustálení. Podrobněji bude tento jev analyzován v kapitole 4.1.6.

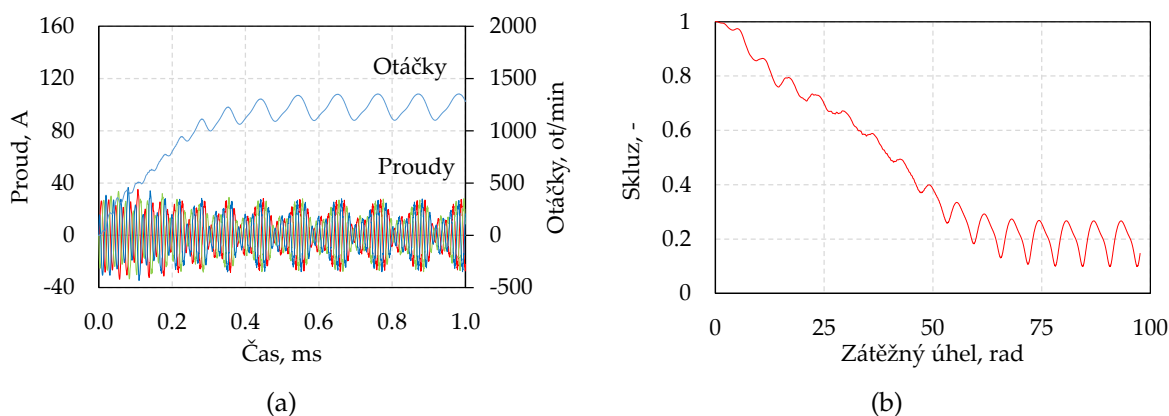
Naopak pokud synchronizační energie (2.6.10) je menší než kritická (2.6.6), tak k synchronizaci nedochází. Otáčky v takovém případě budou pulzovat pod synchronními otáčkami tak, jak je ukázáno na Obr. 2.28(a). Odpovídající průběh skluzu na zátěžném úhlu je prezentován na vedlejším Obr. 2.28(b). Z něj je patrné, že stroj se opakovaně snaží zrychlit z kritického skluzu do synchronních otáček, ale protože není schopen vyvinout dostatek energie je tento proces neúspěšný a opakuje se cyklicky dokola. Vzhledem k tomu, že při tomto stavu stroj vykazuje neustálé pulzace otáček ale také i poměrně významné pulzace proudu Obr. 2.28(a), není vhodné dlouhodobě v tomto stavu stroj udržovat v provozu.

Hraniční hodnotou, kterou je stroj schopen synchronizovat je ta, kdy synchronizační energie (2.6.10) je rovna kritické (2.6.6),

$$E_{\text{kr}} = E_{\text{syn}} = \frac{1}{2p} J_{\text{kr}} \omega_s^2 s_{\text{kr}}^2. \quad (2.6.11)$$

Tedy pro daný typ stroje a specifikovaný zátěžný moment je schopen stroj vtáhnout do synchronismu maximální kritický moment J_{kr} setvrvačnosti

$$J_{\text{kr}} = \frac{2p}{\omega_s^2 s_{\text{kr}}^2} E_{\text{syn}}. \quad (2.6.12)$$

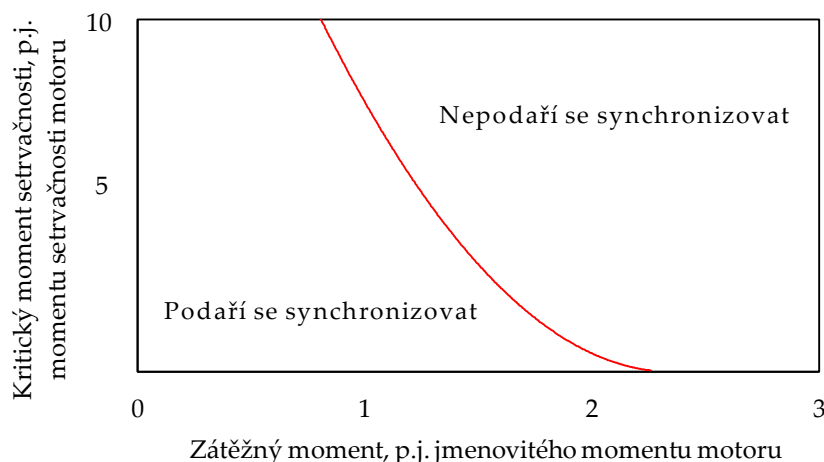


Obr. 2.28: Vypočtené průběhy (a) proudů a otáček na čase, a (b) skluzu na zátěžném úhlu pro neúspěšnou synchronizaci. Prezentované průběhy byly získány výpočtem na provedení stroje T2, které bude ukázáno později v této práci a to v rámci kapitoly 4.2.

Provedená analýza předpokládala pro zjednodušení nulový zátěžný moment. Jak bylo ukázáno v [25] tak malý nárůst zátěžného momentu způsobí velký pokles momentu setrvačnosti, který je schopen stroj vtáhnout do synchronismu. Stejně jako u asynchronních strojů je tedy pro synchronní stroje spouštěné ze sítě výhodné, aby momentová charakteristika Obr. 2.24 byla v oblasti malých skluzů co nejstrmější. To by ale vyžadovalo hluboké tyče nakrátko, pro které není často u těchto typů strojů v rotoru prostor. Navíc by klec nakrátko s menším odporem měla menší záběrný moment, což by v kombinaci s brzdícím momentem magnetu (kapitola 2.5.3) mohlo vést k tomu, že by stroj ukončil svůj rozběh na malých otáčkách. Synchronizaci lze také zlepšit instalací magnetů, které poskytují silnější pole, avšak tímto by byl opět zvýšen brzdící moment. Je zřejmé, že při návrhu synchronních strojů ze sítě existuje řada konfliktních parametrů a jejich vhodný návrh podrobněji rozvine kapitola 3.

Pro synchronní stroje spouštěné ze sítě je zvykem vyjadřovat jejich schopnost synchronizace prostřednictvím synchronizační křivky. Tato křivka (Obr. 2.29) vyjadřuje závislost kritického momentu setrvačnosti na zátěžném momentu stroje. V oblasti nalevo od křivky dochází k úspěšnému vtažení rotoru stroje do synchronismu a naopak v oblasti napravo k němu nedojde. Tuto křivku lze číst tak, že pokud bychom například stroj zatížili od nuly otáček jmenovitým momentem, tak setrvačnost zátěže, kterou je maximálně schopen rozběhnout, je přibližně rovna 8mi násobku momentu setrvačnosti rotoru stroje. Za povšimnutí stojí u této křivky již zmíněný fakt, a to, že s rostoucím zátěžným momentem prudce klesá setrvačnost se kterou je schopen se stroj vtáhnout do synchronismu.

Přístupů k ověření a studování synchronizace existuje dnes celá řada. Například grafický způsob řešení a vysvětlení byl ukázán v [17]. Nepřesnosti způsobené zavedením aproximací skluzu (2.6.5) se pokusily odstranit články [52], [53] a studiu vlivu magnetizační indukčnosti na rozběhové vlastnosti se věnovala publikace [54]. Obecně lze říct, že problematika synchronizace je poměrně komplexní a její přesná verifikace analytickými metodami je obtížná [55]. Často se tedy využívají metody numerické nebo případně metody kombinující numerický model s analytickým, tak jak je tomu ukázáno například v publikaci [56].



Obr. 2.29: Synchronizační schopnost synchronního stroje spouštěného ze sítě vyjádřená prostřednictvím synchronizační křivky.

2.7 Provozní rizika demagnetizace magnetu

U permanentních magnetů hrozí při aplikaci v elektrických strojích demagnetizace vlivem působení např. pole statoru. U synchronních strojů spouštěných ze sítě jsou většinou používány topologie s vnořenými magnety, které mají obecně větší odolnost vůči demagnetizačním účinkům statorového toku [57–59].

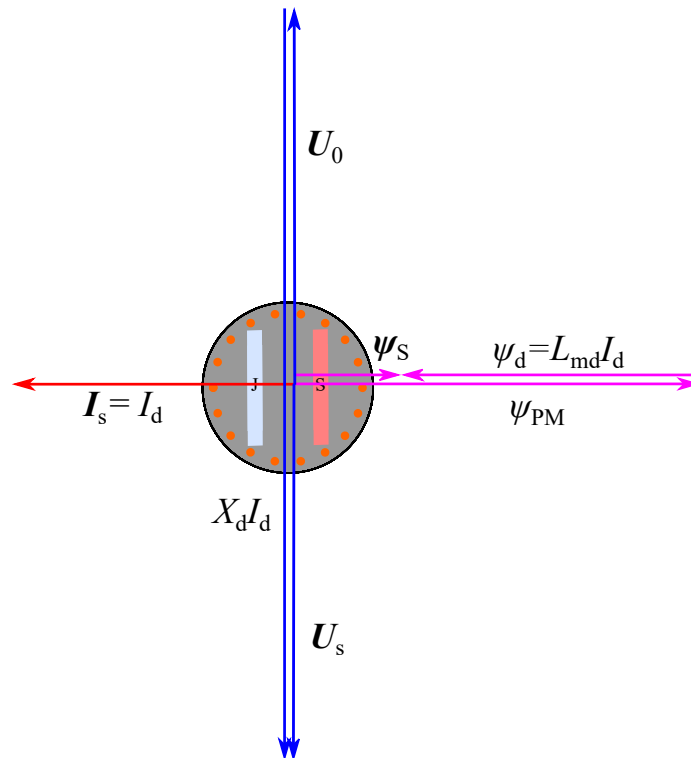
První, pro magnet potenciálně nebezpečná situace, může nastat při vypadnutí ze synchronismu, např. vlivem přetížení stroje. Jak je naznačeno na Obr. 2.24 dochází po vypadnutí ze synchronních otáček ke zpomalení stroje na otáčky, které jsou dány závislostí momentu na skluzu.

Rotor stroje se nyní otáčí pomaleji než točivé magnetické pole statoru. To způsobí stav, kdy magnetické pole statoru střídavě působí ve směru toku permanentního magnetu a proti němu (střídavě dochází k magnetizaci a demagnetizaci). Tento jev byl již dříve ukázán a vysvětlen na Obr. 2.16 v kapitole 2.5.1. K riziku demagnetizace dochází právě ve chvíli, kdy pole statoru bude působit v opačném smyslu než je buzeno pole permanentními magnety. Fázorový diagram který zachycuje tento okamžik je ukázán na Obr. 2.30.

Prostorový vektor statorového proudu má v popisovaný okamžik pouze podélnou složku $I_s = I_d$, která v součinu s magnetizační indukčností podélné osy L_{md} vytváří demagnetizační tok ψ_d . Dále stojí za povšimnutí to, že indukované napětí naprázdno U_0 je posunuto o 180° vůči napájecímu U_s . Díky tomu může proud statoru nabývat vyšších hodnot než za normálních okolností, neboť jeho velikost je nyní dána součtem obou napětí podělených reaktancí podélné osy X_d . Neboli pro proud statoru platí

$$I_s = \frac{U_s + U_0}{X_d}. \quad (2.7.1)$$

I během rozběhu stroje dochází k působení toku statoru proti toku permanentního magnetu. Jak bude později ukázáno (např. v kapitole 5, která se zabývá měřením) tak právě při startu jsou proudy procházející statorovým vinutím poměrně velké. Obecně se ale předpokládá [25], že proudy indukované v rotorové kleci stíní magnety před působením statoru. Zmíněné riziko se tedy nejvíce zhmotňuje právě při malých skluzech, kdy proudy procházející klecí rotoru jsou



Obr. 2.30: Fázorový diagram synchronního stroje spouštěného ze sítě pro případ kdy napájecí napětí je v protifázi s indukovaným napětím naprázdno. Tento diagram zanedbává úbytek napětí na odporu vinutí statoru.

malé. Typicky se jedná o zmíněný stav vypadnutí ze synchronismu nebo těsně před vtažením do něj. Nejpřesnější metodou, jak ověřit zda dochází k demagnetizaci, je provedení konečně prvkového výpočtu kontrolující právě zmíněný provozní stav.

Dalším kritickým provozním stavem pro synchronní stroj s magnety může být náhlý zkrat na jeho svorkách. Během zkratu může být proud procházející vinutím statoru relativně velký a v prvních okamžicích tak dojde i k prudké změně spřaženého magnetického toku statoru. Jak ukázala publikace [40], na tento jev reaguje klec a proudy v ní tekoucí budou orientovány tak, aby působily proti této změně (tato skutečnost plyne z Faradayova zákona). Neboli klec vytvoří pole, které bude potlačovat náhlou změnu pole statoru a dojde tak k odstínění demagnetizačního účinku na magnety během tohoto poruchového stavu.

3 | Návrhové metody a aspekty

Tato kapitola se zaměřuje na popis metod návrhu synchronních strojů spouštěných ze sítě s uvážením všech souvisejících aspektů. Nejprve je uvedeno, co vše musí návrhář tohoto typu stroje vzít v potaz a dále následuje popis možností návrhu. V této kapitole je ukázáno, že s ohledem na komplexnost návrhového procesu těchto typů strojů je nejlepší využít optimalizačních metod pro nalezení vhodného provedení magnetického obvodu stroje. Proto také následující text v krátkosti popisuje vybrané optimalizační metody, které jsou později v této práci prakticky aplikovány v rámci případových studií.

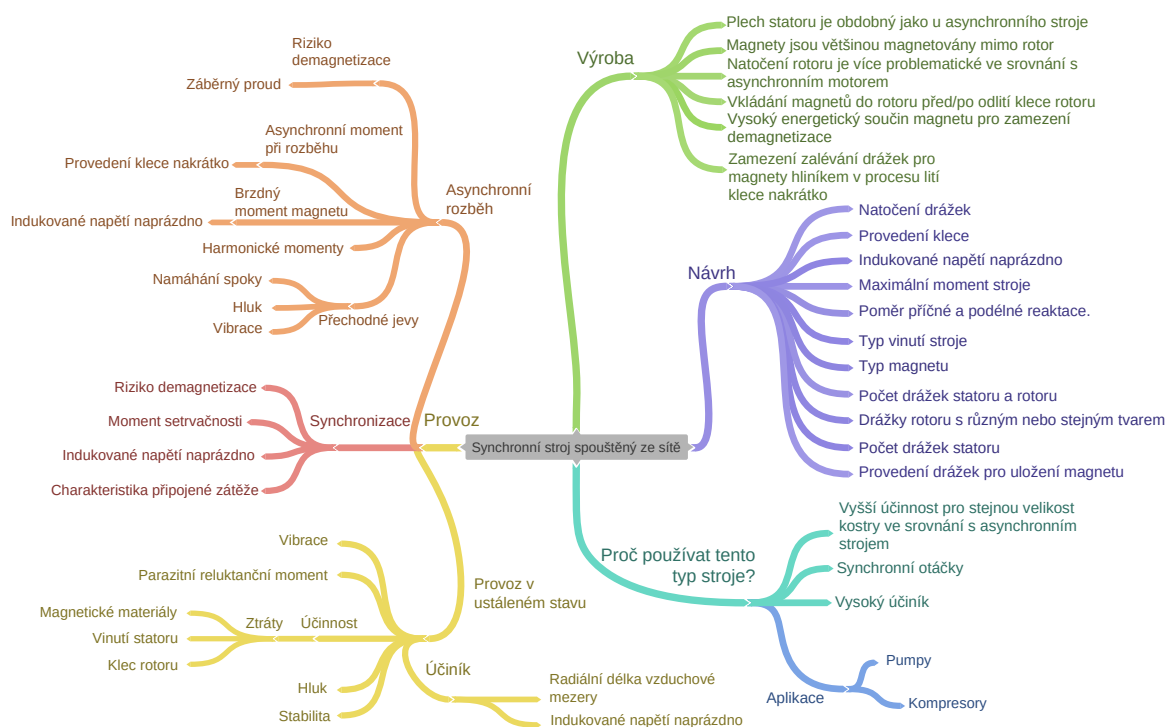
3.1 Aspekty návrhu

Jak plyne z předcházející kapitoly zaměřené na teorii synchronních strojů spouštěných ze sítě, je jejich návrh relativně komplexní problematika. Návrhář musí mít dostatečný vhled do principů funkce a provozních stavů asynchronních i synchronních elektrických strojů. U dobře navrženého synchronního stroje spouštěného ze sítě se předpokládají dobré rozběhové vlastnosti, čímž se myslí zejména schopnost rozběhu a synchronizace s různými typy zátěže připojenými na volný konec hřídele stroje. Dále jsou také žádoucí lepší provozní parametry v ustáleném stavu než u srovnatelného asynchronního stroje, a to z důvodu konkurenceschopnosti a kompenzace vyšších výrobních nákladů. Provázanost jednotlivých provozních stavů ale i další aspekty návrhu tohoto typu stroje graficky zachycuje myšlenková mapa vyobrazená na Obr. 3.1.

Z hlediska provozních vlastností lze rozlišit tři důležité stavy tohoto stroje, a to rozběh, synchronizaci a provoz v ustáleném stavu. Jak ukázala kapitola 2.5, rozhoduje o velikosti momentu při asynchronním rozběhu provedení klece nakrátko, poměr reaktance v podélné a příčné ose, a dále také velikost spřaženého magnetického toku permanentního magnetu, který generuje nežádoucí brzdny moment.

Podle dříve uvedené rovnice (2.5.42) v kapitole 2.5.3 je maximální brzdny moment generovaný permanentním magnetem přímo úměrný čtverci spřaženého magnetického toku permanentního magnetu a tím tedy také i čtverci indukovaného napětí naprázdno. Velikost indukovaného napětí naprázdno se u běžných synchronních strojů s permanentními magnety volí v hodnotě blízké jmenovitému svorkovému napětí napájecího zdroje, a to například jako 90%. U synchronních strojů spouštěných ze sítě se ale musí vzít v potaz nežádoucí vliv velikosti tohoto napětí na rozběhové vlastnosti, a proto například publikace [60] doporučuje velikost indukovaného napětí naprázdno volit v okolí 70% napětí sítě.

Při rozběhu je nutné dále ověřit, zda nevzniká potencionální riziko demagnetizace magnetů umístěných v rotoru a dále se také mohou při rozběhu projevit nežádoucí jevy jako jsou zvýšené vibrace, neúměrné namáhání spojky a vyšší hluk. Obzvláště důležité je také zkontrolovat velikost odebíraného záběrného proudu, který může dosahovat zejména v prvních



Obr. 3.1: Myšlenková mapa synchronního stroje spouštěného ze sítě s permanentními magnety.

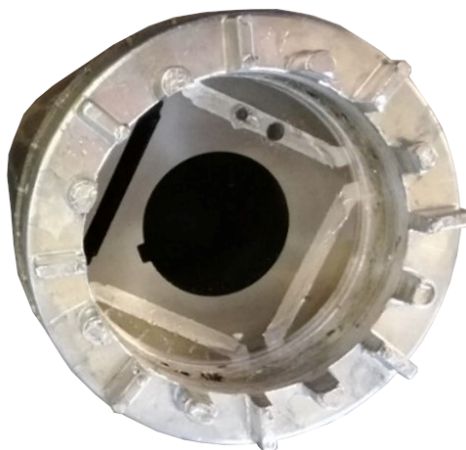
okamžicích po připojení do sítě podstatně vyšších hodnot, než je tomu u asynchronních strojů. O úspěšné synchronizaci, jak již bylo uvedeno v teoreticky zaměřené kapitole 2, rozhoduje zejména charakteristika zátěže, moment setrvačnosti ale také i indukované napětí naprázdno. Vhodné konfigurace rotorů s ohledem na rozběh byly ukázány v publikaci [61] a podrobnější analýzy rozběhů v [62] a [63]. Těsně před synchronizací dochází také ke zvýšenému riziku demagnetizace permanentních magnetů v rotoru stroje, které je dáno tím, že skluz je poměrně malý a tak klec nakrátko neposkytuje téměř žádné stínění pro magnety. Riziko demagnetizace lze snížit vhodným provedením geometrie rotoru, např. tak jak tomu bylo ukázáno v [64].

V ustáleném provozním stavu návrháře zajímají zejména parametry jako je účinnost, účinník, stabilita provozu, přetížitelnost, oteplení, vibrace a hluk. Účinnost stroje je ovlivněna ztrátami ve vinutích a v železe stroje, přičemž samotná velikost účinníku ovlivňuje velikost ztrát ve vinutí statoru. Obecně řečeno indukované napětí naprázdno volené blízko napětí svorkovému poskytuje vyšší účinník a tím i menší ztráty ve vinutí statoru, ale na druhou stranu zhoršuje rozběhové vlastnosti stroje.

Jak plyne z dosavadního popisu a myšlenkové mapy na Obr. 3.1, je právě indukované napětí naprázdno parametrem, který má vliv na všechny provozní vlastnosti stroje. Jeho volba je tak kritická z hlediska dosažitelných parametrů a chování za provozu navrženého synchronního stroje spouštěného ze sítě s permanentními magnety.

Dále by měl návrh stroje zohlednit aspekty související s jeho vlastní výrobou. Statorový plech lze u těchto strojů použít standardního stříhu, jako je běžný pro stroje asynchronní. Magnety by měli být magnetovány mimo rotor a vkládány až po vytvoření klece nakrátko. V opačném případě může být magnetování v rotoru po vytvoření klece velice obtížné, a to protože klec nakrátko může působit jako stínění pro pole magnetizující magnet. Avšak existují i publikace, které řešili magnetování magnetu umístěného v již vyrobeném rotoru, např. [65].

Výrobně je rovněž problematické natáčet drážky rotoru jako je tomu běžné u konvenčních



Obr. 3.2: Ukázka vniknutí slitiny pro klec rotoru do drážek během tlakového lití.

asynchronních strojů. Proto jsou tyto stroje často realizovány bez natočení nebo s natočeným statorem, který ale zvyšuje pracnost výroby a snižuje dosažitelné plnění drážky.

Geometrie rotoru musí být vhodně navržena tak, aby při tlakovém odlévání klece nedocházelo k deformaci tenkých můstků nacházejících se zpravidla mezi drážkami určených pro tyče a magnety. Rovněž by technologický postup výroby měl být zvolen tak, aby nemohlo dojít k zalití drážek pro magnety při odlévání klece nakrátko Obr. 3.2.

Správně navržený stroj by měl vzít všechny výše zmíněné aspekty v potaz a nabídnout ve výsledku vyšší účinnost pro stejnou velikost kostry jako u srovnatelného asynchronního motoru, vyšší účinník a také stabilní provoz na synchronních otáčkách s dostatečnou přetížitelností. S ohledem na rozběhové vlastnosti těchto typů strojů jsou jejich obvyklé aplikace u pohonů nevyžadujících vysoký záběrný moment, např. pumpy a kompresory.

Následující kapitoly se zabývají návrhem synchronních strojů s permanentními magnety podrobněji. Jako první bude popsán návrh bez využití optimalizačních algoritmů a následně s jejich využitím. veškeré uvedené postupy jsou později v této práci použity v rámci případových studií.

3.2 Návrh bez využití optimalizačních technik

Často je za nejrychlejší a nejjednodušší způsob návrhu elektrického stroje považován proces využívající analytických metod bez aplikace konečně prvkových metod a sofistikovaných optimalizačních algoritmů. Tento přístup k návrhu lze poměrně jednoduše implementovat v případě asynchronních strojů, kdy dnes existuje poměrně velké množství kvalitní literatury popisující postup jejich návrhu krok za krokem a pro široký rozsah výkonů a aplikací, například [66], [16] a [67]. Rovněž synchronní stroje s permanentními magnety na povrchu jsou z hlediska analytického návrhu poměrně dobře řešitelné [68].

Naopak u synchronních strojů s vnořenými magnety vzniká problém ve způsobu přesného odhadu sycení části stroje, a to z důvodu rozptylových toků které je obtížné přesně stanovit [69]. Proto se k přesnějšímu návrhu strojů s vnořenými magnety používají odporové sítě kvůli jejich nejlepšímu modelování rozložení toků v jednotlivých částech magnetického obvodu [70].

Jak již bylo uvedeno v kapitole 2.1, synchronní stroje spouštěné ze sítě jsou běžně realizovány s vnořenými magnety, nikoliv s magnety na povrchu. To komplikuje možnosti jejich analytického návrhu a výpočtu. Další komplikací jsou jevy při rozběhu stroje plynoucí z přítomnosti klece nakrátko a magnetů. Proto je podle [25] běžné navrhovat tyto stroje v kombinaci analytického a konečně prvkového výpočtu.

Typické požadavky, které vstupují do návrhu synchronního stroje spouštěného ze sítě jsou:

- jmenovitý výkon na hřídeli P_N ,
- jmenovité otáčky n_N (u strojů přímo spouštěných ze sítě rovněž definují požadovaný počet pólových dvojic),
- jmenovité napětí U_N (obvykle napětí sítě 3x400 V),
- účinník $\cos \varphi$, a
- požadovaný pracovní cyklus (S1-S9).

Klíčovým prvním krokem návrhu jakéhokoliv točivého stroje je volba jeho hlavních rozměrů, kterými se rozumí zejména délka a průměr aktivní části rotoru. Vnější rozměry stroje mohou plynout z požadavků například na osovou výšku stroje.

V dalším kroku lze pak s ohledem k požadavkům na provozní parametry zvolit vhodnou konfiguraci uložení magnetů v rotoru. Je možné vybrat ze standardních provedení, jaké byly například ukázány v kapitole 2.1, nebo zvolit méně tradiční [61]. V případě, že navrhovaný stroj má rotor menšího průměru, je nevhodnější volba tangenciálního uložení magnetu Obr. 2.4(a) a to z důvodu dostatečného prostoru pro klec nakrátko.

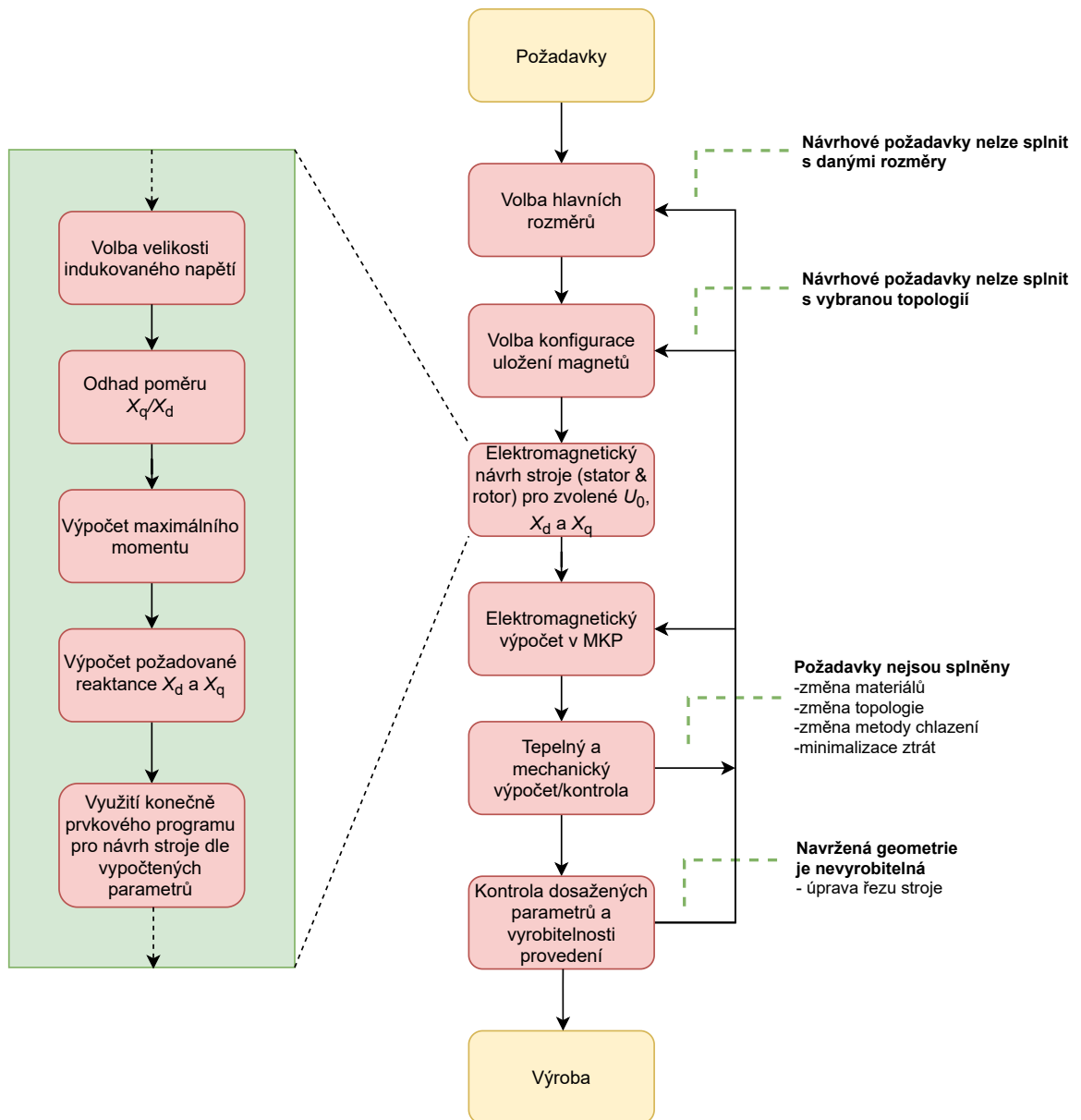
Následně návrh pokračuje dopočtením rozměrových parametrů magnetického obvodu, jako je například radiální délka vzduchové mezery, šířky a výšky drážek rotoru a statoru. Při stanovování těchto parametrů je možné vyjít z obecně platných postupů pro návrh elektrických strojů, které lze najít v publikaci [16]. Rozhodujícím je v tomto kroku zejména správné stanovení indukovaného napětí naprázdno a cíleného poměru reaktance příčné a podélné osy stroje.

Pro takto navržený stroj se výpočtem dále ověří, zda dosahuje očekávaných parametrů, zvolených hladin magnetické indukce v jednotlivých částech magnetického obvodu, indukčností a spřaženého magnetického toku permanentního magnetu. Pro tento výpočet je možné využít metodu odporové sítě anebo numerické metody.

Vypočtené ztráty z elektromagnetického výpočtu pak slouží jako vstup pro výpočet tepelný, který má za úkol přesnější odhad teplot v jednotlivých částech stroje a jejich kontrolu s ohledem na teplotní limity materiálů implementovaných ve stroji. Tepelný výpočet je obvykle iterován s elektromagnetickým výpočtem tak dlouho, dokud teploty použité v modelu pro elektromagnetický výpočet nejsou dostatečně přesně stanoveny. Oteplení má zejména vliv na odpor statorového vinutí a spřažený magnetický tok permanentního magnetu.

V posledním kroku zbývá zkontrolovat, že navržený design vyhovuje veškerým požadavkům a je zároveň i vyrobitelný. V případě, že některé nároky nejsou splněny, je nutné se vrátit k některému dřívějšímu kroku a návrh opakovat. Popsaný popis návrhu se zachycuje diagram na Obr. 3.3

Jednodušším postupem návrhu nového synchronního stroje spouštěného ze sítě je ten, kdy se využívají části již standardně vyráběného indukčního stroje. Tento způsob návrhu je velmi populární [71]. Výhodou výsledného provedení stroje je to, že může používat standardní řezy daného výrobce, což vede v konečném důsledku ke snížení nákladů na zařazení nového stroje do sériové výroby. Nevýhodou je, že magnetický obvod statoru a jeho vrtání nemusí být zcela



Obr. 3.3: Metodika návrhu synchronního stroje s permanentními magnety spouštěného ze sítě.

optimální pro tento typ stroje. V případě, kdy se vychází z již vyráběného asynchronního stroje, se obvykle mění pouze rotor a změny ve statoru se omezují pouze na změnu počtu závitů. Z toho plyne i upravená metodika, kde oproti metodice na Obr. 3.3 je zaměněn krok volby hlavních rozměrů za krok volby vhodného výchozího asynchronního stroje. Ostatní kroky mohou zůstat zachovány.

3.2.1 Základní elektromagnetický návrh

Kroky základního elektromagnetického návrhu dle publikace [60] jsou vyznačeny na Obr. 3.3 v zeleném poli. Obecně lze říct, že snahou tohoto postupu je vypočítat potřebnou velikost podélné a příčné reaktance X_d a X_q . Velikost těchto reaktancí totiž společně s hodnotou indukovaného napětí naprázdno definují velikost maximálního momentu stroje a také při jakém zatěžném úhlu bude stroj při jmenovitém zatížení pracovat. Návrhář pak na elektromagnetic-

kém modelu ve vhodném konečně prvkovém programu doladí provedení stroje tak, aby dosáhl potřebných reaktancí a zvoleného indukovaného napětí naprázdno.

V prvním kroku je provedena volba velikosti poměrného indukovaného napětí naprázdno. Doporučená hodnota poměrného indukovaného napětí není obvykle v současných publikacích uvedena. Z teorie uvedené v této práci plyne, že jeho hodnota by neměla být blízko napětí sítě tak, jako je tomu u běžných synchronních strojů, a to s ohledem na rozběhové vlastnosti motoru. Zároveň lze u velikosti napětí identifikovat krajní minimální hodnotu.

Na Obr. 2.13 byla ukázána momentová charakteristika stroje v závislosti na jeho zátěžném úhlu. Tato závislost byla vynesena z odvozené rovnice (2.4.30) a skládá se ze složek momentu synchronního a reluktančního. Protože u synchronních strojů spouštěných ze sítě s geometriemi dle Obr. 2.4 je reaktance v příčné ose vyšší než v ose podélné, je složka reluktančního momentu záporná pro malé zátěžné úhly. Pokud by tedy synchronní moment byl malý, např. z důvodu nízkého indukovaného napětí naprázdno, vznikala by pro malé zátěžné úhly oblast se záporným momentem v motorickém režimu stroje. Derivací rovnice (2.4.30) dle

$$\frac{du}{dt} \geq 0, \quad (3.2.1)$$

lze získat

$$M_e = \frac{U_0}{X_d} + U_s \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \geq 0. \quad (3.2.2)$$

Výše uvedená rovnice definuje podmínku pro minimální hodnotu napětí. Plyne z ní, že pokud by reaktance podélné osy byla poloviční ve srovnání s reaktancí osy příčné,

$$2X_d = X_q, \quad (3.2.3)$$

tak by pak indukované napětí naprázdno mělo být větší nebo alespoň rovno polovině napájecího napětí,

$$U_0 \geq \frac{U_s}{2}. \quad (3.2.4)$$

Velikost indukovaného napětí naprázdno by měla být podle publikace [60] volena blízko 70 % z jmenovitého napájecího napětí. Záporný reluktanční moment pro malé zátěžné úhly v motorické oblasti má také za následek to, že maximum momentu nastává pro úhly vyšší než 90°. Úhel, při kterém maximum nastává, lze vypočítat derivací rovnice (2.4.30) dle zátěžného úhlu δ . Výsledný tvar rovnice pro δ_{\max} je:

$$\delta_{\max} = \arccos \frac{1 \mp \sqrt{1 + 32q^2}}{8q}. \quad (3.2.5)$$

V této rovnici je pro zjednodušení zavedena proměnná q , pro kterou platí:

$$q = \frac{1 - \frac{X_d}{X_q}}{2 \frac{U_0}{U_s}}. \quad (3.2.6)$$

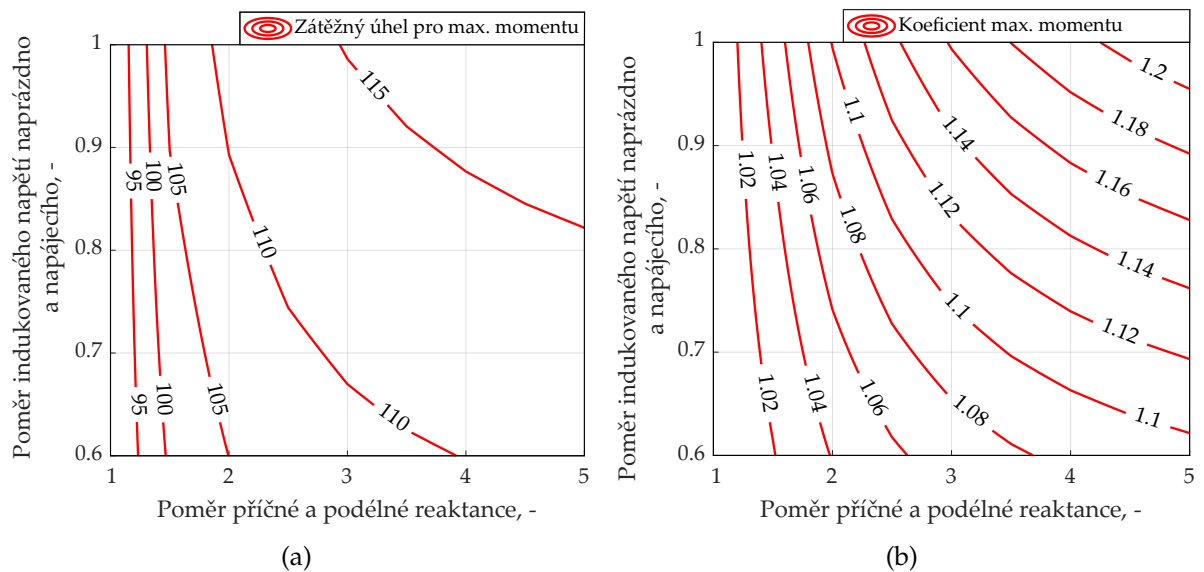
Velikost maximálního momentu lze opět určit použitím rovnice (2.4.30). O kolik zvyšuje reluktanční složka momentu celkový dosažitelný moment stroje lze vyčíslit úpravou této rovnice do tvaru

$$M_e = -\frac{m_s}{\Omega_{\text{syn}}} \frac{U_0 U_s}{X_d} \times K_{\max}. \quad (3.2.7)$$

Kde pro K_{\max} v této rovnici platí vztah

$$K_{\max} = (\sin - q \sin 2\delta). \quad (3.2.8)$$

Oba vztahy (3.2.5) a (3.2.8) jsou použity k vykreslení závislostí na Obr. 3.4. Je patrné, že pokud by byl například poměr příčné a podélné reaktance roven hodnotě dva a indukované napětí



Obr. 3.4: (a) Závislost zátěžného úhlu, který odpovídá maximálnímu momentu synchronního stroje a (b) koeficientu maximálního momentu na poměru příčné a podélné reaktance, a podílu indukovaného napětí naprázdno a napájecího.

naprázdno by bylo 90 % z jmenovitého napětí, tak maximální moment by nastal při zátěžném úhlu $\delta_{\max} = 110^\circ$ a reluktanční složka by zvýšila jeho amplitudu o 8 %.

Pokud tedy návrhář stroje na začátku zvolí očekávaný poměr reaktance v podélné a příčné ose, a také velikost indukovaného napětí naprázdno, tak z rovnice (3.2.5) může rovnou určit úhel, při kterém nastává maximální moment. Pro tyto vstupy je již také schopen rovnou zjistit zda, stroj zajišťuje dostatečnou momentovou přetížitelnost v provozu na synchronních otáčkách, a to použitím vztahu (3.2.7). Požadovanou reaktanci v podélné ose pak lze zjistit tak, že se stanoví na jakém zlomku maximálního napětí bude stroj pracovat a použije se upravená rovnice (3.2.7):

$$X_d = -\frac{m_s}{\Omega_{\text{syn}}} \frac{\mathbf{u}_0 \mathbf{u}_s}{M_e} \times K_{\max} \times \lambda. \quad (3.2.9)$$

kde λ je oním zvoleným poměrem jmenovitého a maximálního momentu. Reaktance v ose q se pak vypočte pomocí zvoleného poměru reaktancí. Ze znalosti poměrného indukovaného napětí naprázdno a reaktance v obou osách lze nyní vyjít při návrhu stroje. Je postupováno tak, že se ve vhodném programu vytvoří model stroje a ten je pak upravován tak, aby dosáhl navržených parametrů. Například požadovaného poměrného indukovaného napětí naprázdno je možné dosáhnout volbou typu magnetu, úpravou velikosti magnetu, radiální délkou vzduchové mezery a počtem závitů statoru. Reaktance v podélné a příčné ose mohou být například měněny geometrií magnetického obvodu, základními rozměry stroje a počtem závitů statoru. Je zde tedy více způsobů, jak požadovaného výsledku dosáhnout, a různé kombinace vedou k rozdílné kvalitě stroje (například z pohledu účinnosti).

Uvedený postup má ale několik nevýhod. Za prvé se soustředí pouze na analýzu stroje v ustáleném stavu a zanedbává tak rozběhové vlastnosti. Za druhé je založen na zjednodušených rovnicích, které neuvažují odpor vinutí statoru. Toto zjednodušení, jak bylo ukázáno v kapitole 2.4.2, může vést zejména u strojů malých výkonů k poměrně velkým nepřesnostem v odhadnutém maximálním momentu stroje a jemu odpovídajícímu zátěžnému úhlu. Pro zvýšení přesnosti by tak měl být postup založen na momentové rovnici zahrnující odpor vinutí (2.4.41),

kdy by se ale výpočty staly výrazně složitější, a pořád by ani aplikace této rovnice neřešila zohlednění rozběhových vlastností stroje.

Výhodnější se jeví návrh synchronního stroje spouštěného ze sítě prostřednictvím použití optimalizačních metod, které umí zohlednit jak provozní parametry v ustáleném stavu, tak i při rozběhu. Návrhu prostřednictvím optimalizace se věnuje následující kapitola.

3.3 Návrh prostřednictvím optimalizace

Jak již bylo uvedeno, návrh synchronních strojů spouštěných ze sítě je náročný z důvodu vysokého počtu aspektů, které musí vzít návrhář v potaz. Proto jsou tyto typy strojů často navrhovány prostřednictvím optimalizačních algoritmů, které umožňují hledání vhodné velikosti jednotlivých rozměrů s ohledem na stanovené podmínky. Takovýto přístup k návrhu těchto typů strojů byl prezentován již v mnoha článcích [31]. Optimalizace s využitím genetického algoritmu spolu s analýzou ustálených i dynamických schopností je demonstrována v článku [36] a vývoj třífázového dvoupólového synchronního stroje pro přímé spouštění ze sítě o výkonu 3,7 kW pomocí optimalizace struktury rotoru s využitím metodiky povrchové odezvy je uveden v článku [72]. Dalším příkladem může být návrh pomocí genetického optimalizačního algoritmu, který je studován v [73] a optimalizace založená na analytickém modelu se zahrnutím rozběhové schopnosti jako omezení byla demonstrována v [74]. Veškeré uvedené optimalizace se zaměřily pouze na tvar drážky pro uložení magnetu a jeho vlastní rozměry, ale tvar rotorových tyčí zde nebyl uvažován.

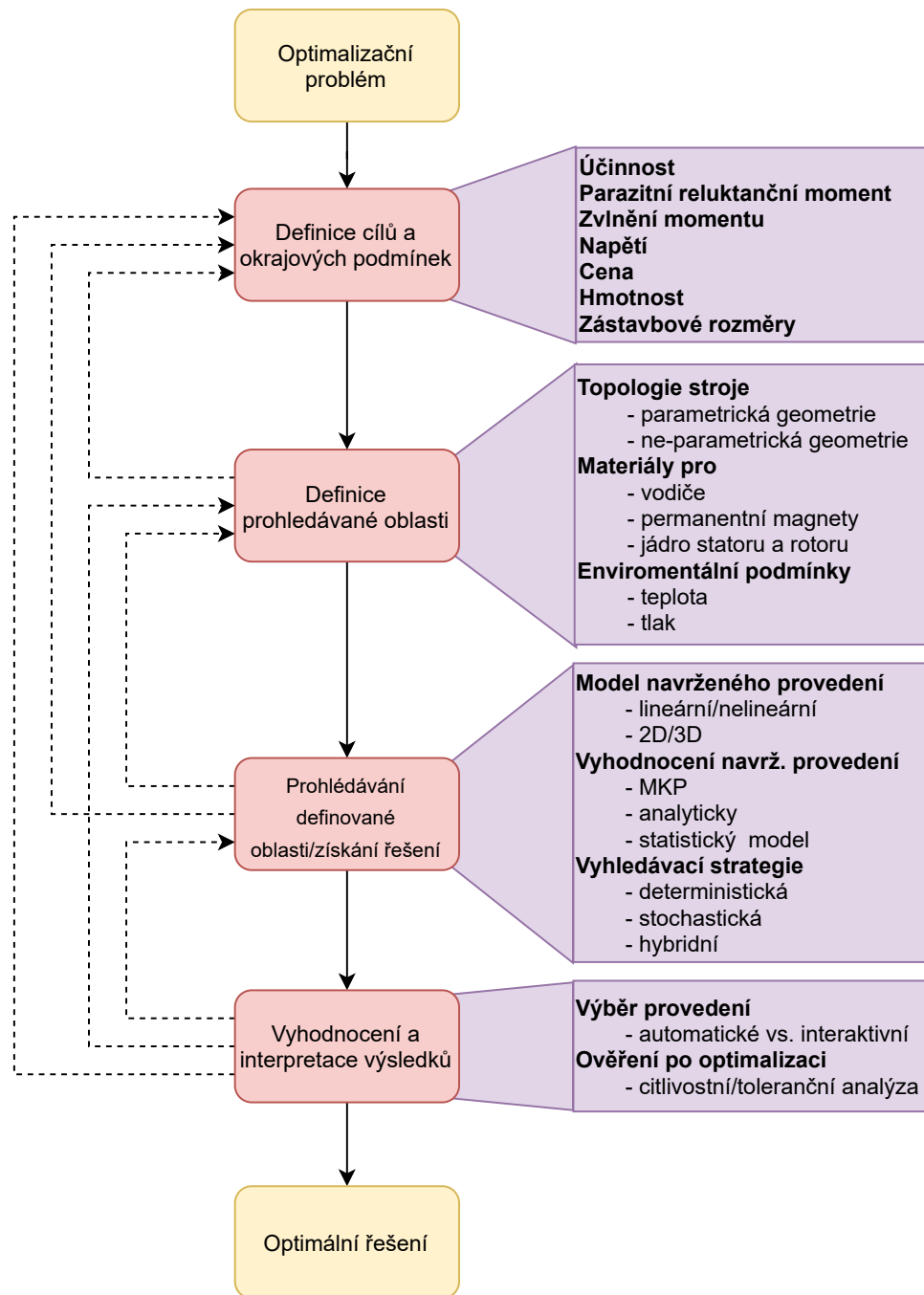
Poměrně vyčerpávající popis moderních optimalizačních metod, technik a trendů poskytla publikace [5]. Ta rozdělila typický proces optimalizace do čtyř základních kroků, které jsou uvedeny na Obr. 3.5. Jak je naznačeno čárkovanými čarami, jedná se o iterativní proces, kdy řešení jednoho kroku může vést k nutnosti opakování některého z předchozích. Často je nutné některé kroky optimalizace provádět ručně, ale vybrané části lze jednoduše automatizovat.

Jako první krok je v diagramu na Obr. 3.5 uvedena definice cílů a okrajových podmínek. V elektrických strojích se typicky může jednat o optimalizaci účinnosti, ceny, hmotnosti a dalších parametrů stroje. Je rovněž nutné vhodně zvolit okrajové podmínky, např. limit pro maximální zvlnění momentu. S ohledem na přístup k takto definovaným cílům lze zvolit typ optimalizace a to buď jedno-objektovou nebo multi-objektovou.

U jedno-objektové optimalizace probíhá minimalizace nebo maximalizace účelové, resp. ohodnocovací funkce. Tento postup je vyhovující v případě, kdy je cílem optimalizovat pouze jeden parametr. U elektrických strojů ale typicky bývá počet optimalizovaných parametrů vyšší, a proto se u nich zejména uplatňuje multi-objektová optimalizace. Tu lze podle publikace [5] definovat jako

$$\min_x \mathbf{q}^T \mathbf{F}(\mathbf{x}). \quad (3.3.1)$$

V této rovnici \mathbf{x} značí návrhový vektor, který specifikuje provedení stroje pro optimalizaci, \mathbf{q} je vektorem váhových koeficientů a \mathbf{F} je vektor zahrnujícím veškeré optimalizační cíle (např. účinnost, účinník, hmotnost). Tato definice multi-objektové optimalizace umožňuje využití standardních optimalizačních algoritmů vyvinutých pro jednoúčelové optimalizace. Implementace tedy pro řešení dané úlohy není obtížná. Na druhou stranu mají váhové koeficienty zásadní dopad na kvalitu výsledku optimalizace a jejich nastavení vyžaduje zkušenosti, případně několik opakování optimalizace. Příkladem, kde tato metoda byla použita je [75], v této publikaci autor

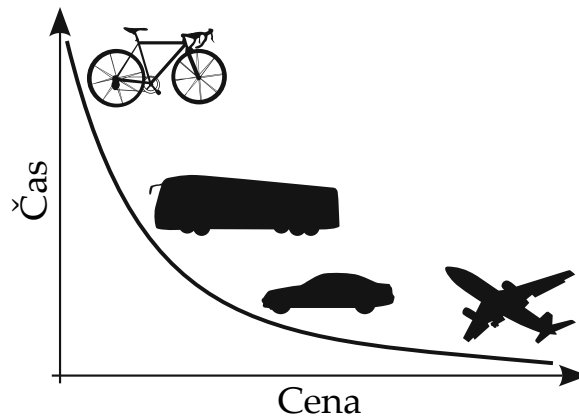


Obr. 3.5: Typická struktura optimalizačního procesu. Převzato a upraveno z [5].

úspěšně provedl několik různých optimalizací synchronních strojů s permanentními magnety na povrchu. Pro ukázkou bude tato metoda využita i pro optimalizaci synchronního stroje spouštěného ze sítě v rámci kapitoly 4.2. Vzhledem k nevýhodám optimalizace dle rovnice (3.3.1) volí většina dnešních inženýrů, podle publikace [5], pro optimalizaci následující definici:

$$\min_x F(x). \quad (3.3.2)$$

Uvedená definice vede ke mnohem komplexnější optimalizaci s vyššími časovými nároky. Typickým výsledkem jsou pak sady optimálních řešení nazývaných Peretovým čelem (anglicky pareto-optimal front), ze kterých si návrhář stroje může vybrat vhodné provedení. Příklad Paretova čela je uveden na Obr. 3.6 s problémem volby dopravního prostředku, ve kterém máme k

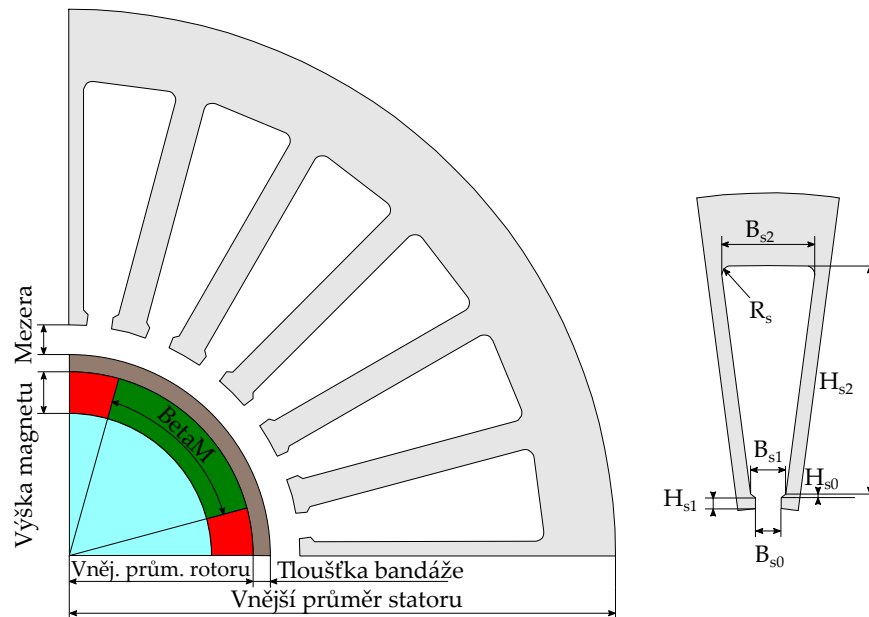


Obr. 3.6: Příklad Paretova čela. Převzato z [76].

dispozici kolo, autobus, auto a letadlo [76]. Je zřejmé, že letadlo poskytuje možnost nejrychlejší dopravy, avšak jeho cena je nejvyšší. Naopak kolo je nejpomalejším dopravním prostředkem ale výhodou jeho cena, která je nejnižší. Určitý kompromis mezi cenou a časem pak nabízí autobus nebo auto. Obdobně i při optimalizaci elektrického stroje je při finálním výběru ze sady řešení nutné najít vhodný kompromis. Příklady aplikace takto založené optimalizace lze nalézt v mnoha publikacích, např. [77] či [78]. V této práci bude rovněž provedena optimalizace synchronního stroje spouštěného ze sítě založená na definici dle (3.3.2), a to v kapitole 4.3. Bude zde ukázáno, že další výhodou tohoto způsobu optimalizace je to, že výsledná Paretova čela nabízí i jistý vhled do provázanosti jednotlivých sledovaných parametrů.

Při druhém kroku je definován prohledávaný prostor. Ten je u elektrických strojů obvykle definován sadou parametrů souvisejících s rozměry stroje. Jako příklad je uveden na Obr. 3.7 příčný řez synchronním strojem s permanentními magnety na povrchu. Jedná se o parametrizovanou geometrii, která je pevně definována spojitými (výška magnetu, průměry, otevření drážky, výška zpevňovacího pouzdra magnetu apod.), diskrétními (počet drážek statoru, pólů, fází apod.) a binárními parametry (jednovrstvé/dvouvrstvé vinutí, rozložené/soustředěné vinutí, vnitřní/vnější rotor). Všechny tyto parametry mohou být součástí optimalizace, avšak ve skutečnosti je nutné volit počet optimalizovaných proměnných s rozvahou, a to s ohledem na výpočetní délku optimalizace. Geometrie pro optimalizaci ale nemusí být vždy parametrická, jako je tomu na Obr. 3.7 ale může být využita i neparametrická [79], jejíž popisu je věnována kapitola 3.3.3. Další důležitou součástí tohoto kroku je definování materiálů a environmentálních podmínek.

Po té, co je definována prohledávaná oblast, je nutné zvolit jakým postupem bude prováděno její prohledávání. V našem případě se tím rozumí zejména elektromagnetický a případně tepelný výpočet elektrického stroje a mechanické ověření namáhání jednotlivých částí. Model, který je využit pro optimalizaci, může být za účelem urychlení výpočtu linearizován. Je také důležité vybrat, zda pro modelovaný problém je dostačující výpočet na 2D modelu nebo zda je nutné přistoupit k řešení ve 3D, které může být ale výrazně časově náročnější. Pro samotný výpočet na modelu mohou být zvoleny analytické výpočty [80], případně numerické metody [78] (metoda konečných prvků) nebo statistické modely [81], [82]. Posledním krokem je vyhodnocení a interpretace výsledků.



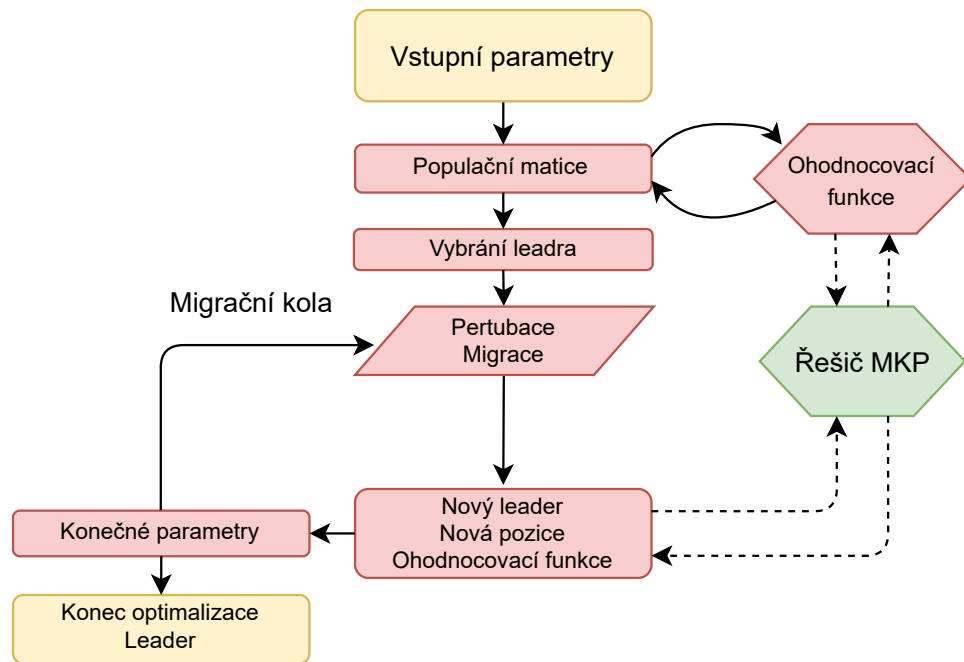
Obr. 3.7: Příklad spojených rozměrových parametrů v příčném řezu synchronním stroje s permanentními magnety na povrchu. Magnety jsou v tzv. Halbachově uspořádání a nachází se pod zpevňovací objímkou, která zajišťuje odolnost rotoru vůči odstředivým silám za provozu stroje.

V rámci této práce budou prezentovány dva optimalizační algoritmy, jejichž praktická aplikace v problematice návrhu synchronních strojů spouštěných ze sítě bude ukázána v kapitole 4 věnované případovým studiím. Popisu principu jejich činnosti jsou věnovány následující dvě kapitoly.

3.3.1 Samo-organizující se migrační algoritmus

Jako jeden z algoritmů pro optimalizaci v rámci případové studie, která bude prezentována v kapitole 4.2, byl vybrán samo-organizující se migrační algoritmus (SOMA). Jedná se o algoritmus vyvinutý v Česku, který je podrobně popsán v knižních publikacích [83] a [84]. Tento algoritmus byl několikrát úspěšně použit v problémech optimalizace elektrických strojů, například [75, 85, 86]. Autor této práce se také podílel na srovnání multiobjektového samo-organizujícího se migračního algoritmu (MOSOMA) s populárnějším genetickým algoritmem s nedominovaným tříděním (NSGA-II) v publikaci [87]. Uvedená studie byla provedena na synchronním reluktančním stroji spouštěném ze sítě a MOSOMA dosáhla srovnatelných výsledků jako NSGA-II s výrazným 15 % zkrácením času.

Algoritmus SOMA lze charakterizovat jako operativně-kooperativní chování nejchytřejších jedinců při řešení společného problému. Funkci tohoto algoritmu zachycuje diagram ukázaný na Obr. 3.8. V prvním kroku algoritmus dle zadaných vstupních parametrů vytváří počáteční populaci, neboli sadu geometrických provedení stroje. Ty jsou následně propočteny metodou konečných prvků a na základě dosažených parametrů ohodnoceny prostřednictvím účelové funkce. Stroj (neboli jedinec) s nejlepšími parametry z populace je zvolen do vedoucí pozice. V další fázi algoritmu probíhají tzv. migrační kola, kdy ostatní jedinci cestují, neboli migrují k vedoucímu jedinci a v případě, že některý z nich při své cestě nalezne lepší řešení, je zvolen novým lídrem.



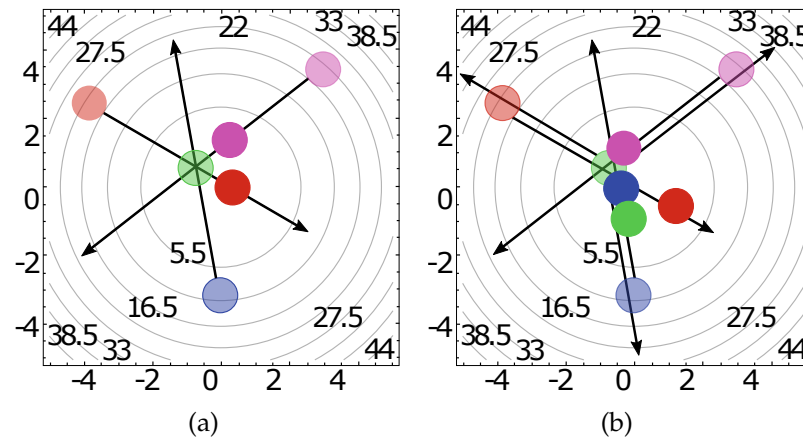
Obr. 3.8: Proces optimalizace algoritmem SOMA. Převzato a upraveno z [85].

U algoritmu SOMA se rozlišuje pět základních verzí, které se mezi sebou liší způsobem migrace.

- AllToOne – základní verze algoritmu SOMA, kdy leader (nejlepší jedinec dle účelové funkce) nemění svou pozici, ale ostatní jedinci v populaci se přesunují v prostoru k němu. Tato strategie je zachycena na Obr. 3.9(a).
- AllToAll – v této verzi optimalizačního algoritmu není zvolen žádný leader a všichni jedinci putují k pozicím ostatních jedinců čímž prohledávají návrhový prostor. Nevýhodou této varianty je vyšší výpočetní náročnost ve srovnání se základní verzí AllToOne. Tato varianta je pro názornost zachycena na Obr. 3.9(b).
- AllToAll Adaptive – je obdobou verze AllToAll, ale jedinci po provedené migraci zůstávají na nejlepší pozici, kterou během migrace našli.
- AllToRand – v této variantě se stejně jako ve variantě AllToOne přesouvají jedinci směrem k pozici leadera. Leader je ale vybírán z populace náhodně pro každé kolo migrace.
- Clusters – hyperprostor je rozdělen do svazků a každá jednotlivá populace je testována v tomto svazku. Při pohybu jedinců během migrace se svazky mohou spojovat nebo rozpadat.

Běh optimalizačního algoritmu je ovlivněn řídicími a ukončovacími parametry jejichž vhodné nastavení má přímý vliv na kvalitu získaného výsledku. Tvůrce SOMA uvedl tyto parametry ve své publikaci [84] včetně doporučených hodnot nastavení. Tyto parametry jsou pro přehlednost vypsány v Tab. 3.1.

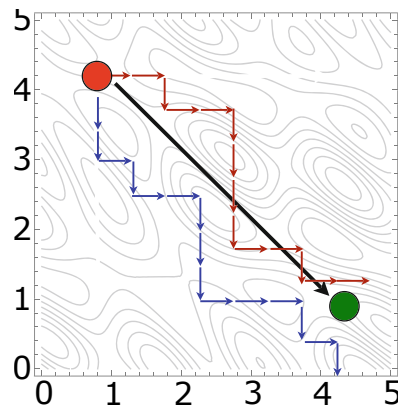
Parametr PathLength určuje vzdálenost, jakou aktivní jedinec urazí ve vztahu k vedoucímu jedinci. Při nastavení PathLength = 1 bude jeho finální pozice na místě vedoucího jedince. Zrůstlost této cesty, po které se jedinec přesouvá, určuje parametr Step. Při jeho nastavení na nižší hodnotu bude optimalizace trvat déle, nicméně dojde k podrobnějšímu prozkoumání prostoru. Pro zvýšení robustnosti obsahuje algoritmus SOMA tzv. pertubační vektor (PRT). Příklad jeho funkce je ukázán na Obr. 3.10. Na tomto obrázku černá šipka znázorňuje příklad pohybu jedince



Obr. 3.9: Ukázka (a) strategie SOMA AllToOne, a (b) strategie SOMA AllToAll. Členové před migrací jsou odlišeny sníženou průhledností. Převzato z publikace [88].

Tab. 3.1: Řídící a ukončovací parametry samo-organizujícího se migračního algoritmu včetně doporučených hodnot. Převzato a upraveno z [84]

Parametr	Doporučený rozsah	Poznámka
PathLength	1,1 až 5	Řídící parametr
Step	0,11 až PathLength	Řídící parametr
PRT	0 až 1	Řídící parametr
PopSize	10 až dle uživatelské volby	Řídící parametr
Migrace	10 až dle uživatelské volby	Ukončovací parametr



Obr. 3.10: Ukázka vlivu pertubačního vektoru na pohyb jedince v optimalizovaném prostoru. Upraveno a převzato z publikace [88].

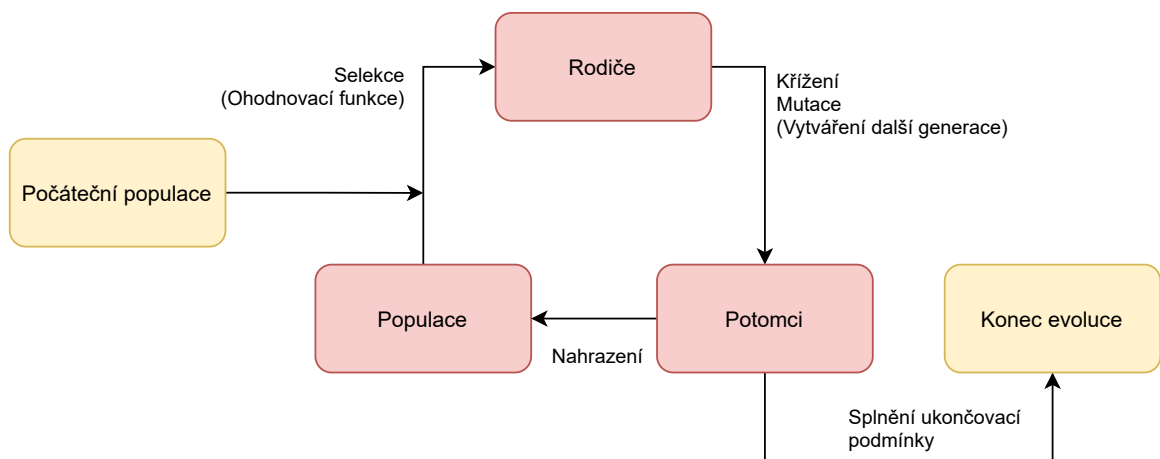
v prostoru, ve kterém hledá řešení bez působení PRT. Tento pohyb je přímý a díky tomu může minout lokální nebo globální maxima, resp. minima. PRT zajišťuje v algoritmu narušení tohoto přímého pohybu. Posun jedince s PRT vektorem je naznačen modrými a červenými šipkami. Je zřejmé, že červený jedinec se opět v prostoru pohybuje směrem k zeleně vyznačenému, ale při pohybu k němu prohledává větší prostor a tím zvyšuje svou šanci na nalezení lepšího řešení optimalizované funkce.

Velikost populace je určena parametrem PopSize. Ten určuje kolik jedinců tvoří populaci a podle [84] by neměl tento parametr být volen menší než jedna. Posledním uvedeným paramete-

trem v Tab. 3.1 je Migrace. Jedná se o ukončovací parametr, který určuje kolikrát se populace jedinců přeorganizuje. Jedná se o období termínu generace používaném např. v genetickém algoritmu. Ten je ve stručnosti popsán v následující kapitole.

3.3.2 DECMO2 hybridní multi-objektivní optimalizační algoritmus

První verze algoritmu DECMO byla publikována v [89]. Tato publikace popsala hybridní multi-objektový evoluční algoritmus založený na kooperativní koevoluci, který dokázal efektivně začlenit výhody obou individuálních vyhledávacích strategií na nichž byl postaven. Záměrem bylo simulovat současný vývoj dvou diferencních subpopulací stejné velikosti: subpopulace P byla vyvíjena pomocí evolučního modelu SPEA2 [90], zatímco subpopulace Q byla vyvíjena pomocí principů DEMO/GDE3 [91]. Algoritmus DECMO2 je druhou verzí robustního hybridního a adaptivního multi-objektového optimalizačního algoritmu, který byl představen v publikaci [92]. Tento algoritmus využívá kombinaci prvků diferenciální evoluce (DE) a silového Paretova evolučního algoritmu 2/nedominantního třídícího genetického algoritmu II (SPEA2/NSGA-II). DECMO2, představuje výrazně vylepšenou variantu našeho DECMO a oproti první verzi má další dva klíčové stavební prvky - integraci strategie rozkladu a adaptivní vyhledávání [92].



Obr. 3.11: Princip procesu optimalizace genetickým algoritmem.

Genetické algoritmy, jejichž princip DECMO2 využívá, patří mezi velmi populární algoritmy pro optimalizační úlohy nejenom v oblasti elektrických strojů [93], [94] a řadí se mezi stochastické techniky. Obecně lze říct, že tento algoritmus využívá náhodného výběru, který poté aplikuje definovaným způsobem. Náhodný výběr pomáhá lépe nalézt globální maximum a měl by zamezit iterací pouze k lokálním extrémům. Na druhou stranu je pro řešení nutný velký počet iterací, což může vést k dlouhé optimalizaci. Hledání genetickým algoritmem je iterační proces, který na rozdíl od SOMA nemá migrační kola, ale tzv. generační. Na začátku je vytvořena náhodným způsobem počáteční generace a ta je ohodnocena prostřednictvím účelové funkce. Tímto jsou zjištěni nejlepší jedinci s ohledem na optimalizované parametry. V dalším kroku probíhá na základě tohoto vyhodnocení selekce. Během ní mohou být vybráni nejlepší jedinci spolu s několika náhodnými pro to, aby tvořili rodiče další generace. Křížením rodičů je vytvořena nová generace potomků. Do tohoto procesu je možné zahrnout i mutace, které zvyšují robustnost algoritmu. Pokud některý z potomků vyhovuje hledisku podmínek pro optimalizaci, neboli je splněna ukončovací podmínka, tak optimalizační proces končí. V opačném případě se potomci nahrazením stávají novou aktuální populací určenou pro selekci.

Takto může pokračovat hledání přes celou řadu generací. Schematicky je tento postup zachycen na Obr. 3.11. Pro DECMO2 je tento algoritmus upraven a přesně popsán v již zmíněné referenci [92].

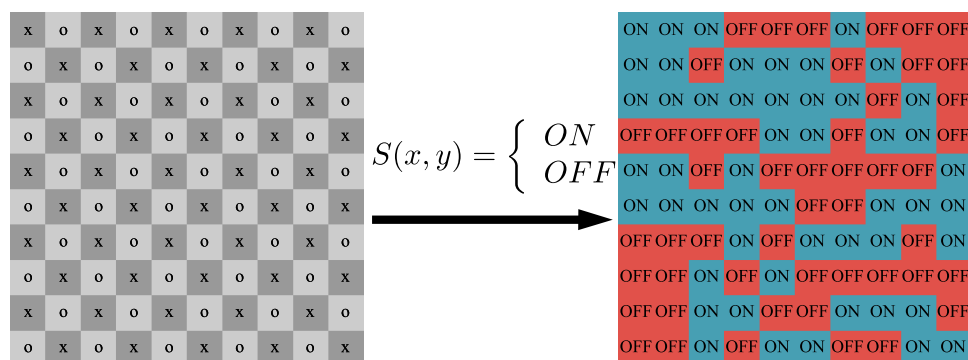
Optimalizační algoritmus DECMO2 je dnes velmi populární mezi návrháři elektrických strojů. Jako příklad lze uvést aplikace tohoto algoritmu ukázané v [95] a [96]. Tato práce bude prezentovat využití DECMO2 na optimalizaci statoru a rotoru synchronního stroje spouštěného ze sítě s jmenovitým výkonem 3 kW v kapitole 4.3.

3.3.3 Topologická optimalizace

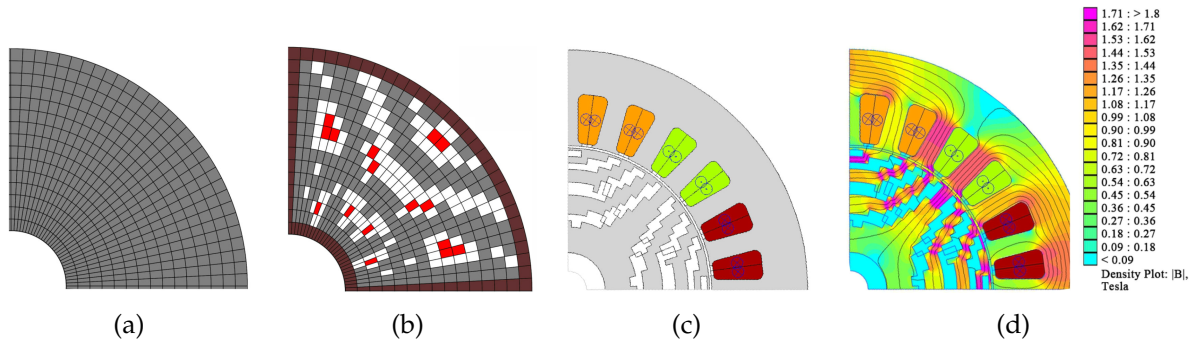
Topologická optimalizace spočívá v tom, že například geometrický tvar se dvěma různými materiály lze optimalizovat pomocí dvou binárních stavů (On/Off) a vhodného optimalizačního algoritmu. Příklad takového přístupu je ukázan na Obr. 3.12. Na tomto obrázku je oblast návrhu rozdělena do několika buněk. Materiál každé buňky je definován proměnnou stavu buňky $S(x, y)$ (ON může odpovídat tomu, že buňka je z oceli a OFF může vyjadřovat to, že buňka je z hliníku). Ačkoli tato metoda dokáže najít optimální řešení, optimalizace je časově velmi náročná kvůli velkému počtu buněk, kterým je třeba přiřadit proměnnou stavu buňky. Kromě toho je známo, že tento postup může vést k nevyrobitelným a komplikovaným geometriím [97].

Topologickou optimalizaci lze použít k nalezení nového tvaru elektrických strojů. Tento přístup byl například použit pro optimalizaci geometrie rotoru synchronního stroje s permanentními magnety pomocí genetického algoritmu v publikaci [99] a kombinace topologické optimalizace rotoru s vnořenými magnety spolu s identifikací optimálního fázového úhlu proudu je popsána v [100]. Topologická optimalizace se také často používá pro hledání nových optimálních tvarů synchronních reluktančních strojů [101], viz Obr. 3.13. Uplatnění topologické optimalizace se neomezuje pouze na návrh elektrických strojů, ale lze jej s výhodou implementovat pro velké množství technických problémů [102].

K překonání nevýhody časové náročnosti topologické optimalizace lze použít metodu založenou na normalizované Gaussově síti (NGnet), která je podrobně popsána v [97] a [103]. Tato metoda, kterou představil Sato *a další*, usnadňuje získání vyrobitelných tvarů výsledné geometrie v kratším čase než jednoduchá topologická optimalizace založená na metodě ON/OFF, Obr. 3.12.



Obr. 3.12: Příklad výstupů topologické optimalizace při aplikaci tzv. ON/OFF metody. Převzato z autorovy publikace [98].



Obr. 3.13: Ukázka synchronního reluktančního stroje optimalizovaného topologickou optimalizací využívající binární metodu ON/OFF. (a) Diskretizace povrchu rotoru. (b) Model po optimalizaci. Bílé buňky odpovídají vzduchu, šedé oceli, hnědé nejsou do optimalizace zahrnuty. Červeně jsou vyznačeny ocelové části uprostřed prostoru se vzduchem. Tyto buňky by měli být vhodně vytvořeným algoritmem rozpoznány a přenastaveny na vzduch. (c) Ukázka odpovídajícího modelu pro konečně prvkovou analýzu. (d) Ukázka výsledků elektromagnetického výpočtu konečně prvkovými metodami. Převzato z publikace [5].

Podle [97] je NGnet definována váženým součtem normalizovaných Gaussových funkcí, a to následovně:

$$f(x, y) = \sum_{i=1}^N w_i b_i(x, y), \quad (3.3.3)$$

kde w_i je váhový koeficient, N je počet Gaussových funkcí a $b_i(x, y)$ se vypočítá ze vzorce

$$b_i(x, y) = \frac{G_i(x, y)}{\sum_{j=1}^N G_j(x, y)}. \quad (3.3.4)$$

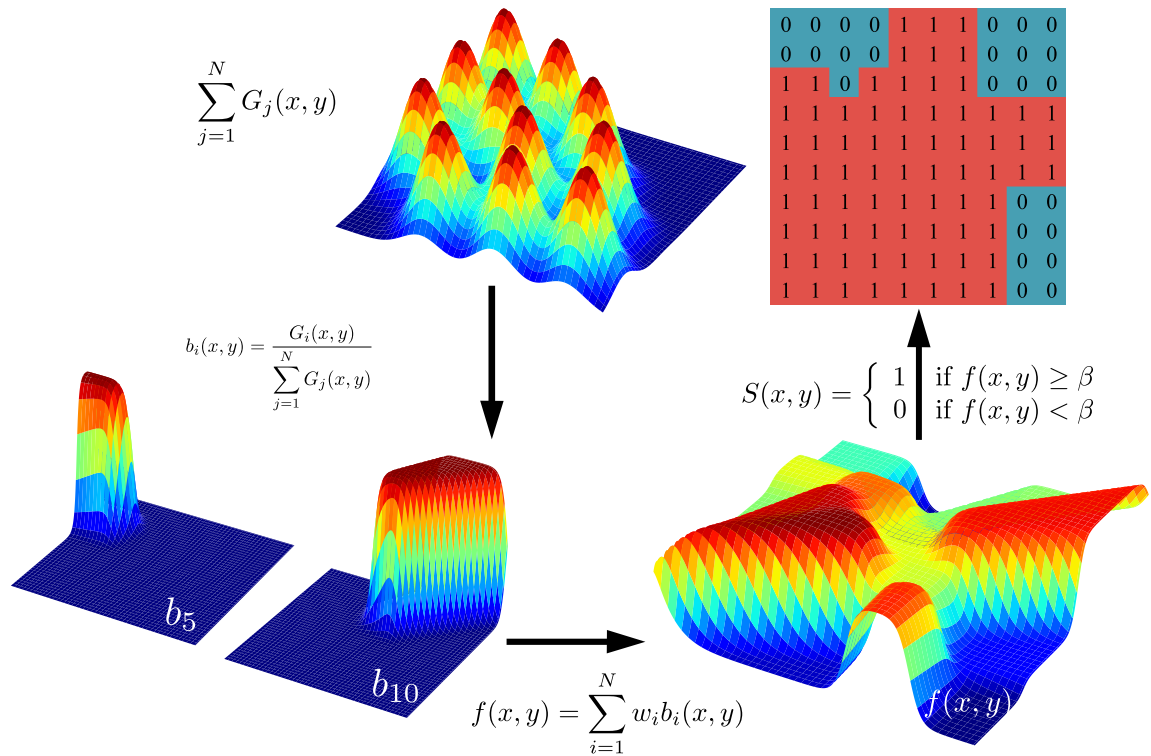
Samotnou Gaussovou funkci $G(x, y)$ ve 3D prostoru, která se dosazuje do rovnice (3.3.4), lze vypočítat jako

$$G(x, y) = \frac{1}{\sigma_x \sigma_y 2\pi} e^{-\frac{1}{2} \left[\left(\frac{x-\mu_x}{\sigma_x} \right)^2 + \left(\frac{y-\mu_y}{\sigma_y} \right)^2 \right]}. \quad (3.3.5)$$

Výsledná NGnet, vypočtená dle (3.3.3), se použije k určení přiřazení materiálu pro každou uvažovanou buňku prostřednictvím proměnné stavu buňky $S(x, y)$. Pokud má funkce NGnet vyhodnocená na $S(x, y)$ hodnotu nižší než předem zvolená prahová hodnota β , je $S(x, y)$ nastavena na nulu a materiál buňky je určen jako např. ocel; pokud je vyšší, je $S(x, y)$ definována na 1 a přiděleným materiálem je např. hliník:

$$S(x, y) = \begin{cases} 1 & \text{if } f(x, y) \geq \beta \\ 0 & \text{if } f(x, y) < \beta \end{cases}. \quad (3.3.6)$$

Pro názornost celého procesu tvorby NGnet je na Obr. 3.14 uveden příklad ve kterém je v prostoru rozmístěno jedenáct Gaussových funkcí. Tyto funkce jsou vypočteny vztahem (3.3.5) a následně dosazeny do (3.3.4). Tímto je docíleno normalizace Gaussových funkcí, která je ukázána na Obr. 3.14 vlevo dole. V dalším kroku je proveden vážený součet dle rovnice (3.3.3) a tím je konečně získán NGnet ukázaný na stejném obrázku vpravo dole. NGnet je pak srovnán s prahovou hodnotou a jednotlivým buňkám jsou pak přiřazeny dle podmínky (3.3.6) hodnoty: 1 nebo 0. Podle hodnoty, kterou buňka nabývá lze pak přiřadit požadovaný materiál.



Obr. 3.14: Příklad výstupu topologické optimalizace v případě implementace NGnet sítě definované jedenácti Gaussovými funkcemi. Převzato z autorovy publikace [98].

Aplikace topologické optimalizace založené na Gaussově normalizované síti na návrh synchronního stroje spouštěného ze sítě s permanentními magnety bude ukázána v rámci případové studie v kapitole 4.4 a dále je uvedena i v autorově publikaci [98]. Aplikace topologické optimalizace na synchronní stroje bez magnetů byly autorem popsány v publikacích [101] a [30].

4 | Případové studie

Tato kapitola uvádí celkem čtyři případové studie, které si kladou za cíl doplnit kapitoly 2 a 3 o praktické využití prezentovaných informací. Jako první je v kapitole 4.1 prezentován návrh synchronního stroje spouštěného ze sítě s permanentními magnety bez použití optimalizačních metod v případě, kdy je k dispozici referenční asynchronní motor. Druhá studie opět využívá stejného referenčního modelu pro to, aby představila dvě rozdílné provedení rotoru získané optimalizací prostřednictvím samo-organizujícího se migračního algoritmu popsaného v kapitole 3.3.1. Přístup k návrhu stroje včetně optimalizace tvaru plechů statoru za využití hybridního multi-objektivního optimalizačního algoritmu je náplní třetí případové studie. Finální čtvrtá studie využívá topologickou optimalizaci pro výzkum a vývoj vhodného tvaru drážek rotoru.

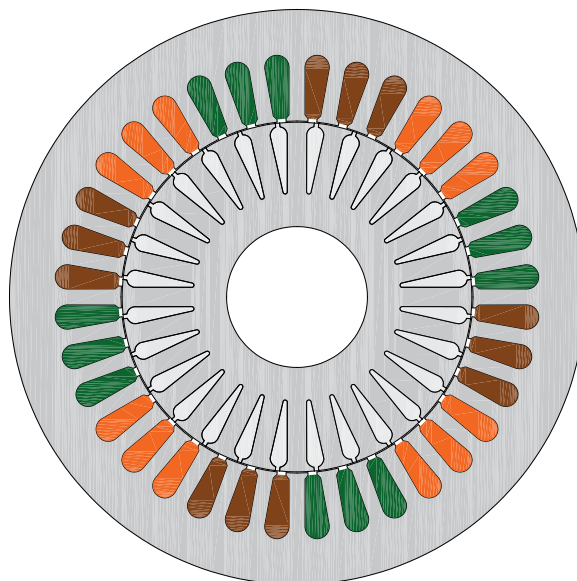
4.1 Rychlý návrh bez použití optimalizace a analýza provozních vlastností

V rámci této případové studie je aplikován přístup k návrhu synchronního stroje spouštěného ze sítě bez využití optimalizačních technik. Jako základ návrhu slouží asynchronní stroj, jehož rotor je nahrazen novým rotorem, který obsahuje nejenom klec nakrátko ale také i permanentní magnety. Rozměry klece a permanentních magnetů jsou voleny technickým úsudkem a dále iteračně doladěny v rámci výpočtů na vyhotoveném konečně prvkovém modelu. Cílem a motivací této kapitoly je prezentovat vyvinutý postup pro návrh bez sofistikovaných optimalizačních algoritmů, jehož výsledek je později srovnán s optimalizovanými geometriemi. Tato kapitola dále uvádí množství analýz, které doplňují teoretickou část práce, a to zejména kapitola 2. Navržený stroj byl také pro ověření návrhového postupu vyroben a změřen, viz kapitola 5.

4.1.1 Výchozí asynchronní motor

Jako referenční, respektive výchozí stroj je ve studii použit komerční čtyřpólový asynchronní motor chlazený ventilátorem o jmenovitém výkonu 1,5 kW při 1500 ot/min. Stroj je určen pro provoz z třífázové sítě 400 V a 50 Hz. Příčný řez magnetickým obvodem použitým v indukčním stroji je znázorněn na Obr. 4.1. Motor je instalován v kostře s patkami a osová výška hřídele stroje je 90 mm.

Magnetický obvod je vyroben z oceli M470-50A. Aktivní délka statoru a rotoru je stejná, a to 160 mm. Vnější průměr statoru je 135 mm a rotoru 83,4 mm. Klec nakrátko je tlakově litá do 28 rotorových drážek a statorové třífázové jednovrstvé soustředné vinutí s 3 drážkami na pól a fázi je instalováno v 36 statorových drážkách. Tyče rotoru jsou zešikmeny o jednu drážkovou rozteč statoru. Jedná se o běžnou úpravu, pomocí které se snižuje vliv drážkových harmonických



Obr. 4.1: Příčný řez geometrií výchozího indukčního stroje o jmenovitém výkonu 1.5 kW při 1500 ot/min. Na obrázku je provedeno barevné odlišení jednotlivých fází statorového vinutí.

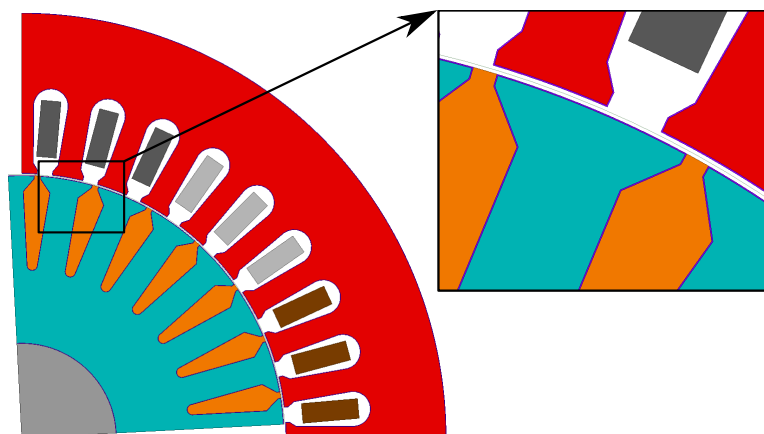
Tab. 4.1: Klíčové parametry výchozího asynchronního motoru

Parametr	Hodnota
Jmenovitý výkon, kW	1,5
Počet pólů	4
Nominální frekvence, Hz	50
Jmenovité sdružené napětí, V	400
Zapojení vinutí statoru	Hvězda
Počet drážek statoru	36
Počet drážek rotoru	28
Aktivní délka, mm	160
Vnější průměr statoru, mm	135
Vnější průměr rotoru, mm	83,4
Radiální délka vzduchové mezery, mm	0,3

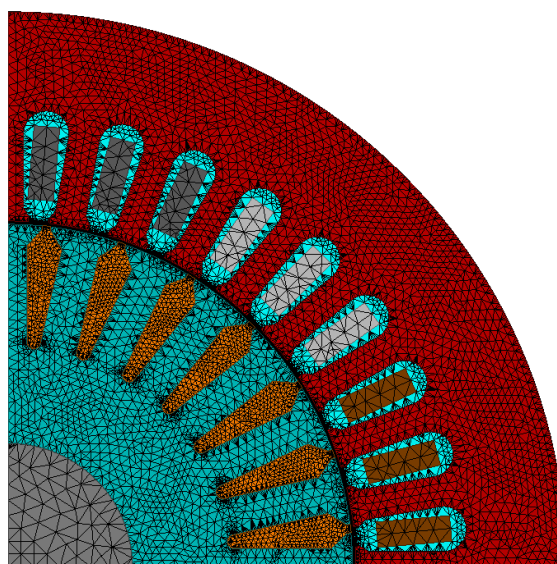
složek magnetické indukce na provoz stroje. Klíčové parametry jsou pro přehled uvedeny v Tab. 4.1.

Elektromagnetický výpočet stroje byl proveden na elektromagnetickém modelu vytvořeném v profesionálním programu Ansys Maxwell. Vytvořený model se snaží vzít v potaz vliv výroby na výsledné parametry stroje. Vlivem ražení plechů totiž dochází ke zhoršení jeho vlastností v oblasti podél hrany plechu [104]. Tuto degradaci lze jednoduše modelovat nahrazením okrajů plechu tenkou vrstvou vzduchu. Touto metodou by měla být zajištěna vyšší shoda výsledků výpočtu se skutečným strojem. Vytvořený elektromagnetický model referenčního asynchronního stroje respektující vliv výroby je ukázán na Obr. 4.2.

Impedance čel vinutí a kruhů nakrátko byly namodelovány přes externí obvody. Pro zkrácení doby výpočtu jsou výpočty založeny na časové 2D konečně-prvkové analýze. Elektromag-



Obr. 4.2: Elektromagnetický model respektující vliv výroby, fialovou barvou je vyznačena oblast nahrazená vzduchem.



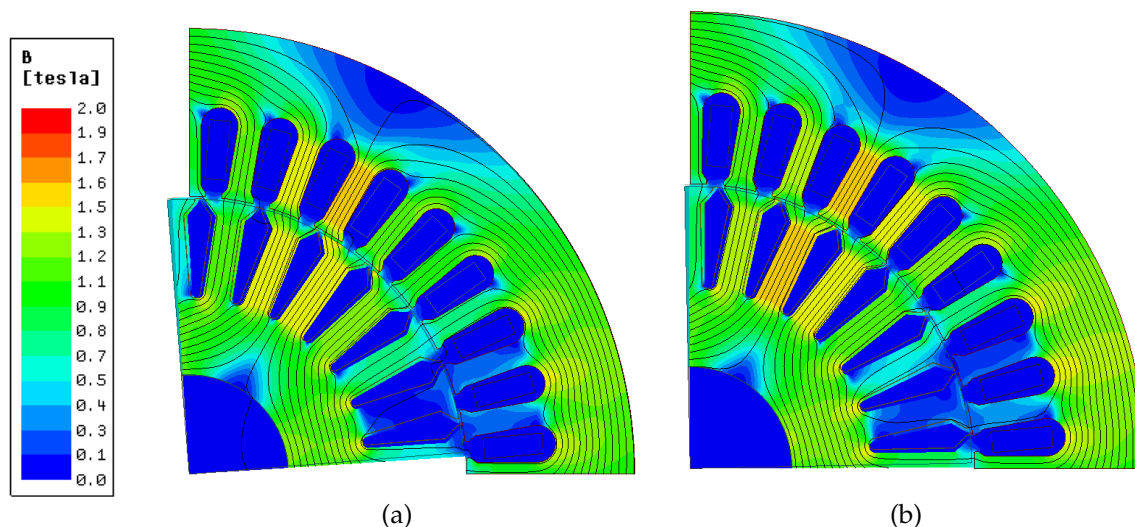
Obr. 4.3: Elektromagnetický model respektující vliv výroby diskretizovaný sítí konečných prvků, fialovou barvou je vyznačena oblast nahrazená vzduchem.

netický model jedné pólové rozteče stroje je rozdělen do 18 972 prvků. Elementy blízko povrchu rotoru jsou menší než hloubka vniku asociovaná s drážkovými harmonickými a materiálovými charakteristikami. Sít' konečných prvků je ukázána na Obr. 4.3.

Vypočtené rozložení magnetické indukce v řezu asynchronním strojem pro stav při jmenovitém zatížení a chodu naprázdno je ukázáno na Obr. 4.4. Při chodu naprázdno a ani při provozu během zatížení nedochází k přesycování magnetického obvodu. Hladiny sycení jsou pod 1,7 T a vyšší hodnoty jsou pouze v omezených lokalitách, například hrany hlav zubů.

Elektromagnetickým výpočtem byly také určeny parametry stroje jako je účinnost, účinník a odebíraný proud. Hodnoty pro stav při zatížení jsou uvedeny pro přehlednost v Tab. 4.2 a pro stav naprázdno v Tab. 4.3. Je patrné, že účinnost stroje je relativně nízká (účinnostní třída IE2 dle [7]) a to i navzdory poměrně velké aktivní délce magnetického obvodu.

Vyčíslení dílčích ztrát pak provádí Tab. 4.4. Ta ukazuje, že ztráty ve vinutí statoru se podílí nejvyšší měrou na celkových ztrátách ve stroji. Následují ztráty v železe a po nich až v kleci nakrátko, které jsou zastoupeny 18 % z celkových elektromagnetických ztrát. Jak již bylo



Obr. 4.4: Rozložení magnetické indukce v příčném řezu výchozího asynchronního stroje pro chod (a) při zatížení a (b) naprázdno.

Tab. 4.2: Souhrn výsledků elektromagnetického výpočtu při jmenovitém zatížení

Parametr	Hodnota
Výkon, kW	1479
Otáčky, ot/min	1455
Moment, Nm	9,70
Vypočtená elektromagnetická účinnost (sinusové napájení), %	83,90
Účíník, -	0,71
Jmenovitý proud, A	3,38

Tab. 4.3: Souhrn výsledků elektromagnetického výpočtu při chodu naprázdno

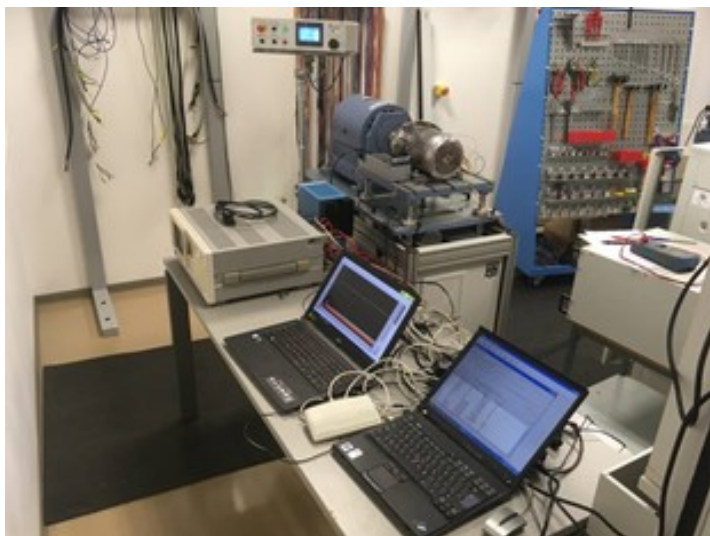
Parametr	Hodnota
Otáčky, ot/min	1499
Účíník, -	0,05
Proud, A	2,43

uvedeno, je klíčem pro zlepšení účinnosti u synchronního stroje spouštěného ze sítě teoretická eliminace ztrát v rotoru a snížení ztrát ve vinutí statoru, a to díky vyššímu účíníku, který je dosažen přítomností permanentního magnetu. Protože obdobně nastavený elektromagnetický model je využit pro všechny prezentované případové studie, je nejprve ověřen měřením.

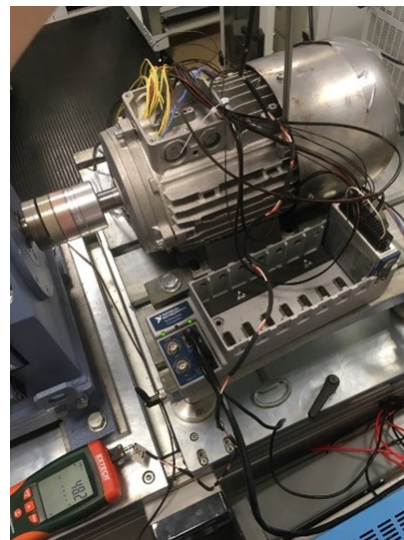
Měření na asynchronním stroji proběhlo dle standardu ČSN EN 60034-2-1 ed. 2. - metoda 2-1-1B pro určení ztrát a účinnosti. K napájení stroje byl použit sinusový zdroj California Instruments 5001IX. Mezi zdroj a motor byl zapojen výkonový analyzář Yokogawa WT1800 pro měření veličin jako je proud, napětí, příkon, účíník a další. Zatěžování stroje zajišťoval dynamometr ASD 6,3K-4 a v průběhu měření byly zaznamenávány také teploty ve vinutí stroje. Celá testovaná sestava je zachycena na fotografii na Obr. 4.5. Naměřené hodnoty byly zpracovány a použity pro vyhodnocení měření.

Tab. 4.4: Souhrn ztrát pro jmenovitý pracovní bod

Parametr	Hodnota	Podíl v %	Komentář
Ztráty ve vinutí statoru, W	128,1	45,1	Nenásobeno korekčním činitelem.
Ztráty v železe, W, -	76,9	27,1	Násobeno korekčním činitelem 1,8.
Ztráty v kleci nakrátko, W	50,8	18,0	Nenásobeno korekčním činitelem.
Dodatečné ztráty, W	28,1	9,9	Určeno jako 1,8 % výkonu stroje.
Celkové ztráty, W	283,89	-	-
Účinnost, %	83,90	-	-



(a)



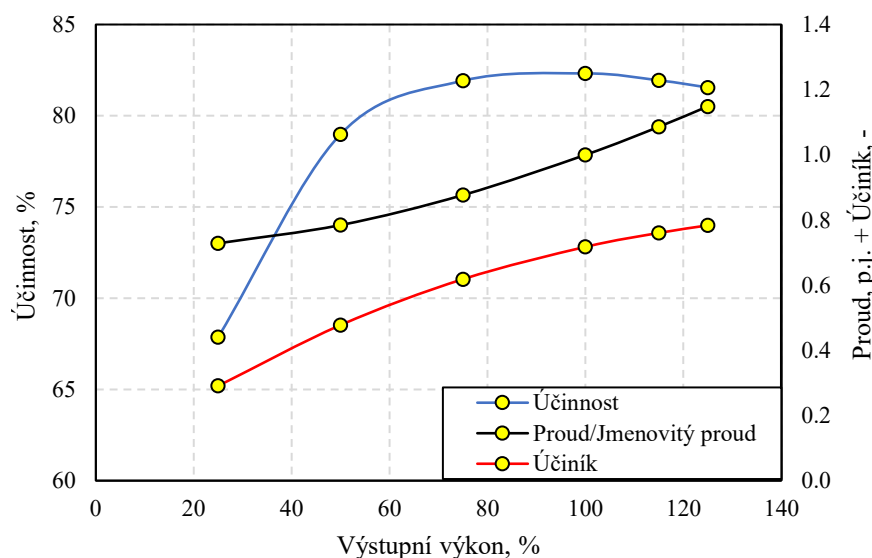
(b)

Obr. 4.5: Měření na laboratorním vzorku referenčního čtyř-pólového asynchronního motoru 1,5 kW. (a) Přehled měřicího pracoviště a (b) detail na měřený stroj.

Výsledky měření zatěžovací křivky jsou ukázány v grafické podobě na Obr. 4.6. Z vynesené charakteristiky je patrné, že referenční stroj má dle očekávání nejvyšší účinnost pro výkony blízké jmenovité hodnotě. Dále také, že účinnost nepřesahuje 84 %.

Zvláště je pak provedeno porovnání naměřených hodnot s vypočtenými pro jmenovitý provozní bod stroje v Tab. 4.5. Účinnost určená prostřednictvím konečně prvkového modelu bere v potaz mechanické ztráty (korigované ztráty třením a ventilací) zjištěné měřením naprázdno na asynchronním stroji, které činí 11,9 W. Elektromagnetický model rovněž uvažuje stejné teploty pro vinutí jaké byly zjištěny měřením na laboratorním vzorku, a to 72,8 °C.

Z porovnání je patrné, že elektromagnetický výpočet poskytuje optimističtější hodnoty účinnosti než jaké byly skutečně naměřeny na vzorku stroje. Nicméně i tak lze konstatovat, že hodnoty se relativně dobře shodují a korekční faktory implementované pro asynchronní stroj mohou být použity i pro další modelování synchronních strojů spouštěných ze sítě. Podrobnější výsledky měření jsou uvedeny v přílohové části C na Obr. C.4.



Obr. 4.6: Zatěžovací křivky změřené na referenčním asynchronním stroji.

Tab. 4.5: Srovnání naměřených hodnot pro jmenovitý pracovní bod s výsledky získanými výpočtem konečně prvkovými metodami na elektromagnetickém modelu. Nastavení materiálů v modelu uvažuje stejné teploty jaké byly zjištěny měřením na referenčním stroji

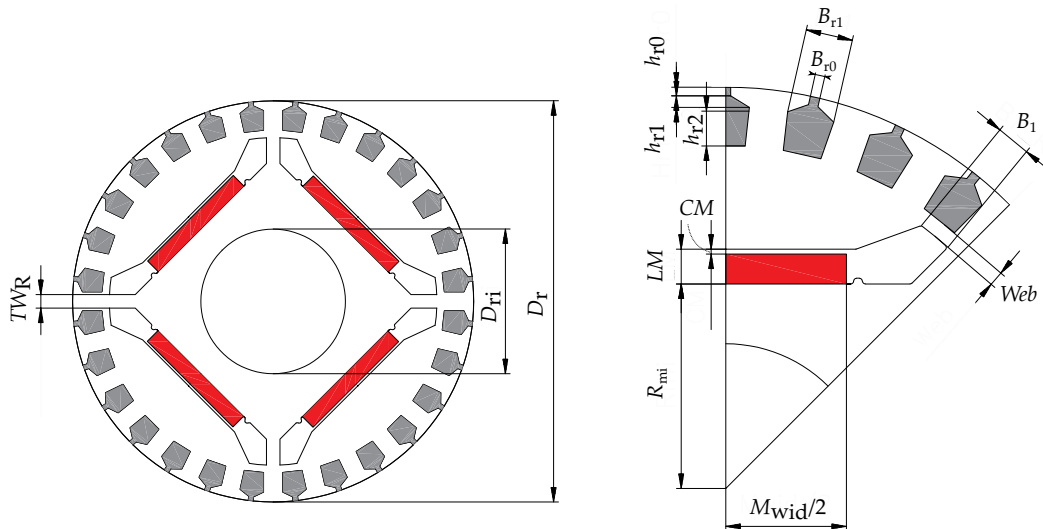
Parametr	Měření	Model
Moment, Nm	9,9	9,7
Příkon, W	1783,8	1774,89
Proud, A	3,59	3,38
Napájecí napětí, V	400	400
Účinnost, %	82,32	83,3
Účinník, -	0,72	0,71
Otáčky, ot/min	1445,2	1455
Teplota vinutí statoru, °C	72,8	72,8
Ztráty ve vinutí statoru, W	144,1	128,1
Ztráty v železe, W	71,0	76,9
Ztráty v kleci nakrátko, W	57,2	50,8
Dodatečné ztráty, W	31,2	28,1
Mechanické ztráty, W	11,88	11,88
Celkové ztráty, W	315,3	295,8

4.1.2 Návrh rozměrů a provedení

Protože je použit referenční asynchronní motor, mohou být návrhové kroky založeny na metodice uvedené na Obr. 3.3. Návrh čtyř-pólového 1,5 kW synchronního stroje spouštěného ze sítě využívá stejné statorové plechy jako referenční stroj a předmětem návrhu je tak pouze rotor. Pro jednoduchost a porovnatelnost dosažitelných parametrů asynchronního a nového synchronního stroje zůstává zachována i aktivní délka svazku 160 mm. Tímto odpadá krok volby hlavních rozměrů, neboť ty jsou již pevně stanoveny a pro přehled jsou vypsány do Tab. 4.6.

Tab. 4.6: Základní rozměry synchronního stroje spouštěného ze sítě

Parametr	Hodnota
Vnější průměr rotoru, mm	83,4
Vnitřní průměr rotoru, mm	36
Aktivní délka, mm	160
Moment na objem rotoru, kNm/m ³	10,93
Tangenciální napětí, kPa	5,46



Obr. 4.7: Parametrický model rotoru s tangenciálně uloženým magnetem.

Díky implementovanému zjednodušení je prvním krokem návrhu až samotná volba provedení rotoru. Při výběru lze vyjít ze standardních geometrií ukázaných na Obr. 2.3 v kapitole 2. Zároveň je zřejmé, že není možné zachovat původní geometrii klece referenčního stroje z Obr. 4.2 a to proto, že její relativně hluboké drážky rotoru nenechávají dostatečný prostor pro umístění magnetů.

Pro realizaci rotoru v rámci této studie tak nakonec byla vybrána tangenciální geometrie z Obr. 2.3(a). Tato geometrie umístí do prostoru pod klecí vždy jeden magnet na pól. Rozměrové parametry tohoto provedení rotoru jsou kótovány na Obr. 4.7.

Celkem lze na obrázku popisující geometrii rotoru s tangenciálně uloženým magnetem identifikovat 15 různých rozměrových (délka svazku L_{Fe} není kótována) a 2 diskrétní parametry (počet drážek rotoru a počet pólů, který je ale v případě tohoto návrhu fixován). Hodnoty některých z nich jsou ale již předem známy, například vnější a vnitřní průměr D_r a D_{r1} rotoru. Některé rozměrové parametry je možné i rychle předběžně určit, jiné ale musí být navrženy.

Rozměry vybrané rotorové drážky jsou popsány 5ti parametry, a to dvěma šířkovými a třemi výškovými. Zvolená drážka uvažuje takovou rozteč dna, aby měl zub rotoru konstantní šířku po celé své délce. Tuto šířku lze v návrhu předběžně vybrat tak, aby magnetická indukce v zubu rotoru odpovídala magnetické indukci v zubu statoru. Tímto lze vyřadit parametr B_{r1} z počátečních návrhových fází. Šířka B_{r0} a výšky H_{r0} , H_{r1} otevření a tvaru krčku drážky může být volena citem s ohledem na standardní rozměry hlav zubů u strojů podobné velikosti. Jedinou návrhovou neznámou je tak u rotoru výška hlavní části rotorové drážky H_{r2} .

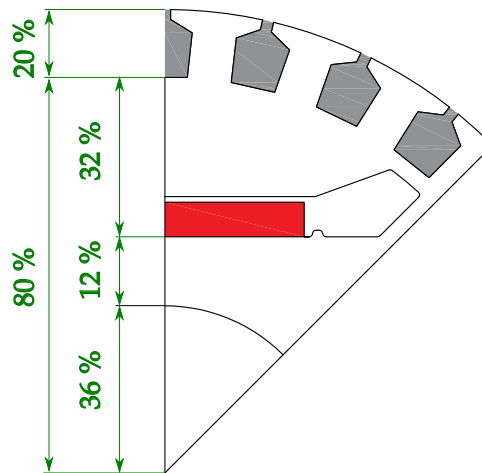
Tab. 4.7: Základní rozměry rotoru synchronního stroje spouštěného ze sítě, uvedené rozměrové proměnné jsou kótovány na Obr. 4.7

Parametr	Hodnota	Poznámka
D_r , mm	83,4	Převzato z referenčního asynchronního stroje.
D_{ri} , mm	36	Převzato z referenčního asynchronního stroje.
L_{Fe} , mm	160	Převzato z referenčního asynchronního stroje.
TW_R , mm	4	Zvoleno tak, aby rozměr odpovídal šířce zubu rotoru.
R_{mi} , mm	?	
LM , mm	?	
CM , mm	?	
M_{wid} , mm	?	Šířka magnetu je omezena prostorem pólu.
Web , mm	1,5	Zvoleno s ohledem na vyrobitelnost rotoru.
B_{r0} , mm	1	Zvoleno s ohledem na vhodné rozměry hlavy rotoru.
B_{r1} , mm	4,9	Zvoleno tak, aby zub rotoru byl stejně sycen jako zub statoru.
H_{r0} , mm	0,8	Zvoleno s ohledem na vhodné rozměry hlavy rotoru.
H_{r1} , mm	1,6	Zvoleno s ohledem na vhodné rozměry hlavy rotoru.
H_{r2} , mm	?	Výška ovlivňuje prostor pro magnet a rozběhové vlastnosti.
Q_r , -	28	Převzato z referenčního asynchronního stroje.
$2p$, -	2	Převzato z referenčního asynchronního stroje.

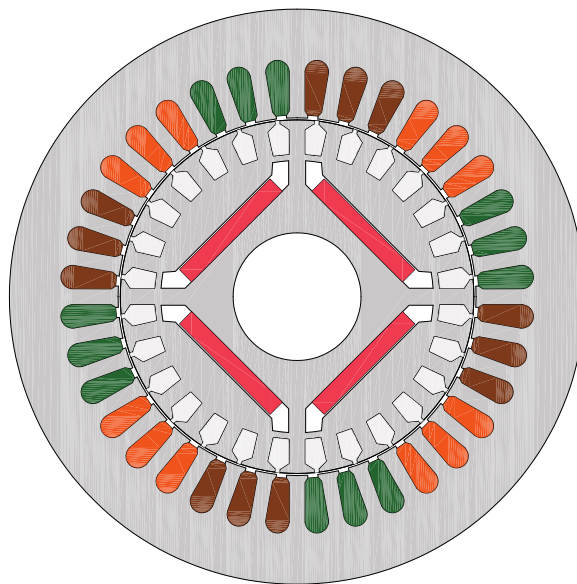
Další důležitou částí rotoru je drážka pro uložení permanentního magnetu. Ta je umístěna ve vzdálenosti R_{mi} od středu rotoru. Tato vzdálenost by měla být volena tak, aby mezi drážkou pro magnet a otvorem pro hřídel byla vyhovující tloušťka plechu zajišťující mechanickou celistvost rotoru, ale také dostatečnou cestu pro vedení magnetického toku aniž by docházelo k přesycování. Samotná drážka je pak definována svou celkovou výškou LM , která se skládá ze součtu výšky magnetu CM a rezervy, která je volena s ohledem na vyrobitelnost. Šířka rovné části drážky je určena šířkou magnetu M_{wid} . Drážka se za oblastí pro vložení magnetu ohýbá směrem k drážce klece nakrátko, od které jí dělí jen tenký můstek o tloušťce vyjádřené parametrem Web . Rovněž i rozměry tohoto můstku se volí s ohledem na vyrobitelnost a to tak, aby poskytoval dostatečnou mechanickou pevnost rotoru nejenom za chodu, ale také i při tlakovém lití klece nakrátko. Pokud by byl můstek příliš tenký, mohl by se v procesu tlakového lití ohnout a v krajním případě umožnit i zalití drážky pro magnet slitinou určenou pro klec nakrátko (viz Obr. 3.2). Posledním rozměrem je šířka můstku mezi drážkami pro magnet v příčné ose rotoru TW_R , která může být pro jednoduchost uvažována jako totožná se šířkou zubu rotoru.

Pro přehlednost jsou jednotlivé rozměry rekapitulovány v Tab. 4.7. Tabulka uvádí parametry, které lze zvolit pro návrh ihned nebo převzít z referenčního stroje popsáním způsobem. Dále jsou otazníkem označeny parametry, jejichž hodnota se musí vhodně navrhnout. Celkem tak tabulka obsahuje pět parametrů pro návrh. Jedná se o parametry související s polohou drážky pro magnet a velikostí samotného magnetu a dále o výšku drážky rotoru.

Za účelem rychlého návrhu je vybrán postup, kdy jsou nejprve zvoleny proporce velikosti jednotlivých zón rotoru (oblast klece, magnetů a hřídele) vyznačených na Obr. 2.3. Pro klec je zvolena výška 20 % z průměru rotoru a ve zbývajících 80 % je tak nutné umístit otvory pro magnety a hřídel. Hřídel je převzata z referenčního stroje a svými rozměry zabírá 36 % poloměru rotoru. Na drážku pro magnet tak zbývá 44 % poměru rotoru, který byl rozdělen na části



Obr. 4.8: Geometrie rotoru s vyznačenými zvolenými proporcemi jednotlivých oblastí.



Obr. 4.9: Příčný řez geometrií navrženého synchronního stroje spouštěného ze sítě s permanentním magnetem o jmenovitém výkonu 1,5 kW při 1500 ot/min. Na obrázku je provedeno barevné odlišení jednotlivých fází statorového vinutí. Tato geometrie je v pozdějším textu označena jako T1 – uspořádání.

ukázané na Obr. 4.8.

Geometrie rotoru byla vytvořena jako parametrický model v programu Ansys Maxwell. Pro magnetický obvod se za účelem lepšího srovnání zvolila stejná jakost plechu jako u referenčního stroje, a to plech M470-50A. Jako magnet je vybrán N35H [105] ze směsi železa a boru, a to pro své vhodné parametry a teplotní odolnost. Jeho šířka byla navržena aby co nejvíce zaplnila pól, a jeho výška pak s ohledem na požadované indukované napětí. Se zřetelem na vyrobitelnost je drážka po konzultaci s výrobcem vzorku vyšší o 0,4 mm než magnet. Tento přídavek by měl zajistit jednodušší vkládání magnetu do drážky.

V souladu s kapitolou 3.2.1 je indukované napětí naprázdno zvoleno blízko 70 % z jmenovitého napětí, a to konkrétně 68 %. Na vytvořeném modelu je pak doladěna výška magnetu a počet vodičů v drážce statoru tak, aby bylo tohoto napětí dosaženo. Počet vodičů je konkrétně změněn z 35 pro asynchronní stroj na 39. Výsledná navržená geometrie je pak ukázána na

Obr. 4.9 s šířkou magnetu 30 mm a výškou 4 mm.

Takto poměrně jednoduše a rychle navržený stroj bude v dalších kapitolách podroben podrobnějšímu zkoumání a srovnání s referenčním strojem prostřednictvím elektromagnetických výpočtů konečně prvkovými metodami v programu Ansys Maxwell.

4.1.3 Ověření mechanického namáhání

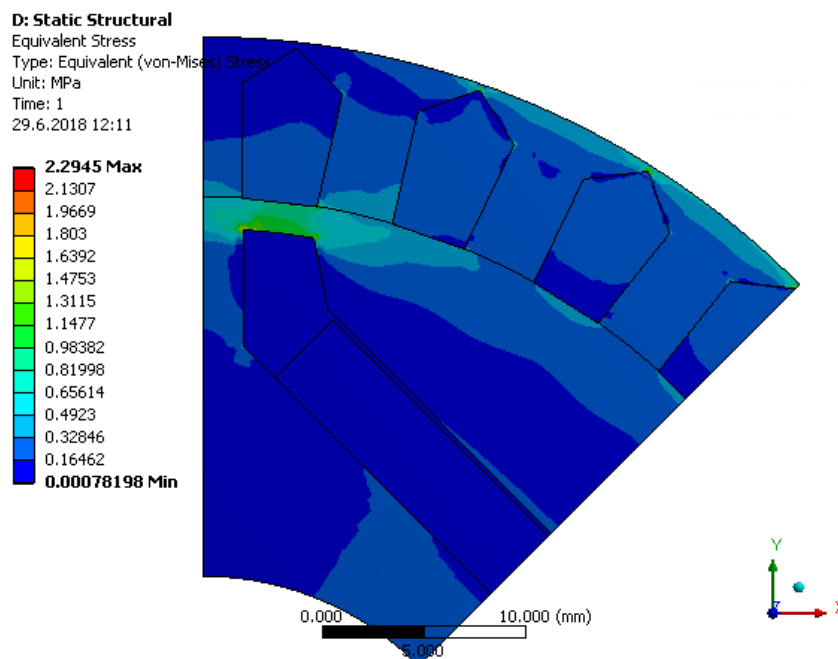
Před vlastní elektromagnetickou analýzou bylo provedeno mechanické ověření pevnosti rotoru pro namáhání odstředivými silami během jeho provozu a pro tlakové lití klece při výrobě.

Mechanický výpočet pro navrženou geometrii rotoru byl proveden v programu ANSYS Mechanical. Cílem tohoto výpočtu je ověřit namáhání jednotlivých částí v důsledku odstředivých sil, které vznikají v průběhu chodu stroje. Aby byl vliv kruhu klece nakrátko při mechanickém výpočtu vzat v potaz, byl výpočet proveden na 3D modelu rotoru.

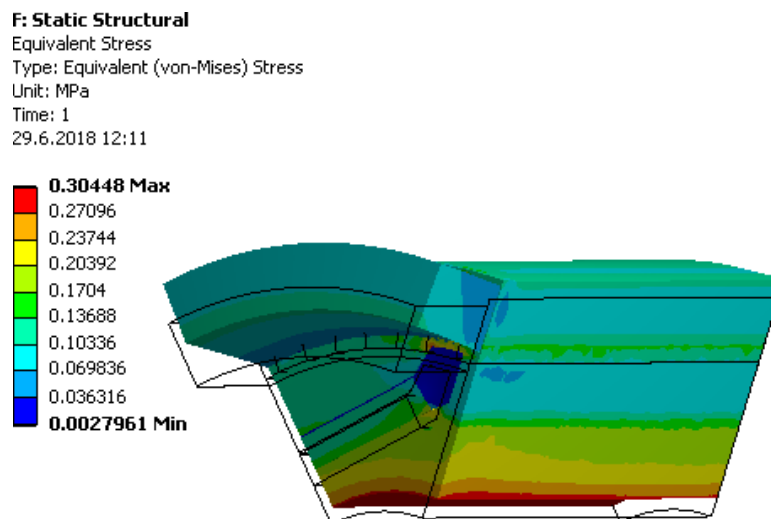
Rozložení redukovaného napětí (Von Mises) pro jmenovité otáčky 1500 ot/min je zobrazeno na Obr. 4.10 v řezu plechu 1/8 celého rotoru. Z tohoto obrázku je patrné, že nejvyšší namáhání vzniká v oblasti můstku, který odděluje drážku pro magnet s drážkou klece nakrátko. Nicméně hodnoty i těch nejvyšších napětí v řezu jsou daleko pod mezí kluzu implementovaných materiálů.

Namáhání kruhu nakrátko pak ukazuje Obr. 4.11. I na tomto obrázku je zřetelné, že v rotoru a kruhu nakrátko vznikají pouze malá mechanická napětí. Lze tedy konstatovat, že z hlediska odstředivých sil tak rotor navrženého synchronního stroje spouštěného ze sítě vyhovuje s velkorysou rezervou.

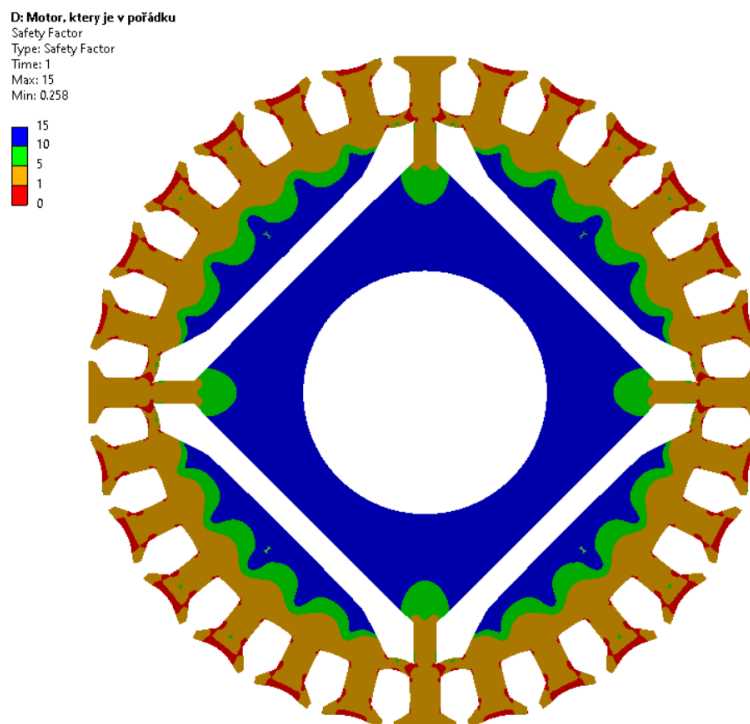
K mechanickému namáhání rotoru ale nedochází jenom při jeho rotaci, ale také i během jeho



Obr. 4.10: Vypočtené ekvivalentní napětí Von Mises pro synchronní stroj spouštěný ze sítě při provozu na nominálních otáčkách v příčném řezu rotoru.



Obr. 4.11: Vypočtené ekvivalentní napětí Von Mises pro synchronní stroj spouštěný ze sítě při provozu na nominálních otáčkách na povrchu jedné osminy poloviny rotoru.



Obr. 4.12: Rozložení vypočteného bezpečnostního faktoru v příčném řezu rotoru pro proces tlakového lití. Červené oblasti mají bezpečnostní faktor pod hodnotu jedna, a tedy se jedná o části ve kterých je překročena mez kluzu.

výroby, a to zejména v průběhu tlakového lití klece. Na Obr. 4.12 je ukázáno, že při lití které má tlak odpovídající 36 tunám na 60 mm píst vznikají velká mechanická napětí. Některé části, jak je na tomto obrázku patrné, se tak dostávají až za mez kluzu. Jedná se zejména o hlavy zubů a o můstky oddělující drážku magnetu s drážkou klece nakrátko. Deformace plechu během tlakového lití je nežádoucí a proto ověření namáhání jako je ukázáno na Obr. 4.12 může být

nutností, a to zejména pro komplikovanější geometrie obsahujících více tenkých můstků, jako je tomu například u synchronních reluktančních strojů spouštěných ze sítě [29].

4.1.4 Elektromagnetický výpočet ustálených stavů

Pro geometrii ukázanou na Obr. 4.9 byl vytvořen v programu Ansys Maxwell elektromagnetický model. Odpor vinutí statoru, vodivost klece rotoru a parametry magnetu byly nastaveny tak aby odpovídaly 50 °C. Pro účely modelování je zde tedy zaveden zjednodušující předpoklad stejného oteplení těchto částí stroje, a to o 30 K při pokojové teplotě 20 °C. Pro zrychlení výpočtu je stroj stejně jako referenční modelován ve 2D. Kruhy nakrátko jsou pak brány v potaz prostřednictvím externího obvodu, který je definován odporem a rozptylovou indukčností mezi dvěma sousedícími tyčemi. Rovněž je dopočtena rozptylová indukčnost čel vinutí a nastavena v modelovaném stroji, který je napájen prostřednictvím napěťových zdrojů. Výpočet zmíněných veličin proběhl pomocí obecných postupů uvedených v knize [16].

Jako první byl studován ustálený stav stroje, kterým se rozumí stav, při kterém je na hřídeli jmenovitý výkon 1,5 kW. Studovaný stroj nemá na rozdíl od referenčního skluz, a proto jsou jeho otáčky jednoznačně určeny frekvencí a počtem pólů (vyjma přechodných jevů a práci na asynchronních otáčkách, například po neúspěšné synchronizaci). Vybrané parametry pro jmenovitý provozní stav jsou srovnány s referenčním strojem v Tab. 4.8. Synchronní stroj spouštěný ze sítě vykazuje vypočtenou účinnost o 6,4 % vyšší než stroj asynchronní a spadá dle publikace [106] do účinnostní kategorie IE4. Příčina vyšší účinnosti je lépe patrná z porovnání ztrát uvedené ve spodní části Tab. 4.8.

Ztráty ve vinutí statoru navrženého stroje klesly díky vyššímu účinku. To je dáno tím, že přítomnost magnetu zajišťuje do určité míry magnetizaci magnetického obvodu a není tak nutné ji zajišťovat pouze magnetizačním proudem odebíraným z napájecí sítě jako je tomu u asynchronního stroje. Další snížení ztrát lze pozorovat ve ztrátách v železe, které je způsobeno nižším sycením magnetického obvodu ve srovnání s referenčním strojem. Menší hladiny magnetické indukce je dosaženo díky vyššímu počtu závitů ve vinutí statoru, který byl zvolen s ohledem na dosažení požadované úrovně indukovaného napětí naprázdno. Asi k nejvýraznějšímu poklesu ztrát pak dochází v kleci nakrátko ale i přes synchronní chod nejsou tyto ztráty nulové. Přítomnost ztrát v kleci je způsobena vlivem vyšších harmonických složek v magnetické indukci ve vzduchové mezeře, které indukují proudy do obvodu klece i při synchronních otáčkách. Zdrojem vyšších harmonických složek je například drážkování statoru. Koeficient pro výpočet dodatečných ztrát byl zvolen nižší než u výchozího stroje. Konkrétně byly ztráty vypočteny jako 0,5 % z výstupního výkonu. Mechanické ztráty pak byly zvoleny stejné jako zjištěné měřením na laboratorním vzorku asynchronního motoru. Tento zjednodušující předpoklad je odůvodnitelný s ohledem na zachování vnějších průměrů rotoru a dalších konstrukčních rotujících částí (například vnější ventilátor). Dosažené parametry stroje lze tak hodnotit jako poměrně dobré s ohledem na zvolený rychlý návrhový postup prezentovaný v kapitole 4.1.2. Vlastní rozložení magnetické indukce v příčném řezu navrženého stroje je pak ukázáno na Obr. 4.13.

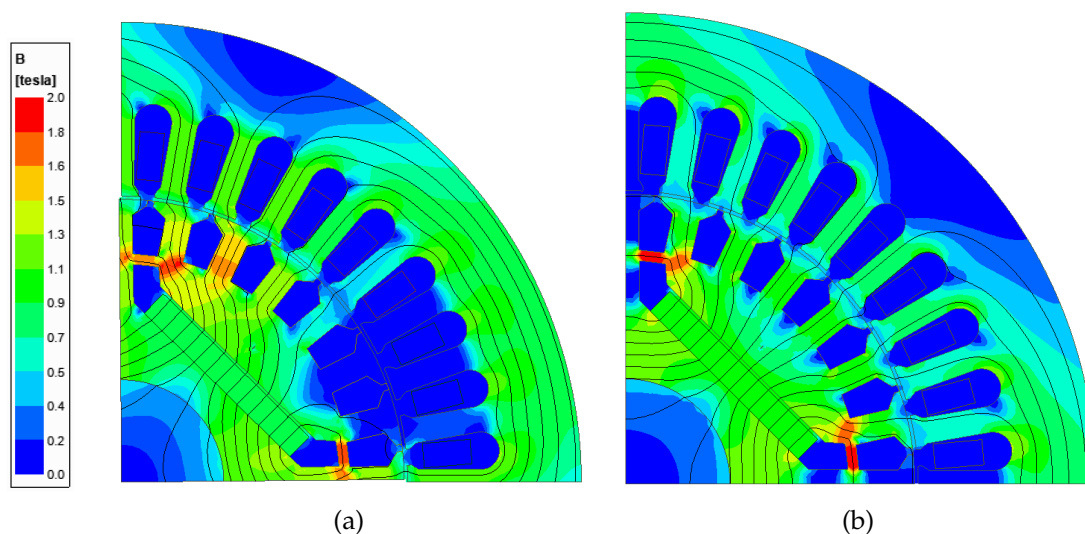
V případě provozu při zatížení, Obr. 4.13(a) je patrný silný vliv reakce kotvy v levé části pólu. Díky ní dochází k přesycování malých oblastí v okolí drážky pro magnet a zubů rotoru. V pravé části pólu lze pak vidět rozptylový tok magnetu, který se uzavírá přes poměrně široký (1,5 mm) můstek oddělující drážku magnetu a klece nakrátko. Ve většině oblastí řezu ale magnetická indukce nepřesahuje hladinu 1,3 T.

Tab. 4.8: Srovnání vypočtených hodnot na elektromagnetickém modelu referenčního asynchronního a navrženého synchronního stroje spouštěného ze sítě. Ztráty v železe u obou elektromagnetických modelů jsou násobeny koeficientem 1,8. Tento koeficient by měl vzít v potaz vliv výroby na parametry magnetického obvodu

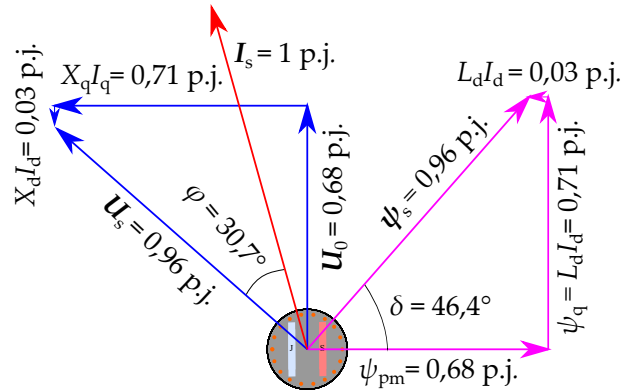
Parametr	Asyn. stroj	Synch. stroj spouštěný ze sítě.
Moment, Nm	9,7	9,6
Proud, A	3,4	3,0
Účinnost, %	83,3	89,7
Účiniík, -	0,71	0,86
Otáčky, ot/min	1455	1500
Ztráty ve vinutí statoru, W	128,1	95,9
Ztráty v železe, W	76,9	53,0
Ztráty v kleci nakrátko, W	50,8	5,0
Dodatečné ztráty, W	28,1	7,5
Mechanické ztráty, W	11,9	11,9
Celkové ztráty, W	295,8	173,3

Rozložení magnetické indukce pro provoz naprázdno je ukázáno na Obr. 4.13(b). Hladiny magnetických indukcí jsou srovnatelné s případem pro zatížení Obr. 4.13(a) s tím rozdílem, že tok nyní působí pouze v podélné ose (pole není vychylováno proudem v příčné ose). Hlavní přesycovaná místa jsou opět můstky mezi drážkou pro magnet a klecí rotoru. Dá se očekávat, že vhodnou úpravou ukončení drážky magnetu nebo klece rotoru by se dalo snížit přesycení v těchto oblastech.

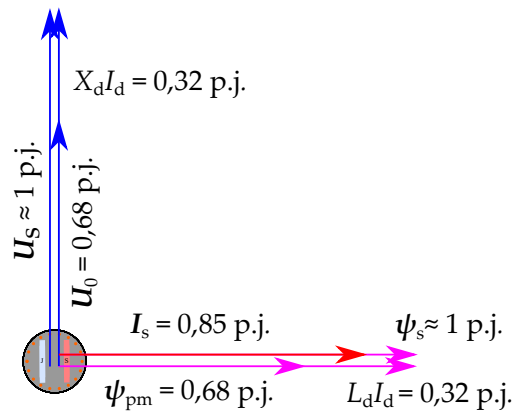
Výsledky elektromagnetické analýzy jsou použity pro vytvoření fázorových diagramů odpovídají stavu při zatížení a naprázdno. Prezentované diagramy pro lepší přehlednost nevykreslují rozptylový magnetický tok a úbytek napětí na odporu vinutí statoru. Z diagramu na Obr. 4.14(a) je patrné, že stroj při jmenovitém zatížení pracuje pod zátěžným úhlem δ rovným



Obr. 4.13: Rozložení magnetické indukce v příčném řezu synchronního stroje spouštěného ze sítě (a) při jmenovitém zatížení a (b) při provozu naprázdno.



(a)



(b)

Obr. 4.14: Fázorový diagram stroje pro práci (a) při nominální zatížení a (b) při provozu naprázdno, během kterého je stroj napájen ze sítě.

$46,4^\circ$. Spřažený tok permanentního magnetu Ψ_{PM} v podélné ose indukuje napětí do statoru U_0 . Celkový tok této osy Ψ_d je dán součtem Ψ_{PM} s tokem vytvářeným součinem indukčnosti a proudu této osy $L_d I_d$. Protože proud I_d je záporný tak, celkový tok v podélné ose se jeho působením sníží (proud statoru má demagnetizační složku). Součin indukčnosti a proudu příčné osy $L_q I_q$ pak vytváří reakci kotvy, neboli tok ψ_q . Spřažený magnetický tok v příčné ose je poměrně velký a díky němu je i výrazně viditelná reakce kotvy na již popsaném Obr. 4.13(a).

Jak už bylo zmíněno, při provozu naprázdno jsou toky soustředěny podél podélné osy. Tomu odpovídá i vektorový diagram na Obr. 4.14(b), který ukazuje stav naprázdno stroje (na volný konec hřídele není připojena žádná zátěž) při kterém je stator napájen ze sítě (tento stav tedy není totožný se stavem vyobrazeným na Obr. 4.13(b)). Velikost spřaženého magnetického toku vzduchové mezery je pevně dána velikostí napájecího napětí

$$\psi_m(t) \approx \psi_s(t) = \int (u_s(t) - i_s(t)R_s) dt, \quad (4.1.1)$$

kteřá je ve vykresleném vektorovém diagramu téměř rovna jedné (zanedbatelný úbytek napětí na odporu). Protože magnet poskytuje spřažený magnetický tok Ψ_{PM} pouze o velikosti $0,68$ p.j., je nutné stroj do-magnetovat. Z tohoto důvodu prostorový vektor proudu odebíraný strojem leží v podélné ose a v součinu s indukčností L_d generuje tok, jenž v součtu s tokem magnetu vytvoří celkový tok ψ_s . Za povšimnutí v popisovaném vektorovém diagramu na Obr. 4.14(b) stojí i velikost proudu statoru. Ta dosahuje $0,86$ p.j. vztažených na jmenovitý proud a to je

Tab. 4.9: Velikost vybraných podélných a příčných složek korespondujících s vektorovým diagramem na Obr.4.14(a)

Parametr	Velikost
I_d , p.j.	-0,27
I_q , p.j.	0,96
U_d , p.j.	-0,69
U_q , p.j.	0,67
L_d , p.j.	0,14
L_q , p.j.	0,73
L_q/L_d , -	5,21

výrazně více než lze očekávat u asynchronního stroje (například u výchozího asynchronního motoru je tato hodnota přibližně 0,72 p.j.). Výhoda lepších provozních vlastností synchronního stroje spouštěného ze sítě tak může zaniknout při chodu bez zatížení. Velikosti vybraných složek prostorových vektorů z diagramu na Obr. 4.14(a) jsou vypsány do Tab. 4.9. V této tabulce je uvedena také hodnota poměru příčné a podélné indukčnosti, která činí 5,21. Tato hodnota je podstatně větší než uvedená jako typická v rámci kapitoly 3.2.1.

Další sledovanou vlastností v ustáleném stavu je momentová přetížitelnost. Tu je možné vypočítat vnucením zátěžného úhlu v simulaci a následným vyhodnocením momentu po odeznění přechodných dějů. Tímto způsobem vypočtená závislost momentu na zátěžném úhlu je ukázána na Obr. 4.15. Z vynesené závislosti je viditelné maximum 32,5 Nm při úhlu 100°. Pokud uvažujeme jmenovitou hodnotu 9,6 Nm, tak momentová přetížitelnost v synchronním chodu je přibližně 3,4 násobkem této hodnoty. V grafu na Obr. 4.15 jsou uvedeny také složky jednotlivých momentů. Pro zjednodušení, předpokládá výpočet rozložení do složek konstantní hodnotu Ψ_{PM} , určenou v rámci simulace provozu naprázdno. Přestože tedy absolutní hodnoty složek momentu nemusí být přesně vyčísleny, tak výsledky ilustrují proporční zastoupení jednotlivých složek.

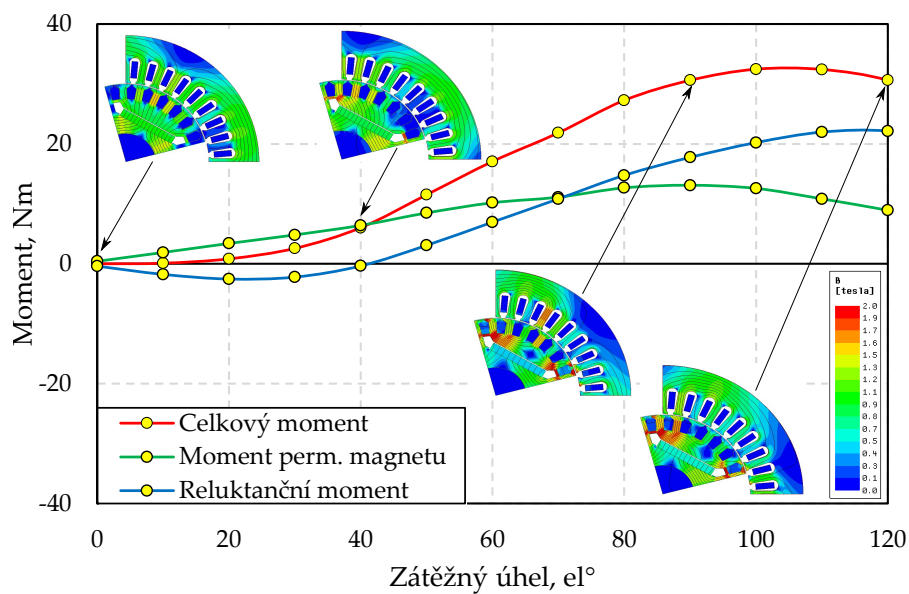
Jak lze pozorovat na vynesené závislosti, tak při nižších zátěžných úhlech dominuje složka momentu buzená permanentním magnetem naopak při vyšších reluktanční. Za pozornost také stojí fakt, že reluktanční složka je pro malé zátěžné úhly záporná v souladu s teorií, ale zároveň v rozporu s rovnicí (2.4.30) je nulová pro jiný zátěžný úhel než 90°. Tento výsledek není ale v rozporu s teoretickým základem kapitoly 2.4.1, protože jak ukázala rovnice (2.4.24), je reluktanční složka momentu ve skutečnosti závislá na proudu úhlu γ nikoliv na zátěžném úhlu δ . Neboli, je-li nulová složka prostorového vektoru proudu příčné nebo podélné osy, je také nulový reluktanční moment generovaný strojem.

Za účelem názornosti jsou jednotlivé složky prostorového vektorového proudu uvedeny na Obr. 4.16. Při nulovém zátěžném úhlu (provoz naprázdno při připojení napájení) vytváří proud odebíraný strojem pouze podélnou složku prostorového vektoru. Při zvyšování zatížení podélná složka rychle klesá a naopak příčná roste. Při zátěžném úhlu $\delta = 40^\circ$ je podélná složka prostorového vektoru proudu nulová a tomu koresponduje i nulová složka reluktančního momentu na Obr. 4.15. Během dalšího zvyšování zatížení stroje tato složka proudu klesá rychle do záporných hodnot a vytváří tak tok, který působí proti toku magnetu. Oproti tomu složka proudu v příčné ose dosahuje svého maxima při zátěžném úhlu přibližně $\delta = 90^\circ$ a poté opět klesá. Korespondující prostorové vektory podélné a příčné osy spřaženého magnetického toku

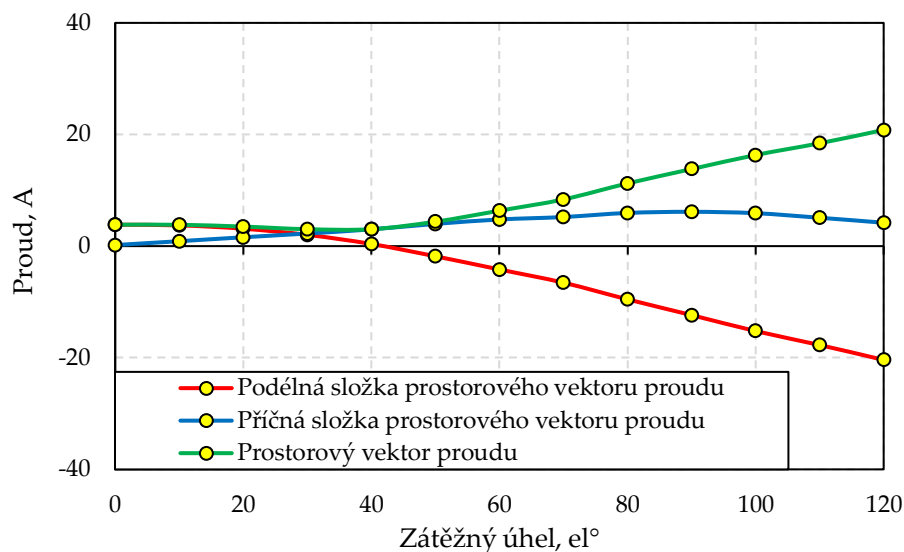
jsou ukázány na Obr. 4.17.

Demagnetizační působení proudu pro vyšší zatížení stroje lze rovněž pozorovat na Obr. 4.15, do kterého jsou zakresleny řezy magnetickým obvodem stroje společně s vypočteným rozložením indukce a siločárami pro vybraná zatížení. Na těchto výsledcích elektromagnetického výpočtu je patrné, jak postupně klesá sycení v řezu magnetu a dále zvyšující se působení reakce kotvy. Představu o chování stroje při různých zátěžných stavech doplňují také fázorové diagramy ukázané na Obr. 4.18. Pro nejnižší sledované zatížení, Obr. 4.18(a), má prostorový vektor statorového proudu kladnou podélnou složku která magnetizuje stroj. Pokud by byl stroj úplně odlehčen, tak by proud zcela ležel v podélné ose, jak již bylo ukázáno na Obr. 4.14(b).

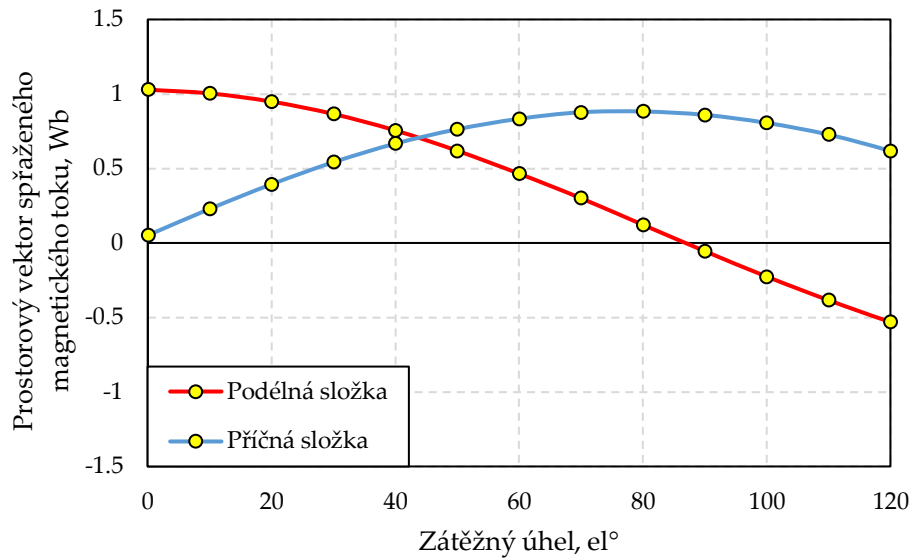
Při postupném zatěžování přechází podélná složka prostorového vektoru proudu do záporných hodnot a působí tedy proti spřaženému magnetickému toku vytvářeným permanentním



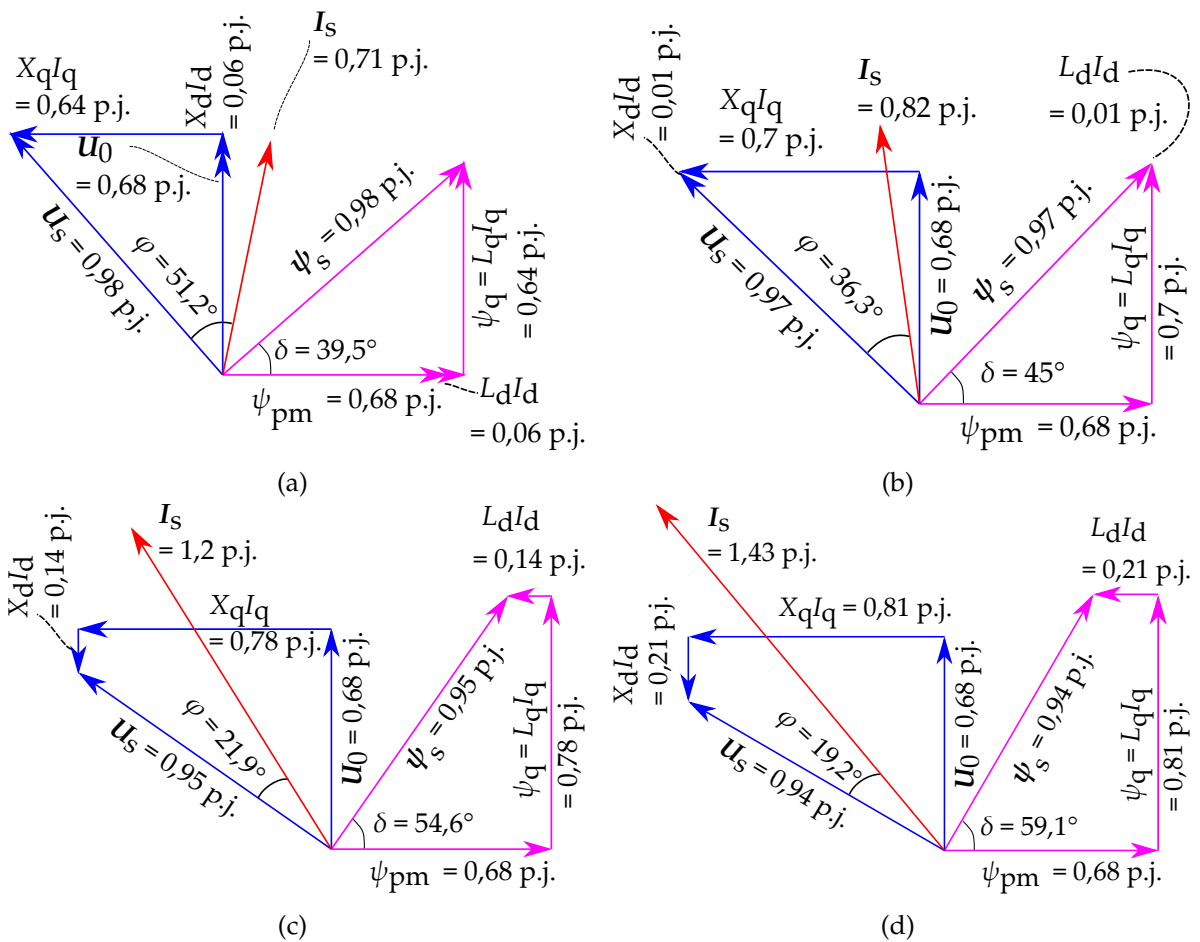
Obr. 4.15: Závislost momentových složek v závislosti na zátěžném úhlu společně s rozložením magnetické indukce v příčném řezu stroje pro vybrané úhly.



Obr. 4.16: Závislost prostorového vektoru proudu a jeho složek na zátěžném úhlu.



Obr. 4.17: Závislost složek prostorového vektoru magnetického spřaženého toku statoru.

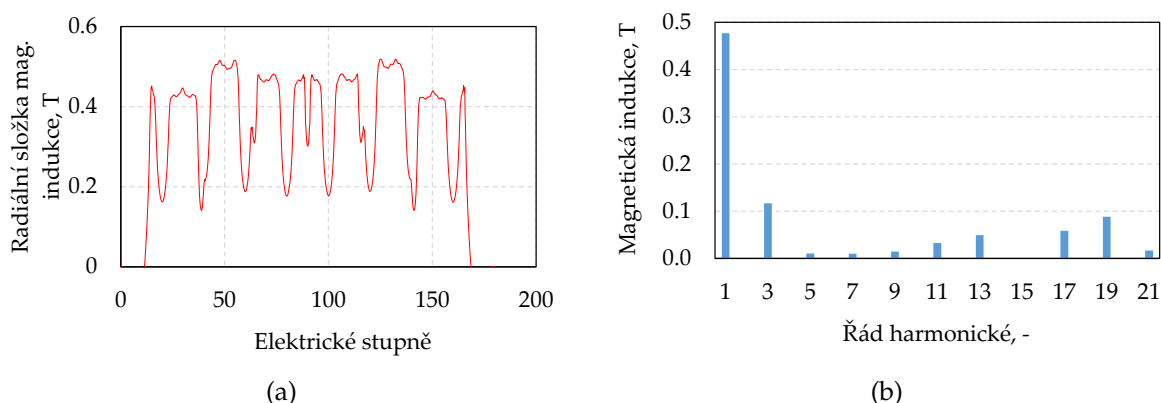


Obr. 4.18: Fázorové diagramy pro zatížení: (a) 50 %, (b) 75 %, (c) 125 % a (d) 150 % z jmenovitého výkonu.

magnetem Ψ_{PM} . Přestože při zatížení 75 % z jmenovitého výkonu je podélná složka nenulová, je spřažený magnetický tok vyvolaný tímto proudem zanedbatelně malý, Obr. 4.18(b). To je způsobeno nízkou indukčností podélné osy. S rostoucí zátěží roste velikost prostorového vektoru

Tab. 4.10: Vypočtené parametry stroje pro provoz naprázdno bez vnějšího napájení. Výpočty s předpokladem, že všechny části stroje jsou ustáleny na pokojové teplotě 20 °C

Parametr	Velikost
Základní harmonická složka mag. indukce ve vzduchové mezeře, T	0,47
Indukované napětí naprázdno ve fázi, efektivní hodnota, V	160,68
Amplituda parazitního reluktančního momentu, mNm	594,34
THD magnetické indukce, %	41,46
THD indukovaného napětí, %	16,94

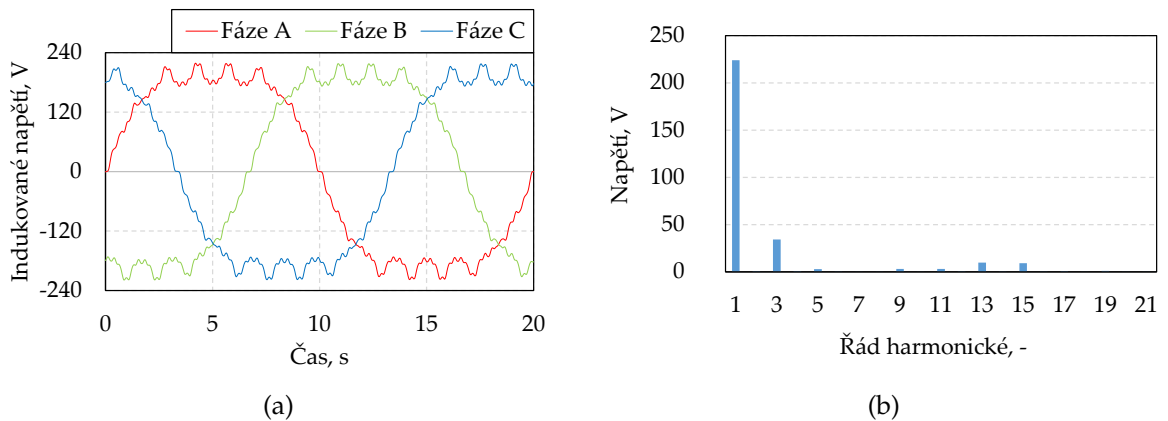


Obr. 4.19: Vypočtený (a) průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře stroje a (b) odpovídající harmonické spektrum. Velikost první harmonické složky magnetické indukce je 0,47 T.

toru proudu a spolu s ním roste i zátěžný úhel stroje. V případech zatížení 125 % a 150 % z jmenovitého momentu, Obr. 4.18(c) a (d), je již výrazněji zastoupena záporná podélná složka prostorového vektoru proudu. Ta v součinu s indukčností podélné osy již působí silněji proti vlastnímu toku magnetu. Zároveň je z diagramů patrné, že se zvyšující zátěží roste také reakce kotvy, která je definována spřaženým magnetickým tokem v příčné ose.

Jako poslední je studován provoz stroje naprázdno bez připojeného vnějšího napájení. Výpočet byl opět proveden na již vytvořeném elektromagnetickém modelu s tím rozdílem, že parametry magnetu byly nastaveny aby odpovídaly 20 °C. Modelu jsou také vnuceny konstantní jmenovité otáčky stroje 1500 ot/min. Předpokládá se tedy, že stroj je ustálen na pokojové teplotě a proto vypočtené indukované napětí naprázdno nekoresponduje s hodnotou prezentovanou například ve fázorovém diagramu na Obr. 4.14, která počítala s oteplením magnetu během provozu stroje. Vybrané výsledky tohoto výpočtu jsou uvedeny v Tab. 4.10.

Průběhy sledovaných veličin v čase při výpočtu naprázdno jsou ukázány na Obr. 4.19 a 4.20. Jak plyne z Obr. 4.19(b), je první harmonická dominantní harmonickou složkou magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Její velikost je 0,47 T dle Tab. 4.10. Další výrazné harmonické složky magnetické indukce jsou: 3, 13, 17 a 19. Třetí harmonická je zejména způsobena obdélníkovým tvarem průběhu magnetické indukce ve vzduchové mezeře, který je ukázán na Obr. 4.19(a). Třináctá harmonická složka je drážkovou harmonickou prvního řádu rotoru a je nižší než harmonické složky 17 a 19 prvního řádu statoru.



Obr. 4.20: Vypočtené (a) indukované napětí naprázdno a (b) odpovídající harmonické spektrum. Velikost první harmonické složky indukovaného napětí je 227,24 V.

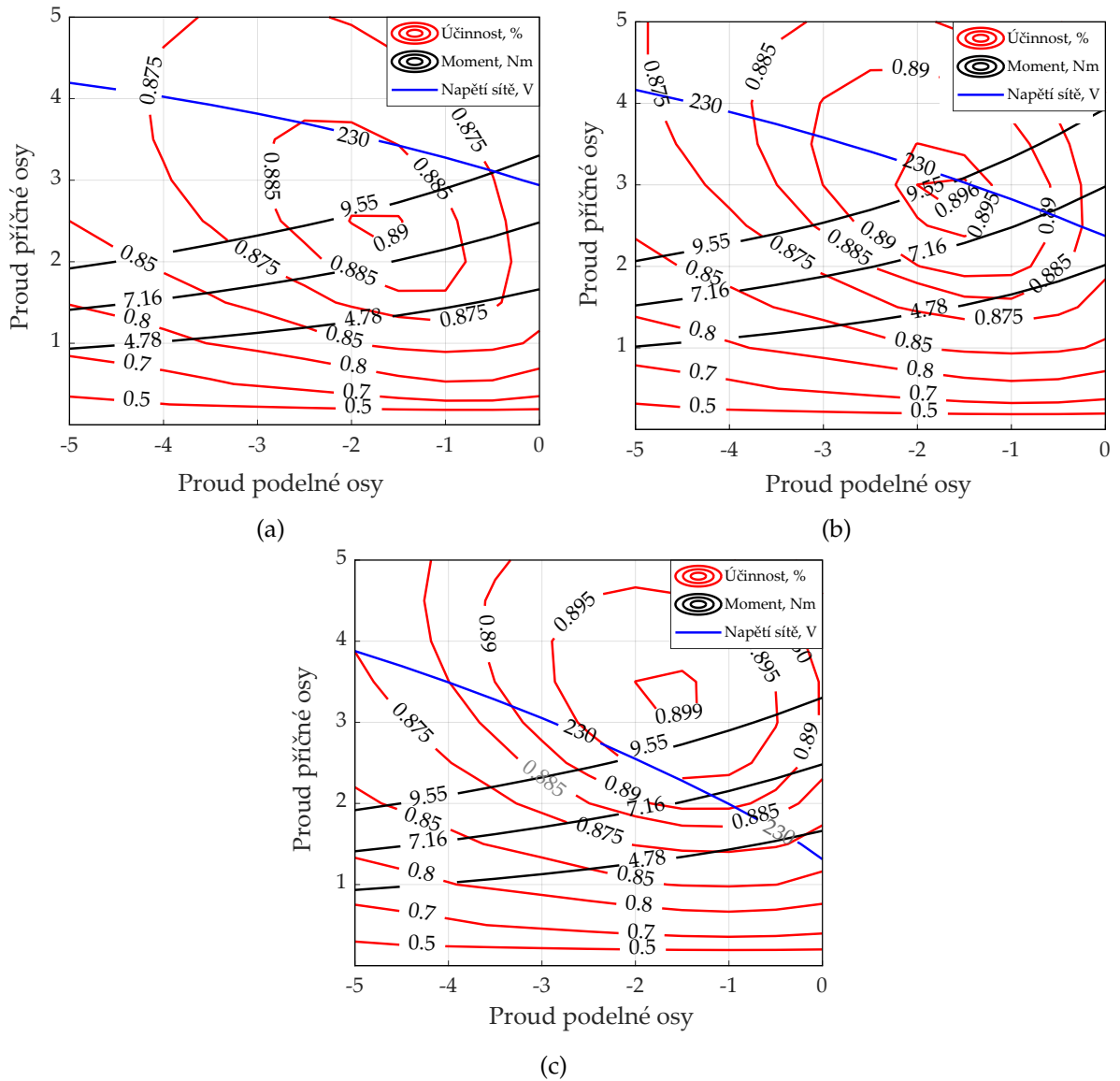
Harmonické spektrum indukovaného napětí, Obr. 4.20(b), je dáno konfigurací vinutí a odpovídajícím činitelem vinutí pro jednotlivé harmonické řády, které "filtrují" některé harmonické složky magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Nejvýraznější jsou v tomto případě třetí, třináctá a patnáctá harmonická složka. Průběh indukovaného napětí v čase je ukázán na Obr. 4.20(a). Celkové harmonické zkreslení (THD) indukovaného napětí naprázdno je 16,94 %.

4.1.5 Parametrická studie účinnosti v ustáleném stavu

Jako další analýza studovaného stroje je provedena parametrická studie účinnosti v rovině I_d-I_q . Popsání vlastností stroje prostřednictvím křivek vynesných v rovině I_d-I_q je běžné pro klasické synchronní stroje s permanentními magnety [25]. Z daných křivek se dá například určit, ve které oblasti stroj pracuje s nejvyšší účinností a jaké napětí na svorkách musí být aplikováno, aby stroj odebíral danou velikost proudu v podélné a příčné ose tak aby na hřídel působil požadovanou velikostí elektromagnetického momentu.

Na rozdíl od klasického servomotoru s permanentními magnety není možné u synchronního stroje spouštěného ze sítě jeho napájecí napětí měnit, neboť je pevně stanoveno parametry sítě (pokud není aplikováno napájení například z frekvenčního měniče). Proto je dosažitelná kombinace proudu v podélné a příčné ose pevně dána napětím sítě a je vyznačena na Obr. 4.21 modrou křivkou. V místě protnutí modré (napěťové) křivky s černou křivkou momentu se nachází jednotlivé pracovní body stroje. Například pro jmenovitý chod je stroj provozován v průsečíku modré a černé křivky s hodnotou momentu 9,55 Nm a pro 75 % nominálního zatížení v průsečíku modré křivky s černou o hodnotě 7,16 Nm. Z vynesných křivek na Obr. 4.21 je patrné, že při snižující se zátěži klesá demagnetizační proud v podélné ose, přesně jak bylo prezentováno fázorovými diagramy na Obr. 4.18. V rovině I_d-I_q na Obr. 4.21 jsou také vyznačeny kontury účinnosti. Díky tomu lze z prezentovaných závislostí určit jak se mění účinnost v případě zatížení stroje a dále kdy dosáhne svého maxima.

Pro tuto studii byly závislosti vypočteny pro tři různé spřažené magnetické toky permanentního magnetu s hodnotami 0,57 p.j. Obr. 4.21(a), 0,75 p.j. Obr. 4.21(b) a 0,93 p.j. na Obr. 4.21(c). Z vynesných závislostí na Obr. 4.21 je zřejmé, že pouze pro variantu $\psi_{PM} = 0,75$ p.j. je průsečík jmenovitého momentu a napájecího napětí v oblasti maximální účinnosti. Změnou velikosti spřaženého magnetického toku permanentního magnetu dochází k posunutí průsečíku mimo tuto oblast. Ideální případ nastane v případě, kdy modrá křivka napětí prochází I_d-I_q rovinou

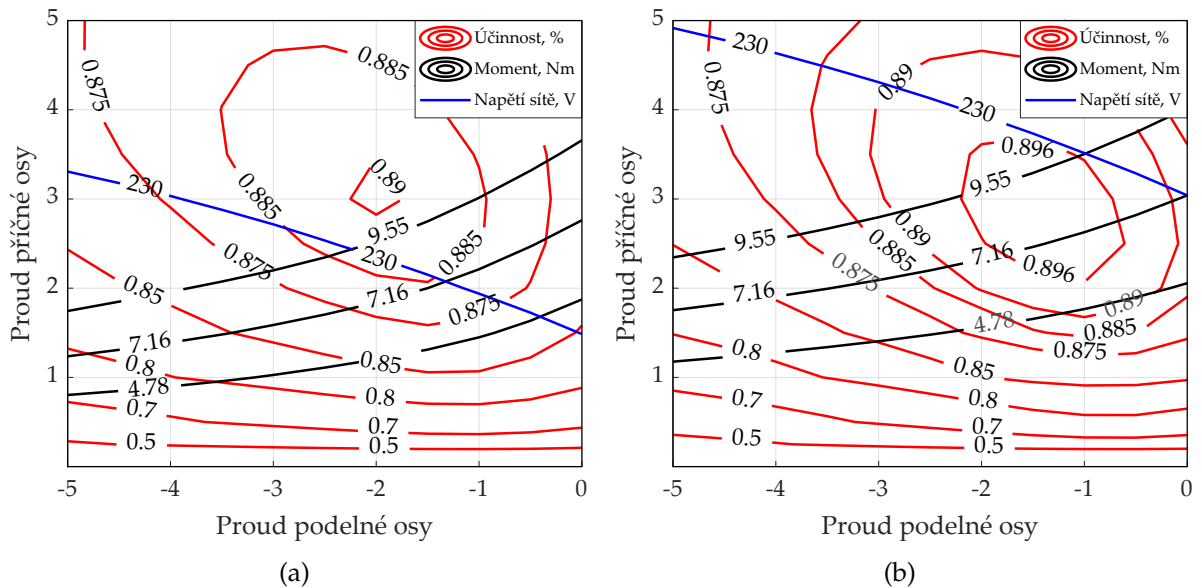


Obr. 4.21: Účinnostní mapa v I_d - I_q rovině v závislosti na velikosti spráženého magnetického toku magnetu (a) $\psi_{PM} = 0,57$ p.j. (b) $\psi_{PM} = 0,75$ p.j., (c) $\psi_{PM} = 0,93$ p.j.

přes oblasti s nejvyšší účinností. Tomuto případu je ze tří uvedených křivek nejbližší ta s $\psi_{PM} = 0,75$ p.j.

Na základě výše uvedeného lze tvrdit, že v závislosti na volbě indukovaného napětí naprázdno (a tedy i spráženého magnetického toku permanentního magnetu) lze ovlivnit dosažitelné účinnosti v rovině I_d - I_q . Pro vyšší hodnoty spráženého magnetického toku permanentního magnetu se oblast maximální účinnosti pohybuje k vyšším proudům I_q . Naopak změna indukovaného napětí naprázdno nemění výrazně pozici maxima s ohledem na velikost podélné složky prostorového vektoru proudu I_d .

Dále byla účinnost stroje v rovině podélného a příčného proudu studována také v závislosti na radiální délce vzduchové mezery a výsledky jsou uvedeny na Obr.4.22. Při zvětšování radiální délky vzduchové mezery se průsečík jmenovitého napětí a momentu pohybuje do oblasti menší složky prostorového vektoru proudu v podélné ose a větší v příčné ose, zatímco oblast maximální účinnosti se pohybuje do oblasti menšího prostorového vektoru proudu v podélné a příčné ose.



Obr. 4.22: Účinnostní mapa v I_d - I_q rovině při konstantním spřaženém magnetickém toku permanentního magnetu $\psi_{PM} = 0,75$ p.j. v závislosti na radiální délce vzduchové mezery (a) $\delta = 0,3$ mm, (b) $\delta = 0,7$ mm.

Využitím prezentovaných analýz a jejich aplikací na návrh synchronního stroje spouštěného ze sítě lze postupně doladit volbu vybraných parametrů, jako je například počet závitů a dosáhnout tak optimálních provozních vlastností v ustáleném stavu. Studiu stroje během jeho rozběhu je věnována následující kapitola.

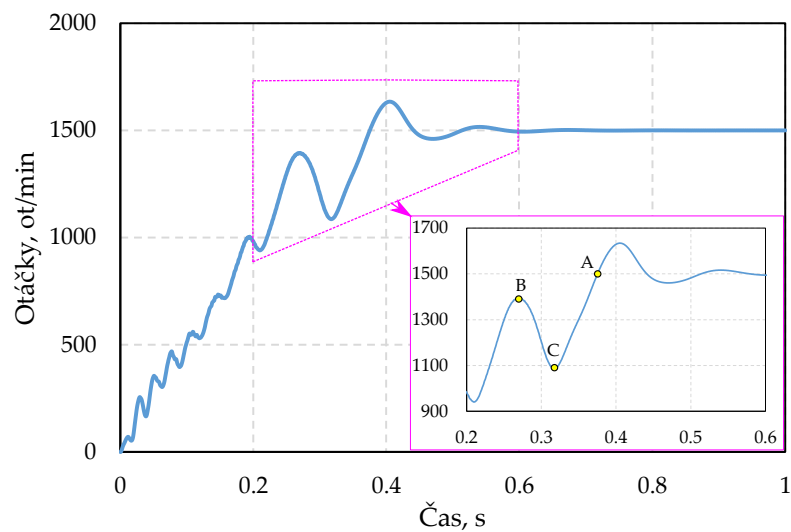
4.1.6 Analýza rozběhu a synchronizace

Tato kapitola se zaměřuje na analýzu chování stroje těsně před a v průběhu jeho synchronizace obdobným způsobem jaký byl ukázán v [25]. Prezentované výsledky byly získány výpočtem metodou konečných prvků na elektromagnetickém modelu, který byl popsán v rámci kapitoly 4.1.4. Podrobněji teorii rozběhů synchronních strojů spouštěných ze sítě rozebírala kapitola 2.5.

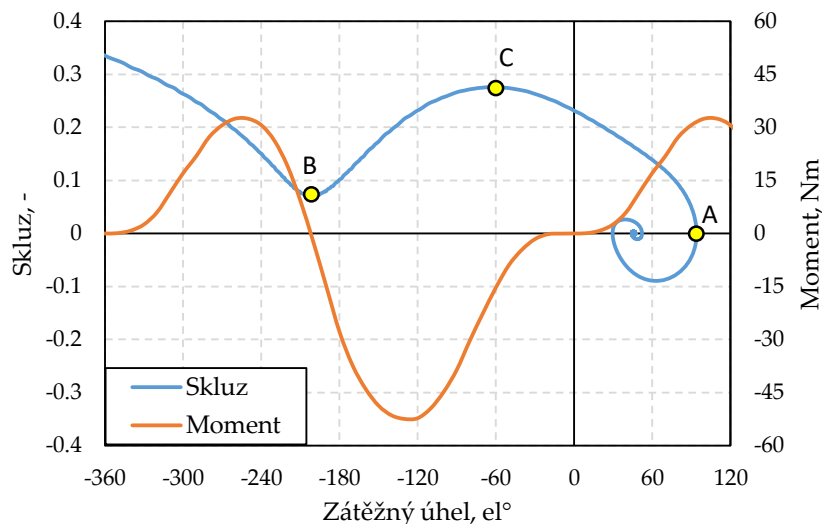
První je ukázán na Obr. 4.23 průběh otáček v čase. Stroj se postupně rozbíhá a v čase 0,29 s se blíží synchronním otáčkám. Nicméně jeho otáčky začínají klesat a na vynesném průběhu je zvýrazněn tento okamžik jako bod B. Otáčky klesají, a to až po bod C, kdy dochází znovu k nárůstům otáček a v bodě A stroj poprvé během rozběhu dosahuje synchronní rychlosti. Za bodem A motor překmitává synchronní otáčky a postupně se na nich ustaluje po čase 0,5 s.

Jiný pohled na přechodný děj během rozběhu poskytuje Obr. 4.24, kde je zobrazen průběh skluzu a momentu na zátěžném úhlu. Vynesený moment odpovídá provozu při synchronních otáčkách a byl již ukázán na Obr. 4.15. Skluz pak koresponduje otáčkám z Obr. 4.23 a stejně tak i jednotlivé body A, B a C odpovídají totožným okamžikům. Po dobu, kdy otáčky jsou nižší než synchronní, se rotor pohybuje pomaleji než točivé magnetické pole vytvářené statorovým vinutím. Proto při rozběhu neustále roste zátěžný úhel. Skluz na Obr. 4.24 pomalu klesá a v bodě B dosahuje hodnoty o málo nižší než 0,1. V tuto chvíli je ale zátěžný úhel takový, že moment při synchronních otáčkách je blízký nule, a stroj tedy není schopen vyvinout dostatečnou energii pro vtažení rotoru do synchronismu. Přesto i v případě, kdy by bod B korespondoval se zátěžným úhlem například 240° by nemuselo být možné rotor vtáhnout do synchronních

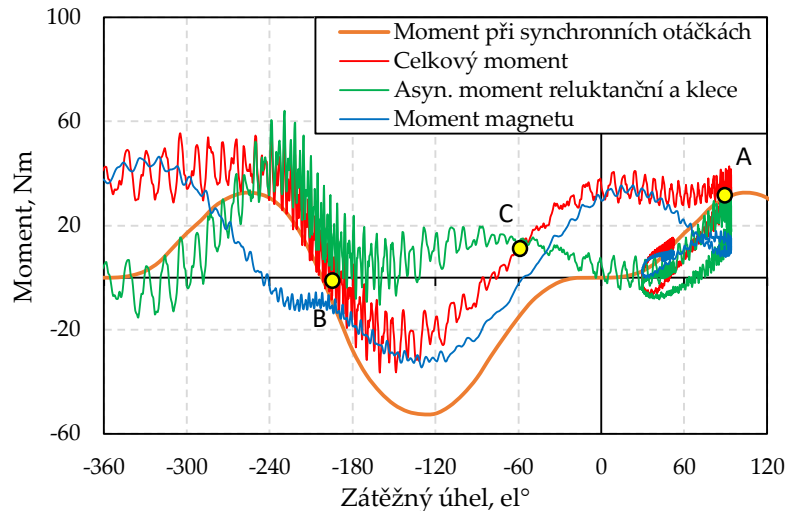
otáček. To je způsobeno tím, že při urychlení rotoru by neustále klesal moment, který je stroj schopen vyvinout (zátěžný úhel se zvyšuje, dokud je skluz kladný). Skluz po bodu B tedy roste, a to až do bodu C, kdy začíná klesat. Stroj po bodu C opětovně zrychluje, a to až k synchronním otáčkám, které odpovídají nulovému skluzu v bodě A. V tento okamžik je i zátěžný úhel kladný a zároveň momentová charakteristika poskytuje stabilní část pro motorický režim práce stroje. Tak, jak bylo ukázáno na Obr. 4.24, rotor za bodem A překmitává synchronní otáčky a během této doby se pohybuje rychleji než točivé magnetické pole. Zátěžný úhel tedy klesá a dochází k postupné stabilizaci na bodě odpovídající skluzu nula a zátěžným úhlem korespondující zatížení stroje na hřídeli. Popsaný jev koresponduje s teorií uvedenou v kapitole 2.6.



Obr. 4.23: Závislost otáček na čase pro rozběh synchronního stroje spouštěného ze sítě.



Obr. 4.24: Závislost momentu a skluzu na zátěžném úhlu v průběhu vtažení rotoru stroje do synchronismu.

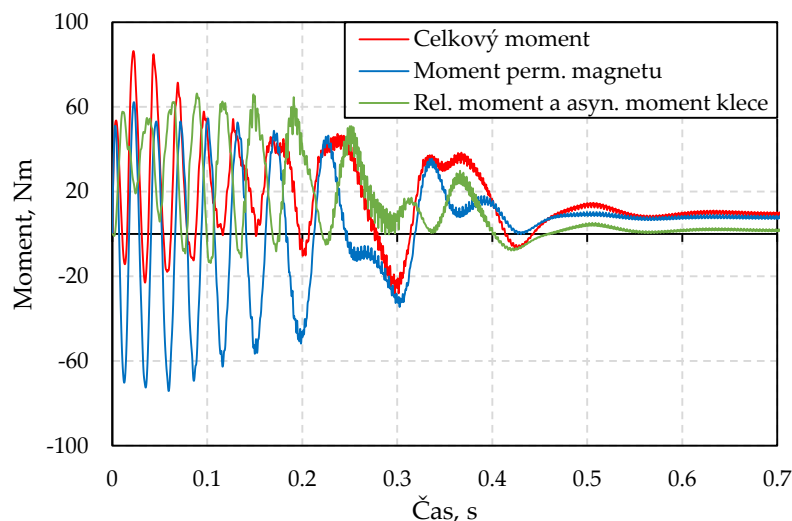


Obr. 4.25: Závislost jednotlivých složek momentu na zátěžném úhlu v průběhu vtažení rotoru stroje do synchronismu.

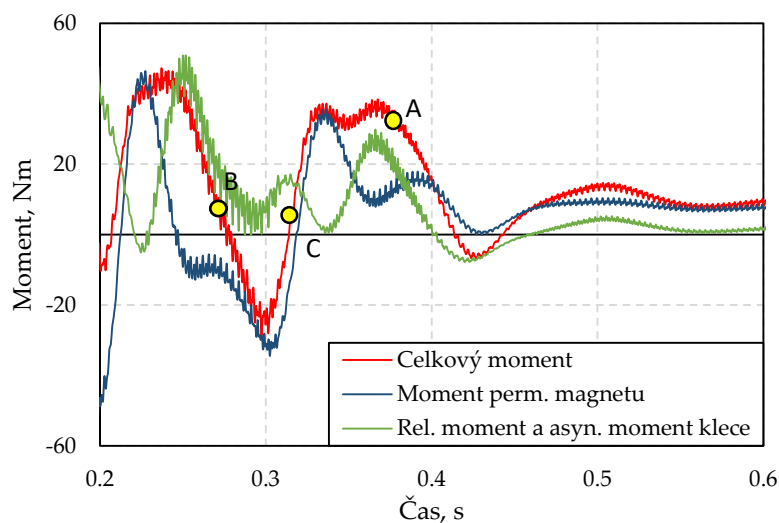
Složky momentu v posledních okamžicích rozběhu lze vidět na Obr. 4.25. Pro získání jednotlivých složek momentu během rozběhu je zaveden zjednodušující předpoklad konstantního spráženého toku permanentního magnetu $\psi_{PM} = 0,68$ p.j a to po celou dobu rozběhu. Tato hodnota byla získána při výpočtu naprázdno uvedeném v kapitole 4.1.4 a je využita pro rozklad složek momentu dle rovnice (2.5.2). Velikost jednotlivých složek nemusí zcela korespondovat se skutečností protože stroj je během rozběhu neustále různě přesycován, což má vliv na jeho indukčnosti, ale i tak je tímto rozkladem možné získat lepší představu o probíhajících jevech při synchronizaci. Jak je z Obr. 4.25 patrné, tak v bodě B je moment vytvářený magnetem již záporný ale na rotor stroje působí neustále součet asynchronního momentu vytvářeného průchodem proudů klecí nakrátko a reluktančního. Mezi bodem B a C, v průběhu klesání otáček tato složka momentu narůstá a již před bodem C je schopna zajistit kladnou hodnotu celkového momentu. Moment vytvářený díky přítomnosti klece nakrátko tak znovu urychluje rotor do synchronních otáček a jeho reluktanční část se při nižších skluzech podílí na vtažení rotoru do synchronismu společně se složkou momentu, která je generována permanentním magnetem.

Velikost jednotlivých složek momentu v čase po celou dobu rozběhu v závislosti na čase je možné vidět na Obr. 4.26. Momentové složky vykazují během přechodného děje poměrně velké pulzace, což je v souladu s teoretickými předpoklady uvedenými v kapitole 2.5. Moment vytvářený klecí nakrátko osciluje převážně na frekvenci danou součinem skluzu a kmitočtu napájecí sítě $s f_s$. S touto frekvencí rovněž osciluje i složka momentu vytvářená permanentním magnetem (kapitola 2.5.2). Po vlastním rozběhu stroje pak převažuje momentová složka vytvořená magnetem nad složkou reluktanční.

Dále jsou ukázány složky proudů během rozběhu a to na Obr. 4.27. Proud v podélné ose střídavě působí ve směru magnetizace a demagnetizace magnetu. Při vyšších skluzech se dá očekávat, že účinky velkých záporných špiček tohoto proudu jsou stíněny proudy indukovanými v kleci nakrátko. Pro malé skluzy, například v bodě B, již může být magnet vystaven demagnetizačním efektům tohoto proudu. Pokud je ale motor vhodně navržen tak by nemělo k demagnetizaci dojít.



(a)



(b)

Obr. 4.26: Závislost jednotlivých složek momentu na zátěžném úhlu, (a) v průběhu rozběhu stroje a (b) detail na okamžik synchronizace.

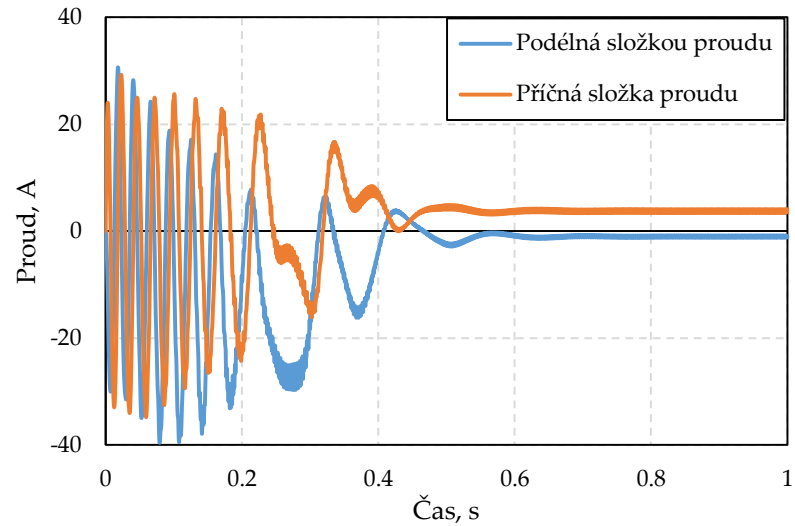
4.1.7 Zhodnocení návrhu bez použití optimalizace

V této části práce byl prezentován návrh bez využití optimalizačních technik. Předložený návrhový postup je usnadněn tím, že vychází již z referenčního asynchronního stroje, ze kterého přebírá provedení statoru, kostry a dalších částí. To je výhodné nejenom z hlediska výroby případného vzorku stroje, kdy dochází ke snížení výrobních nákladů, ale také tento přístup snižuje počet návrhových kroků.

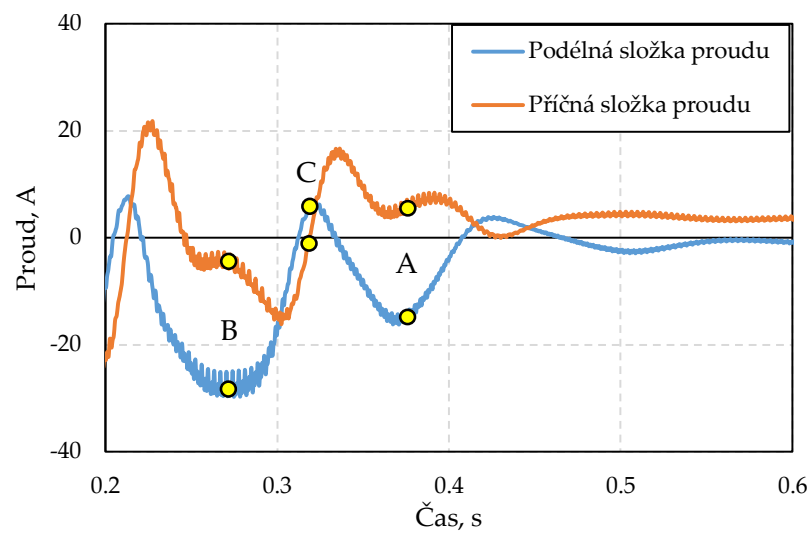
Návrh tedy začal až definicí tvaru rotoru, kdy je ukázáno, že většina rozměrů lze vhodným návrhářským úsudkem odhadnout a zbylé doladit v rámci výpočtu metodou konečných prvků. Přestože je ideální z hlediska rychlosti výpočtů provádět návrh čistě pomocí analytických metod, bylo by i tak nutné jeho numerické ověření na elektromagnetickém modelu. To je způsobeno samotným provedením rotoru a principem stroje, kdy je obtížné analyticky predikovat s dostatečnou přesností například velikosti jednotlivých rozptylových toků, sycení dílčích

částí a zejména rozběhové vlastnosti stroje.

Daleko lepším způsobem návrhu se tak pro daný typ stroje jeví využití optimalizačních algoritmů. Tomuto jsou věnovány právě následující případové studie.



(a)



(b)

Obr. 4.27: Závislost jednotlivých složek prostorového vektoru proudu na čase, (a) v průběhu rozběhu stroje a (b) detail na okamžik synchronizace.

4.2 Návrh optimalizací algoritmem SOMA

Druhá případová studie se zaměřuje na vývoj synchronního stroje spouštěného ze sítě s využitím optimalizace. Optimalizacím se obecně věnovala kapitola 3.3, která popsala mimo jiné dva optimalizační algoritmy. Tato studie implementuje právě první z nich, a to SOMA prezentovaný v kapitole 3.3.1.

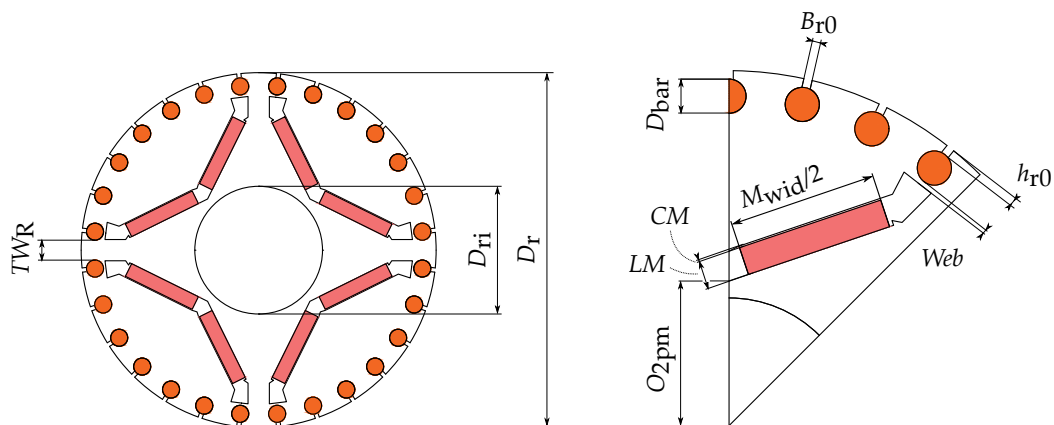
Oproti předchozí případové studii je prezentována optimalizace dvou různých geometrií rotoru. První z nich má standardní hliníkovou klec vytvořenou metodou tlakového lití a druhá uvažuje realizaci klece pomocí měděných tyčí svařených na koncích ke kruhu nakrátko. I tyto stroje jsou stejně jako v případě předchozí studie vyrobeny za účelem ověření jejich parametrů. Měření je popsáno později v této práci a to v samostatné kapitole 5.

4.2.1 Optimalizované geometrie a parametry

Za účelem snížení množství optimalizovaných parametrů a lepší porovnatelnost je znovu využít stejně jako v předchozí studii referenční asynchronní motor. Tento stroj byl podrobně popsán v rámci kapitoly 4.1.1. Optimalizace se tak soustředí pouze na provedení rotoru.

Prvním optimalizovaným rotorem je opět rotor s tangenciálním uložením magnetu. Rozměrové parametry tohoto rotoru byly již ukázány v kapitole 4.1.2 a to na Obr. 4.7. Tento rotor má celkem 15 rozměrových parametrů, které lze při optimalizaci měnit. Nicméně ne všechny parametry mají výrazný vliv na provozní vlastnosti stroje a nemusí být tak pro optimalizaci uvažovány za účelem snížení výpočetního času.

Druhou zde optimalizovanou geometrií je geometrie uvažující uložení magnetů v drážkách ve tvaru V. Tato geometrie byla ukázána v kapitole 2 na Obr. 2.4(c). Jak bylo popsáno, využívá tato konfigurace magnetů principu koncentraci toku. Aby byl rozdíl mezi optimalizovanými geometriemi výraznější, tak je pro toto provedení uvažováno využití měděných tyčí a kruhů nakrátko namísto tlakově lité hliníkové klece. Náčrt optimalizované geometrie společně s kótovanými rozměrovými parametry je ukázán na Obr. 4.28. Stejně jako u tangenciální konfigurace i zde lze identifikovat dva diskrétní parametry, a to počet drážek pro klec nakrátko a počet pólů. Rozměrových parametrů má potom ukázaná geometrie 14 a to včetně nevyznačené axiální délky. Nižší počet ve srovnání s tangenciální topologií je dán jednodušším tvarem drážky rotoru pro měděné tyče klece.



Obr. 4.28: Parametrický model rotoru s uložením magnetů do V a měděnou klecí.

Tab. 4.11: Hranice optimalizovaných parametrů pro geometrii s tangenciálním uspořádáním magnetů, dle Obr. 4.7

Parametr	Minimum	Maximum
M_{wid} , mm	20	30
R_{mi} , mm	21	24
TW_{R} , mm	1	7
$B1R$, mm	5	10
$H2R$, mm	1	15
B_{r1} , mm	3	5
H_{r2} , mm	2	5
δ , mm	0,28	0,5
H_{r0} , mm	0,2	1
H_{r1} , mm	0,2	2
z_{Q} , -	25	40

Tab. 4.12: Hranice optimalizovaných parametrů pro geometrii s uspořádáním magnetů do V, dle Obr. 4.28

Parametr	Minimum	Maximum
M_{wid} , mm	20	28
$O_{2\text{PM}}$, mm	1	14
TW_{R} , mm	1	7
H_{r0} , mm	0,5	2
D_{bar} , mm	1	6
δ , mm	0,3	0,5
z_{Q} , -	25	40

Pro obě zvolené geometrie byly vybrány parametry pro optimalizaci spolu s volbou omezení jejich minimální a maximální hodnoty. Hranice rozměrů jsou stanoveny tak, aby bylo možné generovat reálnou a vyrobitelnou geometrii. Geometrická omezení pro optimalizaci jsou vypsána v Tab. 4.11 a Tab. 4.12. Množství veličin pro optimalizaci je tak poměrně velké. Nicméně výsledky pro veškeré designy generované v procesu optimalizace budou ukládány a využity v následné korelační analýze s cílem zjistit vliv jednotlivých rozměrových proměnných na výsledné vlastnosti stroje. Vlastní nastavení optimalizace, jakožto i optimalizované parametry popisuje následující kapitola.

4.2.2 Optimalizační podmínky

Pro prezentovanou studii byly zvoleny jako optimalizované parametry: účinnost, účinník, zvlnění momentu a schopnost stroje se synchronizovat s definovanou zátěží.

Optimalizace probíhá prostřednictvím účelové funkce (viz kapitola 3.3). Aby bylo možné sčítat fyzikálně rozdílné veličiny (účinnost, účinník a zvlnění momentu), jsou v optimalizaci definovány tzv. penalizační funkce. Ty slouží pro převod mezi požadovanou a bezrozměrnou

veličinou. Sledované veličiny jsou pak přepočteny na relativní chyby a následně jsou porovnány v penalizační funkci, která zajišťuje, že jednotlivé veličiny mají stejný přínos v celkové optimalizaci. Obdobný postup, který je zde prezentován včetně použitých penalizačních funkcí, byl již úspěšně aplikován pro optimalizaci synchronního stroje s permanentními magnety na povrchu v publikaci [75]. Výpočet relativní chyby pro účinnost, účiník a otáčky je definován podobným způsobem. A to pro účinnost jako:

$$C_{\text{ef}} = \left| \frac{\eta_{\text{def}} - \eta}{\eta_{\text{def}}} \right|, \quad (4.2.1)$$

kde η_{def} je požadovaná hodnota účinnosti a η je vypočtená hodnota účinnosti daného stroje. Výpočet relativní chyby pro účiník je proveden prostřednictvím vztahu:

$$C_{\text{pf}} = \left| \frac{\cos \varphi_{\text{def}} - \cos \varphi}{\cos \varphi_{\text{def}}} \right|, \quad (4.2.2)$$

kde $\cos \varphi_{\text{def}}$ je požadovaná hodnota účiníku a $\cos \varphi$ je vypočtená hodnota účiníku daného stroje. Obdobně pro otáčky:

$$C_{\text{n}} = \left| \frac{n_{\text{def}} - n}{n_{\text{def}}} \right|, \quad (4.2.3)$$

kde n_{def} je požadovaná hodnota otáček a n je vypočtená hodnota otáček daného stroje. Výpočet relativní chyby pro zvlnění momentu se liší a je definován jako

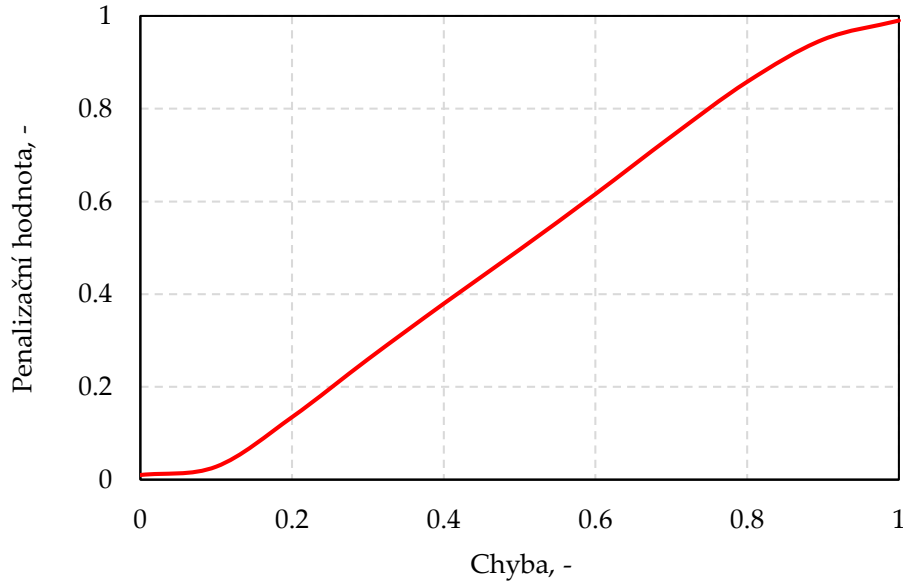
$$C_{\text{tr}} = \left| \frac{TR}{TR_{\text{def}}} \right|, \quad (4.2.4)$$

kde TR_{def} je požadovaná hodnota zvlnění momentu a TR je jeho skutečná velikost vypočtená na elektromagnetickém modelu stroje.

Požadované hodnoty uvažované pro optimalizaci jsou uvedeny v Tab.4.13. Žádaná hodnota účinnosti je zvolena tak, aby algoritmus našel nejvyšší možnou účinnost. Požadavek na účiník je nižší než jedna, ale rovněž tato hodnota nutí algoritmus SOMA najít návrh stroje s vyšším účiníkem. Požadované zvlnění točivého momentu je zvoleno jako 20 %, což znamená, že se optimalizace snaží dosáhnout zvlnění točivého momentu pod touto hodnotou. To je ostatně patrné i z rovnice 4.2.4. Na závěr požadované otáčky se rovnají synchronním otáčkám čtyřpólového stroje připojeného k síti s frekvencí 50 Hz. Díky této podmínce bude optimalizační algoritmus znevýhodňovat provedení stroje, která nedosáhnou synchronizace ve sledovaném časovém úseku.

Tab. 4.13: Požadované hodnoty vstupující do optimalizace prováděné algoritmem SOMA

Parametr	Požadovaná hodnota
Účinnost, -	1
Účiník, -	0.9
Zvlnění momentu, %	20
Otáčky, ot/min	1500



Obr. 4.29: Průběh penalizační funkce pro účinnost, účíník a zvlnění momentu.

Vypočtené chyby účinnosti, účíníku a zvlnění momentu dle rovnic (4.2.1), (4.2.2) a (4.2.3), jsou dosazovány do následující penalizační funkce za proměnnou x ,

$$C_{\text{efpen}}, C_{\text{pfpen}}, C_{\text{trpen}} = 8.89x^6 - 33.75x^5 + 48.09x^4 - 33.03x^3 + 11.46x^2 - 0.68x + 0.01 \quad (4.2.5)$$

Průběh této penalizační funkce je ukázán na Obr. 4.29. Tato funkce zajišťuje jistou toleranci k výsledku a to tak, že pro malou chybu je výsledná hodnota téměř nulová. Naopak je tomu v případě vyšších chyb, zde totiž dochází k tomu, že vypočtená penalizační hodnota je vyšší než chyby.

Pro penalizaci otáček byla vytvořena funkce zajišťující to, že rostoucí odchylka otáček od požadovaných ustálených vyústí v prudký nárůst penalizační hodnoty. Výsledkem je úzký tolerovaný rozsah odchylky od požadovaných ustálených otáček, zatímco větší hodnota má za následek takovou penalizaci, že návrh je algoritmem vyhodnocen jako nevhodný. Zvolená penalizační rovnice pro otáčky je ve tvaru

$$C_{\text{npen}} = 145.56x^5 - 169.57x^4 + 87.05x^3 + 13.192x^2 + 3.32x + 0.0853, \quad (4.2.6)$$

kde za x je stejně jako v minulé rovnici dosazována veličina chyby, v tomto případě otáčky. Průběh této penalizační funkce je pro názornost ukázán na Obr. 4.30.

Objektiva pro účelovou funkci jsou vypočteny ze čtverce vypočtených hodnot prostřednictvím penalizačních funkcí,

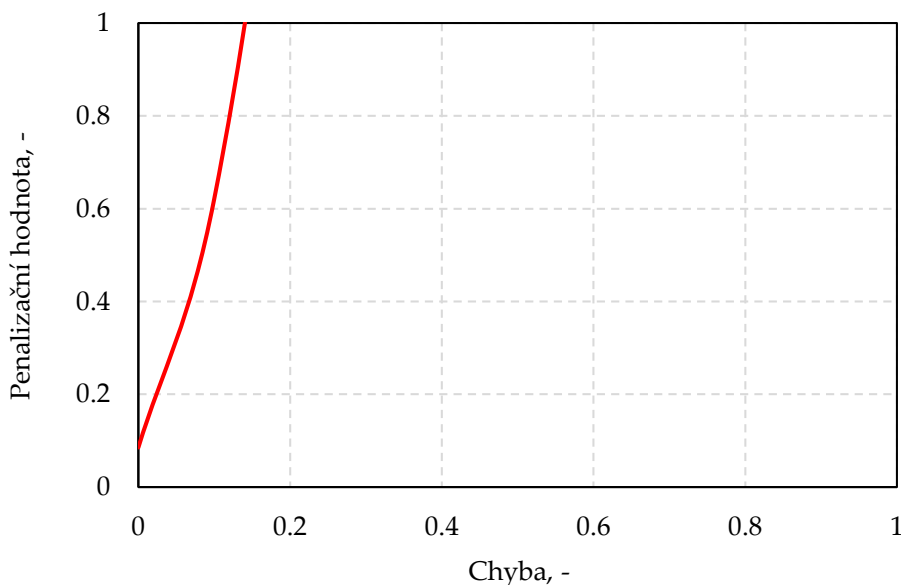
$$O_1 = C_{\text{efpen}}^2, \quad (4.2.7)$$

$$O_2 = C_{\text{pfpen}}^2, \quad (4.2.8)$$

$$O_3 = C_{\text{trpen}}^2, \quad (4.2.9)$$

$$O_4 = C_{\text{npen}}^2. \quad (4.2.10)$$

Účelová funkce je funkce, kde se kombinací váhových koeficientů a penalizovaných objektiv vyhledávají extrémy. Funkce může nabývat různých rozsahů podle toho, z kolika objektiv je



Obr. 4.30: Průběh penalizační funkce otáček.

Tab. 4.14: Přehled zvolených váhových koeficientů pro optimalizaci

Parametr	Hodnota
Váhový koeficient účinnosti, w_1	10
Váhový koeficient účinníku, w_2	2
Váhový koeficient zvlnění momentu, w_3	0,01
Váhový koeficient otáček, w_4	1

složena a tím definuje, o jak moc komplexní optimalizaci se jedná. Hodnotu účelové funkce je nutné počítat při každé změně optimalizovaných parametrů, a to z toho důvodu, že rychlost konvergence, komplexnost optimalizované úlohy a přesnost výpočtu ovlivňují získané výsledky a podílí se na globálním extrému účelové funkce. V rámci prezentované studie je použita účelová funkce ve tvaru:

$$f_u = w_1 O_1 + w_2 O_2 + w_3 O_3 + w_4 O_4, \quad (4.2.11)$$

kde w_1 , w_2 , w_3 a w_4 jsou váhové koeficienty. Hodnoty, které se nastavují pomocí váhových koeficientů, jsou voleny před zahájením iterací (konvergencí) k požadovanému globálnímu extrému a jsou uvedeny v Tab. 4.14. Jejich volbou lze významně ovlivnit výsledný design získaný optimalizací a proto musí být jejich velikost pečlivě vybrána.

Pro takto nastavenou optimalizaci byl vytvořen skript v programu Matlab. Ten zajišťuje celý proces optimalizace dle diagramu ukázaného na Obr. 3.8. Jako řešitel byl pro výpočet konečně prvkovými metodami elektromagnetického modelu stroje použit, stejně jako v předešlé případové studii, program Ansys Maxwell. Nastavení kontrolních parametrů SOMA je uvedeno v Tab. 4.15 a jejich volba proběhla na základě doporučení Tab. 3.1. Po provedení optimalizace byly výsledky vyhodnoceny a jsou uvedeny v následující kapitole.

Tab. 4.15: Použité nastavení kontrolních parametrů SOMA pro optimalizaci v rámci druhé případové studie

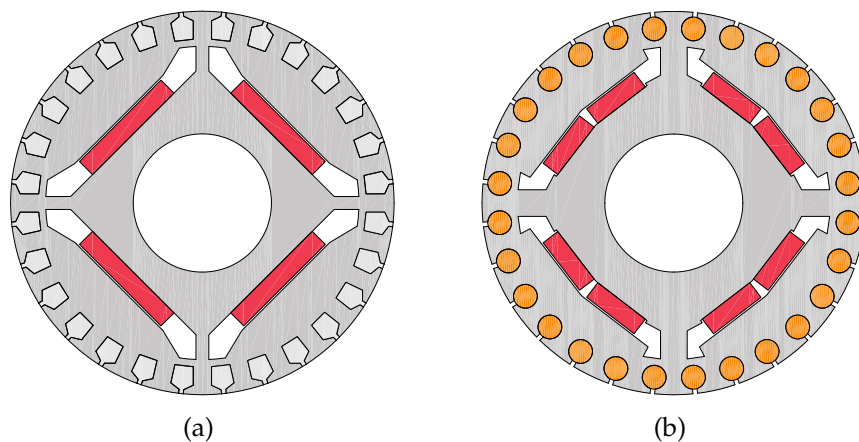
Parametr	Hodnota	Poznámka
Step	0,44	Délka jednoho kroku
PathLength	2,2	Celková délka kroků
PRT	0,31	Perturbační vektor
Migrations	5	Počet migrací k optimálním výsledkům
PopSize	19	Velikost populační matice

4.2.3 Výsledné geometrie po optimalizaci

Obě geometrie získané optimalizací jsou každá zvlášť ukázány na Obr. 4.31(a), a (b). U geometrie s tangenciálním uložením magnetu došlo ve srovnání s geometrií navrženou v rámci kapitoly 4.1.2 ke zmenšení magnetů a průřezu klece nakrátko. Rovněž i tvar drážky magnetu má jiný tvar (geometrie navržená v rámci první případové studie je ukázána na Obr. 4.9). Snížení velikosti magnetu je žádoucí s ohledem na cenu stroje.

Optimalizace geometrie s uložením magnetů do tvaru V vedla k jemnému vyklopení magnetů směrem k vnějšímu povrchu rotoru. Obě výsledné geometrie jsou ale téměř srovnatelné z hlediska šířky zubů, celkového objemu všech magnetů a průřezu tyčí rotoru.

Pro zjištění vztahu mezi rozměrovými veličinami a parametry stroje byla provedena korelační analýza jedinců generovaných v průběhu optimalizace pro tangenciální geometrii. Tato korelace by měla umožnit lepší pochopení metodiky návrhu stroje. Pro korelaci byl využit Pearsonův korelační koeficient, který vychází z myšlenky převedení statistické míry lineární závislosti dvou veličin na bezrozměrné číslo prostřednictvím dělení směrodatných odchylek. Koeficient korelace pak nabývá hodnot v intervalu od -1 do 1. Podrobněji o Pearsonově korelačním koeficientu pojednala publikace [107]. Korelace byla provedena z 280 vypočtených jedinců a výsledky koeficientů jsou uvedeny na Obr. 4.32. Je patrné, že účinnost stroje je ovlivňována zejména šířkou magnetu (M_{wid}) a parametrem definující šířku tyče rotoru (B_{r1}). Šířka magnetu



Obr. 4.31: Výsledné optimalizované tvary rotorů prostřednictvím algoritmu SOMA: (a) s tangenciálním uložením magnetů a hliníkovou klecí (toto provedení je v pozdějším textu označeno jako T2 – uspořádání), a (b) s uložením magnetů do V a měděnou klecí (toto provedení je v pozdějším textu označeno jako V – uspořádání).

	M_{wid} , mm	M_{wid} , mm	TW_R , mm	H_{r2} , mm	B_{r1} , mm	H_{r2} , mm	δ , mm	H_{r0} , mm	H_{r1} , mm	Z_Q	Účinnost	Účíník	Zvlnění momentu	Synchronizace
M_{wid} , mm	1,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,13	0,55	-0,05	0,10
R_{mi} , mm	0,00	1,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	-0,03	-0,06	0,09	-0,04
TW_R , mm	0,00	0,00	1,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,02	0,17	0,01	0,10
H_{r2} , mm	0,00	0,00	0,00	1,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,03	0,01	-0,03	-0,06
B_{r1} , mm	0,00	0,00	0,00	0,00	1,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,24	0,33	-0,04	0,39
H_{r2} , mm	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	1,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,09	0,38	-0,09	0,27
δ , mm	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	1,00	0,00	0,00	0,00	-0,04	-0,16	0,03	-0,06
H_{r0} , mm	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	1,00	0,00	0,00	0,04	-0,08	-0,06	0,01
H_{r1} , mm	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	1,00	0,00	0,07	0,00	0,13	0,00
Z_Q	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	1,00	0,05	0,71	0,00	-0,22
Účinnost	0,13	-0,03	0,02	0,03	0,24	0,09	-0,04	0,04	0,07	0,05	1,00	0,46	0,44	0,45
Účíník	0,55	-0,06	0,17	0,01	0,33	0,38	-0,16	-0,08	0,00	0,71	0,46	1,00	-0,07	0,14
Zvlnění momentu	-0,05	0,09	0,01	-0,03	-0,04	-0,09	0,03	-0,06	0,13	0,00	0,44	-0,07	1,00	0,02
Synchronizace	0,10	-0,04	0,10	-0,06	0,39	0,27	-0,06	0,01	0,00	-0,22	0,45	0,14	0,02	1,00

Obr. 4.32: Výsledky korelační analýzy Pearsonovým korelačním koeficientem pro rotor s tangenciálním uložením magnetu, kde δ označuje radiální délku vzduchové mezery a z_Q počet vodičů v drážce statoru.

má rovněž největší vliv na účíník stroje. Ten je dále ovlivňován především rozměry tyčí rotoru (B_{r1}), (h_{r2}) a počtem vodičů v drážce statoru (z_Q). Provedení hlav zubů rotoru (h_{r1}) má nejvýznamnější vliv na zvlnění momentu stroje. Z hlediska synchronizační schopnosti je nejdůležitějším parametrem počet vodičů v drážce statoru (z_Q). Rostoucí počet vodičů má za následek zhoršení synchronizačních vlastností stroje. Synchronizační schopnost se také zhoršuje při rozšiřování horní hrany drážky pro uložení magnetu. Naopak pozitivní vliv na synchronizační vlastnosti stroje má rozšiřování drážky rotoru (B_{r1}) a zvětšování její výšky (h_{r2}).

Pro synchronní stroj spouštěný ze sítě s tangenciálním uložením magnetů v rotoru lze z provedené optimalizace shrnout, že největší vliv na parametry stroje má v sestupném pořadí šířka drážky rotoru (B_{r1}), šířka magnetu (M_{wid}), výška drážky rotoru (h_{r2}) a počet závitů statoru (z_Q). Ostatní parametry dle provedené korelační analýzy nemají významnější vliv. Optimalizované geometrie jsou z hlediska elektromagnetických parametrů podrobněji studovány v následující kapitole.

4.2.4 Elektromagnetické výpočty na optimalizovaných geometriích

Stejně jako v kapitole 4.1.4 je při elektromagnetickém výpočtu uvažován stroj s ustálenou teplotou 50 °C. Je zde tedy pro účely modelování zaveden zjednodušující předpoklad stejného oteplení těchto částí stroje a to o 30 K při pokojové teplotě 20 °C. Stejně zjednodušení bylo uvažováno i během optimalizace.

Vypočtené klíčové parametry obou optimalizovaných strojů při jmenovitém zatížení výkonem 1,5 kW jsou uvedeny v Tab. 4.16. Oba stroje dosahují účinnosti třídy IE4 pro niž je dle [6] spodní limit účinnosti 88,2 %. Pro srovnání neoptimalizovaná varianta stroje z kapitoly 4.1.4 dosahovala vypočtené účinnosti 89,7 % a je rovněž v diskutované tabulce uvedena pod označením T1 – uspořádání.

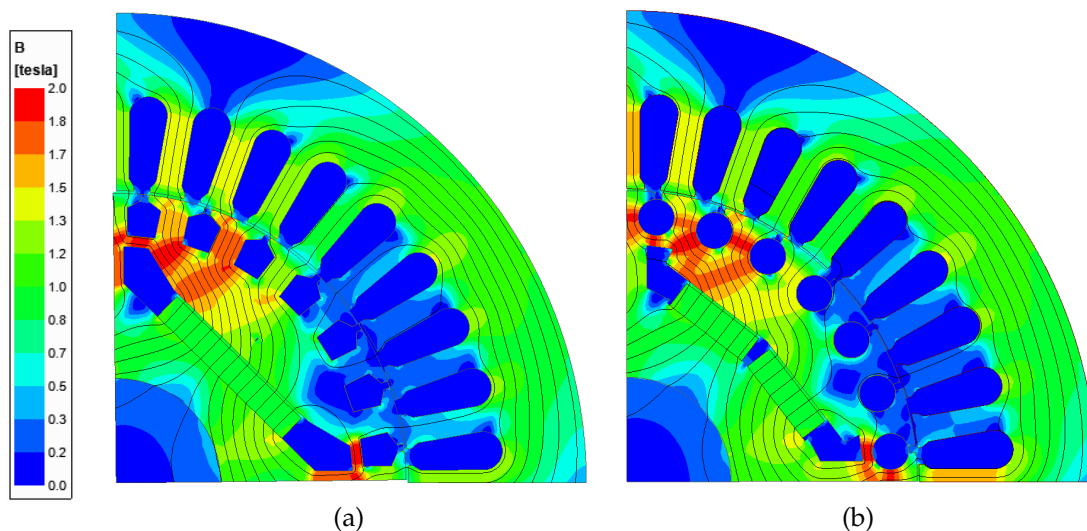
Hlavní rozdíl mezi optimalizovanými variantami a původním provedením z kapitoly 4.1.4 je v indukovaném napětí naprázdno. Optimalizovaná provedení mají menší celkovou šířku magnetů přičemž výška je stejná (nebyla v optimalizaci měněna). Překvapivě má V – uspořádání i přes nižší hodnotu tohoto napětí vyšší účinník než T1 – uspořádání. Zvlnění momentu je nejnižší u optimalizovaného provedení stroje s tangenciálně uloženým magnetem T2. O něco málo vyšší zvlnění má provedení T1 a nejvyšší vykazuje geometrie V.

Z uvedených ztrát v Tab. 4.16 je zřejmé, že u všech srovnávaných variant jsou nejvíce zastoupeny Joulovy ztráty ve vinutí statoru. Ty jsou pak nejvyšší u T2- uspořádání a naopak nejnižší u provedení V. Ztráty v železe jsou u obou optimalizovaných variant vyšší než u T1.

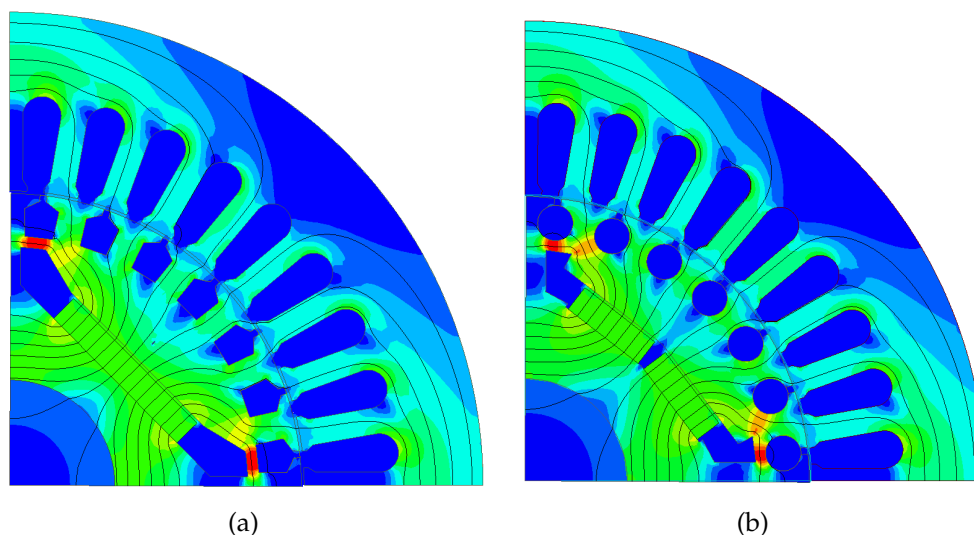
Vypočtené rozložení magnetické indukce je pro oba optimalizované stroje ukázáno na Obr. 4.33 a 4.34, zvlášť pro stav při zatížení a stav naprázdno. Stejně jako na Obr. 4.13, který ukázal pole pro T1 – uspořádání, je patrná při zatížení silná reakce kotvy. Ta se projevuje přesycováním jedné strany pólu a od sycením opačné. Na rozdíl od geometrie T1 je ale přesycovaná

Tab. 4.16: Srovnání vypočtených hodnoty na elektromagnetických modelech optimalizovaných strojů z Obr. 4.31. Ztráty v železe u obou elektromagnetických modelů jsou násobeny koeficientem 1,8. Tento koeficient by měl vzít v potaz vliv výroby na parametry magnetického obvodu. Stroj s tangenciálním uložením magnetu je označen jako "T2 – uspořádání" a stroj s uložením magnetů do drážek ve tvaru V jako "V – uspořádání"

Parametr	T1 – uspořádání	T2 – uspořádání	V – uspořádání
Moment, Nm	9,60	9,65	9,70
Proud, A	3,00	2,84	2,74
Účinnost, %	89,70	88,60	89,2
Účinník, -	0,86	0,83	0,88
Zvlnění momentu, %	18,31	18,21	23,48
Induk. napětí naprázdno, V	156,40	122,50	123
Ztráty ve vinutí statoru, W	95,90	105,42	85,38
Ztráty v železe, W	53,00	63,95	76,09
Ztráty v kleci nakrátko, W	5,00	6,31	3,56
Dodatečné ztráty, W	7,5	7,5	7,5
Mechanické ztráty, W	11,9	11,9	11,9
Celkové ztráty, W	173,30	195,08	184,43



Obr. 4.33: Rozložení magnetické indukce v příčném řezu synchronního stroje spouštěného ze sítě při jmenovitém zatížení (a) s tangenciálním uložením magnetů a hliníkovou klecí a (b) s uložením magnetů do V a měděnou klecí.

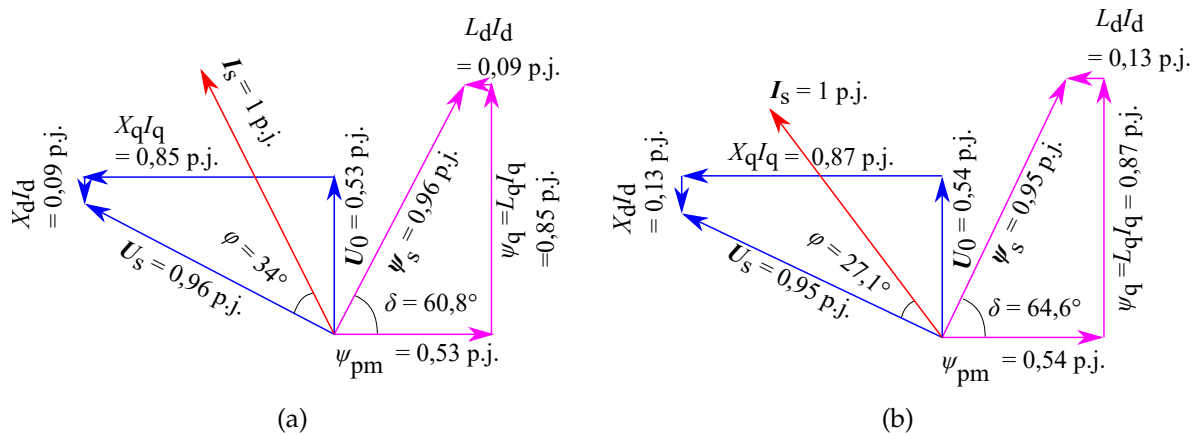


Obr. 4.34: Rozložení magnetické indukce v příčném řezu synchronního stroje spouštěného ze sítě při provozu naprázdno (a) s tangenciálním uložením magnetů a hliníkovou klecí a (b) s uložením magnetů do V a měděnou klecí.

lokalita u optimalizovaných provedeních rotorů větší. Při provozu naprázdno, bez vnějšího zdroje napájení, jsou úrovně magnetické indukce v jednotlivých částech řezu stroje poměrně malé, viz Obr. 4.34. K přesycování dochází pouze v malých omezených částech, a to zejména v můstku a jeho okolí oddělujícím drážku pro magnet a pro klec rotoru.

Lepší pochopení pro rozložení toků a provozního stavu motoru při jmenovitém zatížení opět poskytuje fázorový diagram. Ten je pro oba optimalizované stroje ukázán na Obr. 4.35. S prezentovanými fázorovými diagramy souvisí také Tab. 4.17, která uvádí vybrané parametry použité pro jejich vytvoření. V této tabulce je rovněž srovnán s optimalizovanými provedeními i návrh T1.

Jak je z Tab. 4.17 patrné, největší poměr příčné a podélné indukčnosti (neboli reaktance)



Obr. 4.35: Fázorový diagram pro jmenovité zatížení optimalizovaného provedení (a) s tangenciálním uložením magnetů a hliníkovou klecí, a (b) s uložením magnetů do V a měděnou klecí.

vykazuje T1 – uspořádání. Optimalizované návrhy mají tento poměr nižší, přičemž geometrie s magnety uspořádanými do V jej má nejmenší. Přestože provedení T1 má ve srovnání s ostatními největší prostorovou složku vektoru proudu v příčné ose, nemá tak velkou reakci kotvy jako geometrie T2 a V (plyne ze srovnání Obr. 4.35 s Obr. 4.14). To je dáno tím, že indukčnost příčné a podélné osy je u T1 – provedení nižší ve srovnání s indukčností T2 – a V – provedení.

Při pohledu na fázorové diagramy na Obr. 4.35 lze usoudit, že oba optimalizované návrhy jsou velmi podobné. Zároveň je na obou diagramech patrný silný vliv proudu v příčné ose, který způsobuje přesycování jedné strany pólu ukázané na Obr. 4.33. Obě provedení také pracují s poměrně velkým zátěžným úhlem přes 60° , zatímco u T1 – uspořádání byl tento úhel při jmenovitém zatížení něco málo přes 46° . I přesto ale, jak bylo ukázáno v Tab. 4.16, jsou parametry optimalizovaných strojů dobré.

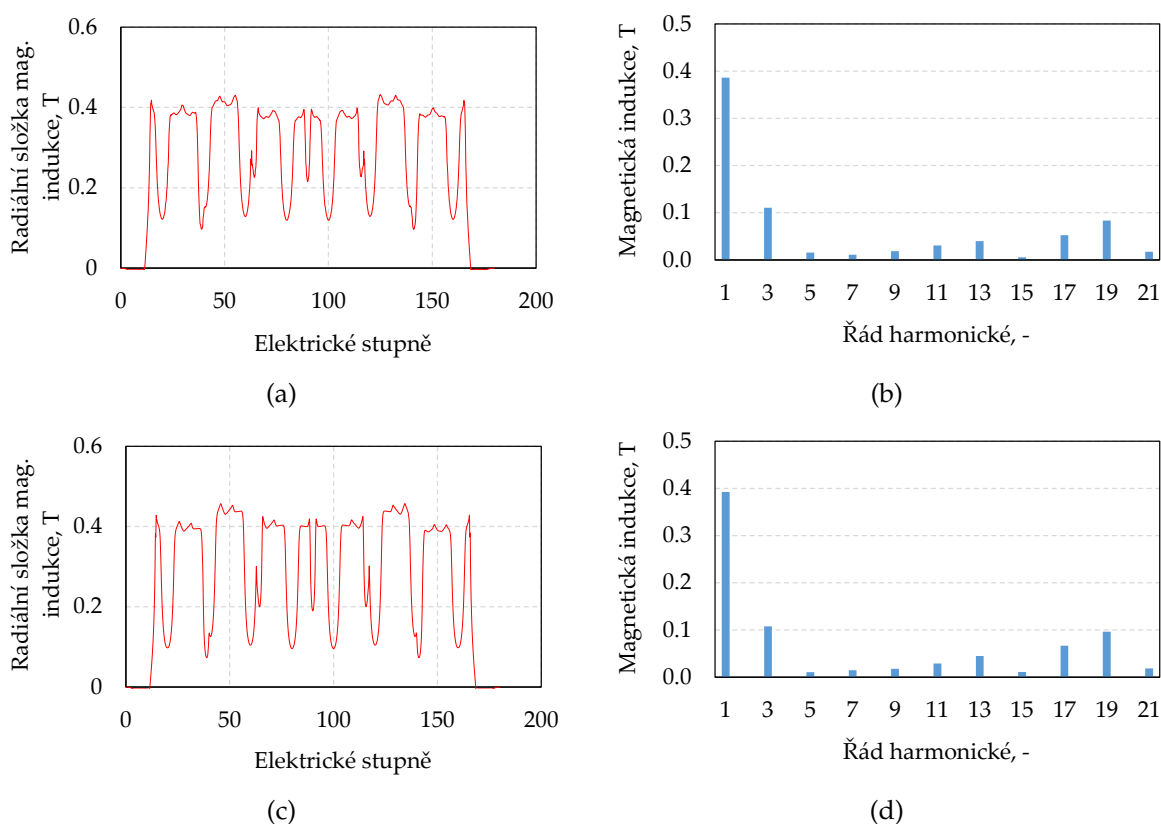
Provoz naprázdno bez připojení vnějšího zdroje napětí byl pro výsledná provedení studován při 20°C . Tomu odpovídalo nastavení parametrů magnetu v elektromagnetickém modelu. Stroj byl během simulace udržován prostřednictvím nastavení na synchronních otáčkách 1500 ot/min. Jak plyne z Tab. 4.18, tak optimalizované varianty stroje mají menší indukované napětí naprázdno a parazitní reluktanční moment (anglicky cogging) ve srovnání s provedením T1. Naopak mají větší obsah vyšších harmonických složek magnetické indukce ve vzduchové

Tab. 4.17: Vybrané podélné a příčné složky korespondující s vektorovým diagramem na Obr. 4.35

Parametr	T1- uspořádání	T2- uspořádání	V- uspořádání
I_d , p.j.	-0,27	-0,45	-0,96
I_q , p.j.	0,96	0,89	0,77
U_d , p.j.	-0,69	-0,83	-0,85
U_q , p.j.	0,67	0,47	0,43
L_d , p.j.	0,14	0,19	0,23
L_q , p.j.	0,73	0,95	1,13
L_q/L_d , -	5,21	5,00	4,83

Tab. 4.18: Vypočtené parametry stroje pro provoz naprázdno bez vnějšího napájení pro optimalizované geometrie algoritmem SOMA. Výpočty byly provedeny s předpokladem, že všechny části stroje jsou ustáleny na pokojové teplotě 20 °C. Pro lepší srovnání tato tabulka uvádí i geometrii navrženou v rámci kapitoly 4.1 a označuje ji jako T1

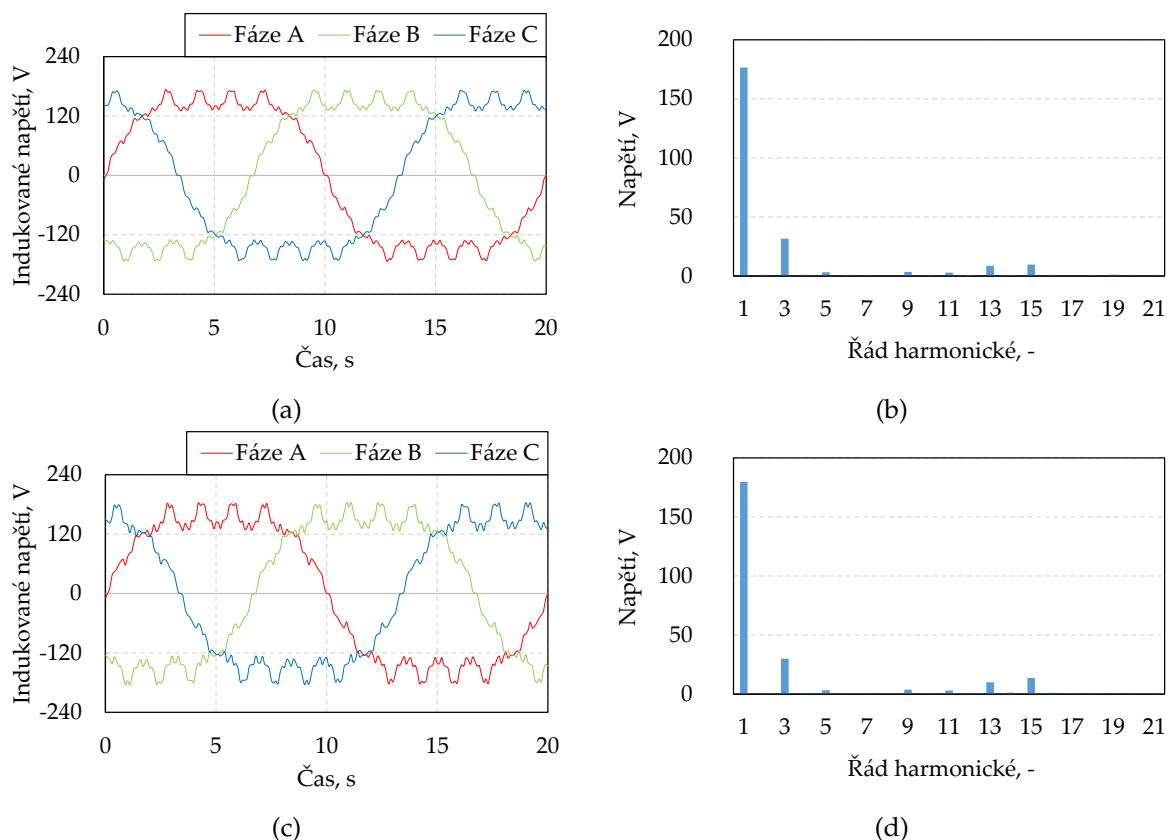
Parametr	T1	T2	V
Základní harm. složka mag. indukce ve vzduchové mezeře, T	0,47	0,39	0,39
Indukované napětí naprázdno ve fázi, efektivní hodnota, V	160,68	127,29	129,68
Amplituda parazitního rel. momentu, mNm	594,34	447,22	435,83
THD Magnetické indukce, %	41,46	48,29	51,94
THD indukovaného napětí, %	16,94	20,04	20,23



Obr. 4.36: Vypočtený (a) průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře stroje T2 a (b) odpovídající harmonické spektrum. Velikost první harmonické složky magnetické indukce provedení T2 je 0,39 T. Vypočtený (c) průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře stroje s uspořádáním magnetů do tvaru V a (d) odpovídající harmonické spektrum. Velikost první harmonické složky magnetické indukce provedení V je 0,39 T.

mezeře, které se projevují i v indukovaném napětí naprázdno. Stejně jako u fázorového diagramu na Obr. 4.35 se jeví obě optimalizované varianty jako velmi podobné.

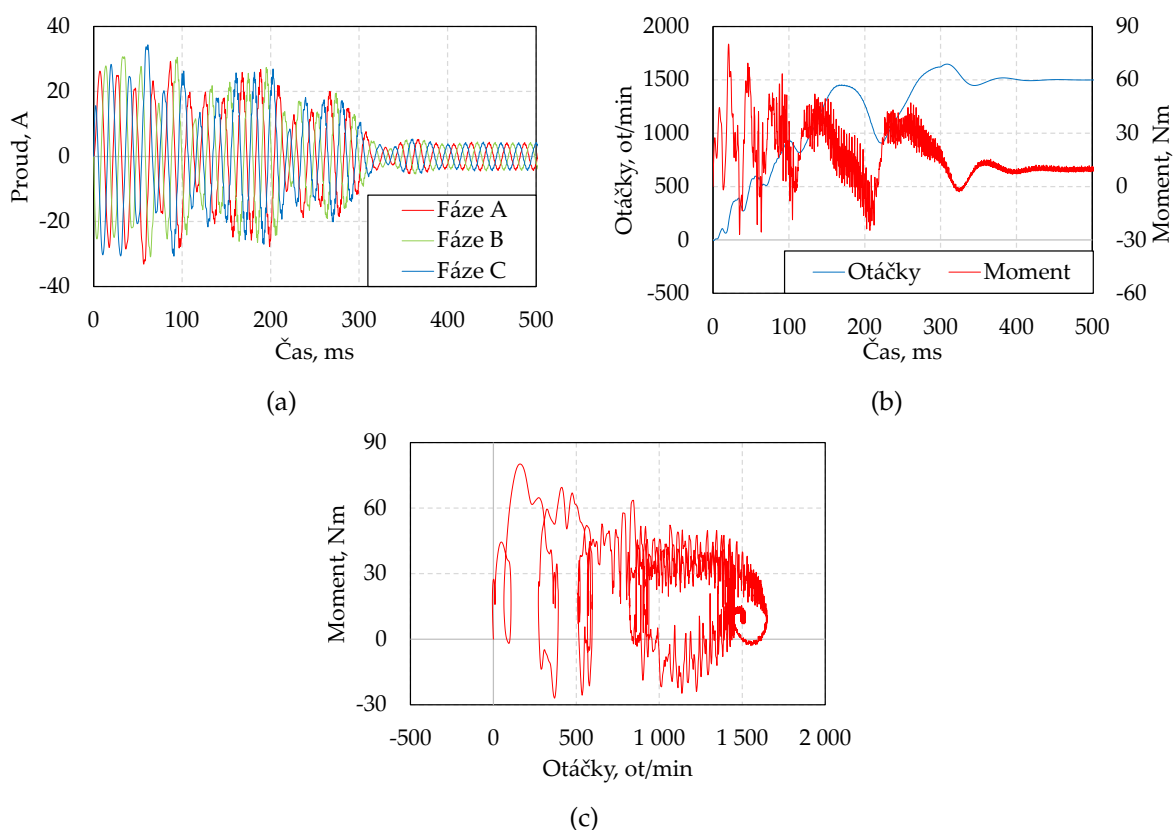
Průběhy magnetické indukce ve vzduchové mezeře na elektrickém úhlu (měřeno v polovině vzduchové mezery) pro optimalizovaná provedení T2 a V jsou ukázány na Obr. 4.36. Při srovnání variant T2 a V jsou patrné pouze malé rozdíly, což je očekávané s ohledem na již prezentované velmi podobné parametry. Nejvýraznější složky jsou stejně jako pro T1 – uspořádání způsobeny obdélníkovým tvarem magnetické indukce ve vzduchové mezeře (3. harmonická



Obr. 4.37: Vypočtené (a) indukované napětí naprázdno optimalizovaného provedení rotoru T2 a (b) odpovídající harmonické spektrum. Velikost první harmonické složky napětí je pro provedení T2 rovno 127,29 V. Dále obrázek prezentuje vypočtené (c) indukované napětí naprázdno optimalizovaného provedení rotoru V a (b) odpovídající harmonické spektrum. Velikost první harmonické složky napětí je pro provedení V rovno 129,68 V.

složka), drážkovými harmonickými prvního řádu statoru (17. a 19. harmonická složka) a rotoru (13. harmonická složka). Magnetické indukce z Obr. 4.36 indukují při provozu naprázdno do statorového vinutí napětí, které je ukázáno na Obr. 4.37. V něm je nejvýrazněji zastoupena třetí, třináctá a patnáctá harmonická složka. THD indukovaných napětí je srovnáno v Tab. 4.18 ze které je patrné, že obě optimalizované provedení mají obdobné harmonické zkreslení, které je ale vyšší než u provedení T1.

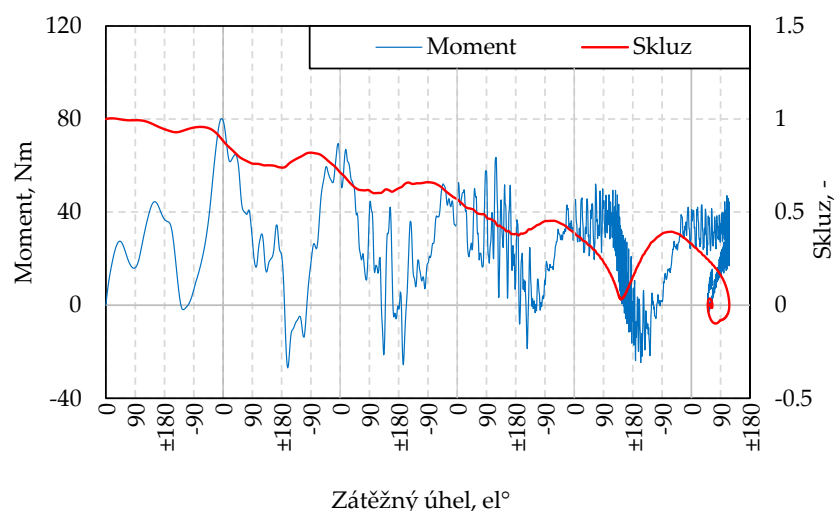
Na závěr jsou uvedeny výsledky simulací rozběhu pro obě provedení strojů. Výpočty byly provedeny tak, že model uvažoval zatížení stroje konstantním momentem od nuly otáček, který odpovídá jmenovitému momentu stroje (9,5 Nm). Moment setrvačnosti byl nastaven na takovou velikost, aby odpovídal zátěži s dvojnásobkem momentu setrvačnosti rotoru samotného stroje. Výsledky pro obě geometrie zvlášť jsou ukázány na Obr. 4.38 a Obr. 4.40



Obr. 4.38: Vypočtené průběhy (a) proudů na čase, (b) otáček a momentu na čase, a (c) momentu na otáčkách pro rozběh optimalizovaného provedení T2 s tangenciálním uložením magnetu. Výpočty byly provedeny s nominálním zátěžným momentem a momentem setrvačnosti odpovídající dvojnásobku momentu setrvačnosti navrženého stroje.

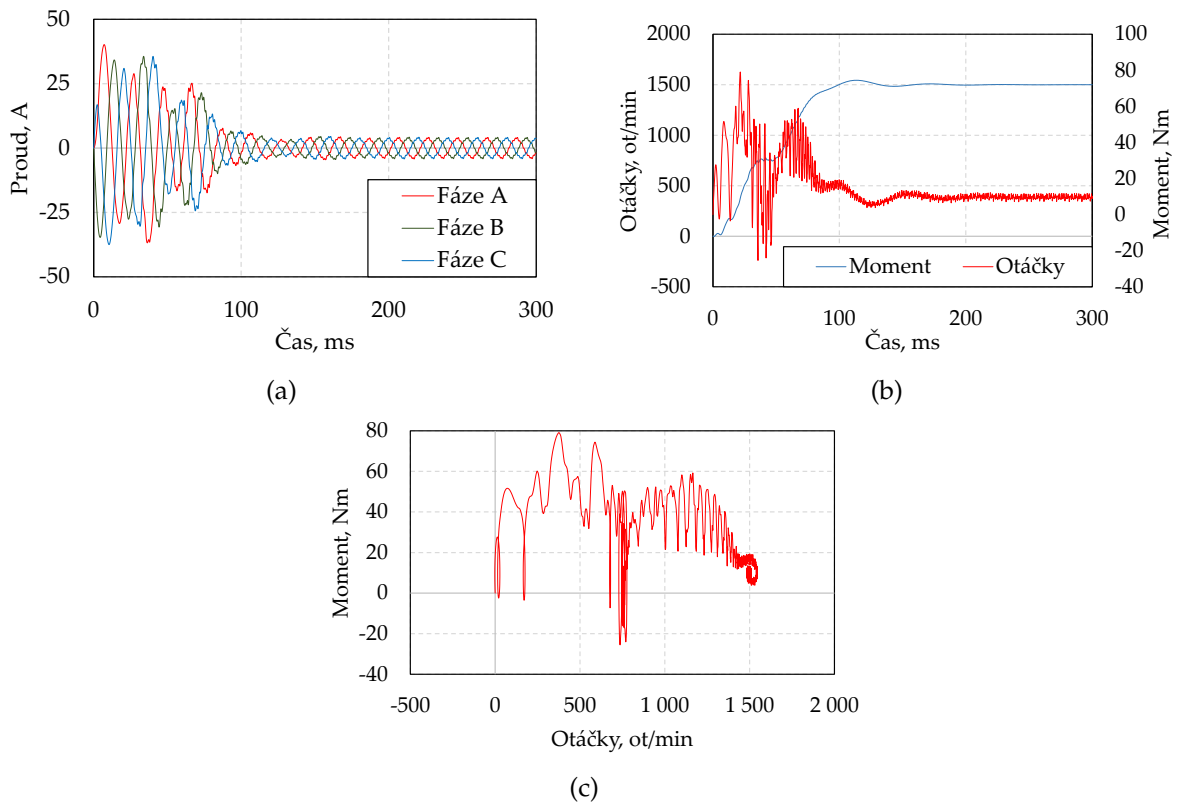
Po větší část rozběhu u provedení s tangenciálně uloženým magnetem T2 lze pozorovat velké špičky proudu, a to až přes 30 A, Obr. 4.38(a). Moment a otáčky po celou dobu rozběhu ukazuje Obr. 4.38(b). Je patrné, že k synchronizaci dochází až v čase přibližně 0,35 s. Předtím stroj vykazuje poměrně velké pulzace momentu, které jsou v souladu s teoretickými předpoklady uvedenými v kapitole 2.5. Nejvyšší špička momentu 80 Nm při zrychlování stroje nastává v čase 21 ms. Takto velké pulzace mohou nepříznivě zatěžovat spojku mezi motorem a poháněným zařízením. Závislost tohoto momentu na otáčkách pak zachycuje Obr. 4.38(c).

Lepší vhléd do děje během rozběhu se snaží prezentovat Obr. 4.39, kde je ukázána závislost momentu a skluzu na zátěžném úhlu stroje. Jak bylo dříve uvedeno v kapitole 4.1.6, která se zabývá podrobným popisem jevů při synchronizaci, je po čas rozběhu neustále měněn zátěžný úhel stroje. Pokud je skluz kladný, tak zátěžný úhel se zvětšuje, protože točivé magnetické pole statoru je rychlejší než samotný rotor. Naopak při záporném skluzu se zátěžný úhel zmenšuje, protože otáčející se rotor je rychlejší než pole statoru. Poslední okamžiky před synchronizací jsou v pravé části Obr. 4.38(b), kdy rotor se blíží v čase okolo 170 ms poprvé k synchronním otáčkám. Nicméně, jak lze pozorovat na úhlu a momentu stroje z Obr. 4.39, je stroj právě ve své nestabilní oblasti a není tak schopen rotor vtáhnout do synchronních otáček. Otáčky se propadají a při skluzu 0,39 s je opět zahájeno zrychlování rotoru a následně úspěšné vtažení do synchronismu.

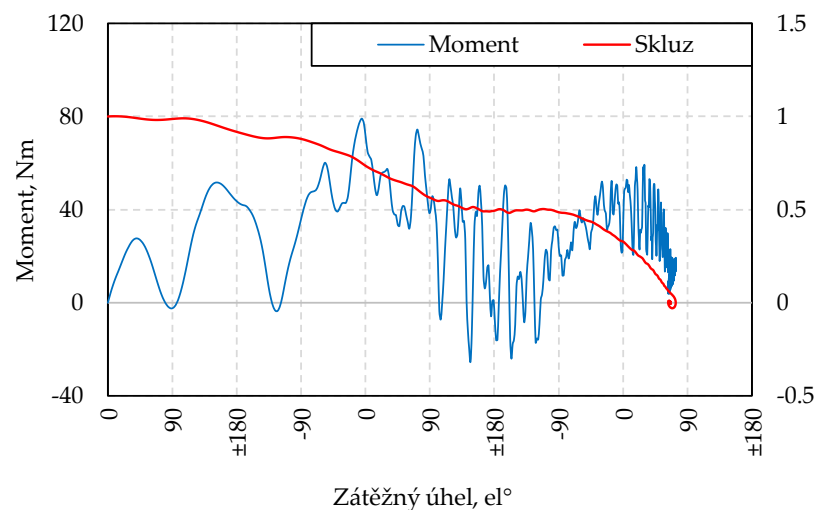


Obr. 4.39: Vypočtená závislost momentu a skluzu na zátěžném úhlu pro rozběh T2 – provedení s nominálním zátěžným momentem a momentem setrvačnosti odpovídající dvojnásobku momentu setrvačnosti navrženého stroje. Osa x grafu je pro přehlednější prezentaci výsledků číslována v hodnotách zátěžného úhlu, dle definice uvedené v kapitole 2.2. Při kladném úhlu je stroj v motorickém režimu a při záporném v generátorickém, viz Obr. 2.13.

Obdobně jsou výsledky uvedeny pro V – uspořádání na Obr. 4.40. Špičky proudu jsou během rozběhu stejně jako u tangenciálního provedení něco málo přes 30 A, Obr. 4.40(a). Větší rozdíl je ale pozorovatelný v samotném průběhu otáček a momentu na čase zobrazeném v Obr. 4.40(b). Rozběh je rychlejší než u T2 – uspořádání. Závislost momentu na otáčkách pro rozběh zachycuje Obr. 4.40(c). Mírný pohyb do záporných otáček je způsoben tím, že na rotor působí od prvního okamžiku konstantní zátěžný moment, ale stroji chvíli trvá než začne po připojení k síti produkovat dostatečný moment pro zrychlování. Průběh skluzu v závislosti na zátěžném úhlu během rozběhu je ukázán na Obr. 4.41.



Obr. 4.40: Vypočtené průběhy (a) proudů na čase, (b) otáček a momentu na čase, (c) momentu na otáčkách a (d) momentu a skluzu na zátěžném úhlu pro rozběh optimalizovaného provedení V s uložením magnetu do V-tvaru. Výpočty byly provedeny s nominálním zátěžným momentem a momentem setrvačnosti odpovídající dvojnásobku momentu setrvačnosti navrženého stroje.



Obr. 4.41: Vypočtená závislost momentu a skluzu na zátěžném úhlu pro rozběh V – provedení s nominálním zátěžným momentem a momentem setrvačnosti odpovídající dvojnásobku momentu setrvačnosti navrženého stroje. Osa x grafu je pro přehlednější prezentaci výsledků číslována v hodnotách zátěžného úhlu, dle definice uvedené v kapitole 2.2. Při kladném úhlu je stroj v motorickém režimu a při záporném v generátorickém, viz Obr. 2.13.

4.2.5 Zhodnocení optimalizace algoritmem SOMA

Provedená optimalizace prostřednictvím algoritmu SOMA, dle vztahu (3.3.1), vedla ke dvěma optimalizovaným provedením. V některých parametrech jsou tato provedení lepší než původní T1 – uspořádání, v některých ale mírně horší. Výsledek ukázané optimalizace je do velké míry ovlivněn definicí účelové, respektive ohodnocovací funkce pro kterou se následně hledá například její minimum.

V případě, kdy by byly zvoleny pro optimalizaci jiné váhové koeficienty (Tab. 4.14) a požadované hodnoty (Tab. 4.13), bylo by dosaženo jiných výsledných provedení. Ve skutečnosti zmíněné hodnoty nebyly zvoleny na poprvé, ale před jejich finální volbou proběhlo několik optimalizací. Po každé optimalizaci bylo vyhodnoceno k jakému řešení takto nastavená optimalizační úloha "táhne" a podle toho byly zmíněné koeficienty upraveny. Následně tak byla získána provedení, která tato kapitola prezentovala.

Následující kapitola bude věnována optimalizaci synchronního stroje spouštěného ze sítě prostřednictvím algoritmu DECMO2, který nedisponuje výše zmíněnými nevýhodami.

4.3 Návrh optimalizací hybridním algoritmem DECMO2

V pořadí třetí případová studie se zaměřuje na optimalizaci prostřednictvím hybridního algoritmu DECMO2, který byl popsán v kapitole 3.3. Dalším zásadním rozdílem oproti předcházejícím studiím je také to, že je prezentována optimalizace pro vývoj stroje s osovou výškou 100 mm (v předchozích částech byly studie provedeny pro 1,5 kW motor s osovou výškou 90 mm) a jmenovitým výkonem 3 kW. Navíc je do optimalizace zahrnut i stator, takže tato studie již nevychází z referenčního asynchronního stroje popsaného v kapitole 4.1.1.

Studie je strukturována tak, že v první části je popsáno nastavení optimalizace a optimalizované geometrie. Dále jsou prezentována vypočtená Paretova-čela a následně výsledky získané analýzou zvoleného provedení.

4.3.1 Nastavení optimalizace a použitý algoritmus

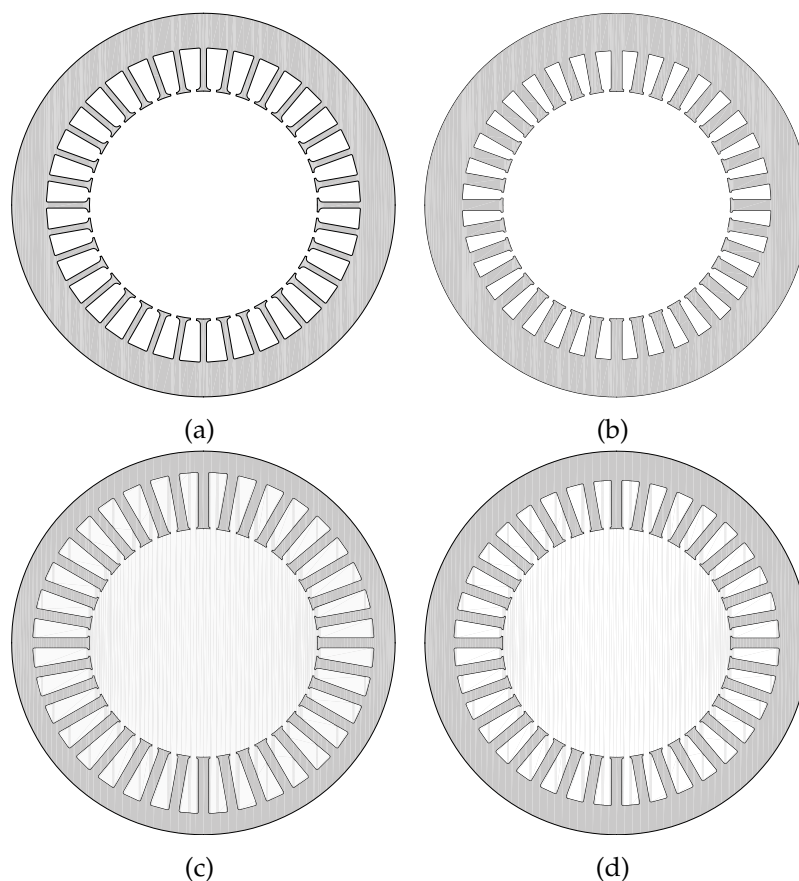
Pro optimalizaci v rámci třetí případové studie byl vytvořen Python kód a následně spojen s automatizovaným frameworkem SyMSpace [108]. Ten během optimalizačního běhu využívá popsáný hybridní optimalizační algoritmus DECMO (viz kapitola 3.3.2). SyMSpace vyvinulo centrum mechatroniky v Linci a katedra elektrických pohonů a výkonové elektroniky na Univerzitě Johanneše Keplera v Linci.

Pro optimalizaci je opět využita geometrie s tangenciálním uložením magnetu z Obr. 4.7 a je optimalizována i geometrie statoru. Jeho tvar je měněn prostřednictvím trojice proměnných a to: poměrem vnějšího průměru rotoru/statoru a proměnnými b a c , které zvlášť definují výšku h_a a šířku zubu. Výška h_a je ve vytvořeném modelu měněna dle vztahu

$$h_{sy} = \frac{c}{\frac{D_{so}-D_r}{2}}. \quad (4.3.1)$$

A šířka zubu prostřednictvím rovnice

$$B_{ss1} = \frac{(1-b) D_r \pi}{Q_s}. \quad (4.3.2)$$



Obr. 4.42: Vliv proměnných b a c na tvar satoru. (a) $b = 0,25$ a $c = 0,5$, (b) $b = 0,5$ a $c = 0,5$, (c) $b = 0,5$ a $c = 0,3$ a (d) $b = 0,5$ a $c = 0,4$.

Pro lepší ilustraci jsou na Obr. 4.42 ukázány satory pro různé kombinace proměnných b a c . Zavedení těchto proměnných je velice praktickým způsobem jak dosáhnout snížení počtu optimalizovaných neznámých pro sator stroje. Vzhledem k tomu, že je dána osová výška optimalizovaného stroje, je fixován také vnější průměr satoru na 150 mm. Jeho počet drážek není v optimalizaci uvažován a je držen na $Q_s = 36$. Tento počet se dá považovat za typický pro satorový plech s daným vnějším průměrem.

Radiální délka vzduchové mezery není v rámci optimalizace měněna a je zvolena s ohledem na typické hodnoty pro stroje obdobného výkonu a velikosti jako 0,3 mm. Další proměnné, které jsou v optimalizaci uvažovány, tak souvisí už jen s rotorem. Jedná se o obdobné parametry, jaké byly voleny i pro optimalizaci algoritmem SOMA v kapitole 4.2. Všechny optimalizované parametry uvažované ve zde prezentované víceúčelové optimalizaci jsou vypsány do Tab. 4.7, a to včetně jejich rozsahů.

Rozsahy, jsou zvoleny tak aby výsledná geometrie byla vyrobitelná. Z praktického hlediska by bylo výhodnější omezit množství optimalizovaných proměnných na nižší počet. To se dá například provést prostřednictvím citlivostní analýzy před vlastním spuštěním optimalizace. Nicméně v této práci není tento postup aplikován.

Optimalizace byla nastavena s cílem, aby byla nalezena množina řešení strojů s co nejvyšší účinností a účínkem při současném splnění podmínky synchronizace za předpokladu připojení zátěže s polovičním momentem setrvačnosti vůči momentu setrvačnosti stroje. Zároveň je v simulaci při rozběhu stroj zatížen 1,7mi násobkem jmenovitého momentu. Tyto podmínky byly

Tab. 4.19: Hranice optimalizovaných parametrů pro geometrii s tangenciálním uspořádáním magnetů. Uvedené rozměrové proměnné jsou kótovány na Obr. 4.7

Parametr	Minimum	Maximum
Poměr vnějšího průměru rotoru/statoru, -	0,4	0,8
Proměnná b , -	0,2	0,8
Proměnná c , -	0,2	0,8
M_{wid} , mm	20	45
LM , mm	2	8
R_{mi} , mm	20	40
TW_R , mm	0	10
$B1R$, mm	5	20
B_{r1} , mm	1	15
H_{r2} , mm	1	15
Axiální délka svazku, -	50	160
Počet vodičů v drážce statoru z_Q , -	20	80

zvoleny s ohledem na snížení doby simulace jednoho provedení.

Dalšími sledovanými parametry stroje jsou rychlost rozběhu a poměr záběrného proudu k jmenovitému. Cílem je, aby záběrný proud byl co nejnižší s ohledem na předpoklad provozu z běžné třífázové sítě v domácnostech. Pro přehlednost je konkrétní nastavení vypsáno v Tab. 4.20. U některých parametrů jsou také voleny maximální a minimální hodnoty. Návrhy, které nejsou v definované hranici jsou z optimalizace vyřazeny jako nevhodné.

Podmínky kontrolující zda došlo k synchronizaci po rozběhu se zvýšeným záběrným momentem jsou $C1$ a $C2$, jejichž hodnoty lze nalézt v Tab. 4.20. Podmínky hlídají, zda po rozběhu a změně zátěže stroj pracuje v synchronních otáčkách. Provedení, která nejsou schopna tuto podmínku splnit, a tedy se rozběhnout, jsou vyhodnocena algoritmem jako nevhodné.

Rozběhu se také týká parametr "Střední hodnota otáček", který jak název napovídá, odpovídá střední hodnotě otáček ve sledovaném časovém intervalu. Je zaveden předpoklad, že stroje, které se snadněji synchronizují, jsou vtaženy do synchronismu dříve než stroje, pro které je rozběh komplikovaný. Tomu pak odpovídá vyšší střední hodnota otáček pro tato provedení. Optimalizační algoritmus se tak snaží prostřednictvím tohoto parametru najít varianty stroje, které se umí rychle rozbíhat a lze tak u nich předpokládat, že zvládnou spouštění i s většími zátěžemi.

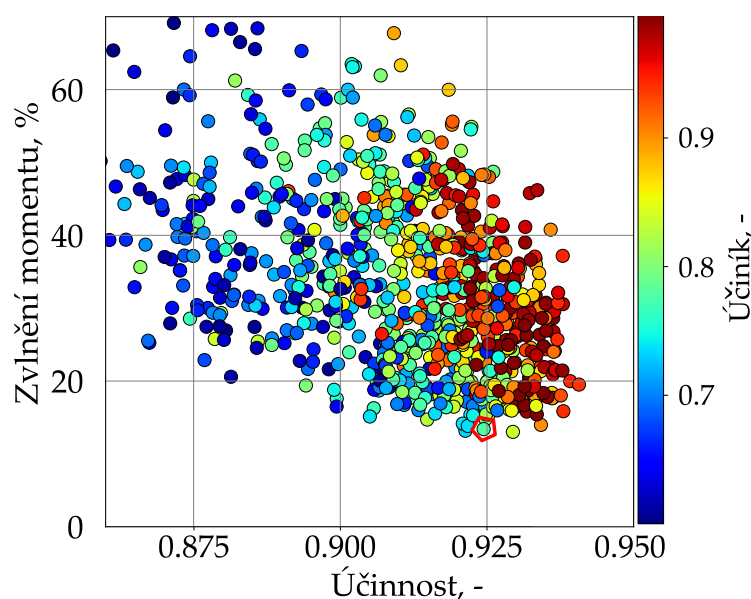
Elektromagnetický model pro optimalizaci byl nastaven tak, že je uvažována teplota magnetu 70 °C, vinutí rotoru 74 °C a vinutí statoru 70 °C. Výsledky samotné optimalizace pak prezentuje následující kapitola.

4.3.2 Výsledky optimalizace

Po vypočtení téměř 10 350 různých provedení stroje byla optimalizace ukončena a formující se Paretovo čelo je viditelné na Obr. 4.43. Hranicí pro účinnostní třídu IE4 u čtyřpólového stroje s jmenovitým výkonem 3 kW a napájeného z 50 Hz sítě je 90,4 %. Optimalizované provedení tedy tuto hranici bez problému plní. Nicméně byl při optimalizaci použit hrubší krok pro výpočet

Tab. 4.20: Nastavení optimalizace. Cíl "Max" znamená, že algoritmus se snaží sledovaný parametr maximalizovat, naopak "Min" znamená požadavek na jeho minimalizaci

Parametr	Cíl	Minimální hodnota	Maximální hodnota
Účinnost, -	Max.	0,8	1
Účinník, -	Max.	0,6	1
Zvlnění momentu, %	Min.	-	-
Objem magnetu, dm ³	Min.	-	-
Střední hodnota otáček, ot/min	Max.	-	-
Poměr záběrného a jmen. proudu, -	Min.	-	-
Limit C1, ot/min	-	1450	1550
Limit C2, ot/min	-	1450	1550

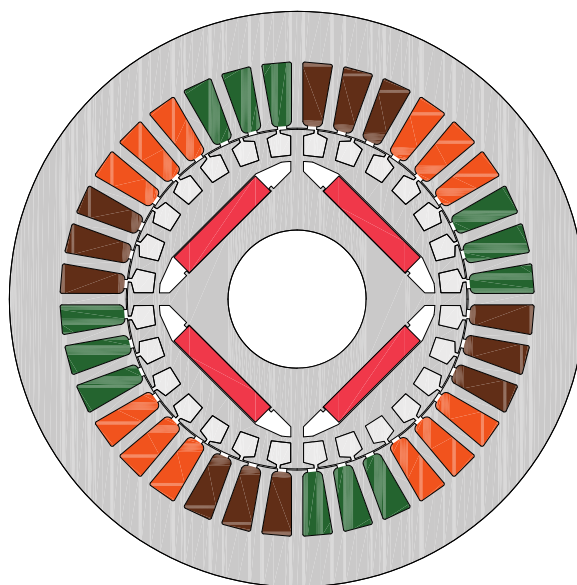


Obr. 4.43: Paretovo čelo pro zvlnění momentu a účinník v závislosti na účinnosti.

za účelem zvýšení rychlosti výpočtu, a proto jak bude ukázáno v další kapitole, lze očekávat při jemnějším kroku účinnost nižší, než prezentovanou na Obr. 4.43. Paretova čela, jak bylo uvedeno v kapitole 3.3, nabízejí jistý vhled do provázanosti jednotlivých parametrů stroje. V Příloze B jsou tak uvedena pro různé kombinace, například rozměrových parametrů za účelem doplnění prezentovaných výsledků.

Pro další vyhodnocení a studii byl vybrán návrh, jemuž odpovídá zvýrazněný bod na Obr. 4.43. Při volbě tohoto bodu tak bylo upřednostněno provedení, které má malé zvlnění momentu a účinnost vyhovující účinnostní třídě IE4. Dále výběr zohlednil poměrný záběrný proud a objem celého stroje.

Vybraná geometrie je ukázána na Obr. 4.44. Je zde vidět, že tvarově se oproti předchozím (T1 – a T2 – uspořádání) liší. Drážka magnetu je více přiblížena drážkám rotoru, které jsou nízké a relativně široké. Stator optimalizovaného stroje má poměrně tenké zuby ve srovnání s předchozími studovanými provedeními synchronního stroje spouštěného ze sítě. Tato geometrie je podrobněji zkoumána v navazující kapitole věnované elektromagnetické analýze.



Obr. 4.44: Optimalizovaná geometrie.

4.3.3 Elektromagnetické výpočty na optimalizované geometrii

Pro optimalizované provedení stroje bylo provedeno studium jeho parametrů v ustáleném stavu, obdobně jako u předchozích studovaných provedení. Při analýzách, jejichž výsledky se zde prezentují, byl použit jemnější krok výpočtu a proto se výsledky liší oproti těm prezentovaným na Obr. 4.44. Hlavní rozdíl je ve vypočtené účinnosti, zvlnění momentu je téměř shodné.

Parametry stroje odpovídající nominálnímu zatížení jsou vypsány v Tab. 4.21. Účinnost vypočtená s jemnějším krokem je 90,9 %, což znamená, že navržený stroj stále splňuje limit účinnostní třídy IE4 s rezervou. Oproti předcházejícím studovaným strojům dosahuje nižšího zvlnění momentu. Indukované napětí naprázdno má velikost 61 % z jmenovitého fázového napětí a tato hodnota je tedy někde mezi hodnotou navrženou pro provedení T1 (68 %) a T2 (53 %).

Jak plyne z Tab. 4.21, jsou ve stroji dominantně zastoupeny Jouleovy ztráty ve vinutí statoru. Druhé v pořadí jsou ztráty v železe a po nich s velkým propadem následují ztráty v kleci nakrátko a ztráty dodatečné. Mechanické ztráty jsou odhadnuty na 22 W a to na základě zkušenosti se strojem obdobné velikosti.

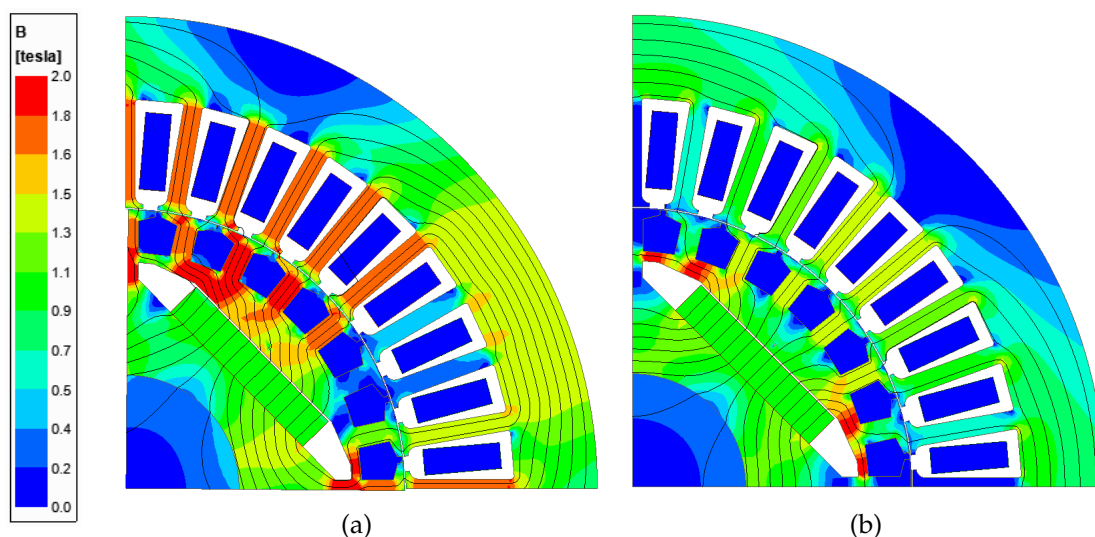
Vypočtené rozložení magnetické indukce navrženého stroje je ukázáno na Obr. 4.45. Srovnáním sycení s T1 – a T2 – uspořádáním (Obr. 4.13, 4.33(a) a 4.34(a)) je patrné, že design navržený v rámci této kapitoly má větší oblasti, ve kterých dochází k přesycování magnetického obvodu. Rovněž i indukce v zubech statoru je vyšší, a to mezi 1,6 a 1,8 T, přičemž díky reakci kotvy mají některé zuby rotoru až 1,8 T. To se pak projevuje ve výsledném účinníku stroje, který je nižší než u provedení T1 a T2.

Stejně jako v předchozích kapitolách je i zde pro jmenovitý provozní stav stroje vynesena vektorový diagram, který je ukázán na Obr. 4.46. Oproti předcházejícím studovaným provedením leží prostorový vektor proudu téměř v příčné ose q . Zároveň reakce kotvy není tak výrazná jako u strojů získaných optimalizací algoritmem SOMA, Obr. 4.35, a také i zátěžný úhel je nižší díky čemuž lze očekávat vyšší přetížitelnost takto navrženého provedení.

Vypočtené podélné a příčné složky, které umožnily vytvoření fázového diagramu na

Tab. 4.21: Vypočtené parametry stroje při jmenovitém zatížení navrženého optimalizačním algoritmem DECMO2. Ztráty v železe jsou násobeny koeficientem 1,8. Tento koeficient by měl vzít v potaz vliv výroby na parametry magnetického obvodu

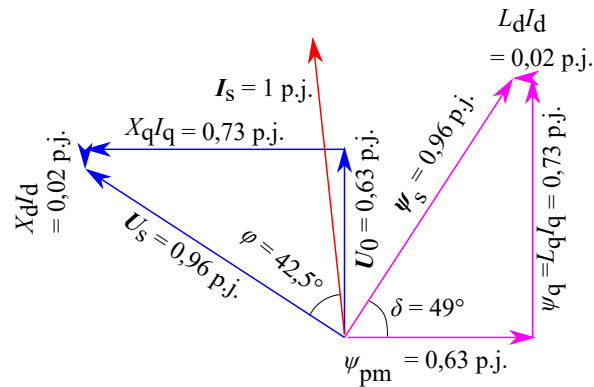
Parametr	Hodnota
Moment, Nm	19,23
Proud, A	6,25
Účinnost, %	90,90
Účíník, -	0,74
Zvlnění momentu, %	12,97
Ind. napětí naprázdno, V	140
Ztráty ve vinutí statoru, W	124,23
Ztráty v železe, W	97,27
Ztráty v kleci nakrátko, W	34,08
Dodatečné ztráty, W	30,20
Mechanické ztráty, W	22
Celkové ztráty, W	306,74



Obr. 4.45: Rozložení magnetické indukce v příčném řezu výchozího asynchronního stroje pro chod (a) při zatížení a (b) naprázdno.

Obr. 4.46, jsou vypsány do Tab. 4.22. Z těchto hodnot je srovnáním s těmi uvedenými v Tab. 4.17 patrné, že 3 kW stroj má nejmenší poměr příčné a podélné indukčnosti. Zároveň se velikost indukčnosti v příčné ose blíží svou poměrnou hodnotou té, která byla zjištěna pro uspořádání T1.

Jako poslední je pro navržený stroj studováno jeho chování během rozběhu. Výpočet je proveden pro předpoklad spouštění při zatížení konstantním jmenovitým momentem. Pro zátěž se předpokládá moment setrvačnosti rovný dvojnásobku momentu setrvačnosti stroje. Špičky proudu během prvních okamžiků rozběhu dosahují dle Obr. 4.47(a) až 80 A. Rozběh je velmi rychlý a stroj se ustaluje na synchronních otáčkách v čase přibližně 400 ms, Obr. 4.47(b).



Obr. 4.46: Vektorový diagram odpovídající nominálnímu zatížení stroje.

Tab. 4.22: Vybrané podélné a příčné složky korespondující s vektorovým diagramem na Obr.4.46

Parametr	Hodnota
I_d , p.j.	-0,11
I_q , p.j.	0,99
U_d , p.j.	-0,71
U_q , p.j.	0,65
L_d , p.j.	0,20
L_q , p.j.	0,74
L_q/L_d , -	3,70

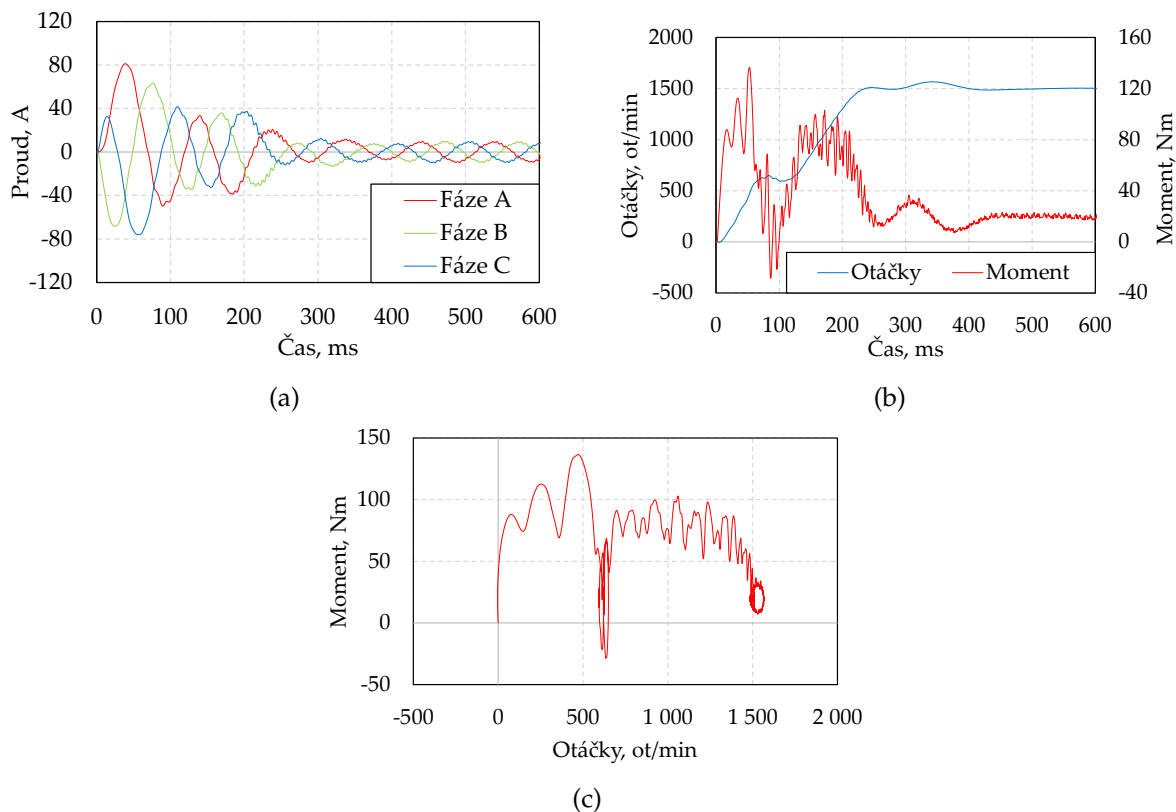
Stejně jako u minulých studovaných provedení moment vykazuje značné pulzace. Závislost momentu na otáčkách během rozběhu je ukázána na Obr. 4.47(c). Lepší vzhled do procesu synchronizace opět nabízí Obr. 4.47(d), který ukazuje skluz a moment v závislosti na zátěžném úhlu.

4.3.4 Zhodnocení optimalizace hybridním algoritmem DECMO2

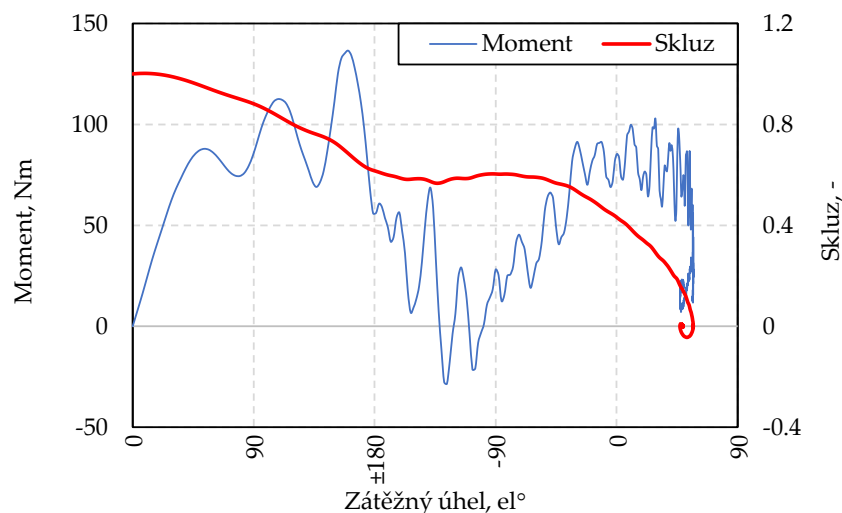
V rámci této kapitoly byl demonstrován návrh pomocí víceúčelové optimalizace definované vztahem (3.3.2). Výhodou tohoto postupu je, že se nemusí pro optimalizaci stanovovat účelová funkce. Jak již bylo zmíněno v kapitole 4.2.5, správná volba koeficientů pro účelovou funkci má velký dopad na optimalizaci. Další nevýhodou je to, že optimalizace poskytne pouze jediné řešení.

Naproti tomu optimalizace dle (3.3.2) je schopna zohlednit více objektív. Výsledkem je pak typicky Paretovo čelo, ze kterého může návrhář vybrat vhodný výsledek, případně jich může zvolit pro další vyhodnocení i více. Navíc Paretova čela nabízí lepší vzhled do provázanosti jednotlivých parametrů vyvíjeného zařízení.

Prezentovaný optimalizovaný design dosáhl poměrně dobrých parametrů. Návrh je tak pomocí optimalizace hybridním algoritmem DECMO2 velmi praktický pro návrh synchronního stroje spouštěného ze sítě, a z hlediska nastavení také méně pracný než jednoúčelová optimalizace algoritmem SOMA. Naopak nevýhodou je vyšší časová náročnost samotné optimalizace, ale i ta se dá řešit například aplikací tzv. surrogate modelů [109].



Obr. 4.47: Vypočtené průběhy (a) proudů na čase, (b) otáček a momentu na čase, a (c) momentu na otáčkách pro rozběh optimalizovaného provedení s tangenciálním uložením magnetu. Výpočty byly provedeny s nominálním zátěžným momentem a momentem setrvačnosti odpovídající dvojnásobku momentu setrvačnosti navrženého stroje.



Obr. 4.48: Závislost momentu a skluzu na zátěžném úhlu pro rozběh s nominálním zátěžným momentem a momentem setrvačnosti odpovídající dvojnásobku momentu setrvačnosti navrženého stroje. Osa x grafu je pro přehlednější prezentaci výsledků číslována v hodnotách zátěžného úhlu, dle definice uvedené v kapitole 2.2. Při kladném úhlu je stroj v motorickém režimu a při záporném v generátorickém, viz Obr. 2.13.

4.4 Studie tvaru rotorových drážek prostřednictvím topologické optimalizace

Většina dříve publikovaných prací se zabývala synchronními stroji spouštěnými ze sítě, které používaly stejnou předdefinovanou geometrii pro optimalizaci založenou na tyčích klece nakrátko převzatých z klasických asynchronních strojů. Autorem této práce nebyly zaznamenány žádné aktivity, které by se zabývaly topologickou optimalizací (TO) [102] pro zlepšení výkonu těchto typů strojů. Naopak pro konvenční synchronní stroje s permanentními magnety pro provoz s měničem frekvence lze nalézt mnoho takových studií, například v [110], a také i pro synchronní reluktanční stroje, například [111], [97].

Hlavním důvodem, proč synchronní stroje spouštěné ze sítě nejsou obvykle studovány prostřednictvím TO, mohou být vysoké nároky na výpočet, které vznikají když je potřeba ověřit schopnost stroje se synchronizovat.

Autor na tuto skutečnost reagoval a prezentoval výsledky své práce v [98]. Citovaná publikace se věnuje výzkumu tvaru drážek rotoru synchronního stroje spouštěného ze sítě s permanentními magnety prostřednictvím topologické optimalizace. Článek je zaměřen na obecnou optimalizaci tvaru drážek pro rotorové tyče. Aby se předešlo omezením spojených s předem definovanou parametrizovanou geometrií, byla implementována topologická optimalizace založená na normalizované Gaussově síti (NGnet). Se souhlasem spoluautorů uvádí tato kapitola velmi stručný výtah z této studie a dosažených výsledků za účelem lepší celistvosti této práce pojednávající o synchronních strojích spouštěných ze sítě.

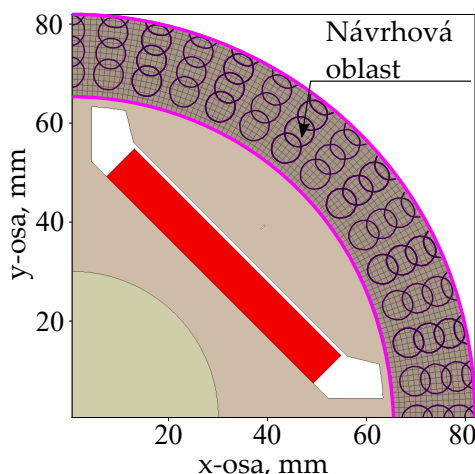
4.4.1 Definice řešeného problému

Pro tuto studii je využita geometrie získaná v kapitole 4.1 rychlým návrhem bez využití optimalizace a byla ukázána na Obr. 4.9. Návrhová oblast pro topologickou optimalizaci je omezena pouze na prostor klece nakrátko. Rozměry magnetů, počet závitů statoru a všechny ostatní parametry stroje tedy zůstávají stejné jako u referenčního modelu. Elektromagnetický model původního synchronního stroje spouštěného ze sítě byl odpovídajícím způsobem upraven, a to nahrazením části plochy rotoru konečným počtem malých dílků ("buněk"). Výsledná geometrie rotoru se zvýrazněnou návrhovou oblastí je znázorněna na Obr. 4.49.

Počet buněk v návrhové oblasti je 1 515. V této oblasti bylo rozmístěno 60 tzv. Gaussů, jak je znázorněno na Obr. 4.49. Gaussy byly rovnoměrně rozmístěny v rámci návrhové oblasti. Tento přístup byl zvolen za účelem snížení počtu proměnných potřebných k optimalizaci. Dalšího zmenšení počtu návrhových proměnných bylo dosaženo předpokladem symetrie pólů. Proto byly optimalizovány pouze parametry Gaussových funkcí rozmístěných na jedné polovině pólu, včetně těch ve středu pólu. Celkový počet optimalizovaných Gaussů byl tedy 32.

4.4.2 Implementace

Pro provedení TO tvaru rotorových tyčí byl vyvinut kód v jazyce Python. Tento kód vygeneroval síť NGnet, provedl elektromagnetický výpočet metodou konečných prvků a následně zajistil zpracování výsledků společně s jejich vyhodnocením. Kód používá pro řešení profesionální software Ansys Maxwell a stejně jako v případě studie prezentované v kapitole 4.3 byl pro samotnou optimalizaci kód spojen s automatizovaným frameworkem SyMSpace [108].



Obr. 4.49: Diskretizace návrhového prostoru a rozmístění Gaussových křivek používaných pro optimalizaci v návrhové oblasti. Obrázek je upraven a převzat z autorovy publikace [98].

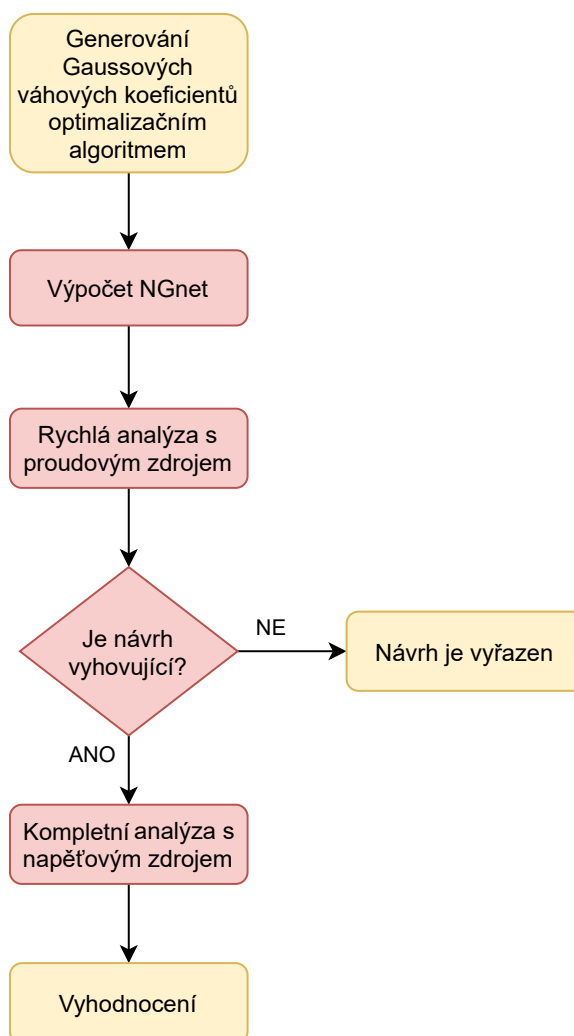
Autorem vyvinutá metodika vyhodnocování návrhu při optimalizaci je znázorněna na Obr. 4.50. Postup vyhodnocování se provádí tak, aby se minimalizoval počet nevhodných geometrií před provedením časově náročných simulací přechodných dějů se zdroji napětí. Nejprve SyMSpace při optimalizaci poskytuje sady Gaussových váhových koeficientů. Poté vyvinutý kód vypočítá NGnet a geometrie je vygenerována a nastavena v programu Ansys Maxwell.

Následně je vytvořený model simulován pomocí magnetické časové analýzy se zdrojem proudu. To umožňuje rozlišit mezi geometriemi, které poskytují vyhovující nebo nevhovující parametry ve velmi krátkém čase. Během této analýzy se sleduje zvlnění momentu a střední hodnota elektromagnetického momentu stroje. Pokud jsou obě sledované veličiny v požadovaném rozsahu, pokračuje vyhodnocení analýzou se zdroji napětí. Pokud tomu tak není, návrh se pro další analýzy neuvažuje.

Vhodné návrhy z úvodního kroku se pak vyhodnotí pomocí časové analýzy. V průběhu této analýzy je stroj napájen ze zdroje napětí, který poskytuje jmenovité efektivní napětí 400 V. Stroj je zatížen jmenovitým točivým momentem 9,55 Nm a je spuštěn z nulových otáček tak, aby bylo možné sledovat synchronizační schopnosti analyzovaného provedení. Pohybová rovnice pro tuto analýzu je nastavena tak, aby tlumení odpovídalo mechanickým ztrátám, a aby se velikost setrvačnosti zátěže rovnala setrvačnosti rotoru vynásobené pěti.

Pro další zpracování se uvažují pouze návrhy schopné synchronizace s uvedenými podmínkami pro rozběh. To by mělo zajistit, že synchronizační schopnosti optimalizovaných provedení budou odpovídat komerčně dostupným synchronním strojům spouštěným ze sítě, jaké jsou například uvedeny v katalogu [112]. Po této simulaci se návrh vyhodnotí a výsledky se použijí pro další optimalizaci pomocí hybridního algoritmu DECMO2.

Cílem optimalizace je maximalizace účinnosti a účinníku, a zároveň snížení zvlnění momentu. Současně musí být optimalizovaný stroj schopen synchronizovat jmenovitou zátěž se setrvačností pětikrát větší, než je setrvačnost rotoru synchronního stroje spouštěného ze sítě s permanentními magnety. Vzhledem k tomu, že tyto cíle jsou protichůdné, je výsledkem optimalizace Paretovo čelo, stejně jako tomu bylo v kapitole 4.3.



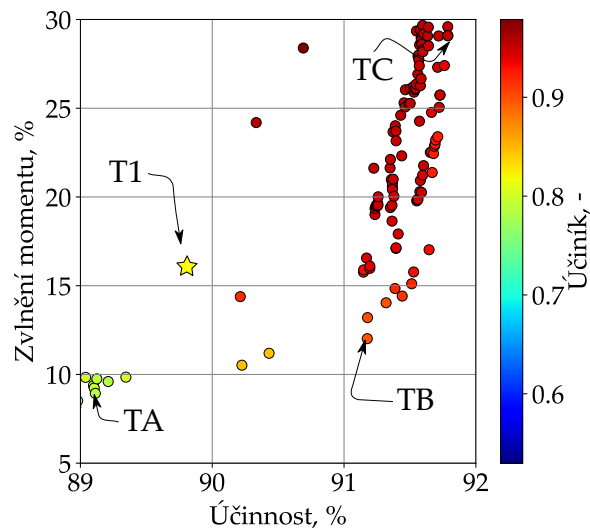
Obr. 4.50: Metodologie vyhodnocení každého designu vytvořeného v rámci optimalizace. Obrázek je upraven a převzat z autorovy publikace [98].

4.4.3 Dosažené výsledky

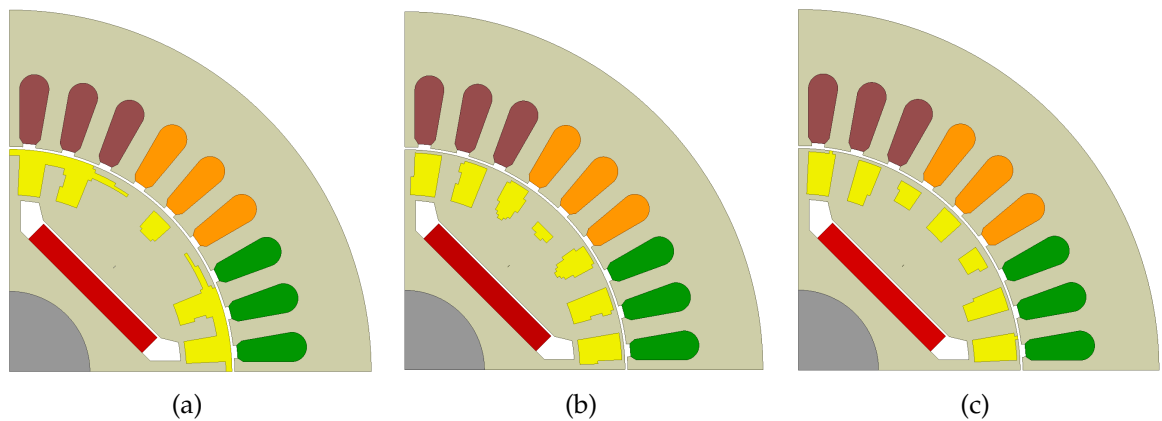
Během optimalizace bylo vypočteno přibližně 43 500 různých provedení stroje. Z tohoto počtu byla provedena plná časová analýza s napěťovým zdrojem na 35 400 designech. Výsledkem bylo Paretovo čelo, které ukázalo dosažitelné kombinace zvlnění momentu a účinníku v závislosti na účinnosti v publikaci [98].

Z Paretova čela ukázaného na Obr. 4.51 byly vybrány tři provedení stroje pro detailnější studii a srovnání. První vybraný návrh, TA, má nízké zvlnění momentu a zároveň dostatečnou účinnost pro třídu účinnosti IE4. Druhá výsledná geometrie, TB, představuje určitý kompromis mezi účinností všech zkoumaných strojů a zvlněním momentu. Na závěr bylo vybráno ještě třetí provedení TC, které má nejvyšší účinnost, ale také největší zvlnění točivého momentu. Výsledné geometrie vybraných optimalizovaných strojů jsou znázorněny na Obr. 4.52 a jejich odpovídající normalizované Gaussovy sítě a matice stavu buňky $S(x, y)$ na Obr. 4.53.

Provedení TA, jak je znázorněno na Obr. 4.52(a), má podobný tvar pólu jako synchronní stroj s vyniklými póly [16] s tím rozdílem, že buzení zajišťují permanentní magnety. Klec je tvořena hliníkem umístěným v drážce ve středu pólu a dále velkými elektrovedivými plochami po jeho stranách. Je zřejmé, že z výrobního hlediska je problematické takovýto rotor vyrobit a musely



Obr. 4.51: Vypočtené Paretovo čelo pro topologickou optimalizaci. Hvězdičkou je označen bod, který odpovídá T1 – uspořádání, které bylo popsáno v rámci kapitoly 4.1. Dále jsou vyznačena provedení, která jsou podrobněji v rámci této kapitoly zkoumána a vyhodnocována. Obrázek je upraven a převzat z autorovy publikace [98].

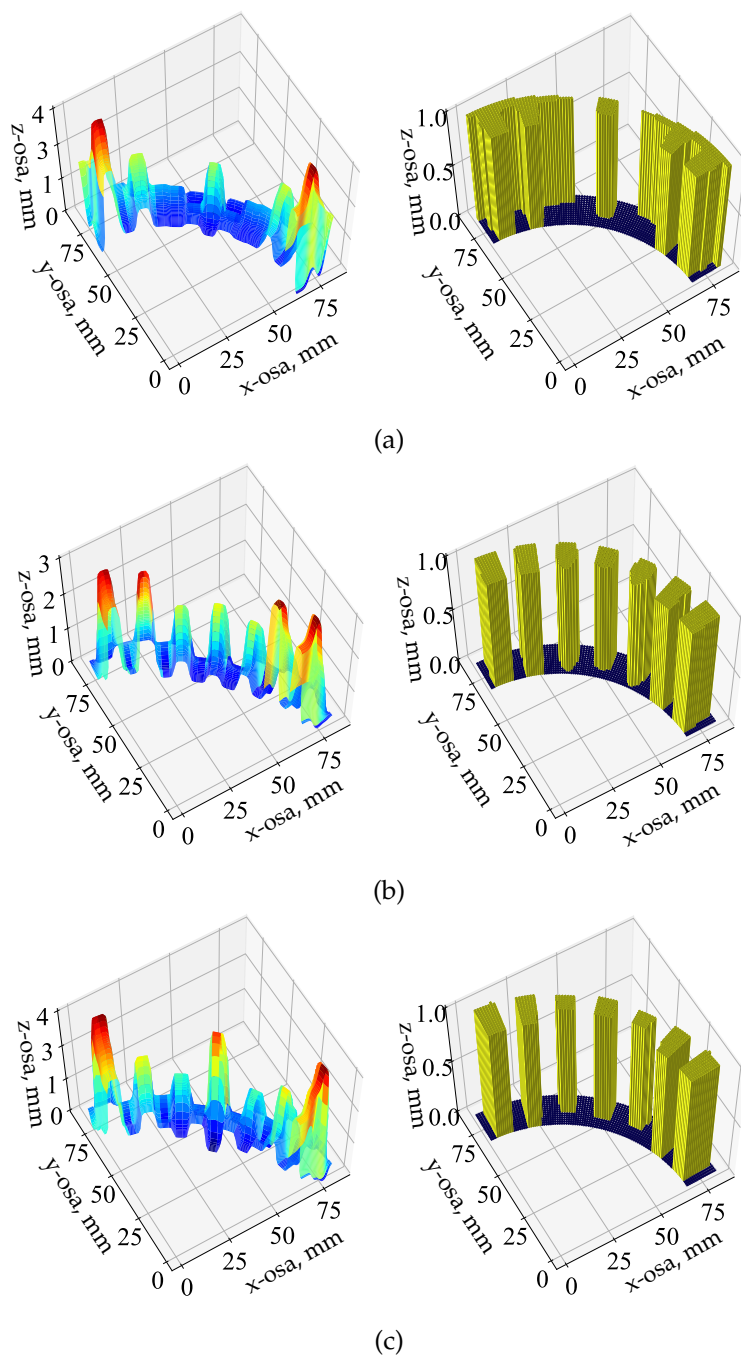


Obr. 4.52: Průřezy vybraných konstrukcí strojů: (a) provedení TA, (b) provedení TB a (c) provedení TC. Obrázek je upraven a převzat z autorovy publikace [98].

by být provedeny nezbytné konstrukční úpravy před vlastní výrobou.

Další dvě provedení, Obr. 4.52(b) a (c), mají klasičtější geometrii s několika drážkami pro rotorovou klec. Jednotlivé drážky rotoru nejsou stejné, ale liší se svým tvarem a plochou. Největší drážky pro obě provedení jsou po okraji pólu a nejmenší v jeho středu. Geometrie TC má drážky uprostřed pólu menší než provedení TB. Dále se dá konstatovat, že TO vytvořila nestejně drážky rotoru. To má za následek to, že odpor klece v podélné ose stroje není stejný jako v jeho příčné ose. Podle publikace [38], je odpor klece v podélné ose definován především tyčemi umístěnými v příčné ose a naopak odpor v příčné ose je definován tvarem tyčí v ose podélné. U provedení TB a TC mají tyče v příčné ose větší plochu než v podélné. Publikace [38] ukázala, že pro synchronní stroje spouštěné ze sítě může být takováto nesymetrie výhodná z hlediska rozběhových vlastností.

Všechny optimalizované geometrie ukázané na Obr. 4.52 mají víceméně obdélníkový, respektive hranatý tvar drážek pro klec nakrátko. Tento výsledný tvar je způsoben zejména počtem použitých Gaussů pro topologickou optimalizaci. Pokud bychom chtěli dosáhnout hlad-



Obr. 4.53: Normalizované Gaussovy sítě pro optimalizované stroje z Obr. 4.52 a výslednou stavovou proměnnou buněk $S(x, y)$ (vpravo) v oblasti návrhu: (a) návrh TA, (b) návrh TB a (c) návrh TC. Předem zvolená mezní úroveň β je rovna 0,5. Obrázek je upraven a převzat z autorovy publikace [98].

ších tvarů drážek, bylo by nutné použít v návrhové oblasti více Gaussů. Případně lze aplikovat jiné pokročilé techniky, které jsou v kombinaci s topologickou optimalizací a využitím NGnet schopny vypočítat geometrie s tenkými tvary objektů i při zachování nízkého počtu Gaussů. Takové techniky byly ukázány například v [113] a [114].

Pro optimalizované geometrie byl proveden výpočet parametrů v ustáleném stavu a srovnán s parametry provedení T1 z kapitoly 4.1. Stejně jako u již prezentované optimalizace algoritmem DECMO2 (viz kapitola 4.3), byl i zde pro verifikaci parametrů použit jemnější krok v

Tab. 4.23: Srovnání optimalizovaných provedení pro jmenovitý pracovní bod se strojem v T1 – provedení, navrženým v rámci kapitoly 4.1

Parametr	T1	TA	TB	TC
Výkon, W	1511	1506	1535	1526
Moment, Nm	9,6	9,6	9,7	9,7
Proud, A	3,0	3,0	2,6	2,4
Účinnost, %	89,7	89,2	91,1	91,8
Účíník, -	0,86	0,78	0,91	0,96
Zvlnění momentu, %	18,31	8,90	15,73	24,92
Indukované napětí naprázdno, RMS hodnota, V -	156	192	174	179
Poměr L_q/L_d , -	5,21	2,17	6,00	4,22
Ztráty ve vinutí statoru, W	95,9	112,0	80,8	67,8
Ztráty v železe, W	53,0	44,9	44,8	43,5
Ztráty v kleci nakrátko, W	5,0	15,1	5,5	5,6
Mechanické ztráty, W	12	12	12	12
Celkové ztráty, W	173,3	182,8	150,8	136,5

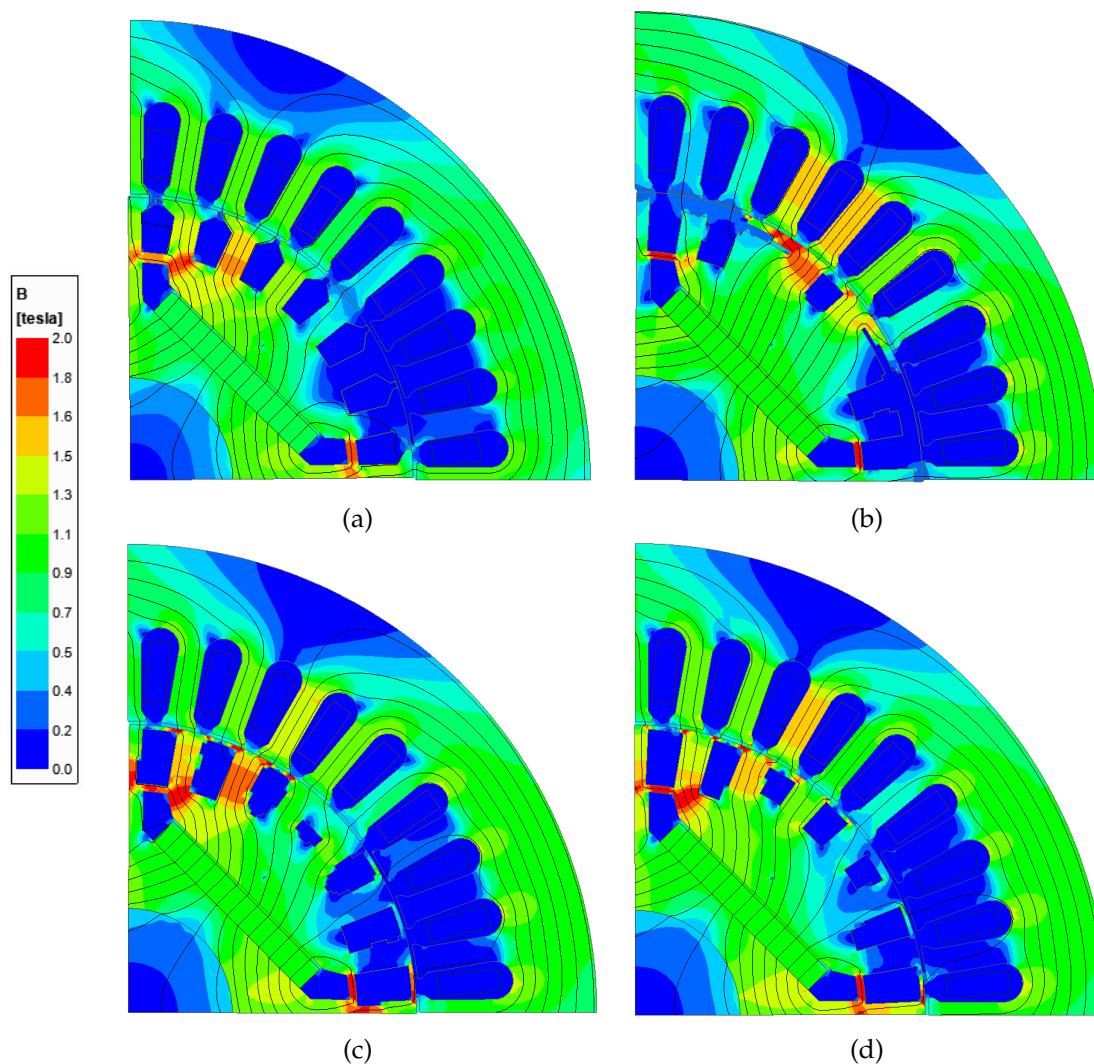
elektromagnetickém výpočtu. Konkrétně je během optimalizace použito 100 kroků na periodu, zatímco výsledky prezentované dál v této kapitole byly získány s 200 kroky na periodu. Změna kroku je zdůvodnitelná tím, že u optimalizace bylo snahou snížit její čas, zatímco u ověření parametrů je větší důraz kladen na přesnost zde prezentovaných výsledků. Tímto je i způsoben rozdíl mezi výsledky uvedenými v Tab. 4.23 a Paretovým čelem ukázaným na Obr. 4.51.

Z prezentovaného srovnání v Tab. 4.23 je patrné, že, kromě TA mají optimalizovaná provedení vyšší účinnost v absolutní hodnotě o něco málo než 1 % ve srovnání s T1. Takovéto zvýšení účinnosti lze považovat za výrazné s ohledem k jmenovitému výkonu srovnávaných strojů (1,5 kW). Navíc mají optimalizovaná provedení nižší zvlnění momentu než T1 s tím, že nejmenší vykazuje provedení TA.

Vyšší účinnosti provedení TB a TC také odpovídá vyšší účíník ve srovnání s T1 – uspořádáním. Pro geometrii TA, která vykazuje nejnižší účinnost z porovnávaných geometrií, je účíník dle očekávání nejmenší. Rozdíl účíníku jednotlivých provedení je ovlivněn velikostí indukovaného napětí naprázdno. Jak bylo vysvětleno v teoreticky zaměřené kapitole 2, chová se synchronní stroj spouštěný ze sítě obdobně jako synchronní stroj zapojený do tvrdé sítě. Proto velikost indukovaného napětí naprázdno má zásadní vliv na účíník.

Lepší pochopení, čím je způsobeno zlepšení účinnosti u jednotlivých provedení, nabízí srovnání jejich ztrát. Ty jsou uvedeny ve spodní části Tab. 4.23. Dle očekávání provedení s vyšším účíníkem mají menší magnetizační proud a tedy i nižší ztráty ve vinutí statoru. Ty jsou stejně jako u všech ostatních prezentovaných strojů v rámci případových studií dominantně zastoupeny. Všechny tři optimalizovaná provedení mají menší ztráty v železe než původní T1 – uspořádání.

Ztráty v kleci nakrátko jsou pro provedení T1, TB a TC téměř shodné. Nicméně varianta TA má tyto ztráty podstatně vyšší. To může být vysvětleno tím, že klec nakrátko tohoto provedení zabírá významnou část povrchu rotoru a tím pádem je více vystavena vyšším harmonickým složkám magnetické indukce ve vzduchové mezeře (způsobené například drážkováním). Tyto



Obr. 4.54: Rozložení magnetické indukce v příčném řezu stroje při jmenovitém zatížení pro: (a) provedení T1, (b) provedení TA, (c) provedení TB (d) provedení TC. Obrázek je upraven a převzat z autorovy publikace [98].

složky pak i během synchronního chodu indukují v kleci napětí, které vyvolá průchod proudu klecí a tím i ztráty.

V Tab. 4.23 jsou uvedeny také poměry příčné a podélné indukčnosti srovnávaných strojů. Jak již bylo vysvětleno v kapitole 2, ovlivňuje tento poměr, společně s indukovaným napětím naprázdno, účinnost a účinník stroje. Z prezentovaných hodnot je zřejmé, že nejvyšší hodnotu tohoto poměru má provedení TB a naopak nejmenší varianta TA.

Díky malému poměru indukčnosti má geometrie TA nejmenší reluktanční složku momentu ze všech srovnávaných provedení. Díky tomu musí pro vyvinutí jmenovitého momentu odebrat nejvyšší proud ze sítě a tím pádem má také největší ztráty ve vinutí statoru. Účinnost tohoto provedení je tak nejmenší ze srovnávaných.

Pro jmenovitý provozní stav jsou také prezentována na Obr. 4.54 rozložení magnetických indukcí v příčných řezech studovanými stroji. Jako i u předchozích modelovaných geometrií i zde je patrná silná reakce kotvy.

Získané výsledky naznačují, že další zlepšení parametrů synchronního stroje spouštěného

ze sítě je možné realizací nejednotného tvaru tyčí rotorové klece. Publikace [98] uvádí mnohem podrobnější analýzy získaných výsledků a předkládá tak nové poznatky o návrhu.

4.4.4 Zhodnocení topologické optimalizace

V rámci poslední případové studie byla aplikována topologická optimalizace. Hlavní výhodou tohoto přístupu je to, že výsledné provedení není již pevně určeno předem definovanou parametrickou geometrií. Lze tak nalézt nová optimální řešení.

Na druhou stranu je tento návrhový přístup velmi náročný z hlediska doby výpočtu. V případě použití normalizované Gaussovy sítě se tato doba zásadně zkracuje, avšak i tak je výrazně delší ve srovnání s optimalizací předdefinovaného tvaru.

Hlavní užití topologické optimalizace tak lze spatřovat především ve výzkumu a vývoji nových geometrických provedení elektrických strojů či jiných zařízení sloužících nejenom k elektromechanické přeměně energie.

5 | Měření na synchronních strojích spouštěných ze sítě

Předchozí kapitoly uvedly teorii synchronních strojů spouštěných ze sítě a jejich návrh, který byl aplikován v několika případových studiích. Tato kapitola si klade za cíl doplnit předchozí informace o měření na realizovaných vzorcích, které byly vytvořeny na základě vybraných designů prezentovaných v rámci případových studií. Jako první tato kapitola obecně pojednává o realizovaných měřeních a následně popisuje vyrobené laboratorní vzorky. Postupně jsou prezentovány výsledky všech provedených měření.

5.1 Přehled měření a měřených vzorků

Měření byla provedena za účelem ověření výpočtů provedených na elektromagnetických modelech prezentovaných v kapitole 4. U synchronních strojů spouštěných ze sítě lze identifikovat několik základních měření, která jsou typická i pro konvenční synchronní a asynchronní stroje. To je dáno tím, že tento typ elektromotoru kombinuje principy obou zmíněných. Jedná se o tyto zkoušky:

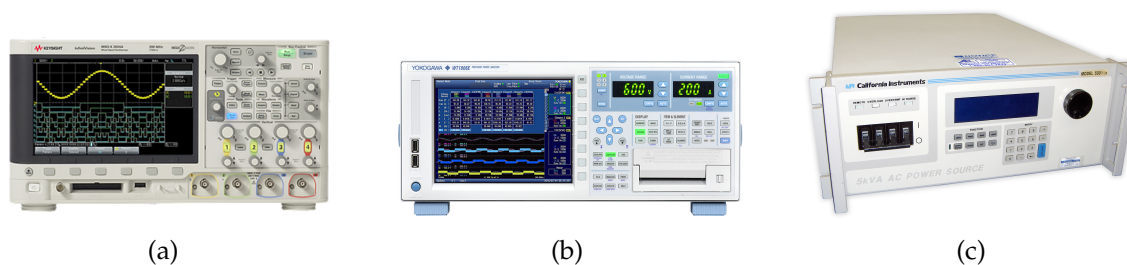
- měření naprázdno, při kterém se zjistí velikost a tvar indukovaného napětí,
- měření zatěžovací křivky, při kterém se zjistí provozní vlastnosti stroje v ustáleném stavu pro různé velikosti zatížení, a
- měření rozběhových vlastností, které má za cíl ověřit schopnost stroje rozběhnout zátěž.

Tato jednotlivá měření budou popsána v následujících kapitolách společně s prezentací naměřených dat. Klíčové přístroje, které jsou použity pro většinu z nich, jsou ukázány na Obr. 5.1. Jedná se o čtyř-kanálový osciloskop Keysight DSOX2024A využitý pro získání průběhů indukovaných napětí při měření naprázdno a napájecích proudů během měření na zatíženém stroji. Pro napájení stroje je využit sinusový napájecí zdroj 5kVA California Instruments 5001IX Obr. 5.1(b) a měření elektrických veličin je zajišťováno výkonovým analyzátozem Obr. 5.1(c).

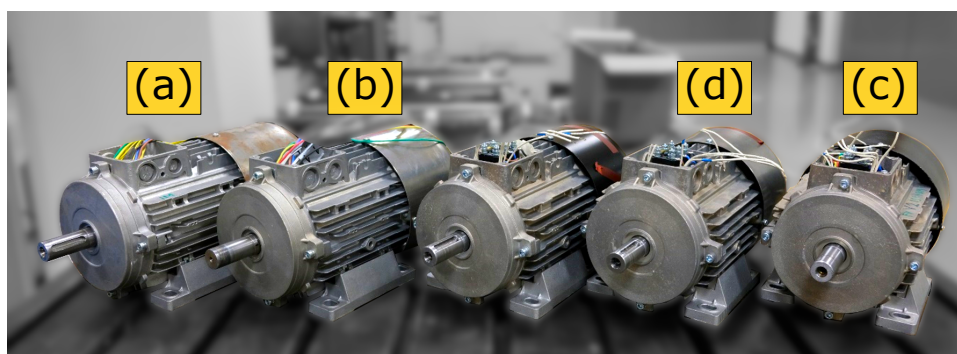
Měření momentů při testech zatěžovacích křivek a také roztáčení stroje pro měření indukovaného napětí naprázdno je zajištěno asynchronním dynamometrem VUES ASD 6,3K-4. Tento dynamometr je popsán v [118]. Během měření rozběhů je ale pro odečítání momentu použit rotační měřič momentu Magtrol, typ TM 310/011, jehož parametry lze nalézt v katalogu [119].

Za účelem ověření prezentovaných poznatků byly vyrobeny vzorky synchronních strojů spouštěných ze sítě pro vybrané případové studie, a to konkrétně pro:

1. synchronní stroj spouštěný ze sítě, jehož vývoj byl prezentován v kapitole 4.1, a
2. oba synchronní stroje spouštěné ze sítě, jejichž provedení bylo vyvinuto prostřednictvím algoritmu SOMA. Tyto stroje byly popsány a podrobně analyzovány v rámci kapitoly 4.2.



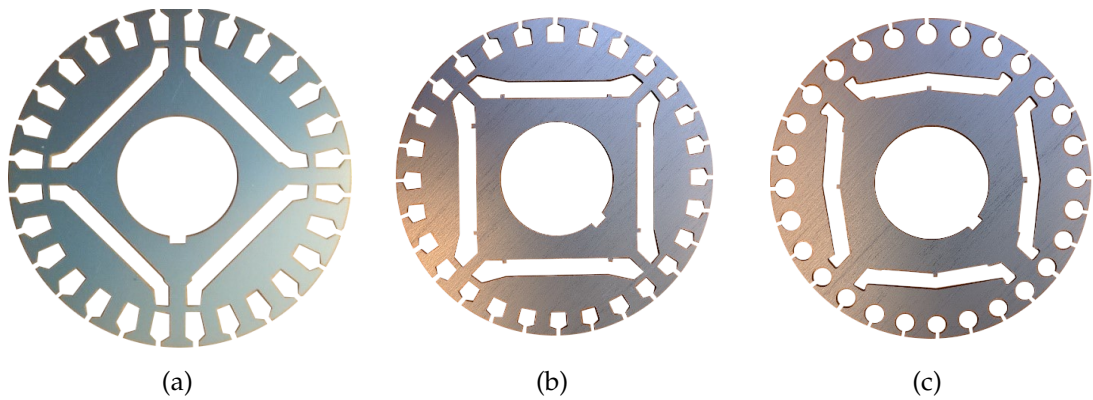
Obr. 5.1: Klíčové přístroje použité pro měření: (a) osciloskop Keysight DSOX2024A, 200 MHz, 4 Analog Channels [115], (b) výkonový analyzátor Yokogawa WT1800 [116] a (c) sinusový napájecí zdroj 5kVA California Instruments 5001IX [117]. Uvedené obrázky jsou převzaty z citovaných katalogů výrobců.



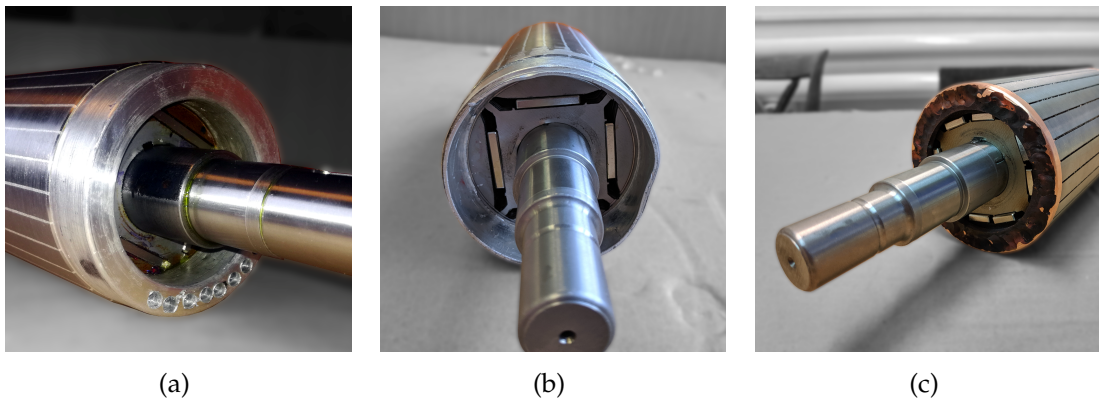
Obr. 5.2: Přehled vyrobených a měřených strojů; (a) referenční asynchronní motor popsán v kapitole 4.1.1, (b) synchronní stroj spouštěný ze sítě navržený rychlou metodou (T1 – uspořádání), kapitola 4.1.2, (c) synchronní stroj spouštěný ze sítě s tangenciálním uspořádáním uložení magnetu (T2 – uspořádání) jehož geometrie byla optimalizována algoritmem SOMA v kapitole 4.2 a (d) synchronní stroj spouštěný ze sítě s magnety uloženými do V a měděnou klecí nakrátko (V – uspořádání). Tento stroj byl popsán a analyzován rovněž v kapitole 4.2.

Všechny vyrobené vzorky, včetně referenčního asynchronního stroje, jsou zachyceny na Obr. 5.2. Jak je z fotografie patrné, realizované synchronní stroje spouštěné ze sítě využily stejných konstrukčních částí jako asynchronní stroj, ze kterého vycházejí (kostra, štíty, ložiska, ventilátor, kryt ventilátoru atd.). Osová výška vzorků je 90 mm a pro měření teploty jsou umístěna v jejich statorovém vinutí teplotní čidla a to ve statorových drážkách.

Plechý použité pro výrobu vzorků jsou ukázány na Obr. 5.3. Realizované vzorky se liší tvarem drážky rotoru a magnetu. Průměry plechů a stejně tak i aktivní délky svazků jsou pro všechny totožné. Na Obr. 5.4 pak lze vidět jednotlivé vyrobené rotory. Je patrné, že geometrie T1 (Obr. 5.4(a)) a T2 (Obr. 5.4(b)) se liší také v rozměrech kruhu nakrátko. Provedení V se pak odlišuje zejména tím, že jeho klec je provedena z mědi, a to prostřednictvím tyčí umístěných v drážkách, které jsou svařeny ke zkratovacím kruhům na obou koncích rotoru (Obr. 5.4(c))



Obr. 5.3: Vyrobené plechy rotorů v provedení (a) T1, (b) T2 a (c) V.



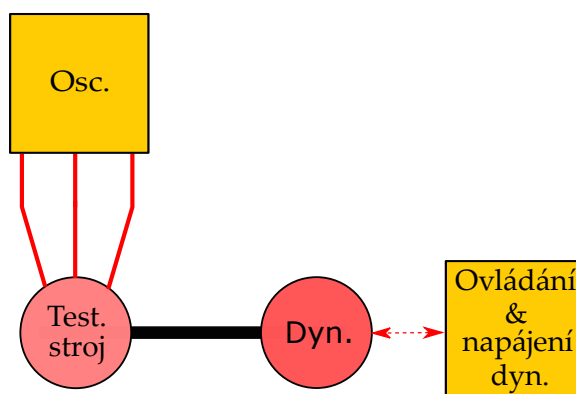
Obr. 5.4: Vyrobené rotory v provedení (a) T1, (b) T2 a (c) V.

5.2 Měření indukovaného napětí naprázdno

Měření naprázdno má za cíl ověřit velikost indukovaného napětí naprázdno. Jedná se o jedno z nejzákladnějších měření, které je prováděno na synchronních strojích. Jak bylo ukázáno v rámci kapitoly 2, je to právě indukované napětí naprázdno, které zásadně ovlivňuje výsledné parametry stroje.

Měření naprázdno bylo provedeno tak, že zkoumané laboratorní vzorky synchronních strojů spouštěných ze sítě byly roztáčeny pomocí dynamometru, který byl spojkou připojen k volnému konci hřídele. Během testování byly udržovány synchronní otáčky 1500 ot/min. Velikost indukovaného napětí byla odečtena osciloskopem a schéma zapojení je ukázáno na Obr. 5.5.

Indukovaná napětí naprázdno byla měřena na studeném a zahřátém stroji (před a po měření zatěžovacích křivek). Výsledky jsou uvedeny pro obě tato měření zvlášť v Tab. 5.1 a Tab. 5.2. Tabulky rovněž prezentují i hodnoty z výpočtů na vytvořených elektromagnetických modelech prezentovaných v rámci případových studií v kapitole 4. Konkrétně jde o výsledky z Tab. 4.16 a Tab. 4.18. Je zřejmé, že vypočtené a měřené efektivní hodnoty napětí jsou poměrně v dobré shodě. Průběh v čase naměřeného indukovaného napětí naprázdno pro jednotlivá provedení je srovnán s vypočtenými průběhy na Obr. 5.6. I zde je patrná podobnost mezi vypočtenými a měřenými hodnotami. Lze tedy konstatovat, že vytvořené elektromagnetické modely poměrně dobře odhadly tvar a velikost indukovaného napětí naprázdno.



Obr. 5.5: Schématické zobrazení sestavy pro měření indukovaného napětí naprázdno. V tomto schématu označuje: Osc. - osciloskop a Dyn. - dynamometr.

Tab. 5.1: Srovnání naměřených a vypočtených hodnot indukovaného napětí naprázdno pro teplotu naměřenou před zkouškou zatěžovací křivky

Parametr	T1	T2	V
Měřené indukované napětí naprázdno ve fázi, RMS hodnota, V	161,4	126,1	127,7
Vypočtené indukované napětí naprázdno ve fázi, RMS hodnota, V	160,7	127,3	129,7
Teplota vinutí statoru, °C	22,7	23	25,9

Tab. 5.2: Srovnání naměřených a vypočtených hodnot indukovaného napětí naprázdno pro teplotu naměřenou po zkoušce zatěžovací křivky

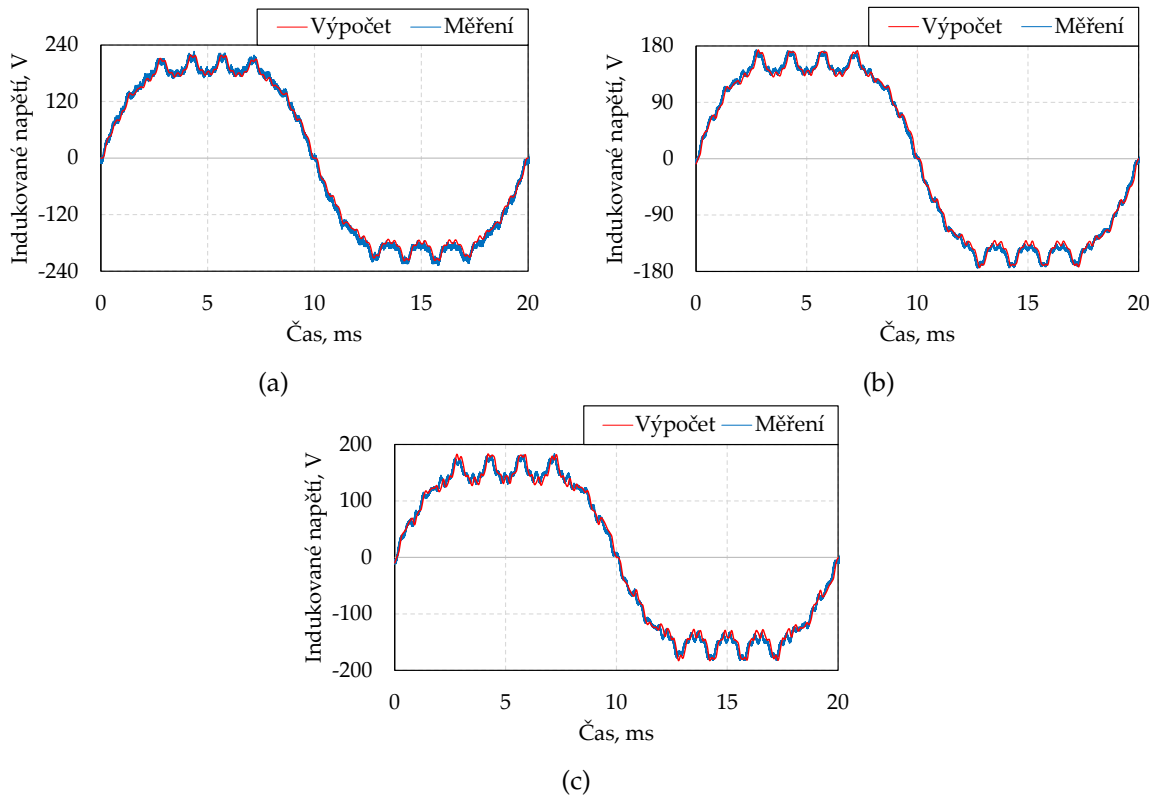
Parametr	T1	T2	V
Měřené indukované napětí naprázdno ve fázi, RMS hodnota, V	155,5	122,25	124,57
Vypočtené indukované napětí naprázdno ve fázi, RMS hodnota, V	156,4	122,5	123
Teplota vinutí statoru, °C	49,3	50,8	47,5

5.3 Měření zatěžovacích křivek

Jako další bylo provedeno měření zatěžovacích křivek dle metody 2-1-2A pro určení ztrát a účinnosti popsané v normě ČSN EN 60034-2-1 ed. 2 [8]. Zatěžování stroje bylo zajištěno dynamometrem, který byl přes spojku připojen k testovanému stroji. Samotný testovaný stroj je po celou dobu měření napájen ze sinusového zdroje California Instruments 5001IX [117]. Mezi zdroj a motor byl zapojen výkonový analyzátor Yokogawa WT 1800 [116], který odečítal veličiny jako je napětí, proudy, účiník, příkon a další. Měřená data z výkonového analyzátoru byly ukládána během měření do počítače pro další vyhodnocení.

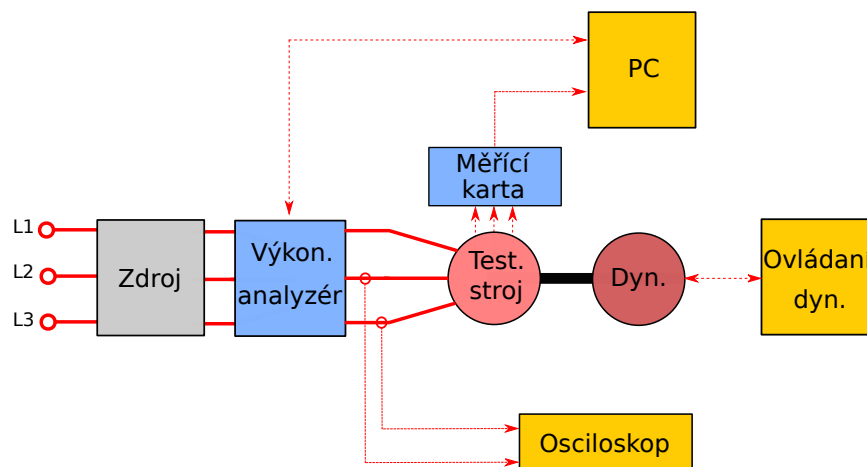
Vyrobené vzorky synchronních strojů spouštěných ze sítě měly také ve statorovém vinutí umístěna teplotní čidla. Ta sloužila pro kontrolu a vyhodnocení oteplení motorů během měření. Teploty byly odečítány přes měřicí kartu NI-9234 od společnosti National Instruments [120] a prostřednictvím LabView vizualizovány na počítači. Zapojení celého pracoviště schématicky zachycuje Obr. 5.7 a fotografie testovaného stroje v T1 – uspořádání připojeného k dynamometru během měření je ukázáno na Obr. 5.8.

Pro přehlednost jsou prezentovány pouze vybrané výsledky měření a kompletní protokoly

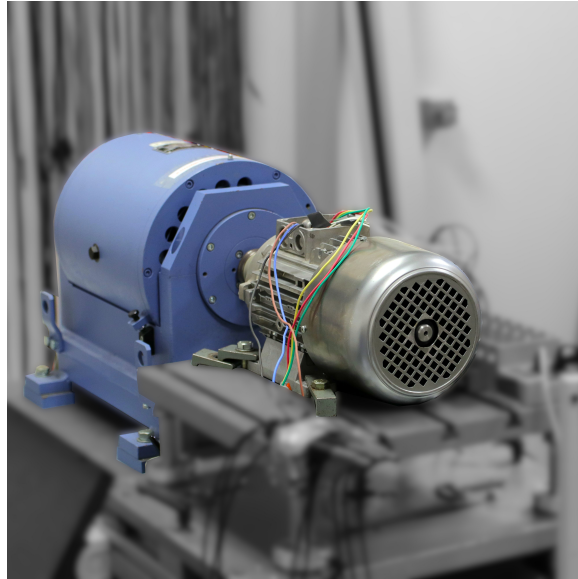


Obr. 5.6: Srovnání vypočteného a naměřeného indukovaného fázového napětí naprázdno pro vyrobené vzorky. (a) T1 – uspořádání, (b) T2 – uspořádání a (c) V – uspořádání.

s naměřenými hodnotami jsou uvedeny až v přílohové části C. Srovnání měřených hodnot pro jmenovitý pracovní bod je provedeno v Tab. 5.3. Ze srovnání je zřejmé, že synchronní stroje dosahují podstatně vyšší účinnosti než referenční asynchronní stroj. Dokonce s dostatečnou rezervou překonávají hranici účinnostní třídy IE4 dle IEC/EN 60034-30-1:2014. Hranicí IE4 je pro čtyřpólový 1,5 kW stroj napájený ze sítě s kmitočtem 50 Hz účinnost 88,2 %. Navíc při předpokladu, že zvýšení o jednu účinnostní třídu znamená snížení ztrát o 20 %, tak pak V – uspořádání spadá do nedefinované účinnostní třídy IE5 (hraniční nejnižší účinnost je 90,56 %).



Obr. 5.7: Schématické zobrazení sestavy pro měření zatěžovacích křivek. V tomto schématu dyn. označuje dynamometr.



Obr. 5.8: Synchronní stroj spouštěný ze sítě připojený k dynamometru během měření zatěžovacích křivek.

Tab. 5.3: Srovnání naměřených hodnot pro jmenovitý pracovní bod

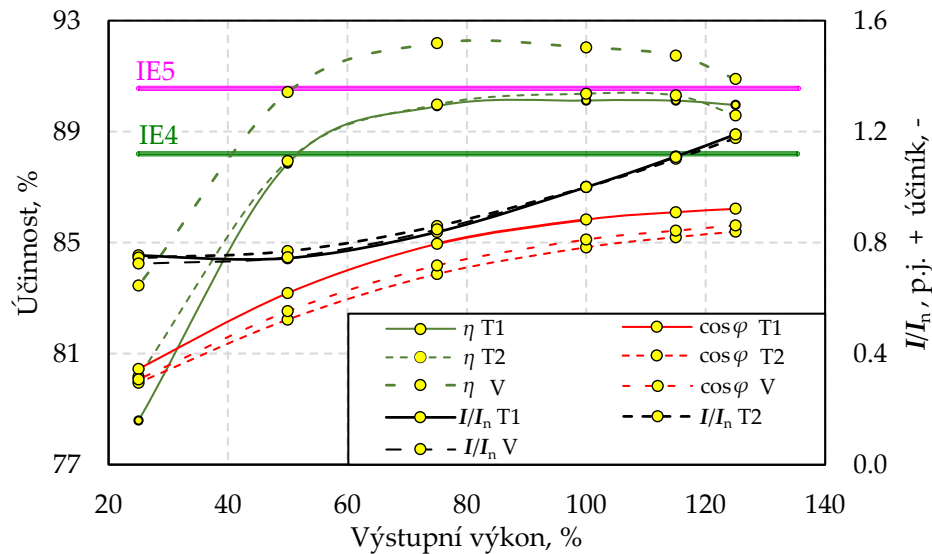
Parametr	IM	T1- usp.	T2- usp.	V- usp.
Moment, Nm	9,9	9,56	9,55	9,55
Příkon, W	1783,8	1665,60	1660,00	1630,00
Proud, A	3,6	2,77	3,06	2,91
Účinnost, %	82,3	90,12	90,37	92,03
Účíník, -	0,7	0,88	0,78	0,81
Otáčky, ot/min	1445,20	1500,00	1500,00	1500,00
Teplota vinutí statoru, °C	72,8	50,60	47,20	44,60
Teplota okolí, °C	23,3	22,70	23,00	22,8

S účinnostmi korespondují i účíníky jednotlivých strojů, avšak provedení V jej má nižší než T1 – uspořádání navzdory nejvyšší účinnosti.

Jak je vidět z Tab. 5.3, tak se účinnosti projevily také na výrazném snížení oteplení stroje. Pro další zmenšení ztrát lze tudíž zvážit, např. odstranění nebo úpravu ventilátoru chladící stroj, čímž by se snížily mechanické ztráty. Případně se znalostí skutečného oteplení lze lépe volit jakost použitého magnetu.

Změřené zatěžovací křivky vyrobených strojů jsou srovnány graficky na Obr. 5.9. V grafu jsou také ukázány hranice pro účinnostní třídy IE4 a IE5. Je patrné, že V – uspořádání překračuje hranici IE5 poměrně výrazně v širokém rozsahu výstupního výkonu, a ostatní provedení se této hranici blíží. Nejvyšší účíník, a tedy nejmenší magnetizační proud, odebírá geometrie T1, pro provedení T2 a V je účíník obdobný. V grafu je také vyneseno změřené napájecí proud v poměrných jednotkách. Jeho hodnoty jsou pro všechny geometrie srovnatelné.

Měření také ukázalo, že parametry odhadované výpočtem metodou konečných prvků (Tabulka 4.16) byly na tzv. bezpečné straně, neboť byly pesimističtější než skutečnost. Výsledky měření by se daly v případě další iteraci použít pro upřesnění návrhových modelů a díky



Obr. 5.9: Srovnání zatěžovacích křivek měřených strojů.

tomu by mohli být stroje do-optimalizovány na požadované parametry. Například lze považovat za zbytečnou poměrně velkou rezervu od účinnostní třídy IE4 s ohledem na cenu stroje, a v konečném důsledku i jeho konkurenceschopnost. Rozběhové vlastnosti jsou studovány v následující kapitole.

5.4 Měření rozběhů

Poslední měření prezentované v této práci se zaměřilo na ověření rozběhových vlastností vyvinutých strojů. Jak již bylo uvedeno v kapitole 2.6, lze schopnost rozběhu synchronního stroje spouštěného ze sítě vyjádřit prostřednictvím synchronizačních křivek. Pro připomenutí synchronizační křivka je závislost kritického momentu setrvačnosti na zátěžném momentu Obr. 2.27. Jak plyne z tohoto popisu, musí měřící pracoviště umožnit zatěžovat stroj různými velikostmi setrvačnosti a zátěžného momentu. Za účelem splnění těchto požadavků bylo navrženo a vytvořeno pracoviště, které obsahuje soustrojí s testovaným strojem (synchronní stroj spouštěný ze sítě), snímač momentu, setrvačnost, synchronní motor a stejnosměrné tacho-dynamo. Schématicky je tato sestava ukázána na Obr. 5.10.

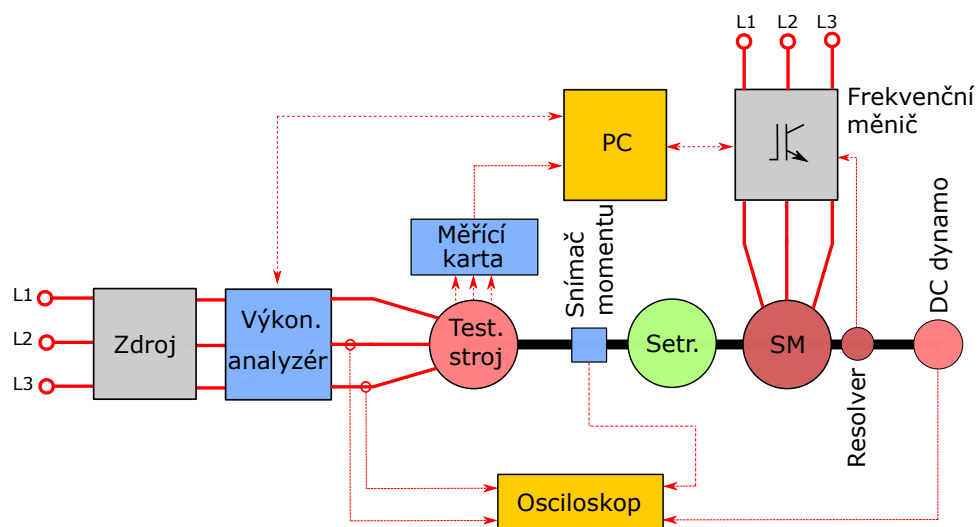
Za účelem možnosti evaluace chování soustrojí při rozběhu s různou velikostí setrvačnosti zátěže bylo vyrobeno devět různých setrvačnicků. Jejich Momenty setrvačnosti pokryly řadu od $0,004 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ do $0,04 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ po $0,004 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$. Moment setrvačnosti vyrobených synchronních strojů spouštěných ze sítě byl přibližně stejný, a to $0,0059 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$, a synchronní stroj zapojený jako zátěž má rotor se setrvačností $0,00236 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$. V soustrojí jsou také umístěny tři spojky se setrvačností $0,00014 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$, které zajišťují spojení hřídelů jednotlivých zařízení. Mezi setrvačnickem a testovaným strojem je vřazen snímač momentu Magtrol [119]. Signál z něho je přiveden do osciloskopu za účelem snímání velikosti momentu v čase tak, aby bylo možné vidět jeho průběh během rozběhu. Vytvoření zátěžného momentu již z nuly otáček zajišťuje servomotor VUES M718-0. Synchronní motor byl zvolen z důvodu regulace a možnosti emulace zátěže již ze samého začátku rozběhu stroje. Tato funkce je zajištěna nastavením řízení frekvenčního měniče, který tento synchronní stroj napájí. Pro získání informace o průběhu otáček v závislosti na čase

během rozběhu je na samý konec soustrojí zařazeno stejnosměrné dynamo, jehož indukované napětí je přivedeno rovněž do osciloskopu. Fotografie takto sestaveného soustrojí je uvedena na Obr. 5.11.

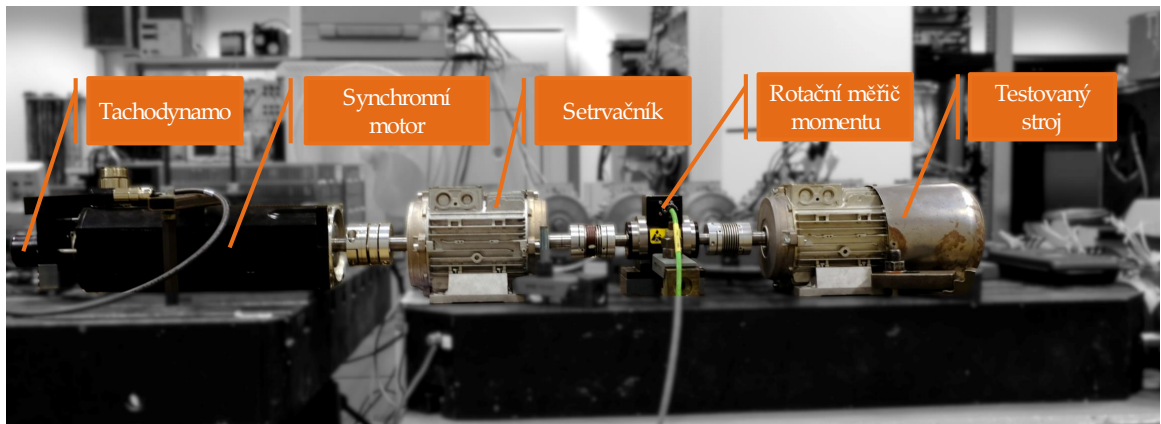
Napájení stroje bylo stejně jako v případě měření zatěžovacích křivek zajištěno sinusovým zdrojem California Instruments 5001IX Obr. 5.1(c). Mezi zdroj a testovací stroj je zapojen výkonový analyzátor zajišťující měření elektrických veličin jako jsou proudy a napětí v jednotlivých fázích, účinník, příkon atd. Měřená data jsou přenášena a zaznamenávána v počítači, kde jsou také ukládány teploty měřené na testovaných strojích, které jsou odečítány prostřednictvím měřicí karty (NI-9234 [120]) z tepelných čidel umístěných v drážkách statoru. Počítač také provádí řízení frekvenčního měniče, kde byl zejména nastavován požadovaný zátěžný moment pro regulaci napájení synchronního stroje. Jako poslední jsou rovněž měřeny prostřednictvím proudových sond proudy ve dvou napájecích fázích testovaných strojů a třetí fáze je pak dopočítána. Účelem měření proudu je umožnění pozdější analýzy velikosti proudů během prvních okamžiků rozběhu testovaných strojů. Vazby a zapojení jednotlivých zařízení zachycuje již zmíněný Obr. 5.10, ale také lze pro lepší představu nalézt fotografii celého pracoviště na Obr. 5.12.

Protože synchronizační schopnost stroje je závislá na jeho teplotě (oteplení mění indukované napětí naprázdno a také velikost odporu vinutí statoru) bylo nutné provést jeho ověření pro přibližně stejné oteplení v rámci celého měření. Proto byl stroj před měřením rozběhů zatížen jmenovitým momentem, po ustálení teplot vypnut a následně ihned zapnut s předdefinovaným nastavením. Po rozběhu byl stroj opět zatížen tak, aby dosáhl ustáleného oteplení jako při jmenovitém zatížení, a až po úplném ustálení teplot bylo provedeno měření dalšího rozběhového bodu. Pro stabilizaci oteplení se dbalo na to, aby se teploty měřené čidly před jednotlivými rozběhy lišily maximálně o $\pm 0,5^\circ\text{C}$. Měření byla prováděna pro vybrané momenty setrvačnosti a moment zátěže byl iterován opakovanými rozběhy tak dlouho, dokud nebyl určen bod synchronizační křivky. Celé měření proto bylo velmi časově náročné a takto změřené synchronizační křivky pro jmenovité napájecí napětí jsou ukázány na Obr. 5.13.

Změřený tvar synchronizačních křivek odpovídá teoretickým předpokladům popsaným dříve v rámci kapitoly 2.6. S rostoucím momentem zátěže prudce klesá velikost momentu setrvačnosti zátěže, se kterou je stroj schopen se vtáhnout do synchronismu. Nejlepší synchronizační



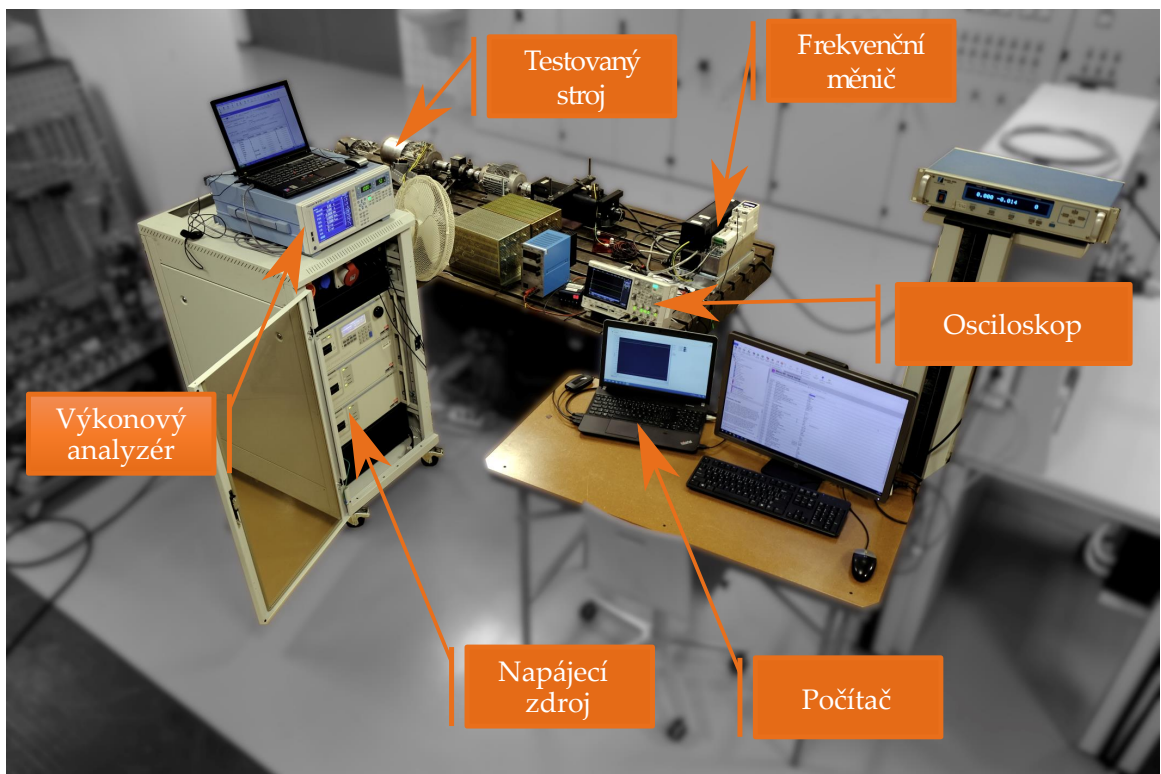
Obr. 5.10: Schéma zapojení pro měření rozběhů. V tomto schématu Setr. je setrvačnick a SM označuje synchronní motor.



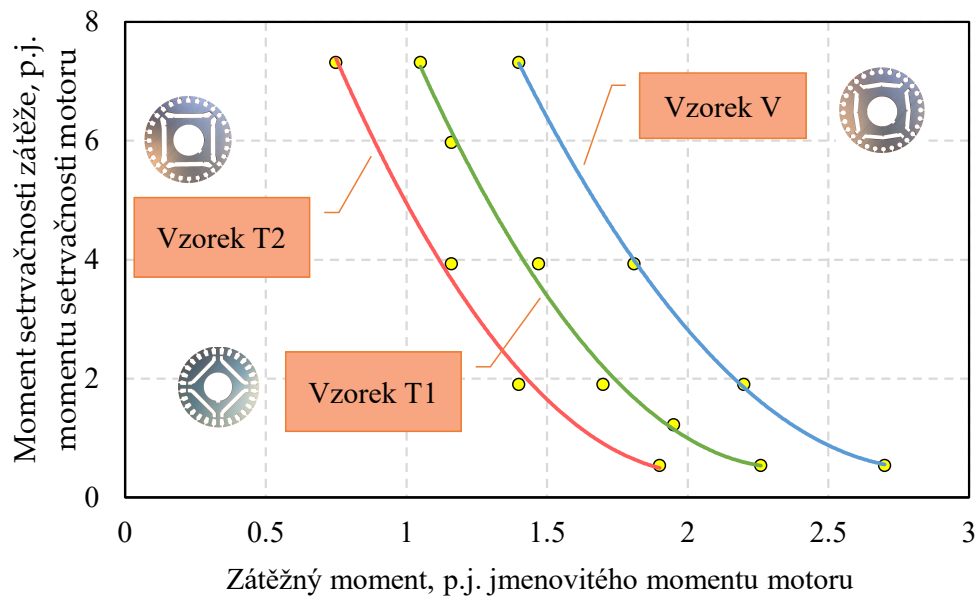
Obr. 5.11: Uspořádání soustrojí pro ověření rozběhových vlastností vyvinutých synchronních strojů spouštěných ze sítě.

schopnosti vykazuje vzorek ve V – uspořádání. Jedná se o stroj, který jak ukázala předchozí kapitola 5.3, má nejvyšší účinnost ze všech srovnávaných provedení. O něco horší je geometrie T1 navržená bez optimalizace. Při zatížení jmenovitým momentem je schopen vzorek v T1 – uspořádání rozběhnout moment setrvačnosti zátěže rovný maximálně 7,77 p.j. vztažených na moment setrvačnosti motoru. Nejhorší vlastnosti z hlediska synchronizace pak vykazuje T2 – uspořádání. Tento design při jmenovitém zatížení rozběhne pouze zátěž s 4,95ti násobkem momentu setrvačnosti motoru.

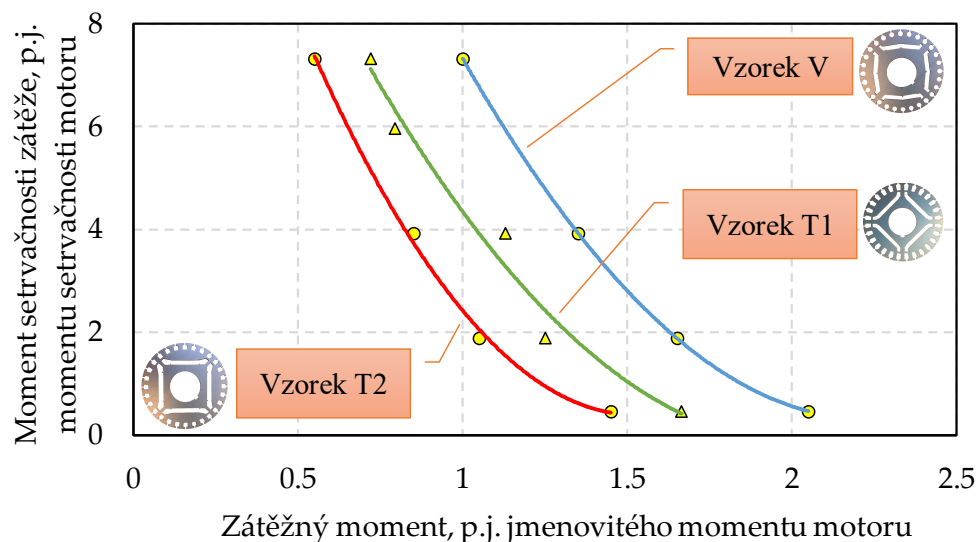
Dle normy ČSN EN 50 160 je toleranční pásmo pro napětí v síti $\pm 10\%$. Jak je zřejmé ze vzorce (2.6.10) uvedeného v kapitole 2.6, je synchronizační schopnost stroje přímo závislá na



Obr. 5.12: Uspořádání celého pracoviště navrženého a vytvořeného za účelem ověření rozběhových vlastností vyvinutých synchronních strojů spouštěných ze sítě.



Obr. 5.13: Naměřené synchronizační křivky pro vyrobené vzorky synchronních strojů spouštěných ze sítě při fázovém napětí 230 V.

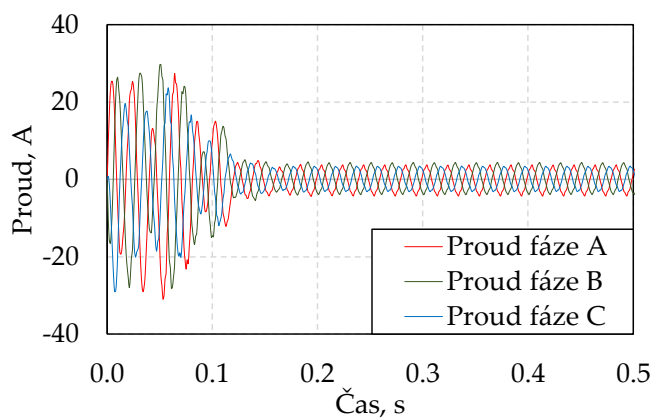


Obr. 5.14: Naměřené synchronizační křivky pro vyrobené vzorky synchronních strojů spouštěných ze sítě při fázovém napětí 207 V.

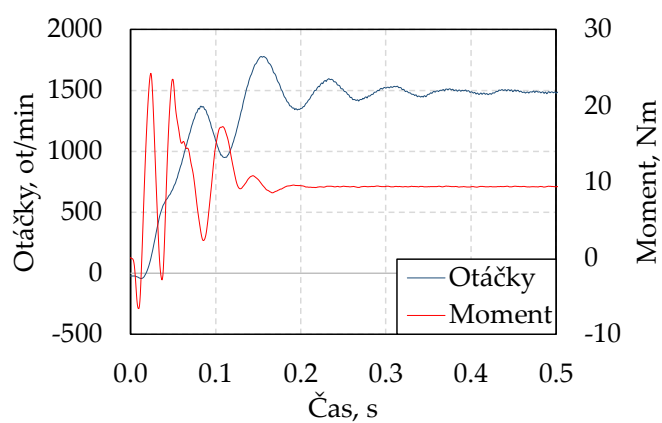
napájecím napětí U_s . Synchronizační křivky byly tedy změřeny i na dolní hranici zmíněného tolerančního pásma, což odpovídá napětí 207 V. Získané křivky jsou ukázány na Obr. 5.14 a pokles synchronizační schopnosti je zde zcela zřetelný. Uvažujme například případ, kdy studované stroje budou zatíženy 1,5násobkem jmenovitého momentu. V případě, kdy je napájecí napětí jmenovité, tj. 230 V, tak jsou schopna provedení T1, T2 a V rozběhnout zátěž každá zvlášť s poměrným momentem setrvačnosti 3,39 p.j., 1,64 p.j. a 6,39 p.j.. Při poklesu napětí na 207 V rozběhnou při stejném zátěžném momentu každá zvlášť pouze 1,04 p.j., 0,40 p.j. a 2,80 p.j.. Pokles je tedy velice razantní. Pro variantu T1 se jedná o pokles o 24,36 %, pro T2 o 30,75 % a pro provedení V o 43,93 %. Je tedy zřejmé, že výrobce tohoto typu elektromotoru musí vzít tento zásadní fakt v potaz při stanovování jeho provozních limitů pro uživatele.

Na závěr uvádí tato kapitola vybrané průběhy proudů, momentů a otáček během spouštění.

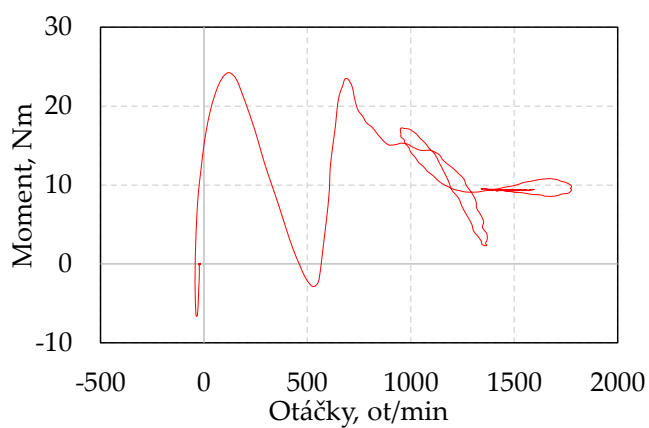
Uvedeny jsou případy rozběhu provedení T1 a T2 bez připojeného setrvačnicku za působení nominálního momentu po celou dobu rozběhu na Obr 5.15 a 5.16. Je nutné podotknout, že i bez připojené externí setrvačnosti je ke stroji přidána setrvačnost synchronního motoru, který jej zatěžuje, spojek a snímače momentu. Odpovídající moment setrvačnosti zátěže bez připojené setrvačnosti je $J_{zat} = 0,00278 \text{ kg.m}^2$, tj. 0,47násobek momentu setrvačnosti měřeného stroje. Změřené průběhy poměrně dobře odpovídají teoretickým, i když ne zcela přesně kopírují uvedené, které byly získány výpočtem prostřednictvím numerických metod. To je dáno tím, že rozběh je také ovlivněn pozicí rotoru v okamžiku připojení k napájecímu napětí, viz [121]. Dále zvolená metoda měření momentu a použitý snímač není schopen rozlišit zvlnění, které je obsaženo v numericky vypočítaných průbězích. Obdobně jsou uvedeny i průběhy pro geometrii V na Obr. 5.17 a poslední Obr. 5.18 této kapitoly ukazuje přechodný děj při neúspěšné synchronizaci. Ten svým charakterem odpovídá předpokladům dle Obr. 2.28 uvedeným v kapitole 2.6.



(a)

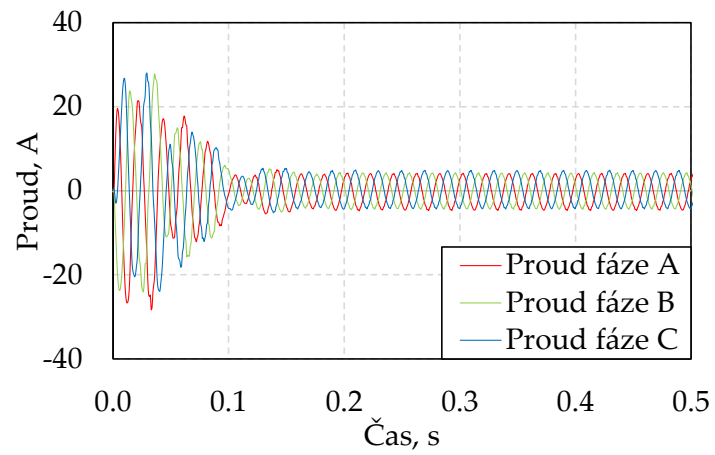


(b)

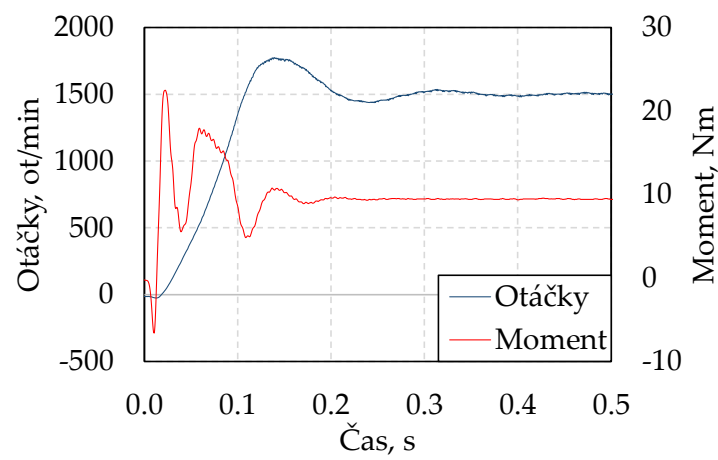


(c)

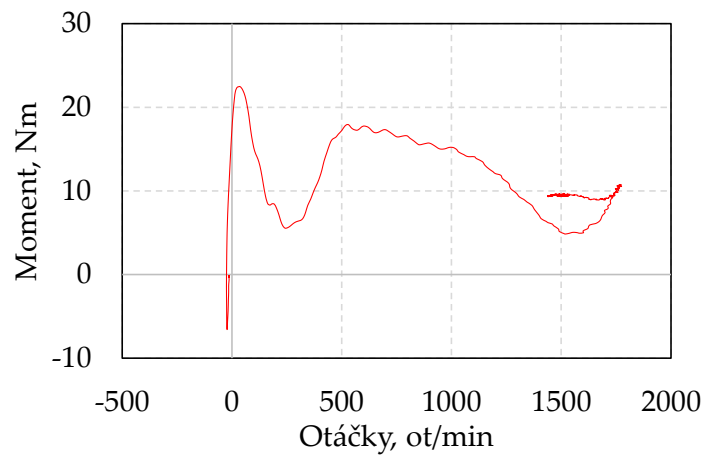
Obr. 5.15: Změřené průběhy na vzorku s geometrií T1 (a) proudů na čase, (b) otáček a momentu na čase, a (c) momentu na otáčkách pro rozběh bez připojené externí setrvačnosti a s nominálním momentem.



(a)

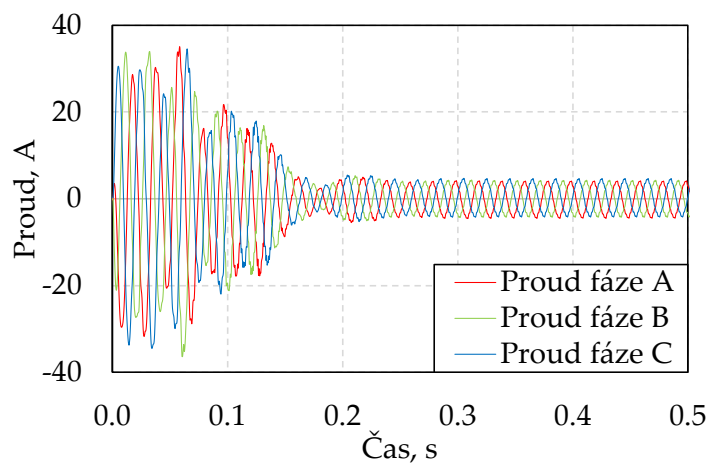


(b)

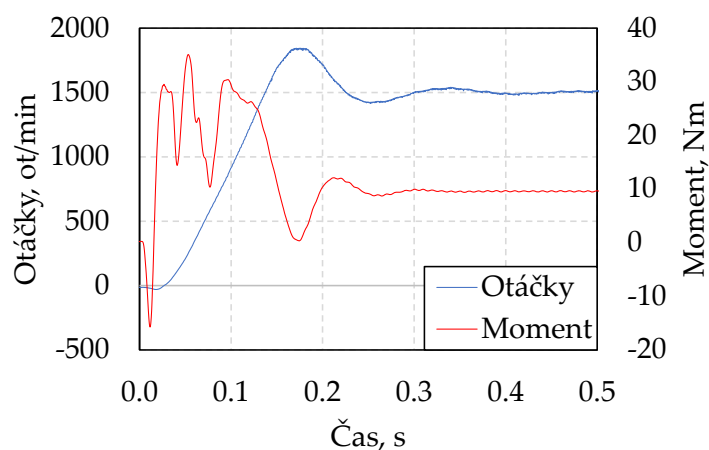


(c)

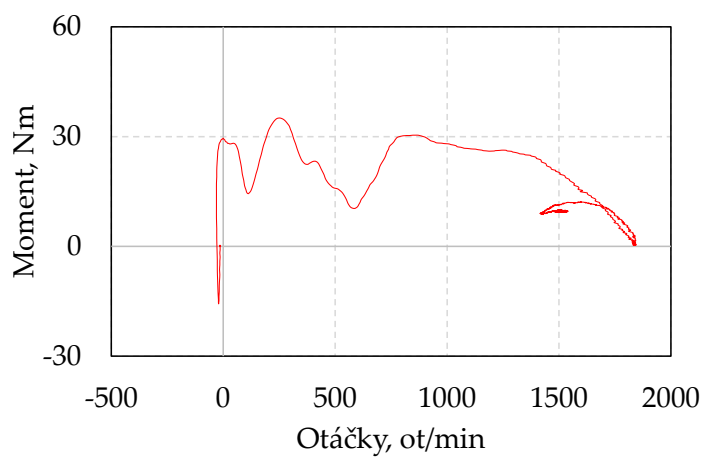
Obr. 5.16: Změřené průběhy na vzorku s geometrií T2 (a) proudů na čase, (b) otáček a momentu na čase, a (c) momentu na otáčkách pro rozběh bez připojené externí setrvačnosti a s nominálním momentem.



(a)

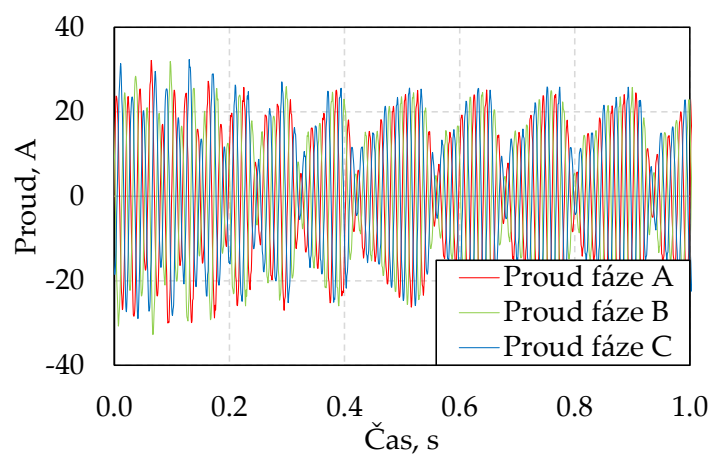


(b)

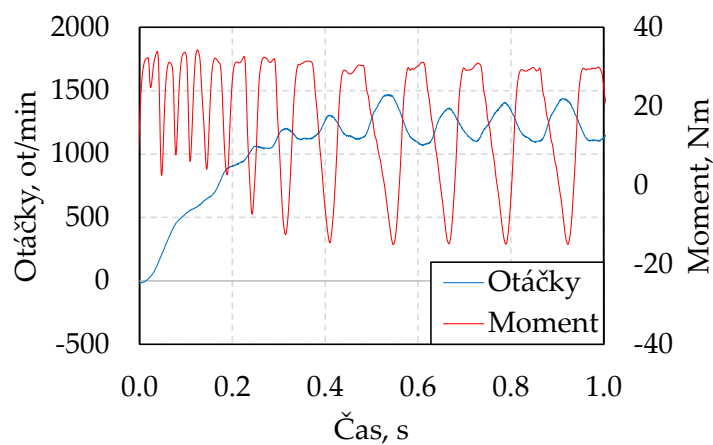


(c)

Obr. 5.17: Změřené průběhy na vzorku s geometrií V (a) proudů na čase, (b) otáček a momentu na čase, a (c) momentu na otáčkách pro rozběh bez připojené externí setrvačnosti a s nominálním momentem. S připojenou externí setrvačností odpovídající 1,9násobku momentu setrvačnosti stroje, který jej zatěžuje, spojek a snímače momentu.



(a)



(b)

Obr. 5.18: Změřené průběhy na vzorku s geometrií T1 (a) proudů na čase, (b) otáček a momentu na čase. Měření proběhlo s externí setrvačností odpovídající 3,93násobku momentu setrvačnosti stroje a zatížením konstantním momentem odpovídajícím 1,52násobku jmenovitého momentu.

6 | Závěr

Tato habilitační práce se věnovala různým aspektům souvisejících se synchronními stroji spouštěnými ze sítě s permanentními magnety. Díky legislativním změnám jejichž snahou je omezení emisí skleníkových plynů, získávají právě tyto stroje v posledních letech pozornost, a to pro svou vysokou účinnost a schopnost přímého spouštění ze sítě.

Ve své druhé kapitole práce prezentovala typické konstrukční uspořádání těchto strojů a uvedla jejich matematický model vycházející z teorie prostorového vektoru. Tato teorie má obrovský praktický význam, neboť zásadně zjednodušuje matematický popis stroje a tím i lépe umožňuje pochopení jeho chování. Další důležitou částí teoreticky zaměřené kapitoly byl popis a odvození rovnic momentu během asynchronního rozběhu a následné synchronizace. Bylo ukázáno, že teorie synchronních strojů spouštěných ze sítě je poměrně komplexní problematika, neboť propojuje dohromady prvky teorie asynchronních a synchronních strojů. Na znalosti návrháře těchto typů motorů to tak klade zvýšené nároky.

Následující kapitola popsala jednotlivé klíčové aspekty synchronních strojů spouštěných ze sítě, které se týkají návrhu, vyrobiteľnosti a aplikovatelnosti. Postupně v této kapitole byly popsány možnosti návrhu s využitím i bez využití optimalizačních technik. Na tuto kapitolu pak přímo navazuje a vychází z ní čtvrtá kapitola této práce která je zaměřila na konkrétní případové studie, které vychází z výzkumné a vývojové činnosti autora prováděné v posledních letech.

Jako první byl ukázán návrh synchronního stroje spouštěného ze sítě bez využití jakékoliv optimalizační techniky. Pro návrh byly použity části již průmyslově vyráběného 1,5 kW asynchronního elektromotoru a pozornost tedy byla věnována zejména návrhu nového rotoru. Takto navržený stroj byl poté podrobně studován tak, aby doplnil prezentovanou teorii strojů spouštěných ze sítě o simulovaná data. Provedené mechanické analýzy ukázaly, že navržený rotor synchronního stroje spouštěného ze sítě je nejvíce mechanicky namáhán během procesu tlakového lití klece nakrátko, nikoliv za jeho provozu. I přestože, návrh byl založen víceméně jen na inženýrském odhadu, povedlo se dosáhnout poměrně dobrých parametrů u navrženého provedení. Dle výpočtů metodou konečných prvků by měl vyvinutý stroj dosáhnout s dostatečnou rezervou účinnostní třídy IE4.

Další případová studie již využila pro návrh sofistikovanější přístup, a to optimalizaci pomocí samo-organizujícího se migračního algoritmu. Bylo popsáno nastavení optimalizace a dále optimalizovaná provedení. Ty byly dvě, první s hliníkovou klecí nakrátko a druhé s měděnou klecí. Důvodem k tomuto byla snaha poskytnout širší záběr výsledků pro různě provedené stroje. Optimalizovaná provedení byla podrobně analyzována a srovnána se strojem navrženým bez využití optimalizačních technik. Je ukázáno, že optimalizovaná provedení mají některé parametry lepší a jiné naopak horší, než stroj z první případové studie. Nicméně všechna přesahují minimální hranici pro účinnostní třídu IE4.

Třetí studie aplikovala pro optimalizaci stroje algoritmus DECMO2, jehož výsledkem je sada Pareto-optimálních řešení neboli Paretovo čelo. Na rozdíl od předchozích studií je optimalizován stroj s jmenovitým výkonem 3 kW v osové výšce 100 mm. Dále je do optimalizace také zahrnut tvar statoru. Získané a prezentované Paretova čela názorně ukázala, provázanost mezi jednotlivými optimalizovanými parametry. Pro optimalizovaný design byly rovněž provedeny elektromagnetické výpočty, jehož výsledky byly prezentovány. Stejně jako u předchozích dvou studiích i zde bylo bez problému dosaženo výpočtem účinností třídy IE4.

Poslední studie aplikuje vyvinutou metodu topologické optimalizace pro hledání nových tvarů klece nakrátko synchronních strojů spouštěných ze sítě. Optimalizované provedení stroje mají menší výšku tyčí v podélné ose. Dalším rozdílem oproti ostatním optimalizovaným strojům je, že optimalizované návrhy mají uzavřené drážky rotoru. Studie ukázala, že stroje s upraveným tvarem rotorové klece dosáhly lepšího výkonu v ustáleném stavu než původní stroj. Získané výsledky také naznačují, že další zlepšení parametrů synchronních strojů spouštěných ze sítě je možné realizací neuniformního tvaru tyčí rotorové klece. Provedený výzkum lze více rozšířit vyšším důrazem na rozběhové parametry v rámci optimalizace. Dalšího zlepšení by bylo možné dosáhnout větším počtem rozmístěných Gaussů v rámci návrhové oblasti a uvažováním rozměrů magnetů jako návrhových parametrů pro optimalizaci. Předložené výsledky výzkumu poskytly nové poznatky o návrhu synchronních strojů spouštěných ze sítě.

Na závěr byla vybraná provedení realizována a testována. Jejich měření včetně získaných dat jsou prezentována v páté kapitole této práce. Je ukázáno, že veškeré navržené stroje v této práci, které byly realizovány dosahují účinnostní třídy IE4 s dostatečnou rezervou a jedno provedení dokonce nedefinované účinnostní třídy IE5. To potvrzuje, že tento typ strojů je slibný pro aplikace, kde je důraz na vysokou účinnost pohonu s vlastností přímého spouštění ze sítě. Tato kapitola také ukázala a popsala pracoviště které vzniklo za účelem ověření rozběhových vlastností synchronních strojů spouštěných ze sítě na Ústavu výkonové elektrotechniky a elektroniky při FEKT VUT v Brně.

Přestože tato práce poskytla poměrně rozsáhlé spektrum případových studií je zřejmé, že ke každé studii by se dalo provést jistě hlubší rozbor výsledků. Na výsledky této habilitační práce, které jsou zcela konkrétní a poskytují nový vhled do návrhu těchto strojů, se dá tak smysluplně navázat v budoucím výzkumu a vývoji synchronních strojů spouštěných ze sítě. V současné době jsou popsány metody a prezentované výsledky výzkumné a vývojové činnosti ověřovány ve společnosti EMP s.r.o. Slavkov u Brna, při návrhu vysoce energeticky úsporné řady synchronních strojů spouštěných ze sítě malých výkonů.

Literatura

- [1] Transformation of Europe power system until 2050, Including specific considerations for Germany. Technická zpráva, McKinsey and Company, Inc., 2010.
- [2] A. De Almeida, J. F., F. Ferreira; Fonseca, P.: Improving the penetration of energy-efficient motors and drives. Technická zpráva, ISR-Univ. Coimbra, Final Rep. for the European Commission DG-TREN, SAVE Programme, 2000.
- [3] A. De Almeida, J. F., F. Ferreira; Fonseca, P.: EuP Lot 11 motors, ecodesign assessment of energy using products, final report for the European Commission, Brussels, Belgium. Technická zpráva, ISR-Univ. Coimbra, 2008.
- [4] De Keulenaer, H.: Energy Efficient Motor Driven Systems. 04 2004, doi:10.1260/0958305042886688.
- [5] Bramerdorfer, G.; Tapia, J. A.; Pyrhönen, J. J.; aj.: Modern Electrical Machine Design Optimization: Techniques, Trends, and Best Practices. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, ročník 65, č. 10, 2018: s. 7672–7684, doi:10.1109/TIE.2018.2801805.
- [6] De Almeida, A. T.; Ferreira, F. J. T. E.; Fong, J. A. C.; aj.: Electric motor standards, ecodesign and global market transformation. In *2008 IEEE/IAS Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference*, 2008, s. 1–9, doi:10.1109/ICPS.2008.4606292.
- [7] IEC 60034-30-1:2014. Rotating electrical machines - Part 30-1: Efficiency classes of line operated AC motors (IE code). 2014.
- [8] Adams, P.: Rotating Electrical Machines, Part 31: Selection of Energy-Efficient Motors Including Variable Speed Applications. *IEC/TS 60034-31, 1st Ed., 2010.*, ročník 4, č. 2, 7 1993: s. 201–213, an optional note.
- [9] NAŘÍZENÍ KOMISE (EU) 2019/1781 ze dne 1. října 2019. [online], 2019.
URL <https://eur-lex.europa.eu/legal-content/CS/TXT/PDF/?uri=CELEX:32019R1781&from=CS>
- [10] Cavagnino, A.; Vaschetto, S.; Ferraris, L.; aj.: Striving for the Highest Efficiency Class With Minimal Impact for Induction Motor Manufacturers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, ročník 56, č. 1, 2020: s. 194–204, doi:10.1109/TIA.2019.2949262.
- [11] Sen, P.: *Principles of Electric Machines and Power Electronics, 3rd Edition: Third Edition*. Wiley Global Education, 2013, ISBN 9781118804155.
- [12] De Almeida, A. T.; Ferreira, F. J. T. E.; Baoming, G.: Beyond Induction Motors—Technology Trends to Move Up Efficiency. *IEEE Transactions on Industry Applications*, ročník 50, č. 3, May 2014: s. 2103–2114, ISSN 0093-9994, doi:10.1109/TIA.2013.2288425.

- [13] Kirtley, J. L.; Cowie, J. G.; Brush, E. F.; aj.: Improving Induction Motor Efficiency with Die-cast Copper Rotor Cages. In *2007 IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2007*, s. 1–6, doi:10.1109/PES.2007.385767.
- [14] Umans, S. D.; Fitzgerald, A. E.: *Fitzgerald and Kingsley's Electric Machinery*. New York: McGraw-Hill Companies, sedmé vydání vydání, 2014, ISBN 978-0073380469.
- [15] Liang, D.; Zhou, V.: Recent market and technical trends in Copper Rotors for High-Efficiency Induction Motors. In *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*, 2018, s. 1943–1948, doi:10.23919/IPEC.2018.8507879.
- [16] Pyrhönen, J.; Jokinen, T.; Hrabovcova, V.: *Design of Rotating Electrical Machines*. John Wiley & Sons, 2013, ISBN 9781118701652.
- [17] Hrabovcova, V.; Ličko, M.: *Reluktančný synchronny motor*. Žilinská univerzita, 2001, ISBN 80-7100-891-5.
- [18] Moghaddam: *Synchronous reluctance machine (SynRM) in variable speed drives (VSD) applications*. Dizertační práce, Royal Institute of Technology, The School of Electrical Engineering, Stockholm, 2011.
- [19] Barta, J.; Ondrusek, C.: Rotor Design and Optimization of Synchronous Reluctance Machine. *MM Science Journal*, , č. 11, 2015: s. 555–559, doi:10.17973/MMSJ.2015_03_201504.
- [20] Rafajdus, P.; Hrabovcova, V.; Lehocky, P.; aj.: Analysis and Measurements of New Designed Reluctance Synchronous Rotor. In *2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I CPS Europe)*, 2018, s. 1–6, doi:10.1109/EEEIC.2018.8494585.
- [21] Knebl, L.; Ondrusek, C.; Kurfürst, J.: Ferrite Assisted Synchronous Reluctance Motor Design, Manufacturing and Material Influence on Motor Characteristics. In *2018 18th International Conference on Mechatronics - Mechatronika (ME)*, 2018, s. 1–6.
- [22] Liu, Z.; Hu, Y.; Wu, J.; aj.: A Novel Modular Permanent Magnet-Assisted Synchronous Reluctance Motor. *IEEE Access*, ročník 9, 2021: s. 19947–19959, doi:10.1109/ACCESS.2021.3054766.
- [23] Demmelmayr, F.; Troyer, M.; Schroedl, M.: Advantages of PM-machines compared to induction machines in terms of efficiency and sensorless control in traction applications. In *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2011, s. 2762–2768, doi:10.1109/IECON.2011.6119749.
- [24] Ozcelik, N.; Dogru, U.; Imeryuz, M.; aj.: Synchronous Reluctance Motor vs. Induction Motor at Low-Power Industrial Applications: Design and Comparison. *Energies*, ročník 12, 06 2019: str. 2190, doi:10.3390/en12112190.
- [25] Hendershot, J. R.; Miller, T. J. E.: *Design of Brushless Permanent-Magnet Machines*. Motor Design Books LLC, 2010, ISBN 978-0-9840687-0-8.
- [26] Kim, H.; Park, Y.; Oh, S.-T.; aj.: Study on Analysis and Design of Line-Start Synchronous Reluctance Motor Considering Rotor Slot Opening and Bridges. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2021: s. 1–1, doi:10.1109/TMAG.2021.3081107.

- [27] Gamba, M.; Armando, E.; Pellegrino, G.; aj.: Line-start synchronous reluctance motors: Design guidelines and testing via active inertia emulation. In *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015, s. 4820–4827, doi:10.1109/ECCE.2015.7310340.
- [28] Abramenko, V.; Bárta, J.; Lolová, I.; aj.: Design of a Low-Power Direct-on-Line Synchronous Reluctance Motor Based on the Modified Natural Flux Line Curve Approach. *IEEE Transactions on Industry Applications*, ročník 57, č. 6, 2021: s. 5894–5906, doi:10.1109/TIA.2021.3108947.
- [29] Barta, J.; Knebl, L.; Vitek, O.; aj.: Optimization of Line-Start Synchronous Reluctance Machine Amended From an Induction Machine. In *2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, ročník 1, 2020, s. 272–277, doi:10.1109/ICEM49940.2020.9270722.
- [30] Lolova, I.; Barta, J.; Bramerdorfer, G.; aj.: Topology optimization of line-start synchronous reluctance machine. In *2020 19th International Conference on Mechatronics - Mechatronika (ME)*, 2020, s. 1–7, doi:10.1109/ME49197.2020.9286643.
- [31] Ugale, R. T.; Chaudhari, B. N.; Pramanik, A.: Overview of research evolution in the field of line-start permanent magnet synchronous motors. *IET Electric Power Applications*, ročník 8, č. 4, April 2014: s. 141–154, ISSN 1751-8660, doi:10.1049/iet-epa.2013.0241.
- [32] Palangar, M. F.; Soong, W. L.; Bianchi, N.; aj.: Design and Optimization Techniques in Performance Improvement of Line-Start Permanent Magnet Synchronous Motors: A Review. *IEEE Transactions on Magnetics*, ročník 57, č. 9, 2021: s. 1–14, doi:10.1109/TMAG.2021.3098392.
- [33] Ugale, R. T.; Chaudhari, B. N.: Performance Enhancement of Line Start Permanent Magnet Synchronous Motor With a Special Consequent Pole Rotor. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, ročník 36, č. 3, 2021: s. 1972–1982, doi:10.1109/TEC.2020.3038725.
- [34] Marcic, T.; Stumberger, B.; Stumberger, G.: Comparison of Induction Motor and Line-Start IPM Synchronous Motor Performance in a Variable-Speed Drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, ročník 48, č. 6, 2012: s. 2341–2352.
- [35] De Almeida, A. T.; Ferreira, F. J. T. E.; Duarte, A. Q.: Technical and Economical Considerations on Super High-Efficiency Three-Phase Motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, ročník 50, č. 2, March 2014: s. 1274–1285, ISSN 0093-9994, doi:10.1109/TIA.2013.2272548.
- [36] Mingardi, D.; Bianchi, N.; Pre, M. D.: Geometry of Line-Start Synchronous Motors Suitable for Various Pole Combinations. *IEEE Transactions on Industry Applications*, ročník 53, č. 5, 2017: s. 4360–4367.
- [37] Bárta, J.; Toman, M.; Lolová, I.; aj.: Synchronní stroje spouštěné ze sítě - Souhrnná výzkumná zpráva TJ01000433. Technická zpráva, Vysoké učení technické v Brně, 2019.
- [38] Boldea, I.; Tutelea, L.: *Reluctance Electric Machines: Design and Control*. CRC Press, 2018, ISBN 978-1-4987-8233-3.
- [39] Zöhra, B.; Akar, M.; Eker, M.: Design of A Novel Line Start Synchronous Motor Rotor. *Electronics*, ročník 8, č. 1, 2019, ISSN 2079-9292, doi:10.3390/electronics8010025.
URL <https://www.mdpi.com/2079-9292/8/1/25>

- [40] Binder, A.: *Motor Development for Electrical Drive Systems*. Učební text, Technische Universität Darmstadt.
- [41] Luomi, J.: *Transient Phenomena in Electrical Machines*. Lecture notes for a course in electrical machines, Chalmers University of Technology, Göteborg, 1998.
- [42] Pyrhönen, J.; Hrabovcová, V.; Semken, R. S.: *Electrical machine drives control*. Chichester, West Sussex, United Kingdom: John Wiley, první vydání, 2016, ISBN 11-192-6045-0.
- [43] Kovács, P. K.: Transient phenomena in electrical machines. *Studies in electrical and electronic engineering*, ročník 9, 1984.
- [44] Kovács, K. P.; Rácz, I.: *Transiente vorgänge in wechselstrommaschinen*, ročník 1. Verlag der ungarischen Akademie der Wissenschaften, 1959.
- [45] Takahashi, A.; Kikuchi, S.; Miyata, K.; aj.: Asynchronous Torque of Line-Starting Permanent-Magnet Synchronous Motors. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, ročník 30, č. 2, 2015: s. 498–506, doi:10.1109/TEC.2014.2361836.
- [46] Akeshi Takahashi; Satoshi Kikuchi; Kenji Miyata; aj.: Transient-torque analysis for line-starting permanent-magnet synchronous motors. In *2008 18th International Conference on Electrical Machines*, 2008, s. 1–6, doi:10.1109/ICELMACH.2008.4799826.
- [47] Rabbi, S. F.; Rahman, M. A.: Critical Criteria for Successful Synchronization of Line-Start IPM Motors. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, ročník 2, č. 2, 2014: s. 348–358, doi:10.1109/JESTPE.2013.2295178.
- [48] Sorgdrager, A. J.: *Design of Line-Start Permanent Magnet Synchronous Machines Using the Taguchi Method*. Dizertační práce, Stellenbosch University, 2017.
- [49] Soulard, J.; Nee, H.-P.: Study of the synchronization of line-start permanent magnet synchronous motors. In *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129)*, ročník 1, 2000, s. 424–431 vol.1, doi:10.1109/IAS.2000.881145.
- [50] Miller, T.: Synchronization of Line-Start Permanent-Magnet AC Motors. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, ročník PAS-103, č. 7, 1984: s. 1822–1828, doi:10.1109/TPAS.1984.318630.
- [51] Douglas, J. F. H.: Pull-in criterion for reluctance motors. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Part II: Applications and Industry*, ročník 79, č. 3, 1960: s. 139–142, doi:10.1109/TAI.1960.6371657.
- [52] Chama, A.; Sorgdrager, A.; Wang, R.-J.: Synchronization criteria of line-start permanent magnet synchronous motors: a revisit. 01 2016, doi:10.13140/RG.2.1.3218.2803.
- [53] Chama, A.; Sorgdrager, A.; Wang, R.-J.: Analytical synchronization analysis of line-start permanent magnet synchronous motors. *Progress In Electromagnetics Research M*, ročník 48, 06 2016: s. 183–193, doi:10.2528/PIERM16050311.
- [54] Hassanpour Isfahani, A.; Vaez-Zadeh, S.: Effects of Magnetizing Inductance on Start-Up and Synchronization of Line-Start Permanent-Magnet Synchronous Motors. *IEEE Transactions on Magnetics*, ročník 47, č. 4, 2011: s. 823–829, doi:10.1109/TMAG.2010.2091651.

- [55] Rahman, M.; Osheiba, A.; Radwan, T. S.: Synchronization process of line-start permanent magnet synchronous motors. *Electric Machines and Power Systems*, ročník 25, 1997: s. 577–592.
- [56] Mingardi, D.: *Analysis, Design and Test of High Efficiency Electrical Machines with a Rotor Winding*. Dizertační práce, University of Padova, 2017.
- [57] Wang, M.; Zhu, H.; Zhou, C.; aj.: Analysis and Optimization of a V-Shape Combined Pole Interior Permanent-Magnet Synchronous Machine With Temperature Rise and Demagnetization Considered. *IEEE Access*, ročník 9, 2021: s. 64761–64775, doi:10.1109/ACCESS.2021.3076228.
- [58] Nair, S. S.; Patel, V. I.; Wang, J.: Post-Demagnetization Performance Assessment for Interior Permanent Magnet AC Machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, ročník 52, č. 4, 2016: s. 1–10, doi:10.1109/TMAG.2015.2505245.
- [59] Wang, W.; Zheng, P.; Wang, M.; aj.: Demagnetization and Permanent-Magnet Minimization Analyses of Less-Rare-Earth Interior Permanent-Magnet Synchronous Machines Used for Electric Vehicles. *IEEE Transactions on Magnetics*, ročník 54, č. 11, 2018: s. 1–5, doi:10.1109/TMAG.2018.2840527.
- [60] SPEED™ Tutorial B07, PC-BDC Line-start Motors. 2017.
- [61] Ugale, R. T.; Chaudhari, B. N.: Rotor Configurations for Improved Starting and Synchronous Performance of Line Start Permanent-Magnet Synchronous Motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, ročník 64, č. 1, Jan 2017: s. 138–148, ISSN 0278-0046, doi:10.1109/TIE.2016.2606587.
- [62] Chan, C.; Yan, L.; Chen, P.; aj.: Analysis of electromagnetic and thermal fields for induction motors during starting. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, ročník 9, č. 1, 1994: s. 53–60.
- [63] Tampio, J.; Käsäkangas, T.; Suuriniemi, S.; aj.: Analysis of Direct-On-Line Synchronous Reluctance Machine Start-Up Using a Magnetic Field Decomposition. *IEEE Transactions on Industry Applications*, ročník 53, č. 3, 2017: s. 1852–1859, doi:10.1109/TIA.2016.2642891.
- [64] Shen, J.; Li, P.; Jin, M.; aj.: Investigation and Countermeasures for Demagnetization in Line Start Permanent Magnet Synchronous Motors. *IEEE Transactions on Magnetics*, ročník 49, č. 7, July 2013: s. 4068–4071, ISSN 0018-9464, doi:10.1109/TMAG.2013.2244582.
- [65] Lee, C.; Kwon, B.; Kim, B.-T.; aj.: Analysis of magnetization of magnet in the rotor of line start permanent magnet motor. *IEEE Transactions on Magnetics*, ročník 39, č. 3, 2003: s. 1499–1502, doi:10.1109/TMAG.2003.810184.
- [66] Kopylov, I. P.: *Stavba elektrických strojů*. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, první vydání, 1988.
- [67] Ion Boldea, S. A. N.: *The Induction Machines Design Handbook*. CRC Press, 2009, ISBN 9781439859032.
- [68] Moradi Cheshmeh Beigi, H.: Design, Optimization and FEM Analysis of a Surface-Mounted Permanent-magnet Brushless DC Motor. *International Journal of Engineering*, ročník 31, č. 2, 2018: s. 339–345, ISSN 1025-2495.

- [69] Ponomarev, P.: *Tooth-Coil Permanent Magnet Synchronous Machine Design for Special Applications*. Dizertační práce, Lappeenranta University of Technology, 2013, ISBN 978-952-265-470-0.
- [70] Barcaro, M.: *Design and Analysis of Interior Permanent Magnet Synchronous Machines for Electric Vehicles*. 2011.
- [71] Barta, J.; Knebl, L.; Toman, M.; aj.: Design and Analysis of 1.5kW, 1500 rpm Line-Start Permanent Magnet Synchronous Machine. In *2020 19th International Conference on Mechatronics - Mechatronika (ME)*, 2020, s. 1–5, doi:10.1109/ME49197.2020.9286655.
- [72] Saha, S.; Choi, G.; Cho, Y.: Optimal Rotor Shape Design of LSPM With Efficiency and Power Factor Improvement Using Response Surface Methodology. *IEEE Transactions on Magnetics*, ročník 51, č. 11, Nov 2015: s. 1–4, ISSN 0018-9464, doi:10.1109/TMAG.2015.2448754.
- [73] Dinh, B. M.: Optimal rotor design of line start permanent magnet synchronous motor by genetic algorithm. *Advances in Science, Technology and Engineering Systems Journal*, ročník 2, č. 3, 2017: s. 1181–1187, doi:10.25046/aj0203149.
URL <http://astesj.com/v02/i03/p149/>
- [74] Ghahfarokhi, M. M.; Aliabad, A. D.; Boroujeni, S. T.; aj.: Analytical modelling and optimisation of line-start LSPM synchronous motors. *IET Electric Power Applications*, ročník 14, č. 3, 2020: s. 398–408, doi:<https://doi.org/10.1049/iet-epa.2019.0644>, <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1049/iet-epa.2019.0644>.
URL <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/iet-epa.2019.0644>
- [75] Kurfürst, J.: Optimalizace stroje s permanentními magnety na rotoru pomocí umělé inteligence. *Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, dizertační práce*, 2013: str. 132, doi:10.1109/ACCESS.2021.3104642.
- [76] Kadlec, P.: *Vícekritériální optimalizace elektromagnetických struktur založená na samoorganizující se migraci*. Dizertační práce, Vysoké učení technické v Brně, 2013.
- [77] Bramerdorfer, G.; Marth, E.; Nuzzo, S.; aj.: Multi-Objective Optimization of Medium-Scale Wound-Field Electric Generators. In *2020 IEEE 19th Biennial Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC)*, 2020, s. 1–4, doi:10.1109/CEFC46938.2020.9451327.
- [78] Zhao, W.; Wang, X.; Gerada, C.; aj.: Multi-Physics and Multi-Objective Optimization of a High Speed PMSM for High Performance Applications. *IEEE Transactions on Magnetics*, ročník 54, č. 11, 2018: s. 1–5, doi:10.1109/TMAG.2018.2835504.
- [79] Doi, S.; Sasaki, H.; Igarashi, H.: Multi-Objective Topology Optimization of Rotating Machines Using Deep Learning. *IEEE Transactions on Magnetics*, ročník 55, č. 6, 2019: s. 1–5, doi:10.1109/TMAG.2019.2899934.
- [80] Min, S. G.; Sarlioglu, B.: Fast and Systematic Design Optimization of Surface-Mounted PM Machines Using Advanced Analytical Models and Subharmonic Elimination Methods. *IEEE Transactions on Magnetics*, ročník 55, č. 1, 2019: s. 1–16, doi:10.1109/TMAG.2018.2877403.

- [81] Bramerdorfer, G.; Zăvoianu, A.-C.; Silber, S.; aj.: Possibilities for Speeding Up the FE-Based Optimization of Electrical Machines—A Case Study. *IEEE Transactions on Industry Applications*, ročník 52, č. 6, 2016: s. 4668–4677, doi:10.1109/TIA.2016.2587702.
- [82] Bramerdorfer, G.; Zăvoianu, A.-C.: Surrogate-Based Multi-Objective Optimization of Electrical Machine Designs Facilitating Tolerance Analysis. *IEEE Transactions on Magnetics*, ročník 53, č. 8, 2017: s. 1–11, doi:10.1109/TMAG.2017.2694802.
- [83] Davendra, D.; Zelinka, I.: *Self-Organizing Migrating Algorithm*. Springer International Publishing, 2016, ISBN 978-3-319-28159-9.
- [84] Zelinka, I.: *Umělá inteligence v problémech globální optimalizace*. BEN - technická literatura, 2002, ISBN 80-7300-069-5.
- [85] Kurfürst, J.; Duroň, J.; Skalka, M.; aj.: Magnet shape optimization of brushless machine by Self-Organizing Migrating Algorithm. In *2011 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, 2011, s. 1–5, doi:10.1109/PowerEng.2011.6036446.
- [86] Knebl, L.; Barta, J.; Kurfürst, J.; aj.: High-torque ferrite synchronous reluctance machine design optimization. In *2020 19th International Conference on Mechatronics - Mechatronika (ME)*, 2020, s. 1–5, doi:10.1109/ME49197.2020.9286461.
- [87] Knebl, L.; Barta, J.; Bramerdorfer, G.; aj.: Multi-objective Optimization of a Line-start Synchronous Machine Using a Self-organizing Algorithm. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2021: s. 1–1, doi:10.1109/TMAG.2021.3056403.
- [88] Zelinka, I.; Oplatková, Z.; Ošmera, P.; aj.: *Umělá inteligence v problémech globální optimalizace*. BEN - technická literatura, 2008, ISBN 80-7300-218-3.
- [89] Zavoianu, C.; Lughofer, E.; Amrhein, W.; aj.: Efficient Multi-Objective Optimization Using 2-Population Cooperative Coevolution. 02 2013, ISBN 978-3-642-53855-1, s. 251–258, doi:10.1007/978-3-642-53856-8_32.
- [90] Zitzler, E.; Laumanns, M.; Thiele, L.: SPEA2: Improving the strength pareto evolutionary algorithm. 2001.
- [91] Kukkonen, S.; Lampinen, J.: GDE3: the third evolution step of generalized differential evolution. In *2005 IEEE Congress on Evolutionary Computation*, ročník 1, 2005, s. 443–450 Vol.1, doi:10.1109/CEC.2005.1554717.
- [92] Zavoianu, A.; Lughofer, E.; Bramerdorfer, G.; aj.: DECMO2: a robust hybrid and adaptive multi-objective evolutionary algorithm. In *Soft Comput*, ročník 19, 2015, s. 3551–3569, doi:10.1007/s00500-014-1308-7.
- [93] Uler, G.; Mohammed, O.; Koh, C.-S.: Design optimization of electrical machines using genetic algorithms. *IEEE Transactions on Magnetics*, ročník 31, č. 3, 1995: s. 2008–2011, doi:10.1109/20.376437.
- [94] Cavagnino, A.; Bramerdorfer, G.; Tapia, J. A.: Optimization of Electric Machine Designs - Part II. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, ročník 65, č. 2, 2018: s. 1700–1703, doi:10.1109/TIE.2017.2770758.

- [95] Vaschetto, S.; Bramerdorfer, G.; Cavagnino, A.; aj.: Analytically-Based Optimization of SMPM Machines for Sizing Validation Purposes. In *2019 IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, 2019, s. 1433–1438, doi:10.1109/IEMDC.2019.8785195.
- [96] Bramerdorfer, G.; Cavagnino, A.; Vaschetto, S.: Importance of thermal modeling for design optimization scenarios of induction motors. In *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2017, s. 4666–4672, doi:10.1109/ECCE.2017.8096796.
- [97] Sato, S.; Sato, T.; Igarashi, H.: Topology Optimization of Synchronous Reluctance Motor Using Normalized Gaussian Network. *IEEE Transactions on Magnetics*, ročník 51, č. 3, 2015: s. 1–4.
- [98] Barta, J.; Knebl, L.; Bramerdorfer, G.; aj.: Topology Optimization of Rotor Bars Geometry and Arrangement for a Line-Start Permanent Magnet Synchronous Machine. *IEEE Access*, ročník 9, 2021: s. 115192–115204, doi:10.1109/ACCESS.2021.3104642.
- [99] Ishikawa, T.; Nakayama, K.; Kurita, N.; aj.: Optimization of Rotor Topology in PM Synchronous Motors by Genetic Algorithm Considering Cluster of Materials and Cleaning Procedure. *IEEE Transactions on Magnetics*, ročník 50, č. 2, 2014: s. 637–640, doi:10.1109/TMAG.2013.2282365.
- [100] Okamoto, Y.; Tominaga, Y.; Wakao, S.; aj.: Topology Optimization of Rotor Core Combined With Identification of Current Phase Angle in IPM Motor Using Multistep Genetic Algorithm. *IEEE Transactions on Magnetics*, ročník 50, č. 2, 2014: s. 725–728, doi:10.1109/TMAG.2013.2285580.
- [101] Bramerdorfer, G.; Marth, E.; Silber, S.; aj.: Multi-Objective Topology Optimization of Synchronous Reluctance Machines Considering Design for Manufacturability Aspects. In *2020 IEEE 19th Biennial Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC)*, 2020, s. 1–4, doi:10.1109/CEFC46938.2020.9451408.
- [102] Fu, J.; Huang, J.; Liu, J.: Topology Optimization With Selective Problem Setups. *IEEE Access*, ročník 7, 2019: s. 180846–180855, doi:10.1109/ACCESS.2019.2958645.
- [103] Sato, T.; Watanabe, K.; Igarashi, H.: Multimaterial Topology Optimization of Electric Machines Based on Normalized Gaussian Network. *IEEE Transactions on Magnetics*, ročník 51, č. 3, 2015: s. 1–4.
- [104] Mach, M.: *Analýza ztrát asynchronních motorů malého výkonu*. Dizertační práce, Vysoké učení technické v Brně, 2016.
- [105] Sintered Neodymium-Iron-Boron Magnets. Citováno: Listopad 23, 2021.
URL <https://www.arnoldmagnetics.com/wp-content/uploads/2017/11/N35-151021.pdf>
- [106] De Almeida, A. T.; Ferreira, F. J. T. E.; Fong, J. A. C.: Standards for Efficiency of Electric Motors. *IEEE Industry Applications Magazine*, ročník 17, č. 1, Jan 2011: s. 12–19, ISSN 1077-2618, doi:10.1109/MIAS.2010.939427.
- [107] ABOUNAIMA, M. C.; MAZOURI, F. Z. E.; LAMRINI, L.; aj.: The Pearson Correlation Coefficient Applied to Compare Multi-Criteria Methods: Case the Ranking Problematic. In *2020 1st International Conference on Innovative Research in Applied Science, Engineering and Technology (IRASET)*, 2020, s. 1–6, doi:10.1109/IRASET48871.2020.9092242.

- [108] Silber, S.; Koppelstätter, W.; Weidenholzer, G.; aj.: Reducing Development Time of Electric Machines with SyMSpace. In *2018 8th International Electric Drives Production Conference (EDPC)*, Dec 2018, ISSN null, s. 1–5, doi:10.1109/EDPC.2018.8658312.
- [109] Lim, D.-K.; Woo, D.-K.; Yeo, H.-K.; aj.: A Novel Surrogate-Assisted Multi-Objective Optimization Algorithm for an Electromagnetic Machine Design. *IEEE Transactions on Magnetics*, ročník 51, č. 3, 2015: s. 1–4, doi:10.1109/TMAG.2014.2359452.
- [110] Hu, Y.; Xiao, Y.; Chen, B.; aj.: Topology Optimization of a Consequent-Pole Rotor with V-Shaped Magnet Placement. In *2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2018, s. 234–239, doi:10.23919/ICEMS.2018.8549344.
- [111] Kim, Y. S.; Park, I. H.: Topology Optimization of Rotor in Synchronous Reluctance Motor Using Level Set Method and Shape Design Sensitivity. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, ročník 20, č. 3, 2010: s. 1093–1096, doi:10.1109/TASC.2010.2040725.
- [112] DR.71.J - DR.100.J AC Motors with LSPM Technology. Accessed April 10, 2021.
URL <https://download.sew-eurodrive.com/download/pdf/21281793.pdf>
- [113] Otomo, Y.; Igarashi, H.: Topology Optimization Using Gabor Filter: Application to Synchronous Reluctance Motor. *IEEE Transactions on Magnetics*, ročník 57, č. 6, 2021: s. 1–4, doi:10.1109/TMAG.2021.3057402.
- [114] Hiruma, S.; Ohtani, M.; Soma, S.; aj.: Novel Hybridization of Parameter and Topology Optimizations: Application to Permanent Magnet Motor. *IEEE Transactions on Magnetics*, ročník 57, č. 7, 2021: s. 1–4, doi:10.1109/TMAG.2021.3078435.
- [115] InfiniiVision 2000 X-Series Oscilloscopes. Citováno: Listopad 23, 2021.
URL <https://www.keysight.com/zz/en/assets/7018-02733/data-sheets/5990-6618.pdf>
- [116] WT1800E Series High performance Power Analyzers. Citováno: Listopad 23, 2021.
URL <https://cdn.tmi.yokogawa.com/BUWT1800E-01EN.pdf>
- [117] InfiniiVision 2000 X-Series Oscilloscopes. Citováno: Listopad 23, 2021.
URL https://www.atecorp.com/atecorp/media/pdfs/data-sheets/california_instruments_i-ix_seriesii_datasheet.pdf
- [118] Zkušební pracoviště Dynofit Basic. Citováno: Prosinec 7, 2021.
URL http://servo-vsm.eu/file/3126/CZ_TEST-LABDB_150115.pdf
- [119] TM series In-Line Torque Transducers. Citováno: Prosinec 7, 2021.
URL <https://www.magtrol.com/wp-content/uploads/tm-series.pdf>
- [120] Datasheet NI 9234. Citováno: Listopad 23, 2021.
URL https://www.ni.com/pdf/manuals/374238a_02.pdf
- [121] Jha, A. K.: *Optimization of Line Start Permanent Magnet Synchronous Motor for Magnet Cost Reduction*. Diplomová práce, Royal Institute of Technology, The School of Electrical Engineering, Stockholm, 2012.

Přílohy

A | Poměrné jednotky

V rámci této práce byly využity i poměrné jednotky a to zejména při kreslení fázorových diagramů. Použití poměrných jednotek je velmi praktické z důvodu lepší porovnatelnosti různých strojů. Vztažné hodnoty využitě v této práci jsou standardně používané ale pro úplnost je níže uveden jejich výpis dle publikace [16].

Vztažná hodnota proudu

$$I_b = \sqrt{2}I_N. \quad (\text{A.0.1})$$

Vztažná hodnota napětí

$$U_b = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}U_N. \quad (\text{A.0.2})$$

Úhlová frekvence

$$\omega_N = 2\pi f_{sN}. \quad (\text{A.0.3})$$

Vztažná hodnota spřaženého magnetického toku

$$\Psi_b = \frac{\sqrt{2}U_N}{\omega_N}. \quad (\text{A.0.4})$$

Vztažná hodnota impedance

$$Z = \frac{U_N}{I_N}. \quad (\text{A.0.5})$$

Vztažná hodnota indukčnosti

$$L_b = \frac{\sqrt{2}U_N}{\omega_N I_N}. \quad (\text{A.0.6})$$

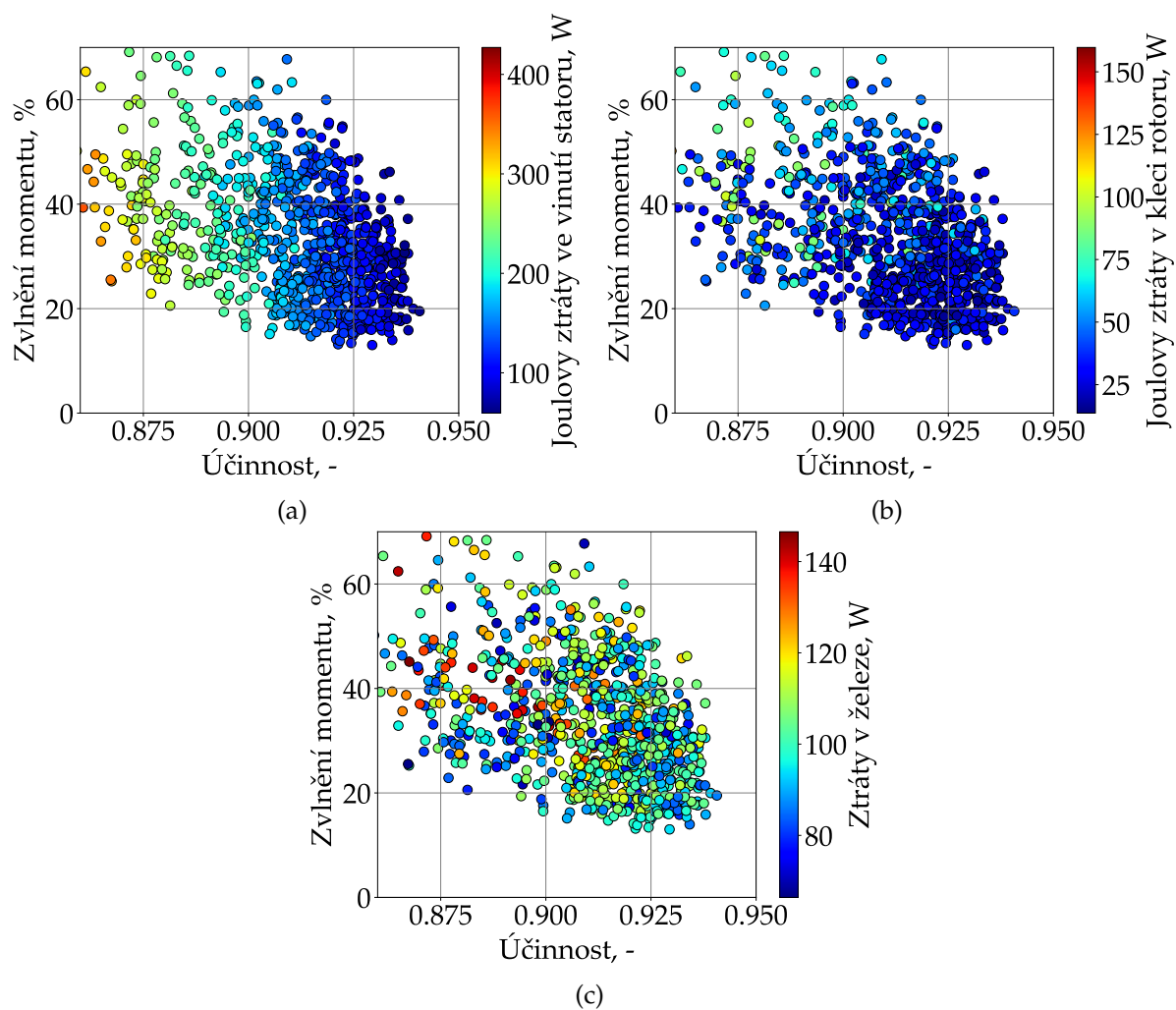
Reálné hodnoty jsou pak děleny těmito vztažnými hodnotami. Například pro výpočet indukčnosti v poměrných jednotkách se použije vzorec

$$L_{s, p.j.} = \frac{L_s}{L_b}. \quad (\text{A.0.7})$$

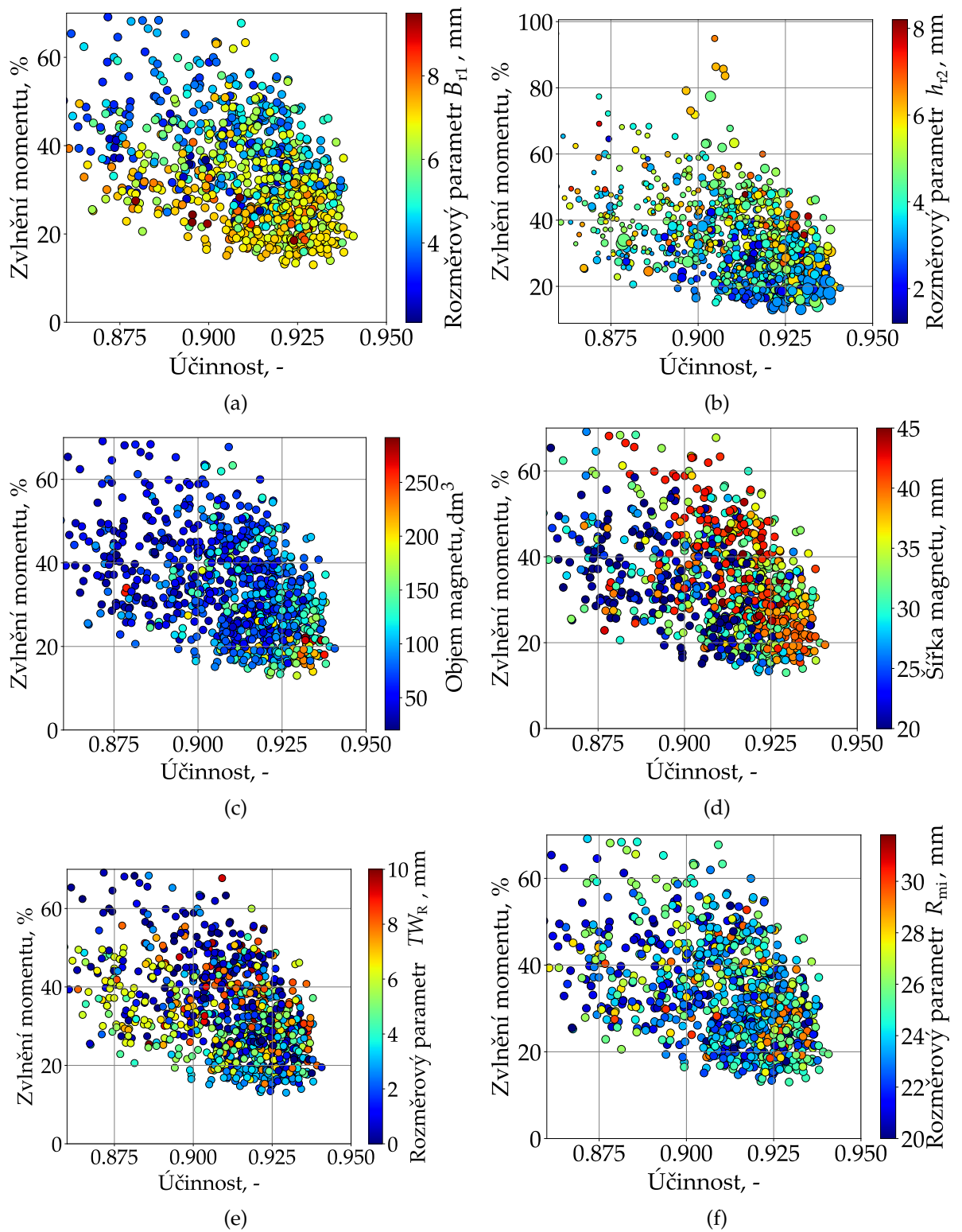
Pro jiné hodnoty se postupuje obdobně.

B | Vybrané výsledky optimalizace hybridním algoritmem DECMO2

Tato příloha doplňuje výsledky Kapitoly 4.3.4.



Obr. B.1: Závislost ztrát a zvlnění na účinnosti pro vybrané optimalizované provedení.



Obr. B.2: Závislost vybraných rozměrových parametrů a zvlnění na účinnosti pro vybrané optimalizované provedení.

C | Výsledky měření

PROTOKOL O ZKOUŠCE: **Určení ztrát a účinnosti dle metody 2-1-2A** ČSN EN 60034-2-1 ed. 2



Vysoké učení technické v Brně
Antonínská 548/1
601 90 Brno

Číslo protokolu:
Datum zkoušky: 7.2.2018
T.Z.

Popis motoru:		Třífázový synchronní motor pro přímé spouštění ze sítě provedení T1							
Jmenovitý výkon	W	1500	Výrobce						
Jmenovité napětí	V	400	Číslo modelu						
Jmenovitý proud	A	2.77	Výrobní číslo						
Jmenovité otáčky	min-1	1500	Druh zatížení IEC 60034-1		S1				
Napájecí kmitočet	Hz	50	Provedení		B3				
Počet fází	-	3	Třída izolace IEC 60085		F				
IEC 60034-30-1	kód IE	4	Maximální teplota okolí		°C				
Výchozí stav motoru:				6.1.3.2.1 Zkouška při jmenovitém zatížení					
Odpor vinutí	Ri	Ω	3.83	Odpor vinutí	Rn	Ω	4.23		
Teplota vinutí	ϑ_o	°C	22.7	Teplota vinutí	ϑ_n	°C	49.3		
Teplota okolí	ϑ_a	°C	22.70	Teplota okolí	ϑ_a	°C	24.6		
6.1.3.2.3 Zkouška zatěžovací křivky				Odpor vinutí	R	Ω	3.83		
Jmenovitý výkon		%	125%	115%	100%	75%	50%	25%	
Točivý moment	M	Nm	11.94	10.98	9.56	7.16	4.78	2.39	
Příkon	P1	W	2085.3	1914.4	1665.6	1251.5	854.9	478.5	
Síťový proud	I	A	3.30	3.08	2.77	2.32	2.06	2.09	
Provozní otáčky	n	min-1	1500	1500	1500	1500	1500	1500	
Svorkové napětí	U	V	399.2	399.2	399.2	399.2	399.2	399.2	
Kmitočet	f	Hz	50	50	50	50	50	50	
Teplota vinutí	ϑ_w	°C	52.00	51.30	50.60	51.00	50.00	49.30	
			Odpor vinutí	R	Ω	4.23			
			po zkoušce při zatížení						
6.1.3.2.4 Zkouška naprázdno				Odpor vinutí	R	Ω	4.19		
Jmenovité napětí	%	110%	100%	95%	90%	60%	50%	40%	30%
Příkon	Po	W	162.9	124.3	105.5	85.1	37.1	64.0	116.3
Síťový proud	Io	A	2.87	2.41	2.16	1.83	0.68	1.59	2.54
Svorkové napětí	Uo	V	438.7	399.3	379.5	358.9	239.8	199.7	159.6
Kmitočet	fo	Hz	50	50	50	50	50	50	50
Teplota vinutí	ϑ_w	°C	46.6	47.0	47.3	47.2	46.7	45.6	44.9
			Odpor vinutí	R	Ω	4.17			
			po zkoušce naprázdno						
6.1.3.3 Určení účinnosti									
Korigovaný jmenovitý výkon	P2,ϑ	%	125%	115%	100%	75%	50%	25%	
Účinník	cos ϕ	-	0.92	0.91	0.88	0.80	0.62	0.34	
Účinnost	η	%	89.96	90.11	90.12	89.92	87.84	78.58	

Obr. C.1: Protokol o zkoušce provedení T1.

PROTOKOL O ZKOUŠCE:

Určení ztrát a účinnosti dle metody 2-1-2A

ČSN EN 60034-2-1 ed. 2



Vysoké učení technické v Brně
Antonínská 548/1
601 90 Brno

Číslo protokolu:
Datum zkoušky:
T.Z.

10.1.2020

Popis motoru:		Třífázový synchronní motor pro přímé spouštění ze sítě provedení T2							
Jmenovitý výkon	W	1500	Výrobce						
Jmenovité napětí	V	400	Číslo modelu						
Jmenovitý proud	A	3.06	Výrobní číslo						
Jmenovité otáčky	$min-1$	1500	Druh zatížení IEC 60034-1		S1				
Napájecí kmitočet	Hz	50	Provedení		B3				
Počet fází	-	3	Třída izolace IEC 60085		F				
IEC 60034-30-1 (dimenzováno)	kód IE	4	Maximální teplota okolí		°C				
Výchozí stav motoru:				6.1.3.2.1 Zkouška při jmenovitém zatížení					
Odpor vinutí	R_i	Ω	3.58	Odpor vinutí	R_n	Ω	3.97		
Teplota vinutí	ϑ_o	°C	23.0	Teplota vinutí	ϑ_n	°C	50.8		
Teplota okolí	ϑ_a	°C	23.0	Teplota okolí	ϑ_a	°C	26.0		
6.1.3.2.3 Zkouška zatěžovací křivky				Odpor vinutí					
				před zkouškou při zatížení		R	Ω	3.88	
Jmenovitý výkon		%	125%	115%	100%	75%	50%	25%	
Točivý moment	M	Nm	11.92	10.98	9.55	7.16	4.77	2.38	
Příkon	P_1	W	2090.00	1910.00	1660.00	1250.00	852.00	466.33	
Síťový proud	I	A	3.60	3.37	3.06	2.63	2.35	2.28	
Provozní otáčky	n	$min-1$	1500.00	1500.00	1500.00	1500.00	1500.00	1500.00	
Svorkové napětí	U	V	399.51	399.52	399.54	399.57	399.59	399.61	
Kmitočet	f	Hz	50.00	50.00	50.00	50.00	50.00	50.00	
Teplota vinutí	ϑ_w	°C	50.80	51.40	51.00	50.50	49.80	49.80	
				Odpor vinutí					
				po zkoušce při zatížení		R	Ω	3.87	
6.1.3.2.4 Zkouška naprázdno				Odpor vinutí					
				před zkouškou naprázdno		R	Ω	3.83	
Jmenovité napětí	%	110%	100%	95%	90%	60%	50%	40%	30%
Příkon	P_o	W	157.33	123.00	109.00	96.00	33.20	27.52	42.51
Síťový proud	I_o	A	2.82	2.40	2.22	2.06	0.56	0.29	1.13
Svorkové napětí	U_o	V	439.60	399.63	379.65	359.67	239.78	199.82	159.84
Kmitočet	f_o	Hz	50	50	50	50	50	50	50
Teplota vinutí	ϑ_w	°C	47.1	47.1	47.2	47.2	47.2	47	46.7
				Odpor vinutí					
				po zkoušce naprázdno		R	Ω	3.82	
6.1.3.3 Určení účinnosti									
Korigovaný jmenovitý výkon	$P_{2,\vartheta}$	%	125%	115%	100%	75%	50%	25%	
Účinník	$\cos \varphi$	-	0.84	0.82	0.78	0.69	0.52	0.30	
Účinnost	η	%	89.59	90.30	90.37	89.98	87.94	80.17	

Obr. C.2: Protokol o zkoušce provedení T2.

PROTOKOL O ZKOUŠCE:

Určení ztrát a účinnosti dle metody 2-1-2A

ČSN EN 60034-2-1 ed. 2



Vysoké učení technické v Brně

Antonínská 548/1

601 90 Brno

Číslo protokolu:

Datum zkoušky:

T.Z.

17.1.2020

Popis motoru:		Třífázový synchronní motor pro přímé spouštění ze sítě provedení V										
Jmenovitý výkon	W	1500	Výrobce									
Jmenovité napětí	V	400	Číslo modelu									
Jmenovitý proud	A	2.75	Výrobní číslo									
Jmenovité otáčky	min-1	1500	Druh zatížení IEC 60034-1	S1								
Napájecí kmitočet	Hz	50	Provedení	B3								
Počet fází	-	3	Třída izolace IEC 60085	F								
IEC 60034-30-1 (dimenzováno)	kód IE	4	Maximální teplota okolí	°C								
Výchozí stav motoru:				6.1.3.2.1 Zkouška při jmenovitém zatížení								
Odpor vinutí	Ri	Ω	3.42	Odpor vinutí	Rn	Ω	3.75					
Teplota vinutí	θo	°C	22.8	Teplota vinutí	θn	°C	47.5					
Teplota okolí	θa	°C	22.8	Teplota okolí	θa	°C	26.0					
6.1.3.2.3 Zkouška zatěžovací křivky				Odpor vinutí	R	Ω	3.75					
Jmenovitý výkon		%		před zkouškou při zatížení								
Točivý moment	M	Nm		125%	115%	100%	75%	50%	25%			
Příkon	P1	W		11.92	10.98	9.55	7.16	4.77	2.38			
Síťový proud	I	A		2060.00	1880.00	1630.00	1220.00	828.67	448.00			
Provozní otáčky	n	min-1		3.46	3.22	2.91	2.46	2.17	2.10			
Svorkové napětí	U	V		1500.00	1500.00	1500.00	1500.00	1500.00	1500.00			
Kmitočet	f	Hz		399.50	399.51	399.53	399.56	399.58	399.60			
Teplota vinutí	θw	°C		50.00	50.00	50.00	50.00	50.00	50.00			
				48.00	48.30	48.50	48.30	47.90	47.10			
				Odpor vinutí	R	Ω	3.74					
				no zkoušce při zatížení								
				Odpor vinutí	R	Ω	3.70					
				před zkouškou naprázdno								
				95%	90%	60%	50%	40%	30%			
				98.93	86.30	30.76	27.53	44.02	82.20			
				2.07	1.88	0.47	0.35	1.19	2.10			
				379.64	359.66	239.77	199.81	159.84	119.87			
				50	50	50	50	50	50			
				44.60	44.60	44.50	44.50	44.50	44.50			
				Odpor vinutí	R	Ω	3.70					
				po zkoušce naprázdno								
6.1.3.3 Určení účinnosti				Korigovaný jmenovitý výkon	P2,θ	%	125%	115%	100%	75%	50%	25%
Účinník	cos φ	-		0.860	0.844	0.812	0.719	0.552	0.308			
Účinnost	η	%		90.89	91.74	92.03	92.19	90.42	83.45			

Obr. C.3: Protokol o zkoušce provedení V.

PROTOKOL O ZKOUŠCE: **Určení ztrát a účinnosti dle metody 2-1-1B**

ČSN EN 60034-2-1 ed. 2



Vysoké učení technické v Brně
Antonínská 548/1
601 90 Brno

Číslo protokolu:
Datum zkoušky:
T.Z.

27.6.2018

Popis motoru:		Výchozí třífázový asynchronní motor s kotvou nakrátko								
Jmenovitý výkon	W	1500	Výrobce		EMP s.r.o. Slavkov					
Jmenovité napětí	V	400	Číslo modelu		TM90-4L					
Jmenovitý proud	A	3.54	Výrobní číslo							
Jmenovité otáčky	min-1	1447	Druh zatížení IEC 60034-1		S1					
Napájecí kmitočet	Hz	50	Provedení		B3					
Počet fází	-	3	Třída izolace IEC 60085		F					
IEC 60034-30-1	kód IE	3	Maximální teplota okolí		°C					
Výchozí stav motoru:				6.1.3.2.1 Zkouška při jmenovitém zatížení						
Odpor vinutí	Ri	Ω	6.25	Odpor vinutí	Rn	Ω	7.51			
Teplota vinutí	θo	°C	23.3	Teplota vinutí	θn	°C	71.5			
Teplota okolí	θa	°C	23.3	Teplota okolí	θa	°C	25.1			
6.1.3.2.3 Zkouška zatěžovací křivky				Odpor vinutí před zkouškou při zatížení						
Jmenovitý výkon		%		R	Ω	6.29				
Točivý moment	M	Nm	12.37	115%	11%	100%	75%	50%	25%	
Příkon	P1	W	2237.67	11.38	9.90	7.43	4.95	2.48		
Síťový proud	I	A	4.13	3.90	3.59	3.15	2.82	2.62		
Provozní otáčky	n	min-1	1429.2	1435.7	1445.2	1460.1	1473.9	1487.0		
Svorkové napětí	U	V	399.36	399.38	399.4	399.43	399.46	399.49		
Kmitočet	f	Hz	50	50	50	50	50	50		
Teplota vinutí	θw	°C	72.4	73	72.8	72.1	70.1	69.9		
				Odpor vinutí no zkoušce při zatížení						
				R	Ω	7.38				
6.1.3.2.4 Zkouška naprázdno				Odpor vinutí před zkouškou naprázdno						
Jmenovité napětí	%	110%	100%	R	Ω	7,186				
Příkon	Po	W	211.5267	161.9267	143.1577	127.3743	60.75177	45.7663	33.64513	24.3488
Síťový proud	Io	A	3.08	2.57	2.36	2.18	1.30	1.05	0.83	0.61
Svorkové napětí	Uo	V	439.44	399.5	379.53	359.56	239.7033	199.75	159.79	119.845
Kmitočet	fo	Hz	50	50	50	50	50	50	50	50
Teplota vinutí	θw	°C	62	62.6	63	63.2	63	62.7	62.3	61.8
				Odpor vinutí po zkoušce naprázdno						
				R	Ω	7,181				
6.1.3.3 Určení účinnosti										
Korigovaný jmenovitý výkon	P2,θ	%	125%	115%	100%	75%	50%	25%		
Korigovaný výkon	P2,θ	W	1824	1682	1468	1104	736	358		
Korigovaný skluz	sθ	-	0.047139	0.042811	0.036486	0.026565	0.017377	0.008655		
Korigovaný příkon	P1,θ	W	2237	2053	1784	1348	931	527		
Ztráty v železe	Pfe	W	69.46	70.08	71.02	72.58	74.13	75.63		
Korigované ztráty třením a korigované ventilační	Pfw,θ	W	11.56	11.69	11.88	12.19	12.48	12.76		
Přídavné ztráty při zatížení	PLL	W	48.69	41.20	31.16	17.54	7.79	1.95		
Korigované ztráty ve statoru	Ps,θ	W	189.95	170.13	144.11	110.48	87.90	75.77		
Korigované ztráty v rotoru	Pr,θ	W	93.24	77.60	57.23	30.95	13.37	3.25		
Účinník	cos φ	-	0.78	0.76	0.72	0.62	0.48	0.29		
Účinnost	η	%	81.55	81.94	82.32	81.92	78.99	67.87		

Obr. C.4: Protokol o zkoušce výchozího asynchronního motoru.